

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет "Запорізька політехніка"

Факультет інформаційної безпеки та електронних комунікацій
(повне найменування факультету)

Кафедра радіотехніки та телекомунікацій
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проєкту (роботи)
магістра
(ступінь вищої освіти)

на тему МОДЕЛЮВАННЯ АВТОКОМПЕНСАТОРА ЗАВАД

Виконав(ла): студент(ка) 2м курсу, групи БК-912м

Спеціальності _____

172 «Телекомунікації та радіотехніка»
(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація) _____

«Інформаційні мережі зв'язку»

КОШИМАН Руслан Русланович
(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

Керівник ЧОРНОБОРОДОВ М.П.
(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

Рецензент _____
(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет "Запорізька політехніка"
(повне найменування закладу вищої освіти)

Факультет ФІБЕККафедра Радіотехніки та телекомунікаційСтупінь вищої освіти магістрСпеціальність 172 "Телекомунікації та радіотехніка"
(код і найменування)Освітня програма (спеціалізація) Інформаційні мережі зв'язку
(назва освітньої програми (спеціалізації))**ЗАТВЕРДЖУЮ****Завідувач кафедри**РТТК.Т.Н., доц. САМОЙЛИК С. С.
" " грудня 20 23 року

З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЕКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА(КИ)

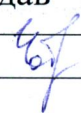
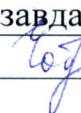
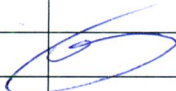
КОШМАНА Руслана Руслановича

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту (роботи) "Моделювання автокомпенсатора завад"керівник проекту (роботи) ЧОРНОБОРОДОВ Михайло Петрович, доцент
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)затверджені наказом закладу вищої освіти від " 14 " 11 2023 року № 4432. Строк подання студентом проекту (роботи) 10.12.2023 р.3. Вихідні дані до проекту (роботи): Зпроектувати систему завадозахисту РЛС з наступними параметрами: тип завади – активна шумова, кількість постановників – 3, вхідні дані радіолокаційної інформації - 16-розрядні квадратурні складові, що надходять портами зв'язку процесора ADSP-21160.4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) розробити одноканальний алгоритм компенсації активної шумової завади з прямим обчисленням коефіцієнтів; розробити багатоканальний алгоритм компенсації активної шумової завади з прямим обчисленням коефіцієнтів

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень):
презентація Microsoft Office PowerPoint.

6. Консультанти розділів проекту (роботи)

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
1-3	ЧОРНОБОРОДОВ М. П., доцент		
Нормоконтроль	МОРОЗ Г.В., ст. викладач		

7. Дата видачі завдання " 3 " вересня 20 23 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

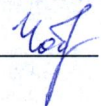
№ з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Методи оптимальної обробки сигналів і пригнічення завад за апіорної параметричної й непараметричної невизначеності	05.09-15.09	Виконано
2	Одноканальний алгоритм гомпенсації	15.09-01.10	Виконано
3	Багатоканальний алгоритм гомпенсації	01.10-30.11	Виконано

Студент(ка)

Керівник дипломної роботи


(підпис)

КОШМАН Р. Р.
(прізвище та ініціали)


(підпис)

ЧОРНОБОРОДОВ М. П.

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до магістерської роботи: 61 с., 22 рис., 5 джерел.

РЛС, АКП, ЗАВАДА, СПЕКТР.

Об'єкт проектування – автокомпенсатор завад.

Мета роботи – розробка багатоканального автокомпенсатора завад.

Метод дослідження – теоретично-розрахунковий з використанням ЕОМ.

Розроблено алгоритм адаптації для імпульсно-доплерівської РЛС на основі безпосереднього обчислення вагових коефіцієнтів. Аналізуються характеристики когерентного компенсатора завад на його основі.

За виконання дипломної роботи застосовувалися сучасні методи проектування. Проектування здійснювалося на спеціальному програмному забезпеченні й обчислювальній техніці.

Розроблений спосіб цілком задовольняє умовам технічного завдання.

ЗМІСТ

	С.
Скорочення та умовні позначки	6
Вступ.....	7
1 Методи оптимальної обробки сигналів і пригнічення завад за апіорної параметричної й непараметричної невизначеності	9
1.1 Класифікація завад.....	9
1.2 Фільтраційні методи	10
1.3 Компенсаційні методи	16
1.4 Параметрична невизначеність	17
1.5 Непараметрична невизначеність	18
1.6 Адаптивні алгоритми.....	30
1.7 Сліпі умови і класифікація методів сліпого пригнічення завад.....	33
2 Компенсатор завад з прямим обчисленням коефіцієнтів	43
2.1 Одноканальний алгоритм компенсації завад на основі прямого обчислення вагових коефіцієнтів	43
2.2 Математичне моделювання одноканального алгоритма компенсації...	49
2.3 Багатоканальний алгоритм компенсації завад на основі прямого обчислення вагових коефіцієнтів	51
2.4 Математичне моделювання багатоканального алгоритма компенсації	56
Висновки	60
Перелік джерел посилань	61

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

БРЛС	–	бортова РЛС
КК	–	компенсаційний канал
ОК	–	основний канал
ПОІ	–	процесор обробки інформації
РЛС	–	радіолокаційна станція
СКВ	–	середьоквадратичне відхилення
ЦПП	–	цифровий приймальний пристрій

ВСТУП

Джерелами завад можуть бути передавальні пристрої радіотехнічних систем, електромагнітні ненавмисні випромінювання від різних джерел, індустриальні завади, власні шуми приймача тощо. Різноманіття завад породило велику кількість методів боротьби з ними. У ряді відомих монографій В.О. Котельникова, О.О. Харкевича, В.І. Тихонова, Б.Р. Левіна, Л.С. Гуткина, П.А. Бакута узагальнено результати багаторічних досліджень за даним напрямком. Переважну більшість наукових публікацій присвячено тим чи іншим питанням забезпечення завадостійкого й завадозахищеного приймачу сигналів або частинним розв'язком за різними певними проблемами. Як приклади можна вказати роботи Ю.І. Лосєва, С.А. Куріцина, В.І. Джигана, Н.Е. Кирилова, Б. Уїдроу, О.О. Харкевича, С. Хайкіна та ін.

Так, питання боротьби із зосередженими за спектром завадами розглядалися авторами: Л.М. Фінком, В.Г. Карташевським, Д.Д. Кловським, А.І. Фалько, А.С. Котоусовим й А.Е. Морозовим, Ю.І. Саватєєвим, М.Н. Чесноковим, Ю.Г. Сосулиним тощо у контексті розробки фільтраційних й компенсаційних методів пригнічення завад.

Іншою важливою проблемою боротьби з завадами є пригнічення імпульсних завад, що створюються системами радіорелейного й супутникового зв'язку, засобами радіолокації й радіонавігації. У багатьох випадках рівень імпульсної завади виявляється настільки значним, що призводить до порушення працездатності приймача і до безповоротної втрати ділянок корисного сигналу. Боротьба з імпульсними завадами, що пригнічуються в основному за допомогою методів нелінійної обробки, розглядається в роботах Д.Д. Кловського, М.Н. Чеснокова, В.М. Карташевського, О.І. Шелухіна, В.Г. Валєєва тощо.

Боротьбу з завадою ускладнює недостатність апріорних відомостей про її параметри, а також про параметри корисного сигналу. В умовах, коли про

сигнал і заваду нічого не відомо, застосовуються методи так званої сліпої обробки сигналів (Blind signal processing). Обробка сигналів наосліп протягом більш трьох десятиків років актуальна для систем радіолокації, радіонавігації, радіозв'язку, у задачах фільтрації сигналів і зображень, у тому числі – в медичній апаратурі тощо. Однак питання сліпого пригнічення завад у літературі недостатньо розкриті, а теоретичне обґрунтування і практичне застосування методів сліпого пригнічення відсутні у доступних джерелах. Тому розробка нових методів боротьби з завадами наосліп є актуальним й затребуваним на даний час.

1 МЕТОДИ ОПТИМАЛЬНОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ І ПРИГНІЧЕННЯ ЗАВАД ЗА АПРІОРНОЇ ПАРАМЕТРИЧНОЇ Й НЕПАРАМЕТРИЧНОЇ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ

1.1 Класифікація завад

Завадою d називають стороннє збурення, що діє в системі передавання й запобігає вірному виявленню інформаційних повідомлень. Корисним є сигнал, що піддається обробці і подальшій фільтрації.

Завади може бути класифіковано наступним чином:

а) за способом взаємодії з корисним сигналом s :

– адитивні, коли прийнятий сигнал виражається сумою корисного сигналу і завади, тобто $y(t)=s(t)+d(t)$;

– мультиплікативні, коли прийнятий сигнал виражається добутком корисного сигналу і завади, тобто $y(t)=s(t) \cdot d(t)$;

б) за характером зміни в часі:

– флуктуаційна, що є випадковим процесом з рівномірною спектральною щільністю потужності;

– імпульсна, що є випадковою послідовністю імпульсів (наприклад, атмосферна);

– вузькосмугова, енергію якої зосереджено у вузькій смузі біля деякої частоти (наприклад, сторонні радіостанції);

г) за видом щільності розподілу:

– гаусівські;

– негаусівські.

Як моделі сигналів і завад використовуються випадкові процеси x_n , що задаються n -мірними законами розподілу $D(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1, t_2, \dots, t_n)$. Якщо процес гаусівський, то його можна задавати більш простими характеристиками: математичним сподіванням, дисперсією, кореляційною

функцією, спектральною щільністю потужності випадкового процесу. Негаусівські процеси доцільно описувати кумулянтами чи моментами вищих порядків.

Під оптимальною обробкою сигналів розуміється виділення корисних сигналів на тлі завад за яким-небудь критерієм. Оптимальна обробка припускає пригнічення завад, що заважають виділенню сигналів.

Всі наявні методи пригнічення завад можна розподілити на три групи. Методи, що працюють в умовах:

- повної апіорної визначеності;
- апіорної параметричної невизначеності;
- апіорної непараметричної невизначеності.

Методи пригнічення завад засновано на використанні відмінностей завад від сигналу за формою, спектром розподілу чи окремими параметрами (потужністю, фазою, моментом, кумулянтном тощо). Чим більше ця відмінність, тим більше може бути ефективність пригнічення.

Традиційні методи пригнічення завад можна розділити на фільтраційні і компенсаційні.

1.2 Фільтраційні методи

Фільтраційні методи пригнічення завад – це методи:

- частотної фільтрації;
- часової селекції;
- амплітудного обмеження,

засновані на розбіжностях сигналу й завади, відповідно, за частотним спектром, часом надходження й рівня. До них також відносяться такі складні для здійснення методи, як синхронне детектування й кореляційний приймаль.

Виділення повідомлення на тлі завад за оптимальної фільтрації засновано на знанні форми сигналу й методу модуляції його повідомленням, характеристик завад тощо. Оптимальна фільтрація здійснюється, як правило,

за двома основними критеріями:

- мінімального значення середньоквадратичного відхилення фільтрованого сигналу від його еталонного (чи первинного) значення;
- максимуму відношення пікового значення сигналу до середньоквадратичного значення завади на виході фільтра.

Якщо на вході оптимального фільтра діє адитивна суміш $y(t)$ цілком відомого сигналу $s(t)$ і стаціонарного в широкому сенсі випадкового процесу $d(t)$ з відомою спектральною щільністю $S_d(\omega)$, то можливо синтезувати оптимальний фільтр за критерієм максимуму відношення сигнал/завада за потужністю з передатною характеристикою:

$$W_{\text{opt}}(j \cdot \omega) = \text{const} \cdot \frac{G_s^*(j \cdot \omega)}{S_d(j \cdot \omega)} e^{j \cdot \omega \cdot t_0},$$

де $G_s^*(j \cdot \omega)$ – комплексно-сполучений спектр корисного сигналу;

t_0 – момент часу, що відповідає найбільшому відношенню пікового значення сигналу до середньоквадратичного значення завади.

Отже, гранично можливе значення відношення сигнал-завада за потужністю на виході такого фільтра визначається виразом:

$$W_{\text{opt}}(j \cdot \omega) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_s(j \cdot \omega)}{S_d(j \cdot \omega)} d\omega,$$

де $S_s(j \cdot \omega)$ – спектральна щільність корисного сигналу.

Зокрема, для фільтрації в смузі ΔF_c одиночного символу (цифрової послідовності) з амплітудою A_0 й тривалістю τ_i на тлі широкосмугової гаусівської завади з потужністю P_3 , відношення сигнал-завада на виході фільтра:

$$q = \tau_i \cdot A_0^2 \cdot \Delta F_c / P_3.$$

За цього, такий фільтр можна застосовувати тільки тоді, коли відомий момент часу закінчення корисного сигналу t_0 .

Якщо детермінований сигнал приймається на тлі негаусівських завад, то спочатку вхідний сигнал необхідно пропустити блоком нелінійного безінерційного перетворення, а потім подати на корелятор чи узгоджений фільтр. Наприклад, за виявлення слабких сигналів, тобто малому відношенні сигнал/завада, приймач можна побудувати за схемою рисунку 1.1. Однак для синтезу приймача необхідно знати розподіл завади D , що апріорно не відомо.

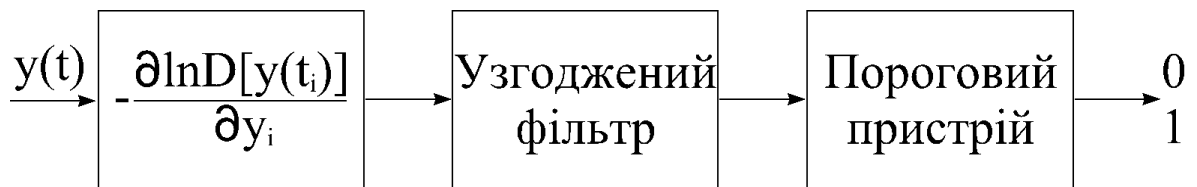


Рисунок 1.1 – Виявлювач детермінованого сигналу на тлі некорельованої негаусівської завади (D-розподіл завади)

Критерій мінімізації СКВ фільтрованого сигналу від його еталонної форми найбільше підходить, коли необхідно виділити корисний сигнал. Найпоширенішим оптимальним фільтром за даним критерієм є фільтр Вінера. Він має передатну функцію [27]:

$$W_{\text{opt}}(j \cdot \omega) = \underbrace{\frac{1}{G_y(j \cdot \omega)}}_{W_v(j \cdot \omega)} \cdot \underbrace{\frac{S_{ys}(j \cdot \omega)}{G_y(j \cdot \omega)}}_{W_s(j \cdot \omega)} = \frac{S_{ys}(j \cdot \omega)}{S_y(j \cdot \omega)},$$

де $S_{ys}(j \cdot \omega)$ – взаємна спектральна щільність процесів $y(t)$ й $s(t)$;

$S_y(\omega)$ – спектральна щільність процесу $y(t)$;

$W_v(j \cdot \omega)$ – передатна характеристика вибілювального фільтра;

$W_s(j \cdot \omega)$ – передатна характеристика формуючого фільтра;

$G_y(j \cdot \omega) \cdot G_y^*(j \cdot \omega) = S_y(\omega)$.

Фільтр Вінера є послідовністю вибілювального й формувального фільтрів (рис. 1.2): перший фільтр формує білий шум одиничної спектральної щільності, останній – оцінку корисного сигналу.

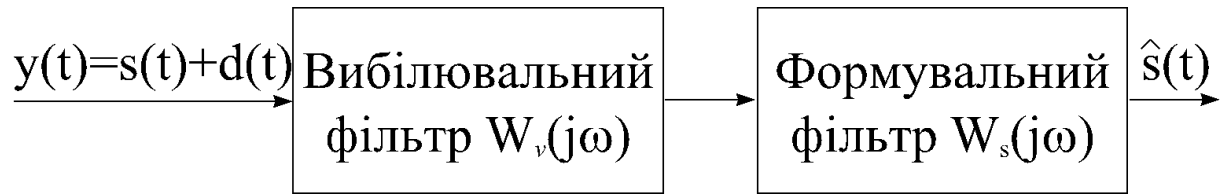


Рисунок 1.2 – Фільтр Вінера

Дисперсію помилки фільтрації на виході оптимального фільтра Вінера може бути виражено [28] так:

$$\begin{aligned}\overline{\varepsilon^2(t)_{opt}} &= \overline{[s(t) - \hat{s}(t)]^2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_s(\omega) [1 - W_{opt}(j\omega)] d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_d(\omega) \frac{S_s(\omega)}{S_s(\omega) + S_d(\omega)} d\omega,\end{aligned}$$

де $S_s(\omega)$ – спектральна щільність потужності сигналу;

$S_d(\omega)$ – спектральна щільність потужності завади.

Наприклад, дисперсія помилки фільтрації, коли виділяється гаусівсько-марківський сигнал з дисперсією σ_s^2 й шириною спектра α на тлі завад з дисперсією σ_d^2 на тлі білого гаусівського шуму, розраховується за формулою:

$$\overline{\varepsilon^2(t)_{opt}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sigma_s^2 \cdot 2\alpha}{\eta \cdot 2\alpha + \alpha^2 + \omega^2} d\omega = \frac{\sigma_s^2 \alpha}{\sqrt{\eta \cdot 2\alpha + \alpha^2}},$$

де η – відношення потужності сигнал/завада.

Фільтр Калмана асимптотично еквівалентний фільтрові Вінера за

передатною функцією, але структурно здійснюється у вигляді системи зі зворотним зв'язком і синтезується через систему диференціальних рівнянь. Його основною перевагою є більш проста алгоритмізація для комп'ютерного моделювання [29].

Якщо відомо, що корисним сигналом є гаусівсько-марківський процес (який формулюється диференціальним рівнянням першого порядку):

$$ds/dt = -\alpha \cdot s(t) + v(t),$$

де $v(t)$ – породжувальний процес, то шляхом відповідних перетворень [29] диференційного рівняння остаточно отримуємо фільтр Калмана (рис. 1.3):

$$d\hat{s}/dt = -\alpha \cdot \hat{s}(t) + k(t) \cdot [y(t) - \hat{s}(t)],$$

де $k(t)$ – коефіцієнт підсилення фільтра.

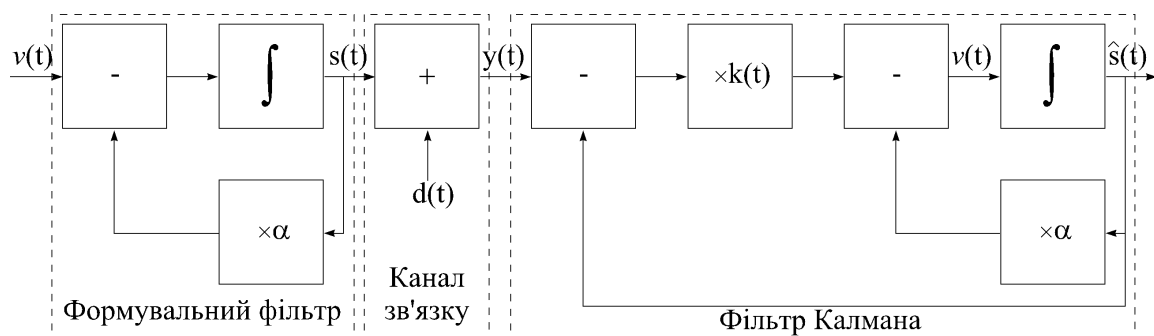


Рисунок 1.3 – Структурна схема процесу виділення фільтром Калмана корисного сигналу

У стаціонарному стані, коефіцієнт передавання фільтра [29]:

$$k = \alpha \cdot ([1 + 2 \cdot \eta / \alpha]^{0.5} - 1).$$

За цього здійснюється моделювання породжувального процесу і проходження його формувальним фільтром, еквівалентним за параметрами фільтру, що формує гаусівсько-марківський процес на передавальному боці.

Таким чином, у структуру фільтра Калмана закладено модель повідомлення. Тому фільтр Калмана можна побудувати у вигляді рекурентного алгоритму лише в тому випадку, якщо наявні апріорні дані про параметри випадкового процесу, який він фільтрує.

За обробки сигналів на тлі негаусівських завад, застосовується теорія нелінійної фільтрації. В основі нелінійної оптимальної фільтрації лежить рівняння відносної апостеріорної щільності імовірності $D(\varphi, t)$ або рівняння Стратоновича:

$$\frac{\partial D(x, t)}{\partial t} = L_{\text{ФП}}(x) D(x, t) + [F(x, t) - \bar{F}(x, t)] D(x, t),$$

де $L_{\text{ФП}}$ – оператор рівняння Фокера-Планка;

$F(x, t)$ – функція Стратоновича;

$\bar{F}(x, t)$ – середнє значення функції $F(x, t)$:

$$\bar{F}(x, t) = \int_{\varphi} F(x, t) D(x, t) d\varphi.$$

Строге розв'язання рівняння Стратоновича відсутнє, тому його розв'язки шукають з певними обмеженнями. Наприклад, якщо відомий закон формування повідомлення чи використано гаусівську апроксимацію апостеріорної щільності імовірності [29].

Зокрема, за фільтрації ЧМ-сигналу з девіацією $\Delta\omega$ (а повідомленням є гаусівсько-марківський процес) на тлі гаусівського шуму розв'язання рівняння Стратоновича призводить до синтезу схеми на рисунку 1.4 [27].

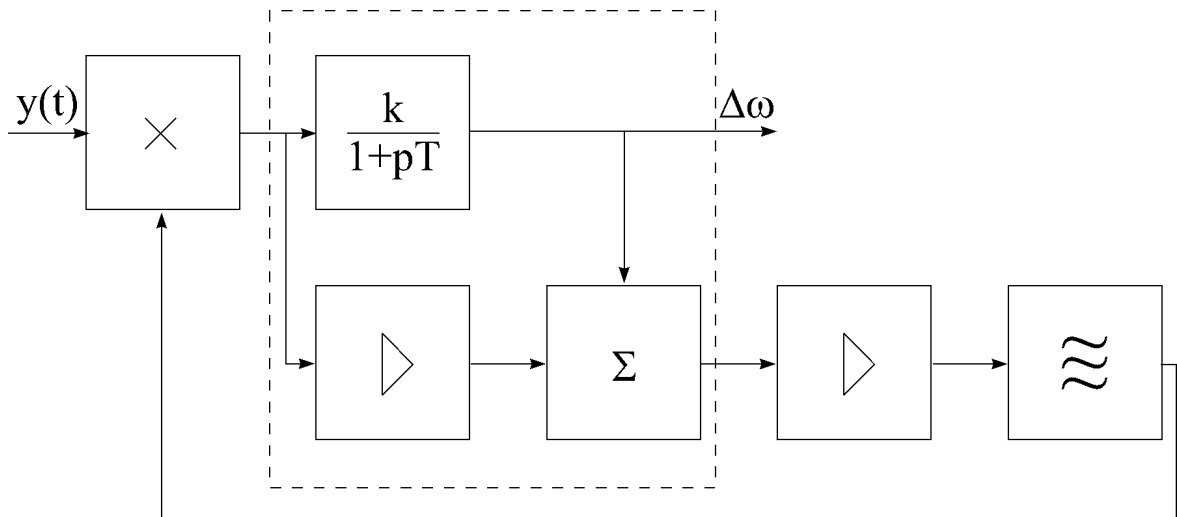


Рисунок 1.4 – Структурна схема фазового автопідлаштування частоти

Однак, у випадку апіорної невизначеності відносно параметрів сигналів й завад, синтезувати нелінійного приймача складно.

1.3 Компенсаційні методи

Компенсаційні методи засновано на виявленні й обліку в процесі обробки значень параметрів завад, що відносяться до певної реалізації. Якщо в місці приймання корисного сигналу можна отримати відомості про всі параметри завади в будь-який момент часу, то її може бути пригнічено з будь-яким ступенем точності. Для цього в приймальному пристрої формують опорні коливання, за формою і величиною тотожні заваді, що зашумлює сигнал, але має протилежну полярність. За подавання сформованого коливання в основний канал приймача, відбувається компенсація завади.

В одноканальних компенсаторах інформацію про заваду може бути отримано із зашумленої суміші, а потім після синтезу завадового сигналу він віднімається із суми сигналу і завади (рис. 1.5). У багатоканальних варіантах здійснення компенсаторів число каналів звичайно залежить від кількості компенсованих завад.

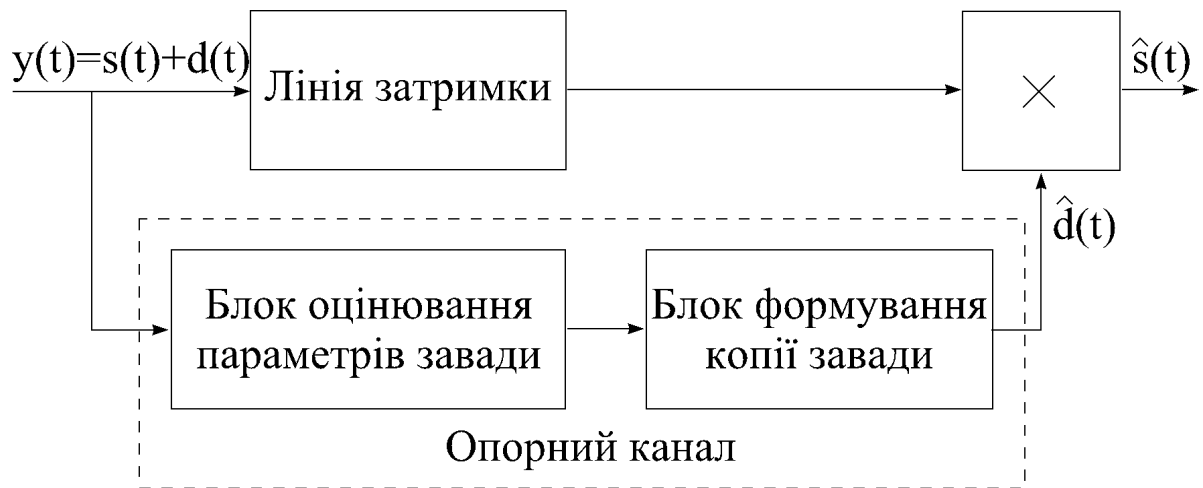


Рисунок 1.5 – Узагальнена структурна схема одноканального компенсатора завад

Однак побудова й алгоритми функціонування блоків оцінки параметрів завади і формування копії завади в опорному каналі істотно залежать від структурних особливостей і статистичних властивостей завадових сигналів [20], що заздалегідь можуть бути невідомі.

1.4 Параметрична невизначеність

Параметрична невизначеність виникає тоді, коли хоча б один сигнальний чи завадовий параметр невідомий. Існує значна кількість різних алгоритмів подолання параметричної невизначеності. Усі вони побудовані на основі баєсівського правила ухвалення рішення (чи критерію середнього ризику). Наприклад, за невідомої початкової фази сигналу алгоритм виявлення амплітудно-маніпульованого сигналу з пасивною паузою на тлі білого гаусівського шуму приймає рішення на основі порівняння значення обвідної напруги на виході оптимального приймача (наприклад, погодженого чи фільтра корелятора, налаштованого на сигнал "0") з деяким порогом $U_{\text{п}}$ [26]. За перевищення порога приймається рішення на користь сигналу "1", у противному випадку – на користь сигналу "0" (рис. 1.6).



Рисунок 1.6 – Виявлювач сигналу з невідомою початковою фазою

У випадку, коли невідома кілька параметрів, виявлювач може будуватися за багатоканальною схемою чи за допомоги послідовних спостережувальних вимірювачів. Чим менше параметрична розбіжність між сусідніми каналами, тим точніше відбуватиметься виявлення. За цього число каналів визначається за довільного поєднання цих невідомих параметрів, що на практиці зустрічає технологічних труднощів.

1.5 Непараметрична невизначеність

Класичним визначенням непараметричної невизначеності є відсутність інформації про імовірнісний розподіл завад чи коли клас завад ширше за клас гаусівських завад.

Звичайно, до непараметричних алгоритмів відносять алгоритми, інваріантні до розподілу завади тільки за однією з гіпотез, наприклад, коли забезпечується сталість рівня хибних тривог. Істинно непараметричні алгоритми мусять мати нечутливість до розподілу за обох гіпотез [30].

Якщо щільності імовірності невідомі, то можливі три підходи до виявлення (фільтрації) корисного сигналу:

- задати наближену апіорну щільність імовірності; за цього врахувати, що її вигляд впливатиме на якість виявлення і фільтрації;
- застосувати евристичні алгоритми виявлення і фільтрації на основі різних статистик;
- використовувати адаптивний приймаль.

1.4.1 Метод ядерних функцій

Наближена щільність імовірності завади може бути задана непараметричною оцінкою Парзена-Розенблатта [31, 32]:

$$D(y) = \frac{1}{N \cdot \Delta} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} C\left(\frac{y - y_i}{\Delta}\right),$$

де N – розмір оброблюваної вибірки;

Δ – коефіцієнт розмитості (ширина вікна);

$C(y)$ – ядерна функція.

Ядра мусять задовольняти умовам нормування, незаперечності, парності і нульового середнього. На практиці часто використовують наступні ядра [33]:

– прямокутне:

$$C(z) = 1/2, |z| < 1;$$

– квадратичне:

$$C(z) = 15/16 \cdot (1 - z^2)^2, |z| < 1;$$

– гаусівське:

$$C(z) = 1/(2 \cdot \pi)^{0.5} \cdot \exp(-z^2/2).$$

Виходячи з мінімізації відносної помилки апроксимації функції щільності імовірності, існує оптимальна ядерна функція, що не залежить від справжньої щільності імовірності, обсягу вибірки і розмірності простору [34] і називається ядром Епанечникова:

$$C(z)=3/(4\cdot\sqrt{5})\cdot(1-z^2/5)^2, |z|<\sqrt{5}.$$

Стверджується, що $D(y)$ сходиться до справжньої щільності імовірності для широкого класу ядер за N , що прагне до нескінченності, і прагнення коефіцієнта розмитості до нуля [32].

Вибір коефіцієнта розмитості є непростою задачею. Якщо він – малий, то оцінка щільності імовірності має різкі перепади. За великого значення Δ оцінка стає надмірно гладкої і неточною. Оптимальне значення коефіцієнта розмитості визначається з мінімальної відносної помилки апроксимації функції щільності імовірності:

$$\Delta = \left(\frac{\int_{-\infty}^{\infty} C^2(z) dz}{N \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\partial^2 D(y)}{\partial y^2} \right)^2 dy} \right)^{\frac{1}{5}}.$$

Зокрема, якщо оцінювана щільність – гаусівська, то для гаусівського ядра коефіцієнт розмитості, відповідно:

$$\Delta = \sigma(4/[3 \cdot N])^{1/5},$$

де σ – СКВ процесу.

Коефіцієнт розмитості залежить від розподілу завад, тому в умовах непараметричної невизначеності, метод ядерних функцій можна застосовувати тільки за грубої оцінки Δ , наприклад, референтними евристичними методами (коефіцієнт знаходиться для гаусівського випадку), методами підстановки [35] і крос-валідації [36, 37], бутстраповськими методами [38]. Однак ці методи не завжди гарантують гарний результат [39].

У задачах радіомоніторингу чи радіолокації, спостереження завади без сигналу – нерідке явище, тому допустимо, що на визначений час доступна вибірка завади. За нею формується щільність розподілу на основі методу ядерних функцій, а потім проводиться оцінка умовної щільності імовірності суміші бінарного сигналу з завадою. Під бінарним сигналом розуміється детермінований сигнал із тривалістю τ_i й амплітудами σ_s (якщо передається "1") і 0 (якщо передається "0").

За критерієм максимальної правдоподібності (є частковим випадком критерію ідеального спостерігача за рівноімовірної появи гіпотез) приймається рішення про приймаль символу (за незалежності відліків завади):

$$\sum_{i=0}^{N-1} \ln \frac{D(y_i | "1")}{D(y_i | "0")} \geq 0.$$

Середня імовірність помилки з обліком відношення часу спостереження T_H до тривалості символу (імпульсу) $Q=T_H/\tau_i$ розраховується за формулою [40]:

$$P_{\Pi} = 1 - \Phi \left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{q \cdot \frac{T_H}{Q}} \right),$$

де q – відношення квадрата амплітуди імпульсу до дисперсії завади:

$$q = \sigma_s^2 / \sigma_d^2,$$

де Φ – інтеграл імовірності.

Алгоритм будується за схемою рисунку 1.7.

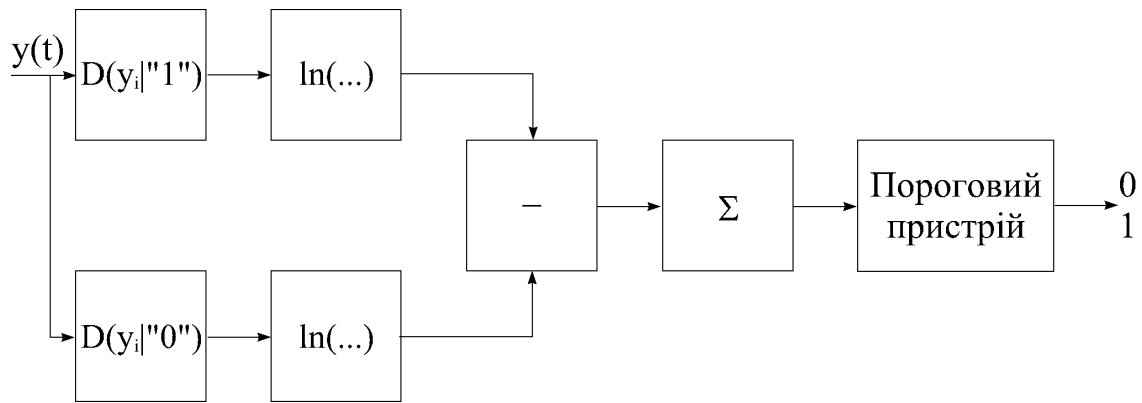


Рисунок 1.7 – Виявлювач бінарного сигналу

За грубої оцінки коефіцієнта розмитості імовірність помилки зростає, тому основним недоліком даного методу є вплив розподілу завад на результати виявлення.

Існують і інші методи апроксимації плотностей розподілу, більшість з яких або засновано на припущенні про гаусівськість процесу, або застосовуються для найгіршого випадку (мінімаксні методи).

1.4.2 Евристичні алгоритми

До евристичних алгоритмів виявлення корисного сигналу можуть бути віднесені знакові, рангові, знаково-рангові алгоритми і їхні різновиди. Їх синтезовано за критерієм Неймана-Пірсона.

Становить практичний інтерес порівняння найбільш класичних непараметричних алгоритмів виявлення за критерієм ідеального спостерігача. Даний критерій часто використовується за синтезу зв'язкових приймальних пристроїв, тобто мінімізується середня імовірність помилки виявлення символу. За цього приймається рівноімовірнісна поява гіпотез:

$$p_{\Pi} = (p_{\text{хт}} + p_{\text{пс}}),$$

де $p_{\text{хт}}$ й $p_{\text{пс}}$ – імовірності хибної тривоги й пропуску сигналу, відповідно.

Нехай завада з незалежними відліками має симетричний розподіл з нульовим середнім і дисперсією σ_d^2 , а сигнал – імпульсний (детермінізований чи випадковий) із тривалістю τ_i , а також амплітудами σ_s (якщо передається "1") й 0 (якщо передається "0"). Тоді алгоритм (рис. 1.8) виконує підрахунок числа додатніх й від'ємних значень суміші сигналу і завади. Якщо "1" є присутнім у суміші, то число додатніх значень буде більше числа від'ємних знаків.

Припустимо, що нам не відомий час надходження імпульсу, але він обов'язково мусить з'явитися під час спостереження T_n . Позначимо відношення часу спостереження до тривалості імпульсу як:

$$Q = T_n / \tau_i.$$

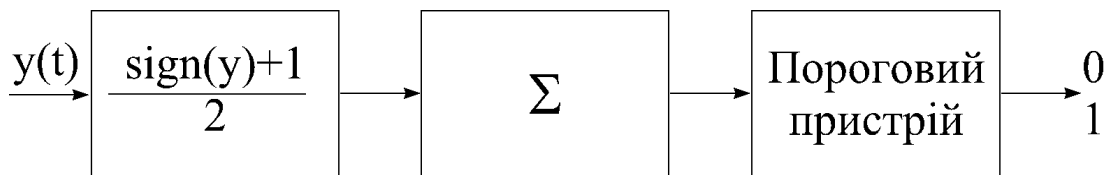


Рисунок 1.8 – Знаковий виявлювач бінарного сигналу на тлі симетричної завади (sign – знакова функція)

Статистика на виході суматора підкоряється біноміальному закону: за великої кількості відліків її може бути апроксимовано гаусівським розподілом з параметрами:

– за наявності корисного сигналу в суміші:

$$m_1 = T_n p, \quad \sigma^2 = T_n p(1-p),$$

за його відсутності:

$$m_1 = T_n / 2, \quad \sigma^2 = T_n / 4,$$

де p – імовірність перевищення числа додатніх значень суміші над від’ємними значеннями.

Параметр p з урахуванням шпаруватості появи імпульсу можна обчислити за формулою:

$$p = \int_0^{\infty} D\left(x - \frac{\sigma_s}{Q}\right) dx \bigg|_{\sigma_s \ll Q} \approx \frac{1}{2} + \frac{\sigma_s}{Q} D(0),$$

де $D(\dots)$ – щільність імовірності завади із симетричним розподілом:

– для нормальної щільності завади:

$$D(0) = 1/(2 \cdot \pi)^{0,5} \cdot \sigma_d;$$

– для рівномірної завади:

$$D(0) = 1/(2 \cdot \pi)^{0,5} \cdot \sigma_d;$$

– для лапласівської завади:

$$D(0) = 1/\sqrt{2} \cdot \sigma_d.$$

Імовірності хибної тривоги й пропуску виражаються як:

$$p_{\text{хт}} = 1 - \Phi\left(\frac{2 \cdot U_{\Pi} - T_{\text{H}}}{\sqrt{T_{\text{H}}}}\right),$$

$$p_{\text{хт}} = \Phi\left(\frac{U_{\Pi} - T_{\text{H}} \cdot p}{\sqrt{T_{\text{H}} \cdot p \cdot (1-p)}}\right),$$

де $\Phi(x)$ – інтеграл імовірності:

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt.$$

За критерієм ідеального спостерігача імовірність помилки мусить бути мінімальною, тому через похідну знайдемо порог U_{Π} :

$$\begin{aligned} \frac{dp_{\text{ош}}}{dU_{\Pi}} &= \frac{1}{2} \left(-\sqrt{\frac{2}{T_{\text{H}} \pi}} e^{\frac{-(2U_{\Pi} - T_{\text{H}})^2}{2T_{\text{H}}}} + \frac{1}{\sqrt{2\pi T_{\text{H}} p(1-p)}} e^{\frac{-(U_{\Pi} - T_{\text{H}} p)^2}{2T_{\text{H}} p(1-p)}} \right) = 0, \\ e^{\frac{-(2U_{\Pi} - T_{\text{H}})^2}{2T_{\text{H}}}} &= \frac{1}{2\sqrt{p(1-p)}} e^{\frac{-(U_{\Pi} - T_{\text{H}} p)^2}{2T_{\text{H}} p(1-p)}}, \\ \frac{(2U_{\Pi} - T_{\text{H}})^2}{2T_{\text{H}}} - \frac{(U_{\Pi} - T_{\text{H}} p)^2}{2T_{\text{H}} p(1-p)} - \ln 2 - \frac{1}{2} \ln(p(1-p)) &= 0, \\ U_{\Pi} &= \frac{T_{\text{H}} p - \sqrt{T_{\text{H}} p(1-p) \left[\ln[4p(1-p)] - T_{\text{H}} \right]}}{2p - 1}. \end{aligned}$$

Тоді залежність середньої імовірності помилки від відношення потужностей сигналу і завади:

$$p_{\Pi}(q) = \frac{1}{2} \left(1 - \Phi \left(\frac{2U_{\Pi} - T_{\text{H}}}{\sqrt{T_{\text{H}}}} \right) + \Phi \left(\frac{U_{\Pi} - T_{\text{H}} \left[\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{q}}{c_3 Q} \right]}{\sqrt{T_{\text{H}} \left(\frac{1}{4} - \frac{q}{c_3^2 Q^2} \right)}} \right) \right) \bigg|_{q \ll c_3^2 Q^2 / 4} \approx 1 - \Phi \left(\frac{\sqrt{q} T_{\text{H}}}{c_3 Q} \right),$$

де c_3 – параметр, що залежить від розподілу завади:

– для нормальної завади $c_3 = \sqrt{(2 \cdot \pi)}$;

– для рівномірної завади $c_3=2\sqrt{3}$;
 для лапласівської завади $c_3=\sqrt{2}$.

За такого наближення поріг U_{Π} :

$$U_{\Pi}=T_H \cdot (2 \cdot p + 1) / 4.$$

З урахуванням коефіцієнтів c_3 , найменшу імовірність помилки дає лапласівська завада, найбільшу – завада з рівномірним розподілом. Оскільки в обчисленні порога бере участь показник p , що залежить від розподілу завад, то знаковий алгоритм за мінімізації середньої імовірності помилки приймально символу непараметричними властивостями не володіє.

Рангом відліку y_i вибірки y називається число елементів, значення яких менше або дорівнює y_i . У знаково-ранговому алгоритмі ранг визначається за абсолютним значенням відліку $|y_i|$, що потім збільшується на знакову функцію вхідного відліку $\text{sign}(y_i)$. З огляду на механізм побудови рангів, розглянутий алгоритм зручніше синтезувати за допомогою функції одиничного стрибка [30]:

$$\sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} f_{\text{стр}}(y_i + y_j) \geq U_{\Pi},$$

де $f_{\text{стр}}(y)$ – функція одиничного стрибка:

$$f_{\text{стр}}(y) = [\text{sign}(y) + 1] / 2.$$

Реалізація цього алгоритму (Віллоксона) може бути виконано за допомогою регістра зсуву, суматорів й функції одиничного стрибка (рис. 1.9).

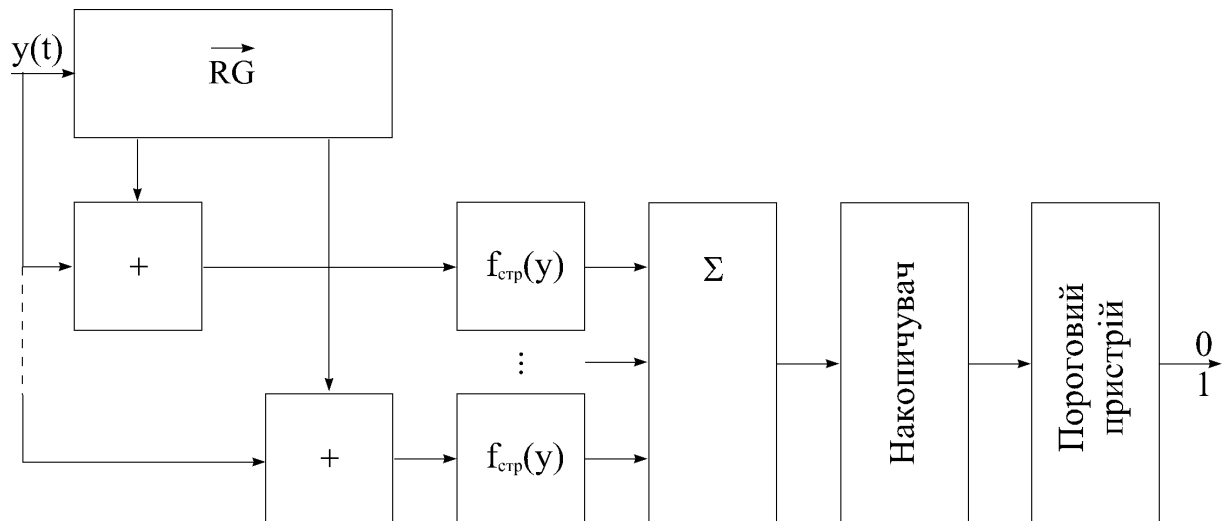


Рисунок 1.9 – Знаково-ранговий виявлювач бінарного сигналу на тлі симетричної завади

Початкові умови роботи регістра – від’ємні значення, що перевищують за модулем максимально можливі у вибірці. Значення на виході накопичувача є підсумковою статистикою знаково-рангового виявлювача.

За великих вибірок, статистика на виході накопичувача прагне до нормального, тому асимптотичні вирази ймовірності хибної тривоги і пропуску можна подати наступним чином:

$$P_{\text{ХТ}} = 1 - \Phi \left(\frac{U_{\text{П}} - \frac{T_{\text{Н}}^2}{4}}{\sqrt{\frac{T_{\text{Н}}^3}{12}}} \right),$$

$$P_{\text{ПС}} = 1 - \Phi \left(\frac{U_{\text{П}} - \frac{T_{\text{Н}}^2}{4} - T_{\text{Н}}^2 \cdot \frac{\sqrt{q}}{Q \cdot c_{\text{ЗР}}}}{\sqrt{\frac{T_{\text{Н}}^3}{12}}} \right),$$

де $c_{\text{ЗР}}$ – параметр, що залежить від розподілу завади:

- для нормальної завади $c_{зр}=2\cdot\sqrt{\pi}$;
- для рівномірної завади $c_{зр}=2\sqrt{3}$;
- для лапласівської завади $c_{зр}=2\cdot\sqrt{2}$.

Аналогічно вираженню (1.12) знайдемо порог $U_{п}$ за критерієм ідеального спостерігача:

$$\exp\left(\frac{-3(4U_{п} - T_{н}^2)^2}{8T_{н}^3}\right) = \exp\left(\frac{-3\left(T_{н}^2 c_{зр} - 4U_{п} c_{зр} + 4T_{н}^2 \frac{\sqrt{q}}{Q}\right)^2}{8c_{зр}^2 T_{н}^3}\right),$$

$$(4U_{п} - T_{н}^2)^2 - \left(T_{н}^2 c_{зр} - 4U_{п} c_{зр} + 4T_{н}^2 \frac{\sqrt{q}}{Q}\right)^2 = 0,$$

$$U_{п} = \frac{1}{4} T_{н}^2 \frac{c_{зр} + 2 \frac{\sqrt{q}}{Q}}{c_{зр}}.$$

Тоді середня імовірність помилки виявлення символу:

$$p_{п}(q) = 1 - \Phi\left(\frac{\sqrt{3 \cdot q \cdot T_{н}}}{Q \cdot c_{зр}}\right).$$

Враховування коефіцієнта $c_{зр}$, що змінює своє значення в залежності від розглянутих типів завад незначно, дозволяє зробити висновок, що знаково-ранговий алгоритм стійкіший до розподілу завад, однак також припиняє бути непараметричним за критерієм ідеального спостерігача, оскільки поріг залежить від параметрів розподілу завад. Крім того, рангові алгоритми вимагають запам'ятовування всього обсягу вибірки, а так звані "швидкі" алгоритми розроблено для окремих випадків, наприклад для пуасонівських процесів [40].

Також, для забезпечення працездатності розглянутих алгоритмів, по-

перше, вибірка мусить бути незалежною, а по-друге, необхідно знати період дії сигналу для здійснення накопичення за допомоги суматорів. У протилежному випадку імовірність помилки – зростатиме.

Таким чином, знакові, знаково-рангові, рангові чи інші подібні евристичні алгоритми, що є за критерієм Неймана-Пірсона непараметричними, не можуть бути такими, якщо використовувати критерій ідеального спостерігача, оскільки за завдання порога вимагають знання розподілу завад чи їхніх параметрів.

Якщо завада – гаусівська, то оптимальним є лінійний алгоритм виявлення. Його статистика:

$$\sum_{i=0}^{N-1} y_i \geq U_{\Pi},$$

$$U_{\Pi} = T_H \cdot \sigma_s / 2 \cdot Q,$$

не залежить від параметрів завади, тому лінійний алгоритм є непараметричним і одночасно сліпим. Середня імовірність помилки приймання імпульсу зі шпаруватістю Q має вид [41]:

$$p_{\Pi}(q) = 1 - \Phi \left(\frac{\sqrt{q \cdot T_H}}{2 \cdot Q} \right).$$

Здійснення алгоритму наведено на рисунку 1.10.

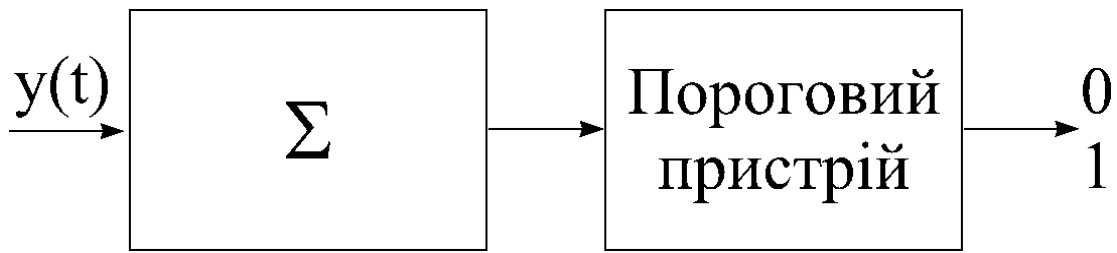


Рисунок 1.10 – Лінійний виявлювач бінарного сигналу на тлі гаусівської завади

У [41] для порівняння граничної ефективності виявлення використовується коефіцієнт асимптотичної відносної ефективності – відношення відліків часу спостереження, за яких досягається однакова ймовірність помилки. Наприклад, якщо завада має розподіл Лапласа, то коефіцієнт (в порівнянні з лінійним алгоритмом) є найбільшим для знакового алгоритму (дорівнює 2). Боротьба з гаусівською завадою найкраще ведеться за допомогою лінійного алгоритму. Виявлення завади з рівномірним розподілом ефективніше за все виконується за допомогою знаково-рангового чи лінійного алгоритму.

1.6 Адаптивні алгоритми

Один зі шляхів подолання апіорної невизначеності складається в розробці адаптивних алгоритмів, структура і параметри яких можуть змінюватися відповідно до результатів аналізу вхідних даних чи вихідного сигналу.

Допустимо, у розпорядженні мається опорний канал, на вході якого діють винятково завади з невідомими законами розподілу. Якщо в основному каналі в суміші присутні ці ж завади, то виникає питання, чи можливо зробити їхню корекцію, щоб скомпенсувати на виході приймача.

Формування сигналів в опорних каналах можна здійснювати адаптивним способом, тобто здійснювати адаптивну компенсацію завад і тим

самим переборювати непараметричну невизначеність.

За цього використовується допоміжний чи еталонний вхідний сигнал, отримуваний від одного чи декількох датчиків, розташовуваних у тих крапках поля завад, де сигнал є слабким чи не виявляється. Даний вхідний сигнал завади фільтрується і віднімається із суміші сигналу і завади. У результаті, вихідна завада пригнічується чи цілком послабляється [42].

Розглянемо варіант двоканальної компенсації завад, зображений на рисунку 1.11.

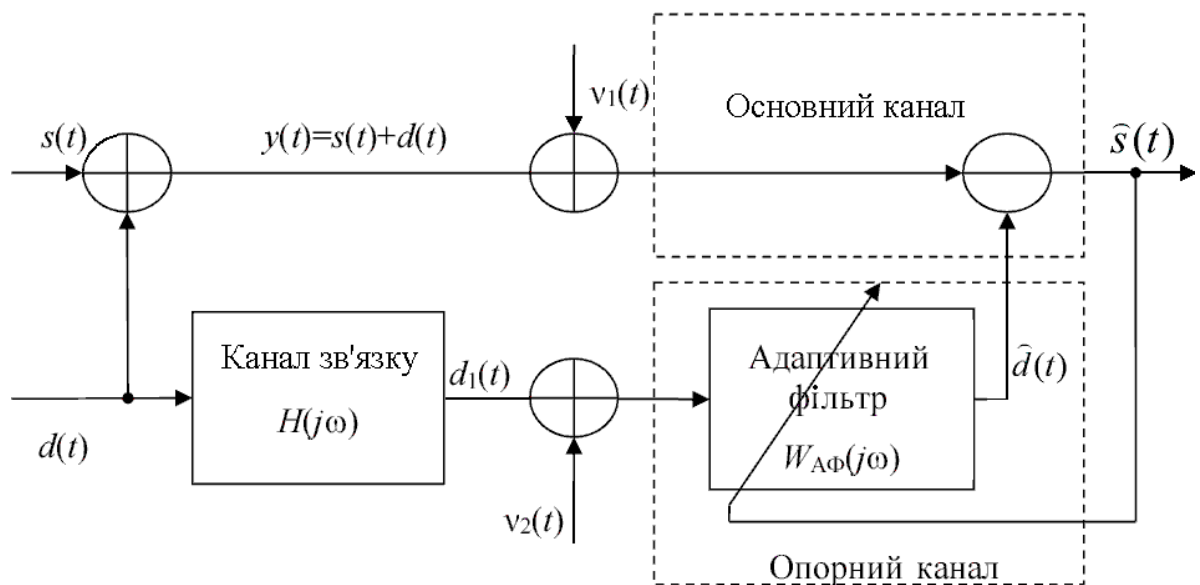


Рисунок 1.11 – Структурна схема двоканального адаптивного компенсатора

У загальному випадку, завада $d(t)$ надходить до основного й опорного каналів різними шляхами. Однак для простоти, вважатимемо, що вона не перетерплює будь-яких змін в основному каналі, а в опорному проходить зовнішнім каналом зв'язку з коефіцієнтом передачі $H(j \cdot \omega)$. Також в основному й опорному каналах діють некорельовані шуми $v_1(t)$ й $v_2(t)$, відповідно. За цього, можливість проникнення сигналу в опорний канал не враховуватимемо.

За розв'язання задач адаптивної компенсації завад можна використовувати апарат вінерівської фільтрації. Якщо припустити, що

процедура адаптивної компенсації сходиться й існує розв'язок, що задовольняє критерію мінімуму СКВ, то можна зтверджувати, що адаптивний фільтр еквівалентний вінерівському [43].

Для визначення коефіцієнта передачі адаптивного фільтра в сталому стані (тобто після закінчення адаптації), скористаємося формулою:

$$W_{\text{АФ}}(j\omega) = \frac{S_{d_1d}(\omega)}{S_{d_1}(\omega) + S_{v_2}(\omega)} = \frac{S_d(\omega)H(j\omega)}{S_d(\omega)|H(j\omega)|^2 + S_{v_2}(\omega)},$$

де $S_{d_1d}(\omega)$ – взаємна спектральна щільність завади на вході і на виході каналу;

$S_{d_1}(\omega)$ – спектральна щільність спотвореної каналом завади $d(t)$;

$S_d(\omega)$ – спектральна щільність завади $d(t)$;

$S_{v_2}(\omega)$ – спектральна щільність некорельованого шуму на опорному вході.

В окремому випадку, коли некорельовані шуми відсутні, коефіцієнт передачі адаптивного фільтра є зворотним по відношенню до коефіцієнта передачі зовнішнього каналу, тобто відновлює заваду в опорному каналі після її спотворення в зовнішньому каналі.

Необхідно враховувати, що в адаптивних компенсаторах ефективно пригнічення завади відбувається тільки тоді, коли завадові складові в основному й опорному каналах взаємно корельовані і некорельовані з корисним сигналом. Покажемо, яким чином взаємна кореляція впливає на оцінку сигналу. Для простоти викладення покладемо відсутність некорельованих шумів у каналах.

Нехай сигнал і завада – взаємно некорельовані стаціонарні випадкові процеси з нульовими середніми значеннями. СКВ вихідного сигналу адаптивного компенсатора завад можна подати як:

$$\overline{\varepsilon^2(t)} = \overline{[s(t) + d(t) - \hat{d}(t)]^2} = \underbrace{\overline{[s(t)]^2}}_{\text{1-й доданок}} + \underbrace{2s(t)(d(t) - \hat{d}(t))}_{\text{2-й доданок дорівнює нулеві}} + \underbrace{\overline{[d(t) - \hat{d}(t)]^2}}_{\text{3-й доданок}} = P_s + P_d + P_{\hat{d}} - 2\sqrt{P_d P_{\hat{d}}} r_{d\hat{d}},$$

де P_s – потужність корисного сигналу;
 P_d – потужність завади на основному вході;
 $P_{\hat{d}}$ – потужність оцінки завади в опорному каналі;
 $r_{d\hat{d}}$ – нормований коефіцієнт взаємної кореляції завад у каналах.

Перший доданок, тобто потужність сигналу P_s , має сталі значення. Другий доданок дорівнює нулеві за умовою задачі (взаємна некорельованість сигналу і завади), тому мінімізація СКВ можлива тільки за рахунок мінімізації третього доданка. Третій доданок обертається на нуль, якщо між завадами в каналах спостерігається повна взаємна кореляція.

Крім того, якщо оцінка завади на виході адаптивного фільтра не корельована з завадою в основному каналі, то фільтр спрямовує коефіцієнт передачі до нуля, пригнічуючи заваду в опорному каналі, і в результаті не збільшує заваду на виході компенсатора.

На практиці не завжди можливо сформувати кілька опорних каналів, у яких діятиме тільки одна з завад. Ускладнює компенсацію і те, що найчастіше вдається записати реалізації зашумленого сигналу і завади тільки роздільно в часі, що виключає використання традиційної схеми адаптивної компенсації з опорним каналом.

1.7 Сліпі умови і класифікація методів сліпого пригнічення завад

Основні обмеження за використання методів пригнічення завад в умовах апріорної параметричної (непараметричної) невизначеності привели до необхідності розробки нових підходів до обробки сигналу.

Умови, коли непараметрична апріорна невизначеність є майже повною,

у ряді джерел називаються сліпими:

- сліпе вирівнювання [44] чи сліпа адаптація [45];
- сліпі оцінки відношення сигнал-шум [46] чи параметрів сигналів (завад) [47];
- сліпі стегоаналитические методи [48];
- сліпа оцінка (ідентифікація) каналу [49].

Сліпа обробка сигналів є новою технологією, що зародилася в 1975 році з алгоритму, запропонованого Сато [50] і розвитого Годардом у 1980 році [51], що отримав назву СМ-алгоритм (алгоритм сталого модуля).

У вітчизняній літературі в загальному виді задачу класичної сліпої обробки вперше сформулював, по-видимому, О.В. Горячкин як цифрову обробку невідомих сигналів, що пройшли лінійний канал з невідомими характеристиками на тлі адитивних шумів [49].

У літературі також визначено термін напівсліпої обробки [52] в умовах, коли, нехай навіть на короткий час, доступний корисний сигнал. Протягом цього часу здійснюється так званий еквалайзінг, у ході якого відбувається підлаштування сліпих пристроїв фільтрації під сигнал.

Розрізняють чотири основні типи задач сліпої обробки сигналів: сліпа ідентифікація і сліпе вирівнювання каналу, сліпе розділення й сліпе виділення сигналів. В усіх випадках для обробки доступні тільки реалізації вхідного сигналу приймального пристрою.

Під ідентифікацією каналу наосліп розуміється оцінка невідомої імпульсної характеристики чи передатної функції каналу. Сліпе вирівнювання каналу (чи сліпе обертання згортки) має на увазі знаходження зворотної характеристики каналу і безпосередню оцінку інформаційного сигналу за допомоги відновлювальної системи.

Сліпий поділ сигналів тісно зв'язано з таким методом, як аналіз незалежних компонентів. У рамках цього методу задачу поділу процесів може бути сформульовано як оцінка всіх сигналів первинних джерел і їхнього числа й (чи) ідентифікація змішувальної чи зворотної до неї

подільної матриці. Для цього необхідно висунути наступні припущення. По-перше, обов'язкова статистична незалежність джерел. По-друге, розподіл сигналів джерел мусить бути негаусівським чи, іншими словами, мусить мати місце лінійна незалежність стовпців змішувальної матриці. По-третє, число первинних джерел мусить дорівнювати числу сумішей [53].

Якщо не потрібно розділяти всі джерела сигналів і завад одночасно, а лише виділяти один корисний сигнал чи заваду, щоб потім компенсувати в суміші із сигналом, то застосовуються алгоритми сліпого виділення на основі формування вектора-рядка подільної матриці. Передбачається статистична незалежність первинних джерел і лінійна незалежність стовпців змішувальної матриці [52].

Сліпі умови трохи відрізняються від непараметричної і параметричної апріорної невизначеності. Непараметричні методи хоча і не вимагають знання розподілу завад, але сильно залежать, наприклад, від часу надходження й тривалості сигналу, тобто щодо періоду спостереження за сигналом мусить зберігатися параметрична визначеність. Крім того, непараметрична невизначеність, наприклад, в евристичних методах, переборюється тільки за використання критерію Нейману-Пірсона. У той же час, сліпі методи мають непараметричні властивості за вибору порогу за критерієм ідеального спостерігача, тобто по відношенню відразу до двох гіпотез.

Відзначимо основні їхні властивості:

а) для сліпих умов характерна відсутність інформації про розподіл і параметри сигналів і завад. Якщо на короткий час доступний сигнал чи завади, умови називаються напівсліпими;

б) сліпі умови вимагають наявності деяких припущень щодо приналежності до визначеного класу розподілів сигналів і завад (наприклад, симетричних чи гаусівських), деяких їхніх статистичних відмінностей (наприклад, асиметрій чи ексцесів), відсутності сигналу в суміші з завадою на визначений час тощо;

в) сліпі умови не охоплюють область повної апіорної невизначеності у зв'язку з тим, що, коли про сигнал і про заваду нічого невідомо і немає ніяких припущень щодо їхніх параметрів, виділити сигнал із суміші з завадою неможливо.

Задача сліпого пригнічення завад – це максимально можливе зменшення дії завад на корисний сигнал за його обробки в умовах, відсутності інформації про параметри сигналу і завад за винятком окремих апіорних припущень (про приналежність до класу розподілів сигналів і завад, відсутності сигналу в суміші з завадою на визначений час, розходження статистичних характеристик сигналів і завад, деяких кореляційних властивостях сигналів і завад тощо).

Сліпі методи пригнічення завад за останні роки всі частіше використовуються в різних областях радіотехніки, і їх також можна розділити на фільтраційні і компенсаційні. Разом з тим, їхня сутність й зміст відрізняються від традиційних методів.

Фільтраційний метод – це спосіб, за допомогою якого формується характеристика пропущення (пригнічення) пристрою фільтрації, що дозволяє максимально можливо зменшувати дію завад на корисний сигнал і з найменшими погрішностями його виділяти.

Фільтраційні методи сліпого пригнічення завад можна класифікувати так:

- методи з використанням сліпого виділення сигналу;
- методи з використанням біспектральної обробки зашумлених сигналів;
- методи з використанням статистик вищих порядків.

Фільтраційні методи з використанням сліпого виділення сигналу можна визначити як виділення корисного сигналу за одночасного пригнічення завади на виході нейронної мережі за одним з критеріїв, наприклад максимізації нормованого ексцесу чи моменту третього порядку, без апіорних знань про параметри сигналу і завад за винятком інформації

про характер їхнього розподілу чи розходження кореляційних властивостей. Відповідно, всі методи з використанням сліпого виділення відрізнятимуться їхнім розподілом. Наприклад, якщо завада негаусівська, то це – фільтраційний метод сліпого пригнічення негаусівських завад. Якщо завада гаусівська, то – фільтраційний метод сліпого пригнічення гаусівських завад. З розвитком цього інструментарію сліпої обробки набір методів може бути розширений.

Особливістю фільтраційних методів з використанням біспектральної обробки зашумлених сигналів є їхня нечутливість до процесів із симетричними розподілами. Наприклад, біспектральна обробка з наступним відновленням сигналу дозволяє пригнічити гаусівську заваду і виділити з найменшими спотвореннями сигнал. Крім того, вони не вимагають будь-якого знання щодо параметрів сигналів і завад, тому пригнічення завади здійснюється наосліп. Однак за біспектрального перетворення оброблені сигнали зміщуються за часом, і якщо цей зсув є критичним для відновлення, його необхідно оцінити; корисний сигнал не мусить мати симетричного розподілу.

Фільтраційні методи з використанням статистик вищих порядків дозволяють виявляти й виділяти цифровий сигнал на тлі гаусівських завад і (чи) довільних завад із симетричними розподілами. В якості статистик, у роботі застосовуються кумулянти 3-го і 4-го порядків. Кумулянти 3-го порядку завад із симетричними розподілами дорівнюють нулеві, а кумулянти 4-го порядку дорівнюють нулеві лише для гаусівських завад. Дана властивість кумулянтів можна використовувати за сліпого визначення порога, коли невідомий розподіл і параметри завад, а маються тільки припущення щодо класу розподілів завад (симетричні чи несиметричні).

Компенсаційні методи сліпого пригнічення завад є порівняно новими і мають на увазі отримання сліпої оцінки суміші сигналу і завад й (чи) сліпої оцінки завад. В залежності від цього, компенсаційні методи сліпого пригнічення завад можна класифікувати як засновані на:

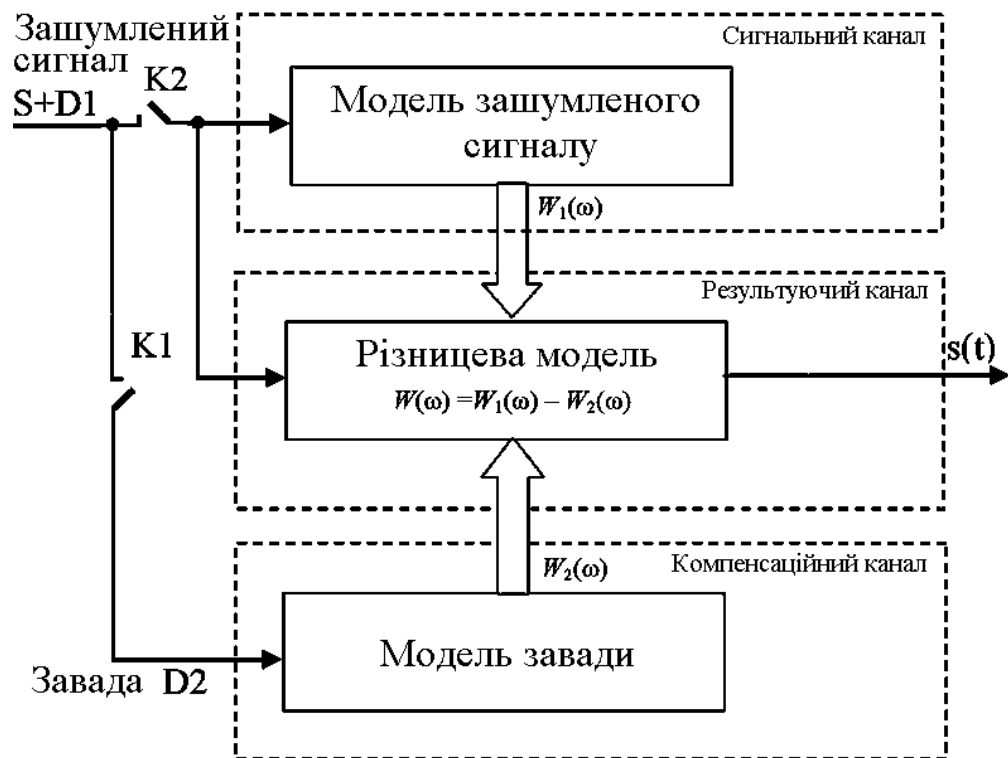
- сліпому виділенні завад;
- формуванні сигнальних і завадових адаптивних моделей;
- векторно-матричному перетворенні;
- багатоканальній адаптивній обробці сигналів і сліпому поділі завад в опорному каналі.

Компенсаційні методи на основі сліпого виділення завад передбачають виділення однієї з завад на виході нейронної мережі за одним з критеріїв (максимізація експресу, моменту 3-го чи 4-го порядків тощо), а потім її компенсацію в суміші із сигналом. Назви цих методів можуть також залежати від розподілу завад, алгоритмів їхнього виділення і пригнічення.

Структурна схема, що здійснює компенсаційні методи на основі формування сигнальних і завадових моделей, складається із сигнального (основного) каналу, на вході якого присутня суміш сигналу і завади, компенсаційного (опорного), на який подається завада, і результуючого каналу, у якому формується оцінка корисного сигналу (рис. 1.12). Кожний з каналів є формувачем моделі випадкового процесу [54].

Компенсаційні методи на основі формування сигнальних і завадових моделей засновано на сліпих оцінках зашумленого сигналу і завад у формі їхніх моделей, а також на обчисленні моделі завади з моделі зашумленого сигналу.

Сліпа оцінка зашумленого сигналу і завади полягає в тому, що, апріорно, їхні характеристики невідомі. За цього моделі зашумленого сигналу і завади формуються роздільно на тій підставі, що, як правило, заздалегідь відомо, коли корисний сигнал відсутній (наприклад, у ході тестування приймального пристрою радіолокатора). Тоді для формування моделі зашумленого сигналу і завади перемикачі K_1 й K_2 мусять бути у відповідних положеннях.



$W_1(\omega)$, $W_2(\omega)$, $W(\omega)$ – відповідно, коефіцієнти передачі сигнального, компенсаційного і результуючого каналів

Рисунок 1.12 – Узагальнена структурна схема, що здійснює компенсаційні методи на основі формування сигнальних і задових моделей

Для синтезу компенсаційних методів на основі векторно-матричних перетворень використано розв'язок векторно-матричного рівняння Вінера-Хопфа за критерієм найменшого середньоквадратичного відхилення корисного сигналу від його оцінки [11]:

$$w_{\text{opt}} = R^{-1} \cdot p,$$

де R – кореляційна матриця вхідного сигналу адаптивного фільтра;

p – вектор взаємно кореляційної функції відліків вхідного і корисного сигналів.

За незалежності корисного сигналу і завади, вектор p є не що інше, як

вектор автокореляційної функції корисного сигналу:

$$p = \begin{bmatrix} R_s(0) \\ R_s(1) \\ \dots \\ R_s(L-1) \end{bmatrix},$$

де R_s – автокореляційна функція корисного сигналу;

L – розмірність автокореляційної функції сигналу.

Якщо є можливість сформувати придатний опорний канал, у якому діє завада d_2 , що збігається за кореляційною функцією з завадою d_1 в основному каналі, то вектор p можна отримати за допомоги різниці автокореляційних векторів зашумленого сигналу p_{s+d1} й завади в опорному каналі p_{d2} :

$$p = p_{s+d1} - p_{d2}.$$

У результаті підстановки цієї різниці автокореляційних векторів, отриманий за допомоги синтезованого методу, оптимальний вектор вагових коефіцієнтів адаптивного фільтра, що виділяє оцінку корисного сигналу, можна записати як:

$$w_{opt} = R^{-1} \cdot (p_{s+d1} - p_{d2}).$$

Таким чином, відбувається компенсація автокореляційного вектора завади p_{d2} у структурі автокореляційного вектора зашумленого сигналу p_{s+d1} .

Компенсаційні методи на основі багатоканальною адаптивної проработки сигналів і сліпого поділу завад в опорному каналі з'явилися розвитком методу адаптивної компенсації завад, реалізованого в компенсаторі Уїдроу [11].

Структурну схему багатоканального адаптивного компенсатора Уїдроу

наведено на рисунку 1.13. Для наочності викладу матеріалу, знехтуємо некорельованими шумами в основному й опорному каналах, а число завад n виберемо рівним числу входів опорного каналу.

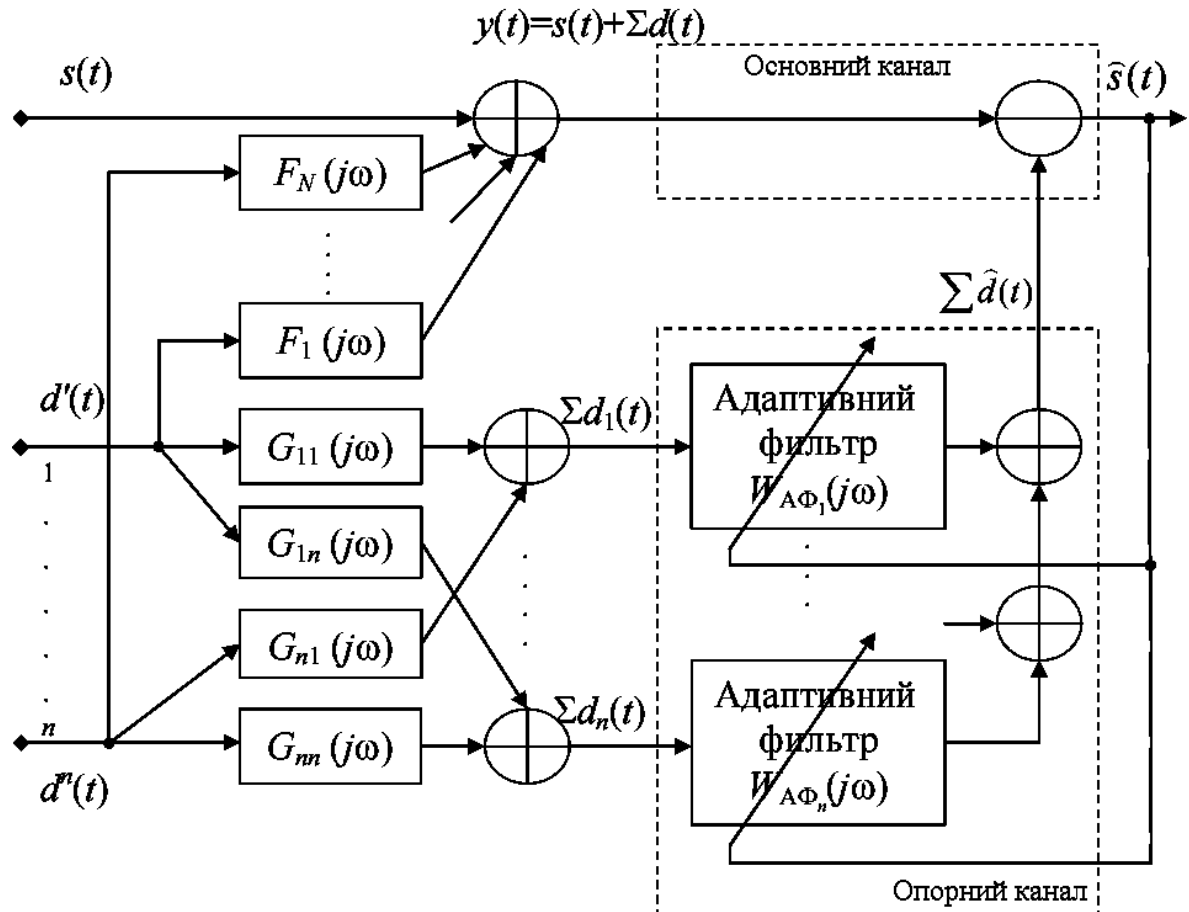


Рисунок 1.13 – Структурна схема багатоканального адаптивного компенсатора Уїдроу

На відміну від схеми на рисунку 1.11, завади проходять зовнішнім каналом до основного каналу з коефіцієнтами передачі $F_i(j\omega)$, а до опорного – з коефіцієнтами передачі $G_{ij}(j\omega)$.

Якщо на кожному вході опорного каналу діяла б тільки одна завада, то задача адаптації була б тривіальною в тому сенсі, що кожен адаптивний фільтр відстежував би тільки одну заваду за критерієм мінімізації СКВ.

Однак задача адаптації в даному випадку розв'язується складніше.

Нехай існує змішувальна матриця завад:

$$G = \begin{bmatrix} G_{11}(j \cdot \omega) & \dots & G_{1n}(j \cdot \omega) \\ \dots & \dots & \dots \\ G_{n1}(j \cdot \omega) & \dots & G_{nn}(j \cdot \omega) \end{bmatrix},$$

де $G_{ij}(j \cdot \omega)$ – передатна функція від i -джерела завади до j -входу опорного каналу компенсатора.

Визначимо вектор передатних функцій від джерела завади i до основного каналу компенсатора:

$$f = [F_1(j \cdot \omega), F_2(j \cdot \omega), \dots, F_n(j \cdot \omega)].$$

Якщо визначити w як вектор оптимальних передатних функцій:

$$w = [W_{A\Phi 1}(j \cdot \omega), W_{A\Phi 2}(j \cdot \omega), \dots, W_{A\Phi n}(j \cdot \omega)],$$

то:

$$w = G^{-1} \cdot f.$$

Недоліком такого розв'язання задачі є те, що, по-перше, зворотна матриця G може і не існувати на всіх частотах [11], а по-друге, у процесі адаптації вагових коефіцієнтів може спостерігатися їхня повільна збіжність до оптимальних значень, тому що адаптація є взаємозалежною у всіх каналах.

2 КОМПЕНСАТОР ЗАВАД З ПРЯМИМ ОБЧИСЛЕННЯМ КОЕФІЦІЄНТІВ

2.1 Одноканальний алгоритм компенсації завад на основі прямого обчислення вагових коефіцієнтів

Поліпшити якість функціонування багатоканальних РЛС за впливу завад крапкових джерел, винесених з цілі можна, використовуючи методи компенсації [1, 2]. Ці методи досить добре описані в літературі [3-5] і зводяться, в основному, до вагового додавання сигналів основного і додаткових (компенсаційних) каналів, причому комплексні вагові коефіцієнти мусять вибиратися таким чином, щоб забезпечувати максимум відношення сигнал/(шум+завада). Якщо умови функціонування змінюються, то вагові коефіцієнти мусять бути адаптивними. В даний час найбільш широкого поширення отримали ітеративні алгоритми адаптації вагових коефіцієнтів, застосування яких у бортових РЛС обмежено (оскільки на інтервалах адаптації координати джерел випромінювання можуть змінюватися), а також алгоритми адаптації на основі обертання вибіркової коваріаційної матриці [3, 4, 5]. До недоліку останніх варто віднести «розсіпання» діаграми спрямованості внаслідок впливу на вибіркову коваріаційну матрицю відбиттів від поверхні, що підстилає, прийнятих за основною пелюсткою діаграми спрямованості [3, 4].

У роботі розглядається алгоритм адаптації для імпульсно-доплерівської БРЛС на основі безпосереднього обчислення вагових коефіцієнтів, вільний від перерахованих вище недоліків.

Роботу когерентного компенсатора завад розглянемо на наступному прикладі.

Припустимо, що бортова імпульсно-доплерівська РЛС має два приймальні канали: основний канал з вузькоспрямованою діаграмою (з

коефіцієнтом підсилення антени G_0) й компенсаційний канал зі слабкоспрямованою антеною (з коефіцієнтом підсилення G_k). Ціль S знаходиться на напрямку, що відповідає максимуму основної пелюстки діаграми спрямованості антени основного каналу, джерело завади (ДЗ) P зміщено на кут θ щодо цілі (рис. 2.1).

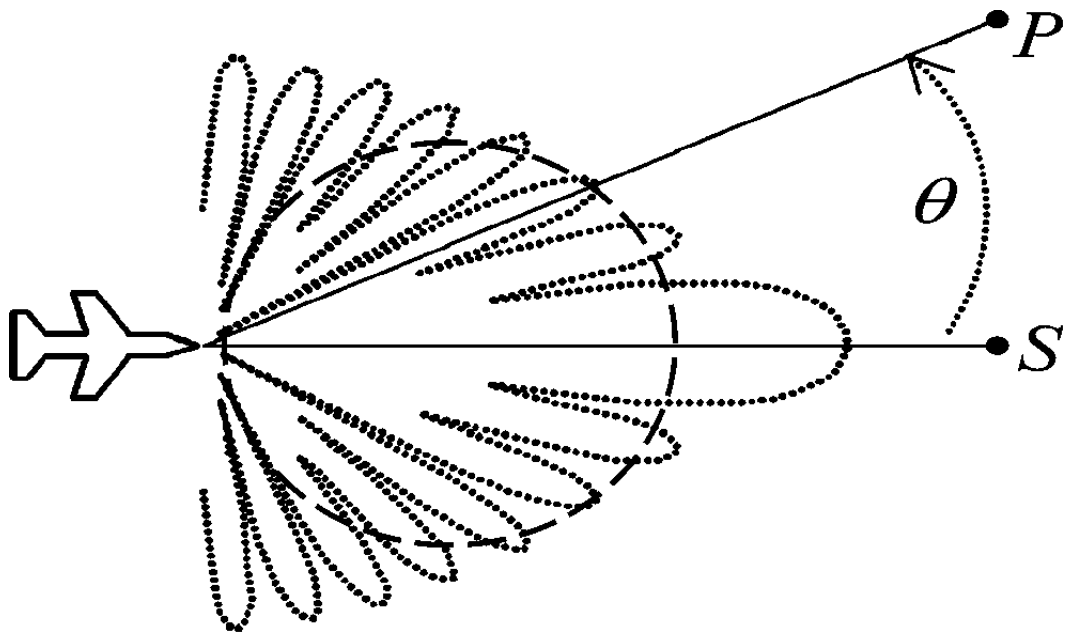


Рисунок 2.1 – Розташування джерела завад і цілі відносно БРЛС

Когерентний компенсатор завад (рис. 2.2) включає основний (ОК) й компенсаційний (КК) канали, причому кожний з каналів містить аналогові модулі з коефіцієнтами підсилення k_0 й k_k , відповідно, цифрові приймальні пристрої (ЦПП₀ й ЦПП_k), у яких здійснюється доплерівська обробка. З виходів приймачів на процесор обробки інформації (ПОІ) надходять вектори комплексних спектральних відліків A_0 й A_k (розмірність їх однакова і дорівнює числу елементів N розділення БРЛС за частотою). У ПОІ за спектральними відліками A_0 й A_k безпосередньо обчислюється ваговий коефіцієнт (один для двоканальної системи) і здійснюється компенсація завади в основному каналі в частотній області. Результат компенсації в кожному елементі розділення за частотою відображається вектором A_r

(розмірність якого також дорівнює N).

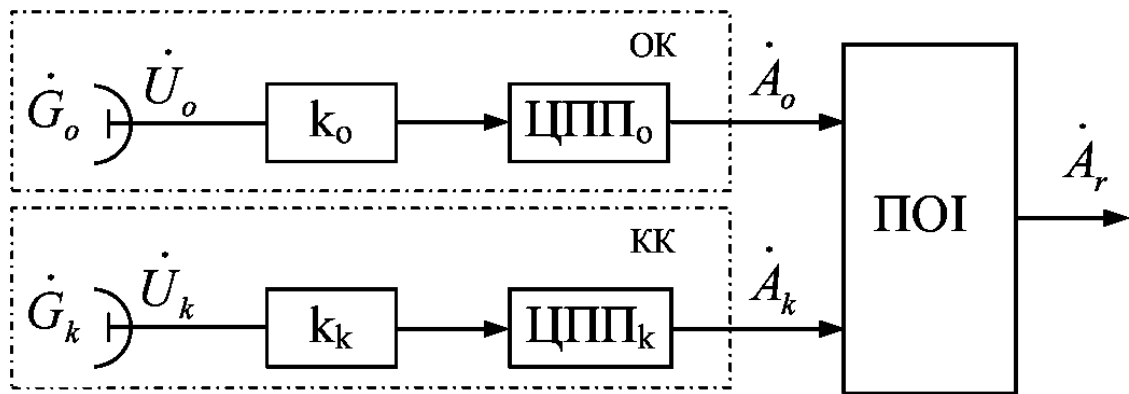


Рисунок 2.2 – Спрощена структурна схема двоканального компенсатора завад

Надалі використовуватимемо наступну модель сигналів, що надходять з виходів антенних систем основного й компенсаційного каналів:

$$\dot{U}_o(t) = \dot{G}_o(t) \cdot \dot{U}_s(t) + \dot{G}_o(\theta) \cdot \dot{U}_p(t) + \dot{n}_o(t),$$

$$\dot{U}_k(t) = \dot{K} \cdot \dot{G}_o(\theta) \cdot \dot{U}_p(t) + \dot{n}_k(t),$$

де $U_s(t)$, $U_p(t)$, – відповідно, комплексні обвідні корисного сигналу і завади, приведені до входів приймальних пристроїв і отримані за одиничного коефіцієнту підсилення антен;

$n_o(t)$, $n_k(t)$, – відповідно, комплексні обвідні власних шумів основного й компенсаційного каналів відповідно, які далі надалі покладатимемо незалежними, розподіленими за нормальним законом, з нульовим математичним сподіванням і рівними спектральної щільності $N_o/2$ й $N_k/2$ відповідно;

K – комплексна величина, що враховує розбіжності в коефіцієнтах передавання сигналу завади основної й компенсаційної антен:

$$\dot{K} = \frac{\dot{G}_k(\theta)}{\dot{G}_o(\theta)},$$

де $G_k(\theta)$ й $G_o(\theta)$ – коефіцієнти підсилення антен компенсаційного й основного каналів у напрямку на джерело завади θ .

Заваду в основному каналі можна компенсувати, якщо значення K відомо. За цього, для компенсації завади необхідно сигнал компенсаційного каналу помножити на коефіцієнт K^{-1} , а потім відняти його із сигналу основного каналу.

Оскільки реальне значення K невідоме, його необхідно оцінити, для чого пропонується наступна методика.

Комплексні відліки a_{oi} ($i=1...N$) на виході аналізатора спектра приймального пристрою основного каналу запишемо у вигляді:

$$\dot{a}_{oi} = a_{poi} \cdot e^{j\varphi_{poi}} + X_i \cdot a_s \cdot e^{j\varphi_s} + n_{\xi oi} \cdot e^{j\varphi_{\xi oi}},$$

де $i=1...N$ – номер елемента розділення за частотою (номер доплерівського фільтра);

N – число доплерівських фільтрів;

a_{poi} , φ_{poi} – відповідно, амплітуда і фаза сигналу, обумовленого завадою, на виході i -го доплерівського фільтра;

X_i – коефіцієнт, що дорівнює:

– одиниці в тому випадку, якщо доплерівський зсув частоти корисного сигналу відповідає частоті налаштування i -го доплерівського фільтра;

– нулеві в протилежному випадку;

a_s , φ_s – відповідно, амплітуда і фаза корисного сигналу на виході i -го доплерівського фільтра;

$n_{\xi oi}$, $\varphi_{\xi oi}$ – відповідно, амплітуда і фаза відліку на виході i -го доплерівського фільтра, обумовлені власним шумом (ВШ).

У припущенні, що коефіцієнт підсилення антени KK у напрямку на

джерело корисного сигналу набагато менший за коефіцієнта підсилення антени ОК, сигнал на виході аналізатора спектра приймального пристрою КК можна записати як:

$$\dot{a}_{ki} = \dot{K} \cdot a_{poi} \cdot e^{j\varphi_{poi}} + n_{\xi ki} \cdot e^{j\varphi_{\xi ki}},$$

де $n_{\xi oi}$, $\varphi_{\xi oi}$ – відповідно, амплітуда й фаза складової, обумовлена власним шумом.

Оскільки, як відзначалося вище, аналізатори спектра приймальних пристроїв в основному і компенсаційному каналах ідентичні, заваду пропонується компенсувати в частотній області, віднімаючи з вихідного відліку i -го доплерівського фільтра основного каналу вихідний відлік аналогічного доплерівського фільтра компенсаційного каналу, помножений на відповідний коефіцієнт H . Таким чином, що складова $a_{ri} \in A_r$ (рис. 2.2) на виході компенсатора дорівнюватиме:

$$a_{ri} = a_{oi} - H \cdot a_{ki}.$$

Заваду буде скомпенсована, якщо:

$$1 - H \cdot K = 0,$$

для чого необхідно, щоб:

$$H = K^{-1}.$$

Оцінку необхідного значення H можна отримати, порівнюючи відліки на виходах відповідних доплерівських фільтрів в основному і компенсаційному каналах. Для того, щоб зменшити вплив власних шумів і виключити можливий вплив корисного сигналу, алгоритм компенсації завади

подано у виді наступної послідовності кроків:

а) обчислення першого наближення оцінки K (K'):

$$\dot{K}' = \sum_{i=1}^N \frac{\dot{a}_{ki}}{\dot{a}_{oi}};$$

б) розрахунок коефіцієнта передачі:

$$\dot{H}' = \frac{1}{\dot{K}'};$$

в) виконання попередньої компенсації завад:

$$a'_{\text{резі}} = a_{oi} - H' \cdot a_{ki};$$

г) порогова обробка (у результаті цієї операції визначаються доплерівські канали, у яких можлива присутність корисного сигналу, і які необхідно виключити для того, щоб коефіцієнт передачі H' розраховувався лише за завадою):

$$i \in Z \text{ за } |a_{\text{резі}}| > A_{\text{порог}},$$

де $A_{\text{порог}}$ – граничне значення, яке мусить забезпечити імовірність хибної тривоги за відсутності сигналу порядку $10^{-3} \dots 10^{-4}$;

д) обчислення оцінки:

$$\hat{K}' = \sum_{i \neq Z} \frac{\dot{a}_{ki}}{\dot{a}_{oi}};$$

е) розрахунок результуючого коефіцієнта передачі: 1.

$$\hat{\mathbf{H}} = \left(\hat{\mathbf{K}} \right)^{-1};$$

є) компенсація завад:

$$\dot{\mathbf{A}}_r = \dot{\mathbf{A}}_o - \dot{\mathbf{A}}_k \cdot \hat{\mathbf{H}}.$$

Характеристики компенсатора аналізувалися методом математичного моделювання.

2.2 Математичне моделювання одноканального алгоритма компенсації

На рисунку 2.3 наведено сигнал на виході приймача основного каналу за впливу широсмугової завади з відношенням сигнал/(шум+завада)=-5 дБ. Як можна побачити на рисунку 2.4, після компенсації активної шумової завади сигнал накопичується у 2720-доплерівському фільтрі за відношення сигнал/(шум+завада) 22,5 дБ. Коефіцієнт пригнічення завади становить 27,5 дБ. На рисунках 2.3, 2.4 за віссю абсцис відкладено номери доплерівських фільтрів, за віссю ординат – відносна амплітуда сигналів у кожному елементі розділення за дальністю.

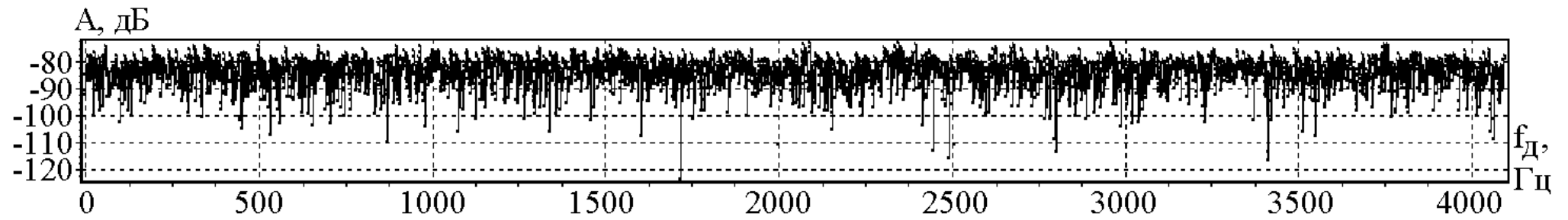


Рисунок 2.3 – Відгук приймача основного каналу за впливу широсмугової завади

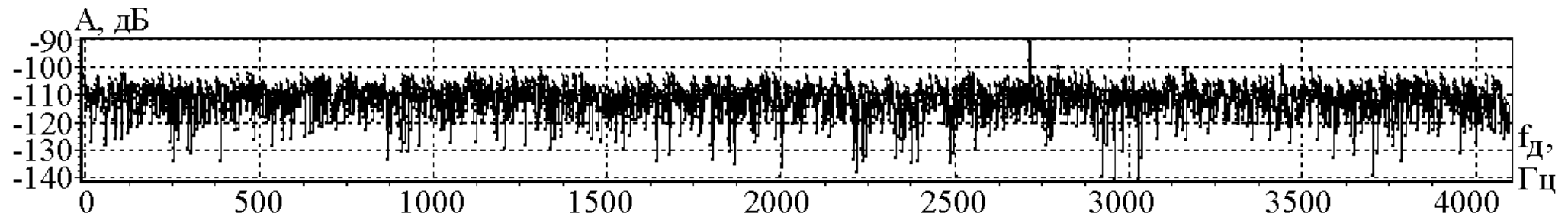


Рисунок 2.4 – Відгук приймача основного каналу після компенсації

На рисунку 2.5 наведено графік залежності коефіцієнта пригнічення завади K_{Π} , визначеного як відношення середньої потужності завади на виході аналізатора спектра основного каналу до і після компенсації за різних відношень потужності завади до потужності шумів.

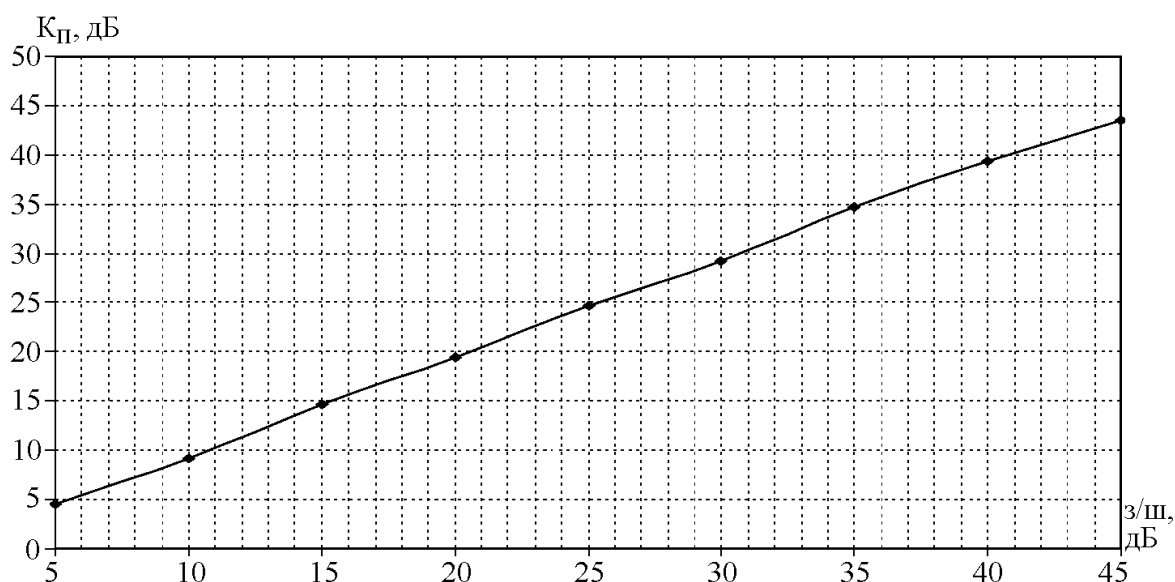


Рисунок 2.5 – Залежність коефіцієнта пригнічення завади від її потужності

2.3 Багатоканальний алгоритм компенсації завад на основі прямого обчислення вагових коефіцієнтів

Розглянутий вище компенсатор дозволяє компенсувати тільки одне джерело завад. Розглянемо можливість застосування запропонованого алгоритму компенсації для систем з числом M приймальних каналів (рис. 2.6) для компенсації завад $P=M-1$ джерел, що знаходяться на різних кутових напрямках. На рисунку 2.6 наведено приймальні канали $K_1, K_2, \dots, K_M$, що включають:

- антенні системи з діаграмами спрямованості $G_1, G_2, \dots, G_M$;
- аналогові модулі з коефіцієнтами підсилення $k_1, k_2, \dots, k_M$ і приведеними

до входів приймальних пристроїв напругами $U_1, U_2, \dots, U_M$;

– цифрові приймальні пристрої (аналізатори спектра) ЦПП1, ЦПП2, ..., ЦППМ, що формують вектори комплексних спектральних відліків $A_1, A_2, \dots, A_M$;

– сумарний канал K_C , у якому поелементним додаванням усіх векторів комплексних спектральних відліків обчислюється вектор A_C ;

– ПОІ, у якому здійснюється компенсація завад у сумарному каналі і формування підсумкового вектора спектральних відліків A_r після компенсації.

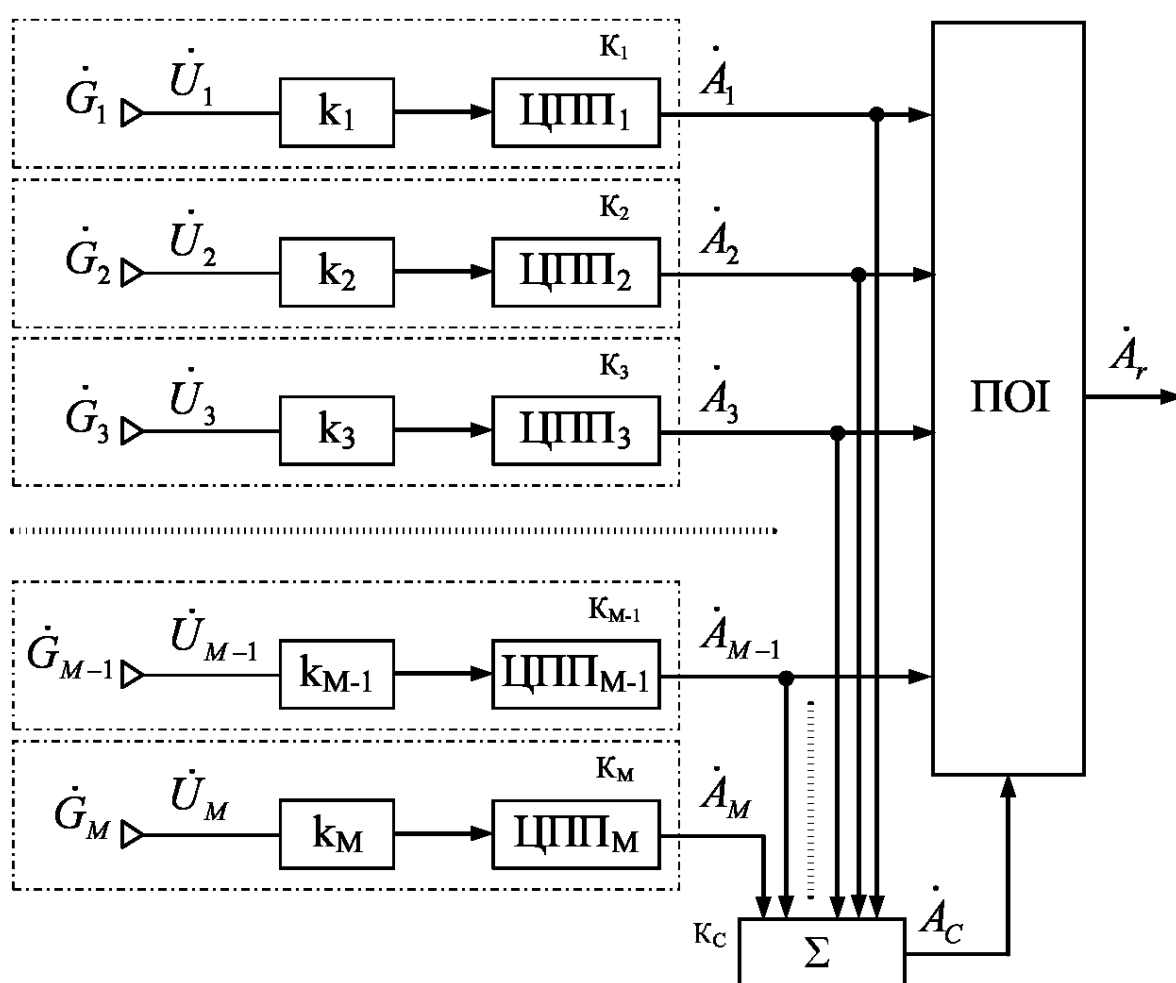


Рисунок 2.6 – Структурна схема М-канального компенсатора завад

Результуючі спектральні відліки a_{ri} вихідного вектора A_r компенсатора завад у цьому випадку запишемо у вигляді:

$$\dot{a}_{ri} = \dot{a}_{Ci} - \sum_{j=1}^P \dot{a}_{ij} \cdot \dot{k}_j, 0 \leq i \leq N-1,$$

де k_j – вагові коефіцієнти, що мусить бути обрано таким чином, щоб забезпечити максимум відношення сигнал/(завада+шум). Труднощі полягають у тому, що ми не маємо можливості спостерігати окремо сигнали завад кожного з джерел.

Подамо спектральні відліки на виходах приймальних пристроїв у вигляді:

– для першого компенсаційного каналу (K_1):

$$\dot{a}_{1i} = \sum_{j=1}^P \dot{G}_{1j} \cdot \dot{a}_{pji} + \dot{n}_{1i}, 0 \leq i \leq N-1;$$

– для другого компенсаційного каналу (K_2):

$$\dot{a}_{2i} = \sum_{j=1}^P \dot{G}_{2j} \cdot \dot{a}_{pji} + \dot{n}_{2i}, 0 \leq i \leq N-1;$$

– для М-го компенсаційного каналу (K_M):

$$\dot{a}_{Mi} = \sum_{j=1}^P \dot{G}_{Mj} \cdot \dot{a}_{pji} + \dot{n}_{Mi}, 0 \leq i \leq N-1;$$

– для сумарного каналу (K_C):

$$\dot{a}_{ri} = X_i \cdot \dot{a}_s \cdot e^{j\varphi_s} + \sum_{j=1}^M \dot{a}_{ji}, 0 \leq i \leq N-1,$$

де $a_{1i}, a_{2i}, \dots, a_{Mi}$ – комплексні амплітуди сигналу на виходах відповідних приймальних каналів для і-го елемента розділення;

G_{ij} – комплексні значення коефіцієнтів підсилення антен M приймальних каналів (перший індекс), обумовлені надходженням сигналів від P джерел завад (другий індекс);

a_{pji} – нормовані (за одиничного коефіцієнта підсилення антени) комплексні амплітуди сигналів для i -го елемента розділення, обумовлені впливом j -го джерела завадових сигналів;

$n_{1i}, n_{2i}, \dots, n_{Mi}$ – відліки, що описують відгук приймача у відповідному елементі розділення на власні шуми – незалежні випадкові комплексні величини з нульовим математичним сподіванням й дисперсією:

$$\sigma_n^2 = \Delta f N_{0m}/2, 1 \leq m \leq M,$$

де Δf – смуга пропускання доплерівського фільтра,

$N_{0m}/2$ – рівень спектральної щільності власного шуму відповідного каналу. Надалі, для спрощення викладання матеріалу, вважатимемо, що:

$$N_{01} = N_{02} = \dots = N_{0M} = N_0.$$

Якщо знехтувати власними шумами, то для відліків $a_{1i}, a_{2i}, \dots, a_{Mi}$ ($0 \leq i < N$) вхідного сигналу можна укласти систему рівнянь:

$$\begin{bmatrix} \dot{a}_{p1i} \\ \dots \\ \dot{a}_{pPi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(j \cdot \omega) & \dots & G_{1n}(j \cdot \omega) \\ \dots & \dots & \dots \\ G_{n1}(j \cdot \omega) & \dots & G_{nn}(j \cdot \omega) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \dot{a}_{1i} \\ \dots \\ \dot{a}_{Pi} \end{bmatrix}.$$

Тоді для i -го каналу (у припущенні, що в цьому каналі відсутній корисний сигнал) матимемо:

$$\hat{a}_{Ci} = [G_{C1}(j \cdot \omega) \quad \dots \quad G_{CP}(j \cdot \omega)] = \begin{bmatrix} G_{11}(j \cdot \omega) & \dots & G_{1P}(j \cdot \omega) \\ \dots & \dots & \dots \\ G_{P1}(j \cdot \omega) & \dots & G_{PP}(j \cdot \omega) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \dot{a}_{1i} \\ \dots \\ \dot{a}_{Pi} \end{bmatrix}.$$

Звідки:

$$\hat{a}_{Ci} = \sum_{j=1}^P \dot{a}_{ji} \cdot k_j, 0 \leq i \leq N-1.$$

Таким чином, заваду в i -му елементі розділення основного каналу можна подати у вигляді зваженої суми її відгуків у компенсаційних каналах. Знаючи вагові коефіцієнти, можна, здійснити операцію компенсації.

В останньому рівнянні величини a_{1i} , a_{2i} , ..., a_{Pi} відомі, але воно не розв'язується. Для визначення значення цих коефіцієнтів доповнимо це рівняння аналогічними, але сформованими для інших $P-1$ елементів розділення для отримання $P \times P$ матриці. Отримаємо P рівнянь з P невідомими:

$$\begin{bmatrix} \dot{a}_{C,i} \\ \dot{a}_{C,i+\frac{N}{P}} \\ \dot{a}_{C,i+\frac{2 \cdot N}{P}} \\ \dots \\ \dot{a}_{C,i+\frac{(P-1) \cdot N}{P}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{a}_{1,i} & \dot{a}_{2,i} & \dot{a}_{3,i} & \dots & \dot{a}_{P,i} \\ \dot{a}_{1,i+\frac{N}{P}} & \dot{a}_{2,i+\frac{N}{P}} & \dot{a}_{3,i+\frac{N}{P}} & \dots & \dot{a}_{P,i+\frac{N}{P}} \\ \dot{a}_{1,i+\frac{2 \cdot N}{P}} & \dot{a}_{2,i+\frac{2 \cdot N}{P}} & \dot{a}_{3,i+\frac{2 \cdot N}{P}} & \dots & \dot{a}_{P,i+\frac{2 \cdot N}{P}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{a}_{1,i+\frac{(P-1) \cdot N}{P}} & \dot{a}_{2,i+\frac{(P-1) \cdot N}{P}} & \dot{a}_{3,i+\frac{(P-1) \cdot N}{P}} & \dots & \dot{a}_{P,i+\frac{(P-1) \cdot N}{P}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} k_{1,i} \\ k_{2,i} \\ k_{3,i} \\ \dots \\ k_{P,i} \end{bmatrix}, 1 \leq i \leq \frac{N}{P}.$$

Розв'язання цих рівнянь дозволяє визначити необхідні для компенсації вектори вагових коефіцієнтів:

$$\begin{bmatrix} k_{1,i} \\ k_{2,i} \\ k_{3,i} \\ \dots \\ k_{P,i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{a}_{1,i} & \dot{a}_{2,i} & \dot{a}_{3,i} & \dots & \dot{a}_{P,i} \\ \dot{a}_{1,i+\frac{N}{P}} & \dot{a}_{2,i+\frac{N}{P}} & \dot{a}_{3,i+\frac{N}{P}} & \dots & \dot{a}_{P,i+\frac{N}{P}} \\ \dot{a}_{1,i+\frac{2\cdot N}{P}} & \dot{a}_{2,i+\frac{2\cdot N}{P}} & \dot{a}_{3,i+\frac{2\cdot N}{P}} & \dots & \dot{a}_{P,i+\frac{2\cdot N}{P}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{a}_{1,i+\frac{(P-1)\cdot N}{P}} & \dot{a}_{2,i+\frac{(P-1)\cdot N}{P}} & \dot{a}_{3,i+\frac{(P-1)\cdot N}{P}} & \dots & \dot{a}_{P,i+\frac{(P-1)\cdot N}{P}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{a}_{C,i} \\ \dot{a}_{C,i+\frac{N}{P}} \\ \dot{a}_{C,i+\frac{2\cdot N}{P}} \\ \dots \\ \dot{a}_{C,i+\frac{(P-1)\cdot N}{P}} \end{bmatrix}, 1 \leq i \leq \frac{N}{P}.$$

Оскільки за аналізу не враховувалися власні шуми приймальних каналів, то для отримання стійкого розв'язання за обліку власних шумів необхідно за викладеній вище методикою розрахувати вагові коефіцієнти, використовуючи в якості вихідних даних значення інших елементів розділення, а отримані результати – усереднити:

$$\hat{k}_j = \frac{P}{N} \cdot \sum_{i=1}^{N/P} k_{j,i}, 1 \leq i \leq \frac{N}{P}, 1 \leq j \leq P.$$

Характеристики М-канального компенсатора, описаного вище, досліджувалися методом математичного моделювання.

2.4 Математичне моделювання багатоканального алгоритма компенсації

На рисунку 2.7 наведено відгук приймача основного каналу триканального компенсатора за впливу двох джерел широсмугових завад за відношення сигнал/(завада+шум) -5 дБ, а на рисунку 2.8 – відгук приймача основного каналу після компенсації. Як і раніше, корисний сигнал розташовується у 2720-му доплерівському фільтрі. Коефіцієнт пригнічення завади в даному випадку склав 24,5 дБ. На малюнках за віссю абсцис відкладено номери доплерівських фільтрів, за віссю ординат – відносна амплітуда сигналів у кожному елементі розділення.

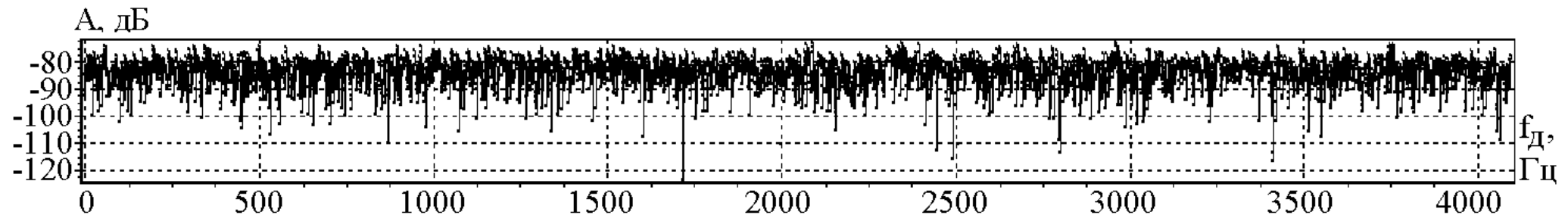


Рисунок 2.7 – Відгук приймача сумарного каналу за впливу широсмугових завад (2 джерела)

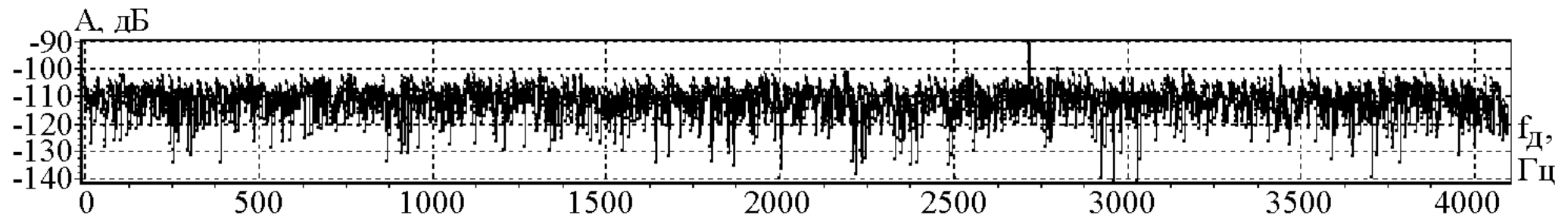


Рисунок 2.8 – Відгук приймача сумарного каналу за впливу широсмугових завад (2 джерела) після компенсації

На рисунку 2.9 наведено залежність коефіцієнта пригнічення K_{Π} сумарної завади декількох джерел багатоканальними компенсаторами з числом каналів 2..6 за різних відношень потужності завад до потужності власного шуму. За моделювання враховувалося збільшення коефіцієнта підсилення антени за сумарним каналом через зростання числа каналів.

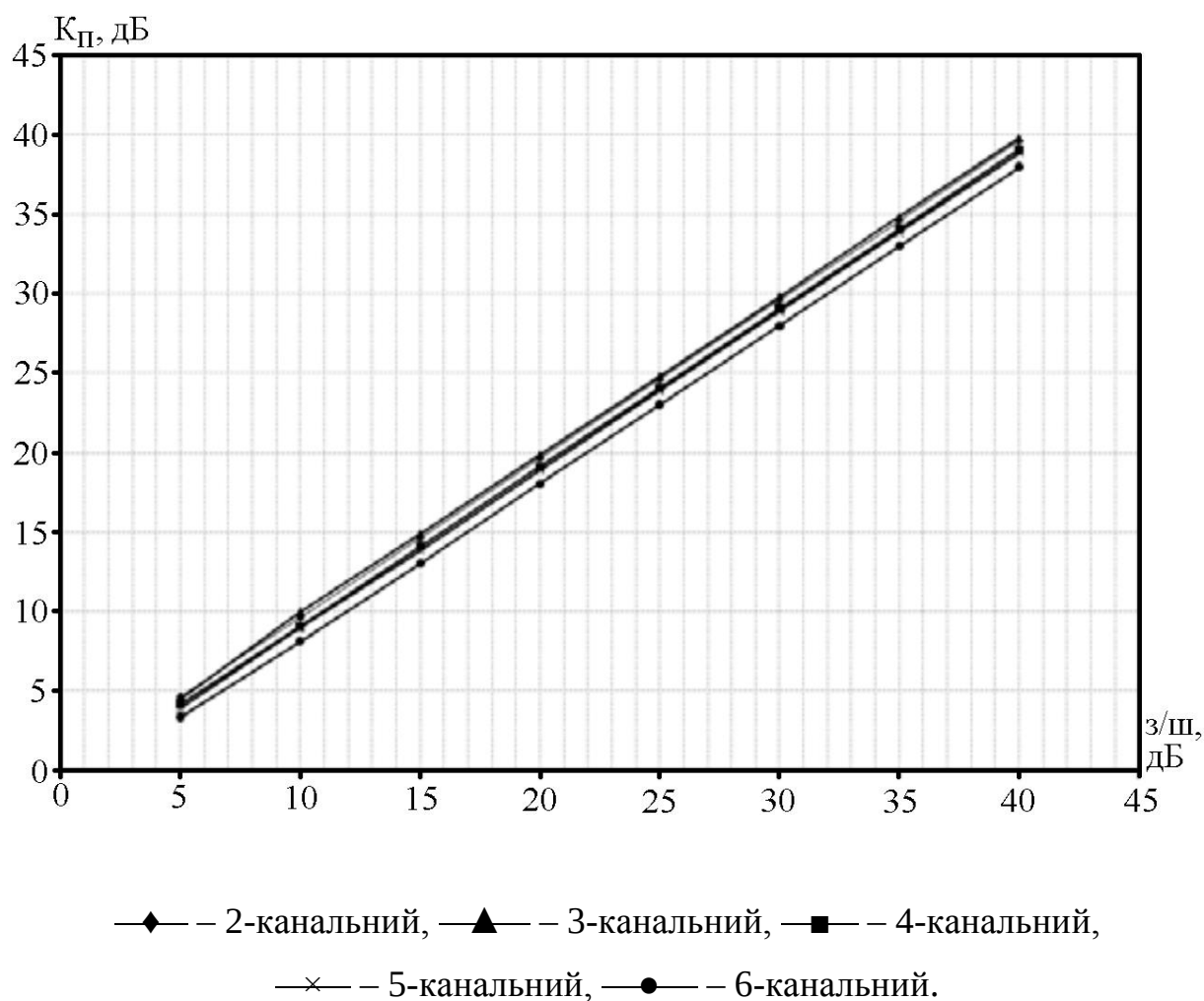


Рисунок 2.9 – Залежність коефіцієнта пригнічення двох джерел завад для багатоканального компенсатора

Таким чином, коефіцієнт пригнічення активної шумової завади від кількох джерел – близький до потенційного.

Отже, запропонований алгоритм:

– дозволяє за даними, отриманими на інтервалі когерентного

накопичення, забезпечити компенсацію завад від декількох джерел;

– дає можливість забезпечити роботу компенсатора за наявності відбиттів від поверхні, що підстилає, прийнятих за основною пелюсткою діаграми спрямованості антени (оскільки завади можна відселектувати за частотою);

– може бути застосовано у системах з досить великою кількістю приймальних каналів (наприклад, БРЛС із ФАГ).

ВИСНОВКИ

1. Запропоновано багатоканальний алгоритм компенсації активної шумової завади від кількох постановників.
2. Шляхом математичного моделювання відношення сигнал/(завада+шум)=-5 дБ отримано коефіцієнт пригнічення завади:
 - а) 27,5 дБ для випадку 2-канального компенсатора (1 постановник завад) за відношення сигнал/(завада+шум)=22,5 дБ;
 - б) 24,5 дБ для випадку 4-канального компенсатора (2 постановники завад) за відношення сигнал/(завада+шум)=21,5 дБ.
3. Компенсаційний алгоритм може бути застосовано у системах з досить великою кількістю приймальних каналів (наприклад, у випадку РЛС з фазованими антенними ґратками).

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Перунов Ю.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю.М. Перунов, К.И. Фомичев, Л.М. Юдин. – М.: Радиотехника, 2003. – 415 с.
2. Цветнов В.В. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие / В.В. Цветнов, В.П. Демин, А.И. Куприянов. – М.: Радиотехника, 2003. – 248 с.
3. Монзиго Р.А. Адаптивные антенные решетки / Р.А. Монзиго, Т.У. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
4. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках / М.В. Ратынский. – М.: Радио и связь, 2003. – 248 с.
5. Лукошкин А.П. Обработка сигналов в многоканальных РЛС / А.П. Лукошкин и др. – М.: Радио и связь, 1983. – 328 с.