

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

**Навчально-науковий інститут телекомунікаційних систем
Кафедра телекомунікацій**

До захисту допущено:

Завідувач кафедри

_____ Сергій КРАВЧУК

«__»_____ 2024 р.

Дипломна робота

на здобуття ступеня бакалавра

**за освітньо-професійною програмою «Інженерія та програмування
інфокомунікацій»**

спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

на тему: «Адаптивна по дальності розріджена антенна решітка»

Виконав:

студент ІV курсу, групи ТЗ-01
Дорошенко Андрій Віталійович

Керівник:

Професор кафедри ТК НН ІТС, кандидат технічних наук
Якорнов Євгеній Аркадійович

Рецензент:

Старший викладач кафедри ЕКІР НН ІТС
Новіков Валерій Іванович

Засвідчую, що у цій дипломній роботі
немає запозичень з праць інших авторів
без відповідних посилань.

Студент _____

Київ – 2024 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Навчально-науковий інститут телекомунікаційних систем
Кафедра телекомунікацій

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітньо-професійна програма «Інженерія та програмування інфокомунікацій»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій КРАВЧУК

«__» _____ 2024 р.

ЗАВДАННЯ

на дипломну роботу студенту

Дорошенку Андрію Віталійовичу

1. Тема роботи «Адаптивна по дальності розріджена антенна решітка», керівник роботи Якорнов Євгеній Аркадійович, к.т.н., затверджені наказом по університету від «22» травня 2024 р. № 2064-с.
2. Термін подання студентом роботи 10 червня 2024 р.
3. Вихідні дані до роботи: адаптивні антенні решітки та їх конструкції. Види навмисних завад.
4. Зміст роботи: Аналіз використання адаптивних антенних решіток в інфокомунікаціях. Аналіз захищеності інфокомунікаційних систем з адаптивними антенами решітками від перешкод. розробка способу підвищення завадостійкості інфокомунікаційних систем по дальності для зоні френеля на основі розрідженої антеної решітки.
5. Перелік ілюстративного матеріалу:
 - Слайд 1 Вступ
 - Слайд 2 Мета

Слайд 3 Актуальність

Слайд 4 Об'єкт та предмет дослідження

Слайд 5 Задачі дослідження

Слайд 6 Опис схемних рішень

Слайд 7 Висновки до роботи

6. Дата видачі завдання 01.03.2024 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломної роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз використання адаптивних антенних решіток в інфокомунікаціях	02.03.2024-28.03.2024	Виконано
2	Аналіз захищеності інфокомунікаційних систем з адаптивними антенними решітками від перешкод	04.04.2024-08.05.2024	Виконано
3	Розробка способу підвищення завадостійкості інфокомунікаційних систем по дальності для зоні френеля на основі розрідженої антеної решітки	10.05.2024-31.05.2024	Виконано
4	Оформлення розрахунково пояснювальної записки	01.06.2024-06.06.2024	Виконано
5	Захист роботи	17.06.2024	Виконано

Студент

Андрій ДОРОШЕНКО

Керівник

Євгеній ЯКОРНОВ

РЕФЕРАТ

Текстова частина дипломної роботи містить 109 сторінок та 32 рисунки. Було використано 78 джерел.

Основною метою роботи є аналіз роботи та захищеності адаптивних антенних решіток та розробка способу підвищення завадостійкості інфокомунікаційних систем по дальності для зони Френеля на основі розрідженої адаптивної антенної решітки

Проведені дослідження підкреслюють необхідність постійного вдосконалення технологій та методів захисту інфокомунікаційних систем (ІКС) від активних завад. Застосування новітніх алгоритмів просторової обробки сигналів (ПОС) та спеціалізованих технічних рішень дозволяє ефективно протидіяти як навмисним, так і випадковим завадам, що суттєво підвищує надійність і безпеку функціонування ІКС.

Результати досліджень показали, що використання ознаки форми фазового фронту електромагнітної хвилі (ЕМХ) від джерел радіовипромінювання (ДРВ) корисного сигналу та радіозавад на розкритті приймальної антенної решітки (АР) забезпечує високий рівень придушення перешкод навіть при збігу пеленгів передачі інформації та постановки завад.

Особливо ефективним є застосування лінійної розрядженої АР (РАР) в умовах впливу ЕМХ з різними формами фазових фронтів – плоским та сферичним, які співпадають за пеленгом, але рознесені за дальністю один відносно іншого. Пояснювальна записка побудована на основі трьох розділів, що мають свої підрозділи. У ній використано двадцять сім ілюстрацій та сімдесят шість формул.

Ключові слова: адаптивна антенна решітка (ААР), навмисна завада, адаптивна антенна система.

ABSTRACT

The text part of the thesis contains 109 pages and 32 figures. 78 sources were used.

The main goal of the work is the analysis of the operation and security of adaptive antenna arrays and the development of a method of increasing the interference immunity of information communication systems by distance for the Fresnel zone based on a sparse adaptive antenna array

The conducted studies emphasize the need for constant improvement of technologies and methods of protection of information communication systems (ICS) from active interference. The use of the latest algorithms for spatial signal processing (SPS) and specialized technical solutions makes it possible to effectively counteract both intentional and accidental interference, which significantly increases the reliability and safety of the operation of ICS.

The results of the research showed that the use of the feature of the shape of the phase front of the electromagnetic wave (EMK) from the sources of radio radiation (RF) of the useful signal and radio interference on the opening of the receiving antenna array (AR) provides a high level of suppression of interference even with the coincidence of the bearings of the transmission of information and the setting of interference. Particularly effective is the use of a linear discharged AR (RAR) in the conditions of EMF influence with different forms of phase fronts - flat and spherical, which coincide in bearing, but are separated by distance relative to each other. The explanatory note is built on the basis of three sections that have their own subsections. It uses twenty-seven illustrations and seventy-six formulas.

Keywords: adaptive antenna array (AAR), intentional interference, adaptive antenna system

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

U_m	амплітуда сигналу на вході детектора, В
$G(\alpha)$	діаграма спрямованості антени (ДСА) в горизонтальній площині, В/рад
$G(\beta)$	діаграма спрямованості антени в вертикальній площині, В/рад
U_0	постійна складова, В
$\tilde{S}(\mu)$	спектр узагальненої обвідної, рад/с
$s(\nu)$	узагальнена комплексна обвідна
μ	узагальнена частота, яка визначається як швидкість зміни фази хвилі
$\varphi(\nu)$	фаза по параметру ν , Гц
$\varphi(t - \tau_D)$	фаза коливань радіосигналу, рад
τ_D	час затримки сигналу, с
F_ν	частота Доплера, Гц
$f(t - \tau_D)$	частота сигналу, Гц
ААР	Адаптивна Антенна Решітка
АЦП	Аналогово-Цифровий Перетворювач
ВЧ	Високочастотний
ЦФП	Цифрове Формування Променя
ЕМХ	Електромагнітна Хвиля
РТС	Радіотехнічна Система
СРНС	Супутникова Радіонавігаційна Система
ФД	Функція Діаграми

АОС	Антенна Обробка Сигналу
ЧОС	Частотна Обробка Сигналу
ІНС	Інформаційно-Навігаційна Система
ЛАР	Лінійна Антенна Решітка
ВВК	Вектор Вагових Коефіцієнтів
ДРВ	Джерело Радіохвиль
НВЧ	Низькочастотний
ДС	Діаграма Спрямованості
MVDR	Minimum Variance Distortionless Response (Алгоритм з мінімальною дисперсією неспотвореності сигналу)
LCMV	Linear Constraint Minimum Variance (Лінійно обмежена мінімальна дисперсія)
SMI	Sample Matrix Inversion (Алгоритм безпосереднього обернення матриці)
SMA	Steady-State Modulus Algorithm (Алгоритм сталого модуля)
CMA	Алгоритм постійного модуля
SDMA	Space Division Multiple Access (Багатократний доступ з просторовим розділенням каналів)
TDMA	Time Division Multiple Access (Часовий поділ каналів)
FDMA	Frequency Division Multiple Access (Частотний поділ каналів)
CDMA	Code Division Multiple Access (Кодовий поділ каналів)
BLAST	Bell Labs Layered Space Time (Архітектура просторово-часового кодування)
STC	Space-Time Coding (Просторово-часове кодування)
WLAN	Wireless Local Area Network (Бездротова локальна мережа)
BER	Bit Error Rate (Ймовірність виникнення помилок)

MIMO	Multiple Input Multiple Output (Множинний вхід множинний вихід)
WiMax	Worldwide Interoperability for Microwave Access (Глобальна взаємодія для мікрохвильового доступу)
LTE	Long-Term Evolution (Довгострокова еволюція)
RLS	Recursive Least Squares (Рекурсивний алгоритм найменших квадратів)
LMS	Least Mean Squares (Алгоритм найменших квадратів)
ЕПХ	Електромагнітна Пропускна Хвиля

ЗМІСТ

ВСТУП	11
РОДІЛ 1	13
АНАЛІЗ ВИКОРИСТАННЯ АДАПТИВНИХ АНТЕНИХ РЕШТОК В ІНФОКОМУНІКАЦІЯХ	13
1.1 Теорія адаптивних антенних решіток	13
1.1.1 Визначення адаптивної антенної решітки	13
1.1.2 Прийом гармонічного сигналу з плоским хвильовим фронтом.....	17
1.1.3 Діаграма спрямованості антенних решіток	21
1.2 Особливості використання адаптивних антенних решіток в інфокомунікаціях.....	27
1.3 Переваги та недоліки адаптивних антенних решіток.....	34
Висновок	38
РОЗДІЛ 2	40
АНАЛІЗ ЗАХИЩЕНОСТІ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ З АДАПТИВНИМИ АНТЕННИМИ РЕШІТКАМИ ВІД ПЕРЕШКОД	40
2.1 Аналіз необхідності високої завадостійкості інфокомунікаційних систем ...	40
2.2 Аналіз можливих радіоелектронних завад	45
2.3 Аналіз сучасних методів захисту від активних навмисних завад.....	51
Висновок	65
РОЗДІЛ 3	67
РОЗРОБКА СПОСОБУ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ ПО ДАЛЬНОСТІ ДЛЯ ЗОНІ ФРЕНЕЛЯ НА ОСНОВІ РОЗРІДЖЕНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ	67
3.1 Аналіз способів захисту від заважаючих сигналів в головній пелюстці діаграми спрямованості адаптивної антенної решітки	67

3.2 Обґрунтування можливості дискримінації сигналу перешкоди по кривизні фронту його ЕМХ.....	85
3.2.1 Основні співвідношення для 3-х елементної розрідженої антенної решітки для систем дискримінації завад в зоні Френеля на основі використання кривизни фронту ЕМХ.....	89
3.2.2 Математичне описання роботи системи дискримінації по дальності	92
3.3 Розробка загальної структурної схеми системи дискримінації на основі 3-х елементної розрідженої антенної решітки та деяких схем для різних умов використання	99
Висновок	104
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ	105
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	107

ВСТУП

В сучасному світі безперервно зростає потреба в ефективних системах передачі інформації, що спричиняє постійний розвиток і вдосконалення інфокомунікаційних технологій. Одним із ключових елементів таких систем є антенні решітки (АР), які забезпечують передачу і прийом електромагнітних сигналів. Традиційні підходи до проектування АР часто не відповідають вимогам сучасних інфокомунікаційних систем (ІКС) через високу щільність розташування елементів та складність у керуванні фазовими характеристиками.

Другим з найважливіших аспектів, який потребує особливої уваги, є захист ІКС від активних завад. Завади можуть бути навмисними (як, наприклад, радіоелектронна боротьба, що застосовується супротивником) або випадковими (створеними іншими радіоелектронними пристроями). Вплив завад на ІКС може призвести до серйозних наслідків, таких як втрата можливості передачі інформації.

Особливо складною є ситуація, коли необхідно подавляти завади у головному пелюстки діаграми спрямованості (ДС) АР ІКС. На даний час це можливо при однакової поляризації сигналів керування та завади тільки при наявності кутових відмінностей приходу сигналу й завади, які можуть мати одиниці градусів. Такі мали кутові відмінності створюють додаткові труднощі для систем захисту, оскільки потребують більш складних алгоритмів обробки сигналів та спеціалізованих технічних рішень. А при збігу пеленгів передачі інформації та постановки завад схеми селекції не працюватимуть.

Тому у даній дипломній роботі на основі детального аналізу існуючих систем захисту ІКС з АР від активних завад при наявності кутових відмінностей приходу сигналу й завади у головному пелюстки ДС АР запропоновані підхід та схемні рішення по придушення завад при збігу пеленгів. Цій підхід оснований на такій ознаці як форма фазового фронту електромагнітної хвилі (ЕМХ) від джерел

радіовипромінювання (ДРВ) корисного сигналу та радіозавад на розкритті приймальної АР, реалізованої, наприклад, у вигляді лінійної розрядженої АР (РАР).

Тобто використовується просторової обробки сигналів (ПОС) в умовах впливу на розкритті РАР ЕМХ з різними формами фазових фронтів – плоским та сферичним (обидва сферичними), які співпадають за пеленгом, але рознесені за дальністю один відносно іншого. Слідують також відзначити, що головним недоліком даної ПОС є його робота тільки у випадку знаходження одного ДРВ (обидва) в зоні Френеля, в якій має місце сферичність фазових фронтів ЕМХ.

РОДІЛ 1

АНАЛІЗ ВИКОРИСТАННЯ АДАПТИВНИХ АНТЕНИХ РЕШІТОК В ІНФОКОМУНІКАЦІЯХ

1.1 Теорія адаптивних антенних решіток

1.1.1 Визначення адаптивної антенної решітки

Під ААР (або англ. – adaptive antenna array, "Smart - antenna") розуміють комбінацію з множини базових антенних елементів з розмірами від λ до 100λ і більш, де λ - довжина хвилі, для діапазону частот 3МГц...30ГГц, у сукупності з засобами обробки сигналів, що здатні автоматично змінювати свої характеристики з метою оптимізації випромінювання та/або прийому корисного сигналу. В якості елементів ААР найчастіше використовують прості пристрої: вібратори, щілини, спіралі, рупори і т. п.. Адаптивна антена решітка призначена для максимізації відношення сигнал/шум. Максимізація виконується автоматичним регулюванням вагових коефіцієнтів, з якими підсумовуються сигнали, що надходять від окремих приймальних каналів ААР. Зазвичай обробка сигналів завад, що забезпечує придушення сумарного сигналу завад на виході адаптивної антени, проводиться в процесі прийому корисного сигналу. Система обробки сигналів заснована на використанні пристроїв для регулювання амплітуд і (або) фаз вагових коефіцієнтів. Регулювання вагових коефіцієнтів проводиться автоматично за допомогою зворотних зв'язків між виходами системи обробки сигналів і прийомними каналами ААР. Процедура адаптації еквівалентна відніманню з вихідної діаграми спрямованості (ДС) ААР компенсаційних ДС, що формуються в процесі отримання оптимальних вагових коефіцієнтів, внаслідок чого результуюча ДС набуває «провалів» (або «нулів») у напрямках на джерела завад. Глибина придушення завад та необхідний об'єм

апаратури обробки сигналів залежать від використовуваного методу адаптації і його конкретної реалізації.

Якщо елементи АР розподілені уздовж деякої лінії, то АР називається лінійною. Еквідистантною лінійною АР називається система, елементи якої розташовані один від одного на однаковій відстані. Якщо передбачається, що кожен елемент АР випромінює електромагнітну (ЕМ) енергію рівномірно по всіх напрямках, то така система називається еквідистантною лінійною АР з ізотропною випромінюючими елементами. Якщо елементи АР розподілені на площині, то решітка називається плоскою. Елементи АР можуть бути розподілені по циліндричній чи сферичній поверхні. Відповідно, АР називатиметься циліндричною або сферичною. В авіації застосовуються АР, які сконструйовані так, що їх елементи розподілені по поверхні фюзеляжу і крил. Тоді АР називаються поверхневими, якщо їх елементи розподілені по викривленій поверхні.

Типова схема ААР з цифровим формуванням ДС наведена на рисунку 1.1.

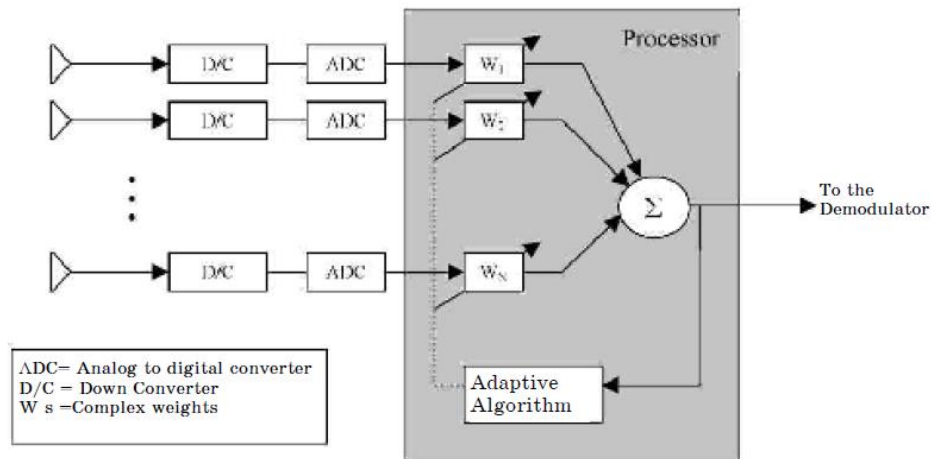


Рис. 1.1 Блок схема адаптивного діаграмоутворювача

При формуванні променя падаючі сигнали на окремі елементи решітки об'єднуються таким чином, щоб сформувати один бажаний (або декілька бажаних) промінь на виході. Перш, ніж одержані сигнали помножити на вагові

коефіцієнти, їх частоту понижують до основної смуги частот чи до проміжної частоти.

Адаптивна антена решітка при цифровому формуванні ДС використовує процесор цифрової обробки сигналу, щоб сформувати вагові коефіцієнти за відповідним алгоритмом та перемножити їх на сигнал, що надійшов.

Цей сигнал у цифровий процесор необхідно подати у цифровій формі, тому перед цифровим процесором використовують аналогово-цифрові перетворювачі для перетворення сигналів у цифрову форму. Цифровий процесор визначає вагові коефіцієнти та перемножує їх на кожному виході елемента, щоб оптимізувати часовий відклик АР.

Оптимізація базується на критерії, який мінімізує складові сигналу, що одержані від завади та інтерференції, здійснюючи максимальне підсилення променя в бажаному напрямку. Існують алгоритми, що базуються на різних критеріях для оновлення та обчислення оптимальних вагових коефіцієнтів.

Існує багато адаптивних алгоритмів, але їх можна розділити на дві категорії. До першої категорії відносяться алгоритми, що ґрунтуються на адаптації, а до другої категорії - алгоритми, що базуються на вже відомій інформації.

Адаптовані алгоритми, у свою чергу, поділяються на алгоритми неперервної адаптації та алгоритми блокової адаптації. Алгоритми неперервної адаптації регулюють вагові коефіцієнти, оскільки спочатку були обрані прийняті дані, і потім коефіцієнти продовжують оновлюватися таким чином, що вони зводяться до оптимального розв'язку. Такі алгоритми використовуються, коли статистичні дані сигналу змінюються у часі. Прикладами таких алгоритмів є алгоритм найменших квадратів (LMS) та рекурсивний алгоритм найменших квадратів (RLS), чи наприклад, алгоритм з мінімальною дисперсією неспотвореності сигналу (Minimum variance distortionless response (MVDR)) і з

лінійно обмеженою мінімальною дисперсією (a linear constraint minimum variance (LCMV)).

Алгоритми блокової адаптації обчислюють вагові коефіцієнти, що базуються на оцінках, що були одержані з часової сукупності даних. Такий метод може використовуватися у нестационарному навколишньому середовищі, коли вагові коефіцієнти періодично обчислюються. Прикладом такого алгоритму є алгоритм безпосереднього обернення матриці (SMI).

Алгоритми, що базуються на вже відомій інформації, діляться на алгоритми, які ґрунтуються на контрольних (опорних, тестових) сигналах та «сліпий» адаптивний алгоритм. Алгоритми, що базуються на контрольних сигналах, використовують тестовий сигнал, який має велику кореляцію з бажаними сигналом. Цей тестовий сигнал порівнюють з прийнятим, і тоді вагові коефіцієнти налаштовуються таким чином, що мінімізувати середньоквадратичні помилки між одержаним та контрольним сигналами. У цифрових комунікаціях як тестові сигнали використовуються сигнали синхронізації, що знаходяться у точно визначених часових позиціях фрейму передачі інформації.

Сліпі адаптивні алгоритми створюють контрольний сигнал із одержаного сигналу для того, щоб одержати потрібний сигнал. Прикладом таких алгоритмів є алгоритм постійного модуля (CMA), циклостационарний алгоритм та алгоритм, що спрямований на розв'язання.

Ще однією істотною перевагою інтелектуальних антенних решіток є можливість розділення частотного спектра у просторі. Це багатократний доступ з просторовим розділенням каналів (SDMA). Технологія SDMA, як правило, використовуються у комбінації з технологіями TDMA, FDMA, CDMA. Через точні траєкторії та стійкі можливості відхилення інтерференції користувачі можуть використовувати один і той самий канал в одній комірці. Технологія SDMA це одне зі складних використань технології інтелектуальних антен. AAR

дозволяє визначити місцеперебування багатьох користувачів, створюючи різні промені для кожного з користувачів. Схема SDMA ґрунтується на тому, що сигнали від різних користувачів приходять до антенної решітки у різний час завдяки їх просторовому рознесенню. Ця затримка використовується, щоб відрізнити одного та більше користувачів в одній області від усіх інших. Ця технологія дозволяє користувачам у межах однієї і тієї самої комірки розміщуватися на одній і тій самій частоті і в один і той самий час. Система SDMA - це також ефективний засіб для боротьби із завмираннями сигналу. Багатопроменеві сигнали можуть бути розділені приймачем, доки їх кутова роздільність більша, ніж ширина променя ДС.

Процес об'єднання сигналів від елементів решітки та зосередження випромінювання у потрібному напрямку часто називають цифровим формуванням проміння (ЦФП).

1.1.2 Прийом гармонічного сигналу з плоским хвильовим фронтом

Припустимо, що N елементів лінійної АР розподілені уздовж осі x , як це показано на рисунку. 1.2. Початок координат вибраний в точці розташування крайнього лівого елементу АР з номером 1. Міжелементна відстань позначена буквою d .

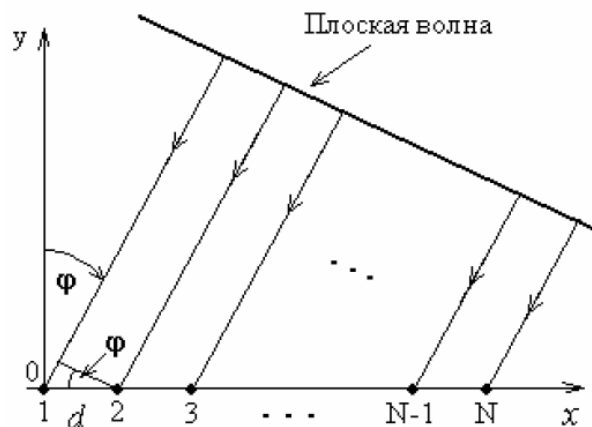


Рис. 1.2 Геометричне зображення N - елементної лінійною еквідистантної АР і плоскої хвилі, що падає на неї

Припустимо, що плоска монохроматична хвиля одиничної амплітуди падає на АР під кутом φ по відношенню до осі y . Хвиля збуджує гармонійне електричне коливання в кожному елементі АР. Без обмеження спільності початок відліку часу можна вибрати так, що при $t=0$ фаза коливання дорівнює нулю в першому елементі АР. Таким чином, сигнал, прийнятий першим елементом, можна представити у вигляді

$$s_1(t) = \exp(j\omega_0 t), \quad (1.1)$$

де j - уявна одиниця, $\omega_0 = 2\pi f_0$ - циклічна частота, а f_0 - частота коливання, виражена в герцах.

Коливання в другому елементі АР випереджає коливання в першому елементі на якийсь час t , який легко визначити, використовуючи рисунок 2.3 геометричних міркувань знаходимо, що

$$\tau = \frac{d \sin \varphi}{c}, \quad (1.2)$$

де c - швидкість поширення електромагнітних хвиль, яку ми приймаємо рівною швидкості світла, оскільки не розглядаємо вплив середовища.

За час t фаза коливання другого елементу АР збільшується на величину $\omega_0 t$ по відношенню до фази коливання в першому елементі. Тому сигнал, прийнятий другим елементом, можна записати у вигляді

$$s_2(t) = \exp[j\omega_0(t + \tau)] = \exp(j2\pi f_0 \tau) \exp(j\omega_0 t). \quad (1.3)$$

Підставляючи (1.2) в (1.3) і враховуючи, що довжина хвилі $\lambda = c / f_0$, знаходимо коливання, збуджуване хвилею в другому елементі, в наступному вигляді

$$s_2(t) = \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \varphi\right) \exp(j\omega_0 t). \quad (1.4)$$

Тепер легко зрозуміти, що коливання, що збуджуються хвилею в різних елементах АР, відрізняються тільки різницею фаз Δ_n , яка залежить від номера елемента n наступним чином

$$\Delta_n = \frac{2\pi}{\lambda} (n-1) d \sin \varphi; \quad n = (1 \div N). \quad (1.5)$$

Узагальнюючи (2.4) з допомогою (2.5), отримаємо вираження, що описує коливання в усіх елементах АР, в наступному виді

$$s_n(t) = \exp\left[j \frac{2\pi}{\lambda} (n-1) d \sin \varphi\right] \exp(j\omega_0 t); \quad n = (1 \div N). \quad (1.6)$$

Другий множник в цьому виразі залежить тільки від частоти коливання. Він однаковий для усіх елементів АР і тому не несе інформації про геометрію АР і напрям приходу хвилі. У багатьох задачах цей множник опускають з розгляду. Перший множник називають комплексною амплітудою сигналу. Саме він має істотне значення в задачах, пов'язаних з обробкою сигналу. Позначимо комплексну амплітуду як S_n . Тоді вираження (1.6) набирає вигляду

$$s_n(t) = S_n \exp(j\omega_0 t); \quad n = (1 \div N). \quad (1.7)$$

АР є багатоканальною системою, оскільки хвиля збуджує одночасно N коливань різної амплітуди. Математика дає нам можливість описати однаково усю сукупність сигналів (1.7), якщо ввести вектор комплексних амплітуд \mathbf{S} і вектор сигналів $\mathbf{s}(t)$ таким чином

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ \vdots \\ S_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \varphi\right) \\ \vdots \\ \exp\left[j \frac{2\pi}{\lambda} (N-1) d \sin \varphi\right] \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{s}(t) = \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_N(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ \vdots \\ S_N \end{pmatrix} \exp(j\omega_0 t) = \mathbf{S} \exp(j\omega_0 t).$$

(1.8)

Вирази (1.6), (1.7) і (1.8) можна узагальнити для випадку АР довільної конфігурації. На рисунку 2.3 зображені елемент АР з номером 1, поміщений в початок система координат (x, y, z) , елемент АР з номером n , положення якого в просторі визначається вектором $\vec{\rho}_n$, кути α і β , що визначають напрям вектору $\vec{\rho}_n$ і плоска хвиля, напрям поширення якої характеризується хвильовим вектором \vec{k} . Інші елементи АР не показані.

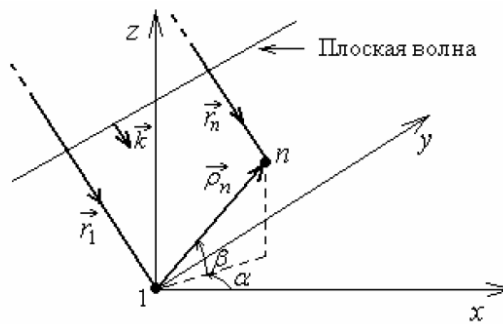


Рис. 1.3 Геометричне пояснення для АР довільної конфігурації

Сигнал в елементі з номером n запишемо у виді

$$s_n(t) = \exp[j\omega_0 t - j(\vec{k} \cdot \vec{r}_n)] \quad n = (1 \div N), \quad (1.9)$$

де $(\vec{k} \cdot \vec{r}_n)$ - скалярний добуток векторів \vec{k} і \vec{r}_n .

Фазу коливань у першому елементі АР, обумовлену вектором \vec{r}_1 , приймемо рівною 0, оскільки маємо значення тільки різниці фаз коливань в елементах АР. Тоді формула (1.10) перетвориться до наступного виду

$$s_n(t) = \exp[-j(\vec{k} \cdot \vec{\rho}_n)] \exp(j\omega_0 t); \quad n = (1 \div N). \quad (1.10)$$

Порівнюючи (1.11) і (1.8), знаходимо, що компоненти вектору комплексних амплітуд сигналів визначаються першим співмножником в (1.11), тобто

$$S_n = \exp[-j(\vec{k} \cdot \vec{\rho}_n)] \quad n = (1 \div N).$$

(1.11)

Помітимо, що початок координат можна вибирати у будь-якій зручній точці простору. При цьому комплексні амплітуди сигналів також визначаються формулою (1.11), а вектор $\vec{\rho}_n$ задає положення елемента з номером n у вибраній системі координат.

1.1.3 Діаграма спрямованості антенних решіток

Сигнали, прийняті елементами АР далі піддаються обробці. Найбільш широке поширення отримала лінійна обробка сигналів, яка полягає в підсумовуванні прийнятих сигналів з ваговими коефіцієнтами. Якщо вагові коефіцієнти фіксовані, можна знайти вихідний сигнал. Діаграма ХС антенної системи називається залежність комплексної амплітуди вихідного сигналу від напрямку приходу плоскої хвилі одиничної амплітуди. Врахуємо, що вираження (2.11) дає комплексні амплітуди сигналів, що наводяться в елементах АР довільної конфігурації, хвилею довільного напрямку приходу і одиничної амплітуди. Тоді в загальному випадку ДС можна представити у виді

$$F(\vec{k}) = \sum_{n=1}^N w_n^* \exp[-j(\vec{k}\vec{\rho}_n)], \quad (1.12)$$

де w_n^* - задані комплексні числа.

ДС є комплексною функцією і, отже, має функцію модульного значення $|F(\vec{k})|$ і функцію аргументу $\Phi(\vec{k}) = \arg[F(\vec{k})]$. Перша функція називається амплітудною ДС, а друга - фазовою ДС. Амплітудна ДС не залежить від вибору системи координат. Тут не враховано поляризацію електромагнітної хвилі. Якщо поляризація береться до уваги, необхідно обумовлювати до якого компонента електричного або магнітного поля відноситься ДС. Вагові коефіцієнти в (2.12) зазвичай нормуються так, що

$$\sum_{n=1}^N |w_n|^2 = 1.$$

(1.13)

Розглянемо детальніше властивості ДС лінійної еквідистантної АР з ізотропних елементів, яка зображена на рисунку 1.1. В цьому випадку формула (1.13) приймає наступний вид

$$F(\varphi) = \sum_{n=1}^N w_n^* \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda} d(n-1) \sin \varphi \right]. \quad (1.14)$$

Тут ДС є функцією однієї змінної - кута приходу хвилі ψ . Наприклад, це може бути азимут або кут місця джерела сигналу.

Оскільки вагові коефіцієнти w_n^* є комплексними числами, сигнали, прийняті АР, отримують амплітудні і фазові зміни. На практиці для цього застосовуються різні НВЧ пристрої або, якщо йдеться про цифрову обробку сигналів, спочатку аналогові сигнали перетворюються в цифрову форму, і потім виконується вагова обробка (1.14). В даному випадку вагові коефіцієнти виберемо таким чином

$$w_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda} d(n-1)\xi \right], \quad (1.15)$$

де єдиний параметр ξ ; визначає усі значення вагових коефіцієнтів.

Як правило, найбільший інтерес представляє амплітудна ДС у вигляді

$$|F(\varphi)| = \sqrt{N} \frac{\left| \sin \left[\pi \frac{d}{\lambda} N(\sin \varphi - \xi) \right] \right|}{N \left| \sin \left[\pi \frac{d}{\lambda} (\sin \varphi - \xi) \right] \right|}. \quad (1.16)$$

Для аналізу цього виразу зручно ввести замість змінної φ узагальнену кутову змінну $\Psi = \pi \frac{d}{\lambda} N(\sin \varphi - \xi)$. Тоді (1.16) матиме вигляд

$$|F(\Psi)| = \sqrt{N} \frac{|\sin \Psi|}{N \left| \sin \frac{\Psi}{N} \right|}. \quad (1.17)$$

На рисунку 1.4 представлені графічно три функції. Функція $|\sin \Psi|$ представлена кривій 1, функція $\left| \sin \frac{\Psi}{N} \right|$ зображена кривою 2, і ДС $|F(\Psi)|$ ділена на \sqrt{N} , показана у вигляді кривої 3. Розрахунки зроблені для 5-ти елементної АР ($N=5$).

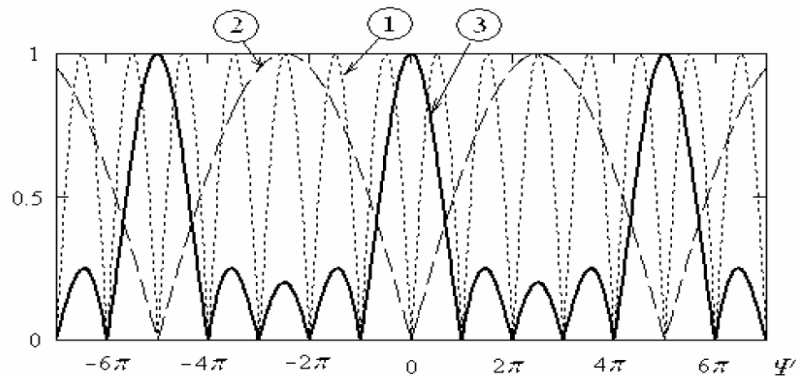


Рис. 1.4 Функції $|\sin \Psi|$, $\left| \sin \frac{\Psi}{N} \right|$ і нормована ДС $|F(\Psi)|$ АР (криві 1,2,3, відповідно) для $N=5$

Функція $|\sin \Psi|$ нулі в точках $\Psi = \pm m\pi$, де m - ціле число, в той час як функція $\left| \sin \frac{\Psi}{N} \right|$ має нулі тільки в точках $\Psi = \pm pNm$. Оскільки в цих точках чисельник і знаменник формули (2.17) перетворюються на нуль, необхідно розкрити невизначеність. В результаті в точках $\Psi = \pm pNm$ ми спостерігаємо максимуми ДС. Максимум в точці $\Psi=0$ прийнято називати головним. Інші максимуми ДС того ж рівня називаються побічними або дифракційними. Спостерігаються також максимуми меншого рівня, які називають бічними пелюстками. Видно, що ДС є періодичною функцією відносно узагальненої кутової змінної Ψ .

Тепер ми повинні повернутися до кутової змінної φ і визначити властивості ДС області значень цієї змінної. Передусім, знайдемо напрям головного променя

φ_0 , вважаючи $\Psi=0$. В результаті знаходимо, що $\sin \varphi_0 = \xi$. Головний промінь буде спрямований по нормалі до АР, якщо $\xi = 0$. Промінь змінюватиме свій напрям, якщо $|\xi| \leq 1$.

Управління ваговими коефіцієнтами, при якому головний промінь змінює свій напрям, в антенній техніці називають скануванням.

Тепер визначимо ширину головного променя $\Delta\varphi$. Перші нулі ДС поблизу головного променя знаходяться в точках $\Psi = \pm\pi$. Кутова відстань між ними дає ширину променя, рівну

$$\Delta\varphi = 2\arcsin\left(\frac{\lambda}{dN \cos\varphi_0}\right). \quad (1.18)$$

Ми бачимо, що ширина променя зменшується при збільшенні розміру АР. Спостерігається також розширення променя при відхиленні його від нормалі. У антенній техніці ширину головного променя прийнято визначати по рівню ДС, рівному, - 3 дБ відносно максимуму. В цьому випадку замість формули(1.18) слід використати вираження

$$(\Delta\varphi)_{-3\text{дБ}} = 2\arcsin\left(\frac{0,451\lambda}{dN \cos\varphi_0}\right). \quad (1.19)$$

АР конструюють так, щоб дифракційні пелюстки ДС не потрапляли в зону видимості. Знайдемо умову, при якій це виконується. В силу симетрії завдання досить розглянути зміну кутової змінної в області переднього півкола.

Коли кут φ міняється в цих межах, узагальнена кутова змінна Ψ міняється в межах

$$-\pi \frac{d}{\lambda} N(1 + \xi) \leq \Psi \leq \pi \frac{d}{\lambda} N(1 - \xi). \quad (1.20)$$

Ця область узагальненої кутової змінної Ψ називається зоною видимості, або областю дійсних кутів. У зоні видимості не повинно бути дифракційних

пелюсток. Як видно з рисунку 2.4, ця умова виконується, якщо $-\pi(N-1) \leq \Psi \leq \pi(N-1)$. Порівнюючи цю нерівність з (2.20), ми отримуємо наступні дві умови

$$\pi \frac{d}{\lambda} N(1-\xi) < (N-1)\pi, \quad -\pi \frac{d}{\lambda} N(1+\xi) > -(N-1)\pi. \quad (1.21)$$

Ці нерівності еквівалентні одній нерівності наступного виду

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{N-1}{N} \frac{1}{1+|\xi|}. \quad (1.22)$$

Якщо АР не призначена для сканування, і її головний промінь спрямований по нормалі, тоді величина $\xi = 0$. В цьому випадку для АР з великим числом елементів з (1.22) знаходимо умову $d \leq \lambda$. Якщо передбачається сканування променем АР в секторі кутів $\pm\varphi_0$, то в (2.22) слід покласти $\xi = \sin \varphi_0$. Звідси також витікає, що при скануванні у всьому передньому півколі $|\varphi_0| \leq \frac{\pi}{2}$ вимога до міжелементної відстані стає сильнішим ($d \leq 0,5\lambda$). Бічні пелюстки ДС чинять негативну дію. Наприклад, в радіолокації з метою протидії створюють завади великої потужності, які впливають побічним пелюсткам антени радіолокаційної станції і не дають можливості реєструвати слабкий відбитий від цілі корисний сигнал. Тому розробники антен вживають заходи до зниження рівня бічних пелюсток ДС. Існують два способи для оптимального рішення цієї задачі.

Відповідно до першого способу мінімізується рівень бічних пелюсток при фіксованій ширині головного променя. Рішення було отримане Дольфом у виді розкладання ДС по поліномах Чебишева. Тому АР такого типу називають дольф-чебишевськими. Приклад ДС для 9-ти елементної дольф-чебишевської АР з ваговими коефіцієнтами рівними $w_1=w_9=0.38$; $w_2=w_8=0.53$; $w_3=w_7=0.76$; $w_4=w_6=0.94$; $w_5=1$ представлений на рисунку 1.5 у вигляді кривої 2.

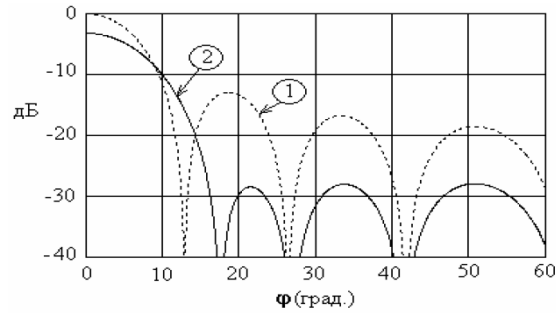


Рис. 1.5 ДС рівномірно збудженої (крива 1) і дольф-чебишевської АР (крива 2) при $N=9$

Для порівняння тут же приведена ДС АР з одиничними ваговими коефіцієнтами (крива 1). Видно, що бічні пелюстки зменшуються, а головний промінь стає ширше. Характерним є те, що усі бічні пелюстки мають один і той же рівень.

Інший спосіб зменшення рівня бічних пелюсток запропонований Ямпольским. Він ґрунтується на мінімізації середнього рівня бічних пелюсток, що отримується інтеграцією ДС по потужності (квадрат амплітудної діаграми) в області бічних пелюсток. Приклад ДС для 16-ти елементної АР представлений на рисунку 2.6 у вигляді кривої 2. При цьому вагові коефіцієнти рівні $w_1=w_{16}=0.245$; $w_2=w_{15}=0.371$; $w_3=w_{14}=0.508$; $w_4=w_{13}=0.646$; $w_5=w_{12}=0.724$; $w_6=w_{11}=0.882$; $w_7=w_{10}=0.959$; $w_8=w_9=1$. Для порівняння тут також приведена ДС АР з ваговими коефіцієнтами, рівними одиниці, у вигляді кривої 1.

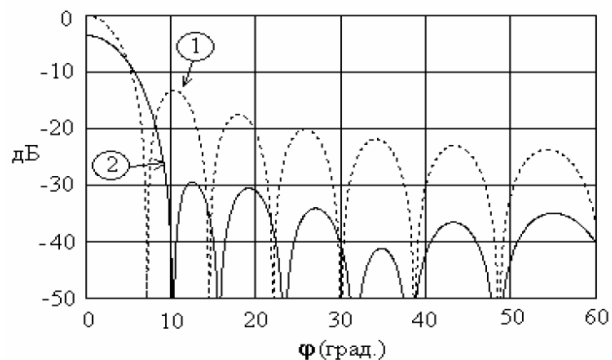


Рис. 1.6 ДС рівномірно збудженою АР (крива 1) і АР з розподілом Ямпольського

(крива 2) при $N=16$

Знову бачимо, що рівні бічних пелюсток зменшуються, а головний промінь стає ширше. Загальна закономірність полягає в тому, що для зменшення середнього рівня бічних пелюсток модульні значення вагових коефіцієнтів слід вибирати так, щоб вони зменшувалися зі збільшенням номеру антенного елемента.

1.2 Особливості використання адаптивних антенних решіток в інфокомунікаціях

У наш час основною тенденцією розвитку бездротових телекомунікаційних систем в усьому світі є розширення обсягу інформаційних послуг, що надаються абонентові за допомогою радіозв'язку, які внаслідок значних швидкостей передачі потребують використання широкосмугових сигналів, а також підвищення якості та надійності цих послуг.

Важливим аспектом також є значний зріст концентрації радіоелектронних засобів (РЕЗ), що використовують однакові або суміжні смуги радіочастот, який через обмеженість наявного радіочастотного ресурсу призвів до проблеми підвищення завадостійкості РЕЗ та пов'язаної з нею проблеми забезпечення електромагнітної сумісності РЕЗ. Одним з перспективних напрямків вирішення зазначених проблем є застосування ААР.

«Smart- антени з'явилися на стику цифрового діаграмоутворення і секторних антен і спочатку використовувалися у військовому радіозв'язку. Фундаментальні принципи, на яких базується технологія інтелектуальних антен були розроблені для військових застосувань у 1970 - 1980 роках.

Особливо ці методи використовувалися у радіоелектронній боротьбі у військових радарних системах для усунення інтерференції та навмисних завад, що створював ворог. Оскільки боротьба з інтерференцією була

головною особливістю цих систем, то її почали використовувати в системах рухомого зв'язку, де інтерференція обмежує число абонентів системи. Це головна причина для застосування технології інтелектуальних антен у системах мобільного зв'язку.

Подальший розвиток компонентної бази швидкісних процесорів цифрової обробки та створення нових алгоритмів сприяє вирішенню проблем пов'язаних з інтерференцією і стрімким розповсюдженням використання ААР у якості приймально-передавальних антен станцій радіозв'язку. На відміну від звичайних антен, Smart - антена є складною системою елементів антенних фідерів і додаткових функціональних пристроїв, що зумовлюють її "інтелектуальні" властивості. Принцип роботи Smart - антен ґрунтується на допущенні про те, що джерело корисного сигналу і завади рідко поєднані по напрямку, що є перевагою даної технології.

Розглянемо основні архітектури систем безпроводового обміну з використанням ААР. Перша полягає в просторовому розділенні потоків по напрямках з метою персоналізації каналу обміну і передбачає використання принципів адаптивного цифрового діаграммоформування.

Інтелект системи виявляється в динамічній оптимізації обслуговуваної зони покриття з оперативним перенаціленням прийомопередаючих променів.

Взаємодія передавальних і приймальних пристроїв передбачає створення певної кількості незалежних вузьконаправлених радіоліній, що не інтерферують між собою, під кожну з яких жорстко відсікається дуже мала частина навколишнього простору (рисунок 1.7). В цьому випадку реалізується просторова розв'язка каналів (абонентів).

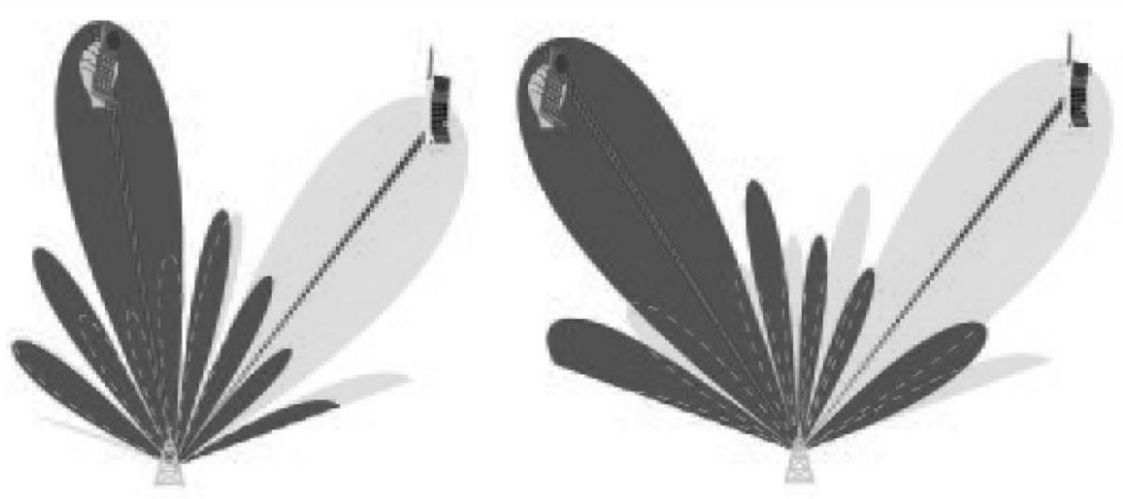


Рис. 1.7. Адаптивна стратегія в управлінні ДС антеною системою базової станції.

Основний вигреш в даній моделі досягається за рахунок можливості забезпечення радіообміну одночасно по декількох напрямках без розширення займаної смуги частот, що підвищує енергію радіообміну переважно уздовж лінії, що сполучає приймач і передавач. У існуючих стільникових мережах цей прийом давно дозволяє збільшити ефективність використання однієї і тієї ж смуги частот для організації декількох каналів зв'язку з мобільними терміналами.

У ряді випадків досягти бажаних результатів можна за допомогою нових технологічних прийомів, використовуючи їх як надбудову над базовою архітектурою мережі тільки з одного боку радіолінії і практично нічого не міняючи на каналному рівні.

Потрібно підкреслити, що практичні умови радіообміну в WLAN істотно відрізняються від тих, що спостерігаються в двоточковій схемі обміну. Розміщення пристроїв на високих щоглах, подібних до радіорелейної пари, для забезпечення найбільш сприятливих умов не є завжди можливим, а умови прямої видимості, не ускладнені множинними відображеннями, особливо усередині приміщення - велика рідкість.

Врешті-решт і саме місце розташування кожного з клієнтів може бути

відоме тільки апостеріорі. У WLAN не обійтися лише інтелектуальними антенними системами з високим коефіцієнтом спрямованої дії - необхідно реалізувати ряд додаткових алгоритмових пристроїв, що дозволяють визначати місця розташування кореспондентів зв'язку цієї мережі, а також можливі джерела завад для цих кореспондентів до моменту передання сигналу усім взаємодіючим радіозасобам одночасно, і постійно "слухати" навколо себе на всіх напрямках і досить точно визначати їх кутові координати і відстань до них. До обмежень слід також віднести експоненціальний характер зростання обчислювальної продуктивності, потрібної для обробки сигналів в ААР залежно від числа елементів і кількості одночасно оброблюваних каналів.

Технологія ЦФП в ААР істотно покращує якість зв'язку в умовах багатопроменевого розповсюдження радіохвиль, а також різко підвищує завадозахищеність системи при інтенсивній радіопротидії. Це пояснюється тим, що характеристики цифрових фільтрів в антенних каналах практично ідентичні. Розкид же характеристик фільтрів призводить до того, що при появі випадкової завади в кожному з каналів з'являється мультиплікативна завада, сигнал якої пропорційний добутку амплітуди завади та відхилення характеристик вхідного фільтру від номінального значення. Мультиплікативні ж завади, що проявляються як завмирання сигналу, набагато не приємніше адитивних.

Дійсно, від адитивного шуму, однакового в кожному з каналів, можна позбавитися, ідентифікуючи його як загальну складову сигналу в усіх каналах і віднімаючи його з сигнальної суміші. Мультиплікативний же сигнал завади компенсувати неможливо. Проте завдяки ЦФП мультиплікативні завади вдається мінімізувати. Крім того, ЦФП сприяє і збільшенню динамічного діапазону приймальних антен. Дійсно, при синфазному додаванні сигналів в кожному з каналів АР в процесі ЦФП дисперсія (середня потужність) шуму росте пропорційно числу каналів АР N , де N – кількість елементів АР, а потужність

сигналу (пропорційна квадрату амплітуди) - пропорційно N^2 .

Звідси, відношення сигнал/шум після ЦДО зросте в N разів, що підвищує чутливість системи, тобто і динамічний діапазон (відношення амплітуди максимального сигналу до мінімального). В результаті "нулі" ДС в напрямках джерел завад формуються без "запливань" провалів, звичайних при недостатньому динамічному діапазоні приймального модуля. ААР на базових станціях стільникового зв'язку дозволяють істотно збільшувати їх пропускну спроможність за рахунок одночасного багатопроменевого прийому сигналів в усьому робочому секторі. При цьому можливе досягнення надрелєєвської роздільної здатності по напрямках приходу сигналів, частоті і часі затримки.

Інший напрям, що досліджує шляхи поліпшення характеристик радіолінії, базується на принципах просторового мультиплексування (SDMA, MIMO). Технологія може бути реалізована як в інтересах збільшення пропускну спроможності взаємодіючих пар (технологія MIMO), так і для збільшення відношення сигнал/шум і зниження ймовірності виникнення помилок (BER) в тракті обміну.

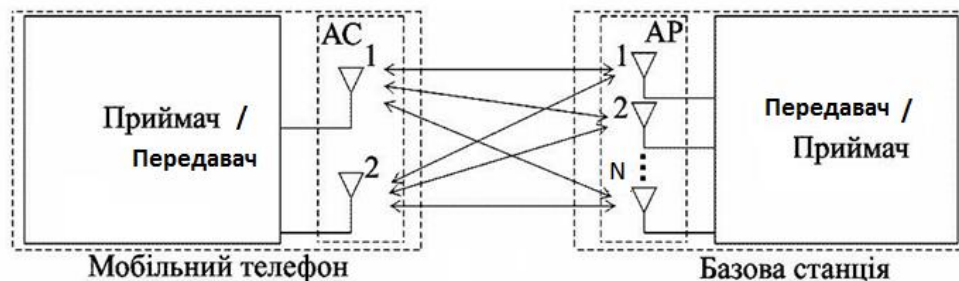


Рис. 1.8 Модель системи MIMO при використанні ААР

На рисунку 1.8 розглянуто частковий випадок представлення каналу зв'язку для розподілених антенних систем, в яких, в якості антени базової станції стільникової мережі зв'язку використовується ААР, а в якості конструкції антенної системи (АС) мобільного телефону розглянута АС, що складається з

двох антен, рознесених у просторі на $\frac{1}{4}$ довжину хвилі (тобто АС з просторовим рознесенням окремих антен). В такому випадку отримуємо систему МІМО $M*N$, де M , кількість елементів в АС мобільного телефону, є величиною сталою і дорівнює 2, тому в даному випадку маємо МІМО $2*N$.

Очевидно, що одними просторовими методами вирішити проблеми, що виникають в радіозв'язку неможливо. Тому завжди розглядається сукупність одночасного використання методів різних груп обробки сигналу. Таким прикладом може бути так звана BLAST - архітектура (Bell Labs 1Ayered Space Time), що є різновидом методів просторово-часового кодування. Пріоритет в її створенні належить одному з підрозділів Lucent, що дослідив збільшення швидкості передачі в першу чергу в умовах відсутності прямої видимості. За цією схемою різні символні потоки одночасно пересилаються усіма передавальними антенами (тобто з накладенням по частоті і в часі).

Відповідно, суперпозиція таких сигналів приймається антенами одержувача і далі відновлюється за допомогою спеціальних алгоритмів цифрової обробки сигналів в паралельні початкові потоки даних. Взагалі, для реалізації цього і інших принципів просторово-часового кодування (Space - Time Coding, STC) необхідною умовою є наявність додаткової ознаки, що дозволяє розрізнити підпотоки між собою. Окрім частотної і просторової ознаки (по напрямку приходу) форми, ця інформація може бути закодована в спеціальний заголовок у випромінюваній послідовності пакетів, визначатися виходячи з рівня і величини затримки приходу радіопроменів (при порівнянні між собою через різницю пройденого шляху), поляризаційних характеристик сигналу і безліччю інших способів. На жаль, навіть поверхневий опис вживаних на практиці прийомів вимагає залучення досить громіздкого логіко-математичного апарату.

Самі ж концепції і принципи, покладені в основу різних моделей поліпшення параметрів радіообміну, досить близькі. Наприклад, якщо деякий

набір вхідних даних представити у вигляді суми нескінченної кількості випромінюваних потоків, то при безпомилковому декодуванні сигналів на виході приймача теоретично можна отримати сумарну швидкість (у перерахунку на пару взаємодіючих пристроїв) в стільки разів більшу, скільки каналів такої системи на обох кінцях нам вдалося задіяти. Привабливим виглядає "використання шкоди на користь", а саме - множинних перевідбивань, в результаті яких сигнали приходять з деяким запізненням після початку прийому сигналу прямої видимості (якщо така в цих умовах принципово можлива).

Таким чином, залежно від того, який набір параметрів безпроводового зв'язку вимагається поліпшити, може бути декілька сценаріїв дій:

- сформувані діаграми спрямованості антен передавача і приймача так, щоб забезпечити максимальне підсилення уздовж найбільш оптимального і стабільного шляху поширення в напрямі на кореспондента зв'язку. В цьому випадку усі слабкі множинні сигнали разом із сторонніми випромінюваннями сприймаються як завади, і в їх напрямі при технічній можливості формуються "нулі" діаграми спрямованості. Результат - поліпшення співвідношення сигнал/шум і розширення зони покриття (максимальної дальності роботи), особливо відчутні, якщо один з пристроїв знаходиться в складній електромагнітній обстановці;

- передати один і той же набір даних по декількох можливих шляхах (на декількох частотах, або у декількох часових слотах, або на одній частоті одночасно, але з використанням різних розширюючих послідовностей) у напрямі приймача. В цьому випадку на іншому кінці радіолінії потрібно буде не просто прийняти їх суму, але і когерентно скласти сигнали з метою отримання максимального виграшу (подібно до того, як це виконується в Rake-приймачах);

- промаркувати розбитий на пакети потік вхідних даних і направити кожен з них по своєму шляху на приймач для подальшого відновлення. Антенній

системі останнього потрібно буде докласти зусилля, щоб визначити, звідки прийом сигналу переважний, тобто синтезувати декілька необхідних діаграм спрямованості на прийом, декодувати кожен з частин вхідного набору даних і потім, орієнтуючись на маркери, "зібрати" його. Середня(у перерахунку на усі потоки, що приймаються) величина SNR може бути нижча, ніж у разі однопоточного прийому, проте досягши певного запасу результуюча швидкість передачі безпроводової мережі істотно зросте.

Очевидно, що ці три сценарії, припускають ту або іншу міру зворотного зв'язку для реалізації адаптивних алгоритмів обміну. У ідеалі хотілося б, щоб і самі методи просторової і часової обробки не стільки конкурували, скільки доповнювали один одного.

Вирішуючи задачу підвищення ефективності роботи і поліпшення завадозахищеності, Smart - антени знаходять застосування в технологіях систем абонентського радіодоступу 3 - го та 4 - го поколінь, прикладом яких можуть бути мережі WCDMA, WiMax, LTE, в технології iBurst (чи High Capacity Spatial Division Multiple Access (HC - SDMA)) для ефективнішого використання радіочастотного спектру, розширення ємності і ефективності систем радіозв'язку, а також в системах супутникового зв'язку, як наприклад система Thuraya, супутники якої використовують для зв'язку з наземними терміналами 128-елементні фазовані AP.

1.3 Переваги та недоліки адаптивних антенних решіток

Адаптивні антени - це найбільш перспективна технологія, що покращує якість прийнятого сигналу за рахунок збільшення ємності системи, зменшує багатопроменевість та інтерференцію між сусідніми каналами. Це досягається, переважно, за рахунок зосередження випромінювання тільки у необхідному напрямку.

Переваги технології інтелектуальних антен:

- Адаптація до заводової обстановки і багатопроменевості

Найважливішою перевагою Smart- антен є можливість адаптації до заводової обстановки і багатопроменевості, що підвищує якість передачі даних, забезпечує зниження енергоспоживання абонентським терміналом і малу вірогідність перехоплення і виявлення.

- Зменшення інтерференції між радіоканалами абонентів, що використовують одну й ту саму частоту.

Інтелектуальні антени мають властивість просторової фільтрації для зосередженого випромінення ЕМ енергії у формі вузьких променів тільки у потрібному напрямку. Крім того, вони створюють «нулі» ДС у кутового напрямку інших сигналів.

- Збільшення дальності, і тим самим, площі покриття

Оскільки інтелектуальні антени використовують набір елементів у формі АР, то вони створюють вузький промінь зі збільшеним коефіцієнтом підсилення порівняно зі звичайними антенами, що використовують таку саму потужність. Збільшення підсилення приводить до збільшення діапазону покриття системи.

- Збільшення каналної ємності

Інтелектуальні антени дозволяють скорочувати міжканальну інтерференцію, що призводить до збільшення коефіцієнта повторного використання частоти. Інтелектуальні антени дозволяють великій кількості користувачів використовувати один і той самий спектр частоти у той самий час, що викликає збільшення ємності, тобто швидкості передавання при незмінній кількості абонентів чи збільшення кількості абонентів при незмінній швидкості передачі.

- Зменшення випромінюючої потужності

Звичайні антени БС випромінюють енергію у всіх напрямках, що веде до

втрати потужності. Інтелектуальні антени випромінюють тільки в бажаному напрямку, тому менші потужності необхідні для забезпечення тієї самої чутливості приймача, що у випадку застосування всеспрямованих антен, при умові постійності розмірів зони покриття. Зменшення випромінюваної потужності призводить до зменшення інтерференції для інших користувачів а також покращує екологічну безпеку при користуванні системами радіозв'язку, сприяє поліпшенню електромагнітної сумісності.

- Зменшення ефектів багатопроменевості.

Інтелектуальні антени можуть відхилити багатопроменеві компоненти як інтерференцію або можуть використовувати багатопроменеві компоненти та додавати їх конструктивно, щоб збільшити працездатність системи (при поєднанні Smart-антени з Rake-приймачем).

- Сумісність

Технології інтелектуальних антен можуть застосовуватися до різних методів багатократного доступу, таких як TDMA, FDMA, CDMA, SDMA. Ці технології сумісні майже будь-яким видом модуляції, смугою пропускання, діапазоном частот.

- Безпека інформації

У суспільстві, яке стає дуже залежним від інформації, безпека інформації стає важливою проблемою. Інтелектуальні антени роблять складнішим процес перехоплення інформації, оскільки для цього необхідно знаходитися у тому самому напрямку, як і користувач від центра випромінювання.

- Виявлення місцезнаходження користувача

Завдяки використанню фазового радіопеленгатора стає можливим одержання інформації про місце розташування користувача. Отже, точне місцезнаходження може використовуватися у послугах такої мережі.

Таким чином, основними перевагами технології інтелектуальних антен

порівняно з іншими технологіями є спектральна ефективність та можливість адаптуватися до змінного навколишнього середовища, що дає можливість використовувати технології при проектуванні сучасних радіосистем у будь-якій модифікації залежно від завдань, які будуть ставитися перед системою.

Окрім переваг, існують і недоліки, наприклад, такі як складність практичної реалізації, високу вартість і великі розміри устаткування, необхідність калібрування сигналів за фазовими характеристиками, використання великої кількості нелінійних пристроїв (змішувачів, підсилювачів, АЦП і ЦАП), складність реалізації мініатюрних антен в мобільних пристроях.

Приймачі та передавачі інтелектуальної антени набагато складніші, ніж традиційні. Окремі кола приймачів та передавачів необхідні для кожного з елементів антени та необхідне точне калібрування кожного з них у реальному часі. Крім того, адаптивне формування променя вимагає потужних обчислень. Таким чином, інтелектуальна антенна система повинна мати дуже потужні сигнальні процесори та системи управління. Таким чином, для мобільних систем базові станції будуть на небагато дорожчими, ніж існуючі.

Для інтелектуальної антени БС, щоб одержати підсилення (тобто сформувати вузьку головну пелюстку ДС), необхідна, по-перше, антенна решітка з декількома елементами, а по друге – сумарні сигнали в каналах кожного з антенних елементів повинні бути корельовані між собою. Типові решітки з точки зору економічної та технічної доцільності складаються з 6-10 елементів. Необхідний інтервал між елементами повинен бути 0,4-0,5 від довжини хвилі.

Антенна з вісьмома елементами була б 1,2 м шириною для 900 МГц та 60 см для 2ГГц. Проте, це висловлювання вже було спростовано зарубіжними дослідниками, і викладені в їх роботах, де показується, що навіть дуже близько розміщені антени (наприклад, на 0,15 довжин хвилі на абонентських терміналах) забезпечують низьку кореляцію рознесених сигналів.

Низька кореляція сигналів в абонентських терміналах в багатьох випадках обумовлена тим, що багатопробеневі сигнали на антенну потрапляють у кутовому секторі 360 град, тобто з усіх сторін, в той час як на ААР БС в залежності від її висоти розташування (тобто виду комірки: пікостільник, мікростільник, макростільник) вони надходять у кутовому проміжку 120...10 град, внаслідок чого сигнали більш корельовані між собою у порівнянні з абонентським терміналом. Це є ще однією з причин застосування Smart - антен саме на БС.

Ще однією з проблем, що виникають під час проектування інтелектуальних антенних решіток є вплив діаграми спрямованості окремих елементів решітки на сусідні. Цей ефект може вплинути на роботу інтелектуальної антенної решітки. Ефекти взаємного впливу викликає зсув максимуму та нулів ДС, а отже, алгоритм формування променя дає неточні результати. Крім того, цей вплив збільшується зі зменшенням інтервалів між елементами решітки. Таким чином, при проектуванні інтелектуальних антенних решіток обов'язково необхідно враховувати цей ефект.

Подальший розвиток інтелектуальних антен полягає у розробці більш простих та швидкодійних алгоритмів та схемних реалізацій цифрових антенних решіток.

Висновок

В розділі було розкрито зміст технології адаптивних антенних систем та адаптивної стратегії в управлінні характеристиками спрямованості антеною системою базової станції на основі алгоритмів просторово-часової обробки сигналів. Приведено теоретичні відомості щодо математичного описання прийому гармонічного сигналу з плоским хвильовим фронтом та формування характеристики спрямованості антенною решіткою. Проаналізовано особливості

використання адаптивних антенних систем, а також висвітлено їхні переваги та недоліки.

В результаті аналізу використання адаптивних антенних решіток (AAR) в інфокомунікаціях встановлено, що AAR значно покращують якість зв'язку, підвищують спектральну та енергетичну ефективність систем, а також дозволяють зменшити рівень інтерференції. Вони здатні динамічно налаштовувати свої характеристики для оптимізації прийому і передачі сигналів, що робить їх незамінними в сучасних бездротових мережах. Однак, впровадження AAR потребує значних фінансових вкладень, високої кваліфікації персоналу та додаткових обчислювальних ресурсів. Незважаючи на ці виклики, переваги використання AAR значно переважають їхні недоліки, що робить їх важливим елементом розвитку інфокомунікаційних систем.

РОЗДІЛ 2

АНАЛІЗ ЗАХИЩЕНОСТІ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ З АДАПТИВНИМИ АНТЕННИМИ РЕШІТКАМИ ВІД ПЕРЕШКОД

2.1 Аналіз необхідності високої завадостійкості інфокомунікаційних систем

У реальному каналі сигнал при передачі спотворюється, повідомлення відтворюється з деякою помилкою. Причиною таких помилок є спотворення, що вносяться самим каналом, і перешкоди, що впливають на сигнал.

Частотні та часові характеристики каналу визначають так звані лінійні спотворення. Крім того, канал може вносити і нелінійні спотворення, зумовлені нелінійністю тих чи інших ланок. Як лінійні, і нелінійні спотворення обумовлені відомими характеристиками каналу і тому, у принципі, можуть бути усунені шляхом належної корекції.

Слід чітко відокремлювати спотворення від перешкод, що мають випадковий характер. Перешкоди заздалегідь невідомі і тому неможливо повністю усунути.

Під перешкодами розуміються будь-які обурення в каналі передачі, що викликають випадкові відхилення прийнятого повідомлення від переданого і утрудняють його прийом.

Звідки беруться перешкоди і як вони потрапляють до приймача? Наведемо всім відомий приклад. У кімнаті прослуховується магнітофонний запис. Але слухач сприймає не тільки записану музику (корисне повідомлення), а й розмови сусідів, шум транспорту з вулиці, звуки з сусідньої кімнати тощо. Це все перешкоди. Так само і в будь-якому каналі електров'язку. Сучасний світ сповнений як звуків, а й електромагнітних коливань природного і штучного

походження. Вони скрізь і всюди. Частина з них, звичайно, тими чи іншими шляхами проникає на вхід приймача, хоча ми намагаємося цьому перешкоджати.

Перешкоди дуже різноманітні як за своїм походженням, і за фізичними властивостями. Іноді перешкоди різко відрізняються від сигналу, іноді навіть важко визначити де сигнал, а де перешкода. Раптом у телефоні чути дві розмови. Потрібно час, щоб розрізнити, де корисний сигнал, а де «перешкода», що випадково підключилася. У той же час ця перешкода – корисний сигнал для іншого абонента.

Класифікацію перешкод можна провести за такими ознаками:

- за походженням (місце виникнення);
- За фізичними властивостями;
- За характером впливу на сигнал.

За походженням у першу чергу слід зазначити внутрішні перешкоди, наприклад, внутрішні шуми апаратури, що входить у канал зв'язку, зумовлені хаотичним рухом носіїв заряду в підсилювальних приладах, опорах та інших елементах. Це звані теплові шуми. Квадрат ефективної напруги теплового шуму на опорі R визначається відомою формулою Найквіста:

$$U_{2ш}^2 = 4 k T R F$$

де T - Абсолютна температура опору R ; F – смуга частот;

$k = 1,37 * 10^{-23}$ $У с / град$ - постійна Больцмана

Як випливає з (9.1), ці шуми важливо усунути тільки при абсолютному нулі ($T = 0$ К).

Серед зовнішніх перешкод, тобто перешкод від сторонніх джерел, що знаходяться поза каналом зв'язку, можна назвати:

атмосферні перешкоди (грозові розряди, полярні сніва та ін.), обумовлені електричними процесами в атмосфері;

- індустріальні перешкоди, які у електричних ланцюгах електроустановок (електротранспорт, електричні двигуни, медичні установки, системи запалювання двигунів та інших.);

- перешкоди від сторонніх станцій та каналів, що виникають від різних порушень режиму їх роботи та властивостей каналів;

- космічні перешкоди, пов'язані з електромагнітними процесами, що відбуваються на Сонці, зірках, галактиках та інших позаземних об'єктах.

За фізичними властивостями розрізняють флуктуаційні та зосереджені перешкоди.

Флуктуаційними називають перешкоди, зумовлені флуктуаціями тих чи інших фізичних величин. Назва походить від фізичного поняття флуктуації (від лат. fluctuation - Коливання) - випадкові відхилення фізичних величин від середнього значення.

Для такої перешкоди характерно дуже мало викидів, що перевищує середній рівень більш ніж у 3-4 рази. Але великі (в принципі нескінченні) викиди завжди є. Спектр перешкоди дуже широкий. Флуктуаційні перешкоди проникають у систему зв'язку як ззовні, вони зароджуються також усередині самої системи у різних її ланках.

Причинами внутрішніх флуктуаційних перешкод є тепловий шум в провідниках і дробовий ефект в електронних приладах. До зовнішніх флуктуаційних перешкод прийнято відносити перешкоди космічного походження, перешкоди, викликані взаємними впливами ланцюгів у лініях зв'язку (лінійні та нелінійні переходи, попутний потік та деякі інші). Хоча ці перешкоди за своїм походженням і не є суворо флуктуаційними, але вони мають схожі ознаки.

Вплив флуктуаційних перешкод, що заважає, залежить від характеру переданого повідомлення. У телефоні під час мовного сигналу ця перешкода

прослуховується як звуковий шум, тому часто флюктуаційну перешкоду називають флюктуаційним шумом. На екрані телевізора флюктуаційні перешкоди викликають розмитість контурів і зниження розмаїття зображення, при телеграфній передачі – хибне прийняття символів. Характерною особливістю флюктуаційних перешкод є те, що явища, що породжують ці перешкоди, лежать у фізичній природі речей (дискретне

будова речовини, дискретна природа електромагнітного поля) і принципово неможливо усунути.

До зосереджених за часом (імпульсним) перешкод відносяться перешкоди у вигляді одиночних коротких імпульсів різної інтенсивності та тривалості, що йдуть один за одним через випадкові досить великі проміжки часу.

Причинами імпульсних перешкод є: - грозові розряди; радіостанції, що працюють у імпульсному режимі; лінії електропередачі та інші енергоустановки; система запалення та енергозабезпечення транспорту; навантаження підсилювачів; погані контакти в обладнанні та харчуванні; недоліки розробки та виготовлення обладнання; експлуатаційні роботи (реконструкція, профілактика, підключення до діючого каналу вимірювальних приладів, помилкова комутація іт. п.).

До зосереджених за спектром перешкод відносяться перешкоди сторонніх радіостанцій, генераторів високої частоти різного призначення (медичні, промислові, побутові та ін), перехідні перешкоди від сусідніх каналів багатоканальних систем. Зазвичай це гармонійні або модульовані коливання з шириною спектра меншою або порівнянною з шириною спектра корисного сигналу. У діапазоні декаметрових хвиль, наприклад, є основними видами перешкод.

За характером на сигнал розрізняють адитивні і мультиплікативні перешкоди.

Адитивною є перешкода, миттєві значення якої складаються з миттєвими значеннями сигналу. Дія, що заважає адитивної перешкоди визначається підсумовуванням з корисним сигналом. Адитивні перешкоди впливають на пристрій незалежно від сигналу і мають місце навіть тоді, коли на вході приймача відсутній сигнал.

Мультиплікативною називається завада, миттєві значення якої перемножуються з миттєвими значеннями сигналу. Дія мультиплікативних перешкод, що заважає, проявляється у вигляді зміни параметрів корисного сигналу, в основному амплітуди. Мультиплікативні перешкоди безпосередньо пов'язані з процесом проходження сигналу серед поширення і тому відчуються лише за наявності сигналу системі зв'язку. Найпростіший приклад – телефонна чи радіотрансляційна лінія з поганими контактами. Іншим прикладом мультиплікативної перешкоди є інтерференційні завмирання сигналу прийому на декаметрових хвилях.

У реальних каналах електрозв'язку зазвичай має місце не одна, а сукупність перешкод. Але все ж таки основними можна вважати флуктуаційні перешкоди, що впливають на сигнал як адитивні.

Під спотвореннями розуміють такі зміни форми сигналу, які обумовлені відомими властивостями ланцюгів та пристроїв, якими проходить сигнал. Головна причина спотворень сигналу – перехідні процеси в лінії зв'язку, ланцюгах передавача та приймача. При цьому розрізняють спотворення: - лінійні, що виникають у лінійних ланцюгах; нелінійні, що у нелінійних ланцюгах. У випадку спотворення негативно позначаються як відтворення повідомлень і повинні перевищувати встановлених значень (норм).

При відомих характеристиках каналу зв'язку форму сигналу з його виході можна розрахувати за методикою, викладеної теоретично лінійних і нелінійних ланцюгів. А далі вимір форми сигналу можна компенсувати коригуючими

ланцюгами або просто врахувати при подальшій обробці в приймачі. Це вже справа техніки. Інша річ перешкоди – вони заздалегідь невідомі і тому неможливо усунути повністю.

Боротьба з перешкодами – основне завдання теорії та техніки зв'язку. Будь-які теоретичні та технічні рішення щодо виконання кодера та декодера, передавача та приймача системи зв'язку повинні прийматися з урахуванням того, що в лінії зв'язку є перешкоди.

При всій різноманітності методів боротьби з перешкодами їх можна звести з напрямками:

1. Придушення перешкод у місці їх виникнення. Це досить ефективний і широко застосовуваний захід, але не завжди прийнятний. Адже є джерело перешкод, на які впливати не можна (грозові розряди, шуми Сонця та ін.).

2. Зменшення перешкод на шляхах їх проникнення до приймача. Слід зазначити, що перешкоди зазвичай впливають на сигнал серед поширення. Тому як дротові, і радіолінії будуються те щоб забезпечити заданий рівень перешкод.

3. Ослаблення впливу перешкод на повідомлення, що приймається в приймачі, демодуляторі, декодері. Це можливо за рахунок застосування спеціальних методів перетворення сигналу на стороні, що передає, і аналізу прийнятого сигналу. Для цифрових систем передачі основним способом послаблення впливу перешкод є стійке до перешкод кодування.

2.2 Аналіз можливих радіоелектронних завад

Радіоелектронною завадою називають електромагнітне випромінювання, яке призводить до ускладнення або унеможливлення прийом корисного радіосигналу. Вони можуть утворюватись як навмисно та і не навмисно.

Далі проведено класифікацію саме навмисних радіозавад.

Радіозавади розрізняють по їх впливу на результуючий сигнал. А саме на

адитивні та мультиплікативні завади.

При впливі адитивної завади результуючий сигнал має вигляд:

$$f(x) = s(t) + \xi(t) \quad (2.1)$$

Де s – корисна інформація;

$\xi(t)$ – радіосигнал завади.

При впливі мультиплікативної завади результуючий сигнал має вигляд:

$$f(x) = s(t) \times \xi(t) \quad (2.2)$$

Приклади цих впливів наведені на рисунку 2.1, де інформаційний радіосигнал позначений 1, радіосигнал після впливу адитивної завади під номером 2. Вплив мультиплікативної завади демонструється під номером 3.

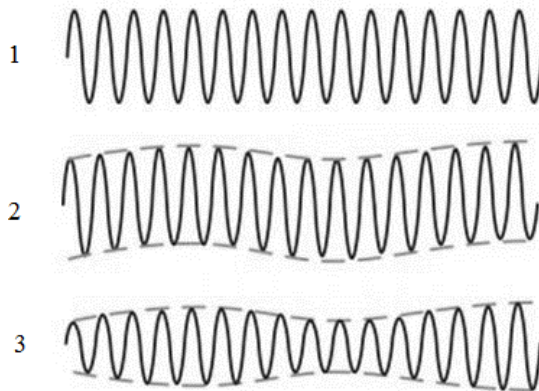


Рис. 2.1 Приклад впливу адитивної та мультиплікативної завади

Вплив навмисних радіозавад може призвести до таких наслідків, як перевантаження приймального пристрою, маскування чи спотворення корисного радіосигналу або його імітації. На кінцевий результат дії навмисних радіозавад впливають такі фактори:

- співвідношення сигнал/завада на вході радіоприймача, що піддається впливу завади;
- співвідношення ширини спектру корисного радіосигналу до сигналу

радіозавади;

- особливості побудови засобу радіозв'язку, параметри його роботи (модуляція, частота роботи, потужність передавача та чутливість приймача) та структури корисного сигналу(використання кодування, методи розширення спектру);

- параметри самих радіозавад.

Класифікація навмисних радіозавад доволі широка, може ділитись по багатьом параметрам. Стисла класифікація наведена на рисунку 2.2.

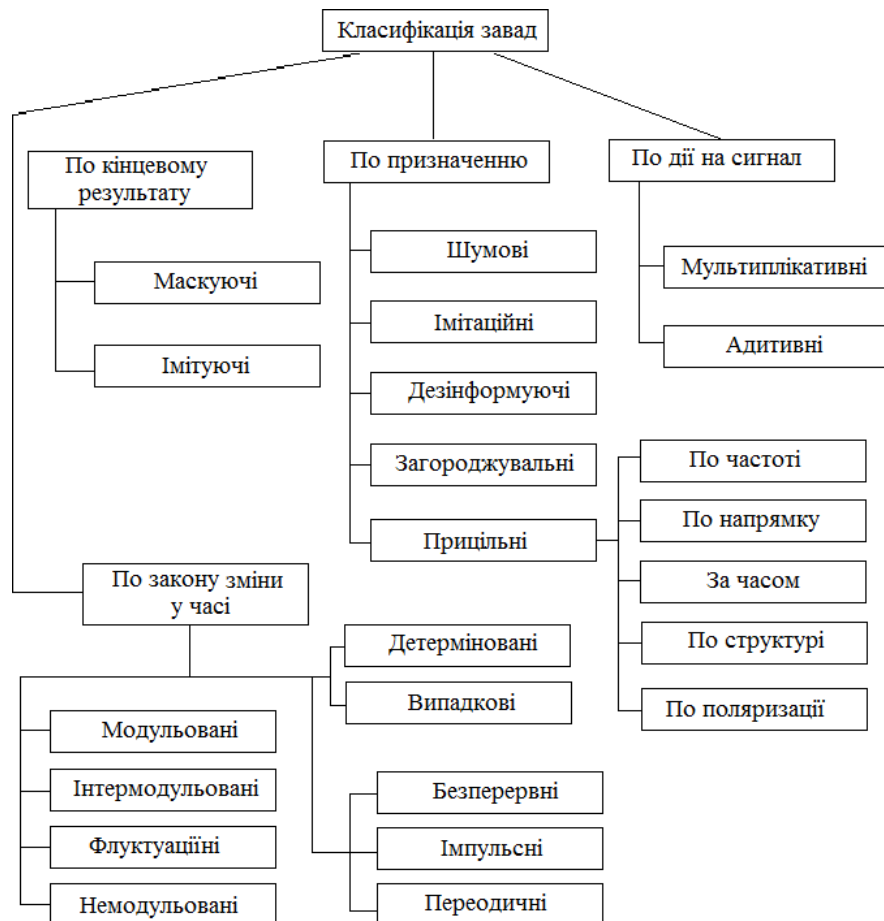


Рис. 2.2 Загальна класифікація навмисних активних радіозавад

За параметрами більш детально радіозавади класифікуються за:
джерелом походження. Розрізняють завади які з'явилися у наслідку природних

явищ та штучні – утворені пристроями, що випромінюють енергію електромагнітних хвиль;

виду випромінюваної енергії. Існують електромагнітні, оптичні та акустичні завади;

співвідношенню спектрів. Завади, чий спектр значно перевищує спектр корисного сигналу називають загороджувальними. Прицільними називають такі завади, чий спектр порівняний з спектром корисного сигналу, а частота змінюється у діапазоні роботи ЗРЗ;

структурою випромінювання. Розрізняють імпульсні завади, що являють собою серії модульованих або не модульованих радіоімпульсів, та безперервні, які можуть бути промодульовані по частоті, фазі чи амплітуді;

характером впливу на ЗРЗ. Розрізняють маскуючі, що ускладнюють виявлення та розпізнавання параметрів прийнятого корисного радіосигналу. Іншим видом є імітуючі радіозавади, мета яких створити помилкові (не вірні) радіосигнали на вході приймача;

потужності. Слабкі радіозавади, чий рівень не перевищує рівень корисного сигналу та викликає втрату не більше ніж 25% корисної інформації. Середні радіозавади по рівню потужності можна порівняти з рівнем корисного сигналу, вони можуть викликати втрату не менше 50% корисної інформації. Сильні радіозавади по рівню потужності значно перевищують корисний сигнал, можуть привести до повної втрати корисної інформації. В окремих випадках можуть перевищувати динамічний діапазон радіоприймального пристрою.

Пасивні радіоелектронні завади створюються завдяки відбиттю (розсіюванню) електромагнітного випромінювання, що надходить від інших радіоелектронних пристроїв. Це випромінювання може надходити завдяки відбиттю від штучних об'єктів, таких як дипольні та кутові відбивачі, лінзи Люнеберка, аерозолі, тощо. Зазвичай, результуючий сигнал утворений відбиттям

є сумою елементарних сигналів з випадковими параметрами амплітуди, частоти і фази.

Активні радіоелектронні завади створюються з використанням спеціальних пристроїв – генераторів завад чи станцій постановки завад. Параметри сигналу завади визначаються призначенням, структурою цих генераторів перешкод.

Далі проведено опис основних видів активних радіоперешкод.

Найбільш універсальною за сферами використання є загороджувальна шумова завада, що являє собою білий гаусівський шум з певною спектральною щільністю потужності у обмеженій полосі частот. Як виходить з назви, полоса частот завади перекриває діапазон роботи засобу радіозв'язку. Спектральну щільність потужності можна визначити за формулою:

$$G_z = \frac{P_z}{\Delta f_c}$$

Де: P_z – потужність радіозавади

Δf_c – ширина спектру радіозавади

Найбільш ефективно загороджувальна радіозавада діє у випадках, коли рівень потужності радіозасобу, що подавлюється нижче або дорівнює рівню самої завади, але такі випадки рідкі. Рисунок 2.3 демонструє ситуацію, де спектр корисного сигналу перекритий завадою, але його рівень потужності значно вищий ніж рівень завади.

Світло–сірим показана завада, чорно–сірим корисний сигнал

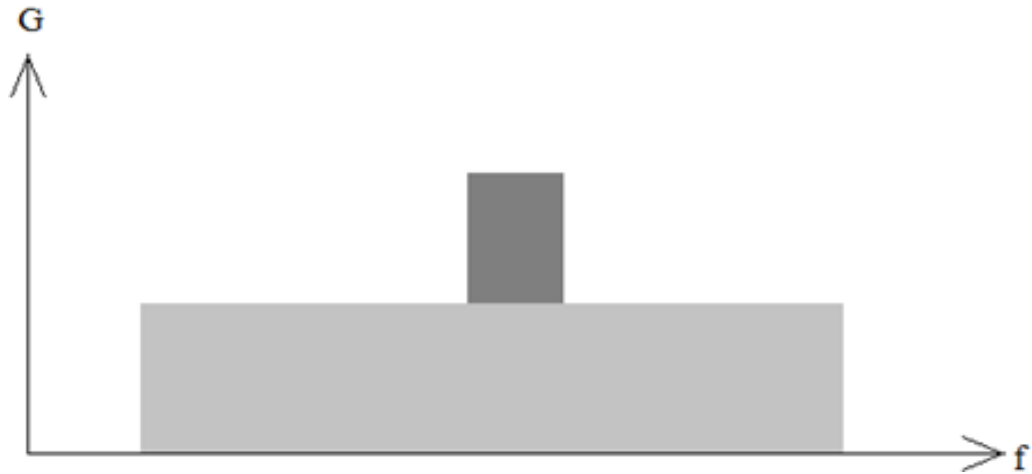


Рис. 2.3 Найбільш ефективний вплив загороджувальної завади

Різновидом загороджувальної шумової завади є шумова завада у частині смуги. Спектральна щільність потужності цієї завади може бути описана системою рівнянь.

Перше для завади у смузі $\gamma\Delta f_c$.

Друге відповідно $(1 - \gamma\Delta f_c)$

$$G_z = \begin{cases} P_z \\ \gamma\Delta f_c \\ 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

де: γ – коефіцієнт, що характеризує частину спектру сигналу, на якій діє завада. Його значення лежить у діапазоні $0 \leq \gamma \leq 1$.



Рис. 2.4 – Загороджувальна завада у частині смуги

Маскуючи радіозавади мають на меті ускладнення виявлення корисного сигналу (збільшення ймовірності помилкової тривоги) шляхом створення завадового фону на приймальній частині засобу зв'язку. На рівень завданого ускладнення впливають співвідношення частотних, часових та структурних параметрів корисного сигналу та радіозавади. У якості активних маскуючи радіозавад зазвичай використовуються безперервні шумові завади

Прицільні радіоперешкоди характеризуються тим, що їх спектр співвідносний чи повністю збігається зі спектром корисного сигналу ЗРЗ що подавлюється.

Імітуючи радіозавади мають на меті внести хибну інформацію на приймальній стороні ЗРЗ що подавлюється. Параметри такої завади зазвичай близькі до значень параметрів корисного сигналу, що імітується. В деяких випадках у якості сигналу, що імітує, може бути використана частина корисного сигналу, яка починає ретранслюватися станцією завад.2

2.3 Аналіз сучасних методів захисту від активних навмисних завад

На сьогодні відома значна кількість методів боротьби з окремими видами груп завад. Принципово захист від навмисних (організованих) завад базується на відмінності структури і закономірностей зміни параметрів, властивих корисним сигналам і завадам. Він може забезпечуватися:

- збільшенням енергетичного потенціалу радіолінії;
- зниженням рівня власних шумів приймача;
- підвищенням відношення сигнал/завада за рахунок використання завадостійких методів модуляції та завадостійкого кодування;
- запобіганням перевантаження приймачів;
- компенсацією радіозавад;
- селекцією сигналів.

Методи придушення завад для РЕЗ поділяються на методи *докореляційної* обробки та методи *післякореляційної* обробки сигналів [55,56]. Так як методи післякореляційної обробки сигналів направлені на модифікацію внутрішньої структури РЕЗ, а саме ланцюгів стеження занесучою частотою, і мають малу ефективність у порівнянні з методами докореляційної обробки (лише 3-10 дБ додаткового придушення завади), то їх огляд робити недоцільно.

Основний принцип методів докореляційної обробки базується на тому факті, що принятій сигнал РЕЗ є слабким, а отже, не може бути виявлений чи вимірний без кореляційної обробки. Тому алгоритм обробки припускає, що будь-який сигнал, потужність якого перевищує потужність теплового шуму, є сигналом завади, внаслідок чого розраховуються вагові коефіцієнти для його придушення. Апаратура придушення завад, що використовує докореляційну обробку, може бути виконана як зовнішій додаток до існуючої РЕЗ.

Методи докореляційної обробки сигналів поділяються на:

- методи амплітудної обробки сигналів (АОС);
- методи часової обробки сигналів (ЧОС);
- методи просторової обробки сигналів (ПОС);
- методи просторово-часової обробки сигналів (ПЧОС);
- методи поляризаційної обробки сигналів (ПзОС).

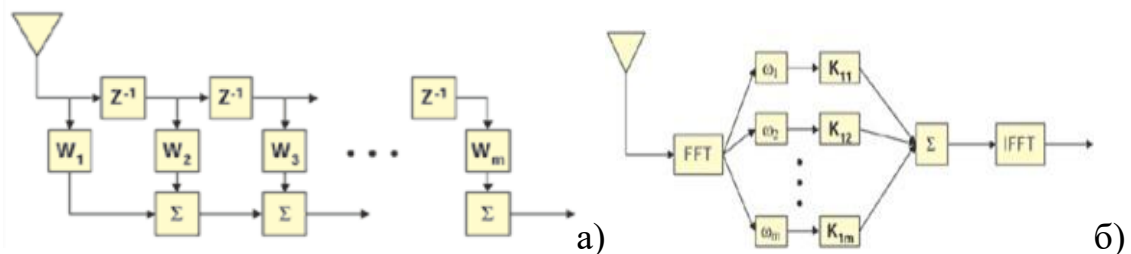
Методи АОС змінюють амплітуду кожного цифрового відліку таким чином, що відбувається придушення вузькосмугових завад, внаслідок чого покращується відношення сигнал/завада. АОС забезпечує придушення простої гармонічної завади на 30 дБ, гармонічної завади з перестроюванням по частоті на 20 дБ, двох окремих гармонічних завад на 22 дБ і тільки на 2 дБ при дії чотирьох окремих гармонічних завад. Однією з головних переваг АОС є те, що вона забезпечує режекцію завад з дуже швидким перестроюванням по частоті та використовує просту антенну систему. Недоліком АОС є те, що вона не є

ефективною у разі дії 2-х та більше гармонічних завад та зовсім неефективна при дії широкосмугової завади.

Методи ЧОС технічно реалізуються одноантеними приймачами РЕЗ з використанням для придушення завад так званої фільтрації завад в часовій області (англ. *time/temporal domain filtering, TDF*), частотній області (англ. *frequency domain filtering, FDF*) та комплексування з ІНС. При цьому можна отримати додаткове до власних можливостей РЕЗ придушення завади до 40 і навіть 60 дБ.

Фільтрація сигналу в часовій області використовує методи цифрової обробки сигналів для реалізації програмованих фільтрів з кінцевою та нескінченною імпульсними характеристиками. Вона може використовуватися для придушення тільки таких завад, як неперервна гармонічна, імпульсна більше, ніж на 30 дБ, внаслідок чого здійснюється

«вирізання» спектру завади із загальної частотної області. Крім того, вона досить ефективна під час боротьби з багатопроменевим розповсюдженням сигналів. Його структурна схема зображена на рисунку 2.5., а результат дії – на рисунку 2.6.в. Технічно він може бути реалізований як окрема частина ВЧ тракту приймача РЕЗ або як окремий модуль перед ним і мати досить компактні розміри та невелику вартість.



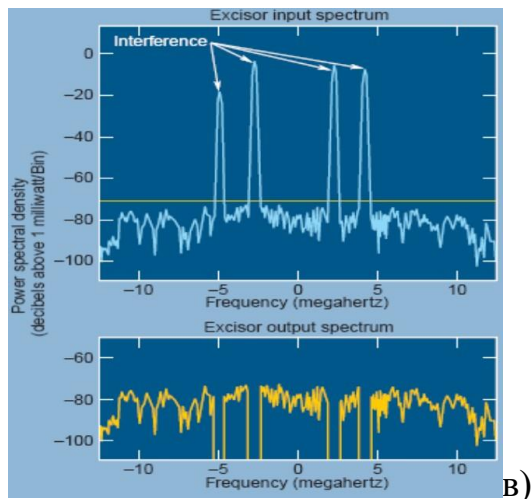


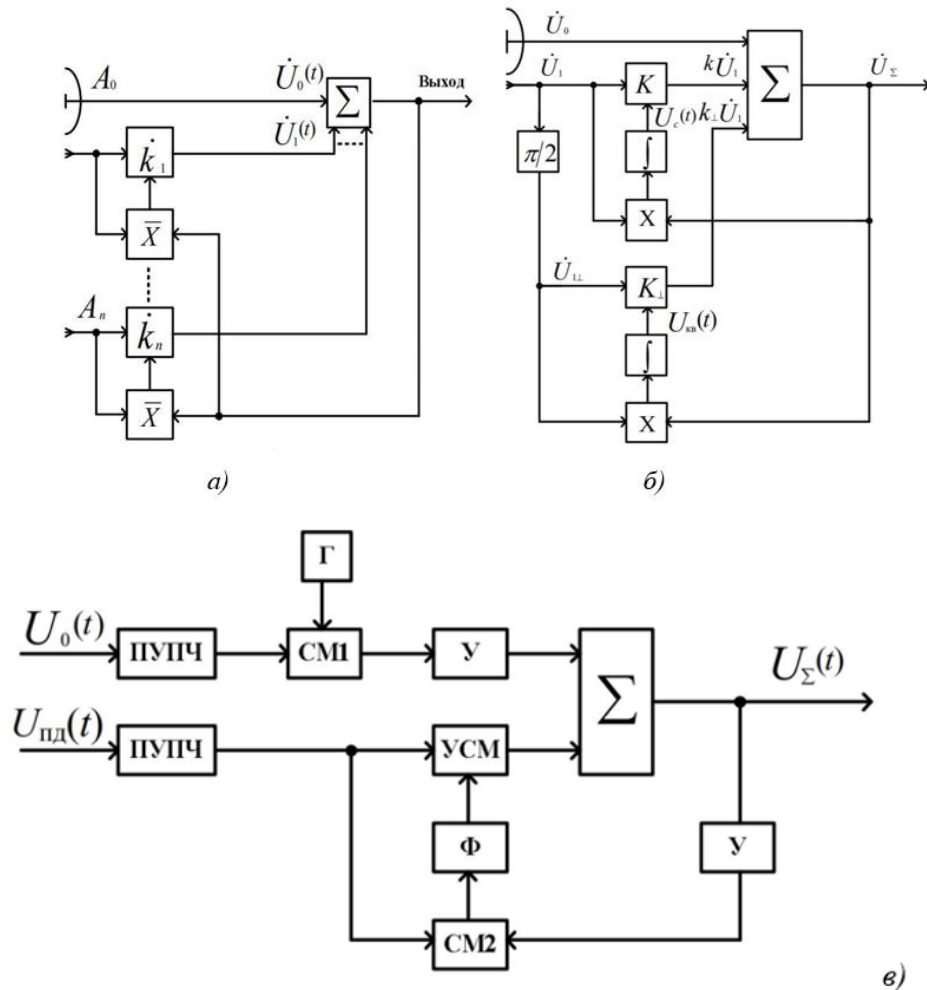
Рис. 2.5 – Структурна схема часового (а) та частотного (б) фільтрів і результат їхньої дії (в)

Варто зазначити, що такий фільтр в супутникових радіонавігаційних системах (СРНС), наприклад GPS, потребує різних цифрових технологій для обробки С/А та Р(У) кодів. Так, при обробці сигналів в GPS приймачі з С/А кодом у смузі частот 2 МГц можуть використовуватися сучасні дешеві АЦП та пристрої ЦОС, у той час як при обробці сигналів з Р(У) кодом у смузі частот 20 МГц потрібні нові досить дорогі АЦП, що збільшує загальну/

Методи ЧОС використовуються на тих платформах, де критичними є розміри антенних систем, наприклад, високоточна зброя, переносні приймачі СРНС тощо. Для реалізації АОС та ЧОС досить одного антенного елемента.

Фільтрація сигналу в частотній області подібна до TDF та полягає у перетворенні вхідної суміші сигналів та завад за допомогою швидкого перетворення Фур'є (англ. fast Fourier transform, FFT) в частотну область, режекції спектрів завад із загальної області частот з подальшим відновленням корисного сигналу в часову область за допомогою зворотнього FFT. Ступінь придушення завад сягає величини 35 дБ та більше. Такі адаптивні режекторні

фільтри технічно можуть виконуватися як предпроцесор до приймача СРНС або вбудовуватися в нього. Схема подібного фільтра та результат його дії на суміш завади та корисного сигналу показані на рисунку 2.5.б,в. Недоліком FDF є придушення тільки зосереджених за спектром завад, наявність перехідних процесів при перетворенні суміші сигналів з часової в частотну область та навпаки. Крім того, FDF призводить до уповільнення процесів виявлення сигналів СРНС та, як наслідок, входження в синхронізм, а також послаблення їх енергетичного рівня. У роботах показані варіанти побудови адаптивних фільтрів на основі ЧОС. Основним фактором, що обмежує коефіцієнт придушення завад у таких фільтрах, є динамічний діапазон АЦП та ширина спектра завади.



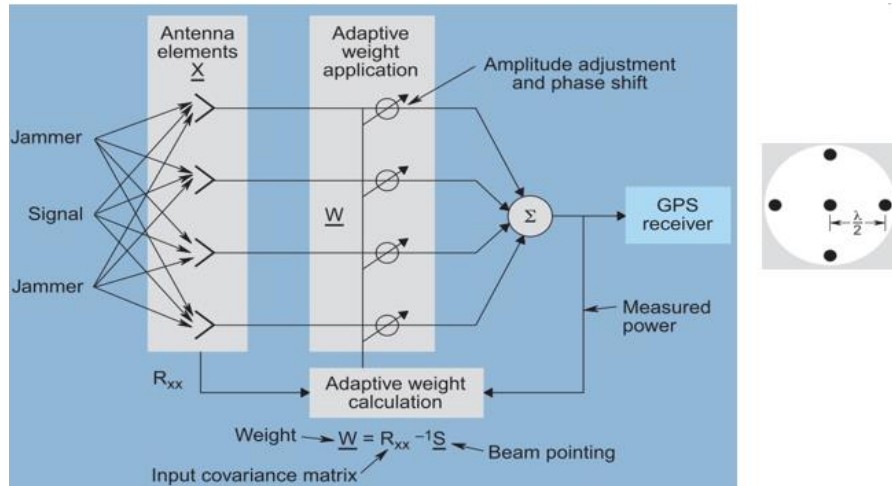


Рис. 2.6 Структурні схеми просторових фільтрів (автокомпенсаторів): а) кореляційного зі зворотним зв'язком (без «вчителя», де знаком X позначено пристрій, що виконує операції помноження та усереднення); б) спрощена схема квадратурного автокомпенсатора завад; в) гетеродиного; г) адаптивного з «учителем».

Методи ПОС технічно реалізуються так званими адаптивними просторовими фільтрами (англ. adaptive spatial filter, ASF) або, як їх ще називають, адаптивними антенними решітками (ААР) з керованою діаграмою спрямованості (ДС) антени. Структурні схеми таких просторових фільтрів та результат його дії показано на рисунку 2.6-2.7.

Ці методи, базуються на використанні просторових відмінностей сигналів і завад на приймальній стороні, а саме напрямків їх приходу за кутовими координатами (азимут, кут місця), і можуть забезпечити додаткове до власних можливостей антенних систем придушення вузькосмугових та широкосмугових завад на 35...45 дБ і більше.

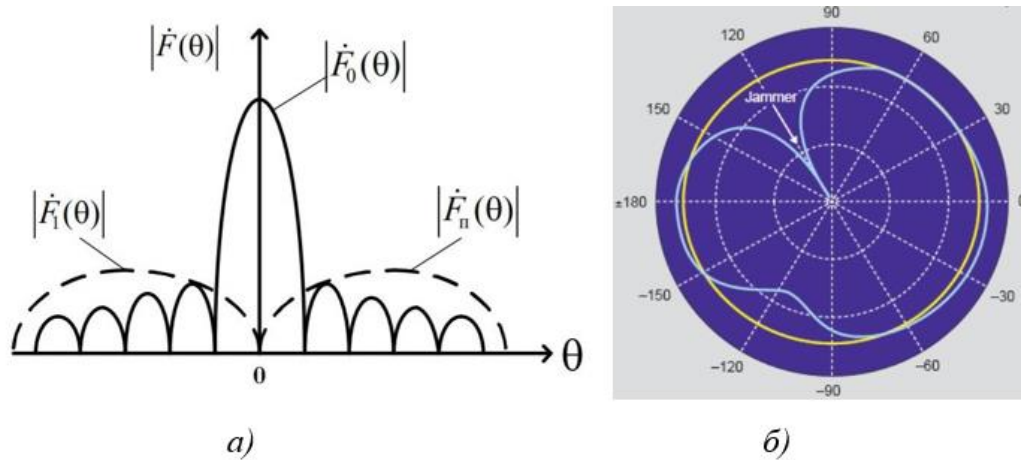


Рис. 2.7 Результати дії адаптивних просторових фільтрів: а) з вузькою ДС антени; б) з широкою.

Серед методів ПОС, які використовуються в РЕЗ для підвищення завадозахищеності, можна виділити два головних.

Перший (класичний) метод ПОС – за критерієм мінімальної сумарної вихідної потужності. У теорії антен цей підхід зводиться до адаптивного формування та направлення нулів ДС на джерела завад (рисунок 2.7.б) або на головної пелюсток (рисунок 2.7.а). ААР, що використовують цей метод, у літературі отримали назву ААР з керуванням нулями ДС (англ. *beam steering (null steering) adaptive antenna array*). Такі ААР розрізняють сигнали, які надходять, лише за рівнем потужності, придушуючи найпотужніші.

Розглянемо принцип адаптивної просторової селекції на прикладі схеми на рисунку 2.6.а з одним додатковим каналом прийому. Нехай на входи схемипоступають напруги однієї і тієї ж частоти з комплексними амплітудами

$U_0(t)$ та $U_1(t)$. На суматорі з'явиться напруга

$$\dot{U}_\Sigma(t) = \dot{U}_0(t) - k \cdot \dot{U}_1(t). \quad (2.5)$$

Ланцюг кореляційного зворотнього зв'язку з виходу суматора на керуючий

елемент – помножувач в ланцюгу подачі напруги $U_1(t)$. В ланцюг зворотнього зв'язку включено пристрій обчислення оцінки кореляційного моменту

$$k = \overline{\dot{U}_\Sigma \dot{U}_1^*}.$$

Кореляційний момент з точністю до постійної величини j використовується в якості керуючого множника k , що подається на керуючий елемент. З співвідношень (2.5) і (2.6) можна знайти

$$k = \frac{j \cdot \overline{\dot{U}_0 \dot{U}_1^*}}{1 + j |\overline{U_1}|^2}$$

і підставити його в (2.5)

Технічно одночасне керування модулем і аргументом комплексного коефіцієнта передачі (2.6) можливо двома способами: формуванням двох квадратурних каналів і з допомогою керуючого змішувача. В першому випадку автокомпенсатор називають квадратурним, а в другому – гетеродинним.

Процес ослаблення завад на приймальній стороні за допомогою ААР полягає в тому, щоб у напрямках приходу цих завад (рисунок 2.7.г) виконувалася умова

$$\sum_{i=1}^N w_i(t) \dot{S}_i^{(3)}(t) \xrightarrow{w_i} 0, \quad N = 1, 2, \dots, N,$$

д

е

- вектори вагових коефіцієнтів $\dot{S}_i^{(3)}(t)$ ААР входить у прийняту антенами реалізацію адитивно

$$\vec{y}(t) = \vec{S}^{(K)}(t) + \vec{S}^{(3)}(t) + \vec{S}^{(ш)}(t),$$

з

а

в

а

Задача (2.3) вирішуватися при відповідному виборі (управлінні) ВВК

$w_i(t)$, які можна представити у виді наступної матриці-стовбця

$$\vec{w}(t) = \begin{pmatrix} w_1(t) \\ w_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ w_N(t) \end{pmatrix}, \quad N = 2, 3, \dots, N.$$

Після зважування $w^T \vec{S}$ здійснюється складання N зважених реалізацій на загальному суматорі. Розмірність ВВК визначається розмірністю ААР. Ця розмірність може бути від 2 і до досить великого числа: десятків і сотень. На практиці розмірність ААР зазвичай не перевищує декількох одиниць, рідко — десятків. Важливо відзначити, що кількістю антенних елементів визначається можлива кількість придушених завод. Ця кількість може бути не більш ніж $(N - 1)$ -завода. Антенні елементи можуть бути рознесені в просторі на відстані $d > \lambda/2$, де λ — довжина радіохвилі. Якщо ж ААР реалізується з використанням двох ортогонально поляризованих антенних елементів, то вони розміщуються в одному електричному центрі і ААР здатна в цьому разі придушити лише одну заваду.

Пристрій управління ВВК, де ця адаптивна процедура реалізується, є оптимальним алгоритмом оцінки цього ВВК. Історично першим, досить простим є алгоритм Уїдрю

$$\frac{d \vec{w}(t)}{dt} = \mu \left[\dot{\vec{y}}(t) \vec{w}(t) - \dot{y}_e(t) \vec{y}(t) \right],$$

де $y_e(t)$ — деякий еталонний сигнал, бажаний для прийому, ідентичний за структурою з корисним сигналом; $\mu \leq 1$ — коефіцієнт збіжності цієї градієнтної процедури; $\vec{w}(t)$ — оцінка ВВК, оптимальна за критерієм мінімуму середнього квадрата різниці прийнятого сигналу $S(K)(t)$ від еталона $\vec{y}_e(t)$.

Алгоритм (2.10) на практиці реалізується в дискретному вигляді

$$\vec{w}(k+1) = \vec{w}(k) + \mu(k+1) \left[\vec{y}(k) \vec{w}(k) - \vec{y}_e(k) \right] \vec{y}(k),$$

де μ та y_e — ті самі, що і в (2.10).

Дослідження свідчать, що рівень придушення завад може досягати 20...30 дБ і більше. Цього часто цілком достатньо для забезпечення стійкого зв'язку в радіолінії, спрямованій до точки доступу, базової станції або РРЛ. Іншим адаптивним алгоритмом призначення для придушення завад, також запропонованим Уїдроу, є адаптивний компенсатор завад (АКЗ). Для його реалізації необхідно створити опорний канал прийому (рисунок 2.8), вільний від корисного інформаційного сигналу, коли $S^K(t) \rightarrow 0$.

$$y_{\text{оп}}(t) = \vec{S}^{(K)}(t) + \vec{S}^{(ш)}(t).$$

Аналітичний запис алгоритму оцінки ВВК АКЗ дещо відмінний від (2.4)

$$\frac{d\vec{w}(t)}{dt} = \mu \left[\vec{y}(t) - \vec{y}_{\text{оп}}^{(t)} \vec{w}(t) \right] \vec{y}_{\text{оп}}(t).$$

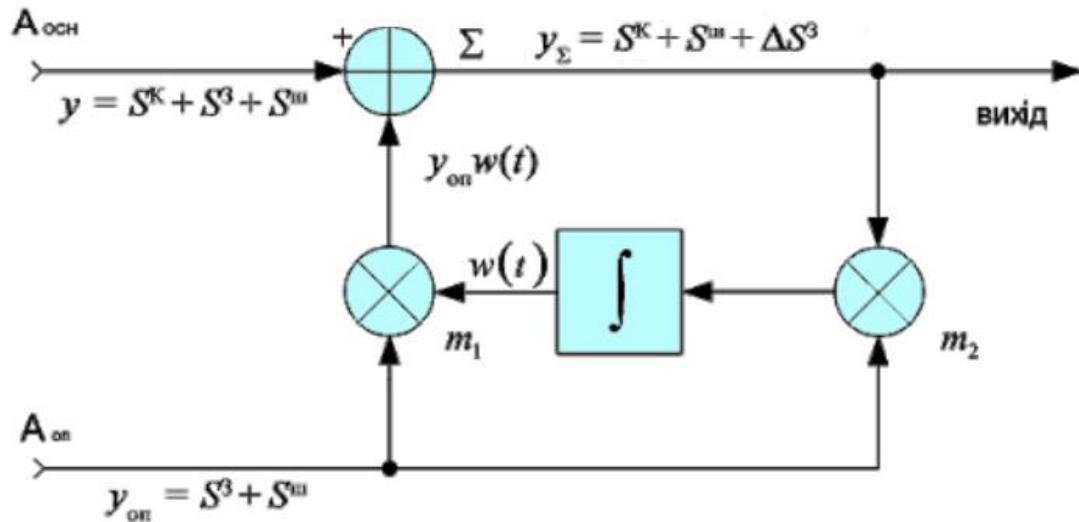


Рис. 2.7 Структура алгоритму управління ВВК в АКЗ

Його функціонування можна описати таким чином. Різниця в квадратних дужках реалізується на виході суматора Σ . Ця різниця помножується на $Y_{\text{оп}}(t)$ і, помножена на μ , вона є похідною від ВВК. Інтеграл від цієї похідної дає бажаний ВВК $w(t)$, який використовується в перемножувачі m_1 . Можлива й інша інтерпретація алгоритму: в суматорі Σ відбувається віднімання (компенсація) зваженої завади ($Y_{\text{оп}} w(t)$). Залишок від цього віднімання ΔS (З) помножується в m_2 на $y_{\text{оп}}$ і результат інтегрується. У результаті отримуємо

$$\int y_{\Sigma} y_{\text{оп}} dt = \int S^{(K)} y_{\text{оп}} dt + \int \Delta S^{(3)} y_{\text{оп}} dt + \int S^{(III)} y_{\text{оп}} dt.$$

Через некорельованість підінтегральної функції перший і третій інтеграли в правій половині рівняння в середньому дорівнюють нулю. Другий же інтеграл є значущим, оскільки ΔS (З) і $Y_{\text{оп}}$ — містить загальні компоненти. Результат другого інтегралу і є управляючим сигналом, що впливає на формування ВВК. Цей вплив дії управляючого сигналу буде доти, доки не буде мінімізовано ΔS (З), тобто поки не скомпенсується завада в основному каналі прийому, коли $\Delta S^{(3)} \rightarrow 0$.

Головним недоліком методу ASF є ненавмисне послаблення сигналів при збільшенні кількості нулів та їх глибини в ДС.

Головними перевагами класичної реалізації першого методу є наступні:

- придушувач завад можна технологічно виконати як окрему приставку до навігаційної апаратури споживача;

- відносна простота та дешевизна реалізації.

Другий метод ПОС – за критерієм максимуму вихідного відношення сигнал/шум. ААР, які використовують даний метод, у літературі отримали назву ААР з формуванням ДС (англ. beam forming adaptive antenna array). Такі ААР використовують від ДРВ інформацію про напрямок приходу сигналів для спрямування на них пелюстків ДС, внаслідок чого у порівнянні з класичним методом при придушенні завад виключається можливість ненавмисного послаблення сигналу, а навпаки, підвищується коефіцієнт підсилення ААР в напрямках ДРВ, і, як наслідок, відношення сигнал/завада на виході каналів обробки в N разів, де N – це кількість елементів ААР.

Недоліками такого методу є:

- підвищення складності обладнання, оскільки система повинна перераховувати інформацію про положення ДРВ в амплітудно-фазові відношення, які треба забезпечити в кожному з каналів;

- значні розміри ААР для формування вузьконаправлених променів;

- складна система керування променями ДС.

Враховуючи вищезазначені недоліки, на практиці в основному використовують решітки відносно малих розмірів з адаптивним формуванням пелюстків ДС та направленням нулів ДС на джерела завад.

На рисунку 2.9 показані ДС, для формування яких використовуються два вищевказані методи ПОС.

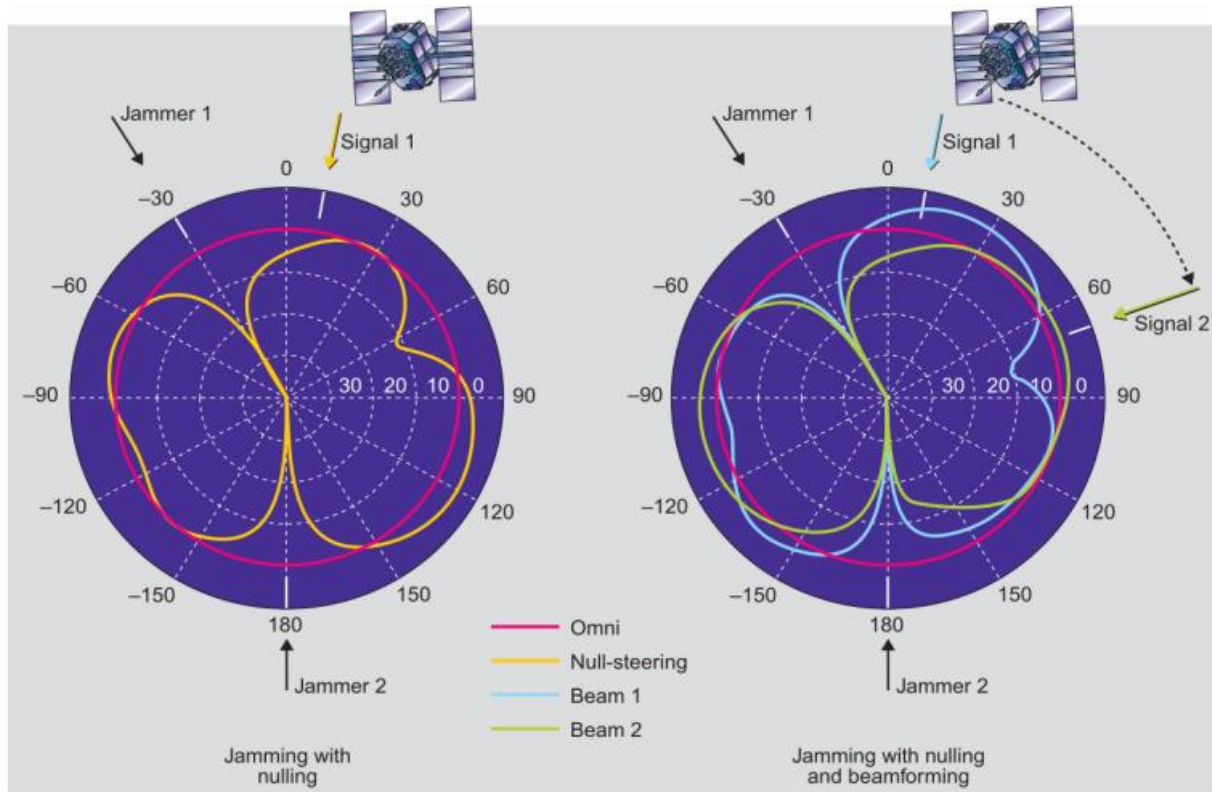


Рис. 2.9 ДС ААР з керуванням її нулями (а) та двопробенева ДС ААР за критерієм МВВСШ з формуванням її нулів в напрямках на ВЗ і з максимумами в напрямках на НКА (б)

Головною перевагою ПОС у порівнянні з іншими методами є можливість придушення широкосмугових завад.

Головними недоліками ПОС є те, що:

ААР можуть складатися з великої кількості простих антенних елементів значних геометричних розмірів та, як наслідок, формувати високу складність та собівартість системи;

- ненавмисне придушення корисних сигналів, напрямки приходу яких близько розташовані до напрямків приходу сигналів від джерел завад.

Крім того, методи ПОС мають обмеження по кількості можливих завад, що придушується ААР, яка дорівнює $N - 1$, де N – кількість елементів ААР. Методи

ПЧОС є поєднанням методів ПОС та ЧОС. Їхня технічна реалізація передбачає, що сигнали з виходів кожного елементу ААР затримуються в часі за допомогою ліній затримки, у плечах яких за допомогою адаптивних вагових коефіцієнтів відбувається їхнє зважування з подальшим сумуванням, як показано на рисунку 2.10.а, внаслідок чого можливе просторове придушення $N - 1$ широкосмугової завади за кутовою координатою та часове (або частотне придушення) вузькосмугових завад, що залишилися, як показано на рисунку 2.10.б. Споріднений варіант такого методу обробки, що називається просторово-частотною обробкою сигналів (ПЧОС), виконує подібну до ПЧОС обробку сигналів, але в частотній області.

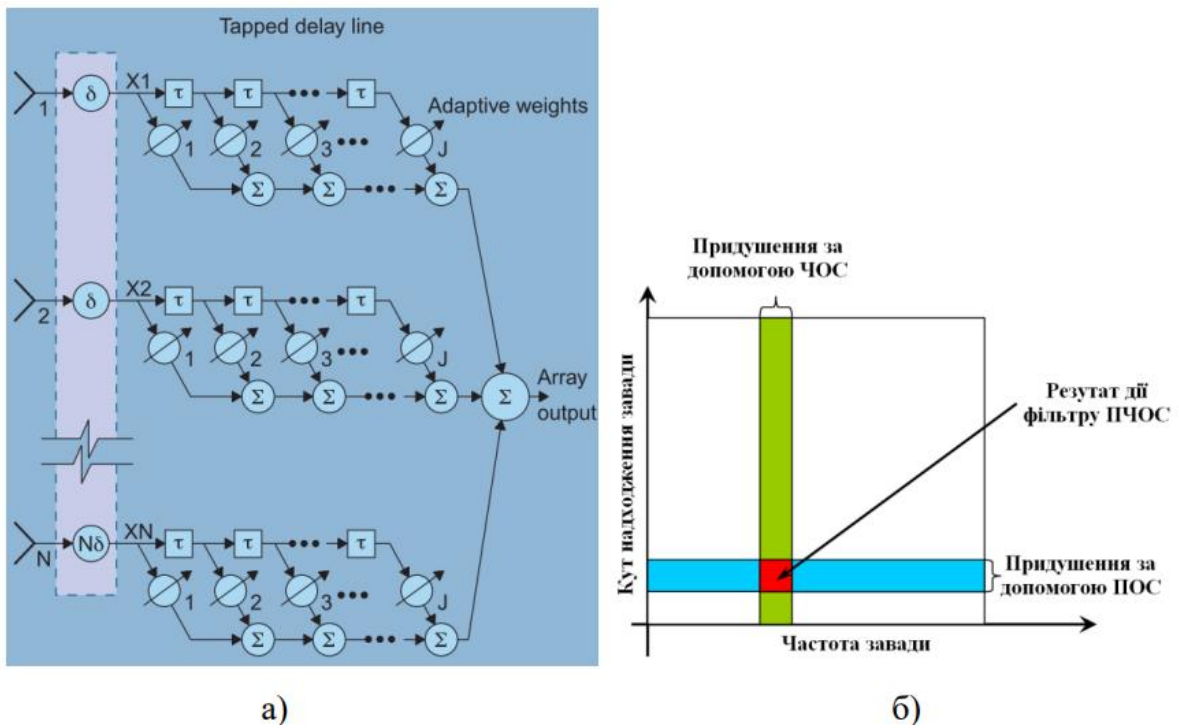


Рис. 2.8 ДС ААР з керуванням її нулями (а) та двопробенева ДС ААР за критерієм МВВСШ з формуванням її нулів в напрямках на ВЗ і з максимумами в напрямках на НКА (б)

ПЧОС дуже ефективна проти одночасної дії вузькосмугових та широкосмугових завад та ефектів їх багатопроменевого розповсюдження.

Основними недоліками ПЧОС є: – велика обчислювальна складність адаптивних алгоритмів, і, як наслідок, складність апаратури та її значна вартість; – наявність часових помилок в сигналах після етапу ЧОС.

Методи ПзОС в СРНС є відносно новими. Для придушення завадової компоненти змішаного сигналу використовують поляризаційні відмінності GPS сигналів та завад. НАС приймає GPS сигнали з круговою поляризацією правого обертання. Апаратура на основі ПзОС використовує канал керування для визначення і слідкування за амплітудою та фазою завади та мостове з'єднання для її компенсації. ПзОС виконує придушення завад з однаковими поляризаційними властивостями, тобто при придушенні сильної завади, наприклад, з вертикальною поляризацією будуть придушуватися й інші завади, які мають у своєму складі компоненти з вертикальною поляризацією.

ПзОС придушує будь-які види завад, включаючи широкосмуговий шум. Системи придушення на основі ПзОС забезпечують придушення вузькосмугових завад більше, ніж на 25 дБ, широкосмугових – більше, ніж на 40 дБ. Ефективність при дії великої кількості завад залежить від їх поляризації та ефектів відбиття й екранування. ПзОС може зменшувати рівень GPS сигналів і, як наслідок, впливати у невеликій мірі на відношення сигнал/шум в НАС. Апаратура на основі ПзОС є досить простою в технічній реалізації, має невелику вартість та легко інтегрується на невеликі засоби, оскільки має просту антенну систему (один або два елементи), що в свою чергу є великою перевагою у порівнянні з ПЧОС.

Висновок

Аналіз захищеності адаптивних антенних решіток від перешкод показав важливість високої завадостійкості інфокомунікаційних систем. У реальних каналах зв'язку сигнал зазнає спотворень, які можуть бути лінійними або нелінійними, та перешкод, що виникають випадковим чином і важко

передбачити або усунути повністю.

Перешкоди у каналах зв'язку можуть бути внутрішніми, як-от теплові шуми апаратури, і зовнішніми, включаючи атмосферні, індустриальні, космічні та інші види перешкод. Вони класифікуються за походженням, фізичними властивостями та характером впливу на сигнал, що дозволяє визначити відповідні методи боротьби з ними.

Особливу увагу приділено аналізу радіоелектронних завад, які можуть бути навмисними та ненавмисними. Навмисні радіозавади поділяються на адитивні та мультиплікативні, причому їх вплив залежить від співвідношення сигналу і завади, спектральних характеристик та параметрів радіозв'язкового обладнання. Детально розглянуто класифікацію навмисних радіозавад за різними параметрами, такими як джерело походження, вид випромінюваної енергії, спектральні характеристики та структура випромінювання.

Визначено, що боротьба з перешкодами є ключовим завданням теорії та техніки зв'язку. До основних методів належать придушення перешкод у місці їх виникнення, зменшення перешкод на шляхах проникнення до приймача та ослаблення їх впливу на прийняте повідомлення за допомогою спеціальних методів перетворення сигналу.

Таким чином, забезпечення високої завадостійкості адаптивних антенних решіток вимагає комплексного підходу, включаючи використання різних методів і технологій для мінімізації впливу перешкод на корисний сигнал та покращення якості передачі інформації в інфокомунікаційних системах.

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА СПОСОБУ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ ПО ДАЛЬНОСТІ ДЛЯ ЗОНИ ФРЕНЕЛЯ НА ОСНОВІ РОЗРІДЖЕНОЇ АНТЕНОЇ РЕШІТКИ

3.1 Аналіз способів захисту від заважаючих сигналів в головній пелюстці діаграми спрямованості адаптивної антенної решітки

До цього часу єдиним способом захисту від радіоперешкод в головній пелюстці діаграми спрямованості антени, згідно, є використання ААР.

Класифікуються ААР як на рисунку 3.1.

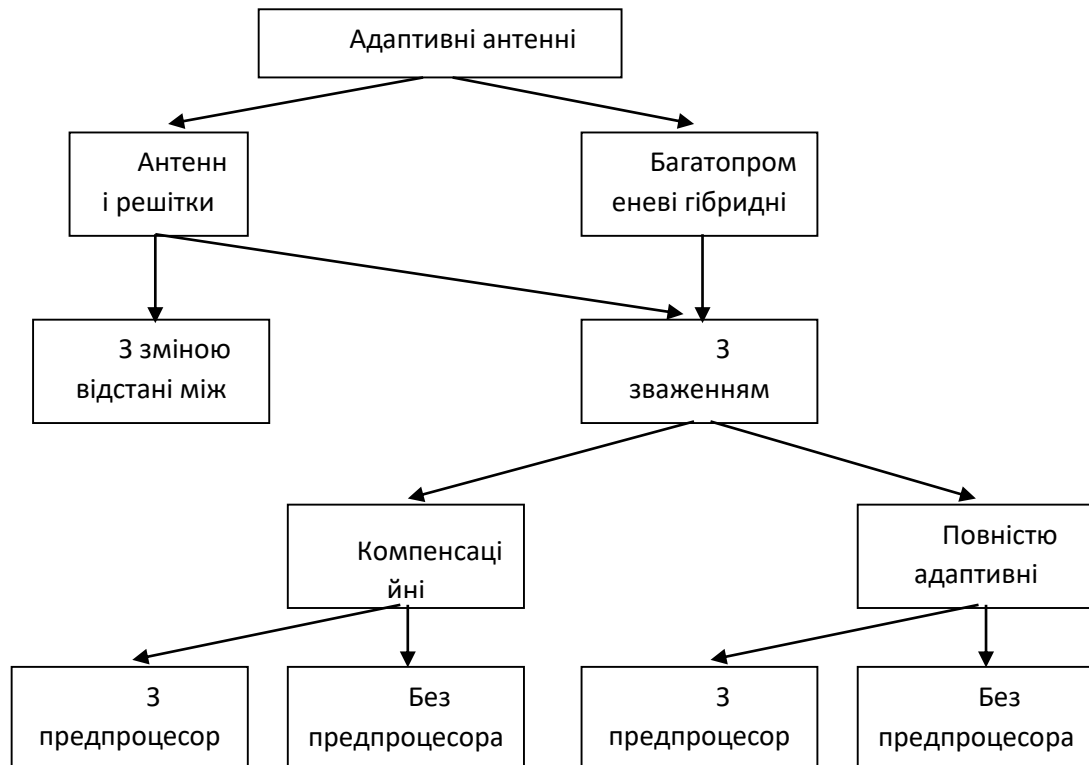


Рис. 3.1. Класифікація ААР

Повністю адаптивні антенні решітки (АР)

Антенни подібного типу відрізняються способами збереження в процесі адаптації форми діаграми спрямованості (ДС) у напрямку приходу корисних сигналів. Це обумовлено відмінністю алгоритмів обробки сигналів, що використовуються, в процесорі. Основними з них є алгоритми:

- з ортогоналізацією коваріаційної матриці (КМ) сигналів;
- з ортогоналізацією матриці спектральної густини сигналів;
- з обмеженнями на ДС.

АР з ортогоналізацією КМ сигналів. Такі АР дозволяють підвищити роздільну здатність ААР. Оптимальні значення вагового коефіцієнта (ВК) відповідно до заданого алгоритму визначаються у вигляді :

$$W = \sum_{n=1}^N \frac{\beta}{g} \times \frac{q_n \times S^*}{\alpha_n} \times q_n \quad (3.1)$$

де W - вектор ВК; q_n ($n = \overline{1, N}$) - власні вектори КМ сигналів R ; $\alpha_n = \frac{1 - \beta \cdot r_n}{g}$

- постійний коефіцієнт; r_n – n -е власне значення КМ; β, g - постійні коефіцієнти, що визначають швидкість і якість адаптації; S - вектор, що визначає кутове положення джерела корисного сигналу.

Із збільшенням потужності джерела перешкоди роздільна здатність ААР в межах головної пелюстки ДС збільшується. Дослідження залежності вихідного відношення сигнал/перешкода для адаптивної АР від потужності перешкоди і кутового положення джерела корисного сигналу при заданому напрямі прийому корисного сигналу показує, що у разі відхилення напрямку, що задається опорним вектором S , корисний сигнал сприймається як перешкода і подавлюється АР.

АР з ортогоналізацією матриці спектральної густини сигналів.

Матриця спектральної густини сигналів отримується шляхом перетворення Фур'є КМ сигналів, що дозволяє вирішити задачу, аналогічну описаній вище. З урахуванням просторової когерентності зовнішніх шумів із спектральною

густиною і їх некорельованості з перешкодою матриця для M перешкод визначається як:

$$\Gamma(f) = \sum_{m=1}^M h_m(f) Z_m^*(f) Z_m^T(f) + \sigma(f) \Gamma_0(f) \quad (3.2)$$

де $h_m(f)$ - спектральна густина m -ї перешкоди; $Z_m(f)$ - вектор, що визначає напрям приходу m -ї перешкоди.

Загальним недоліком алгоритмів з ортогоналізацією матриці сигналів є те, що для визначення власних векторів матриць потрібен високоефективний і трудомісткий математичний апарат (число операцій пропорційно в основному третього ступеня числа елементів AP), який в даний час ще недостатньо розвинутий. Тому для багатоелементних AP дані алгоритми для роботи в реальному масштабі часу важко реалізовані.

AP з обмеженнями на ДС. Застосування в АСС алгоритмів без обмежень на ДС антени призводить до того, що при попаданні перешкоди в область головної пелюстки ДС відношення сигнал/перешкода хоча і збільшується але рівень корисного сигналу при цьому падає через спотворення головної пелюстки у напрямі приходу корисного сигналу. Адаптивні AP з обмеженнями на ДС дозволяють зберегти значення ДС у напрямку приходу корисного сигналу. При цьому головна пелюстка ДС істотно спотворюється. Якщо необхідно зберегти форму головної пелюстки, застосовують інші види обмежень, наприклад нелінійні, подвійні лінійні, по похідній і т.і.

На практиці широко використовується два види обмежень, причому обидва вони реалізують критерій мінімуму вихідної потужності перешкоди:

$$W^{-1} \cdot RW = \min \quad (3.3)$$

1. Обмеження на гіперплощині. Вектор W лежить на гіперплощині, яка визначається виразом

$$V = C^T W \quad (3.4)$$

або

$$M = \{W^T C^* + C^T W^* = 2\}. \quad (3.5)$$

В найпростішому випадку C - ненульовий вектор розмірності N , де N - число ВК. Для цього випадку оптимальний вектор ВК:

$$W_0 = \frac{1}{C^T R^{-1} C} R^{-1} C \quad (3.6)$$

Мінімальне значення вихідної потужності перешкод при цьому:

$$P_{\min} = \frac{1}{C^T R^{-1} C} \quad (3.7)$$

2. Обмеження на гіперповерхні. Вектор ВК знаходиться на квадратичній гіперплощині, яка визначається рівнянням:

$$V = \{W^{-1} \cdot H W = 1\} \quad (3.8)$$

де H - позитивно визначена квадратна матриця.

Оптимальний вектор ВК визначається як:

$$W_0 = \frac{1}{\sqrt{q_{\min}^* H q_{\min}}} q_{\min}, \quad (3.9)$$

а вхідна потужність

$$P_{\min} = r_{\min} \quad (3.10)$$

де r_{\min} і q_{\min} - мінімальне власне значення і відповідний йому власний вектор КМ.

Компенсаційні адаптивні АР

Компенсаційні адаптивні АР без предпроцесора формують в допоміжному каналі ДС з нульовими значеннями у напрямку приходу корисного сигналу. Це дозволяє після зважування сигналів з виходу допоміжного каналу і підсумовування їх з сигналами від основного каналу отримати постійне значення результуючої ДС у напрямку приходу корисного сигналу і мінімальне значення

ДС у напрямку приходу перешкоди. Без виконання цієї умови рівень корисного сигналу при дії перешкод в межах головної пелюстки істотно знижується.

Одним із способів формування ДС в допоміжному каналі є застосування алгоритмів адаптації з обмеженнями на ВК. Для алгоритмів з L відведеннями на лініях затримки вихідний сигнал допоміжного каналу

$$Y_a = \sum_{l=1}^L X^T(i-l)W_{Al}(i), \quad (3.11)$$

де $W_{Al}(i)$ - 1-й стовпець матриці ВК, що характеризує передавальні властивості ліній затримки для i -го відліку вектора вхідних сигналів X .

Сигнал основного каналу $Y_c(i)$ формується за допомогою вектора постійних ВК W_c , на який множаться сигнали з виходів АР після проходження ліній затримки в основному каналі:

$$Y_c(i) = X^T(i-n)W_c, \quad (3.12)$$

де, $n = \frac{L-1}{2}$ коли L непарне.

Час затримки сигналів в основному каналі обирається рівним середньому значенню часу затримки в лініях допоміжного каналу.

Також використовується алгоритм адаптації з урахуванням обмежень Фроста. Він визначає ВК $W_{Al}(i)$, таким чином. Щоб потужність вихідного різницевого сигналу була мінімальною. Введене в алгоритм обмеження полягає в тому, що сума ВК стовпця повинна дорівнювати нулю:

$$C^T W_{Al}(i) = 0, \quad l = 0, 1, \dots, L-1, \quad (3.13)$$

де C - вектор одиниць.

Це обмеження означає, що в допоміжному каналі мінімум ДС встановлюється у напрямі корисного сигналу, що приходить з напрямку, перпендикулярного площині АР. З урахуванням обмежень, що накладаються, алгоритм для знаходження оптимальних ВК описується наступним виразом:

$$W_{Ai}(i+1) = W_{Ai}(i) + \mu Y_{\Delta}(i) X(i-1) - \frac{1}{N} [C^T W_{Ai}(i) + \mu Y_{\Delta}(i) C^T X(i-1)] C, \quad (3.14)$$

де μ - постійний коефіцієнт, що визначає швидкість адаптації.

Основними видами предпроцесорів, що використовуються в адаптивних АР компенсаційного типу, є сумарно-різницевий і багатопроменевий предпроцесори.

АР з сумарно різницевим предпроцесором. Сумарно-різницевий предпроцесор призначений для формування однієї сумарної і сукупності різницевих ДС. Різницеві ДС використовуються для формування мінімуму в головній пелюстці ДС у напрямі дії перешкоди, при цьому зберігається значення ДС у напрямі приходу корисного сигналу. Структурна схема ААР, в якій формування різницевої ДН здійснюється за допомогою додаткового контура зворотного зв'язку, показана на рисунку 3.2.

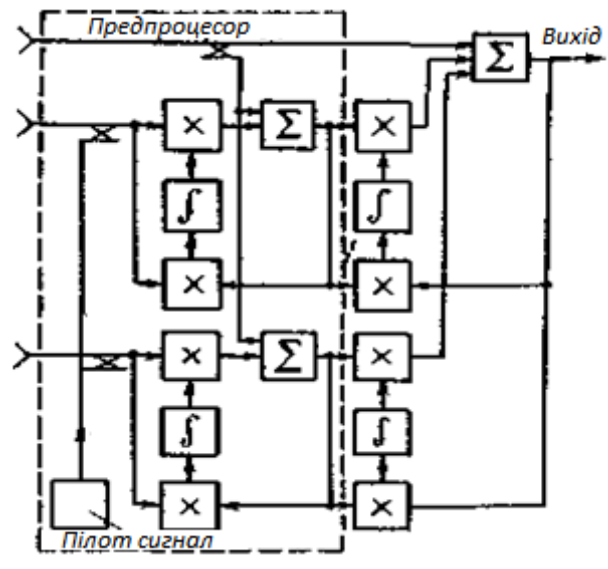


Рис. 3.2 Структурна схема ААР з пілот сигналом

Антенна система включає основну антену і декілька допоміжних антен, створюючих субрешітки, що формують різницеві ДС. До елементів субрешіток підключені контури зворотного зв'язку, кожний з яких містить два перемножувачі, інтегратор, суматор і входить до складу предпроцесора.

Для створення нуля в різницевій ДС, в схемі використовується пілот-сигнал, який подається на вхід субрешітки і несе інформацію про напрям приходу корисного сигналу. При цьому на виході суматорів контурів зворотного зв'язку предпроцесора формується ДС з мінімумом у напрямі приходу корисного сигналу. Конттури зворотнього зв'язку, які є складовою частиною процесора, використовуються для регулювання ВК з метою подавлення перешкод. Глибина мінімуму ДС в головній пелюстці такої ААР складає -50 дБ.

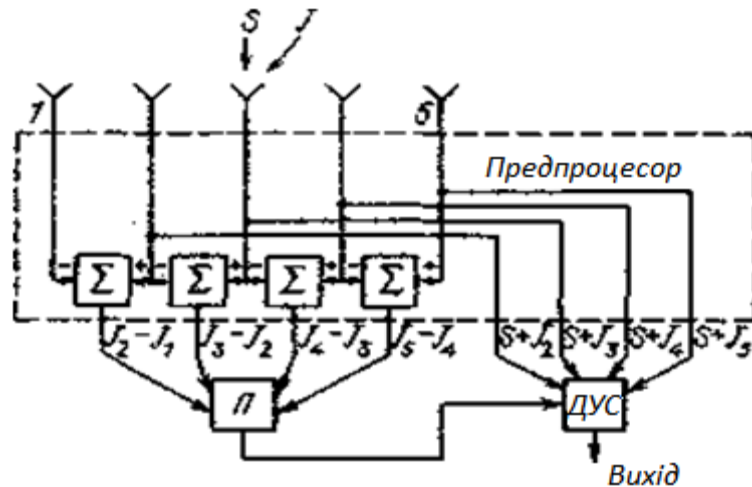


Рис. 3.3 Структурна схема ААР з віднімачами в препроцесорі

На рисунку 3.3 зображена структурна схема ААР, в якій різницева ДН предпроцесора формується за допомогою різницевих схем поелементного віднімання. Сигнали на виходах віднімачів в допоміжному каналі мають ту ж різницю фаз, що і сигнали до віднімача. В той же час корисні сигнали, що приходять з напрямку, перпендикулярного до решітки, віднімаються і компенсуються. Процесор виробляє ВК, значення яких передаються на діаграмоутворюючу схему (ДУС) основного каналу, на виході якої корисний сигнал S не спотворюється, а сигнал перешкоди J подавлюється.

Існують ААР, в предпроцесорі яких використовуються сумарні і різницеві схеми. Структурна схема даної ААР аналогічна структурній схемі, зображеній на рисунку 3.2, за винятком того, що замість ДУС в основному каналі

використовується суматор, на входи якого надходять сигнали з входів АР, а на різницевий вхід - сигнал з виходу процесора, на вхід процесора поступає сигнал з виходу ААР. В допоміжному каналі формується ДС з мінімумами у напрямі приходу корисного сигналу. Процесор так керує ВК в допоміжному каналі, щоб на виході ААР сигнали перешкоди були подавлені. При подавленні сигналів перешкод в головній пелюстці ДС основна задача зводиться до пошуку компромісного рішення між ефективністю подавлення перешкод і збереженням форми головної пелюстки ДС.

При створенні сумарної і різницевої ДС особливо велику увагу надається формуванню різницевої ДС, оскільки різницева ДС визначають не тільки роздільну здатність ААР, але і динамічний діапазон ВК.

АР з багатопроменевим предпроцесором. Багатопроменевий предпроцесор є багатопроменевою ДУС, в якій один з виходів використовується в основному каналі як вихід головного променя, а інші - в допоміжному каналі як виходи допоміжного променя. Для ефективності подавлення перешкод в межах головного променя ДС допоміжні промені обираються ортогональними. Це призводить до того, що їх зважування в процесі адаптації не призводить до спотворення ДС у напрямі максимуму головного променя.

У ряді випадків за допомогою багатопроменевого предпроцесора в межах головної пелюстки створюється сукупність парціальних ДС, які можуть бути як ортогональними, так і неортогональними. Діаграма спрямованості ААР з багатопроменевим предпроцесором описується виразом

$$F(\varphi, \theta) = \sum_{k=1}^K W_k F_k(\varphi, \theta), \quad (3.15)$$

де W_k - ваговий коефіцієнт к-го променя; $F(\varphi, \theta)$ - парціальна ДС к-го променя; K - число променів; φ, θ - просторові кутові координати.

При цьому для повністю адаптивної АР зважуються всі виходи парціальних каналів. У разі ж компенсаційної АР один з парціальних променів на виході

предпроцесора є головним і для нього ВК обирається постійним. Оптимальні значення ВК по кожному променю при дії сигналів перешкод визначаються відповідно до виразу:

$$W = R^{-1}F(\varphi, \theta) \quad (3.16)$$

де $F(\varphi, \theta)$ - вектор значень парціальних ДС у напрямку приходу корисного сигналу.

ААР із застосуванням предпроцесорів, формує неортогональні промені. Вона складається з лінійних антенних ґрат з $2N+1$ елементів, предпроцесора і адаптивного процесора. Для придушення сигналів перешкод предпроцесор формує два допоміжні промені. Головний, перпендикулярний площині решітки. Допоміжні промені розташовується під кутами $\pm\theta_1$ і зважуються одним ВК. Адаптивний процесор використовує алгоритм мінімуму середньоквадратичної помилки (СКП) для мінімізації загальної вихідної потужності. Оптимальні значення ВК при цьому знаходяться відповідно до виразу:

$$W = \frac{E(Y_0^*(Y_1 + Y_2))}{E(|Y_1 + Y_2|^2)}, \quad (3.17)$$

де $Y_0 = \sum_{n=-N}^N W_{0n} X_n$; W_{0n} - дійсний ВК решітки; $Y_1 = \sum_{n=-N}^N W_{1n} X_n$; $Y_2 = \sum_{n=-N}^N W_{1n}^* X_n$;

$$W_{1n} = W_{0n} \exp\left(-j \frac{2nd}{\lambda} \sin \theta_1\right);$$

d - відстань між елементами решітки; λ - довжина хвилі; E - знак математичного сподівання.

Експериментальні дані залежності сигналу перешкоди показує, що навіть при куті приходу перешкоди, рівному 0,1 ширини головної пелюстки, подавлення сигналу перешкоди досягає 10 дБ.

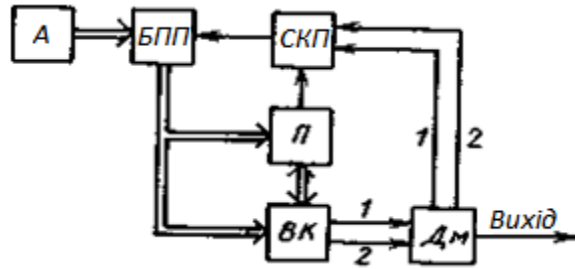


Рис. 3.4. Структурна схема 4-променевої ААР.

А – антена; П – процесор; БПП – багатопроменевий предпроцесор; СКП – система керування променями; Дм – демодулятор; 1 - сумарний канал; 2 - різницевий канал.

Також існує варіант багатопроменевого предпроцесора з чотирма промінням, що перехрещуються, на рівні половинної потужності. Схема такої ААР зображена на рисунку 3.4. Один з променів обирається головним, інші - допоміжними. Різницевий канал зважування використовується для автосупроводження корисного сигналу. Адаптивний процесор обробляє сигнали від кожного з чотирьох виходів предпроцесора, в якому проміння формується за допомогою лінзи Ротмена. Якщо напрям приходу корисного сигналу визначається координатами (φ, θ) , то оптимальні значення ВК визначаються виразом (3.16).

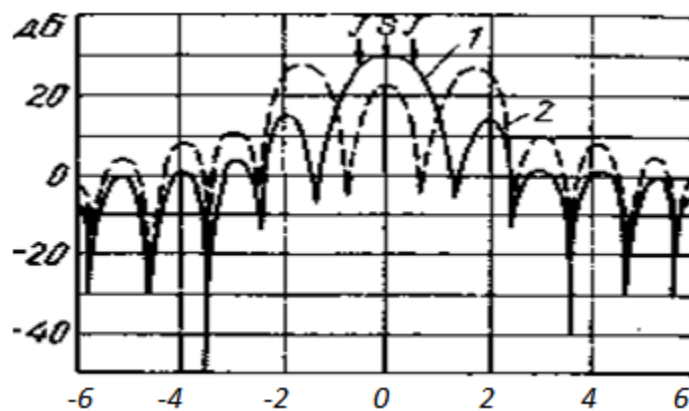


Рис. 3.5. Діаграма спрямованості 4-променевої ААР у випадку надходження двох сигналів перешкод: 1 – початкова ДС; 2 – адаптована ДС.

Дана АСС дозволяє подавлювати одиночні сигнали перешкод до 30 дБ. При попаданні до області головної пелюстки перешкод з двох напрямів, що розрізняються за кутом приходу на 1,26 ширини ДС за потужністю, відношення сигнал/шум поліпшується на 15 дБ. На рисунку 3.3 представлена ДС цієї антени у разі приходу перешкод з двох напрямів, близьких до напрямку приходу корисного сигналу. Як видно з рисунка одночасно з формуванням мінімумів ДС у напрямі приходу перешкод J знижується рівень ДН у напрямі приходу корисного сигналу S і значно спотворюється ДН в області головної пелюстки.

Адаптивні АР з зміною відстані між елементами.

В адаптивній АР з зміною відстані між елементами подавлення перешкод здійснюється створенням інтерференційних мінімумів у напрямі джерел перешкод шляхом зміни відстані між елементами решітки. Просторове положення дифракційних мінімумів для фіксованої довжини хвилі визначається відстанню між елементами решітки, а напрям основного променя ДС співпадає з напрямом максимуму початкової ДС і зберігається незмінним при зміні відстані між елементами ґрат. Зміна відстані між елементами АР може здійснюватися як електричним, так і механічним шляхом. Перевагою першого методу є малий час адаптації, недоліком - необхідність надмірного числа елементів.

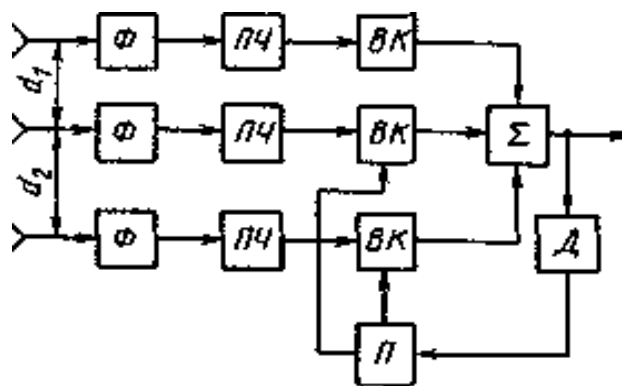


Рис. 3.6. Структурна схема з електричною комутацією елементів АР: Ф – фільтр; ПЧ – перетворювач частоти; Д - детектор

На рисунку 3.6 показана структурна схема такої трьохелементної адаптивної АР. Відстані між елементами ґрат d_1 і d_2 обираються більше довжини хвилі і нерівними між собою. Зміна числа і просторового положення інтерференційних мінімумів здійснюється електричною комутацією елементів решітки. Дана ААР широко застосовується в телевізійних і радіорелейних системах. Обробка сигналів відбувається на проміжній частоті. Подавлення перешкод складає близько 30 дБ.

Багатопроменеві адаптивні гібридні антени.

Дзеркальні антени без предпроцесора. Особливу увагу при розробці дзеркальних антен надається питанням підвищення роздільної здатності ААР, міри подавлення перешкод. Так досліджувалася багатопроменева гібридна однодзеркальна антена з гексагональним розташуванням променів, що забезпечує високу роздільну здатність в круговій області обслуговування. Парціальні промені перетинаються на рівні -4...-5 дБ і утворюють головний промінь ААР. Для формування парціальних променів використовуються антенні решітки опромінювача.

Якщо ДС k -го опромінювача описується функцією $F_k(\varphi, \theta)$, то для адаптивної K -променевої антени описується співвідношенням (3.15).

Подавлення вузькосмугових перешкод в головному промені ДС семипроменевої антени складає близько 60 дБ. Як процесор використовувалися контури зворотного зв'язку з обмежувачем рівня сигналів .

Для керування ВК в системі також використовуються контури зворотного зв'язку. З метою розширення динамічного діапазону контурів зворотного зв'язку запропоновано використовувати в них обмежувачі рівня сигналів, які в багатьох ситуаціях з перешкодами покращують і якість подавлення перешкод.

Для супутникових систем перевага віддається двоходзеркальним гібридним антенам. Один з варіантів двоходзеркальної 19-променевої адаптивної антени, яка

дозволяє подавлювати сигнали перешкод, що надходять до головної пелюстки ДС. До елементів опромінювача підключені контури зворотного зв'язку. Парціальні промені перетинаються на рівні - 3 дБ. Подавлення вузькосмугових перешкод в системі складає до 60 дБ, а широкосмугових 35 дБ.

Інший варіант двохдзеркальної косегреновської 468-променевої антени, яка працює в міліметровому діапазоні хвиль (44,5 ГГц) і призначена для системи супутникового зв'язку SATCOM. Особливістю її адаптивного керування є використання матриці комутації для оптимального вибору необхідного числа променів. Таке рішення обумовлено складністю виконання в даному діапазоні хвиль сотень змінних дільників потужності і змінних фазообертачів для зважування сигналів на виходах АР, а також необхідністю великих витрат енергії для керування ВК.

Існує декілька способів підвищення ефективності подавлення перешкод даних антен: попереднє зважування вхідних сигналів в предпроцесорі, введення обмежувачів рівня сигналів в кожному контурі зворотного зв'язку, а також збільшення числа променів в зоні огляду ААР.

Попереднє зважування полягає у введенні предпроцесором в кожний промінь загасання, наприклад, 20 дБ, що призводить до збільшення динамічного діапазону контурів зворотного зв'язку на 10...15 дБ. Введення обмежувачів рівня сигналів в контурах зворотного зв'язку дозволяє подавлювати перешкоди ще на 20 дБ. Збільшення числа променів в зоні огляду за рахунок зменшення ширини ДС парціальних променів покращує роздільну здатність ААР, якість подавлення перешкод і розширює динамічний діапазон оброблюваних сигналів перешкод.

Для подавлення сигналів перешкод, що приходять по головній пелюстці ДС, пропонується інший принцип адаптації: відхилення променя убік від напрямку приходу сигналу перешкоди. Описана ААР використовує для адаптивного керування променем чотирьохелементний опромінювач в гібридній

дзеркальній антені. Формування ДС забезпечується простим перемиканням елементів решітки. Адаптивний процесор оснований на методі випадкового пошуку згідно якому здійснюється порівняння сигналів на виході кожного з елементів решітки.

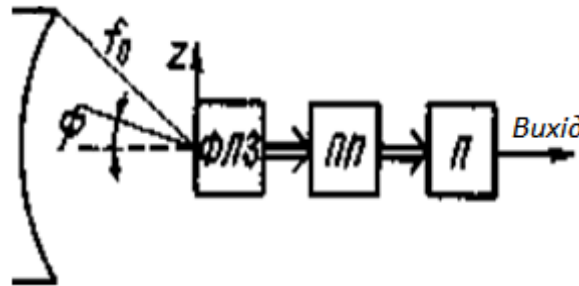


Рис. 3.7. Структурна схема ААР з субрешітками, що перекриваються: ФЛЗ – фіксовані лінії затримки; ПП – препроцесор.

Лінзові антени без предпроцесора. Основним елементом багатопроменевої лінзової антени (БПА) є лінза, у фокальній площині якої для формування високонаправленого рознесеного у просторі променя розміщується АР. Для формування вихідного сигналу до складу БПА входить ДУС з елементами амплітудно-фазового керування сигналами решітки в процесі адаптації.

На рисунку 3.5 зображена схема ААР, яка складається з сферичної лінзи, антеної решітки, розташованої у фокальній площині лінзи, і предпроцесора, призначеного для формування сукупності променів на вході лінзи за допомогою багатопроменевої фідерної матриці. Фазові співвідношення в променях на виході матриці можуть змінюватися за допомогою фіксованих тимчасових затримок.

Діаграма спрямованості такої антени для випадку $D/a \gg 2N_l$, де D - розмір апертури лінзи, a - відстань між центрами субрешіток на виході лінзи, N_l - число субрешіток, описується функцією:

$$F(U) = G\left(\frac{\lambda_0}{\lambda}(U - U_0)\right) A\left(\frac{\lambda_0 U - U_0 \lambda}{\gamma \lambda_0}\right) \quad (3.18)$$

де $G(*)$ - ДС, яка відповідає амплітудно-фазовому розподілу поля на вході фідерної матриці; $A(*)$ - амплітудно-фазовий розподіл поля на виході фідерної матриці; $U = \frac{a}{\lambda_0} \sin \theta$; $U_0 = \frac{a}{\lambda_0} \sin \theta$; $\gamma = \frac{ba}{\lambda f_0}$;

λ_0 – довжина хвилі, що відповідає центральній частоті; f_0 – фокусна відстань лінзи; b – розмір напіврозкриву матриці; θ - просторовий кут між нормаллю і апертурою лінзи; θ_0 – кут зсуву променів ААР.

Дана ААР володіє тією властивістю, що при $D/a \gg 2N$ і формуванні мінімуму функції $A(*)$ шириною δ буде сформований мінімум ДС $F(U)$ шириною $\delta\gamma$.

Подавлення перешкод тут здійснюється формуванням сумарної ДС з $2N_l$ променів. В одному з каналів, промінь в якому спрямований на перешкоду, фаза сигналу міняється на 180° , а його амплітуда встановлюється рівній амплітуді перешкоди на виході каналів, що залишилися.

Умова подавлення однієї перешкоди для $2N_l$ - променевої ААР записується у вигляді:

$$\sum_{n=2}^{2N_l} 1 \cdot \{F_n(\theta_j)\} + W_1 \{F_1(\theta_j)\} = 0 \quad (3.19)$$

де $F_n(\theta_j)$ - ДС n-ї субрешітки; θ_j - кут приходу сигналу перешкоди; W_1 - ВК першого променя.

Аналогічно записуються умови подавлення двох перешкод і більше.

Недоліком даної ААР є необхідність ідентифікації напряму приходу перешкоди. Розглянемо ААР з субрешітками, що перекриваються, з 16 - елементною матрицею і 60-елементною лінзовою антеною. В такій ААР вузькосмугові перешкоди подавлюються до 80 дБ. При подавленні перешкод з шириною смуги спектру щодо центральної частоти 1 % глибина придушення перешкод складає близько 40 дБ. Особливістю є подавлення перешкоди без

істотного спотворення головного променя. Крім того багатопробеневи гібридні ААР з предпроцесором мають низький рівень бічних пелюсток, володіють високою роздільною здатністю.

Особливості характеристик адаптивних антенних систем.

Залежність ДС від розташування опорних і допоміжних елементів антенної системи. Основна і допоміжні ДС часто формуються різними елементами АР, які називаються відповідно основними і допоміжними. Сумарна ДС $F_a(\varphi, \theta)$ представляється у вигляді, суперпозиції двох ДС: основної $F_0(\varphi, \theta)$, орієнтованої у напрямку приходу корисного сигналу, і допоміжної $F_j(\varphi - \varphi_j, \theta - \theta_j)$, яка зважується для отримання мінімуму сумарної ДС у напрямку приходу перешкоди (φ_j, θ_j) :

$$F_a(\varphi, \theta) = F_0(\varphi, \theta) - F_0(\varphi_j, \theta_j) F_j(\varphi - \varphi_j, \theta - \theta_j). \quad (3.20)$$

При цьому форма сумарної ДС і число перешкод, що дозволяються, обмежується двома чинниками: шириною допоміжного променя $F_j(\varphi, \theta)$, і різницею ходу сигналів між фазовими центрами основної і допоміжні ДС. Для роздільної здатності і подавлення перешкод, діючих в області головної пелюстки ДС, ААР повинна, з одного боку, формувати максимально вузьку допоміжну ДС, а з іншого - забезпечити максимізацію адаптованої ДС поза напрямом приходу перешкоди.

Так, якщо ДС одного елемента плоскої АР є основним і покриває необхідну зону огляду, то максимальний розмір апертури допоміжної АР визначається необхідною кутовою роздільною здатністю перешкод і їх кількістю. Для отримання мінімальної ширини допоміжної ДС елементи АР необхідно розташовувати по колу з максимальним діаметром.

При цьому необхідно враховувати, що на роздільну здатність ААР істотно впливає місцеположення опорного елемента АР. Вибір фазового центру ДС опорного елемента на краю розкриття апертури призводить до формування в

сумарній ДС зони подавлення еліптичної форми. При надходженні перешкоди з напрямку, перпендикулярного площині АР, зона подавлення якнайменша. Глибина подавлення перешкод при цьому складає 30 дБ і більше.

Експериментальний зразок ААР, де як елементи АР використовуються чотири сегментно-параболічні антени з хвилевідними опромінювачами. Як пристрої, що зважують, застосовувалися 5-бітові фазоробертачі, а опорним був обраний перший крайній елемент. Точність налаштування по фазі складала не гірше 10° . При цьому відношення сигнал/перешкода в процесі адаптації збільшувалося на 15 дБ.

Якщо в чотирьохелементній лінійній адаптивній АР, окрім фазового, забезпечується і амплітудне керування формою ДС, то подавлення перешкоди при цьому складало 40 дБ і більше.

Залежність ступеня подавлення перешкод від конструктивних характеристик антени.

Ступінь подавлення перешкод істотно залежить від точності встановлення напрямку мінімумів ДС, яка визначається як помилками виготовлення антен в цілому, розкидом параметрів пристроїв обробки сигналів, так і дисперсійними характеристиками значень ВК.

Керування ВК у багатьох випадках відбувається за допомогою процесорів, алгоритми яких реалізують критерії максимуму відношення сигнал/(шум+перешкода) (ВСШП) і мінімуму СКП.

Характерною особливістю цих алгоритмів є те, що якість адаптації алгоритмів максимуму ВСШП істотно залежить як від розкиду параметрів антенно-фідерного тракту, так і від затримки сигналів в різних плечах контурів зворотного зв'язку. Розкид параметрів антенно-фідерного тракту призводить до спотворення формованої ДС у напрямку приходу корисного сигналу, як наслідок до зменшення потужності корисного сигналу. Різні затримки сигналів в різних

плечах контурів зворотного зв'язку також погіршують подавлення перешкод, особливо широкосмугових.

З збільшенням ширини смуги частот перешкоди збільшується час адаптації та зменшується ВСШП. Так, якщо різниця зсувів фаз сигналів на межах частотного спектру через час T_0 не перевищує 90° , тобто $\Delta\omega T_0 \leq 90^\circ$, де T_0 - різниця затримок сигналів в різних плечах контура зворотного зв'язку, то час адаптації збільшується не більше ніж в $\sqrt{2}$ раз. При цьому для спектру перешкоди з відносною шириною спектру 10 % зменшення ВСШП складає 6 дБ.

Якість же адаптації алгоритмів, що реалізують критерій мінімуму СКП, не залежить від розкиду параметрів антенно-фідерного тракту (електричних довжин шляхів), але залежить від прецезійності елементів контурів зворотного зв'язку, наприклад від якості роботи перемножувачів. Поява на виході перемножувача постійної складової або частотної гармоніки призводить до зменшення ВСШП.

З метою зменшення числа конструктивних елементів схеми адаптації та збільшення точності встановлення мінімумів ДС в межах головної пелюстки вирішимо задачу оптимізації адаптації в два етапи. На першому етапі за допомогою додаткової антени-локатора та системи кореляторів визначається коваріаційна матриця (КМ) сигналів, що надходять, а на другому - за допомогою спеціалізованого процесора визначаються вагові коефіцієнти (ВК), оптимізуючі ДС в межах головної пелюстки.

В даній схемі адаптації конструктивні помилки в антені, що призводять до зменшення глибини формованого мінімуму ДС в напрямку приходу перешкод, можуть бути зкомпенсовані в додатковій решітці-локаторі. Оскільки ця решітка може мати відносно малі геометричні розміри і менше, ніж основна антена число елементів, то КМ сигналів, що приходять на антену може бути визначена малим числом додаткових елементів, наприклад, тільки системою кореляторів. При цьому конструктивні помилки елементів будуть менше впливати на якість

адаптації, ніж в класичних системах адаптації з контуром зворотного зв'язку, особливо при великому числі каналів адаптації.

Через істотні помилки при виготовленні антени для більш точного налаштування ВК пропонується ввести додаткове підстроювання за вихідним сигналом антени. В цьому випадку при дисперсії значень ВК 0,1 дБ формуються мінімуми ДС в напрямках приходу перешкоди глибиною -40 дБ і більше у відношенні до початкового значення ДС в цих же напрямках.

З приведеного аналізу особливостей ААР з подавленням перешкод по головній пелюстці витікає, що задача вибору і реалізації ААР визначається багатьма чинниками і істотно залежить від обстановки і алгоритмів адаптації, конструктивних можливостей і апаратурної реалізації, а також необхідної якості адаптації, що використовуються.

3.2 Обґрунтування можливості дискримінації сигналу перешкоди по кривизні фронту його ЕМХ

У сучасних РТС просторова обробка сигналів є складовою частиною просторово-часової обробки сигналів. Просторово-часова обробка сигналів (ПЧОС) – це сукупність дій над сигналами, що прийняті з різних точок простору антенними елементами або підсистемами, розташованими в одному або декількох пунктах, яка виконується з метою виділення корисної інформації у вигляді повідомлення або вимірювання одного чи декількох параметрів сигналів з метою визначення просторового положення ДРВ, швидкості та напрямку їх переміщення тощо. Основний зміст теорії ПЧОС – синтез оптимальних у тому чи іншому сенсі систем обробки сигналів й аналіз якості цих систем.

У більшості випадків для радіосигналів, що застосовуються у РТС виконується просторово-часової вузькосмуговості, що в свою чергу дозволяє розділити (факторизувати) ПЧОС на два незалежні етапи – просторову обробку

(селекцію, та часову (внутрішньопримильну) обробку. Це в свою чергу дозволяє забезпечити можливість технічної побудови систем, що реалізують ПЧОС. Іноді замість терміна «просторова селекція» в літературі зустрічається термін «антенна обробка», «просторова селекція», «фільтрація».

Технічною реалізацією ПЧОС на практиці в умовах зміни сигнально-завадової обстановки є адаптивна антенна решітка (ААР), узагальнена структурна схема якої зображена на рисунку 3.6,а. Адаптивна антенна решітка (Smart-антенна) являє собою систему, що складається з багатоеlementної АР та адаптивного процесора, що здійснює автоматичне підстроювання власної ДС для підвищення ефективності прийому корисного сигналу, наприклад максимізації ВСЗШ.

Саме з ААР, що реалізують адаптивну ПЧОС, пов'язують можливість реалізації потенційних характеристик РТС в умовах електромагнітної обстановки, яка динамічно змінюється і постійно ускладнюється. Зацікавленість вчених у адаптивній обробці сигналів істотно підвищується у зв'язку з можливостями придушення заважаючих сигналів без апріорних відомостей про їхні параметри: несну частоту, кутовий напрямок приходу, вид модуляції тощо. Сучасні ААР як правило реалізують у вигляді цифрових ААР (рисунк 3.6,б), до складу яких входять: АР, квадратурні приймачі, АЦП, цифровий формувач променів та контроллер.

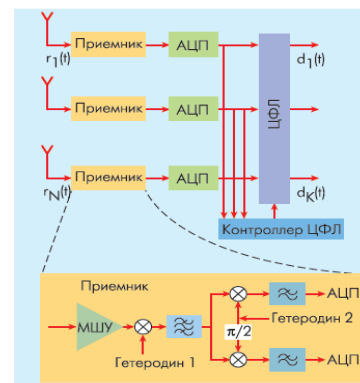
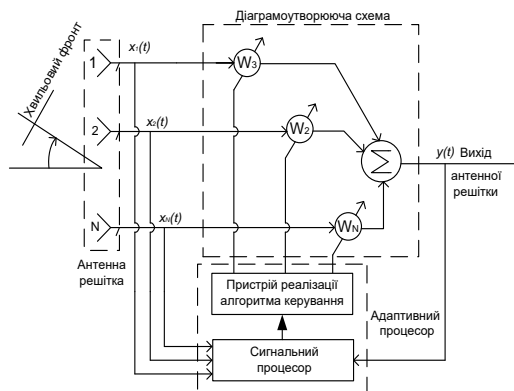


Рис. 3.6 Структурна схема N-елементної ААР: а) узагальнена схема; б) цифрова ААР

При обробці вузькосмугових сигналів, діаграмоутворююча схема (ДОС) ААР, що зображена на рисунку 3.6 виконує операцію комплексного зважування сигналу в аналоговій реалізації за допомогою пристрою послідовної обробки або пристрою з квадратурними каналами, схеми яких показані на рисунку 3.7

Пристрій вагового сумування (ДОС), що зображений на рисунку 3.7 включає вагові модулі й суматор та може бути реалізований на високій частоті безпосередньо на виходах елементів АР, на проміжній частоті та в цифровій формі після АЦП. Вагові модулі змінюють амплітуду й фазу прийнятих коливань у відповідності з комплексним ваговим коефіцієнтом \dot{w}_i , $i = 1 \dots M$, що розраховується в процесорі.

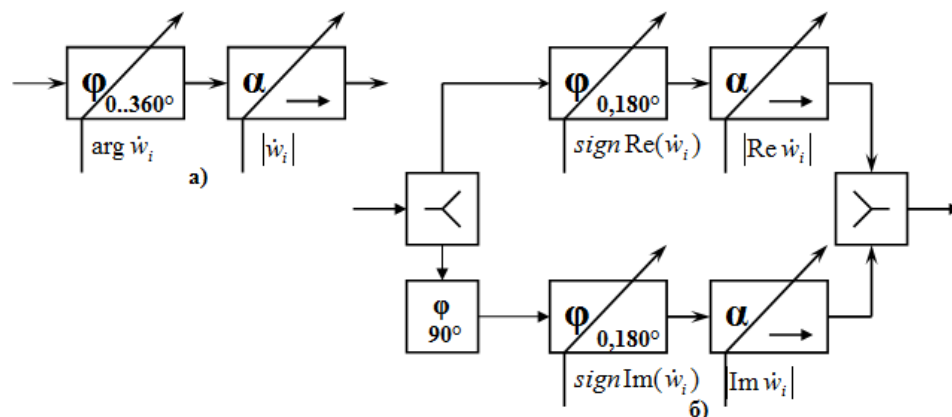


Рис. 3.7 Структурна схема зважуючого елемента АР на радіочастоті: а) у вигляді модулю з послідовною обробкою; б) у вигляді квадратурного модулю

Найпростіший модуль може складатись із послідовно ввімкнених керованого атенюатора й фазообертача, при чому фазу необхідно змінювати у всьому діапазоні кутів $0 \dots 360^\circ$ (рисунок 3.7, а). Такі вагові модулі не знайшли

широкого застосування через важкість побудови широкосмугових фазообертачів з постійними втратами у всьому діапазоні регулювання фази.

У квадратурному ваговому модулі (рисунок 3.7,б) принцип керування комплексним коефіцієнтом передачі засновано на розщепленні його на дві рівні за амплітудою із взаємним зсувом 90° квадратурні складові, які після проходження через керовані фазообертачі й комутатори фази $0, 180^\circ$ будуть являтися помноженими на дійсну $\text{sign}(\text{Re } \dot{w}_i) \text{Re } \dot{w}_i$ та мниму $\text{sign}(\text{Im } \dot{w}_i) \text{Im } \dot{w}_i$ частини вагового вектору, тобто сигнал на виході суматору є помноженим на комплексний ваговий коефіцієнт.

В умовах наявності зовнішніх завад, які за смугою радіочастот, поляризацією випромінювання співпадають із смугою частот та поляризацією випромінювання корисного сигналу, на етапі просторової обробки в ААР здійснюється таке вагове підсумовування вихідних напруг елементів антенної системи (АС), яке забезпечує оптимальний компроміс між просторовим накопиченням складових, породжених корисним сигналом, і взаємною компенсацією складових, породжених зовнішніми завадами, тобто компроміс між підсиленням АС в кутовому напрямі на ДРВ корисного сигналу та її послабленням ("провалами") в кутових напрямках на ДРВ завад.

При цьому, чим більше інтенсивність зовнішніх завад в порівнянні з інтенсивністю внутрішніх шумів приймальної системи, тим більш глибокими виявляються провали в діаграмі спрямованості АС в кутових напрямках на ДРВ завад. Оптимальна часова обробка при цьому синтезується незалежно від просторової, тобто в припущенні, що конфігурація АС повністю задана.

Вживання адаптивної ПЧОС забезпечує високу ефективність придушення завад, просторове положення ДРВ яких відрізняється від розташування ДРВ корисного сигналу.

Головним недоліком ПЧОС є неможливість або низька ефективність придушення завад, що приходять з напрямів, близьких до напрямку приходу корисного сигналу, в особливості при їх потраплянні до головної пелюстки АС ААР та співпадинні пеленгів ДРВ корисного сигналу та завади.

У цьому випадку просторова обробка сигналів за кутовими координатами є неефективною і для виділення корисного сигналу на фоні завад необхідно використовувати відмінність по іншим ознакам корисного сигналу та завад. Такою ознакою може бути форма фазового фронту ЕМХ від ДРВ корисного сигналу та радіозавад на розкритті приймальної АС, реалізованої, наприклад, у вигляді ЛАР.

Тому актуальним стає завдання оцінки потенційних характеристик просторової обробки сигналів з в умовах впливу на розкритті РЕЗ РТС ЕМХ з різними формами фазових фронтів – плоским та сферичним, які створюються на розкритті приймальної ЛАР РЕЗ ДРВ, що співпадають за пеленгом, але рознесені за дальністю один відносно іншого.

3.2.1 Основні співвідношення для 3-х елементної розрідженої антенної решітці для систем дискримінації завад в зоні Френеля на основі використання кривизни фронту ЕМХ

Комплексний вектор-стовпець $\mathbf{x}(t)$ адитивної суміші корисного сигналу, завад і власних шумів в каналах ЛАР прийомного тракту РЕЗ РТС має вигляд

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{s}(t) + \sum_{n=1}^N \mathbf{n}_n(t) + \mathbf{n}_0(t), \quad (3.21)$$

де $\mathbf{s}(t)$, $\mathbf{n}_n(t)$, $\mathbf{n}_0(t)$ – комплексні вектор-стовпці відповідно корисного сигналу, n -ої завади та власного (внутрішньопримального) шуму на виході ЛАР, $n = 1 \dots N$.

У свою чергу, комплексний вектор-стовпець корисного сигналу можна подати у вигляді

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} \dot{s}(t) & \dot{s}(t - \tau_{12}) & \dots & \dot{s}(t - \tau_{1M}) \end{bmatrix}^T, \quad (3.22)$$

де $\dot{s}(t - \tau_{1m})$ – математична модель вузькосмугового корисного сигналу i -ого елемента АР у комплексній формі, $m = 1 \dots M$, який дорівнює

$$\dot{s}(t - \tau_{1m}) = \dot{S}(t - \tau_{1m}) \exp(j\omega_0(t - \tau_{1m})) = \dot{S}_{\alpha_m} \dot{S}(t - \tau_{1m}) \exp(j\omega_0 t), \quad (3.23)$$

де $\dot{S}_{\alpha_m} = F_m(\beta_s) \exp(-j\omega_0 \tau_{1m}) = F_m(\beta_s) \exp(-j\alpha_m)$ – просторова структура корисного сигналу; τ_{1m} – час затримки поширення фазового фронту ЕМХ в m -ому елементі ЛАР відносно центрального елемента АР; c – швидкість поширення ЕМХ у вільному просторі, β_s – пеленг ДРВ сигналу; $F_m(\beta_s)$ – значення ХС m -го елемента ЛАР в кутовому напрямку β_s ; L – відстань між сусідніми елементами АР, що зазвичай дорівнює $0,5\lambda$; α_m – фазовий зсув несучого коливання прийнятої ЕМХ між m -им і центральним елементом АР; $m = 1 \dots M$;
 $\dot{S}(t - \tau_{1m}) = S(t - \tau_{1m}) \exp(j\varphi(t - \tau_{1m}) + \varphi_0)$ – комплексна обвідна корисного сигналу; $S(t - \tau_{1m})$, $\varphi(t - \tau_{1m})$, φ_0 – обвідна корисного сигналу, закон зміни фази й початкова фаза несного коливання відповідно.

При подальших теоретичних дослідженнях будемо вважати, що часова форма ЕМХ кожного сигналу, що надходить від зовнішніх джерел на розкрит ДРВ задовольняє умові просторово-часової вузькосмуговості

$$|t_1 - t_2| \ll 1/\Delta f_c, \quad (3.24)$$

де Δf_c – ширина основної частини спектру сигналу в радіоканалі;

$|t_1 - t_2|$ – різниця часу поширення сигналу від "точки" його випромінювання до крайніх точок розкриття антени.

За умови, що корисні сигнали й завади задовольняють умові просторово-часової вузькосмуговості (3.24), затримкою обвідної по розкриттю ЛАР можна

знехтувати, і тоді можна записати, що комплексні амплітуди в каналах ЛАР майже однакові

$$\dot{S}(t - \tau_{12}) \approx \dot{S}(t - \tau_{13}) \approx \dots \approx \dot{S}(t - \tau_{1M}) \approx \dot{S}(t). \quad (3.25)$$

Тоді вираз (3.23) можна подати у вигляді $\dot{s}(t - \tau_{1m}) = \dot{S}_{\alpha_m} \dot{S}(t) \exp(j\omega_0 t)$, а за ідентичності амплітудних та частотних характеристик каналів ЛАР математична форма вектор-стовпця корисного сигналу факторизується (розділяється) на просторову й часову структури (складові)

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} \dot{S}_{\alpha_1} \dot{S}(t) \exp(j\omega_0 t) \\ \dot{S}_{\alpha_2} \dot{S}(t) \exp(j\omega_0 t) \\ \dots \dots \dots \\ \dot{S}_{\alpha_M} \dot{S}(t) \exp(j\omega_0 t) \end{bmatrix} = \mathbf{S}_\alpha \dot{S}(t) \exp(j\omega_0 t), \quad (3.26)$$

де $\mathbf{S}_\alpha = [F_1(\beta_s) \exp(-j\alpha_1) \quad F_2(\beta_s) \exp(-j\alpha_2) \quad \dots \quad F_M(\beta_s) \exp(-j\alpha_M)]^T$ – вектор-стовпець просторової структури корисного сигналу (амплітудно-фазового розподілу поля прийнятої ЕМХ на розкритті ЛАР).

Аналогічно для n -го завадового сигналу, із центральною частотою ω_0 , який задовольняє умові (3.24) можна записати, що

$$\mathbf{n}_k(t) = \mathbf{N}_{v_k} \dot{N}_k(t) \exp(j\omega_0 t), \quad (3.27)$$

де $\mathbf{N}_{v_n} = [F_1(\beta_n) \exp(-jv_{1n}) \quad F_2(\beta_n) \exp(-jv_{2n}) \quad \dots \quad F_M(\beta_n) \exp(-jv_{Mn})]^T$ – вектор-стовпець просторової структури n -го джерела завад, $n = 1 \dots N$; v_{mn} – фазовий зсув несучого коливання завади між m -им і центральними елементами ЛАР для n -го джерела завад; $F_m(\beta_n)$ – значення ХС m -го елемента ЛАР в кутовому напрямку β_k , $m = 1 \dots M$.

Вектор-стовпець власних шумів каналів АР має вигляд

$$\mathbf{n}_0(t) = \begin{bmatrix} \dot{n}_{01}(t) & \dot{n}_{02}(t) & \dots & \dot{n}_{0M}(t) \end{bmatrix}^T, \quad (3.28)$$

де $\dot{n}_{0m}(t) = \dot{N}_{0m}(t)\exp(j\omega_0 t)$ – комплексний запис часової структури власного шуму i -го каналу ЛАР; $\dot{N}_{0m}(t)$ – комплексна огибаюча власного шуму m -го каналу ЛАР.

При теоретичних дослідженнях просторової обробки сигналів зазвичай приймають, що елементи ЛАР мають ідентичні ХС. Також вважатимемо, що в якості антенних елементів використовуються слабоспрямовані антени, ХС якої у сферичній системі координат мають вигляд тора або кардіоїди, тобто, наприклад, для елементарної випромінювальної площадки ХС можна записати

$$F_1(\beta) = F_2(\beta) = \dots = F_M(\beta) = F_0(\beta) = \frac{1}{2}(1 + \cos(\beta)) \quad (3.29)$$

Вихідний відклик ЛАР (рисунок 3.7) зазвичай записують у вигляді

$$\dot{y}(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (3.30)$$

де
$$\mathbf{w} = \left[\dot{w}_1 \quad \dot{w}_2 \quad \dots \quad \dot{w}_M \right]^T \quad (3.31)$$

оптимальний вектор вагових коефіцієнтів (ВВК), що характеризує закон зміни амплітудно-фазового розподілу (АФР) в каналах ЛАР; \mathbf{H} – ермітове спряження.

3.2.2 Математичне описання роботи системи дискримінації по дальності

У відомих роботах з адаптивних антенних решіток [80-82] показано, що оптимальне знаходження ВВК (3.30) при просторової обробки сигналів за відомими критеріями ефективності теорії адаптивної обробки сигналів, а саме критерієм мінімуму середнього квадратичного відхилення, критерієм максимуму ВСЗШ, критерієм мінімуму дисперсії шуму, критерієм максимуму правдоподібності, можна представити у вигляді базового рівняння Вінера-Хопфа:

$$\mathbf{w} = \mu \mathbf{R}_{\text{NN}}^{-1} \mathbf{S}_{\alpha 0}, \quad (3.32)$$

де \mathbf{R}_{NN} – кореляційна матриця зовнішніх завад і власних шумів ЛАР; $\mathbf{S}_{\alpha 0}$ – вектор-стовпець, що описує просторову структуру (амплітудно-фазовий розподіл), яку створює ЕМХ корисного сигналу на розкритті приймальної ЛАР; μ – константа.

Для подальших теоретичних досліджень, що спрямовані на отримання рівнянь для розрахунку ХС АР в далекій та проміжній зонах використаємо наступні припущення й обмеження:

а) всі канали АР є ідентичними з точки зору вигляду форм амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) та фазо-частотних характеристик (ФЧХ);

б) середовище розповсюдження радіохвиль є однорідним з дисперсією фазових флуктуацій $\sigma_{\varphi}^2 = 0$, тобто середовище розповсюдження не спотворює хвильові фронти корисного сигналу та перешкод;

в) вважаємо як в усій відомій літературі, що напрямки надходження корисного сигналу й завад не змінюються й не флуктують, тобто просторові структури сигналів та завад є детермінованими: $E[\mathbf{S}_{\alpha}] = \mathbf{S}_{\alpha}$, $E[\mathbf{N}_{v_n}] = \mathbf{N}_{v_n}$, $n = 1 \dots N$.

У свою чергу кореляційна матриця завад і шумів \mathbf{R}_{NN} може бути представлена у вигляді

$$\mathbf{R}_{\text{NN}} = E\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)\}, \quad (3.33)$$

де $\mathbf{n}(t)$ – вектор-стовпець адитивної суміші векторів-стовпців N -ої кількості зовнішніх завад та вектора-стовпця власних шумів каналів ЛАР, тобто

$$\mathbf{n}(t) = \sum_{n=1}^N \mathbf{n}_n(t) + \mathbf{n}_0(t). \quad (3.34)$$

Зазвичай зовнішні завади некорельовані з власними шумами в каналах АР, тобто виконується умова

$$\overline{\mathbf{n}_n(t)\mathbf{n}_0^H(t)} = \overline{\mathbf{n}_0(t)\mathbf{n}_n^H(t)} = \mathbf{0}, \quad n = 1 \dots N \quad (3.35)$$

де $\mathbf{0}$ – матриця розміру $M \times M$, що складається з нульових елементів

Тоді матрицю \mathbf{R}_{NN} можна подати у вигляді

$$\mathbf{R}_{NN} = \mathbf{R}_{\Pi} + \mathbf{R}_0, \quad (3.36)$$

де \mathbf{R}_{Π} – кореляційна матриця зовнішніх завад ЛАР; \mathbf{R}_0 – кореляційна матриця власних шумів.

Кореляційна матриця зовнішніх вузькосмугових завад за умови їх взаємної просторової та часової некорельованості, що має місце у випадку, коли ці завади формуються незалежними один від одного ДРВ, матиме вигляд

$$\mathbf{R}_{\Pi} = E \left\{ \left(\sum_{n=1}^N \mathbf{n}_n(t) \right) \left(\sum_{n=1}^N \mathbf{n}_n(t) \right)^H \right\} = \sum_{n=1}^N \mathbf{R}_{\Pi n}, \quad (3.37)$$

$$\text{де} \quad \mathbf{R}_{\Pi n} = E \left\{ \mathbf{n}_n(t) \mathbf{n}_n^H(t) \right\} = E \left\{ \mathbf{N}_{v_n} \dot{N}_n(t) \mathbf{N}_{v_n}^H \dot{N}_n^*(t) \right\} = \mathbf{N}_{v_n} \mathbf{N}_{v_n}^H \overline{N_n^2(t)} = \sigma_{\Pi n}^2 \mathbf{N}_{v_n} \mathbf{N}_{v_n}^H -$$

кореляційна матриця n -го джерела вузькосмугових завад за умови випадковості часової структури завади й невиняковості її просторової структури, $n = 1 \dots N$

$\overline{N_n^2(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T N_n^2(t) dt = \sigma_{i_n}^2$ – середня потужність k -го джерела завад в каналі ЛАР.

Аналогічно, кореляційна матриця \mathbf{R}_0 власних шумів за умови взаємної некорельованості квазібілих гауссівських шумів окремих каналів вузькосмугової ЛАР

$$\mathbf{R}_0 = E \left\{ \mathbf{n}_0(t) \mathbf{n}_0^H(t) \right\} = \mathbf{I} \sigma_0^2, \quad (3.38)$$

де \mathbf{I} – одинична матриця розмірності $M \times M$; $\sigma_0^2 = \frac{1}{T} \int_0^T N_{0m}^2(t) dt$ – потужність власних шумів в окремому каналі ЛАР; $m = 1 \dots M$.

Увівши позначення

$$h_n = \frac{\sigma_{\Pi n}^2}{\sigma_0^2}, \quad (3.39)$$

де h_n – відношення потужності завади від k -го джерела завод до потужності власних шумів у каналі АР, одержимо, що

$$\mathbf{R}_{\text{NN}} = \left(\sum_{n=1}^N h_n \mathbf{N}_{v_n} \mathbf{N}_{v_n}^H + \mathbf{I} \right) \sigma_0^2. \quad (3.40)$$

а оптимальне вінерівське рішення дорівнюватиме

$$\mathbf{w} = \mu \mathbf{R}_{\text{NN}}^{-1} \mathbf{S}_{\alpha 0} = \frac{\mu}{\sigma_0^2} \left(\sum_{n=1}^N h_n \mathbf{N}_{v_n} \mathbf{N}_{v_n}^H + \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{S}_{\alpha 0} \quad (3.41)$$

При умові наявності лише однієї завади $N = 1$, використовуючи формулу Шермана-Моррісона [61, 85], з (3.41) отримаємо, що

$$\mathbf{R}_{\text{NN}}^{-1} = \frac{1}{\sigma_0^2} \left(\mathbf{I} - \frac{h_1 \mathbf{N}_{v_1}^* \mathbf{N}_{v_1}^T}{1 + h_1 M} \right). \quad (3.42)$$

Тоді, підібравши константу μ таким чином, щоб $\mu/\sigma_0^2 = 1$, ? отримаємо в загальному випадку для моделі сферичного фронту ЕМХ корисного та заводового сигналів, що оптимальний ВВК дорівнюватиме

$$\mathbf{w} = \left(\mathbf{I} - \frac{h_1 \mathbf{N}_{v_1}^* \mathbf{N}_{v_1}^T}{1 + h_1 M} \right) \mathbf{S}_{\alpha 0}. \quad (3.43)$$

Розглянемо математичну модель оптимального вектору вагових коефіцієнтів просторової обробки сигналів в ЛАР для сферичного фазового фронту ЕМХ

У випадку розташування ДРВ корисного сигналу та n -го заводового сигналу у далекій зоні АР на пеленгах β_s, β_n , вектор-стовпці їхніх просторових структур, які відповідають ЕМХ з плоским фазовим фронтом згідно з (3.3) матимуть вигляд

$$\mathbf{S}_{\alpha 0} = \mathbf{S}_{\alpha}(\beta_s) = F_0(\beta_s) \left[\exp(-j(M-1)\Delta\varphi(\beta_s)) \quad \exp(-j(M-2)\Delta\varphi(\beta_s)) \quad \dots \quad 1 \right]^T, \quad (3.44)$$

$$\mathbf{N}_{v_n} = \mathbf{N}_v(\beta_n) = F_0(\beta_n) \left[\exp(-j(M-1)\Delta\varphi(\beta_n)) \quad \exp(-j(M-2)\Delta\varphi(\beta_n)) \quad \dots \quad 1 \right]^T, \quad (3.45)$$

де $\Delta\varphi(\beta_s) = 2\pi L \sin\beta_s/\lambda$, $\Delta\varphi(\beta_n) = 2\pi L \sin\beta_n/\lambda$ – фазовий зсув між сусідніми елементами ЛАР для плоского фазового фронту ЕМХ (рисунк3.1), які відповідно надходять від ДРВ корисного та n -го завадового сигналів, що розташовані у далекій зоні, $n = 1 \dots N$.

У випадку розташування ДРВ корисного сигналу та n -го завадового сигналу у проміжній зоні ЛАР на пеленгах β_s, β_n та дальностях d_s, d_n , вектор-стовпці їхніх просторових структур, які відповідають ЕМХ зі сферичним фазовим фронтом згідно з (3.10) матимуть вигляд

$$\mathbf{S}_{\alpha 0} = \mathbf{S}_{\alpha}(\beta_s, d_s) = F_0(\beta_s) \left[\exp(-j\Delta\varphi_1(\beta_s, d_s)) \quad \exp(-j\Delta\varphi_2(\beta_s, d_s)) \quad \dots \quad \exp(-j\Delta\varphi_M(\beta_s, d_s)) \right]^T \quad (3.46)$$

$$\mathbf{N}_{\nu_n} = \mathbf{N}_{\nu}(\beta_n, d_n) = F_0(\beta_n) \left[\exp(-j\Delta\varphi_1(\beta_n, d_n)) \quad \exp(-j\Delta\varphi_2(\beta_n, d_n)) \quad \dots \quad \exp(-j\Delta\varphi_M(\beta_n, d_n)) \right]^T. \quad (3.47)$$

де $\Delta\varphi_m(\beta_s, d_s)$, $\Delta\varphi_m(\beta_n, d_n)$ – фазові зсуви між m -им та центральним елементами ЛАР (у випадку непарної кількості елементів ЛАР) або фазовий зсув між m -м елементом ЛАР та центром апертури ЛАР (при парній кількості елементів ЛАР) для ЕМХ корисного та n -го завадових сигналів зі сферичними фазовими фронтами, ДРВ яких розташовані у проміжній зоні, $n = 1 \dots N$, $m = 1 \dots M$.

Необхідно зауважити, що в розділі №2 доведено, що при розташуванні ДРВ в проміжній зоні достатньо обмежитися лише першими трьома членами розкладання дальності від ДРВ корисного сигналу $d_m(\beta_n, d_n)$ та n -ого ДРВ завади $d_m(\beta_s, d_s)$, до m -го елемента ЛАР, $n = 1 \dots N$, $m = 1 \dots M$. Тоді фазові зсуви $\Delta\varphi_m(\beta_s, d_s)$, $\Delta\varphi_m(\beta_n, d_n)$ по аналогії можна подати у вигляді

$$d_m(\beta_n, d_n) \approx d_n + \frac{1}{2}(M+1-2m)L \sin\beta_n + \frac{(M+1-2m)^2 L^2 (\cos\beta_n)^2}{8d_n}, \quad (3.48)$$

$$d_m(\beta_s, d_s) \approx d_s + \frac{1}{2}(M+1-2m)L \sin\beta_s + \frac{(M+1-2m)^2 L^2 (\cos\beta_s)^2}{8d_s}, \quad (3.49)$$

$$\Delta\varphi_m(\beta_n, d_n) = \frac{2\pi}{\lambda} (d_m(\beta_n, d_n) - d_n) = \Delta\varphi_{\text{пл.}m}(\beta_n) + \Delta\varphi_{\text{сф.}m}(\beta_n, d_n), \quad (3.50)$$

$$\Delta\varphi_m(\beta_s, d_s) = \frac{2\pi}{\lambda} (d_m(\beta_s, d_s) - d_s) = \Delta\varphi_{\text{пл.}m}(\beta_s) + \Delta\varphi_{\text{сф.}m}(\beta_s, d_s), \quad (3.51)$$

де $\Delta\varphi_{\text{пл},m}(\beta_n) = \frac{1}{2}(M+1-2m)\Delta\varphi(\beta_n)$, $\Delta\varphi_{\text{пл},m}(\beta_S) = \frac{1}{2}(M+1-2m)\Delta\varphi(\beta_S)$ – фазові

зсуви між m -им та центральним елементами ЛАР для ЕМХ з плоскими фазовими фронтами від ДРВ, що розташовані на пеленгах β_n , β_S ;

$$\Delta\varphi_{\text{сф},m}(\beta_n, d_n) = \frac{\pi(M+1-2m)^2 L^2 (\cos\beta_n)^2}{4\lambda d_n}, \quad \Delta\varphi_{\text{сф},m}(\beta_S, d_S) = \frac{\pi(M+1-2m)^2 L^2 (\cos\beta_S)^2}{4\lambda d_S} \quad -$$

квадратичні доданки до фазових зсувів для ЕМХ з плоскими фазовими фронтами, які обумовлюють реальну сферичність фазових фронтів ЕМХ n -ої завади та корисного сигналу, $m = 1 \dots M$.

Отже, відповідно до (3.48)-(3.51) сферичний фазовий фронт ЕМХ для n -ої завади та корисного сигналу, ДРВ яких розташовані в проміжній зоні, можна розглядати як суму плоского фазового фронту ЕМХ та деякого квадратичного набігу до нього, що характеризує положення ДРВ в проміжній зоні. Тоді вирази (3.46) та (3.47) можна подати у вигляді

$$\mathbf{S}_{\alpha 0} = \mathbf{S}_{\alpha}(\beta_S, d_S) = \mathbf{A}(\beta_S, d_S) \mathbf{S}_{\text{пл},\alpha 0}(\beta_S), \quad (3.52)$$

$$\text{де } \mathbf{S}_{\text{пл},\alpha}(\beta_S) = F_0(\beta_S) \begin{bmatrix} e^{-j\left(\frac{M-1}{2}\right)\Delta\varphi(\beta_S)} & e^{-j\left(\frac{M-3}{2}\right)\Delta\varphi(\beta_S)} & \dots & e^{j\left(\frac{M-1}{2}\right)\Delta\varphi(\beta_S)} \end{bmatrix}^T = \mathbf{S}_{\alpha}(\beta_S) e^{j\left(\frac{M-1}{2}\right)\Delta\varphi(\beta_S)}$$

– вектор-стовпець просторової структури ЕМХ з плоским фазовим фронтом від ДРВ корисного сигналу, що надходить з пеленгу β_S ; $\mathbf{A}(\beta_S, d_S)$ – діагональна матриця, що містить квадратичні доданки до фазових зсувів плоскої ЕМХ корисного сигналу, і яку можна назвати матрицею сферичності фазового фронту корисного сигналу.

Матриця $\mathbf{A}(\beta_S, d_S)$ може бути представлена як

$$\mathbf{A}(\beta_S, d_S) = \begin{bmatrix} \exp(-j\Delta\varphi_{\text{сф},1}(\beta_S, d_S)) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \exp(-j\Delta\varphi_{\text{сф},2}(\beta_S, d_S)) & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \exp(-j\Delta\varphi_{\text{сф},M}(\beta_S, d_S)) \end{bmatrix}. \quad (3.53)$$

Аналогічно до (3.52), просторову структуру n -ої завади можна подати у вигляді

$$\mathbf{N}_{v_n} = \mathbf{N}_v(\beta_n, d_n) = \mathbf{A}(\beta_n, d_n) \mathbf{N}_{\text{пл},v}(\beta_n), \quad (3.54)$$

$$\text{де } \mathbf{N}_{\text{пл},v}(\beta_n) = F_0(\beta_n) \begin{bmatrix} e^{-j\left(\frac{M-1}{2}\right)\Delta\varphi(\beta_n)} & e^{-j\left(\frac{M-3}{2}\right)\Delta\varphi(\beta_n)} & \dots & e^{j\left(\frac{M-1}{2}\right)\Delta\varphi(\beta_n)} \end{bmatrix}^T = \mathbf{N}_v(\beta_n) e^{j\left(\frac{M-1}{2}\right)\Delta\varphi(\beta_n)} - \text{вектор-}$$

стовпець просторової структури ЕМХ з плоским фазовим фронтом від ДРВ n -ої завади, що надходить з пеленгу β_n ; $\mathbf{A}(\beta_n, d_n)$ – діагональна матриця, що містить квадратичні доданки до фазових зсувів плоскої ЕМХ n -ої завади, і яку можна назвати матрицею сферичності фазового фронту n -ої завади. Матриця $\mathbf{A}(\beta_n, d_n)$ має вигляд, подібний (3.53), але при заміні β_s на β_n , а d_s на d_n .

При переміщенні ДРВ корисного або завадового сигналу у далеку зону ($d_s \rightarrow \infty$ або $d_n \rightarrow \infty$) отримаємо, що $\Delta\varphi_{\text{сф},m}(\beta_s, d_s) \rightarrow 0$, $\Delta\varphi_{\text{сф},m}(\beta_n, d_n) \rightarrow 0$, $m = 1 \dots M$, $n = 1 \dots N$ внаслідок чого

$$\mathbf{A}(\beta_n, d_n) = \mathbf{I}, \mathbf{A}(\beta_s, d_s) = \mathbf{I}. \quad (3.55)$$

Тоді, з урахуванням (3.52) – (3.54) обернену кореляційну матрицю (3.42) та вираз для визначення оптимального ВВК (3.43) при $\mu=1$ можна подати у вигляді

$$\mathbf{R}_{\text{NN}}^{-1} = \frac{1}{\sigma_0^2} \left(\sum_{n=1}^N h_n \mathbf{A}(\beta_n, d_n) \mathbf{N}_{v_n} \mathbf{N}_{v_n}^H \mathbf{A}^H(\beta_n, d_n) + \mathbf{I} \right)^{-1}, \quad (3.56)$$

$$\mathbf{w} = \left(\sum_{n=1}^N h_n \mathbf{A}(\beta_n, d_n) \mathbf{N}_{v_n} \mathbf{N}_{v_n}^H \mathbf{A}^H(\beta_n, d_n) + \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{A}(\beta_s, d_s) \mathbf{S}_{\text{пл},\omega}(\beta_s). \quad (3.57)$$

Вихідний сигнал ЛАР після просторової обробки

$$\dot{y}_{\text{вих}}(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) = \dot{s}_{\text{вих}}(t) + \dot{n}_{\text{вих}}(t) + \dot{n}_{0,\text{вих}}(t), \quad (3.58)$$

де $\dot{s}_{\text{вих}}(t)$, $\dot{n}_{\text{вих}}(t)$, $\dot{n}_{0,\text{вих}}(t)$ – відповідно складова корисного сигналу, зовнішніх завад та внутрішніх завад, що відповідно дорівнюють

$$\dot{s}_{\text{вих}}(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{s}(t), \dot{n}_{\text{вих}}(t) = \mathbf{w}^H \left(\sum_{n=1}^N \mathbf{n}_n(t) \right), \dot{n}_{0,\text{вих}}(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{n}_0(t). \quad (3.59)$$

У окремому випадку, при $N = 1$ можна показати, що

$$\dot{s}_{\text{вих}}(t) = M \left(1 - \frac{h_1 M}{1 + h_1 M} \rho_{\alpha 0 v_1}^2 \right) \dot{s}(t), \quad \dot{n}_{\text{вих}}(t) = \frac{M \dot{\rho}_{\alpha 0 v_1}^*}{1 + h_1 M} n(t), \quad (3.60)$$

де $\dot{\rho}_{\alpha 0 v_1}^* = \mathbf{S}_{\alpha 0}^H \mathbf{N}_{v_1} / M$ – нормована комплексно спряжена функція просторової кореляції (ФПК) між не випадковими просторовою структурою ЕМХ від ДРВ корисного сигналу, що розташоване в далекій зоні на пеленгу β_S або у проміжній зоні на пеленгу β_S та дальності d_S й просторовою структурою ЕМХ завади, ДРВ якого розташоване у далекій зоні на пеленгу β_1 або у проміжній зоні на пеленгу β_1 та дальності d_1 .

Аналіз (3.60) показує, що при $\dot{\rho}_{\alpha 0 v_1}^* \rightarrow 0$, що еквівалентно ситуації, коли завада потрапляє в область бічних пелюсток ДС ЛАР, а також враховуючи, що $h_1 M / (1 + h_1 M) \approx 1$, $M / (1 + h_1 M) \ll 1$ отримуємо ситуацію, коли

$$\dot{s}_{\text{вих}}(t) \approx M \dot{s}(t), \quad \dot{n}_{\text{вих}}(t) \approx 0, \quad (3.61)$$

тобто відбувається когерентне накопичення складових корисного сигналу та когерентна компенсація складових зовнішньої завади.

3.3 Розробка загальної структурної схеми системи дискримінації на основі 3-х елементної розрідженої антенної решітки та деяких схем для різних умов використання

Отже, згідно з рівнянням оптимального вектору вагових коефіцієнтів (3.43) або (3.58) основні етапи удосконаленого методу просторової селекції сигналів за формою його фазового фронту його ЕМХ представлено на рисунку 3.5. Головною відмінністю пропонуємого методу просторової селекції у порівнянні з відомими є застосування запропонованого в розділі 2 удосконаленого методу Кейпона для визначення за допомогою екстремумів функції просторового спектру координат розташування ДРВ (пеленгів β_n ДРВ при їх розташуванні в далекій зоні та проміжній зоні а також дальності d_n до ДРВ при їх розташуванні у проміжній зоні), їхньої кількості $(N+1)$, їх потужностей h_n відносно рівня власних шумів в

каналі ЛАР, $n = 1 \dots N+1$. Це в свою чергу дозволить системі селекції отримувати інформацію про просторові та енергетичні параметри ДРВ та їхній взаємний розподіл по різних хвильових зонах.

Згідно з рисунком 3.9 на першому етапі виконується приймання суміші сигналів від ДРВ різних зон каналами ЛАР з попередньою обробкою у відповідному каналному приймачі (частотна фільтрація, підсилення, перетворення частоти, аналого-цифрове перетворення).

На другому етапі застосовується удосконалений метод Кейпона, в результаті чого визначаються просторові (β_n, d_n) та енергетичні (h_n) параметри ДРВ та їхній взаємний розподіл по різних хвильових зонах.

На третьому етапі оператор або персональний комп'ютер на основі апріорних даних або алгоритму роботи РТС (наприклад почергове вимірювання параметрів випромінювання (номінал несної частоти, стабільність частоти, ширини смуги частот) радіосигналів однієї смуги частот в системі радіочастотного моніторингу ДРВ) обирає ДРВ для виконання його просторової фільтрації на фоні інших сигналів. Обраним сигналом може бути як й корисний сигнал, так й завадовий сигнал.

На четвертому етапі на основі інформації про пеленги корисного β_s та завадових β_n ($n = 1 \dots N$) сигналів на основі інформації про параметри ЛАР (кількість елементів, міжелемента відстань, робоча частота, ХС елемента) здійснюється формування просторових структур корисного $S_{пл.а0}$ та завадових $N_{пл.в.n}$ сигналів для ЕМХ з плоским фазовим фронтом відповідно до виразів (3.52) та (3.54), $n = 1 \dots N$.

На п'ятому етапі для тих ДРВ, що розташовані у проміжній зоні, згідно з (3.53) відбувається формування матриц сферичності $A(\beta_n, d_n)$ фазового фронту ЕМХ, які враховують додатковий квадратичний набіг фази, обумовлений сферичністю фронту ЕМХ.

На шостому етапі відповідно до рівняння (3.53) здійснюється формування оберненої кореляційної матриці завад та шумів.

На сьомому етапі здійснюється розрахунок оптимального вектору вагових коефіцієнтів w AP згідно рівняння Вінера-Хопфа.

На восьмому етапі здійснюється зважування (перемноження) сигналів в каналах ЛАР на відповідний ваговий коефіцієнт ВВК та складання зважених сигналів.

Після виконання восьмого етапу відфільтрований радіосигнал в залежності від призначення РТС може надходити у приймач для подальшої обробки.

На рисунку 3.10 зображено узагальнену структурну схему системи просторової селекції за формою фазового фронту ЕМХ у складі антенної решітки 1, блоку приймачів 2, блоку АЦП 3, блоку просторової селекції 4 та мікропроцесорного пристрою 5. Згідно зі схемою на рисунку 3.8, вихідний сигнал блоку просторової селекції, що відфільтрований від завад, може надходити на демодулятор чи аналізатор або будь-який інший пристрій обробки сигналів, призначення якого залежить від специфіки застосування РТС, де ця селекція застосовується. У разі необхідності оперативного керування, налаштування чи корекції ВВК на схемі рисунку 3.8 можна передбачити застосування сигналу зворотнього зв'язку від блоку просторової селекції 4 до мікропроцесорного пристрою 5.

Спрощена структурна схема мікропроцесорного пристрою 5 системи просторової селекції, яка реалізує обчислення оптимального вектору вагових коефіцієнтів відповідно до просторового спектру відповідно до виразів (3.53) та зображена на рисунку 3.11

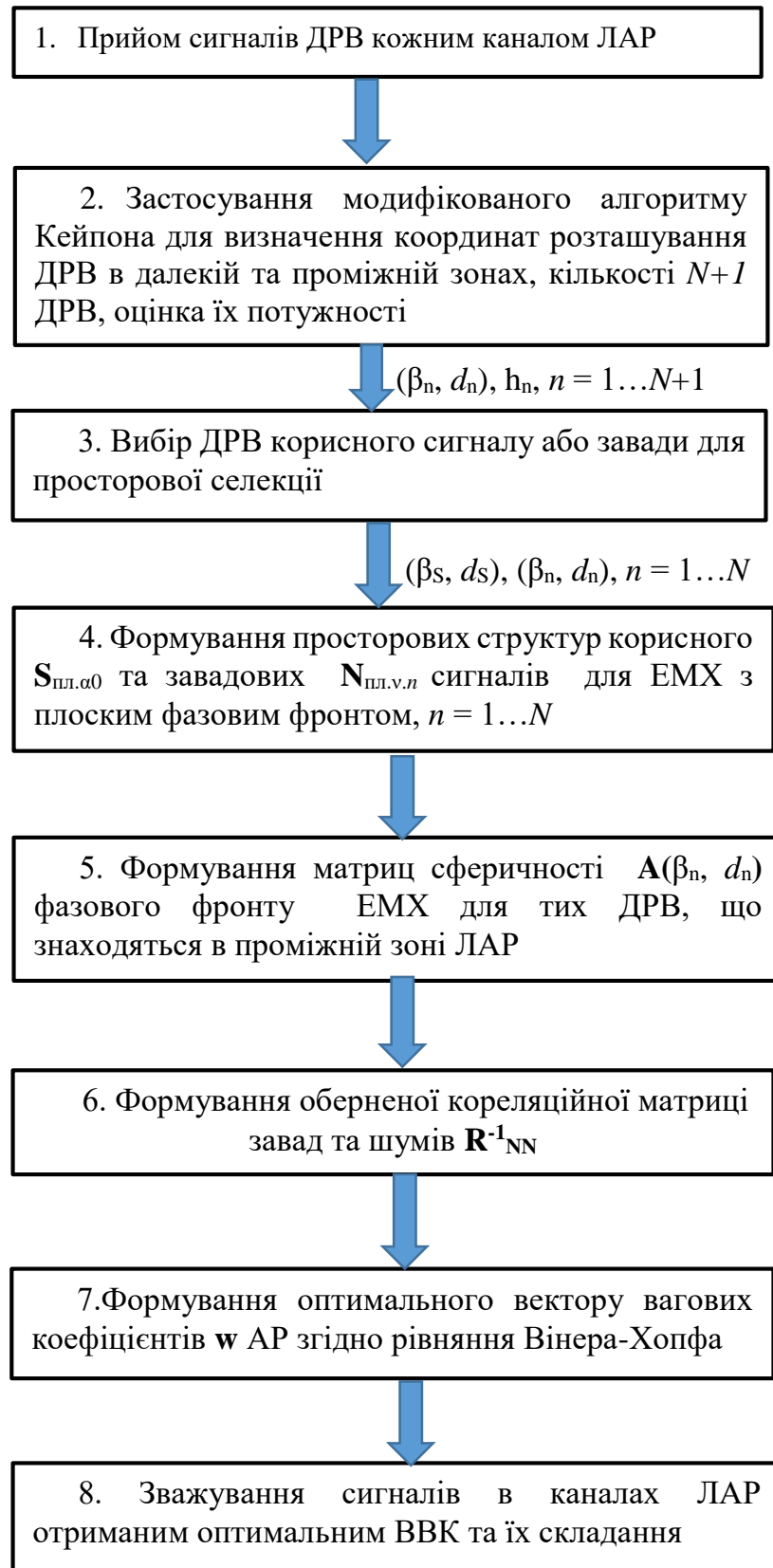


Рис. 3.9 Основні етапи удосконаленого методу просторової селекції за формою фазового фронту ЕМХ

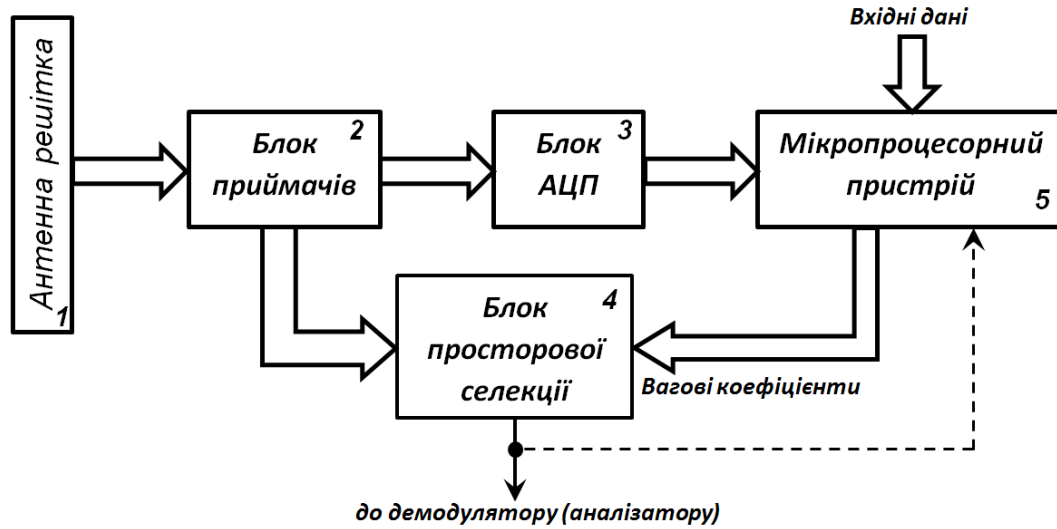


Рис. 3.10 Узагальнена структурна схема системи просторової селекції за формою фазового фронту ЕМХ

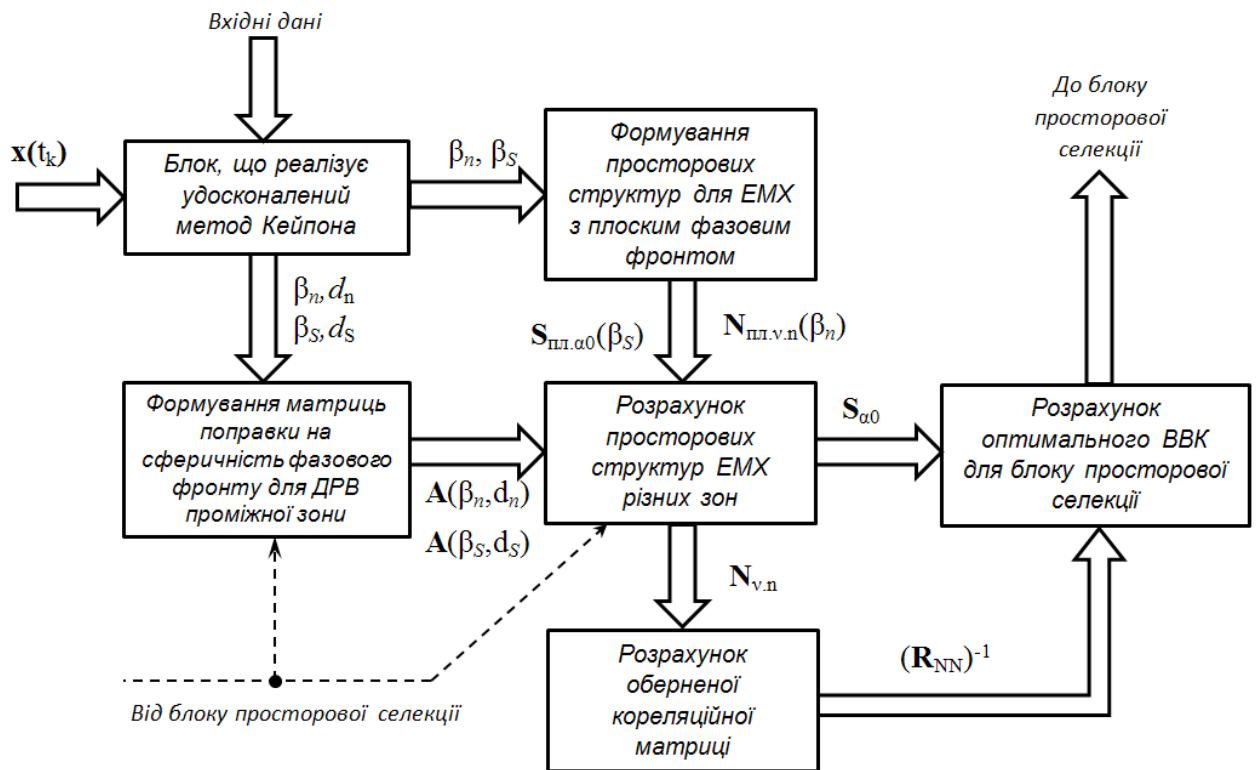


Рис. 3.11 Спрощена структурна схема мікропроцесорного пристрою системи просторової селекції

Висновок

В даному розділі досліджено методи просторово-часової обробки сигналів в радіотехнічних системах з акцентом на використання адаптивних антенних решіток (ААР) для підвищення ефективності прийому сигналів в умовах складної сигнально-завадової обстановки.

Визначено, що основною перевагою ААР є здатність до автоматичного підстроювання діаграми спрямованості, що дозволяє ефективно придушувати завади навіть без апріорних відомостей про їхні параметри. Однак, ефективність просторової обробки сигналів знижується при наближенні джерел завад до напрямку приходу корисного сигналу, що потребує використання додаткових критеріїв, таких як кривизна фазового фронту електромагнітної хвилі (ЕМХ).

На основі цього розроблено загальну структурну схему системи дискримінації сигналів, яка включає прийом і обробку сигналів, визначення просторових і енергетичних параметрів джерел радіовипромінювання, формування просторових структур сигналів, та розрахунок оптимальних вагових коефіцієнтів.

Використання удосконаленого методу Кейпона дозволяє значно підвищити точність і надійність просторової селекції сигналів, що сприяє підвищенню ефективності роботи радіотехнічних систем в умовах динамічно змінюваної електромагнітної обстановки.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

У даній дипломній роботі проведено детальний аналіз та розробку адаптивної по дальності розрідженої антенної решітки для підвищення завадостійкості інфокомунікаційних систем. Основною метою дослідження було створення ефективних методів управління антеною системою, що дозволяють динамічно змінювати її параметри у відповідності до умов експлуатації та відстані до цілі.

Основні висновки:

1. Теоретичні основи та аналіз: Було розглянуто основні принципи роботи адаптивних антенних решіток, їх переваги та недоліки. Визначено, що адаптивні антени забезпечують значне підвищення якості зв'язку, знижуючи рівень інтерференції та підвищуючи спектральну та енергетичну ефективність систем.

2. Аналіз завадостійкості: Проведено детальний аналіз захищеності інфокомунікаційних систем з адаптивними антенними решітками від завад, визначено основні типи завад та методи їх придушення. Встановлено, що використання адаптивних алгоритмів дозволяє ефективно протидіяти як вузькосмуговим, так і широкосмуговим завадам.

3. Розробка способів підвищення завадостійкості: Розроблено та запропоновано новий спосіб підвищення завадостійкості інфокомунікаційних систем по дальності для зони Френеля на основі розрідженої антенної решітки. Використання розрідженої структури дозволяє зменшити кількість активних елементів, що сприяє зниженню енергоспоживання та вартості системи.

4. Практичні аспекти та реалізація: В роботі представлено структурну схему системи дискримінації завад та описано методи їх реалізації. Показано, що використання адаптивних алгоритмів дозволяє динамічно налаштовувати конфігурацію антенної решітки, забезпечуючи оптимальну продуктивність за різних умов експлуатації.

5. Результати моделювання та експериментів: Проведено моделювання роботи адаптивної антенної решітки в різних умовах експлуатації, результати якого підтвердили ефективність запропонованих методів. Встановлено, що рівень придушення завад може досягати 20-30 дБ, що забезпечує стійкий зв'язок навіть в умовах інтенсивних радіоперешкод.

Загальний висновок:

Адаптивні по дальності розріджені антенні решітки демонструють високу ефективність у підвищенні завадостійкості інфокомунікаційних систем. Впровадження таких систем сприяє розвитку нових поколінь телекомунікаційних технологій, забезпечуючи більш високу якість зв'язку та зменшення енергетичних витрат. Незважаючи на потребу в значних фінансових вкладеннях та високій кваліфікації персоналу, переваги використання адаптивних антенних решіток значно переважають їхні недоліки, що робить їх важливим елементом сучасних бездротових мереж.

Ця дипломна робота закладає фундамент для подальших досліджень та розвитку адаптивних антенних систем, що є перспективним напрямом у галузі телекомунікацій.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Гольшко А.В. Регулирование в эпоху NGN // Вестник связи, 2008, №8.
2. Справочник по цифровым радиорелейным системам. — Женева: Бюро радиосвязи МСЭ, 1996.
3. Кирик Ю.М. Характерные особенности построения современного радиорелейного оборудования связи. // Труды МТУСИ, М., 2008.
4. ЦРРС — актуальная ситуация. // Технологии и средства связи, 2008, № 5.
5. Справочник по радиорелейной связи. Каменский Н.Н., Модель А.М., Надененко Б. С. и др.; Под ред. С.В. Бородича. – Изд. 2-е, перераб. и доп. –М.: Радио и связь, 1981. – 416 с., ил.
6. Марков В.В. Радиорелейная связь. Учебник для техникумов. – М.: Связь, 1979. – 368 с., ил.
7. Системы связи и радиорелейные линии. Учебник для электротехн. ин-тов связи. Под ред. Н. И. Калашникова. М., «Связь», 1977. – 392 с., ил.
8. Ямпольский В.Г., Фролов О. П. Оптимизация антенных систем линий связи. – М.: Радио и связь, 1991. – 272 с.: ил.
9. Ошерович Л.Г., Куликов В.В., Волков Е.В. Радиорелейная и тропосферная связь. – Л: изд-во Военной Ордена Ленина Краснознаменной Академии Связи им. С.М. Буденного, 1972 – 471 с., ил.
10. Немировский А.С., Рыжков Е.В. Системы связи и радиорелейные линии: Учебник для электротехн. ин-тов связи. – М.: Связь, 1980. – 432 с., ил.
11. М.Е. Ильченко, В.М. Илюшко, Т.Н. Нарытник Использование метода комбинированной модуляции в микроволновых телекоммуникационных системах передачи данных / Радіоелектронні та комп'ютерні системи, 2009, №2, стр.71-77.
12. М.Е. Ильченко, Т.Н. Нарытник, В.В. Волков, П.Я. Ксензенко, П.В. Химич Микроволновая телекоммуникационная система МИТРИС-МЮІ с

применением комбинированной модуляции M-QAM/FM / Электроника и связь, ч.1, 2008, стр.214-219.

13. Teodor N. Narytnyk MITRIS system with combined quadrature-amplitude and frequency modulation / Telecommunication sciences, 2011, Volume 2, Number 1, p.48-50.

14. Сети и телекоммуникации. Журнал для профессионалов в области связи [Электронный ресурс] – 2017 – Режим доступа: http://www.seti-ua.com/?in=seti_show_article&seti_art_ID=388&by_id=1&CATEGORY=51

15. DIGITAL VIDEO LAB [Электронный ресурс] – 2017 – Режим доступа: <http://www.dv-lab.com/ru/stati/uplotnenie-analogovyih-rrl/>

16. Комарович В.Ф., Никитченко В.В. Методы пространственной обработки радиосигналов. – Л.: ВАС, 1989. – 278 с., ил.

17. Никитченко В.В., Гладких С.Н., Вихлянец П.С. Анализ возможности дискриминации источников радиоизлучения по кривизне фронта волны. Известия ВУЗов – Радиоэлектроника, 1988 г.№7.– С.58 – 60.

18. Пространственно-временная обработка сигналов / И. Я. Кремер, А. И. Кремер, В. М. Петров и др.; под ред. И. Я. Кремера. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.

19. Джунь В.И. Адаптивные антенные системы с подавлением помех по главному лепестку диаграммы направленности // В.И.Джунь, С.С.Щесняк // Зарубежная радиоэлектроника. 1988. - № 4. - С. 3-15.

20. ЛЕГА Лтд. [Электронный ресурс] – 2017 – Режим доступа: <http://www.lega.ru/files/File/PDF/pm.pdf>

21. БетаТВКом [Электронный ресурс] – 2017 – Режим доступа: <http://www.betatvcom.dn.ua/>

22. ГЕЛИОС РРЛ [Электронный ресурс] – 2017 – Режим доступа: <http://www.heliosrrl.com/>

23. ПАО НПП «Сатурн» [Електронний ресурс] – 2017 – Режим доступу:
<http://www.jssaturn.com/company/>

24. ООО ВАТ «Олімп» [Електронний ресурс] – 2017 – Режим доступу:
<http://www.olimp-corp.com/>

25. Про затвердження плану використання радіочастотного ресурсу України [Електронний ресурс] – 2017 – Режим доступу:
<http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/815-2006-%D0%BF/page2>

26. Кравчук С.О., Наритник Т.М. Телекомунікаційні системи терагерцового діапазону// Монографія.-Житомир.-2014.-394с.

27. НДІ Телекомунікацій [Електронний ресурс] – 2017 – Режим доступу:
<http://www.its.kpi.ua/nditk>

28. План використання радіочастотного ресурсу України [Електронний ресурс] – 2017 – Режим доступу:

<http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/815-2006-%D0%BF>

29. Монзинго Р.А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию/Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер; пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1986. – 448 с.

30. ALCOMA AL80GE Technology for the Next Generation Networks. [Електронний ресурс]. – ALCOMA, 2017. – Режим доступу:
<http://www.alcoma.com/media/document/brochure-en-alcoma-al80ge-150309.pdf>

31. Радиокommunikации догоняют по быстродействию оптоволокну [Електронний ресурс]//Компьютерное обозрение. – 2017 – Режим доступу до ресурсу

[http://ko.com.ua/radiokommunikacii_dogonyayut_po_bystrodejstviyu_optovolokno_118895?BPCTRY=1.](http://ko.com.ua/radiokommunikacii_dogonyayut_po_bystrodejstviyu_optovolokno_118895?BPCTRY=1)

32. A. Fenn Adaptive antennas and phased arrays for radar and communications / Massachusetts Institute of Technology, Lincoln Laboratory – Artech House Inc.,2008. 389 p. Палий А.И. Радиоэлектронная борьба. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.:

Воениздат, 1989. – 350 с.: ил.

33. Защита от радиопомех. Под ред. Максимова М.В. М., «Сов. радио», 1976, 496 с., ил.

34. Харисов В.Н., Яскин Ю.С., Ефименко В.С., Бойко С.Н., Быстраков С.Г., Пастухов А.В., Савельев С.А. Характеристики подавления помех в первом образце помехоустойчивой аппаратуры потребителей СРНСГЛОНАСС/GPS с адаптивной антенной решеткой – М.: Радиотехника(Журнал в журнале). №7 2010 г. с.127–136.

35. Ковита С. П., Козлов Р. Л., Коротков А. Н., Немов А. В., Тюфтяков Д. Ю., Царев В. М. Характеристики подавления помех в помехозащищенной аппаратуре потребителей ГНСС – М.: Новости навигации, №1 2016 г с.43–47.

36. Хореев А.А. Способы и средства подавления электронных устройств перехвата речевой информации // Специальная Техника – №5.– 2006.

37. Соловьев Ю.А. Системы спутниковой навигации. М.: Эко-Трендз,2000.

38. Landry, Rene Jr. et al., “Analysis of Potential Interference Sources and Assessment of Present Solutions For GPS/GNSS Receivers,” 4th Saint- Petersburg on INS, May 26-28, 2015 .

39. Васильев О.А., Егоров Д.О., Кадыков А.Н. Интеллектуальные системы блокирования сотовой телефонии: нет причины – нет подавления// Защита информации – №2. – 2005

40. Беллами Д. Цифровая телефония: пер. с англ./ под ред. А.Н. Берлина, Ю. Н. Чернышова – М. Эко-Трендз: 2004 г. – 640 с.: ил.

41. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д. Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.: ил.

42. Ратынский М. В. Основы сотовой связи./ Под ред. Д. Б. Зимина. – 2-е изд.,перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 2000. – 248 с.: ил.

43. Скляр Б. Цифровая связь: Теоретические основы и практическое

применение. : Изд. 2-е, испр. : пер. с англ. – М.: Издательский дом
«Вильямс», 2003 .– 1104 с.: ил.

44. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. – М.:
Радио и связь, 1989. – 440 с.

45. Телекомунікаційні системи та мережі. Структура й основні функції. Том
1.Електронний підручник, друге видання. //