

Міністерство освіти і науки України  
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Електронної та біомедичної інженерії  
(повна назва)

Кафедра Мікроелектроніки, електронних приладів та пристроїв  
(повна назва)

**КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА**  
**Пояснювальна записка**

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Авіаційні бортові антенні системи  
(тема)

Виконав:

здобувач 2 року навчання  
групи МНПм-23-1

Лупка Марина Юріївна  
(прізвище, ініціали)

Спеціальність 176 «Мікро- та наносистемна  
техніка»  
(код і повна назва спеціальності)

Тип програми освітньо-професійна  
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)

Освітня програма «Мікро- та наноелектронні  
прилади і пристрої»  
(повна назва освітньої програми)

Керівник професор каф. МЕЕПП  
Бондаренко І. М.  
(посада, прізвище, ініціали)

Допускається до захисту

Зав. кафедри \_\_\_\_\_  
(підпис) (прізвище, ініціали)

2025 р.

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Електронної та біомедичної інженерії  
(повна назва)

Кафедра Мікроелектроніки, електронних приладів та пристроїв  
(повна назва)

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Спеціальність 176 «Мікро- та наносистемна техніка»  
(код і повна назва)

Тип програми освітньо-професійна  
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)

Освітня програма «Мікро- та наноелектронні прилади і пристрої»  
(повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Зав. кафедри \_\_\_\_\_  
(підпис)

«\_\_\_\_» \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

**ЗАВДАННЯ**  
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

здобувачеві Лупці Марині Юріївні  
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Авіаційні бортові антенні системи

затверджена наказом університету від 06 грудня 2024 р. № 1284Ст.

2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

3. Вихідні дані до роботи: Відомості про сучасні типи антенних систем, що використовуються в авіації. Фазовані антенні решітки. Дані про вплив електромагнітних завад на бортові системи зв'язку та методи їх мінімізації.

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі 1. Теоретичні основи роботи антенних систем у радіокомунікаціях. 2. Аналіз сучасних типів антенних систем, що використовуються в авіації. 3. Дослідження впливу електромагнітних завад на антенні системи та методів їх мінімізації.

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслеників, схем, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій (п.5 включається до завдання за рішенням випускової кафедри)

1. Презентація – 10 слайдів.

---



---



---



---



---



---



---



---



---



---

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Терміни виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз літературних джерел, нормативних документів та стандартів	До 01.10.2024	
2	Дослідження сучасних антенних систем та їхніх характеристик	До 15.10.2024	
3	Аналіз фазованих антенних решіток: принципи роботи, переваги та застосування в авіації	До 17.11.2024	
4	Аналіз проблем електромагнітних завад і методів їх мінімізації	До 25.12.2024	
5	Підготовка до захисту	До 01.01.2025	

Дата видачі завдання \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

Здобувач \_\_\_\_\_  
(підпис)

Керівник роботи \_\_\_\_\_  
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

## РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка містить: 63 сторінок, 21 рисуноків, 2 таблиці, 6 посилання, 2 додатки.

### АНТЕННІ СИСТЕМИ, БОРТОВІ РАДІОКОМУНІКАЦІЇ, ЕМІ, ФАЗОВАНІ АНТЕННІ РЕШІТКИ, ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ

Об'єкт дослідження – системи бортових радіокомунікацій, що використовуються в авіації для забезпечення зв'язку між повітряними суднами, а також між літаком та наземними службами управління повітряним рухом.

Мета роботи – вивчення можливостей використання антенних систем для бортових радіокомунікацій в авіації, аналіз існуючих рішень, а також перспективних розробок, що можуть забезпечити підвищення якості та надійності зв'язку на борту літаків. Особливий акцент зроблено на дослідженні сучасних технологій, покращенню їхньої ефективності та мінімізації впливу на аеродинамічні характеристики літальних апаратів.

Метод досліджень – вивчення сучасної наукової літератури, стандартів технічних звітів та наукових статей для виявлення актуальних проблем і рішень у сфері антенних систем. Дослідження впливу електромагнітних завад на роботу антен та шляхи вирішення цієї проблеми. Крім того, застосовується системний підхід для розгляду антен як частини загальної системи радіокомунікацій літака, враховуючи їхню взаємодію з іншими бортовими системами.

## ABSTRACT

Explanatory note consists of: 63 pages, 21 pictures, 6 references, 2 tables, 2 appendices.

### ANTENNA SYSTEMS, ONBOARD RADIO COMMUNICATIONS, EMI, PHASED ARRAY ANTENNAS, ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

The object of research is onboard radio communication systems used in aviation to ensure communication between aircraft, as well as between aircraft and ground air traffic control services.

The purpose of the work is to study the possibilities of using antenna systems for onboard radio communications in aviation, to analyze existing solutions, as well as promising developments that can improve the quality and reliability of communication on board aircraft. Particular emphasis is placed on the study of modern technologies, improving their efficiency and minimizing the impact on the aerodynamic characteristics of aircraft.

Research method – studying modern scientific literature, technical report standards and scientific articles to identify current problems and solutions in the field of antenna systems. Studying the impact of electromagnetic interference on antenna operation and ways to solve this problem. In addition, a systematic approach is used to consider antennas as part of the overall aircraft radio communication system, taking into account their interaction with other onboard systems.

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ.....	7
ВСТУП.....	8
1 ОСНОВНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТА ПАРАМЕТРИ АНТЕН.....	9
2 ФАЗОВАНІ АНТЕННІ РЕШІТКИ.....	15
2.1 Принцип функціонування фазованих антенних решіток (ФАР)...	16
2.2 Огляд існуючих бортових радіолокаційних станцій (БРЛС) з фазованими антенними решітками .....	20
2.3 Підвищення точності вимірювання кутових координат повітряних об'єктів при багатоканальному прийомі радіолокаційного сигналу.....	25
3 ВПЛИВ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД НА АНТЕНІ СИСТЕМИ..	34
3.1 Фільтри ЕМП.....	34
3.2 Антенні системи з придушенням впливу завад.....	36
3.3 Антенна система з фазовою компенсацією завад.....	47
3.4 Екранування антен.....	59
ВИСНОВКИ.....	63
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	64
Додаток А Відомість кваліфікаційної роботи магістра.....	65
Додаток Б Ілюстраційні матеріали.....	66

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ,  
СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

АФАР – активна фазована антенна решітка

АС – антенні системи

БКК – блок керування комутаторами

БРЛС – бортові радіолокаційні станції

БФН – блок формування напруг

ДПФ – дискретне перетворення Фур'є

ДС – діаграма спрямованості

ЕМП – електромагнітні перешкоди

ЕМХ – електромагнітні хвилі

ККД – коефіцієнт корисної дії

КП – коефіцієнт посилення

КСД – коефіцієнт спрямованої дії

ПІРС – пристрій індикації і реєстрації сигналів

ППЧ – підсилювачі проміжної частоти

ПО – повітряні об'єкти

РЛС – радіолокаційні станції

СКП – середньоквадратична похибка

ФАР – фазована антенна решітка

ФХ – фазова характеристика

ХН – характеристика спрямованості

## ВСТУП

Сучасна авіація неможлива без високоефективних систем зв'язку, які забезпечують постійний обмін інформацією між повітряними суднами, а також між літаками та наземними службами управління повітряним рухом. Антенні системи є ключовим елементом цих комунікаційних систем, оскільки від їх надійності, якості та стійкості залежить безпека польотів, навігація, а також здатність літального апарата реагувати на змінні умови навколишнього середовища.

З розвитком технологій, таких як супутникові системи, цифрові протоколи передачі даних та фазовані антенні решітки, антенні системи для авіації зазнали значних технічних змін. Однак розробка і впровадження таких систем ускладнюються рядом факторів: необхідністю зменшення ваги та розмірів антени, її аеродинамічного впливу на літак, забезпечення роботи в складних умовах на великих висотах і швидкостях. У зв'язку з цим питання вибору та вдосконалення антен для авіаційного зв'язку є надзвичайно актуальним і важливим для авіаційної галузі.

## 1 ОСНОВНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТА ПАРАМЕТРИ АНТЕН

Антенами називаються пристрої, що випромінюють та приймають електромагнітні хвилі (ЕМХ). Антена є складовою частиною радіолокаційних, телевізійних, зв'язкових і ряду інших радіоелектронних засобів і значною мірою визначає їх технічні характеристики.

В більшій мірі антени реалізують принцип двоїстості, тобто, одну і ту ж антену можна використовувати як передачу, так і прийом ЕМХ. З метою кількісної оцінки якості функціонування антен та антенних систем використовують радіотехнічні показники, які поділяються на характеристики та параметри.

Радіотехнічними характеристиками називають функціональні залежності амплітуди, фази та коефіцієнта поляризації від напрямку на точку спостереження в рівновіддалених точках дальньої зони. До них відносяться: 1 – характеристика спрямованості, 2 – фазова характеристика, 3 – поляризаційна характеристика.

До радіотехнічних параметрів антен відносяться: 1 – випромінювана потужність  $P_{\Sigma}$ , 2 – опір випромінювання  $R_{\Sigma}$ , 3 – коефіцієнт спрямованої дії (КСД), 4 – коефіцієнт посилення (КП)  $G$ , 5 – коефіцієнт корисної дії (ККД)  $\eta$ , 6 – вхідний опір, 7 – діюча довжина (висота) антени  $h$ .

Визначення перерахованих характеристик та параметрів пов'язане з розв'язанням електродинамічного завдання. Зазвичай вихідними даними для розрахунку є форма та розміри антени, а також розподіл струмів (або полів) на її поверхні. У ході рішення знаходяться антенні характеристики та параметри. Цей метод називається методом аналізу.

Інший метод – метод синтезу. За допомогою цього методу за заданими характеристиками і параметрами визначаються розміри антени і розподіл в ній струмів.

Для визначення характеристик і параметрів антени весь простір, що її оточує, розбивають на певні зони, які називають ближньою і дальньою.

Близька зона - це частина простору, що безпосередньо прилягає до антени. Відстань до її зовнішнього кордону можна визначити за виразом

$$r_{\text{БЗ}} \leq \frac{L}{2} \left( \frac{1}{2} + \sqrt[3]{\frac{L}{\lambda}} \right),$$

де  $L$  – лінійний розмір антени,

$\lambda$  – довжина хвилі.

В даний час теорія розрахунку антен у ближній зоні не завершена, тому що в ній не працюють основні рівняння теорії Максвелла. Особливостями ближньої зони є: наявність у векторів напруженості електричного та магнітного полів крім поперечних складових ще й поздовжніх складових; швидке зменшення амплітуди поля з віддаленням від антени; комплексність вектора Пойнтінга; перевищення реактивної складової потужності поля над активною.

Далека зона - це простір, що оточує антену, починаючи із зовнішньої межі до нескінченності. Зовнішню межу можна визначити з умови

$$r \geq 2L^2/\lambda.$$

У зв'язку з цим розрахунок антенних характеристик та параметрів здійснюється лише у дальній зоні.

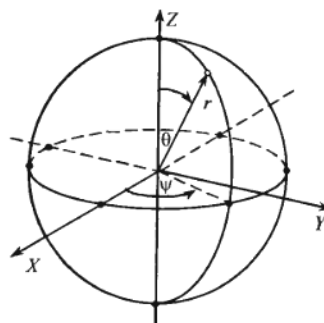
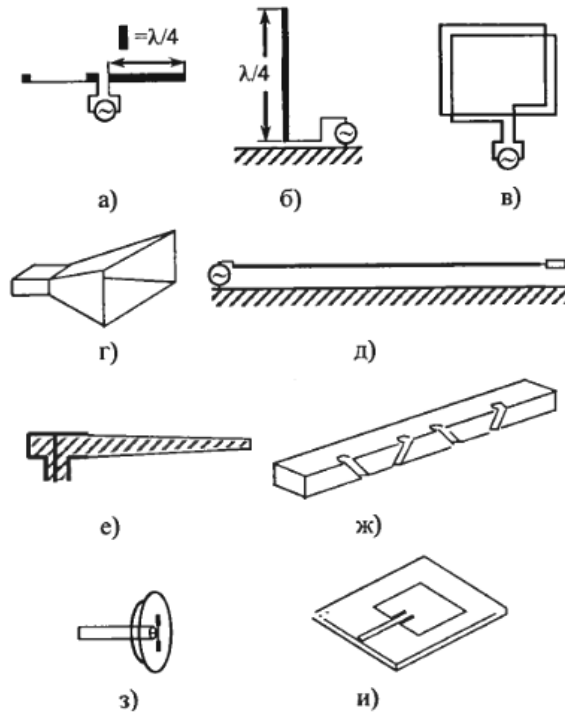


Рисунок 1.1 – Система координат

На рис. 1.1 представлена система координат, прийнята для пояснення етапів розрахунку антен. На ньому  $\theta$  – координата по розі місця,  $\varphi$  – координата по азимуту,  $r$  – відстань від антени до точки спостереження.

На рис. 1.2 представлені деякі типи антен, які знайшли широке застосування у різній апаратурі радіоелектронних систем.



а – напівхвильовий вібратор; б – чвертьхвильова штирова антена; в – рамкова антена; г – рупорна антена; д – антена біжучої хвилі; е – діелектрична антена; ж – щілинна антена; з – параболічна антена; и – друкована (мікросмужкова) антена

Рисунок 1.2 – Деякі типи антен:

Характеристика спрямованості (ХН) – це залежність амплітуди напруженості поля або щільності потоку потужності від напрямку на точку спостереження в рівновіддалених від антени точках дальньої зони. Вона обумовлює властивості антени, що полягають у розподілі електромагнітної енергії в навколишній простір.

Комплексна амплітуда напруженості електричного поля в дальній зоні у сферичній системі координат (рис. 1.1) записується у вигляді

$$E(\theta, \varphi, r) = \frac{K_0}{r} f(\theta, \varphi) e^{-j\beta r} = E(\theta, \varphi, r) e^{j\Phi(\theta, \varphi)}, \quad (1.1)$$

де  $K_0$  – постійна величина, що визначається амплітудою струму в антені;

$\theta, \varphi, r$  – координати точки спостереження;

$\beta = 2\pi/\lambda$  – хвильове число;

$E(\theta, \varphi, r)$  – амплітудний множник;

$e^{j\Phi(\theta, \varphi)}$  – фазовий множник;

$\Phi(\theta, \varphi)$  – фаза поля в дальній зоні, яка залежить від фази поля в антені;

$f(\theta, \varphi)$  – комплексна функція, яка залежить від пристрою антени.

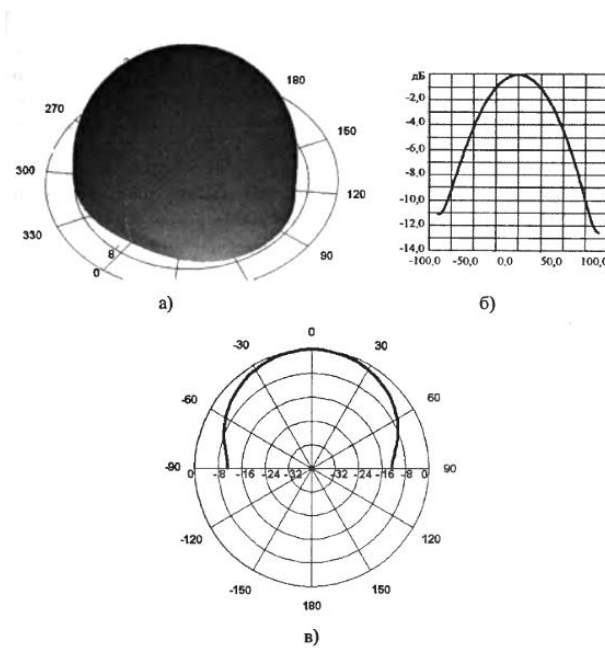
Якщо зафіксувати відстань ( $r = const$ ), вираз (1.1) визначає залежність комплексної амплітуди поля в дальній зоні від напрямку на точку спостереження. Ця залежність називається комплексною характеристикою спрямованості. Розглядаючи окремо залежність амплітуди та фази поля від напрямку, отримаємо амплітудну та фазову характеристики спрямованості.

Амплітудною ХН називається залежність амплітуди напруженості електричного поля в рівновіддалених точках дальньої зони від напрямку на точку спостереження. Модуль функції  $f(\theta, \varphi)$  у виразі (1.1) є амплітудна ХН.

Характеристика спрямованості є однією із основних характеристик антен, що визначають її спрямовані властивості.

Таким чином, ХН є поверхнею, яку описує своїм кінцем радіус-вектор  $r_0$  сферичної системи координат, величина якого пропорційна амплітуді напруженості антенного поля в даному напрямку. Тривимірна фігура, що отримується при цьому, називається діаграмою спрямованості (ДС) антени, або просторової ХН.

Тривимірне зображення ДС дає повне уявлення про ХН антени, проте його уявлення на площині зустрічає ряд труднощів, тому на практиці, в основному, використовують їх перерізи у 2-х основних площинах –  $E$  та  $H$ . Крім того, двовимірні ДС широко видаються 2 методами – у прямокутній та полярній системі координат. Приклади зображення ДС антени наведено на рис. 1.3.



а – тривимірне зображення; б – ДС у прямокутній системі координат; в – ДС у полярних координатах

Рисунок 1.3 – ДС антени

Фазовою характеристикою (ФХ) антени називається залежність фази випромінюваного антеною поля в дальній зоні від напрямку в просторі при постійній відстані від фазового центру антени до точок спостереження. Функція  $\Phi(\theta, \varphi)$  у виразі (1.1) і є ФХ.

Для точкового випромінювача, що випромінює сферичну хвилю, поверхня рівних фаз є сферою  $r(\theta, \varphi) = r_0$ ;  $\Phi(\theta, \varphi) = const$ , тобто ФХ має вигляд сфери.

Центр сфери називається фазовим центром. Для антен з багатопелюстковою ХН фазова характеристика описується складними поверхнями, окремі ділянки яких можна апроксимувати частиною сфери з різними радіусами. Якщо центри сфер збігаються, антена має єдиний фазовий центр. Якщо ж центри сфер розподілені у певному обсязі простору, то антена не має єдиного фазового центру.

ФХ зазвичай зображується у полярній системі координат.

Поле у дальній зоні антени характеризується поляризацією, тобто, характером зміни напрямку вектора  $\vec{E}$  у часі.

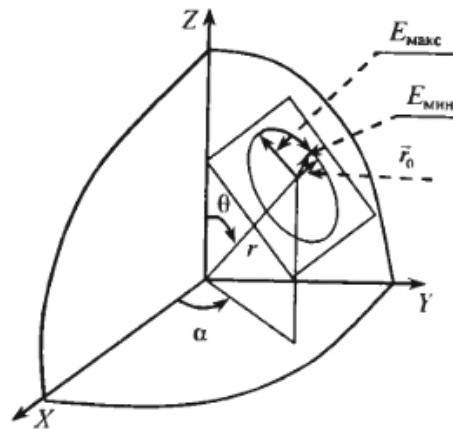


Рисунок 1.4 – Поляризаційний еліпс на площині за нормаллю поширення хвилі

У площині, нормальній до напрямку розповсюдження ЕМХ, за період частоти кінець вектора описує еліпс, який прийнято називати поляризаційним еліпсом (рис. 1.4). Цей еліпс характеризується трьома параметрами: коефіцієнтом еліптичності  $K_e$ , кутом нахилу великої півосі та напрямом обертання вектора  $\vec{E}$ .

Коефіцієнтом еліптичності називають співвідношення малої до великої півосі еліпса:

$$K_e = E_{min}/E_{max} = a/b,$$

де  $E_{min}$  – мінімальне значення напруженості електричного поля,

$E_{max}$  – максимальне значення напруженості електричного поля,

а і b – велика та мала півосі еліпса.

Видно, що  $K_e$  змінюється в рамках від 0 до 1. Значення  $K_e = 0$  відповідає лінійної поляризації, а  $K_e = 1$  – кругової поляризації. При всіх інших значеннях  $K_e$  поляризація буде еліптичною. У деяких випадках доводиться враховувати напрям обертання вектора  $\vec{E}$ , при цьому можна розрізнити відповідно лівосторонню та правосторонню поляризацію.

## 2 ФАЗОВАНІ АНТЕННІ РЕШІТКИ

Антенa є ключовим елементом радіокомунікаційних систем, що забезпечує перетворення електричної енергії в електромагнітну хвилю і навпаки. У режимі випромінювання вона отримує електричний сигнал від передавача і створює електромагнітні хвилі, які поширюються в просторі. У режимі прийому антенa захоплює електромагнітні хвилі з навколишнього середовища та перетворює їх на електричний сигнал, що передається до приймача.

З точки зору електроніки, антенa є пристроєм, який функціонує як елемент електричного кола, тому її робота визначається такими параметрами, як імпеданс, ємність, індуктивність і якість узгодження з іншими компонентами системи. Випромінювання електромагнітної хвилі відбувається в результаті змінного струму, що протікає через антену, і створює змінне електричне та магнітне поля. Частота змінного струму визначає довжину хвилі, а отже, і резонансну довжину антени.

Антени проектуються для роботи на певній частоті, що обумовлює їхню резонансну довжину і залежність характеристик від фізичних параметрів. Для забезпечення ефективності необхідне точне узгодження імпедансу антени з імпедансом передавача або приймача, що мінімізує відбиття сигналу і збільшує потужність випромінювання. Узгоджувальні пристрої, такі як тюнери або адаптери імпедансу, часто використовуються для покращення цього параметра.

Поляризація сигналу, що випромінюється антенною, визначається орієнтацією електричного поля у просторі, яка залежить від фізичної конструкції антени. Для роботи в різних умовах антени можуть бути обладнані активними елементами, наприклад діодами або транзисторами, для динамічної зміни їхніх характеристик, таких як діаграма спрямованості або поляризація.

З погляду електроніки, фазовані антенні решітки є інноваційними системами, що використовують електронні схеми для управління фазою сигналу на кожному елементі. Це дозволяє змінювати напрямок випромінювання без

механічного переміщення антен, що є надзвичайно важливим для бортових систем авіації.

Електронні процесори сигналів, інтегровані в антенні системи, забезпечують фільтрацію, підсилення та обробку сигналів для підвищення якості передачі. Особливо важливими є алгоритми компенсації шумів та перешкод, які реалізуються за допомогою активних електронних компонентів.

Крім того, для стабільності та захисту антен використовуються активні компоненти, такі як захисні діоди або варистори, які оберігають від перенапруги, що може виникнути під час блискавок або раптових імпульсів у мережі. Усі ці електронні складові роблять антену складним, багатофункціональним елементом, який інтегрується з іншими компонентами радіосистеми, забезпечуючи надійність і ефективність роботи в авіаційних умовах.

## 2.1 Принцип функціонування фазованих антенних решіток (ФАР)

Принцип функціонування ФАР заснований на ефекті інтерференції електромагнітних хвиль. ФАР забезпечує формування одного або декількох променів діаграми спрямованості, які рухаються в одній чи двох площинах. На ранніх етапах розвитку ФАР уявляли собою пасивні прилади, які мали один випромінювач та набір фазообертачів (рис. 2.1).

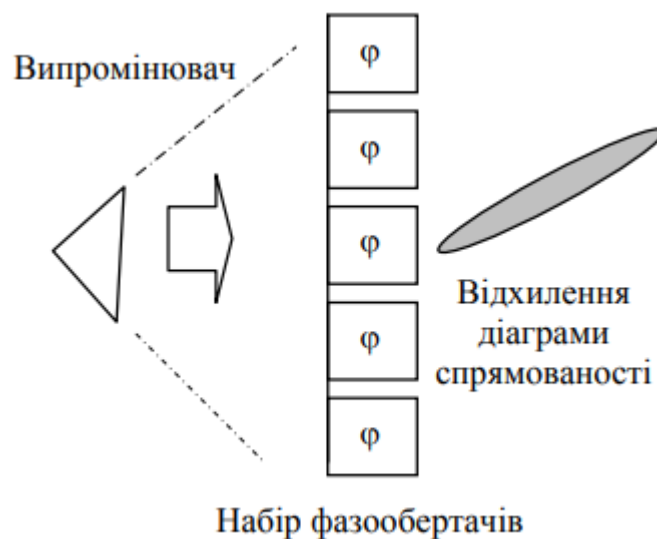


Рисунок 2.1 – Схема пасивної ФАР

Зміна розподілу фаз сигналів, які з'явилися в наслідок проходження сигналу з випромінювача через набір фазообертачів дозволяють сформувати промінь діаграми спрямованості у заданому напрямку.

Але найбільше поширення отримали саме активні фазовані антенні решітки (рис. 2.2).

Антенна уявляє собою лінійку випромінювачів, які на малюнку умовно представлені в якості рупорних антен. Вхід кожної антени з'єднаний з передавачем, приймачем або іншим пристроєм. Між входом антени та випромінювачем розташований фазовий обертач. Кожен фазовий обертач керується від єдиного пристрою і як наслідок формується необхідне розподілення фаз на випромінювачах.

На рис. 2.2 відображено фазовий фронт, розташований під кутом  $\alpha$  по відношенню до площини випромінювачів. Головний промінь діаграми спрямованості формується вздовж нормалі антени, або в нашому випадку до нормалі фазового фронту. Таким чином промінь діаграми спрямованості відхиляється від осі симетрії антени також на кут  $\alpha$ .

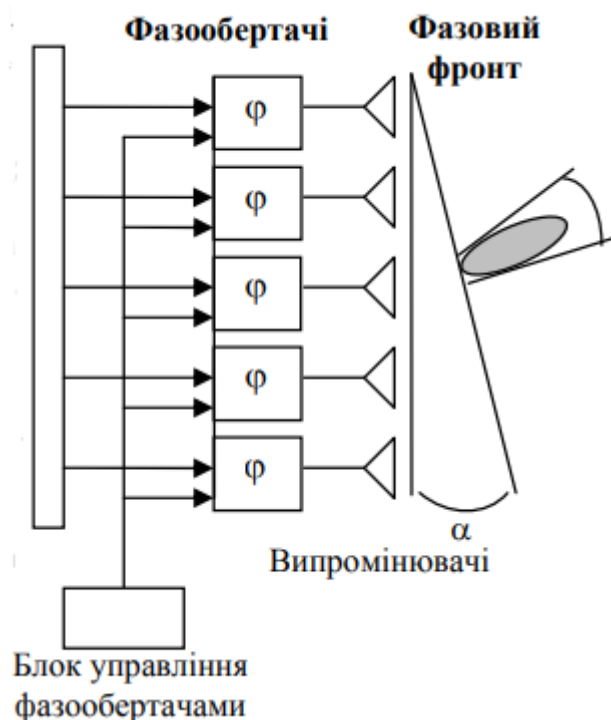


Рисунок 2.2 – Схема активної ФАР (АФАР)

Сучасні ФАР, які використовуються в бортових радіоелектронних комплексах мають складну побудову, яка обумовлена великою кількістю активних елементів. Активний елемент включає в себе випромінювач, фазообертач та кола керування фазообертачем. В свою чергу фазообертачі можуть бути або аналогові або напівпровідникові. Для приклада розрахуємо кількість активних елементів ФАР, яка необхідна для відхилення променя антени на кут  $\alpha = \pm 60^\circ$ .

Розглянемо решітку у вигляді лінійки елементів кількістю  $N$ . Враховуючи закони дифракції електромагнітних хвиль ширина діаграми спрямованості антени  $\gamma$  розраховується як відношення довжини хвилі  $\lambda$  на лінійний розмір антени (лінійки активних елементів):

$$\gamma = \frac{\lambda}{L}.$$

Розрахуємо сектор відхилення променя антени  $\Delta\alpha$ . Для однозначності визначення положення променя антени необхідно виконання умови, коли різниця фаз між сусідніми елементами змінювалась в межах  $\pm\pi$ . Тоді для відхилення променя на кут  $\Delta\alpha$  необхідно забезпечити наступний зсув фаз  $\Delta\varphi$  між сусідніми елементами антени:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \Delta\alpha, \quad (2.1)$$

де  $d$  – відстань між сусідніми елементами антени.

Враховуючи можливе значення зсуву фаз на сусідніх елементах перепишемо вираз (2.1) для граничних кутів відхилення антени  $\Delta\alpha_{min}$  та  $\Delta\alpha_{max}$ :

$$\Delta\alpha_{min} = -\arcsin\left(\frac{\lambda}{2d}\right),$$

$$\Delta\alpha_{max} = \arcsin\left(\frac{\lambda}{2d}\right).$$

Тоді сектор відхиленню променя антени  $\Delta\alpha$  визначатиметься на основі виразу

$$\Delta\alpha = \Delta\alpha_{max} - \Delta\alpha_{min} = 2 \arcsin\left(\frac{\lambda}{2d}\right),$$

Або у випадку, коли  $d \gg \lambda$

$$\Delta\alpha = \frac{\lambda}{d}.$$

Розрахуємо кількість  $N$  активних елементів в лінійки антени, як відношення сектору куту променя антени до ширини променя  $\gamma = 1^\circ$ :

$$N = \frac{\Delta\alpha}{\gamma} = \frac{L}{d} = 120 \quad (2.2)$$

Із аналізу виразу (2.2) можна зробити висновок, що конструкція лінійки елементів є достатньо складною. Якщо врахувати, що для забезпечення функціонування ФАР необхідно забезпечити відхилення променя в двох площинах, кількість активних елементів значно збільшиться. В свою чергу, забезпечення необхідного зсуву фаз на обертачах активних елементів вимагає високої продуктивності блоку управління. Така складність в розробці та виробництві авіаційних ФАР призводить до того, що не всі сучасні бойові літаки оснащуються бортовими радіолокаційними станціями з фазованими антенними решітками.

2.2 Огляд існуючих бортових радіолокаційних станцій (БРЛС) з фазованими антенними решітками

AN/APG-77 — це передова бортова радіолокаційна станція з активною фазованою антенною решіткою (АФАР), розроблена для винищувача п'ятого покоління F-22 Raptor. Ця система створена компанією Northrop Grumman у співпраці з Raytheon для забезпечення високих бойових можливостей, що відповідають сучасним вимогам авіаційної техніки. Основна особливість AN/APG-77 полягає у використанні активної фазованої антенної решітки, що включає понад 2 000 приймально-передавальних модулів. Кожен модуль відповідає за випромінювання та прийом сигналів, дозволяючи електронно змінювати напрямок променя без механічного руху антени. Це забезпечує високу швидкість сканування, точність і адаптивність у складних бойових умовах.

AN/APG-77 працює в режимах повітря-повітря і повітря-земля, дозволяючи одночасно виявляти, супроводжувати та ідентифікувати до 100 цілей. Завдяки високій чутливості радара він може виявляти малопомітні цілі, такі як стелс-літаки чи крилаті ракети, на великих відстанях. Радіолокаційна станція також підтримує режими синтезу апертури, що дозволяє створювати високоточні зображення земної поверхні для навігації та розвідки. Унікальною перевагою AN/APG-77 є низька радіолокаційна помітність самого радара. Завдяки використанню вузьких променів і змінних частот радіолокаційна станція важче виявляється засобами радіоелектронної розвідки супротивника.

AN/APG-77 підтримує інтеграцію з іншими системами F-22, такими як системи управління зброєю та електронної боротьби, що забезпечує повну ситуаційну обізнаність і ефективне виконання бойових завдань. Крім того, радіолокаційна станція має високу стійкість до перешкод завдяки адаптивним алгоритмам фільтрації і здатності виявляти джерела радіоелектронного подавлення. Система оптимізована для роботи в умовах сучасного поля бою, забезпечуючи пілоту значну перевагу над супротивником. AN/APG-77 стала проривною технологією, що поєднує передові функції, високу надійність і довговічність у найскладніших бойових умовах.



Рисунок 2.3 – БРЛС AN/APG-77

AN/APG-81 — сучасна бортова радіолокаційна станція з активною фазованою антенною решіткою (АФАР), розроблена для винищувача п'ятого покоління F-35 Lightning II. Вона створена компанією Northrop Grumman і є наступником AN/APG-77, використовуваної на F-22 Raptor, з покращеннями, спрямованими на розширення функціональних можливостей та інтеграцію з багатофункціональними системами літака. Основою радара є активна фазована антенна решітка, яка складається з тисяч приймально-передавальних модулів, що дозволяє електронно змінювати напрямок променя, здійснювати швидке сканування та одночасно виконувати декілька задач.

AN/APG-81 забезпечує високоточну роботу в режимах повітря-повітря та повітря-земля. У повітря-повітряному режимі радар може виявляти, супроводжувати та ідентифікувати численні цілі, включаючи малопомітні об'єкти, такі як стелс-літаки або крилаті ракети. У повітря-земляному режимі AN/APG-81 підтримує синтез апертури, дозволяючи створювати детальні зображення земної поверхні для навігації, розвідки та визначення цілей. Ця

функція є критично важливою для виконання високоточних ударів по наземних цілях.

AN/APG-81 інтегрується з іншими системами літака, включаючи системи управління зброєю, навігації, електронної боротьби та передачі даних. Радар забезпечує повну ситуаційну обізнаність пілота, зокрема можливість виявлення та ураження цілей за межами візуальної видимості. Унікальною особливістю AN/APG-81 є його здатність працювати в режимі багатофункціонального сканування, коли радар одночасно виконує декілька завдань, таких як пошук цілей, супровід і передача даних іншим платформам.

Система також розроблена для роботи в умовах інтенсивних радіоелектронних перешкод. Завдяки адаптивним алгоритмам фільтрації та цифровій обробці сигналів AN/APG-81 здатний забезпечувати надійну роботу навіть за наявності потужного подавлення з боку противника. Однією з ключових переваг радара є його інтеграція з мережецентричними операціями, що дозволяє F-35 виступати як вузол для передачі даних між різними елементами бойової системи. Крім того, AN/APG-81 підтримує режими виявлення загроз і функції електронної боротьби, зокрема здатність до активного придушення ворожих радарів.

Завдяки своїм характеристикам AN/APG-81 є ключовою частиною систем озброєння F-35 і забезпечує літаку унікальні можливості для виконання завдань як у повітряних боях, так і в ударах по наземних цілях. Його гнучкість, надійність і висока продуктивність роблять цей радар одним із найпередовіших у світі, що забезпечує F-35 значну перевагу на полі бою.



Рисунок 2.4 – БРЛС AN/APG-81

РЛС 80К6КС1 «Фенікс» — це сучасна мобільна тривимірна оглядова радіолокаційна станція з фазованою антенною решіткою, розроблена в Україні для виявлення, супроводу та ідентифікації повітряних цілей у широкому діапазоні висот і відстаней. Ця радіолокаційна система призначена для забезпечення роботи зенітно-ракетних комплексів і систем протиповітряної оборони, а також для використання у складі єдиної радіолокаційної мережі. «Фенікс» є однією з передових розробок української оборонної промисловості, що поєднує високу ефективність, надійність і мобільність.

Основою РЛС «Фенікс» є тривимірна активна фазована антенна решітка, яка дозволяє здійснювати електронне сканування в азимуті й куті місця без необхідності механічного обертання антени. Це забезпечує високу швидкість оновлення інформації та зменшує час реакції системи на зміну обстановки. РЛС працює в сантиметровому діапазоні хвиль, що дозволяє їй виявляти цілі з високою точністю. Вона здатна фіксувати цілі з ефективною площею розсіювання від 0,02 м<sup>2</sup>, що включає малопомітні повітряні об'єкти, такі як стелс-літаки та крилаті ракети.

«Фенікс» має вбудовані засоби автоматичного супроводу цілей, які дозволяють обробляти до 500 цілей одночасно. Система інтегрується з іншими елементами протиповітряної оборони через стандартизовані канали зв'язку, що дозволяє передавати дані в реальному часі для оперативного реагування. Крім того, РЛС здатна працювати в умовах інтенсивних радіоелектронних перешкод завдяки використанню адаптивних алгоритмів обробки сигналів та спеціальних фільтрів.

Мобільність є важливою характеристикою «Фенікса». Радіолокаційна станція встановлена на транспортній платформі, що дозволяє її швидке переміщення та розгортання у будь-якій місцевості. Час розгортання РЛС становить лише кілька хвилин, що забезпечує її ефективне використання в умовах динамічних бойових дій. Також «Фенікс» має високу енергоефективність, що дозволяє працювати автономно протягом тривалого часу.

РЛС 80К6КС1 є ключовим елементом у системах протиповітряної оборони України, здатною забезпечувати надійний захист від різноманітних повітряних загроз. Її технологічна передовість, висока точність, швидкодія та здатність виявляти навіть малопомітні цілі роблять її однією з найкращих у своєму класі. «Фенікс» також може працювати у складних погодних умовах і при високому рівні радіоелектронної протидії, що підтверджує її універсальність та ефективність.



Рисунок 2.5 – РЛС 80К6КС1 "Фенікс"

### 2.3 Підвищення точності вимірювання кутових координат повітряних об'єктів при багатоканальному прийомі радіолокаційного сигналу

Розвиток сучасних інформаційних технологій обумовлює перехід до створення та експлуатації багатфункціональних і багаторежимних радіолокаторів, що повинні у режимі реального часу забезпечувати надійне радіолокаційне спостереження повітряних об'єктів (ПО) у складних умовах повітряної і завадової обстановки. Даний перехід пов'язаний насамперед з впровадженням у радіолокаційних станціях (РЛС) цифрових ФАР з електронним керуванням променем (випромінюванням) та цифрової когерентної обробки складних сигналів. Вказані заходи дозволяють забезпечувати отримання повної координатної інформації по багатьох ПО, що одночасно спостерігаються РЛС з автоматичною її видачею споживачам.

Відомо, що в багатьох РЛС з ФАР кутові вимірювання ПО здійснюються з використанням фазового методу [1], згідно з яким, носієм інформації про просторове положення ПО є фазові зсуви прийнятих сигналів у елементах антенної решітки. Водночас, визначення кутових координат ПО засновано на вимірюванні кутового положення хвильового фронту електромагнітної хвилі (ЕМХ) відносно приймальної апертури.

Реальні умови поширення радіолокаційного сигналу є джерелом виникнення флуктуацій фазового фронту, що викликає порушення просторової когерентності прийнятого радіосигналу та зниження точності кутових вимірювань самого радіолокатору. Цей ефект обумовлений наявністю у атмосфері шарових та турбулентних неоднорідностей, формою і конфігурацією ПО, а також можливістю відбиття радіолокаційного сигналу від об'єктів, що заважають спостереженню РЛС.

Таким чином, вказані флуктуації потребують врахування, при цифровій просторовій обробці прийнятого радіолокаційного сигналу для підвищення точності визначення кутових координат ПО.

Згідно фазового методу вимірювання кутових координат ПО, інформація про кутову координату ПО міститься в різниці фаз коливань сусідніх каналів ФАР. При цьому, кутова координата  $\theta$  відносно рівнофазного напрямку визначається за формулою:

$$\theta = \arcsin \psi_0 \lambda / 2\pi d,$$

де  $\psi_0$  – зсув фаз сигналів у сусідніх елементах ФАР;

$\lambda$  – довжина хвилі РЛС;

$d$  – відстань між сусідніми елементами ФАР.

Зондувальні сигнали РЛС поширюються крізь турбулентні неоднорідності тропосфери, що призводить до флуктуацій показника її заломлення внаслідок можливих змін тиску, температури і вологості як у часі так і за висотою. Це обумовлює виникнення флуктуації фази прийнятого радіосигналу, що відбитий від ПО. Вказаний вплив може трактуватися як мультиплікативна завада. Оскільки неоднорідності тропосфери можна вважати статистично незалежними, то, в силу центральної граничної теореми, флуктуації фази і рівня мають нормальний закон розподілу [2].

Дисперсія  $\sigma_\varphi^2$  фазових флуктуацій сигналу у тропосфері можливо визначити за формулою:

$$\sigma_\varphi^2 = 0,1 C_\varepsilon^2 k^2 z L_0^{5/3}, \quad (2.3)$$

де  $C_\varepsilon^2 = 2\sigma_\varepsilon^2 / L_0^{2/3}$  – структурна постійна;

$\sigma_\varepsilon^2$  – дисперсія флуктуацій діелектричної проникності тропосфери;

$L_0$  – зовнішній масштаб турбулентності тропосфери;

$k = 2\pi/\lambda$  – хвильове число;

$z$  – шлях хвилі у тропосфері.

Для траси, що знаходиться у випадково неоднорідному середовищі, формулу для визначення радіуса кореляції фазових флуктуацій  $\rho$  можна записати у наступному вигляді:

$$\rho = (11C_{\varepsilon}^2 z / \lambda^2)^{-3/5}. \quad (2.4)$$

Як показано, флуктуації фази у тропосфері суттєві для сантиметрових і більш коротких хвиль. Величини дисперсії та радіусу кореляції фазових флуктуацій, що розраховані згідно виразів (2.3) і (2.4) для  $C_{\varepsilon}^2 = 10^{-13}$ ,  $\lambda = 5$  см,  $L_0 = 1$  км та різних значень  $z = 50, 100, 150$  і  $200$  км наведені у таблиці 1.

Дисперсія загальної похибки вимірювання кутової координати ПО визначається сумою дисперсій  $\sigma_{\theta}^2$  похибки, що обумовлена впливом внутрішніх шумів приймального пристрою РЛС й дисперсії  $\sigma_{\theta_{\text{фл}}}^2$  похибки, що викликана фазовими флуктуаціями радіолокаційного сигналу:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_{\theta}^2 + \sigma_{\theta_{\text{фл}}}^2.$$

При прийомі когерентного сигналу з випадковою рівномірно розподіленою початковою фазою і випадковою, розподіленою за законом Релея амплітудою на фоні внутрішнього шуму, дисперсію похибки оцінювання кутової координати для ФАР з рівномірним амплітудним розподілом можна визначити за формулою:

$$\sigma_{\theta}^2 = \frac{12}{q^2(4m^2-1)} \left(\frac{\lambda}{2\pi d}\right)^2, \quad (2.5)$$

де  $q^2$  – відношення сигнал/шум за потужністю;

$m = n/2$  – число пар симетричних елементів ФАР (відлік пар ведеться від центру ФАР);

$n$  – число елементів ФАР.

Коефіцієнт міжканальної кореляції фазових флуктуацій експонентного виду з радіусом кореляції  $\rho$  у сусідніх елементах ФАР можна записати наступним чином:

$$K(d) = e^{-d/\rho},$$

дисперсію флуктуаційної складової похибки вимірювання кута приходу радіолокаційного сигналу можна записати наступним чином:

$$\sigma_{\theta_{\text{фл}}}^2 = \frac{9\sigma_{\varphi}^2\lambda^2}{2\pi^2 d^2 m^2 (4m^2 - 1)^2} \left( \sum_{j=1}^m (2j - 1)^2 (1 - \exp\left(-\frac{d}{\rho}(2j - 1)\right)) \right) + 2 \sum_{l=1}^{m-j} \exp\left(-\frac{d}{\rho}l\right) \sum_{j=1}^{m-l} (2j - 1)(2j + 2l - 1) (1 - \exp\left(-\frac{d}{\rho}(2j - 1)\right)) \quad (2.6)$$

У таблиці 2.1 надані значення флуктуаційної складової середньоквадратичної похибки (СКП) вимірювання кутової координати  $\sigma_{\theta_{\text{фл}}}$  у градусах, що отримані згідно (2.6) для  $\lambda = 5$  см;  $2q = 100$  та  $d = \lambda / 2$ , а також її відношення до складової  $\sigma_{\theta}$ , що обумовлена впливом лише внутрішнього шуму приймального пристрою РЛС, що визначається за (2.5).

Таблиця 2.1 – Результати розрахунків

$z$ , км	50	100	150	200
$\sigma_{\varphi}^2$ , рад <sup>2</sup>	17	34	51	68
$\rho$ , м	98,8	65,2	51,1	23,3

Продовження таблиці 2.1

$z$ , км	50	100	150	200
$\sigma_{\theta_{\text{фл}}}^0$	0,18	0,32	0,44	0,75
$\sigma_{\theta_{\text{фл}}}/\sigma_{\theta}$	3	5,3	7,3	12,5

За результатами, що наведені у таблиці 1, можливо заключити, що у РЛС з ФАР флуктуаційна складова СКП вимірювання кутової координати ПО здатна у декілька разів перевершувати відповідну складову, що обумовлена впливом лише внутрішнього шуму приймального пристрою РЛС. Тобто, відсутність врахування фазових флуктуації сигналу при його просторовій обробці – є

причиною виникнення значних похибок вимірювання кутових координат ПО при багатоканальному прийомі радіолокаційного сигналу.

Пропозиції щодо підвищення точності кутових вимірювань ПО при багатоканальному прийомі радіолокаційного сигналу.

На даний час отримали інтенсивний розвиток цифрові антенні решітки, у яких аналоговий сигнал у кожному елементі перетворюється у цифровий код і подається на систему формування діаграми спрямованості (ДС) випромінювання. У такій системі здійснюється дискретне перетворення Фур'є (ДПФ) відцифрованих сигналів та формування ДС антени (ДСА) на прийом. При реалізації ДПФ для отримання інформації про кутову координату ПО, за умови нумерації елементів ФАР з нуля, результат обробки  $\dot{Y}_\Sigma$  коливань у  $n$  – елементній ФАР буде мати наступний вигляд:

$$\dot{Y}_\Sigma(u_i) = \sum_{k=0}^{n-1} y_k \exp\left\{-j \frac{2\pi}{n} k u_i\right\}. \quad (2.7)$$

де  $u_i = -n\psi_i/2\pi$ ;

$\psi_i$  – різниця фаз коливань  $y_k$  і  $y_{k+1}$  каналів ФАР, що відповідає вимірюваному напрямку  $\theta_i$ .

З точки зору антенної техніки, це означає формування ДСА на прийом з максимумом у напрямку  $\theta_i$ .

Оптимальне оцінювання кутової координати ПО з урахуванням мультиплікативного впливу корельованих флуктуацій фазового фронту хвилі радіолокаційного сигналу полягає у модифікації ДПФ шляхом введення у (2.7) вагових коефіцієнтів  $\zeta_k$  та відповідного обчислення:

$$\dot{Y}_\Sigma(u_i) = \sum_{k=0}^{n-1} \zeta_k y_k \exp\left\{-j \frac{2\pi}{n} k u_i\right\}.$$

Для ФАР з симетричним амплітудним розподілом, вагові коефіцієнти  $\zeta_k$  можуть бути розраховані наступним чином:

$$\frac{\zeta_k}{\zeta_l} = \frac{1}{(2k-1)^2} \frac{\dot{Y}_1 g_k}{\dot{Y}_k g_1} \quad k = 1, 2 \dots m,$$

де  $k$  – номер пари симетричних каналів, що відраховується від центру ФАР;

$\dot{Y}_k$  – амплітуда сигналу  $k$ -ї симетричної пари.

Симетричність вагових коефіцієнтів  $\zeta_k$  відносно центру ФАР дозволяє істотно скоротити об'єм обчислень при переході від модифікованого алгоритму дискретного до модифікованого алгоритму швидкого перетворення Фур'є. Причому, величини даних коефіцієнтів не грають ролі, а мають значення тільки співвідношення між ними.

Порядок обчислення даних вагових коефіцієнтів є достатньо складним, а відповідні математичні вирази для їх розрахунку не наводяться внаслідок їх зайвої громіздкості. Однак, як показано у роботі [3], при переважному впливі фазових флуктуацій над впливом адитивних коливань внутрішніх шумів, складові  $g_k$  від 1 до  $m-1$  каналів можна описати наступним чином:

$$g_k = \frac{(2k-1)^2}{\sum_{i=1}^{m-1} (2i-1)^2 + (2m-1)[2m-1-(2m-3)a]/(1-a)^2},$$

де  $a$  – коефіцієнт кореляції фазових флуктуацій в сусідніх елементах ФАР.

Таким чином, значення складових  $g_k$  збільшуються зі збільшенням номера симетричної пари елементів ФАР, а крайні канали мають найбільшу вагу:

$$g_m = \frac{[2m-1-(2m-3)a]/(1-a)^2}{\sum_{i=1}^{m-1} (2i-1)^2 + (2m-1)[2m-1-(2m-3)a]/(1-a)^2},$$

Вплив флуктуацій фазового фронту хвилі радіолокаційного сигналу зручно описувати наступним параметром:

$$\gamma = q^2 \sigma_\varphi^2 (1 - a).$$

На рисунку 2.6 надані графіки залежностей відношень  $\zeta_4/\zeta_1$  (рис. 2.6 а) та  $\zeta_5/\zeta_1$  (рис. 2.6 б) від значень параметра  $\gamma$  для випадку десяти-елементної ФАР при різних значеннях коефіцієнта міжелементної кореляції фазових флуктуацій  $a$ .

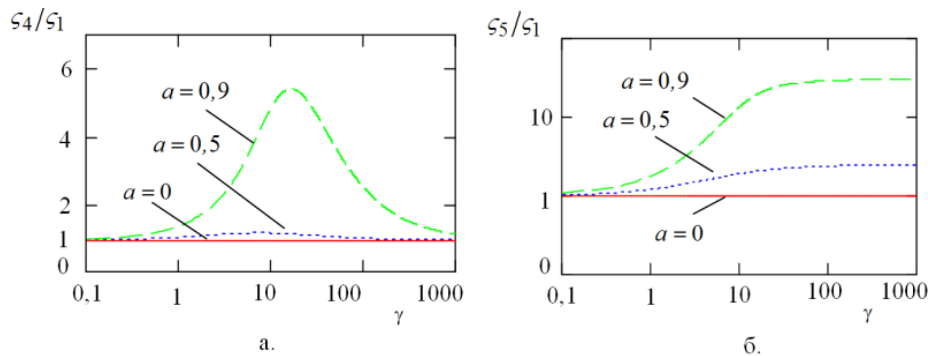


Рисунок 2.6 – Відношення  $\zeta_4/\zeta_1$  і  $\zeta_5/\zeta_1$  від значень параметра  $\gamma$  для випадку десяти-елементної ФАР

З наведених графіків (рис. 2.6), можливо заключити те, що при незначному впливі флуктуацій фазового фронту хвилі радіолокаційного сигналу ( $\gamma \ll 1$ ), відношення вагових коефіцієнтів  $\zeta_k/\zeta_1$  приймають значення близькі до одиниці. Тобто, величини вагових коефіцієнтів симетричних елементів ФАР мало відрізняються один від одного і враховують лише вплив внутрішніх шумів приймального пристрою. При переважному впливі даних флуктуацій ( $\gamma \gg 1$ ) відношення  $\zeta_5/\zeta_1$ , що відповідає крайній парі симетричних елементів антенної решітки, приймає найбільші значення, а решта відношень наближається до одиниці, що обумовлено найбільшим внеском крайньої пари у точність вимірювання кутової координати ПО. Вказаний ефект проявляється тим сильніше, чим більшим є значення коефіцієнта міжелементної кореляції фазових флуктуацій  $a$ .

У випадку, коли  $\gamma \gg 1$ , дисперсія похибки оптимального вимірювання кутової координати ПО у РЛС з ФАР при  $m \geq 2$  визначається наступним чином:

$$\sigma_{\text{опт}}^2 = \frac{1}{2} \left( \frac{\lambda}{\pi d \cos \theta} \right)^2 \frac{\sigma_{\varphi}^2 (1+a)}{1-a} \left\{ \sum_{k=1}^{m-1} (2k-1)^2 + \frac{(2m-1)[2m-1-(2m-3)a]}{(1-a)^2} \right\}. \quad (2.8)$$

З метою оцінювання можливостей підвищення точності кутових вимірювань ПО у РЛС з ФАР за рахунок врахування мультиплікативного впливу корельованих флуктуацій фазового фронту хвилі радіолокаційного сигналу, доцільно провести порівняння дисперсій похибок (2.5) та (2.8).

Оцінка можливостей підвищення точності кутових вимірювань за рахунок врахування мультиплікативного впливу корельованих флуктуацій фазового фронту хвилі радіолокаційного сигналу при його багатоканальному прийомі.

Ефективність оптимізації просторової обробки радіолокаційного сигналу можна оцінити наступним чином:

$$B = \sigma_{\theta}^2 / \sigma_{\text{опт}}^2. \quad (2.9)$$

З урахуванням (2.5) і (2.8) проведено оцінку вказаної ефективності (2.9) у залежності від дисперсії флуктуацій фазового фронту хвилі радіолокаційного сигналу для наступних вхідних даних:  $m=10$ ,  $\lambda = 0,1$  м.,  $q^2 = 100$  та  $d = \lambda/2$ . При цьому коефіцієнт кореляції фазових флуктуацій у сусідніх елементах ФАР  $a=0,99$ , що має місце в реальних умовах виконання РЛС завдань за призначенням.

Отримані графіки наведені на рисунку 2.7 для різних дальностей до ПО: 100 км (крива 1); 200 км (крива 2); 300 км (крива 3).

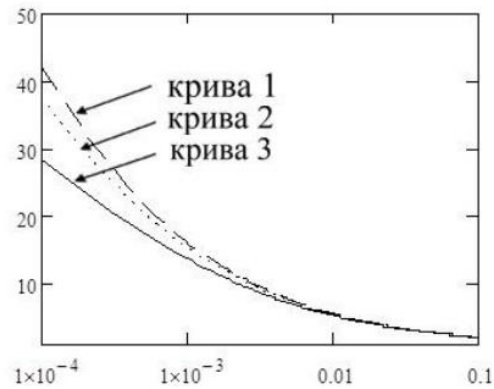


Рисунок 2.7 – Залежність відношення В від дисперсії фазових флуктуацій  $\sigma_\varphi^2$

З отриманих графіків можна заключити, що зі зменшенням дисперсії флуктуацій фазового фронту хвилі радіолокаційного сигналу, ефективність просторової обробки у РЛС з ФАР збільшується на величину до десятків разів. Тобто, при інтенсивності флуктуацій фазового фронту хвилі прийнятого радіолокаційного сигналу, що має місце у звичайних умовах функціонування РЛС, їх врахування забезпечує суттєве зниження похибок вимірювання кутових координат ПО. Однак, зі зростанням дисперсії фазових флуктуацій більше ніж  $0,1 \text{ рад}^2$ , їх врахування стає недоцільним.

Отже, вказане свідчить про те, що попереднє оцінювання статистичних характеристик флуктуацій фазового фронту хвилі прийнятого радіолокаційного сигналу дозволяє визначати умови застосування у РЛС з ФАР оптимальних алгоритмів і схем просторової обробки цього сигналу.

## 3 ВПЛИВ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД НА АНТЕНІ СИСТЕМИ

### 3.1 Фільтри ЕМП

Електромагнітні перешкоди (ЕМП) стосуються небажаних завад, викликаних поширенням електромагнітної енергії. Ця енергія може проявлятися у двох основних формах: провідні завади та випромінювані завади.

Провідні завади поширюються через електричні провідники (дроти, кабелі) у вигляді небажаних струмів або напругових імпульсів. Джерела провідних завад в авіації включають удари блискавки, іскріння електричних компонентів та шум, що виникає під час перемикання в силових перетворювачах.

Випромінювані завади поширюються повітрям у вигляді електромагнітних хвиль. Джерелами випромінюваних завад можуть бути внутрішні пристрої, наприклад, високочастотні кола, або зовнішні джерела, такі як наземні радари та передавачі зв'язку.

Авіаційне обладнання зі своїми чутливими електронними схемами є вразливим до ЕМП. Провідні завади можуть викликати небажані струми шуму в ланцюгах, що призводить до помилок у даних або нестабільної роботи. Випромінювані завади можуть взаємодіяти з чутливими компонентами, створюючи схожі проблеми. Наслідки збоїв, спричинених ЕМП, у літаку можуть варіюватися від незначних незручностей (наприклад, збої у відображенні даних) до потенційно катастрофічних ситуацій (наприклад, відключення автопілота або втрата зв'язку).

Фільтри ЕМП є критично важливим першим рубежем захисту для забезпечення авіаційних систем від шкідливого впливу перешкод. Ці фільтри діють як пристрої вибіркової частоти, які призначені для ослаблення небажаних сигналів ЕМІ, дозволяючи при цьому бажаним електричним сигналам проходити з мінімальними спотвореннями. Завдяки інтеграції відповідних фільтрів ЕМІ у

електричну систему літака можна суттєво підвищити стійкість авіаційного обладнання до ЕМП і забезпечити його надійну роботу.

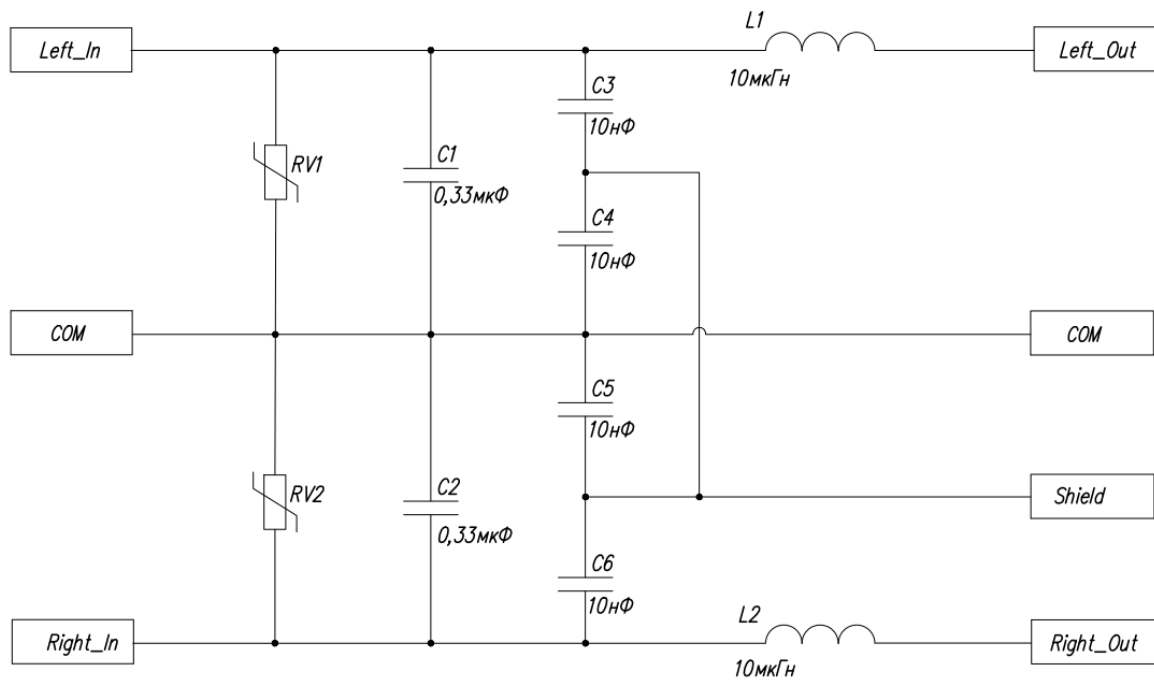


Рисунок 3.1 – Електрична принципова схема фільтра ЕМП

Основну роботу фільтра ЕМП можна зрозуміти, розглянувши простий дизайн низькочастотного фільтра (рис. 3.1). Цей тип фільтра зазвичай використовується для ослаблення високочастотних сигналів ЕМП, дозволяючи при цьому низькочастотним змінним струмовим сигналам проходити через нього. Низькочастотний фільтр зазвичай складається з комбінації конденсаторів і індукторів, розташованих у певній схемі.

Конденсатори діють як бар'єр для високочастотних струмів. Вони мають низький імпеданс для високочастотних сигналів, що дозволяє їм бути спрямованими на землю та розсіюватися у вигляді тепла. Для низькочастотних змінних струмів конденсатори ведуть себе як відкриті ланцюги, дозволяючи їм проходити з мінімальними перешкодами [4].

Індуктори мають високий імпеданс для швидко змінюваних струмів (високих частот) через свою властивість протидіяти змінам у потоці струму. Ця характеристика допомагає блокувати високочастотні сигнали ЕМП, які не можуть поширюватися далі по схемі. У свою чергу, індуктори мають мінімальний

імпеданс для стабільних або повільно змінюваних струмів (низьких частот), дозволяючи змінним струмовим сигналам проходити з мінімальним ослабленням.

Поєднуючи конденсатори та індуктори стратегічно у фільтровій схемі, можна створити налаштовану частотну відповідь, яка дозволяє бажаним сигналам проходити, а небажаним сигналам ЕМП поза певною частотою відсічення – ослаблюватися. Частота відсічення визначається як частота, при якій ослаблення фільтра досягає певного рівня (наприклад, 3 дБ). Нижче частоти відсічення фільтр має мінімальне ослаблення, дозволяючи бажаним сигналам проходити. Вище частоти відсічення ослаблення фільтра швидко зростає, ефективно блокуючи небажані сигнали ЕМП.

### 3.2 Антенні системи з придушенням впливу завад

Розглянемо структурну схему антенної системи (АС) з амплітудною компенсацією завади. Ця схема може використовуватись для вимірювання параметрів електромагнітного поля в складній заводській обстановці.

В АС, що складається з двох елементів, компенсація завади здійснюється схемою, в якій використовуються інтегратори. Але процес інтегрування викликає затримку обчислення проміжних результатів і тим самим знижує швидкодію пристрою. Також схема пристрою ускладнюється, оскільки в кінці кожного періоду інтегрування напруга на виході інтегратора повинна набувати початкового значення. І, нарешті, досить важливою є вимога, щоб частота завади відрізнялася від частот сигналу, тобто щоб коливання завади і сигналу не були когерентними. А це значить, що при такому способі адаптації до електромагнітної обстановки неможливо позбутися від інтерференційної завади, яка виникає внаслідок багатошляхового поширення радіохвиль.

Усунення вказаних недоліків вимагає розробки іншого алгоритму функціонування пристрою обробки сигналів. В новій схемі пристрою бажано не

використовувати процеси інтегрування і передбачити можливість компенсації завади, яка формується радіохвилями з тією ж частотою, що і корисний сигнал.

Розглянемо можливість компенсації завади за допомогою АР, що складається з трьох елементів (рис. 3.2).

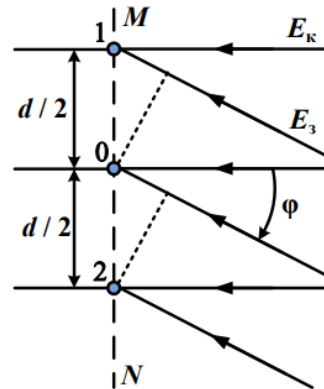


Рисунок 3.2 – Схематичне зображення триелементної АР

Електромагнітна хвиля з корисною інформацією падає на антенну систему перпендикулярно лінії розташування елементів решітки  $MN$ . Завадова хвиля має напруженість  $E_3$  і падає на антену під кутом  $\varphi$  відносно перпендикуляру до лінії  $MN$ . В загальному випадку

$$\begin{cases} E_k = E_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k), \\ E_3 = E_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3), \end{cases}$$

де  $E_m^k$  і  $E_m^3$  – амплітудні значення напруженості електричних полів радіохвиль корисного сигналу і завади;

$\omega_k$  і  $\omega_3$  – колові частоти електромагнітних коливань сигналу і завади;

$\psi_k$  і  $\psi_3$  – початкові фази коливань сигналу і завади;

$t$  – поточний час.

З рис. 3.2 випливає, що напруги на затискачах елементів АР описуються як:

$$U_0 = l_d E_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k) + l_d E_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3);$$

$$U_1 = l_d E_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k) + l_d E_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3 - \psi);$$

$$U_2 = l_d E_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k) + l_d E_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3 + \psi);$$

де  $U_0$ ,  $U_1$  та  $U_2$  – напруга на затискачах елементів 0, 1 і 2;

$l_d$  – діюча довжина елемента АР;

$\psi = \frac{kd}{2} \sin\varphi$  – фазовий зсув, який обумовлений різницею ходу променів.

Для обробки отриманих напруг доцільно використати перенос частотних спектрів сигналу і завади в більш зручний діапазон і забезпечити подальші перетворення на вибраній фіксованій проміжній частоті [5]. Позначимо коефіцієнт передачі цих допоміжних блоків пристрою як  $A$ . Напруги після частотного перетворення і підсилення із збереженням амплітудних і фазових співвідношень набудуть вигляду:

$$U_3 = AU_0; U_4 = AU_1; U_5 = AU_2.$$

Напругу  $U_3$  можна представити так:

$$U_3 = U_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k) + U_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3),$$

де амплітуди напруг корисного сигналу  $U_k$  і завади  $U_3$  визначаються як

$$\begin{cases} U_m^k = Al_d E_m^k; \\ U_m^3 = Al_d E_m^3. \end{cases}$$

Сума напруг  $U_4$  і  $U_5$  становить

$$U_6 = U_4 + U_5 = 2U_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k) + 2U_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3) \cos\psi$$

і різниця

$$U_7 = U_4 - U_5 = 2U_m^3 \sin(\omega_3 t + \psi_3) \sin\psi. \quad (3.1)$$

Підсилимо напругу  $U_3$  рівно в два рази і віднімемо від неї напругу  $U_6$ . В результаті отримаємо:

$$U_8 = 2U_3 - U_6 = 2U_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3) (1 - \cos\psi). \quad (3.2)$$

Вирази (3.1) і (3.2) дають можливість визначити фазовий зсув  $\psi$ . Після амплітудних детекторів напруги (3.1) і (3.2) набувають вигляду:

$$\begin{cases} U_9 = |2U_m^3 \sin\psi|; \\ U_{10} = 2U_m^3 (1 - \cos\psi). \end{cases}$$

Відношення одержаних напруг дорівнює:

$$\frac{U_9}{U_{10}} = \frac{\sin\psi}{1 - \cos\psi} = a, \text{ при } \sin\psi > 0 \text{ і } a > 0. \quad (3.3)$$

Можливі два варіанти розрахунку фазового зсуву. При першому варіанті розв'язуємо рівняння (3.3) відносно змінної  $\cos\psi$  (або  $\sin\psi$ ):

$$\sin\psi = a(1 - \cos\psi). \quad (3.4)$$

В другому варіанті знаходимо

$$\frac{\sin\psi}{1 - \cos\psi} = \frac{2\sin\frac{\psi}{2}\cos\frac{\psi}{2}}{2\sin^2\frac{\psi}{2}} = \operatorname{ctg}\frac{\psi}{2} = a \quad (3.5)$$

Тоді з виразу (3.5) отримаємо:

$$\operatorname{ctg}\psi = \frac{a^2 - 1}{2a}. \quad (3.6)$$

А з рівняння (3.4) отримуємо:

$$\cos\psi = \frac{a^2 - 1}{a^2 + 1}, \quad (3.7)$$

$$\sin\psi = \frac{2a}{a^2 + 1}. \quad (3.8)$$

Вирази (3.6) і (3.8) справедливі, коли напрям падіння хвилі завади знаходиться в першому квадранті. Вираз (3.7) справедливий для азимутального кута  $\varphi$ , який знаходиться в межах  $-\pi/2 \leq \varphi \leq \pi/2$ . Отже, використання виразів (3.6) або (3.8) вимагає додаткового визначення знаку кута  $\psi$ , що може дещо ускладнити схему обробки сигналів. Але є ще один фактор, який впливає на подальший вибір алгоритму обробки напруг. Це динамічний діапазон зміни коефіцієнта передачі керованого чотириполіусника. Якщо використовується величина  $\cos\psi$  (3.7), то необхідно помножити амплітуду напруги  $U_3$  на  $2\cos\psi$

$$U_{11} = 2U_3 \cos\psi = 2U_m^k \cos\psi \cos(\omega_k t + \psi_k) + 2U_m^3 \cos\psi \cos(\omega_3 t + \psi_3).$$

Віднімемо напругу  $U_{11}$  від напруги  $U_6$

$$U_{12} = U_6 - U_{11} = 2U_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k) (1 - \cos\psi). \quad (3.9)$$

З виразу (3.9) отримуємо, що напруга корисного сигналу, яка пропорційна напруженості поля  $E_k$ , дорівнює

$$U_{13} = \frac{U_8}{1 - \cos\psi} = 2U_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k).$$

Отже, щоб отримати напругу сигналу без завад, необхідно амплітуду напруги  $U_2$  помножити на величину  $1/(1 - \cos\psi)$ . Практично це можна зробити, якщо напругу  $U_2$  подати на вхід чотириполіусника, коефіцієнт передачі якого

визначається як  $K_1 = 1/(1 - \cos\psi)$  і який залежить від кута  $\psi$ . Динамічний діапазон коефіцієнта передачі змінюється при зміні положення джерела завади, тобто від азимутального кута  $\varphi$ .

На рис. 3.3 зображена залежність коефіцієнта передачі від азимутального кута за умови, що відстань між елементами антени  $d = \lambda/2$ . При малих значеннях кута  $\varphi$  коефіцієнт підсилення різко зростає, що і обмежує мінімальні азимутальні кути.

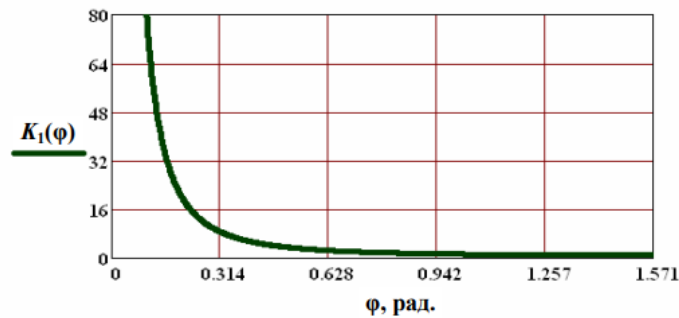


Рисунок 3.3 – Залежність коефіцієнта передачі  $K_1$  від азимутального кута  $\varphi$

В інших способах компенсації завади чотиріполюсник повинен мати коефіцієнт передачі  $K_2 = 0,5\operatorname{cosec}\psi$  або  $K_3 = \operatorname{ctg}\psi$ . Але в цих випадках необхідно мати інформацію про знак азимутального кута  $\varphi$ . Тобто необхідно знати, в якому квадранті знаходиться напрям поширення хвилі.

Для визначення знака азимутального кута  $\varphi$  використаємо напруги  $U_7$  і  $U_8$ . З виразу (3.2) випливає, що напруга  $U_8$  не залежить від знака фазового зсуву  $\psi$ . Напруга  $U_7$  (3.1) змінює фазу на  $180^\circ$  в залежності від знака кута  $\psi$ . Зсунемо фазу напруги  $U_7$  на  $90^\circ$ . Отримуємо

$$U_{14} = 2U_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3) \sin\psi.$$

Сума напруг визначається як

$$U_{15} = U_8 + U_{14} = 4U_m^3 \sin \frac{\psi}{2} \cos(\omega_3 t + \psi_3) \left( \sin \frac{\psi}{2} + \cos \frac{\psi}{2} \right).$$

Різниця прийме вигляд

$$U_{16} = U_8 - U_{14} = 4U_m^3 \sin \frac{\psi}{2} \cos(\omega_3 t + \psi_3) \left( \sin \frac{\psi}{2} - \cos \frac{\psi}{2} \right).$$

Після детекторів отримаємо амплітуди напруг  $U_{15}$  і  $U_{16}$

$$\begin{cases} U_{17} = \left| U_m^3 \sin \frac{\psi}{2} \left( \sin \frac{\psi}{2} + \cos \frac{\psi}{2} \right) \right|; \\ U_{18} = \left| U_m^3 \sin \frac{\psi}{2} \left( \sin \frac{\psi}{2} - \cos \frac{\psi}{2} \right) \right|. \end{cases}$$

Піднесемо напруги до квадрату

$$\begin{cases} U_{17}^2 = (U_m^3 \sin \frac{\psi}{2})^2 (1 + \sin \psi); \\ U_{18}^2 = (U_m^3 \sin \frac{\psi}{2})^2 (1 - \sin \psi). \end{cases}$$

Відношення квадратів напруг позначимо символом

$$b^2 = \frac{U_{17}^2}{U_{18}^2} = \frac{1 + \sin \psi}{1 - \sin \psi}. \quad (3.10)$$

З виразу (3.10) отримаємо формулу для визначення кута  $\psi$ :

$$\sin \psi = \frac{b^2 - 1}{b^2 + 1}. \quad (3.11)$$

З формули (3.11) випливає, що коли напруга  $U_{15} > U_{16}$ , то фазовий зсув  $\psi > 0$ , тобто азимутальний напрям падіння хвилі завади знаходиться в першому квадранті. Якщо  $U_{15} < U_{16}$ , то  $\psi < 0$  і азимутальний кут  $\psi$  знаходиться у четвертому квадранті.

За відомим значенням функції  $\sin\psi$  (3.11) можна створити чотириполюсник з коефіцієнтом передачі  $K_2 = 0,5\cos\psi$ . Залежність коефіцієнта передачі  $K_2$  від азимутального кута  $\varphi$  наведена на рис. 3.4.

Помноживши напругу  $U_{14}$  на коефіцієнт передачі чотириполюсника, визначимо напругу завади

$$U_{19} = K_2 U_{14} = U_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3).$$

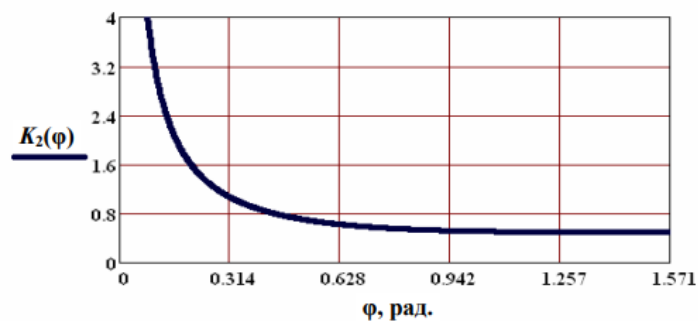


Рисунок 3.4 – Залежність коефіцієнта передачі  $K_2$  від азимутального кута  $\varphi$

Різниця напруг  $U_3$  і  $U_{19}$  дорівнює напрузі корисного сигналу:

$$U_{20} = U_3 - U_{19} = U_m^K \cos(\omega_K t + \psi_K).$$

Третій спосіб виокремлення напруги сигналу полягає у використанні коефіцієнта передачі чотириполюсника

$$K_3 = \operatorname{ctg}\psi = \frac{2b^2}{b^2 + 1}.$$

При підведенні до входу чотириполюсника напруги  $U_{14}$  на вихідних затискачах отримаємо

$$U_{21} = U_{14} \operatorname{ctg}\psi = 2U_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3) \cos\psi.$$

Віднімаємо цю напругу від напруги  $U_6$

$$U_{22} = U_6 - U_{21} = 2U_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k).$$

Зміна коефіцієнта передачі  $K_3$  в залежності від азимутального кута  $\varphi$  зображена на рис. 3.5.

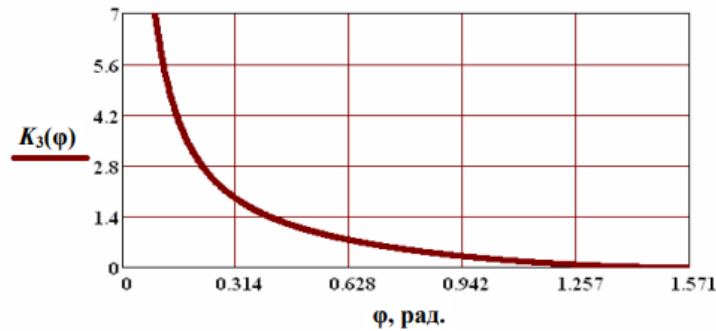


Рисунок 3.5 – Залежність коефіцієнта передачі  $K_3$  від азимутального кута  $\varphi$

Якщо  $\psi = 90^\circ$ , то  $K_1 = 1$ ,  $K_2 = 0,5$ ,  $K_3 = 0$ . При  $\psi \rightarrow 0$  всі коефіцієнти передачі повинні наближатися до нескінченно великих значень.

Чотириполосник з коефіцієнтом передачі  $K_3$  при  $\varphi \leq 30^\circ$  представляє собою підсилювач, а при  $\varphi \geq 30^\circ$  – подільник напруги. Чотириполосники з коефіцієнтом передачі  $K_1$  або  $K_2$  можуть використовуватися як підсилювачі з керованим коефіцієнтом підсилення. Чотириполосник з коефіцієнтом передачі  $K_2$  має менший динамічний діапазон коефіцієнта підсилення у певному інтервалі кутів  $\varphi$ , чим чотириполосник з передачею  $K_1$ .

Схемна реалізація виведених функціональних зв'язків для визначення напруги корисного сигналу, напруги завади та азимутального кута положення джерела завади зображено на рис. 3.6.

На затискачах вібраторів, які є елемента лінійної АР, наводяться напруги  $U_0$ ,  $U_1$  і  $U_2$ . В пристрої обробки сигналів передбачена можливість настройки і контролю передач каналів передачі напруг від вихідних затискачів елементів антенної до вихідних затискачів антенної системи. Тому виходи елементів антенної решітки приєднані до входів комутаторів (К), які під дією сигналів управління від блока керування комутаторами (БКК) можуть подавати на вхід

каналів обробки або еталонні напруги від блока формування напруг (БФН), або вихідні напруги елементів АР.

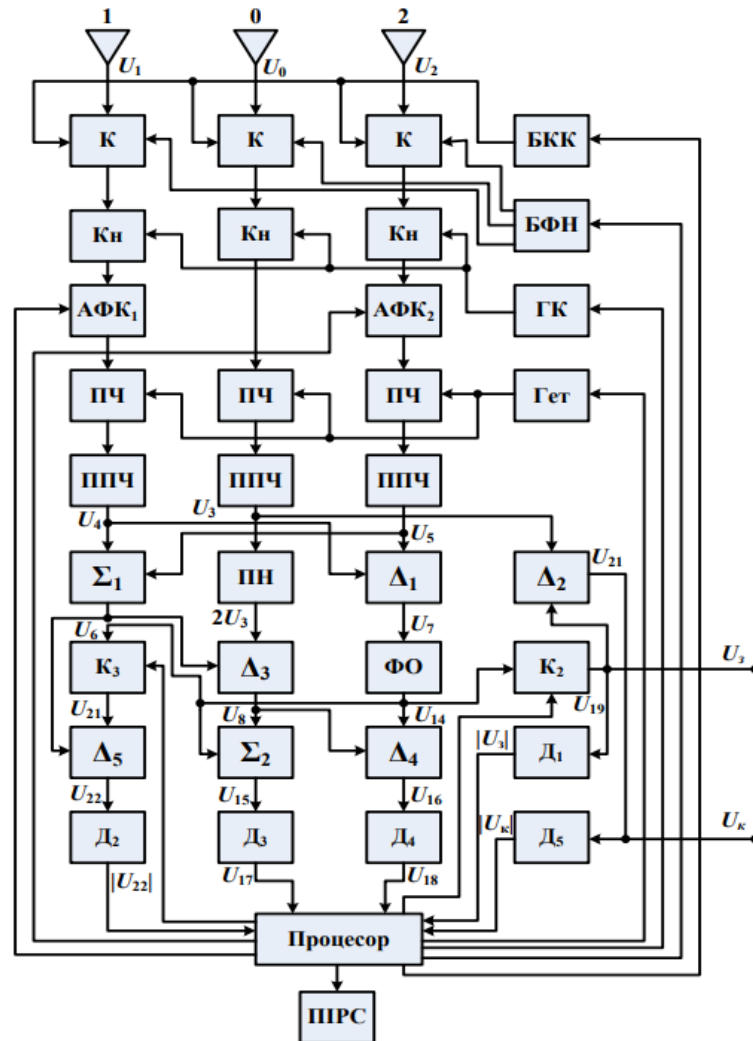


Рисунок 3.6 – Структурна схема триелементної АС

В режимі нормальної роботи напруги  $U_0$ ,  $U_1$  і  $U_2$  перетворюються за частотою. При перенесенні напруг  $U_0$ ,  $U_1$  і  $U_2$  в іншу частотну смугу зберігаються амплітудні і фазові співвідношень. Наявність конверторів (Кн), що живляться від одного генератора, дає можливість використовувати пристрій обробки сигналів у декількох частотних діапазонах.

Передачу  $A$  каналу передачі сигналів елемента 0 вважаємо опорною, а в каналах елементів 1 і 2 передбачені амплітудно-фазові коректори АФК<sub>1</sub> і АФК<sub>2</sub>, за допомогою яких настраюють передачі  $A_1$  і  $A_2$  рівними передачі  $A$ . За допомогою гетеродина (Гет) і перетворювачів частоти (ПЧ) здійснюється ще

одне частотне перенесення сигналів у досить вузьку смугу проміжної частоти, на якій більш доцільно використовувати подальші фазові і амплітудні перетворення сигналів. Підсилювачами проміжної частоти (ППЧ) напруги збільшуються до рівнів, які забезпечують впевнене функціонування вузлів пристрою.

На виході ППЧ отримуємо напруги  $U_3$ ,  $U_4$  і  $U_5$ . Напруга  $U_6$  утворюється за допомогою суматора  $\Sigma_1$ . Напруга  $U_7$  з'явиться в результаті віднімання напруги  $U_5$  від напруги  $U_6$  пристроєм обчислення різниці напруг  $\Delta_1$ . Амплітуда напруги  $U_3$  збільшується вдвічі підсилювачем напруги ПН (масштабним операційним підсилювачем). Різниця напруг  $U_8$  утворюється на виході блока  $\Delta_3$ . Фазообертач ФО зсуває фазу напруги  $U_7$  на  $90^\circ$  і на його вихідних затискачах з'являється напруга  $U_{14}$ . Сформовані напруги  $U_8$  і  $U_{14}$  дають можливість знайти після підсумування суматором  $\Sigma_2$  напругу  $U_{15}$  і після віднімання блоком  $\Delta_4$  напругу  $U_{16}$ . Значення їх амплітуд  $U_{17}$  і  $U_{18}$ , отримані після амплітудних детекторів  $D_3$  і  $D_4$ , використовуються в процесорі для обчислення кута  $\psi$  за формулами (3.10) і (3.11).

Оскільки значення кута  $\psi$  стає відомим, то процесор відпрацьовує команди для встановлення коефіцієнта передачі  $K_2 = 0,5 \cos \psi$  і  $K_3 = \operatorname{ctg} \psi$ . Напруга  $U_{14}$ , яка підведена до входу чотиріполюсника з коефіцієнтом передачі  $K_2$  набуває значення  $U_{19}$ . Отже, значення напруги завади  $U_3$  стає відомим. Це дає можливість відняти від напруги  $U_3$ , яка складається з двох компонент (напруги корисного сигналу і напруги завади) за допомогою операційного підсилювача  $\Delta_2$  напругу завади і отримати напругу  $U_{20}$ , яка однозначно дорівнює напрузі корисного сигналу  $U_K$ . Амплітуди корисного сигналу і завади після детекторів  $D_1$  і  $D_5$  надходять у процесор.

Використовуючи ще три каскади, а саме чотиріполюсник з керованим коефіцієнтом передачі  $K_3$ , операційний підсилювач з диференціальним входом  $\Delta_5$  і детектор  $D_2$  згідно з виразами  $U_{21}$  і  $U_{22}$ , можемо отримати напругу корисного сигналу  $U_{22}$  і його амплітуду  $|U_{22}|$ . У процесорі за відомими діючою довжиною елементів АР  $l_d$  і коефіцієнтом передачі каналів  $A$  обчислюються напруженості

поля корисного сигналу  $U_m^k$  і сигналу завади  $U_m^3$ . Результати обчислень  $\varphi$ ,  $|U_k|$ ,  $|U_3|$ ,  $|U_m^k|$  і  $|U_m^3|$  виводяться на пристрій індикації і реєстрації сигналів (ПРС).

У процесі контролю працездатності АС команди процесора перемикають комутатори за допомогою блоку БКК, вмикають БФН, який генерує серію тестових сигналів, встановлюють необхідні частоти генераторів ГК і Гет і за результатами обчислених значень  $\varphi$ ,  $|U_k|$  і  $|U_3|$  відпрацьовують команди управління амплітудно-фазовими коректорами АФК<sub>1</sub> і АФК<sub>2</sub>.

### 3.3 Антенна система з фазовою компенсацією завад

В попередньому підрозділі була розглянута АС з амплітудною компенсації завади. Її недоліками є необхідність використання каналів обробки сигналів з коефіцієнтами підсилення, пропорційними котангенсу кута, під яким надходить завада. Це обмежує можливість компенсації завади при малих кутових рознесеннях джерел корисного сигналу і завади. Крім того, схема автоматичної компенсації завади відносно складна. Методи фазової компенсації не будуть вимагати від системи обробки сигналів значних коефіцієнтів підсилення та складних алгоритмів обробки радіочастотних сигналів.

Відомо, що АР, яка компенсує напругу завади за допомогою фазового зсуву, повинна складатися з парного числа елементів. Очевидно, що мінімальна кількість елементів, яка задовольняє таку умову, це два випромінювачі. Але АС двох випромінювачів – це звичайна рівноамплітудна АР. При великих відстанях між елементами ДС є багатопелюстковою з певною кількістю нулів і пелюсток однакової інтенсивності. Така ДС практично не забезпечує просторову фільтрацію, тому мінімальне число елементів необхідно збільшити вдвічі [6].

Отже, необхідно розглянути можливість створення АР, яка складалась би з чотирьох елементів і забезпечувала придушення завади, частота якої збігається з частотою сигналу. Додатковими вимогами до такої АС є здатність працювати в автоматичному режимі і в процесі компенсації завади створювати достатній для роботи радіолінії рівень корисного сигналу.

Схема АР зображена на рис. 3.7. Розглянемо її функціонування в режимі випромінювання. Точка спостереження знаходиться в дальній зоні під кутом  $\theta$  до перпендикуляра, який проведений до лінії розташування випромінювачів  $pq$ . Вважаємо, що випромінювачі ненапрявлені. Це можуть бути симетричні вібратори, перпендикулярні площині креслення. Напрями поширення радіохвиль від кожного з випромінювачів позначені як  $r_1, r_2, r_3$  та  $r_4$  і вони паралельні один одному.

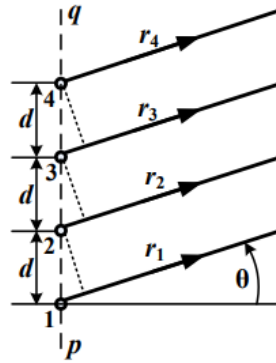


Рисунок 3.7 – Формування поля випромінювання

Відстані між випромінювачами однакові і дорівнюють  $d$ . З рис. 3.7 видно, що відстань від  $s$ -го випромінювача до точки спостереження можемо представити у вигляді

$$r_s = r_1 - (s - 1)dsin\theta, \text{ де } s = \overline{1,4}.$$

Випромінювачі живляться струмами з однаковими амплітудами, але зсунутими за фазою на кут  $\psi_0$  згідно з виразом

$$\psi_s = (-1)^{s-1}\psi_0. \quad (3.12)$$

Як впливає з виразу (3.12), АР можна розглядати як дві рівноамплітудні синфазні АС, амплітудно-фазові характеристики спрямованості яких

$$\begin{cases} \tilde{f}_{1,3}(\theta) = e^{i\psi_0} + e^{-i(-\psi_0+2kdsin\theta)}, \\ \tilde{f}_{2,4}(\theta) = e^{-i(\psi_0+kdsin\theta)} + e^{-i(-\psi_0+3kdsin\theta)}. \end{cases}$$

Оскільки амплітудні множники при характеристиках спрямованості однакові, то амплітудно-фазова характеристика спрямованості дорівнює сумі  $\tilde{f}_{1,3}(\theta) + \tilde{f}_{2,4}(\theta)$ . Отже

$$\begin{aligned}\tilde{f}(\theta) &= \tilde{f}_{1,3}(\theta) + \tilde{f}_{2,4}(\theta) = [e^{-i\psi_0} + e^{i(-\psi_0+2kdsin\theta)}] \tilde{f}_c(\theta), \\ [e^{-i\psi_0} + e^{i(-\psi_0+2kdsin\theta)}] &= 2\cos(\psi_0 + \frac{kdsin\theta}{2}).\end{aligned}$$

Знаходимо амплітудну характеристику спрямованості:

$$f_c(\theta) = |\tilde{f}_c(\theta)| = |1 + \cos(2kdsin\theta) - isin(2kdsin\theta)| = 2\cos(kdsin\theta).$$

Знайдемо значення фазового зсуву  $\psi_0$  з умови компенсації завади. Очевидно, що при падінні на антену хвилі завади під кутом  $\theta = \theta_3$  множник повинен набувати нульового значення. Отже,

$$\psi_0 + \frac{kdsin\theta_3}{2} = \frac{2q-1}{2}\pi, \text{ де } q \in N.$$

При  $q=1$  знаходимо мінімальне значення фазового зсуву

$$\psi_0 = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{2d}{\lambda} \sin\theta_3\right).$$

Характеристика спрямованості АР набуває вигляду

$$f(\theta) = \cos\left(\psi_0 + \frac{kdsin\theta}{2}\right) \cos(kdsin\theta).$$

Множник, за допомогою якого можна максимум характеристики спрямованості привести до одиниці, визначається з кубічного рівняння

$$x^3 + 5ax^2 - 5x - a = 0, \quad (3.13)$$

де  $x = \operatorname{tg}\left(\frac{kd}{2}\sin\theta\right)$  і  $a = \operatorname{tg}\psi_0$ .

Для заданого значення  $\psi_0$  при  $d < \lambda$  знаходимо три дійсних кореня рівняння (3.13), які відповідають напрямам максимумів головної і двох бічних пелюсток, тобто

$$\theta_{\max s} = \frac{2}{kd} \operatorname{arctg} x_s, \text{ при } s = 1, 2, 3.$$

Нормуючим множником буде величина  $A_N = 1/f_{\max}(\theta_{\max})$ . Нормоване значення характеристики спрямованості  $F(\theta)$  при куті  $\theta = 0$  дає можливість оцінити відносні втрати потужності корисного сигналу.

Придушення завади можна досягти і при фазовому розподілі, який буде відрізнятися від розподілу (3.12). Так, можна запропонувати фазові зсуви, за яких АР, що зображена на рис. 3.7, перетворюється на дві синфазні підрешітки без перекриття апертурою, тобто

$$\psi_1 = \psi_2 = \psi_0 \text{ і } \psi_3 = \psi_4 = -\psi_0.$$

Тоді формується ДС

$$f(\theta) = \cos\left(\psi_0 + \frac{kd_1}{2}\sin\theta\right)\cos\left(\frac{kd}{2}\sin\theta\right),$$

де  $d_1$  – відстань між фазовими центрами АР.

Якщо не змінювати відстані між елементами АР, залишаючи їх такими як і при попередньому фазовому розподілі, то  $d_1 = 2d$  і характеристика спрямованості набуває вигляду

$$f(\theta) = \cos(\psi_0 + kd\sin\theta)\cos\left(\frac{kd}{2}\sin\theta\right).$$

При відомому кутовому рознесенні джерел корисного сигналу і завади  $\theta_3$ , фазовий зсув  $\psi_0$  визначається як

$$\psi_0 = \frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{4d}{\lambda}\sin\theta_3\right).$$

Отже, використовуючи розроблені способи обробки сигналів на високій частоті, АР може працювати в двох режимах, забезпечуючи нульове значення напруги завади на виході.

Структурна схема антени з фазовою компенсацією завади (рис. 3.8) складається з чотирьох каналів обробки сигналів, суматора  $\Sigma$  і процесора.

У спрощеному варіанті антени можуть бути відсутніми системи внутрішнього контролю і настройки, які складаються з генератора контрольних сигналів ГКС, вимірювача напруги контрольних сигналів ВН, елементів настройки коефіцієнтів передач підсилювачів проміжної частоти, комутаторів  $K_m$  та амплітудних детекторів АД<sub>1</sub> – АД<sub>4</sub>.

При роботі антени в одному частотному діапазоні можна не використовувати лінійні конвертори ( $K_1$ - $K_4$ ) і генератор конверторів Г. Розглянемо функціонування антени за наявності в ній всіх каскадів. Лінійна АР з чотирьох антенних елементів АЕ<sub>1</sub>-АЕ<sub>4</sub> орієнтується так, щоб перпендикуляр до лінії розташування елементів збігався з напрямком приходу хвилі з корисним сигналом. Всі антенні елементи однакові як за своєю конструкцією, так і за електричними параметрами. Отже на входах комутаторів напруги завади будуть однаковими за амплітудами і відрізнятимуться лише фазовими множниками  $e^{-i(s-1)\alpha}$ , де  $\alpha = kd\sin\theta_3$ ,  $s$  – номер антенного елемента, а напруги корисного сигналу будуть у фазі, тобто матимемо

$$\dot{U}_s = \dot{U}_k + \dot{U}_3 e^{-i(s-1)\alpha},$$

де  $\dot{U}_k$  – комплексна амплітуда корисного сигналу;

$\dot{U}_3$  – комплексна амплітуда завади.

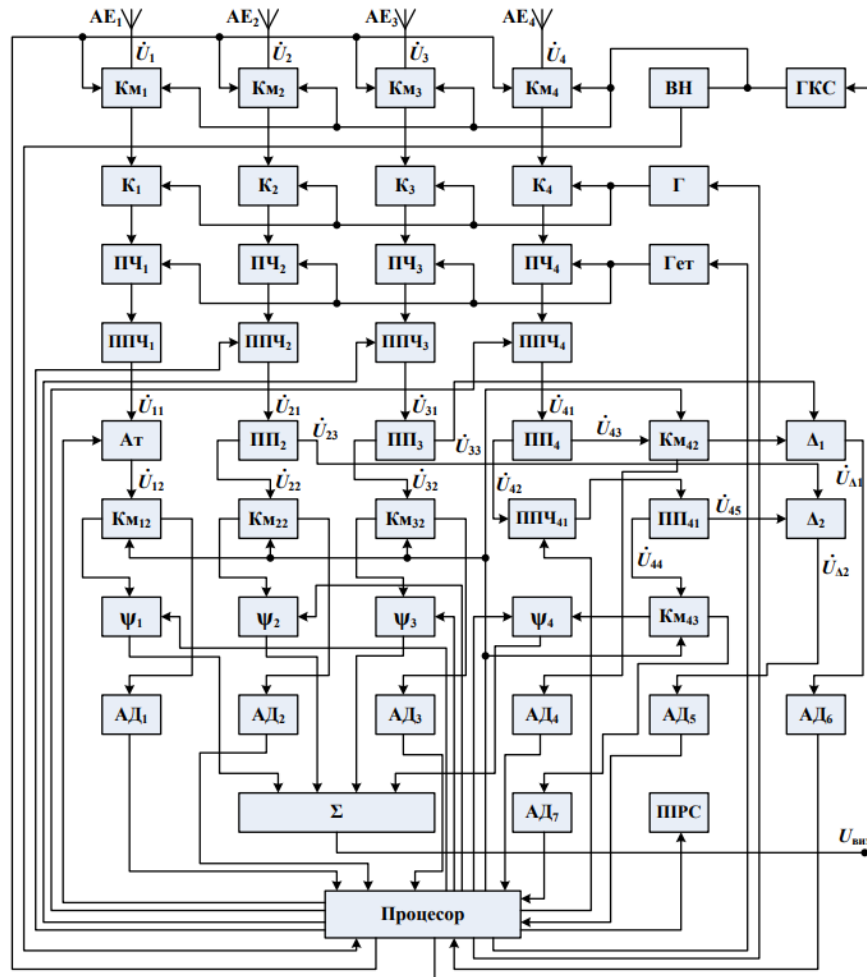


Рисунок 3.8 – Структурна схема антени з фазовою компенсацією завади

В режимі нормальної роботи комутатори приєднують виходи антенних елементів до входів конверторів  $K_1$ - $K_4$ , які працюють із спільним генератором  $\Gamma$ .

На виходах конверторів характер напруг залишається таким же, як і на виходах антенних елементів. Далі частоти напруг перетворюються перетворювачами частоти  $ПЧ_1$ - $ПЧ_3$  в проміжну частоту знову без зміни амплітудно-фазових співвідношень. Після підсилення напруг підсилювачами проміжної частоти в кожному з чотирьох каналів маємо напруги ідентичні напругам  $\dot{U}_s$ , тобто

$$\dot{U}_{ss} = \dot{U}_s K_s,$$

де  $K_s$  – коефіцієнт передачі  $s$ -го каналу ( $s = \overline{1,4}$ ).

Канали створюються таким чином, щоб їх амплітудно-фазові характеристики від входу комутатора до виходу ППЧ були однаковими  $K_1 = K_2 = K_3 = K_4$ . Потужність сигналу  $\dot{U}_{11}$  ослаблюється атенюатором Ат вдвічі і на виході Ат з'являється напруга

$$\dot{U}_{12} = 0,707\dot{U}_{11} = 0,707K_1\dot{U}_1.$$

Потужності сигналів решти трьох каналів діляться навпіл подільниками потужності ПП<sub>2</sub>, ПП<sub>3</sub> і ПП<sub>4</sub>. Очевидно, що

$$\dot{U}_{s2} = 0,707K_1\dot{U}_s; \dot{U}_{s3} = 0,707K_1\dot{U}_s, \quad \text{де } s = \overline{2,4}.$$

Напруги  $\dot{U}_{12}$ ,  $\dot{U}_{22}$  і  $\dot{U}_{32}$  надходять на входи комутаторів Км<sub>12</sub>, Км<sub>22</sub> і Км<sub>32</sub>, які перемикають перші три канали на роботу в режимі формування напруги корисного сигналу, тобто з'єднують виходи блоків Ат, ПП<sub>2</sub>, ПП<sub>3</sub> з входами фазообертачів  $\psi_1$ ,  $\psi_2$  і  $\psi_3$ . В режимі настроювання ці ж самі сигнали подаються на входи амплітудних детекторів АД<sub>1</sub> – АД<sub>3</sub>. Випрямлені напруги в процесорі порівнюються і виробляються команди на настройку коефіцієнтів передач каналів.

У четвертому каналі потужність сигналу  $\dot{U}_{42}$  збільшується вдвічі за допомогою підсилювача проміжної частоти ППЧ<sub>41</sub> і ділиться навпіл подільником потужності ПП<sub>41</sub>. Таким чином отримуємо три сигнали з однаковою напругою  $\dot{U}_{43} = \dot{U}_{44} = \dot{U}_{45}$ . Напруга  $\dot{U}_{43}$  в нормальному режимі – прийманні корисного сигналу через комутатор Км<sub>42</sub> надходить в блок  $\Delta_1$ , який формує різницевий сигнал. Беручи до увагу напругу  $\dot{U}_s$ , отримаємо

$$\dot{U}_{\Delta_1} = \dot{U}_{33} - \dot{U}_{43} = A[\dot{U}_K + \dot{U}_3 e^{-i2\alpha}] - A[\dot{U}_K + \dot{U}_3 e^{-i3\alpha}], \text{ або}$$

$$\dot{U}_{\Delta_1} = A\dot{U}_3 e^{-i2\alpha} [1 - e^{-i\alpha}] = i2A\dot{U}_3 e^{-i\frac{5}{2}\alpha} \sin \frac{\alpha}{2},$$

де  $A = 0,707K_1$  – сталий коефіцієнт.

Сигнал з напругою  $\dot{U}_{23}$  приходить на вхід блока  $\Delta_2$ , де від нього віднімається напруга  $\dot{U}_{45}$ . Отже

$$\dot{U}_{\Delta_2} = \dot{U}_{23} - \dot{U}_{45} = i2A\dot{U}_3 e^{-i2\alpha} \sin \alpha.$$

В результаті детектування амплітудним детектором АД<sub>5</sub> отримаємо напругу

$$U_{\Delta_2} = i4AU_3 \cos \frac{\alpha}{2} \sin \frac{\alpha}{2}.$$

На виході детектора АД<sub>6</sub> утворюється постійна напруга

$$U_{\Delta_1} = i2AU_3 \sin \frac{\alpha}{2}.$$

В процесорі за значеннями напруг  $\dot{U}_{\Delta_2}$  і  $\dot{U}_{\Delta_1}$  обчислюється кут  $\theta_3$ , під яким падає хвиля завади на АР

$$\cos \frac{\theta_3}{2} = \frac{U_{\Delta_2}}{2U_{\Delta_1}}, \text{ або}$$

$$\sin \theta_3 = \frac{2}{kd} \arccos \left( \frac{U_{\Delta_2}}{2U_{\Delta_1}} \right).$$

В загальному випадку може виникнути ситуація, коли невідомим є квадрант, в якому знаходиться джерело завади. Тоді доцільно використати додаткову обробку сигналів  $\dot{U}_{\Delta_1}$  і  $\dot{U}_{\Delta_2}$  схемою, що зображена на рис. 3.9.

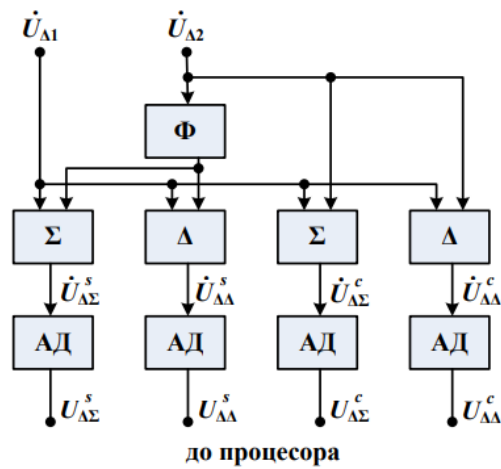


Рисунок 3.9 – Схема додаткової обробки сигналів

Напругу  $U_{\Delta_1}$  запишемо у вигляді

$$\dot{U}_{\Delta_1} = ae^{-i(\frac{5}{2}\alpha - \frac{\pi}{2})},$$

і напругу  $U_{\Delta_2}$  так

$$\dot{U}_{\Delta_2} = ibe^{-i2\alpha},$$

де  $\alpha = 2U_3 \sin \alpha / 2$  і  $b = 2U_3 \sin \alpha$ .

Після фіксованого фазообертача  $\Phi$  фаза напруги  $\dot{U}_{\Delta_2}$  зсувається на  $90^\circ$ .

Тому

$$\tilde{U}_{\Delta_2} = be^{-i2\alpha}.$$

Сумарна напруга дорівнюватиме

$$\dot{U}_{\Delta\Sigma}^s = \sqrt{a^2 + b^2 + 2absin \frac{\alpha}{2}} e^{i(\omega t + \psi)}.$$

Різницева напруга

$$\dot{U}_{\Delta\Delta}^s = \sqrt{a^2 + b^2 - 2absin\frac{\alpha}{2}} e^{i(\omega t + \psi)}.$$

Після амплітудних детекторів отримаємо

$$U_{\Delta\Sigma}^s = \sqrt{a^2 + b^2 + 2absin\frac{\alpha}{2}},$$

$$U_{\Delta\Delta}^s = \sqrt{a^2 + b^2 - 2absin\frac{\alpha}{2}}.$$

Очевидно, що синус необхідного кута визначатиметься як

$$sin\frac{\alpha}{2} = \frac{(U_{\Delta\Sigma}^s)^2 - (U_{\Delta\Delta}^s)^2}{4U_{\Delta_1}U_{\Delta_2}}.$$

Без зсуву напруги  $\dot{U}_{\Delta_2}$  на  $90^\circ$  аналогічно обчислюємо косинус необхідного кута

$$cos\frac{\alpha}{2} = \frac{(U_{\Delta\Sigma}^c)^2 - (U_{\Delta\Delta}^c)^2}{4U_{\Delta_1}U_{\Delta_2}}.$$

Оскільки знаки тригонометричних функцій визначаються за цими формулами безальтернативно, то положення джерела завади в горизонтальній площині знаходиться однозначно.

Сигнал з напругою  $\dot{U}_{44}$  комутатором  $Км_{43}$  в режимі нормальної роботи спрямовується до фазообертача  $\psi_4$ . В режимі контролю ця напруга випрямляється за допомогою амплітудного детектора  $АД_7$  і використовується у процесорі для настроювання коефіцієнта передачі ланцюга, що складається з

підсилювача ППЧ<sub>41</sub> і подільника потужності ПП<sub>41</sub>. Очевидно, що цей коефіцієнт передачі за потужністю повинен дорівнювати одиниці для того, щоб задовольнялось рівняння  $\dot{U}_{42} = \dot{U}_{43} = \dot{U}_{44} = \dot{U}_{45}$ .

Процесор за відомими значеннями знака і величини  $\sin\theta_3$  формує команди для фазообертачів так, щоб  $\psi_1 = \psi_3 = \psi_0$  і  $\psi_2 = \psi_4 = -\psi_0$ . На виході суматора  $\Sigma$ , на входи якого надходять напруги з виходів фазообертачів, утворюється напруга корисного сигналу  $U_{\text{вих}}$ . При цьому в діаграмі спрямованості АР утворюється нуль в напрямі розташування джерела завади  $\theta_3$ .

Для оцінки ефективності способів просторової фільтрації порівняємо відносну напругу корисного сигналу на виході антени з придушенням завади з відносними напругами корисного сигналу, які утворюються на виходах синфазної АР, в якій вібратори живляться струмами із зсувами  $\psi_s = (s - 1)\psi_0$ , де  $s \in \overline{1,4}$ .

У синфазній рівноамплітудній АР струми живлення знаходяться в фазі ( $\psi_0 = 0$ ). Але для компенсації завади необхідно повернути у просторі решітку так, щоб перший нуль ДС збігався з напрямом на джерело завади. Отже, схема обробки сигналів майже не відрізняється від зображеної на рис. 3.8. Для такої антени не потрібні фазообертачі, але необхідно застосовувати електромеханічний поворотний пристрій. ДС решітки з чотирьох елементів при  $d = \lambda/2$  має вигляд

$$F(\theta) = \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin\theta\right) \cos(\pi \sin\theta).$$

Перший нуль в ДС буде при  $\sin\theta_0 = 0,5$  ( $\theta_0 = 30^\circ$ ).

Кут повороту АР визначається як  $\theta_{\pi} = 30^\circ - \theta_3$ .

В результаті такого повороту максимум ДС на кут  $\theta_{\pi}$  відхилиться від напрямку на джерело корисного сигналу. Отже, відносна напруга корисного сигналу на затискачах антени зменшиться до рівня

$$F_1(\theta_{\Pi}) = \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin\theta_{\Pi}\right) \cos(\pi \sin\theta_{\Pi}).$$

При живленні AP струмами, зсунутими за фазами на кут  $\psi_s = (s - 1)\psi_0$ , маємо таку ДС

$$F(\theta) = \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin\theta + \frac{\psi_0}{2}\right) \cos(\pi \sin\theta + \psi_0).$$

Тут прийнято, що  $d = \lambda/2$ .

Фазовий зсув  $\psi_0$  обчислюється за формулою

$$\psi_0 = \pi(0,5 - \sin\theta_3).$$

Відносна напруга корисного сигналу дорівнюватиме

$$F_2(\theta = 0) = \cos\left(\frac{\pi}{2} (0,5 - \sin\theta_3)\right) \cos(\pi(0,5 - \sin\theta_3)).$$

Відстань між антенними елементами решітки також візьмемо рівною половині довжини хвилі ( $d = \lambda/2$ ). Тоді за умови повного придушення завади відносний рівень вихідної напруги корисного сигналу буде дорівнювати

$$f_3(\theta = 0) = \cos\left(\frac{\pi}{2} (1 - \sin\theta_3)\right),$$

$$f_4(\theta = 0) = \cos\left(\frac{\pi}{2} (1 - 2\sin\theta_3)\right).$$

На рис. 3.10 зображений характер залежності вихідної напруги від кутового рознесення джерел корисного сигналу і завади, а в табл. 3.1 приведені числові значення.

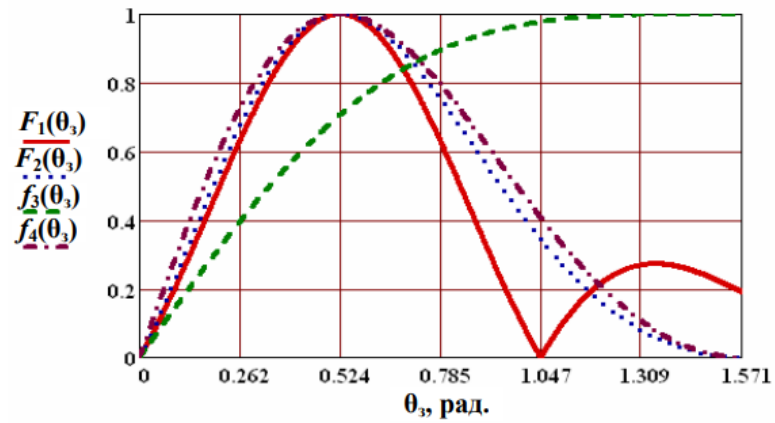


Рисунок 3.10 – Залежності вихідної напруги від кутового рознесення джерел корисного сигналу і завади

Таблиця 3.1 – Числові значення залежності вихідної напруги від кутового рознесення джерел корисного сигналу і завади

	Кутове рознесення джерел корисного сигналу і завади $\theta_3$							
	5°	10°	15°	30°	41,8°	50°	70°	90°
$F_1(\theta = 0)$	0,1896	0,4091	0,6312	1,0	0,7776	0,4091	0,2307	0,1907
$F_2(\theta = 0)$	0,2156	0,4522	0,6749	1,0	0,8368	0,6129	0,1452	0,0
$f_3(\theta = 0)$	0,1365	0,269	0,3954	0,7	0,8659	0,933	0,9955	1,0
$f_4(\theta = 0)$	0,2704	0,5189	0,7264	1,0	0,8662	0,6706	0,1883	0,0

Як впливає з табл. 3.1, антена з придушенням завади повинна працювати за двома програмами. При  $\theta_3 < 41,8^\circ$  фазові зсуви встановлюються згідно  $\psi_1 = \psi_3 = \psi_0$  і  $\psi_2 = \psi_4 = -\psi_0$ , а при  $\theta_3 > 41,8^\circ$  фазові зсуви визначаються співвідношенням (3.12). За таких умов рівень корисного сигналу з повним придушенням завади буде найвищим.

### 3.4 Екранування антен

Екранування антен в авіації є критично важливим елементом забезпечення ефективної та надійної роботи систем зв'язку, навігації та радіолокації в умовах впливу електромагнітних завад. Авіаційні антени піддаються впливу як зовнішніх джерел завад, таких як блискавки, випромінювання від радарів і супутників, так і внутрішніх – шуму від бортових електронних систем, двигунів та генераторів. Основною метою екранування є мінімізація впливу цих завад на функціонування антенних систем, що забезпечує безперебійність зв'язку, точність навігації та якість радіолокаційних сигналів.

Екранування в авіації реалізується різними методами, які адаптовані до конструктивних і технологічних особливостей літальних апаратів. Одним із найпоширеніших способів є використання металевих елементів фюзеляжу літака як природного екрану. Проте такий метод має свої обмеження, оскільки ефективність залежить від матеріалу корпусу та розташування антени. Для вирішення цієї проблеми застосовуються спеціальні радіопрозорі покриття, які дозволяють антені передавати і приймати сигнали, одночасно блокуючи електромагнітний шум.

Ще одним ефективним методом є використання металевих або композитних екранів. Металеві екрани забезпечують високу ефективність, але додають вагу літаку, тому у сучасній авіації дедалі частіше використовуються легкі композитні матеріали, які поєднують міцність і захисні властивості. Крім цього, активно застосовуються багат шарові екрани, які складаються з металевих і радіопрозорих шарів. Такі конструкції дозволяють забезпечити надійне екранування, зберігаючи аеродинамічні властивості літака.

Особливу увагу приділяють екрануванню антен, які використовуються для навігаційних систем (GPS, ILS, VOR), радіозв'язку (VHF/UHF) та радіолокаційних пристроїв (RADAR). Наприклад, навігаційні системи вимагають точності, тому екранування повинно максимально зменшувати вплив шуму, зокрема від інших антен та обладнання літака. Радіолокаційні системи, у свою чергу, потребують захисту від перехресного випромінювання, яке може спотворювати результати радарного сканування.

Одним із найяскравіших прикладів є Boeing 787 Dreamliner, який активно використовує композитні матеріали у своїй конструкції. Фюзеляж літака, виготовлений з вуглецевих волокон, має вбудовані екранувальні властивості. Для антен навігаційних систем і зв'язку, встановлених у хвостовій частині літака, використовуються радіопрозорі обтікачі. Ці обтікачі не лише захищають антени від механічних пошкоджень, але й частково ізолюють їх від електромагнітного шуму, який може виникати від іншого бортового обладнання.

Ще один приклад – Airbus A350, який, як і Boeing 787, широко використовує композитні матеріали для зменшення ваги літака. На цьому літаку для екранування антен GPS і систем зв'язку також застосовуються спеціальні багатошарові обтікачі, виготовлені з матеріалів, що поєднують радіопрозорість із здатністю відбивати або поглинати небажані сигнали. Це дозволяє зберігати чіткість прийому і передачі сигналів навіть у складних електромагнітних умовах.

У військовій авіації прикладом служать винищувачі F-22 Raptor і F-35 Lightning II, які використовують стелс-технології. Їх антени вкриті спеціальними радіопоглинаючими матеріалами, що мінімізують електромагнітні завади та одночасно знижують радіолокаційну помітність літака. Наприклад, антени для зв'язку і навігації інтегровані в конструкцію фюзеляжу, що дозволяє їм працювати ефективно, не порушуючи аеродинаміку та не створюючи додаткових перешкод.

Для захисту антен від завад, викликаних грозовою активністю, у багатьох авіаційних системах, включаючи Boeing 737 і Airbus A320, застосовуються металеві сітки в структурах обтікачів антен. Вони створюють ефективний екран, який захищає антени від блискавок і статичних розрядів, але при цьому дозволяє радіосигналам проходити через покриття без втрат.

Таким чином, кожна з цих практик ілюструє, як авіаційна промисловість адаптує рішення для екранування залежно від завдань і умов експлуатації, одночасно зберігаючи баланс між вагою, аеродинамічними характеристиками та ефективністю захисту антенних систем.

## ВИСНОВКИ

За період роботи було розглянуто ключові аспекти використання антенних систем для бортових радіокомунікацій в авіації та проблеми, пов'язані з електромагнітними завадами. Було визначено, що забезпечення надійності та ефективності роботи радіоелектронних систем на борту літаків потребує впровадження сучасних методів захисту, зокрема, екранування антен і електронних компонентів.

Металеві корпуси, екранування кабелів, використання абсорбуючих матеріалів та інноваційних технологій, таких як моделювання за допомогою сучасних програм, є ефективними методами для зниження впливу ЕМП. Важливим є також застосування багатошарових систем екранування та геометричне проектування для мінімізації завад у складних електромагнітних середовищах.

Розгляд стандартів, підтверджує необхідність дотримання міжнародних вимог у сфері авіаційної електроніки для забезпечення безпеки та ефективності. Впровадження комплексних рішень і систем тестування дозволяє значно підвищити надійність бортових радіокомунікаційних систем, забезпечуючи стабільну роботу навіть у складних умовах.

У підсумку, наукові дослідження та інженерні розробки, орієнтовані на зменшення впливу ЕМП, сприяють вдосконаленню технологій та створенню більш безпечних і ефективних систем для сучасної авіації.

## ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Сєдишев Ю. М., Карпенко В. І., Атаманський Д. В. [та ін.]. Радіоелектронні системи. Харків: ХУПС, 2010. 418 с.
2. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория / под ред. Я. Д. Ширмана. Москва: ЗАО "МАКВИС", 1998. 828 с.
3. Минервин Н. Н., Васюта К. С. Особенности компенсации помеховой волны при флуктуациях ее фазового фронта // Прикладная радиоэлектроника. Харків: ХНУРЭ, 2013. Вып. № 12(4). С. 493–495.
4. Fisher F. A., Plumer J. A., Perala R. A. Lightning Protection of Aircraft. Lightning Technologies Inc., 1990.
5. FAA National Airspace System Operational Evolution Plan. Version 7.0, February 2005.
6. Jafri M. J., Ely J. J., Vahala L. Fuzzification of Electromagnetic Interference Patterns Onboard Commercial Airliners Due to Wireless Technology // 2004 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting. Monterey, California, June 20–26, 2004.