

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

**ЩЕРБИНА ОЛЬГА АЛІМІВНА**

УДК 621.396.93-047.36(043.5)

**МЕТОДОЛОГІЯ ПОБУДОВИ АНТЕННИХ СИСТЕМ  
РАДІОМОНІТОРИНГУ З ФІЛЬТРАЦІЄЮ  
ТА ПРИДУШЕННЯМ ЗАВАД**

Спеціальність 05.12.13 – Радіотехнічні пристрої  
та засоби телекомунікацій

**АВТОРЕФЕРАТ**  
дисертації на здобуття наукового ступеня  
доктора технічних наук

Київ – 2021

Дисертацією є рукопис.

Роботу виконано в Національному авіаційному університеті Міністерства освіти і науки України

Наукові консультанти: доктор технічних наук, професор  
**ЯНОВСЬКИЙ Фелікс Йосипович**,  
Національний авіаційний університет,  
професор кафедри електроніки, робототехніки  
і технологій моніторингу та інтернету речей;

доктор технічних наук, професор  
**ІЛЬНИЦЬКИЙ Людвіг Якович**,  
заслужений професор  
Національного авіаційного університету.

Офіційні опоненти: доктор технічних наук, професор  
**КЛИМАШ Михайло Миколайович**,  
Національний університет «Львівська політехніка»,  
завідувач кафедри телекомунікацій;

доктор технічних наук, професор  
**БОЙКО Юлій Миколайович**,  
Хмельницький національний університет,  
професор кафедри телекомунікацій та радіотехніки;

доктор технічних наук, професор  
**КУНАХ Наталія Ігорівна**,  
Київський коледж зв'язку,  
викладач вищої категорії.

Захист відбудеться «26» серпня 2021 р. о 10<sup>00</sup> на засіданні спеціалізованої вченої ради – Д 26.062.19 при Національному авіаційному університеті за адресою: 03058, м. Київ, просп. Любомира Гузара, 1, корп. 6, ауд. 6.205.

Із дисертацією можна ознайомитися у бібліотеці Національного авіаційного університету за адресою: м. Київ, просп. Любомира Гузара, 1.

Автореферат розіслано «21» липня 2021 р.

Вчений секретар  
спеціалізованої вченої ради



Р.С. Одарченко

## ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

**Обґрунтування вибору теми дослідження.** У сучасному світі відбувається стрімке зростання систем радіозв'язку у всіх сферах діяльності людини. Це ставить безліч нових задач в галузі радіозв'язку, від ефективного розв'язання яких залежить можливість побудови цілісного інформаційного простору.

Однією з найважливіших і найскладніших проблем, які потребують вирішення, є проблема електромагнітної сумісності (ЕМС) систем і засобів радіозв'язку. З цим напрямом пов'язані проблеми раціонального розподілення частотного ресурсу для різних радіослужб, підвищення пропускну здатності систем радіозв'язку в умовах обмеження доступного для використання діапазону частот, зменшення частотного рознесення радіоліній систем однакового функціонального призначення тощо.

Типові антенні системи, які знаходять застосування в системах радіомоніторингу, комплектуються відносно простими антенами. Ці антени мають або ненапрявлену або слабоспрямовану діаграму спрямованості, що ускладнює захист системи від впливу завад, які випромінюються джерелами навколо працюючих радіосистем. Також, на одній станції досить часто використовується комплект антен різної конструкції. У багатьох випадках ці антени розміщуються в обмеженому просторі (особливо це стосується мобільних станцій моніторингу), що погіршує ЕМС елементів станції. Крім того, на практиці робота системи здійснюється в умовах впливу багатьох сторонніх факторів, таких як індустриальні та атмосферні шуми, випромінювання радіопередавачів тощо.

Тобто, в сучасних системах радіомоніторингу використовують монофункціональні антени. Отже, для забезпечення виконання всіх задач радіомоніторингу необхідно використовувати декілька антен, що створює не тільки певні проблеми при їх розміщенні, але, особливо у випадку мобільних терміналів радіоконтролю, звужує функціональні можливості самого терміналу.

Аналіз науково-технічної літератури в галузі радіочастотного моніторингу показує, що перспективним напрямком удосконалення антенних систем радіомоніторингу може бути використання таких антенних систем, які б були здатні компенсувати апаратними методами вплив завад, або автоматично адаптувалися до завадового оточення. За умови адаптивної обробки істотно підвищуються можливості придушення завад (як ненавмисних, так і навмисних), в тому числі у разі мінімальних апріорних відомостей про їх параметри.

Як впливає з принципів побудови антен, які можуть працювати в складних електромагнітних умовах, для придушення завади необхідно заздалегідь мати інформацію про кутове положення джерела сигналу, тобто антену необхідно орієнтувати так, щоб її площа апертури збігалася з площиною фронту хвилі корисного сигналу. У випадку мобільних терміналів радіоконтролю необхідна для цього інформація зазвичай невідома. Тому виникає гостра необхідність надати антенним системам властивості пеленгаторів. Тобто антенна система мусить автоматично визначати кутові координати джерел випромінювання корисного сигналу і завад, а також мати можливість зміщувати апертуру антени в необхідне просторове положення.

При вирішенні задач радіомоніторингу (радіоконтролю, радіоспостереження) найчастіше розглядаються проблеми дотримання нормативних положень джерелами випромінювання, проблеми ЕМС та несанкціонованого випромінювання. Тому, як правило, і корисний сигнал, і завада мають високий рівень напруженості поля відносно шумових компонент. Це дає можливість розглядати часові залежності електромагнітних полів як детерміновані процеси.

З аналізу літературних джерел відомо, що розробники антенних систем на основі компенсаційних та адаптивних методів придушення завади, основну увагу приділяють лише розвитку та реалізації процесів компенсації або адаптації і обмежуються лише вирішенням проблем ЕМС. Поза увагою залишилися функції пеленгації, ідентифікації випромінювань, вимірювань параметрів поля випромінювання та точності одержаних результатів.

Тобто, існує протиріччя між необхідністю забезпечення станцій радіоконтролю відносно простими вимірювальними антенними системами з розширеними функціональними можливостями і наявністю подібних систем, методик їх розробки та принципів побудови структурних систем, які забезпечують реалізацію всього спектру необхідних функцій. З цього виникає необхідність розробки методології побудови таких антенних систем для станцій радіомоніторингу, які б не тільки адаптувалися до складного електромагнітного оточення, але і з достатньою точністю налаштовувалися на напрямок досліджуваного випромінювання та забезпечували вимірювання його характеристик.

Очевидно, що в цьому напрямі наукових досліджень відкривається широке поле для виявлення нових можливостей побудови багатофункціональних антен систем радіомоніторингу та створення додаткових стимулів для їх впровадження в практику.

У дисертаційній роботі основна увага приділена антенним системам з фільтрацією і придушенням завади, а також адаптивним антенним системам радіомоніторингу з первинною обробкою сигналів. Вищезгадана проблема, яка вирішувалась в даній дисертаційній роботі, обумовлює її актуальність.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.** Дисертаційна робота пов'язана із Концепцією розвитку телекомунікацій в Україні схваленою розпорядженням Кабінету Міністрів України від 07.06.2006 р. № 316-р та зі Стратегією розвитку інформаційного суспільства в Україні, схваленою розпорядженням Кабінету Міністрів України від 15 травня 2013 р. № 386-р. Тема роботи безпосередньо пов'язана з науковими дослідженнями, які проводяться на кафедрі електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей факультету аеронавігації, електроніки та телекомунікацій Національного авіаційного університету та спрямовуються на підвищення ефективності функціонування антенних систем засобів радіомоніторингу.

Основні наукові результати отримано в рамках таких науково-дослідних робіт: 299-ДБ06 «Моделювання та дослідження проблем електромагнітної сумісності радіоелектронних систем розташованих на обмеженій території» (номер державної реєстрації № 0106U004130); № 10/08.01.02 «Розробка та вдосконалення методів сертифікаційних випробувань електронної апаратури за параметрами ЕМС», № 9/22.01.02 «Комплекс апаратури передачі даних безпілотної авіаційної системи»; № 102/22.01.07 «Система зв'язку безпілотною

літального апарата»; № 66/22.01.07 «Адаптивні антенні системи» (номер державної реєстрації № 0119U103121).

Роль автора в зазначених науково-дослідних роботах, у яких дисертантка була безпосереднім виконавцем, полягає в аналізі існуючих методів побудови антенних систем радіомоніторингу і методик підвищення заводозахищеності за допомогою первинної обробки сигналів, розробці методів побудови антенних систем для станцій радіомоніторингу шляхом використання малоелементних антенних решіток (АР) з елементами різних конфігурацій, об'єднаних зі спеціальними схемами первинної обробки прийнятих сигналів.

Частина дисертаційного дослідження була виконана здобувачкою згідно з планом наукових досліджень в рамках програми міжнародної академічної мобільності Erasmus Mundus EWENT (Action 2 Lot 8, postdoctoral exchange) у Warsaw University of Technology (м. Варшава, Польща) у 2014–2015 рр.

**Мета і завдання дослідження.** Метою дисертаційної роботи є розробка методології побудови антенних систем станцій радіочастотного моніторингу з розширеними функціональними можливостями для підвищення ефективності вимірювання та контролю параметрів електромагнітного поля за рахунок використання методів фільтрації та придушення завади.

Для досягнення поставленої мети в роботі розглянуті такі завдання:

1. Проаналізувати сучасний стан антенних систем для станцій радіомоніторингу та основні методи, які використовуються для придушення впливу завад антенними системами з використанням компенсаційних та адаптивних методів.

2. Узагальнити та удосконалити методи побудови малоелементних антенних систем з фільтрацією і придушенням завади при використанні принципів компенсації та адаптації.

3. Розробити приклади структурних схем антенних систем з фільтрацією і придушенням завади, АР яких можуть складатися з активних лінійних елементів, що розташовані у перпендикулярних площинах, або з пасивних лінійних елементів, що розташовані в одній площині.

4. Розробити принципи вимірювання параметрів електричного поля з обертовою поляризацією за допомогою АР, які складаються з кільцевих елементів, при використанні різної кількості елементів в решітці.

5. Провести аналіз точності вимірювань кутових координат джерел випромінювання та параметрів полів випромінювання розробленими структурними схемами антенних систем з використанням методів фільтрації і придушення завади.

6. Удосконалити принципи побудови елементів АР з лінійною та обертовою поляризацією, які можуть бути використані в антенних системах для станцій радіомоніторингу.

У процесі вирішення наведених задач були використані результати робіт у сферах компенсаційних та адаптивних антенних систем, фазованих АР різного призначення, ЕМС радіоелектронного обладнання багатьох вітчизняних і закордонних вчених, перш за все Л. Я. Ільницького, Л. В. Сібрука, В. Г. Ямпольського, О. П. Фролова, К. А. Баланиса, Р. Л. Хаупта, Р. А. Монзинго, Т. У. Міллера, Р. Хансена, С. Чандрана, Р. Т. Комптона, М. М. Вайнера, Дж. Хадсона, Р. Дж. Мейлу, А. Дж. Фена, М.А. Биховського, С. Хуана, Х. Ханг Лі та інших.

*Об'єктом дослідження* є процес вимірювання параметрів електромагнітного поля.

*Предмет дослідження* – методи первинної обробки сигналів антенними системами з фільтрацією та придушенням завади, які спрямовані на збільшення точності вимірювання характеристик досліджуваного поля.

**Методи дослідження.** Для досягнення поставлених цілей в дисертаційній роботі використано методи: теорії електромагнітного поля та теорії антен, теорії функцій комплексної змінної та математичного аналізу, комп'ютерного моделювання, прямого синтезу, радіотехнічних вимірювань, теорії похибок, теорії чутливості, натурального експерименту.

**Наукова новизна отриманих результатів** полягає в наступному:

1. Вперше розроблено методологію побудови багатофункціональних малоелементних АР радіомоніторингу та радіоконтролю за рахунок поєднання адаптивних та компенсаційних методів фільтрації та придушення завади, що створює можливість виявити і провести вимірювання параметрів випромінювання корисного сигналу на фоні завад.

2. Удосконалено методи побудови структурних схем малоелементних антенних систем радіомоніторингу з придушенням впливу завад, які на відміну від існуючих використовують принципи амплітудної та фазової компенсації, а також принципи адаптації, що надало можливість одночасного вимірювання необхідних параметрів досліджуваного сигналу і адаптації до електромагнітного оточення.

3. Вперше розроблено метод побудови антенної системи радіомоніторингу з активними лінійними елементами антенного блоку для вимірювання параметрів електромагнітного поля, що полягає в створенні аналітичного апарату, який забезпечує обчислення необхідних параметрів досліджуваного поля без спеціальної орієнтації антенної системи у просторі до напрямку падіння електромагнітної хвилі.

4. Вперше розроблено метод побудови малоелементної АР радіомоніторингу з пристроєм первинної обробки сигналів, яка дозволяє виконувати низку важливих функцій: автоматизований огляд простору та виявлення джерела випромінювання, автоматичне визначення кутових координат джерел випромінювання, придушення завади на частотах близьких до частоти контрольованого радіовипромінювання, вимірювання напруженості електричного поля, вимірювання параметрів поляризації поля випромінювання.

5. Вперше розроблено метод побудови антенних систем радіомоніторингу з кільцевими елементами АР, які дають можливість розкласти електромагнітні хвилі з будь-якою поляризацією на складові в коловому ортогональному поляризаційному базисі і створити багатофункціональні системи моніторингу при відносно невеликих габаритах апертур.

6. Вперше розроблено метод розрахунку характеристик точності вимірювання параметрів електромагнітного поля системою радіомоніторингу, АР якої складається з лінійних елементів, на основі побудованої математичної моделі антенної системи, що дозволяє забезпечити прозорі функціональні зв'язки між структурними елементами при обмеженій кількості змінних інформативних напруг.

7. Удосконалено метод розрахунку конструкції друкованої логоперіодичної антени як елементу АР систем радіомоніторингу, який на відміну від існуючих засновано на використанні спрощених математичних співвідношень, що надає можливість використовувати його в процесі проектування антенних решіток радіомоніторингу.

8. Удосконалено метод розрахунку конструкції резонансної квадрифілярної спіральної антени з різними типами живлення як елементу АР систем радіомоніторингу, який на відміну від існуючих засновано на використанні спрощених математичних співвідношень, що надає можливість використовувати його в процесі проектування антенних решіток радіомоніторингу.

Вищенаведені **наукові результати** дають можливість вирішити проблему розроблення методології побудови антенних систем станцій радіочастотного моніторингу з розширеними функціональними можливостями для підвищення ефективності вимірювання та контролю параметрів електромагнітного поля за рахунок використання методів фільтрації і придушення завади.

**Практичне значення отриманих результатів.** Сформована в дисертаційному дослідженні методологія побудови антенних систем радіомоніторингу може бути базисом: для проведення комплексу науково-дослідних робіт з метою удосконалення структур та методів побудови антенних систем радіомоніторингу з розширеними функціональними можливостями; для використання в органах контролю за використанням радіочастотного ресурсу; для впровадження в навчальний процес під час підготовки фахівців в області радіомоніторингу та радіоконтролю.

Запропонована методологія дає змогу:

- однозначно пеленгувати місцеположення джерела випромінювання і вимірювати параметри електромагнітного поля без зміни положення антени у просторі завдяки використанню антенної системи, яка складається з п'яти активних несиметричних вібраторів;

- забезпечувати виконання низки важливих для радіомоніторингу функцій: автоматизований огляд простору та виявлення джерела випромінювання; автоматичне визначення кутових координат джерел випромінювання; придушення завади на частотах близьких до частоти контрольованого радіовипромінювання; вимірювання напруженості електричного поля; вимірювання параметрів поляризації поля випромінювання завдяки використанню розробленої чотирьохелементної АР з пристроєм первинної обробки сигналів;

- своєчасно виявляти відмови та підтримувати систему в робочому стані, а також її функціонування в межах закладених в конструкцію характеристик точності завдяки забезпеченню антенних систем колами автоконтролю;

- створювати багатофункціональні системи радіомоніторингу при відносно невеликих габаритах апертур антен шляхом використання кільцевих елементів АР;

- вимірювати параметри електромагнітного поля будь-якої поляризації шляхом розкладання хвилі на складові в коловому ортогональному поляризаційному базисі;

– визначати інструментальні похибки за спрощеними аналітичними виразами, які придатні для оцінки впливу конструктивних елементів на точність вимірювальних процесів;

– суттєво розширювати частотний діапазон досліджуваного електромагнітного поля за допомогою однієї АР шляхом використання логоперіодичних антен у якості елементів решітки.

В цілому, результати дисертаційного дослідження є підґрунтям для реалізації нових принципів побудови антенних систем радіомоніторингу з розширеними функціональними можливостями. Результати досліджень упроваджені в Державному підприємстві «Український державний центр радіочастот», в Державному підприємстві «Антонов», в Дочірньому підприємстві «Захист та автоматизація об'єктів НДІРВ», в навчальному процесі Національного авіаційного університету, в навчальному процесі Відокремленого структурного підрозділу «Фаховий коледж інженерії та управління Національного авіаційного університету», що підтверджено відповідними актами впровадження.

**Особистий внесок здобувача.** Основні результати роботи отримано здобувачем самостійно й опубліковано в 38 наукових працях.

Основні положення й результати дисертаційної роботи отримані автором самостійно. Роботи [7, 16, 17] виконані автором самостійно. З робіт, що опубліковані у співавторстві, використовуються результати, отримані особисто здобувачем.

У роботах, опублікованих у співавторстві, автору дисертації належить: [1] – аналітичне дослідження п'ятиелементної антенної системи з активними елементами, яка дозволяє підвищити швидкодію вимірювального пристрою та точність вимірювань; [2] – розрахунок похибок вимірювання меридіонального та азимутального кутів приходу хвилі п'ятиелементною антенною системою; [3] – розрахунок залежності методичної та інструментальної похибок від параметрів конструктивних елементів, на яких будується пристрій обробки сигналів, що інтегрується з чотирьохелементною АР системи радіомоніторингу; [4] – моделювання та експериментальне дослідження мікросмужкового та дротового типів квадрифілярних антен; [5] – розрахунок конструкції та моделювання переходу металевий хвилевід - хвилевід вбудований в підкладку; [6] – математичне представлення векторів напруженості електричного поля в ортогональному коловому поляризаційному базисі; [8] – схемна реалізація виведених функціональних зв'язків для визначення напруги корисного сигналу, напруги завади та азимутального кута положення джерела завади за допомогою трьохелементної антенної системи з амплітудною компенсацією завади; [9] – реалізація принципів фазової компенсації завади за допомогою структурної схеми чотирьохелементної антенної системи; [10] – створення аналітичного апарату, який при мінімальній кількості елементів в АР забезпечує за вимірними ЕРС обчислення всіх параметрів електромагнітного поля; [11] – розробка пристрою первинної обробки сигналів для малоелементної лінійної АР, яка може бути використана для систем радіомоніторингу; [12] – принцип дії малоелементної АР обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості; [13] – принцип побудови двокільцевої антенної системи, яка здатна одночасно вимірювати напрям приходу хвилі, модуль та орієнтацію



вектора напруженості електричного поля; [14] – математичний апарат для побудови схеми первинної обробки сигналів чотирьохелементної АР з кільцевих елементів; [15] – побудова графіків залежностей відносної похибки обчислення напруженості поля від складових, що обумовлені неточністю визначення конструктивних елементів антени; [18] – оцінка похибки вимірювання напрямку приходу сигналу завади двоелементною адаптивною антеною; [19] – аналітичне дослідження поля випромінювання спіралі, яке враховує геометрію і розподіл струму в спіралі; [20] – математичне моделювання та експериментальне дослідження симетричної вібраторної антени зі спіральними плечима; [21] – автоматизоване проектування конструкції директорної антени з використанням оптимізованої методики розрахунку; [22] – розробка алгоритму розрахунку конструкції і параметрів дротової логоперіодичної антени; [23] – розробка принципу побудови структурної схеми двоелементної АР з заглушенням завади на частоті сигналу; [24] – розробка математичного апарату вимірювання параметрів поля, який дозволяє збільшити швидкодію вимірювальних процесів; [25] – розробка схеми розділення сигналів кільцевої антени для виокремлення струмів правого і лівого напрямку обертання; [26] – розробка схеми керування фазовим розподілом на прикладі двоелементної АР для забезпечення керуванням положенням діаграми спрямованості у просторі; [27] – розробка структурної схеми двокільцевої вимірювальної антени; [28] – розробка структурної схеми трикільцевої вимірювальної антени; [29] – розрахунок математичних виразів, які дають можливість представити характеристику спрямованості спіральної антени як функцію координатних кутів сферичної системи координат; [30] – структурна схема антенної системи з блоками обробки сигналів для вимірювання поляризаційних характеристик електромагнітного поля; [31] – теоретичні основи побудови антени радіомоніторингу, яка складається з п'яти лінійних елементів; [32] – обґрунтування доцільності використання у системах радіомоніторингу антенних систем з механічним керуванням положенням променя в просторі; [33] – принципи керування положенням діаграми спрямованості для АР з малою кількістю елементів; [34] – розробка і моделювання мікросмушкового кільцевого елементу триелементної АР; [35] – розробка схеми антенного блока чотирьохелементної кільцевої АР; [36] – математичне моделювання та експериментальне дослідження друкованих логоперіодичних антен на різних матеріалах діелектричних підкладок; [37] – розробка алгоритму побудови конструкції дротової квадрифілярної антени для різних типів живлення; [38] – принципи побудови антенної системи для вимірювання поляризаційних характеристик електромагнітної хвилі.

**Апробація результатів дисертації.** Основні теоретичні та практичні результати дисертаційної роботи доповідались і обговорювались на таких конференціях і семінарах: XI міжнародній науково-технічній конференції «Авіа-2013» (Київ, 2013); IX International Conference "Antenna Theory and Techniques" (Одеса, 2013 р.); 3<sup>rd</sup> International Conference "Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments" (Київ, 2015 р.); 4<sup>th</sup> IEEE International Conference "Methods and Systems of Navigation and Motion Control" (Київ, 2016 р.); міжнародному симпозиумі "Signal Processing Symposium" (Польща,

Яхранка, 2017 р.); 14th International Conference "Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering" (Львів-Славське, 2018 р.); International Conference "Advances in Wireless and Optical Communications" (Латвія, Рига, 2018); 15th International Conference "The Experience of Designing and Application of CAD Systems" (Свалява-Поляна, 2019 р.); IEEE 5th International Conference "Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments" (Київ, 2019 р.); міжнародному симпозиумі "Signal Processing Symposium 2019" (Краків, Польща, 2019 р.), 15th International Conference "Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering" (Львів-Славське, 2020 р.), на наукових семінарах Факультету авіонавігації, електроніки та телекомунікацій Національного авіаційного університету.

**Публікації.** Основний зміст дисертації опубліковано в 38 друкованих роботах. З них: 15 у фахових періодичних наукових виданнях, 6 у фахових закордонних періодичних виданнях (5 з яких індексуються у Scopus та Web of Science), 3 патенти на корисну модель, 4 патенти на винахід, 9 матеріалів міжнародних наукових конференцій (8 з яких індексуються у Scopus).

Сторінка автора в наукометричній базі Scopus (authorId=56114433000) містить 21 наукову працю (Цитування: 18; Індекс Хірша: 3). Сторінка автора у реферативній базі Google Scholar (user=yusOmRAAAAJ) містить 23 наукових праці (Цитування: 32; Індекс Хірша: 3). Унікальний ідентифікатор науковця (Open Researcher and Contributor ID – ORCID): 0000-0002-6058-2749.

**Обсяг і структура дисертації.** Дисертаційну роботу викладено на 358 сторінках друкованого тексту, складається зі вступу, шести розділів, загальних висновків, та п'яти додатків, списків використаних джерел до кожного розділу (загалом 163 найменування). Обсяг основного тексту дисертації складає 322 сторінок друкованого тексту. Робота ілюстрована 12 таблицями та 124 рисунками.

## **ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ**

**У вступі** обґрунтовано актуальність наукової задачі, висвітлено зв'язок з науковими темами, сформульовано мету та завдання дослідження, наукову новизну і практичне значення, подано загальну характеристику роботи, а також визначено особистий внесок автора дисертації в одержаних наукових результатах.

**У першому розділі** досліджуються типові антени, антенні системи та принципи побудови антенних систем, які використовуються, або можуть бути використані у системах радіомоніторингу для вимірювання і контролю за параметрами випромінювання, а також можливі напрямки вирішення проблеми завадозахищеності радіоелектронних пристроїв за допомогою антенних систем з первинною обробкою сигналів.

В сучасних системах радіомоніторингу використовують монофункціональні антени. Тобто, для забезпечення виконання всього комплексу задач радіомоніторингу необхідно використовувати декілька антен. Це створює не тільки певні проблеми при розміщенні, але і звужує функціональні можливості самого терміналу, особливо у випадках мобільних систем радіоконтролю.

З розглянутих в даному розділі компенсаційних принципів побудови антен, для придушення завади необхідно мати інформацію про кутове положення джерела вимірювального сигналу. Тобто, антену необхідно орієнтувати так, щоб її апертура збігалась з площиною фронту хвилі корисного сигналу. Але, особливо у випадках мобільних систем радіомоніторингу, така інформація може бути невідомою. Тому виникає необхідність у тому, щоб вимірювальна антенна система мала також властивості пеленгатора і автоматично визначала кутові координати джерел випромінювання як корисного сигналу, так і сигналу завади. А після визначення кутових координат апертура антени мусить зміщуватись в необхідне просторове положення.

З наведених літературних даних відомо, що розробники антен на основі компенсаційних методів придушення завади основну увагу приділяють розвитку та реалізації процесів компенсації, обмежуючись тільки вирішенням проблем ЕМС. Поза увагою залишилися функції пеленгації, ідентифікації випромінювань, вимірювань параметрів поля випромінювання та точності одержаних результатів.

Функціональні можливості розглянутих у літературних джерелах прикладів адаптивних антенних систем та їх структура є найбільш близькими до можливої реалізації антенних систем для вимірювання параметрів електромагнітної хвилі. Але принципи побудови цих аналогів не можуть бути використані в повному обсязі для систем радіоконтролю через ряд суттєвих обмежень: занадто велика кількість елементів АР, що суттєво збільшує габарити системи; обмежений сектор огляду, що обумовлено електричним керуванням формою діаграми спрямованості; складність цифрової схеми первинної обробки сигналів, що у свою чергу може призвести до додаткових похибок у вимірюванні необхідних параметрів поля випромінювання.

Тому існує необхідність у комбінуванні та розширенні існуючих методів, тобто у створенні нової методології побудови антенних систем з обмеженою кількістю елементів АР для мобільних і стаціонарних систем радіоконтролю та радіомоніторингу.

**Другий розділ** присвячено формуванню методологічного базису для побудови багатofункціональних моніторингових малоелементних АР.

Аналіз літератури показав, що єдиної методології побудови багатofункціональних моніторингових антенних систем не існує. Ця відсутність призводить до додаткових витрат ресурсів, зниження ефективності використання об'єктів експлуатації за призначенням. В даному розділі було розроблено методологію побудови антенних систем для радіомоніторингу з розширеними функціональними можливостями. Розроблена методологія включає в себе наступні методи.

*1 – метод побудови лінійної АР.* Було розглянуто метод визначення фазових зсувів, які виникають через різницю ходу променів при падінні плоскої електромагнітної хвилі на лінійну АР з мінімальною кількістю елементів, що розміщені на одній з осей прямокутної системи координат ( $Oy$ ,  $Ox$  або  $Oz$ ).

Схематичне зображення триелементної лінійної АР, системи координат, положення джерела випромінювання (точка  $M$ ) і напрямку падіння променів на елементи решітки наведено на рис. 1.

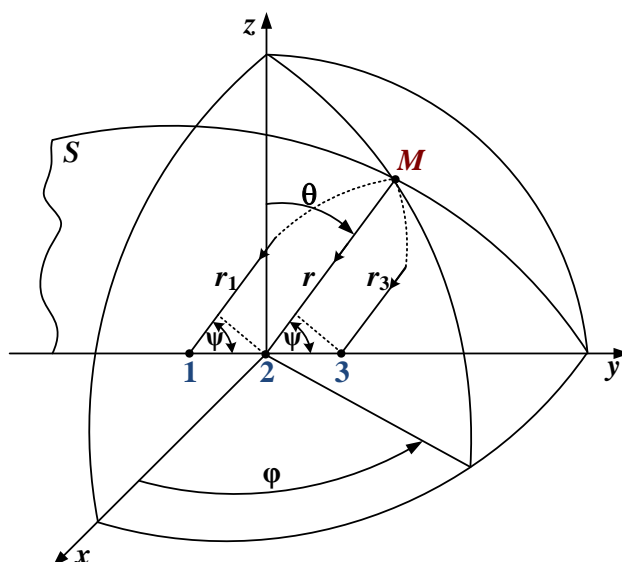


Рис. 1. Схематичне зображення лінійної АР з трьох елементів вздовж осі  $Oy$

Відстані від джерела випромінювання до елементів АР різняться, що спричинить певні фазові зсуви векторів напруженості електричного поля. В площині  $S$  різницю ходу променів можна знайти через відстань між елементами решітки  $d_y$  і кут нахилу променів  $\psi$  до осі  $Oy$ . Отже,

$$\Delta r_y = r_1 - r = r - r_3 = d_y \cos \psi, \quad \cos \psi = (\vec{r}_0, \vec{y}_0) = \sin \theta \sin \varphi.$$

За відомою різницею ходу променів фазові зсуви знаходять як добуток хвильового числа на величини  $\Delta r$ .

Елементи АР можуть бути побудовані у вигляді двох взаємно перпендикулярних вібраторів або у вигляді кільцевих антен. І в першому, і в другому випадку антенний елемент розкладає електромагнітну хвилю, що падає на апертуру антени, на дві складові у вибраному ортогональному поляризаційному базисі. Для опису методу була розглянута АР, яка побудована на перехрещених вібраторних елементах. Один із вібраторів розташовуємо паралельно полярній осі сферичної системи координат  $Oz$ , а другий вібратор паралельно осі  $Oy$  прямокутної системи координат (рис. 1), що зв'язана зі сферичною системою. На антену падають хвилі від двох джерел випромінювання  $a$  (координати  $\theta_a$  і  $\varphi_a$ ) і  $b$  (координати  $\theta_b$  і  $\varphi_b$ ). Хвилі, які випромінюють джерела  $a$  і  $b$ , мають одну і ту ж довжину, тобто  $\lambda_a \approx \lambda_b \approx \lambda$ .

На вихідних затискачах антенного блоку утворюються шість напруг, які будуть пропорційні напруженостям вертикально і горизонтально поляризованих електромагнітних хвиль. Характеристика спрямованості (ХС) вертикального вібратора –  $F(\theta)$ , а ХС горизонтального вібратора –  $F(\theta, \varphi)$ . Необхідно враховувати наявність екрана на відстані  $d_x$  від вібраторів для усунення неоднозначності визначення кутового місцеположення джерел випромінювання. Нормований множник системи вібратор-екран дорівнює

$$F_e(\theta, \varphi) = \sin(kd_x \sin \theta_s \cos \varphi_s), \quad \text{де } s = a, b, \quad k = 2\pi/\lambda.$$

Використовуючи діючу довжину вібраторів  $l_d$ , можемо записати значення електрорушійних сил на затискачах вібраторів

$$[\dot{\epsilon}_A] = \begin{bmatrix} \dot{\epsilon}'_1 \\ \dot{\epsilon}''_1 \\ \dot{\epsilon}'_2 \\ \dot{\epsilon}''_2 \\ \dot{\epsilon}'_3 \\ \dot{\epsilon}''_3 \end{bmatrix} = l_d \begin{bmatrix} \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_a) e^{i\alpha_y^a} & \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_b) e^{i\alpha_y^b} \\ \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_a, \varphi_a) e^{i\alpha_y^a} & \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_b, \varphi_b) e^{i\alpha_y^b} \\ \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_a) & \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_b) \\ \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_a, \varphi_a) & \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_b, \varphi_b) \\ \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_a) e^{-i\alpha_y^a} & \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_b) e^{-i\alpha_y^b} \\ \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_a, \varphi_a) e^{-i\alpha_y^a} & \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_b, \varphi_b) e^{-i\alpha_y^b} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{E}_a \sin \gamma_e^a \\ \dot{E}_b \sin \gamma_e^b \end{bmatrix}, \quad (1)$$

де одним штрихом позначені величини, які пов'язані з вертикально поляризованою хвилею, а двома штрихами – з горизонтально поляризованою хвилею;  $\alpha_y^s = k_s d_y \sin \theta_s \sin \varphi_s$  при  $s = a, b$ ;  $\gamma_e^s = k_s d_x \sin \theta_s \cos \varphi_s$ .

Як впливає з рівнянь (1) на затискачах елементів решітки наводиться електрорушійна сила (ЕРС) у вигляді суміші сигналу і завади. Безпосередньо із цієї суміші без додаткових перетворень напруг виокремити сигнал або заваду неможливо. Тому у наступних методах розглядається, яким чином побудувати антенні структури, які б забезпечили придушення завади.

2 – метод побудови антенної системи з просторовою фільтрацією сигналу. Діаграми спрямованості (ДС) з нулем, орієнтованим на джерело завади, можна отримати шляхом повороту в просторі антенного блока при синфазному або протифазному підсумовуванні ЕРС, наведених на затискачах елементів решітки або шляхом підсумування ЕРС з повними змінами їх амплітуд і фаз, які забезпечать формування глибокого мінімуму в заданому кутовому напрямі. Для реалізації такого процесу функціонування моніторингової антени необхідно включити в її структуру такі додаткові пристрої, які забезпечать визначення кутових координат джерел сигналу і завади, можливість повороту або трансформації ДС, індикацію збігу нуля ДС з напрямом на джерело завади, а також розрахунок коефіцієнта пропорційності між вихідною напругою і напруженістю електричного поля сигналу. Структурну схему такої антени зображено на рис. 2. Вона складається з антенного блока (АБ), блока лінійних перетворень (БЛП), суматора ( $\Sigma$ ), нелінійного блока (НБ), пристрою ідентифікації джерел випромінювання (Ід), процесора та пристрою індикації та реєстрації сигналів (ПРС). При електромеханічному повороті антени блок АБ містить в собі привод і датчики кутового положення апертури. При електронному формуванні необхідної діаграми спрямованості БЛП виконує функції діаграмо-утворюючої схеми (ДУС). БЛП використовується для зміщення частотного спектра сигналу та завади в діапазон частот, придатний для необхідної подальшої обробки отриманих напруг:

$$[\dot{U}_A] = \dot{A}[\dot{\epsilon}_A] e^{-i\omega_r t}, \quad (2)$$

де  $[\dot{U}_A]$  – сукупність напруг, які підлягають подальшій обробці;  $\dot{A}$  – комплексний коефіцієнт передачі напруг в певних каскадах лінійного блока,  $|\dot{A}| > 1$ ;  $\omega_r$  – частота коливань гетеродина в складі АБ, яка вибирається за умови, що  $\omega_a - \omega_r \approx \omega \pm \Delta\omega$ ,  $\omega_b - \omega_r \approx \omega \pm \Delta\omega$ ;  $\omega$  – середня частота, на якій

виконується вся подальша обробка сигналів;  $2\Delta\omega$  – смуга частот, в якій працює решта структурних вузлів схеми.

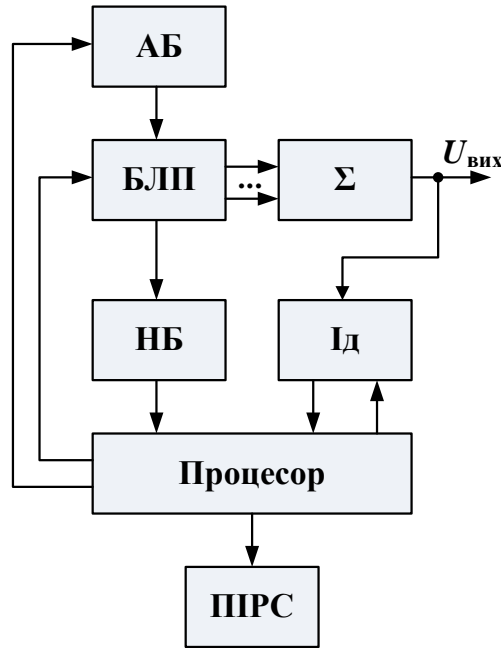


Рис. 2. Структурна схема антени з просторовою фільтрацією сигналу

Завданням НБ є створення критерію, за екстремумом якого визначають кутові координати джерел випромінювання. В НБ утворюється функція  $\psi(\varphi_a - \varphi, \varphi_b - \varphi)$ , яка залежить від кутового положення джерел випромінювання і азимутального положення нормалі до апертури АБ. Кути  $\varphi_a$  та  $\varphi_b$  визначаються за умови

$$\psi(\varphi - \varphi_a, \varphi - \varphi_b) \rightarrow \min. \quad (3)$$

З метою забезпечення умови (3) процесор відпрацьовує команди для АБ, при виконанні яких нуль ДС орієнтується в напрямі на джерело завади. Нехай джерело завади знаходиться під кутами  $\theta_b$  і  $\varphi_b$ , а АБ змінює своє положення в горизонтальній площині за допомогою електромеханічного пристрою, тобто зберігає свою ДС незмінною. Тоді умова (3) задовольняється у випадку, коли використовується різницева ДС і нормаль до апертури антени збігається з азимутом  $\varphi_b$ . При орієнтації АБ на джерело завади вираз (1) спрощується:

$$[\dot{\varepsilon}_A] = l_d \begin{bmatrix} \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_a) e^{i\alpha_y^a} & \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_b) \\ \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_a, \Delta\varphi) e^{i\alpha_y^a} & \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_b) \\ \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_a) & \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_b) \\ \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_a, \Delta\varphi) & \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_b) \\ \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_a) e^{-i\alpha_y^a} & \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_b) \\ \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_a, \Delta\varphi) e^{-i\alpha_y^a} & \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_b) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{E}_a \sin \gamma_e^a \\ \dot{E}_b \sin \gamma_e^b \end{bmatrix}, \quad (4)$$

де  $\Delta\varphi = \varphi_a - \varphi_b$  – кутова відстань між джерелами випромінювання;  $\alpha_y^a = k_a d_y \sin \theta_a \sin \Delta\varphi$ ;  $\gamma_e^a = k_a d_x \sin \theta_a \cos \Delta\varphi$ ;  $\gamma_e^b = k_b d_x \sin \theta_b$ .

Частотно-амплітудне перетворення ЕРС виконується згідно з рівнянням (2). На виході БЛП отримуємо

$$[\dot{U}_A] = [\dot{U}'_1 \ \dot{U}''_1 \ \dot{U}'_2 \ \dot{U}''_2 \ \dot{U}'_3 \ \dot{U}''_3]^T,$$

$$\dot{U}'_{1,3} = A \left[ \dot{E}'_a F_\theta(\theta_a) e^{\pm i\alpha_y^a} \sin \gamma_e^a + \dot{E}'_b F_\theta(\theta_b) \sin \gamma_e^b \right]; \quad \dot{U}''_{1,3} = A \left[ \dot{E}''_a F_\theta(\theta_a) \sin \gamma_e^a + \dot{E}''_b F_\theta(\theta_b) \sin \gamma_e^b \right];$$

$$\dot{U}'_{1,3} = A \left[ \dot{E}'_a F_\varphi(\theta_a, \Delta\varphi) e^{\pm i\alpha_y^a} \sin \gamma_e^a + \dot{E}'_b F_\varphi(\theta_b) \sin \gamma_e^b \right]; \quad \dot{U}''_{1,3} = A \left[ \dot{E}''_a F_\varphi(\theta_a, \Delta\varphi) \sin \gamma_e^a + \dot{E}''_b F_\varphi(\theta_b) \sin \gamma_e^b \right];$$

знаки "+" і "-" в показнику степені експоненти відносяться відповідно до першого і третього елемента АР.

Суматор  $\Sigma$  (рис. 2) має шість входів: три для напруг пропорційних вертикальним складовим і три для напруг з горизонтальними складовими. Вихідну напругу отримуємо в результаті такого перетворення

$$\dot{U}_{\text{вих}} = \begin{bmatrix} \dot{U}'_{\text{вих}} \\ \dot{U}''_{\text{вих}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & -1 \end{bmatrix} [\dot{U}'_1 \ \dot{U}''_1 \ \dot{U}'_2 \ \dot{U}''_2 \ \dot{U}'_3 \ \dot{U}''_3]^T.$$

Оскільки всі складові напруг, що утворюються напруженостями поля завади, однакові за амплітудою і фазою, то вихідна напруга представлятиме в певному масштабі напруженість поля корисного сигналу, а саме

$$\dot{U}'_{\text{вих}} = 4A\dot{E}'_a F(\theta_a) \sin^2(\alpha_y^a/2) \sin \gamma_e^a; \quad \dot{U}''_{\text{вих}} = 4A\dot{E}''_a F(\theta_a, \Delta\varphi) \sin^2(\alpha_y^a/2) \sin \gamma_e^a. \quad (5)$$

Визначення кута місця джерела випромінювання, або меридіонального кута  $\theta_a$  спрощується, якщо використовувати плоску АР з двох однакових, паралельних і розташованих в координатній площині  $u0z$  лінійних решіток.

Розглянутий спосіб побудови антени моніторингу характеризується тим, що придушення завади здійснюється за рахунок орієнтації нуля ДС в напрямі падіння радіохвилі завади. Отже, при використанні різницевої ДС, коли її нуль збігається з нормаллю до апертури антени, при безперешкодному прийомі сигналу фронт хвилі джерела завади має бути паралельним площині апертури. Такий спосіб забезпечення ЕМС ґрунтується на просторовій фільтрації сигналу.

*3 – метод побудови антенної системи з компенсацією напруги завади.* Узагальнена структурна схема антени моніторингу з компенсацією напруги завади зображена на рис. 3. Вона відрізняється від схеми на рис. 2 тим, що в її склад входить блок керування підсилювачів (БКП), під яким розуміємо пристрій, коефіцієнт передачі якого залежить від керуючої напруги. АБ також оснащується електромеханічним приводом, який орієнтує антену так, щоб на затискачах АР напруга корисного сигналу набувала максимального значення. Отже, в цій антенній системі площина апертури мусить бути паралельною фронту хвилі корисного сигналу.

Нелінійний блок (НБ), як і в схемі з просторовою фільтрацією, виробляє критерій (3), мінімізація якого забезпечує суміщення площини апертури антени з фронтом хвилі, що падає на антену.

Якщо нормаль до площини апертури антени збігається з напрямом поширення хвиль джерела  $a$ , то матричне рівняння (4) набуває такого вигляду:

$$[\dot{\hat{\epsilon}}_A] = I_{\pi} \begin{bmatrix} \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_a) & \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_b) e^{i\alpha_y^b} \\ \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_a) & \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_b, \Delta\varphi) e^{i\alpha_y^b} \\ \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_a) & \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_b) \\ \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_a) & \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_b, \Delta\varphi) \\ \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_a) & \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_b) e^{-i\alpha_y^b} \\ \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_a) & \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_b, \Delta\varphi) e^{-i\alpha_y^b} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{E}_a \sin \gamma_e^a \\ \dot{E}_b \sin \gamma_e^b \end{bmatrix},$$

де  $\alpha_y^b = k_b d_y \sin \theta_b \sin \Delta\varphi$ ;  $\gamma_e^a = k_a d_x \sin \theta_a$ ;  $\gamma_e^b = k_b d_x \sin \theta_b \cos \Delta\varphi$ .

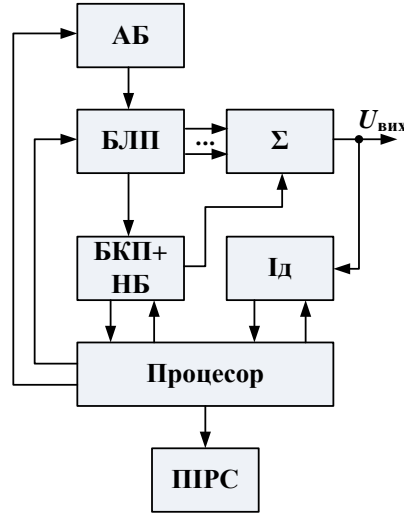


Рис. 3. Структурна схема антени з компенсацією напруги завади

ЕРС, що наводяться на затискачах елементів АБ, перетворюються пристроями БЛП (рис. 3) в напруги

$$[\dot{U}_A] = [\dot{U}'_1 \ \dot{U}''_1 \ \dot{U}'_2 \ \dot{U}''_2 \ \dot{U}'_3 \ \dot{U}''_3]^T,$$

$$\dot{U}'_{1,3} = A \left[ \dot{E}'_a F_{\theta}(\theta_a) \sin \gamma_e^a + \dot{E}'_b F_{\theta}(\theta_b) e^{\pm i\alpha_y^b} \sin \gamma_e^b \right]; \dot{U}''_{1,3} = A \left[ \dot{E}''_a F_{\theta}(\theta_a) \sin \gamma_e^a + \dot{E}''_b F_{\theta}(\theta_b) \sin \gamma_e^b \right];$$

$$\dot{U}'_{1,3} = A \left[ \dot{E}'_a F_{\varphi}(\theta_a) \sin \gamma_e^a + \dot{E}'_b F_{\varphi}(\theta_b, \Delta\varphi) e^{\pm i\alpha_y^b} \sin \gamma_e^b \right]; \dot{U}''_{1,3} = A \left[ \dot{E}''_a F_{\varphi}(\theta_a) \sin \gamma_e^a + \dot{E}''_b F_{\varphi}(\theta_b, \Delta\varphi) \sin \gamma_e^b \right];$$

$\Delta\varphi$ ,  $\alpha_y^b$ ,  $\gamma_e^a$ ,  $\gamma_e^b$  – величини, які мають такий же зміст, що і в рівнянні (4).

БЛП виконує ще дві важливі операції. Він формує дві синфазні суми напруг і дві або більше різницевих напруг. При синфазному підсумуванні отримуємо

$$\begin{aligned} \dot{U}'_{\Sigma} &= \dot{U}'_1 + 2\dot{U}'_2 + \dot{U}'_3 = 4A \left[ \dot{E}'_a F_{\theta}(\theta_a) \sin \gamma_e^a + \dot{E}'_b F_{\theta}(\theta_b) \sin \gamma_e^b \cos^2(\alpha_y^b/2) \right]; \\ \dot{U}''_{\Sigma} &= \dot{U}''_1 + 2\dot{U}''_2 + \dot{U}''_3 = 4A \left[ \dot{E}''_a F_{\varphi}(\theta_a) \sin \gamma_e^a + \dot{E}''_b F_{\varphi}(\theta_b, \Delta\varphi) \sin \gamma_e^b \cos^2(\alpha_y^b/2) \right]. \end{aligned} \quad (6)$$

Вирази для різницевих напруг мають вигляд

$$\dot{U}'_{\Delta} = (\dot{U}'_1 - \dot{U}'_2) + (\dot{U}'_2 - \dot{U}'_3) = \dot{U}'_{12} + \dot{U}'_{23} = i2A \dot{E}'_b F_{\theta}(\theta_b) \sin \gamma_e^b \sin \alpha_y^b, \quad (7)$$

де  $\dot{U}'_{12} = i2A \dot{E}'_b F_{\theta}(\theta_b) e^{i\frac{\alpha_y^b}{2}} \sin \gamma_e^b \sin(\alpha_y^b/2)$ ;  $\dot{U}'_{23} = i2A \dot{E}'_b F_{\theta}(\theta_b) e^{-i\frac{\alpha_y^b}{2}} \sin \gamma_e^b \sin(\alpha_y^b/2)$ .



Для напруг, пропорційних горизонтальним складовим векторів електричного поля  $\dot{E}_b''$ , формули будуть аналогічними рівнянню (7).

За відомими значеннями кутових координат джерел випромінювання процесор створює команду для БКП для формування значення коефіцієнта передачі

$$\tilde{K}_i = i \frac{\cos^2(\alpha_y^b/2)}{\sin \alpha_y^b} = i \frac{1}{2} \cos(\alpha_y^b/2) \operatorname{ctg}(\alpha_y^b/2).$$

Тоді на виході БКП напруга завади  $\tilde{K}_n \dot{U}'_\Delta$  дорівнюватиме

$$\dot{U}'_3 = \tilde{K}_n \dot{U}'_\Delta = -i 4 A \dot{E}_b' F_\theta(\theta_b) \sin \gamma_e^b \cos^2(\alpha_y^b/2). \quad (8)$$

Підсумовуючи напруги  $\dot{U}'_\Sigma$  (6) і  $\dot{U}'_3$  (8) за допомогою суматора  $\Sigma$  (рис. 3), отримуємо напругу, яка пропорційна вертикальній складовій вектора напруженості електричного поля сигналу

$$\dot{U}'_{\text{вих}} = 4 A \dot{E}_a' F_\theta(\theta_a) \sin \gamma_e^a. \quad (9)$$

Аналогічний вираз можна отримати і для горизонтальної складової  $\dot{U}''_{\text{вих}}$

$$\dot{U}''_{\text{вих}} = 4 A \dot{E}_a'' F_\varphi(\theta_a) \sin \gamma_e^a. \quad (10)$$

Як видно з наведених математичних співвідношень, виокремлення напруг, які відносяться до корисного сигналу, відбувається в такому положенні АБ, коли площина апертури антени перпендикулярна напрямку падіння хвилі від джерела досліджуваного сигналу. Але, як і для попереднього методу придушення завади, компенсаційний спосіб також вимагає визначення кутових координат місцеположення сигналу і завади.

4 – метод побудови адаптивних антенних систем. В адаптивних антенах покращення прийому корисного сигналу відбувається за рахунок електричного формування такої ДС, в якій утворюються глибокі мінімуми в напрямку приходу хвиль з найбільшим рівнем завад. Основними елементами адаптивної антени (рис. 4) є АБ, діаграмо-утворююча схема (ДУС), суматор  $\Sigma$ , адаптивний процесор, який складається з сигнального процесора і пристрою керування ДУС.

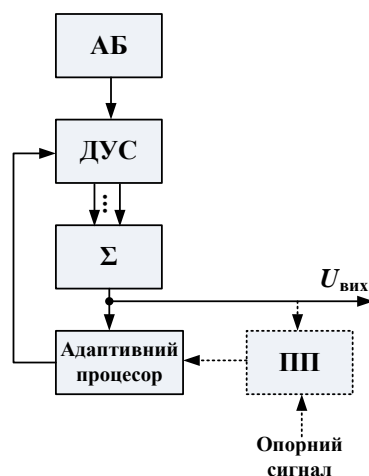


Рис. 4. Структурна схема адаптивної антени

В адаптивній антені може використовуватися порівняльний пристрій (ПП) з відомим заздалегідь опорним сигналом, параметри якого за своїми значеннями повинні збігатись із значеннями таких же параметрів корисного сигналу. Цей

пристрій використовується у випадку, коли критерій відношення сигнал/шум стає непридатним і в адаптивній антені виявлення корисного сигналу реалізується за допомогою методів теорії статистичних рішень з мінімізацією середнього ризику.

Якщо адаптивна антена підвищує ефективність прийому корисного сигналу на основі критерію відношення сигнал/шум, то ПП не потрібен. В цьому випадку структурна схема антени подібна до структурної схеми на рис. 3, оскільки ДУС будується на підсилювачах, комплексний коефіцієнт передачі яких встановлюється адаптивним процесором.

При аналізі електричних процесів в адаптивній антені в матриці напруженостей електричного поля (1) враховують не тільки напруженості завади, але і шумові складові. Це підвищує надійність прийому відносно слабких сигналів на фоні завад і шумів. Елементи матриці (2) набудуть вигляд

$$\dot{U}_s = \dot{U}_a \tilde{f}(\theta_a, \varphi_a, s) + \dot{U}_b \tilde{f}(\theta_b, \varphi_b, s) + \dot{U}_{\text{ш}} \tilde{f}(\theta_n, \varphi_n, s), \quad (11)$$

де  $s$  – номер елемента матриці  $[\dot{U}_A]$ , який збігається з номером елемента АР;  $\dot{U}_{\text{ш}}$  – комплексна амплітуда напруги шуму;  $\tilde{f}(\theta, \varphi, s)$  – комплексна функція, яка враховує вплив координат джерела випромінювання і номер елемента АР на значення наведеної ЕРС.

Якщо завада генерується лише одним джерелом – джерелом "b", то на входах ДУС матимемо напруги

$$[\dot{U}_A]^T = [\dot{U}_1 \quad \dot{U}_2 \quad \dot{U}_3], \quad (2.22)$$

де  $\dot{U}_s$  при  $s = 1, 2, 3$  визначається формулою (11).

Після обробки сигналів в ДУС вихідна напруга набуває значення

$$\dot{U}_{\text{в\ddot{e}д}} = [\dot{U}_A]^T [\tilde{w}], \quad (2.23)$$

де  $[\tilde{w}] = [\tilde{w}_1 \quad \tilde{w}_2 \quad \tilde{w}_3]$  – матриця коефіцієнтів передачі підсилювачів ДУС.

Адаптивний процесор настроює коефіцієнти передач  $\tilde{w}_s$  для отримання оптимального значення вибраного критерію.

*5 – метод вимірювання кутового положення джерела випромінювання.* Було розроблено простий метод вимірювання меридіонального кута  $\theta$  АР, яка має в своєму складі лише два випромінювальні елементи. Вважаємо, що АР вже відпрацювала кут  $\varphi$  і завада наводить на затискачах антени напругу близьку до порогового рівня шумів. Отже, на виходах антени маємо сигнал, який залежить лише від напруженості електричного поля корисного сигналу і кута  $\theta$  (5), (9), (10). Хвиля падає на антену під кутом  $\theta_a$  (рис. 5), а АР в вертикальній площині знаходиться в своєму початковому положенні. Максимум ДС 1 напрямлений вздовж лінії горизонту, а напрям максимального випромінювання антени дорівнює  $\theta_1 = \pi/2$ .

Механічно обертаючи апертуру антени навколо осі  $Oy$  отримуємо таке ж саме значення напруги, що і в попередньому положенні. Отримуємо кут  $\theta_2$ , який визначає орієнтацію максимуму діаграми спрямованості 2 АР в вертикальній площині. З рис. 5 отримуємо

$$\theta_a = (\pi/2 + \theta_2)/2.$$

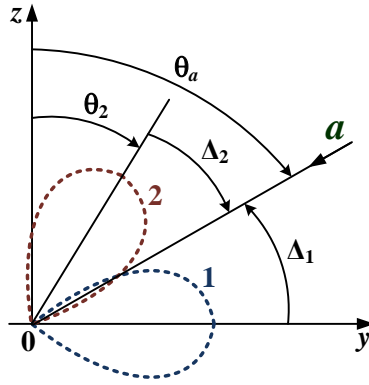


Рис. 5. Положення ДС в вертикальній площині

З математичної точки зору, операція обертання апертури антени навколо осі  $Oy$  рівнозначна повороту координатної площини  $xOz$  власної системи координат. При цьому джерело випромінювання зміщується з першого квадранта системи координат, яка прив'язана до антени, в четвертий квадрант. Кут  $\theta_a$  при такому обертанні АР змінюється на кут  $-\theta_a$ . Оскільки ХС визначає лише відносну амплітуду прийнятого сигналу, то зміна знаку кута  $\theta_a$  в формулах не призведе до зміни знаку напруги на входах схем обробки сигналів. Кут  $\Delta_1$  між напрямом максимуму ДС в положенні 1 антени і напрямом падіння хвилі за умови симетрії дорівнює куту  $\Delta_2$  в положенні 2.

При іншому підході до визначення меридіонального кута джерела випромінювання, апертура антени обертається навколо осі  $Oy$  на заздалегідь визначений кут  $\Delta\theta$ . Оскільки азимутальне положення джерела випромінювання завади вже визначено, то  $\varphi = \varphi_b$  і  $\varphi_a - \varphi_b = \Delta\varphi$ . Напруга на виході АБ в початковому положенні визначається за формулою (5)

$$\dot{U}_{\text{вих1}} = C \dot{E}_a F(\theta_a) \sin^2(g \sin \theta_a) \sin(h \sin \theta_a),$$

де  $C$  – стала величина;  $g = k_a d_y \sin \Delta\varphi$ ;  $h = k_a d_x \sin \Delta\varphi$ .

В положенні 2, коли апертура антени повертається на кут  $\Delta\theta$ , напруга на виході антенного блоку дорівнюватиме

$$\dot{U}_{\text{вих2}} = C \dot{E}_a F(\theta_a + \Delta\theta) \sin^2(g \sin(\theta_a + \Delta\theta)) \sin(h \sin(\theta_a + \Delta\theta)).$$

Позначення для функцій меридіонального кута

$$\psi_1(\theta_a) = F(\theta_a) \sin^2(g \sin \theta_a) \sin(h \sin \theta_a);$$

$$\psi_1(\theta_a + \Delta\theta) = F(\theta_a + \Delta\theta) \sin^2(g \sin(\theta_a + \Delta\theta)) \sin(h \sin(\theta_a + \Delta\theta)).$$

Відношення напруг

$$\frac{\dot{U}_{\text{вих1}}}{\dot{U}_{\text{вих2}}} = \frac{\psi_1(\theta_a)}{\psi_1(\theta_a + \Delta\theta)} = q. \quad (12)$$

Оскільки величини  $\psi_1(\theta_a)$  і  $\psi_1(\theta_a + \Delta\theta)$  в області реальних кутів  $\theta$  є дійсними величинами, то і відношення (12) також дійсна величина. Отже, вираз (12) можна перетворити в трансцендентне рівняння

$$\psi_1(\theta_a) - q\psi_1(\theta_a + \Delta\theta) = 0,$$

в якому рівнянні є тільки одна невідома величина –  $\theta_a$ .

б – метод розрізнення сигналу і завади за рахунок їх некогерентності. В основі даного методу прийнято, що в зоні спостереження працюють два джерела спостереження  $a$  та  $b$  з однаковими частоти  $\omega_a \approx \omega_b$ , які відрізняються одна від одної лише за рахунок некогерентності та допусків на нестабільність частот генерації. Для пеленгації використовується двоелементна АР, елементами якої є симетричні вібратори, і яка формує протифазну ДС з нулем, що збігається з перпендикуляром до апертури АР. Завдяки вибору вібраторних елементів антенна система приймає лише одну складову вектора напруженості електричного поля. Напряга на затискачах з навантаженням АР:

$$\dot{U}_{\text{вих}} = \dot{E}_a \psi(\theta_a, \varphi_a) \sin \alpha_a + \dot{E}_b \psi(\theta_b, \varphi_b) \sin \alpha_b, \quad (13)$$

$$\text{де } \alpha_a = \frac{kd}{2} \sin \varphi_a = \frac{\pi d}{\lambda_a} \sin \varphi_a; \quad \alpha_b = \frac{kd}{2} \sin \varphi_b = \frac{\pi d}{\lambda_b} \sin \varphi_b.$$

Для спрощення аналітичних перетворень, вважатимемо, що меридіональні кути  $\theta_a$  та  $\theta_b$  дорівнюють  $\pi/2$ . Таке припущення не обмежує результатів аналізу та області їх застосування, оскільки при пеленгації за азимутальним кутом кут місця не впливає на процес наведення антени на джерела випромінювання. Якщо при пеленгації обертається апертура антени в азимутальній площині, то вираз (13) можемо записати у вигляді

$$\dot{U}_{\text{вих}} = \dot{U}_a \sin \left[ \frac{kd}{2} \sin(\varphi - \varphi_a) \right] + \dot{U}_b \sin \left[ \frac{kd}{2} \sin(\varphi - \varphi_b) \right].$$

В часовій площині вихідна напряга визначатиметься наступним чином

$$U_{\text{вих}}(t) = U_a \sin \alpha_a \cos(\omega_a t + \psi_a) + U_b \sin \alpha_b \cos(\omega_b t + \psi_b). \quad (14)$$

Використаємо одне з представлень відмінності частот  $\omega_a$  та  $\omega_b$ . Оскільки частоти майже однакові, то аргументи косинусоїдальних функцій можна представити у вигляді

$$\left. \begin{aligned} \omega_a t &= (\omega + \Omega_a) t + \chi_a = \omega t + \Phi_a(t); \\ \omega_b t &= (\omega + \Omega_b) t + \chi_b = \omega t + \Phi_b(t), \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

де  $\chi_a$  та  $\chi_b$  – початкові фази векторів напруженості електричного поля;  $\Omega_a$  та  $\Omega_b$  – відхилення частот коливань випромінювання джерел  $a$  та  $b$  від номінальних значень (за рахунок некогерентності та способів модуляції).

З використанням формули (15) вихідна напряга (14) набуває вигляду

$$\begin{aligned} U_{\text{вих}}(t) &= U_a \sin \alpha_a \cos(\omega t + \Phi_a) + U_b \sin \alpha_b \cos(\omega t + \Phi_b) = \\ &= (U_a \sin \alpha_a \cos \Phi_a + U_b \sin \alpha_b \cos \Phi_b) \cos \omega t - (U_a \sin \alpha_a \sin \Phi_a + U_b \sin \alpha_b \sin \Phi_b) \sin \omega t. \end{aligned}$$

Вводиться умовне позначення:

$$U_a \sin \alpha_a \cos \Phi_a + U_b \sin \alpha_b \cos \Phi_b = A; \quad U_a \sin \alpha_a \sin \Phi_a + U_b \sin \alpha_b \sin \Phi_b = B. \quad (16)$$

При використанні (6) вираз (14) набуває вигляду

$$U_{\text{вих}}(t) = \sqrt{A^2 + B^2} (\cos M \cos \omega t + \sin M \sin \omega t) = \sqrt{A^2 + B^2} \cos(\omega t - M).$$

де  $\cos M = A / \sqrt{A^2 + B^2}$ ;  $\sin M = B / \sqrt{A^2 + B^2}$ .

Розкриємо амплітудний множник

$$\begin{aligned} & \sqrt{A^2 + B^2} = \\ & = \sqrt{(U_a \sin \alpha_a \cos \Phi_a + U_b \sin \alpha_b \cos \Phi_b)^2 + (U_a \sin \alpha_a \sin \Phi_a + U_b \sin \alpha_b \sin \Phi_b)^2} = \\ & = \sqrt{U_a^2 \sin^2 \alpha_a (\cos^2 \Phi_a + \sin^2 \Phi_a) + 2U_a U_b \sin \alpha_a \sin \alpha_b (\cos \Phi_a \cos \Phi_b + \sin \Phi_a \sin \Phi_b) + U_b^2 \sin^2 \alpha_b (\cos^2 \Phi_b + \sin^2 \Phi_b)} \\ & = \sqrt{U_a^2 \sin^2 \alpha_a + U_b^2 \sin^2 \alpha_b + 2U_a U_b \sin \alpha_a \sin \alpha_b \cos(\Phi_a - \Phi_b)}. \end{aligned} \quad (17)$$

Аргумент тригонометричної функції під знаком радикалу дорівнює

$$\Phi_a - \Phi_b = \omega_a - \omega_b,$$

тобто це різниця частот випромінювань, яка відноситься до області низьких частот. Отже, після лінійного детектора можемо отримати напругу, яка буде описуватися виразом (17). Піднесемо її в квадрат і виокремимо за допомогою RC-фільтра змінну складову:

$$U_Q = 2K_Q U_a U_b \sin \alpha_a \sin \alpha_b \cos(\Phi_a - \Phi_b).$$

Враховуючи значення аргументів  $\alpha_a$  та  $\alpha_b$ , можемо, обертаючи апертуру антенної системи, сумістити кут  $\varphi$  з азимутом джерела  $a$ , або азимутом джерела  $b$ . При цьому  $U_Q$  набуває нульового значення, що дає змогу вимірювати кутові координати джерела випромінювання.

Описані в даному розділі методи складають основу процесу функціонування антенної системи радіомоніторингу з розширеними функціональними можливостями. В комплексі вони складають методологію побудови антенних систем радіомоніторингу з фільтрацією та придушенням завад. Схематично структуру методології показано на рис. 6. В основі процесу вибору і формування конфігурації АБ системи лежить 1-й метод побудови лінійної АР, яка в залежності від конструктивних можливостей може складатися з різної кількості елементів, але не менше двох. В процесі реалізації задачі селекції досліджуваного сигналу запропонована методологія передбачає використання 2-6 методів. Зважаючи на те, що кожен з цих методів більше сфокусований на виконанні певних функцій, запропоновані методи доповнюють один одного. Вони є працездатними як поодиночі, так і в різних комбінаціях один з одним, в залежності від поставлених перед антенною системою задач і можливостей реалізації.

**Третій розділ** дисертаційної роботи присвячено реалізації розробленої методології побудови малоелементних антенних систем з фільтрацією та придушенням завади на прикладах побудови структурних схем систем, АБ яких побудовано на лінійних елементах.

Було синтезовано та проведено порівняння антенних систем з амплітудною компенсацією завади та фазовою компенсацією. Антенна система з фазовою компенсацією завади має ряд переваг: можливість формувати ДС чотирьох типів; здійснення просторової фільтрації в двохпрограмному режимі, що

забезпечує високий рівень корисного сигналу при кутовому рознесенні джерел корисного сигналу і завади від  $5^\circ$  до  $90^\circ$ ; точна пеленгація місцезнаходження джерела завади; можливість моніторингу джерела завади.

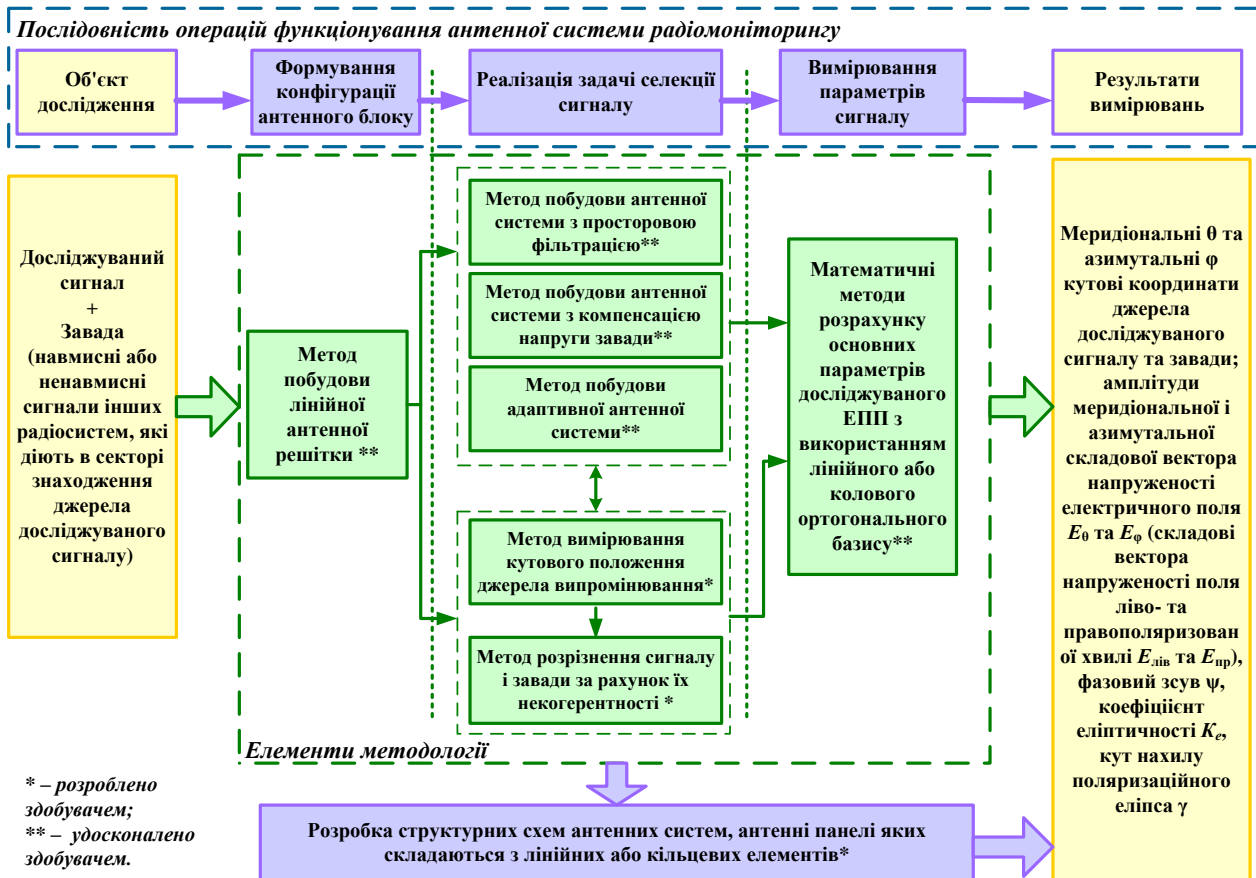


Рис. 6. Структура методології побудови антенних систем для станцій радіоконтролю

Також було запропоновано реалізацію схеми двоелементної адаптивної антени, яка дала змогу зробити висновок, що двох елементів в адаптивній АР достатньо для ефективного придушення завади на частоті корисного сигналу, якщо випромінювання джерела завади приходить під деяким обмеженим кутом  $\psi$  до напрямку приходу сигналу. Мінімальне значення цього кута залежить від динамічних характеристик помножувачів і формувачів керуючого сигналу.

В даному розділі була синтезована та аналітично досліджена антенна система, яка складається з п'яти активних несиметричних вібраторів, що розташовані на перпендикулярних одна до одної осях (рис. 7). Таке розташування антенних елементів дає можливість не змінювати положення АБ відносно вибраної системи координат, тобто його просторове положення встановлюється так, щоб зберігались кутові координати між характерними напрямками діаграми спрямованості і географічними лініями перерізу земної кулі.

Використовуючи розкладання хвилі в лінійному ортогональному поляризаційному базисі, було створено аналітичний апарат, який при мінімальній кількості елементів в антенній решітці забезпечує обчислення параметрів електромагнітного поля за вимірними ЕРС.

Теоретичне дослідження зв'язків між ЕРС, що наводяться на вібраторах антенної системи, і параметрами електромагнітної хвилі (кутові координати джерела випромінювання  $\theta$  і  $\varphi$ , амплітуди меридіональної і азимутальної

складової вектора напруженості електричного поля  $E_0$  і  $E_\varphi$  та фазовий зсув  $\psi$ ) встановлює необхідність використання двадцяти електричних величин.

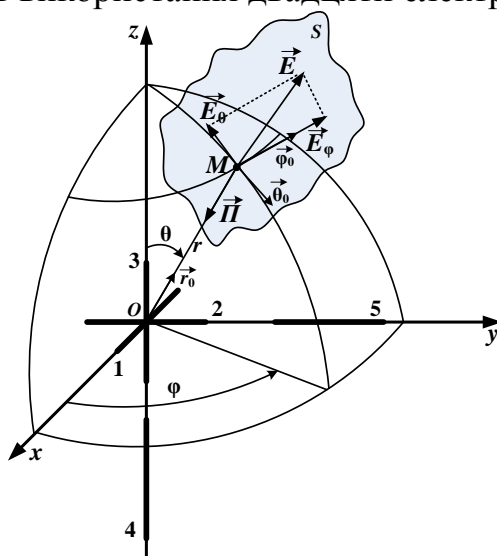


Рис. 7. Розташування лінійних елементів антени в системах координат

З них п'ять значень ЕРС на затискачах вібраторів:  $\dot{\epsilon}_1, \dot{\epsilon}_2, \dot{\epsilon}_3, \dot{\epsilon}_4, \dot{\epsilon}_5$  і п'ятнадцять допоміжних величин  $\dot{\epsilon}_{\Delta 1}, \dot{\epsilon}_{\Sigma 1}, \dot{\epsilon}_{\Delta 2}, \dot{\epsilon}_{\Sigma 2}, \dot{\epsilon}_{12}, \dot{\epsilon}_{\Delta 12}, \dot{\epsilon}_{\Sigma 12}, \dot{\epsilon}_{\Delta}, \dot{\epsilon}_{\Sigma}, \ddot{\epsilon}_{\Delta}, \ddot{\epsilon}_{\Sigma}, \dot{\epsilon}_{\Delta 5}, \dot{\epsilon}_{\Sigma 5}, \ddot{\epsilon}_{\Delta 5}, \ddot{\epsilon}_{\Sigma 5}$ . Формування допоміжних величин доцільно здійснювати на одній фіксованій частоті, що забезпечить як простоту структурної схеми пристрою первинної обробки сигналів, так і мінімізацію спотворень оброблюваних сигналів. У структурній схемі, що зображена на рис. 8, сигнал з виходу кожного вібратора антенної системи зазнає певних перетворень у блоках, які утворюють п'ять каналів передачі сигналів.

Дана структурна схема складається з таких елементів як: комутатори  $K_1 - K_5$ ; блок формування зразкових напруг БФН; конвертори  $K_{н1} - K_{н5}$ ; генератор контрольних напруг ГКН; генератор  $\Gamma$ ; перетворювачі частоти ПЧ<sub>1</sub> - ПЧ<sub>5</sub>; гетеродин Гет; підсилювачі проміжної частоти ППЧ<sub>1</sub> - ППЧ<sub>5</sub>; амплітудно-фазові коректори АФК<sub>1</sub> - АФК<sub>5</sub>; блоки формування різницевої і сумарної напруг  $\Delta/\Sigma$ ; чотирьополосники ЧП<sub>1</sub> і ЧП<sub>2</sub>, коефіцієнти передачі яких встановлюються процесором; суматор  $\Sigma$ ; блок амплітудних детекторів БАД; процесор та пристрій індикації та реєстрації результатів вимірювань ППРВ. Канал 3 при настроюванні пристрою обробки сигналів прийнятий як еталонний.

На відміну від п'ятиелементної вимірювальної антени розроблена в даному розділі чотирьохелементна антенна решітка радіомоніторингу з розширеними можливостями в якості АБ використовує плоску АР, яка потребує зміни орієнтації у просторі для настроювання на напрямок приходу досліджуваної хвилі. Елементи АР складаються з двох взаємно перпендикулярних симетричних вібраторів (рис. 9).

Для аналізу принципу просторової фільтрації за допомогою чотирьохелементної плоскої АР були розраховані різницева та сумарна ХС

$$\left. \begin{aligned} f_{\Delta}(\theta, \varphi) &= \sin(kd_y \sin \theta \sin \varphi) \sin(kd_x \sin \theta \cos \varphi); \\ f_{\Sigma}(\theta, \varphi) &= \cos(kd_y \sin \theta \sin \varphi) \sin(kd_x \sin \theta \cos \varphi); \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

де  $d_x$  та  $d_y$  – відстань від початку координат до елемента антенної решітки вздовж осі  $Ox$  та  $Oy$  відповідно.

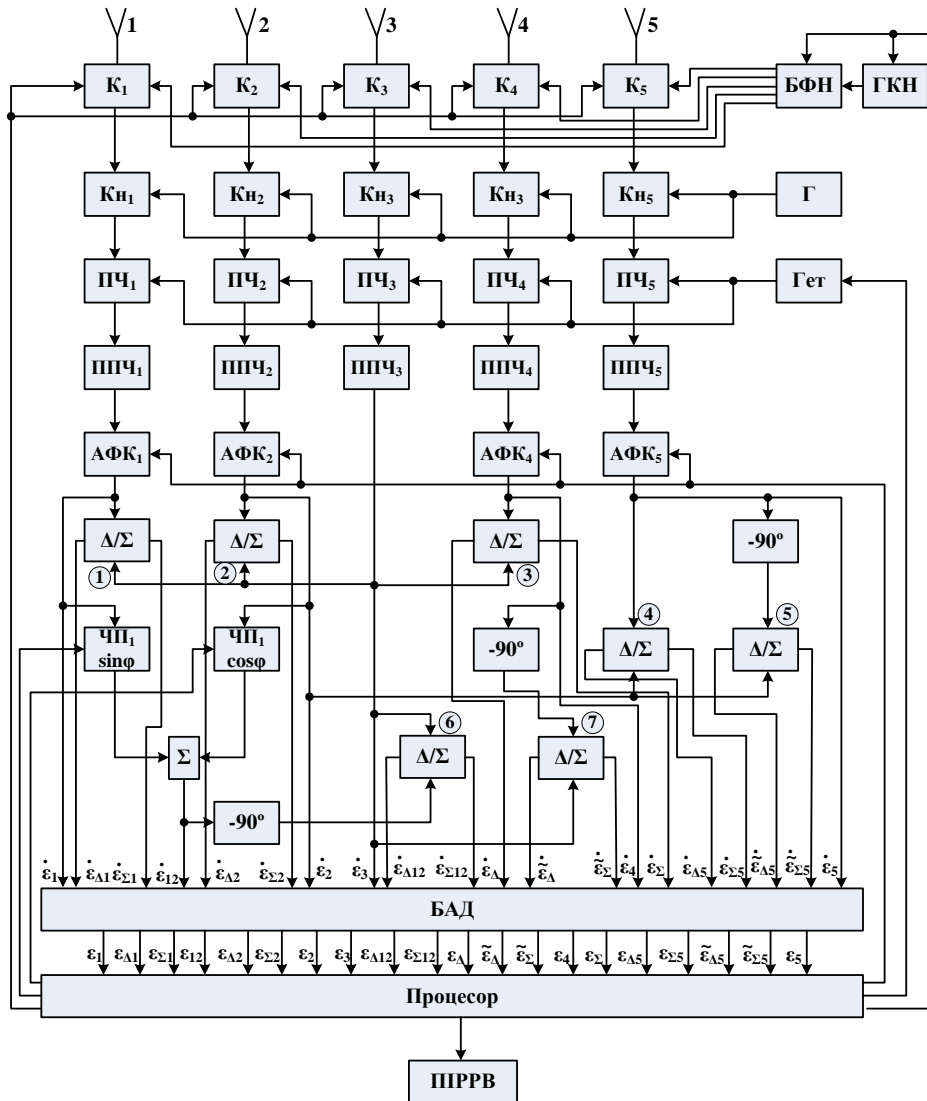


Рис. 8. Структурна схема п'ятиелементної виміральної антени

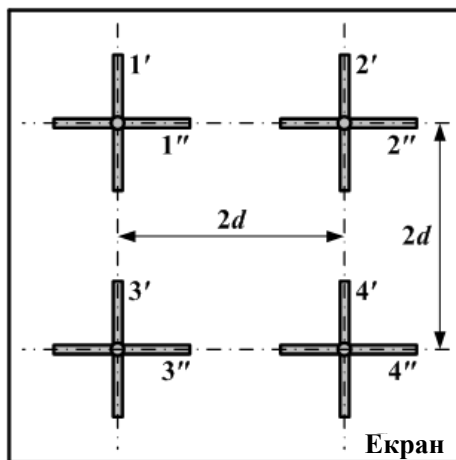


Рис. 9. Схема апертури чотирьохелементної антенної решітки 2x2

ДС (13) при  $\theta = 90^\circ$  представлені на рис. 10 –  $f_\Delta(\varphi)$  та на рис. 11 –  $f_\Sigma(\varphi)$ . Різницеву ДС доцільно використовувати при пеленгації джерела випромінювання, а сумарну ДС – для огляду простору та виявлення випромінювання.



За наявності екрана і без механічного обертання антенної решітки можливий огляд півпростору у межах кута  $-90^\circ < \varphi < 90^\circ$ .

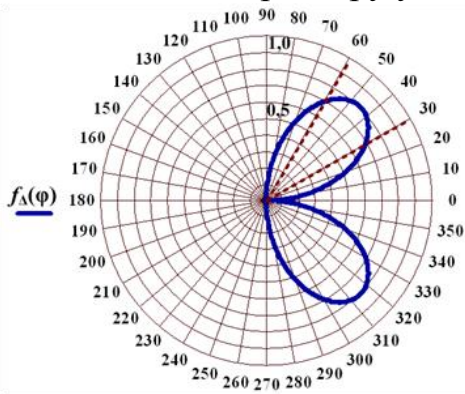


Рис. 10. Різницева ДС двохелементної антенної решітки за наявності екрану

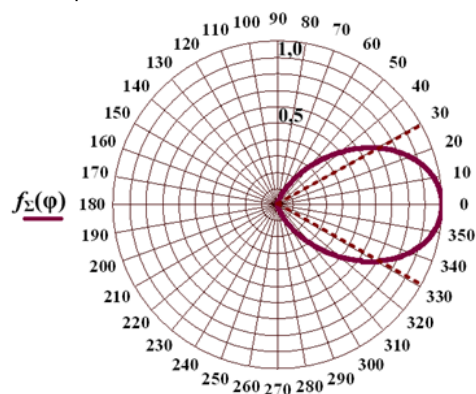


Рис. 11. Сумарна ДС двохелементної антенної решітки за наявності екрану

Якщо забезпечення впевненого прийому сигналу можливе при зменшенні ЕРС на рівні приблизно  $-5$ дБ, то ширина ДС перевищуватиме значення  $2\varphi_{0,5} \approx 45^\circ$  ненабагато. Тобто, при електричному хитанні променю необхідно зміщувати максимум ДС в секторі від  $\varphi_1 = -45^\circ$  до  $\varphi_2 = +45^\circ$ . При електричному скануванні формули (13) перетворюються наступним чином:

$$\left. \begin{aligned} f_{\Delta}(\theta, \varphi) &= \sin[\beta(\sin \varphi - \sin \varphi_m)] \sin(\gamma \cos \varphi); \\ f_{\Sigma}(\theta, \varphi) &= \cos[\beta(\sin \varphi - \sin \varphi_m)] \sin(\gamma \cos \varphi), \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

де  $\beta \sin \varphi_m = \psi$  – фазовий зсув напруг в антенній системі з електричним скануванням при настроюванні нуля ДС  $f_{\Delta}(\theta, \varphi)$  або максимуму ДС  $f_{\Sigma}(\theta, \varphi)$  в напрямі на джерело випромінювання.

Сімейство ДС при  $\theta = 90^\circ$  за формулами (14) зображені на рис. 12. При електричному хитанні променів виникає деформація ДС, що може спричинити ускладнення у виокремленні сигналу при наявності завади на частотах, які близькі до частоти корисного сигналу.

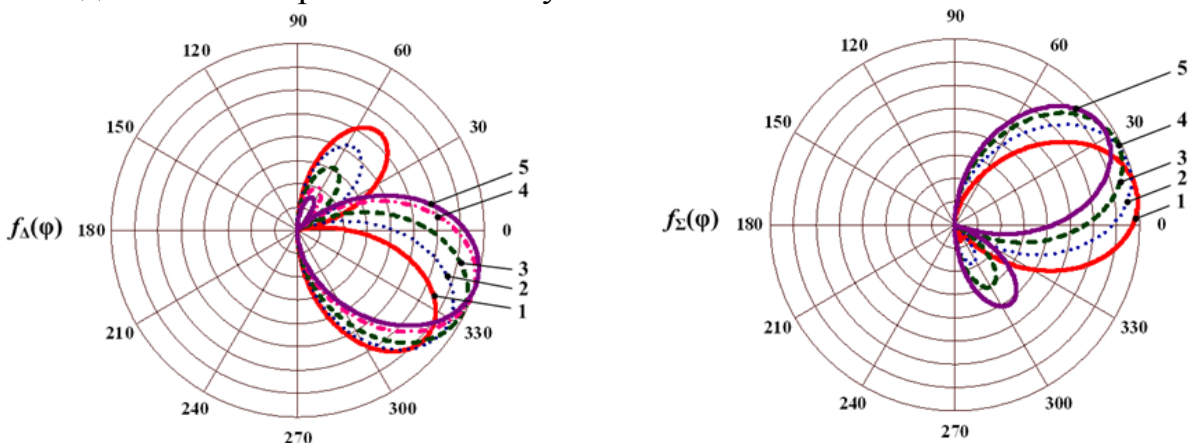


Рис. 12. Сімейство ДС при  $\theta = 90^\circ$  та фазовим зсувом:  
1 –  $\psi = 10^\circ$ ; 2 –  $\psi = 20^\circ$ ; 3 –  $\psi = 30^\circ$ ; 4 –  $\psi = 40^\circ$ ; 5 –  $\psi = 45^\circ$

При використанні механічного сканування форма ДС залишається незмінною і це забезпечує більшу ніж при електронному скануванні точність

наведення на джерело випромінювання. У той же час фазовий зсув  $\psi$  при електричному скануванні залежить від меридіонального кута. Це ускладнює визначення азимутального пеленга джерела випромінювання. Враховуючи ці недоліки, доцільним є застосування механічного керування положенням антени в просторі, при якому ДС залишаються незмінними під час огляду простору в межах від  $0^\circ$  до  $360^\circ$  і описуються формулами (13).

Механічне обертання апертури антени навколо вертикальної осі необхідно здійснювати плавно. Апертура буде займати фіксоване положення так, щоб меридіональний напрям у кожному квадранті збігався з нормаллю до апертури. В результаті поступового обертального руху нуль ДС  $f_\Delta(\theta, \varphi)$  суміщається з напрямом на одне з джерел випромінювання у вибраному квадранті. Це дозволить суттєво збільшити відношення сигналу до завади і використовувати прийнятий сигнал антеною з різницевою діаграмою спрямованості для подальшої обробки. На рис. 13 показано повну структурну схему чотирьохелементної антенної системи.

Фідерні тракти з однаковими коефіцієнтами передачі  $K_\Phi$  з'єднують затискачі антен з входами комутаторів  $K_1, K_2, K_3$  та  $K_4$ . Кожен комутатор має три розв'язані входи, два з яких з'єднані з виходами вібраторів, а третій – з виходом генератора тестових напруг (ГТН). В залежності від режиму роботи антенної системи блок керування комутаторами (БКК) здійснює з'єднання одного з входів з виходом комутатора. Утворюються чотири канали, в яких відбувається підсилення і частотне перетворення вхідних напруг. Перший канал, який йде від входу комутатора  $K_1$  до входу блока підсилення і частотного перетворення (БПЧП<sub>1</sub>) вважається зразковим. Інші три канали мають у своєму складі блоки підсилення і частотного перетворення (БПЧП<sub>2</sub> – БПЧП<sub>4</sub>) і амплітудно-фазові коректори (АФК), за допомогою яких досягається ідентичність коефіцієнтів передачі всіх каналів. Вихідними напругами чотирьох каналів є  $\dot{U}_5, \dot{U}_6, \dot{U}_7, \dot{U}_8$ .

В режимі автоконтролю процесор через БКК переводить комутатор в стан, за якого на входи чотирьох каналів надходять сигнали від ГТН. ГТН формує чотири сигнали, які можуть мати певні фазові зсуви і амплітудні співвідношення.

При синфазних і однакових за амплітудою сигналах коректуються коефіцієнти передачі трьох каналів. Очевидно, що в цьому випадку продетектовані напруги повинні дорівнювати:  $U_9 = 0, U_{10} = 2U_T, U_{11} = 2U_T, U_{12} = 0$ . Якщо ці рівняння не задовольняються, то коефіцієнт передачі третього каналу підлаштовується за допомогою АФК та блоку коректувальних напруг (БКН), яким керує процесор. Передачу четвертого каналу можна корегувати за напругою  $U_{13}$  при нульовій вихідній напрузі четвертого каналу  $\dot{U}_{13} = |\dot{U}_9 - \dot{U}_{12}|$ . Для коректування передачі другого каналу можна використати рівняння  $|\dot{U}_{10}| = |\dot{U}_6 + \dot{U}_8| \Rightarrow 2U_T$ , або  $|\dot{U}_{14}| = |\dot{U}_{10} - \dot{U}_{11}| \Rightarrow 0$ . В загальному випадку в тестові сигнали можна ввести інформацію про поляризаційні параметри і проконтролювати працездатність всього пристрою та виявити можливі похибки в оцінюванні електромагнітного поля.

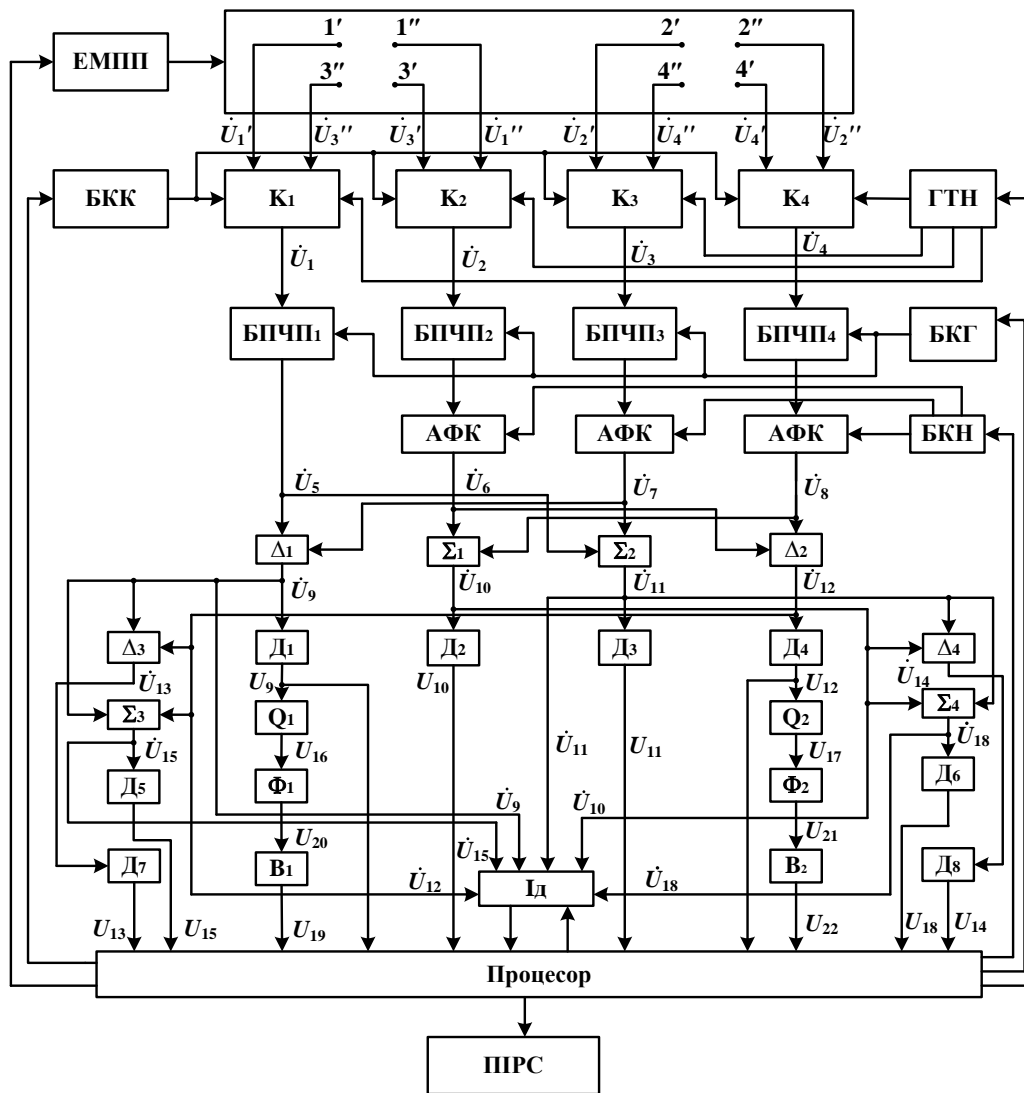


Рис. 13. Структурна схема антенної системи з антенною решіткою 2x2

**Четвертий розділ** присвячено розробленню принципів побудови антенних систем радіомоніторингу з кільцевими елементами АР, які дають можливість розкладання прийнятих електромагнітних хвиль з будь-якою поляризацією на складові в коловому ортогональному поляризаційному базисі і створювати багатofункціональні системи моніторингу при відносно невеликих габаритах апертур.

В даному розділі було проведено дослідження принципів вимірювання параметрів електромагнітної хвилі за допомогою кільцевої антени (КА) з поетапним збільшенням кількості кільцевих елементів в АБ від одного до чотирьох. Було синтезовано схему виокремлення наведених в антені струмів правого та лівого напрямку обертання вектора напруженості електричного поля (рис. 14). Схему створено на пасивних лінійних елементах надвисоких частот, що забезпечує стабільність параметрів і надійність функціонування.

До затискачів  $AA'$  КА первинна лінія симетрична лінія передачі. В точках  $a, \alpha, b, \beta$  з первинною лінією зв'язується вторинна симетрична лінія  $c, \gamma, d, \delta$ . Ці дві лінії утворюють спрямований відгалужувач. З іншого боку, так як ці лінії проходять над екраном, то їх можна розглядати як два спрямованих відгалужувача на смужкових лініях  $a, b, c, d$  і  $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ .

Якщо на затискачах антени потужність наведених струмів дорівнює  $P_{\Sigma} = P_{\text{пр}} + P_{\text{лів}}$ , то на вихідних затискачах  $c$  і  $\gamma$  спрямованих відгалужувачів будуть виокремлюватися хвилі правого обернання з потужністю  $P_{\text{пр}}^c = 0,25P_{\text{пр}}$  і  $P_{\text{пр}}^{\gamma} = 0,25P_{\text{пр}}$ .

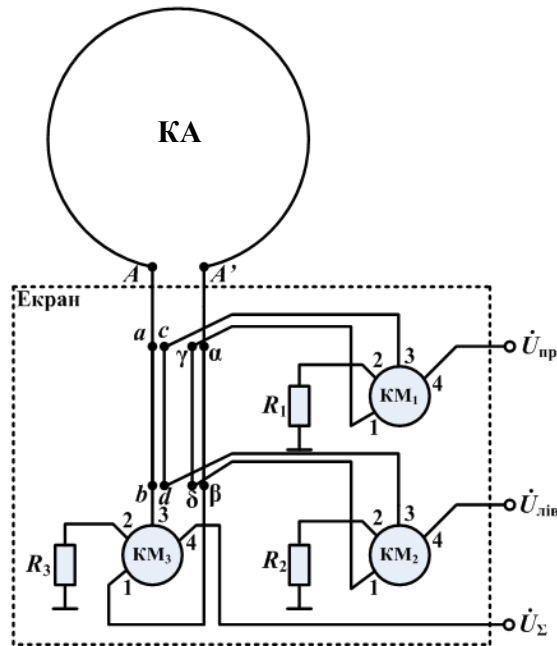


Рис. 14. КА з блоком формування напруг (БФН) на смужкових симетричних лініях

При цьому напруги хвиль правого обернання  $U_{\text{пр}}^c$  та  $U_{\text{пр}}^{\gamma}$  на затискачах  $c$  і  $\gamma$  будуть у протифазі. Хвилі струму правого обернання з затискачів  $c$  і  $\gamma$  надходять до входів 1 і 3 кільцевого моста  $\text{KM}_1$ . На виході 2 моста утвориться різниця потужностей, а на виході 4 – сума потужностей. При ідеальній симетрії схеми через баластний опір  $R_1$  струм не протікатиме і напруга дорівнюватиме нулю. В плечі 4 хвилі струму знаходяться у фазі і вихідна напруга  $\dot{U}_{\text{пр}}^4$  дорівнюватиме  $1/\sqrt{2} \dot{U}_{\text{пр}}^{AA'}$ , де  $U_{\text{пр}}^{AA'}$  – напруга на затискачах антени  $AA'$ , що наводиться електромагнітною хвилею з коловою поляризацією правого обернання. Таким же чином на виході моста  $\text{KM}_2$  утвориться напруга хвилі з коловою поляризацією лівого обернання –  $\dot{U}_{\text{лів}}$ .

Для визначення всіх поляризаційних параметрів необхідно мати сумарний сигнал  $\dot{U}_{\Sigma}$ , який утворюється аналогічно і знімається з плеча 4 моста  $\text{KM}_3$ . Для визначення азимуту напрямку поширення радіохвиль необхідне використання або гостронапрявленої антени, або АР. Оскільки кільцева антена слабонапрявлена, то для пеленгації джерел випромінювання необхідно використовувати як мінімум двокільцеву антенну систему. Якщо ж напрям падіння може приймати різні кути в вертикальній (меридіональній) площині, то антенна система мусить складатися як мінімум з трьох кільцевих антен.

Розроблена в даному розділі трикільцева антенна система (рис. 15) з електромеханічним двокоординатним приводом може працювати в автоматичному режимі, вимірювати параметри електромагнітного поля і однозначно встановлювати кут місця і азимут джерела випромінювання.

Структурна схема такої антенної системи повинна складатись з таких частин: панелі кільцевих антен (ПКА), двокоординатного електромеханічного приводу (ЕМП), блоку каналів (БК) для передачі і підсилення напруг з виходів антен, блока перетворення форми сигналів (БПФС), процесора, пристрою формування сигналів управління (ФСУ) приводом ЕМП за сигналами процесора і пристрою індикації і реєстрації сигналів (ПІРС). Панель кільцевої антени складається з блока кільцевих антен, розташованих на взаємно перпендикулярних осях, блоків формування напруг і блоків формування різницевих і сумарних напруг  $U'_{\Sigma x}$ ,  $U''_{\Sigma x}$ ,  $U'_{\Sigma y}$ ,  $U''_{\Sigma y}$ , за якими відбувається повне просторове настроювання антени.

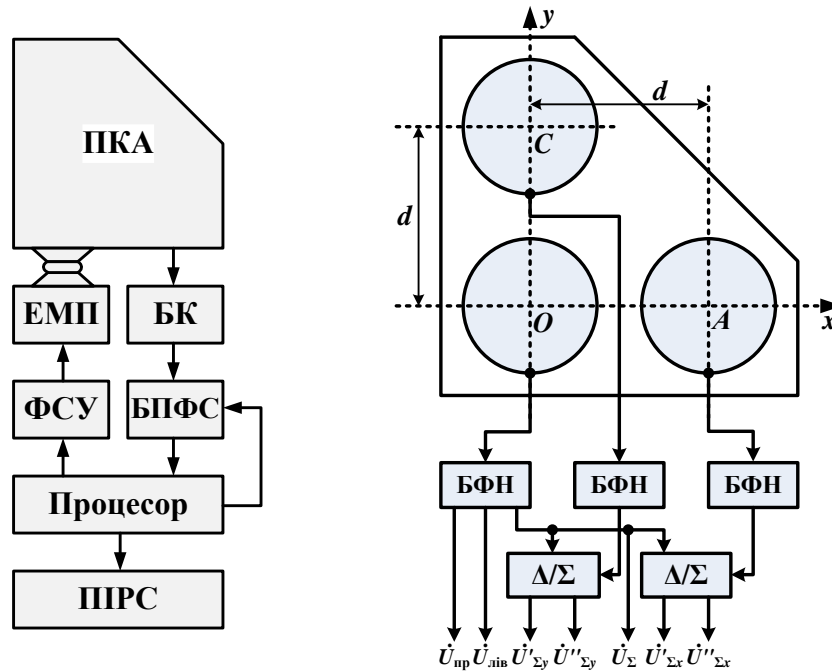


Рис. 15. Структурна схема трикільцевої антенної системи

Після просторового настроювання хвиля буде розкладена в коловому ортогональному базисі і напруги  $U_{\text{пр}}$ ,  $U_{\text{лів}}$  і  $U_{\Sigma}$  повністю будуть характеризувати електромагнітне поле досліджуваного джерела випромінювання.

Коефіцієнт еліптичності обчислюється за формулою

$$K_e = (U_{\text{пр}} - U_{\text{лів}}) / (U_{\text{пр}} + U_{\text{лів}}).$$

Фазовий зсув  $\phi$  розраховується за формулою

$$\cos \phi = \frac{U_{\Sigma, m}^2 - U_{\text{пр}, m}^2 - U_{\text{лів}, m}^2}{2U_{\text{пр}, m} U_{\text{лів}, m}}.$$

Кут нахилу поляризаційного еліпса знаходиться з виразу

$$\gamma = (\phi + \pi/2) / 2.$$

Напруженості поля  $E_{\text{пр}}$ ,  $E_{\text{лів}}$  і  $E_{\Sigma}$  визначаються за напругами  $U_{\text{пр}}$ ,  $U_{\text{лів}}$  і  $U_{\Sigma}$ , поділеними на діючу довжину антени і коефіцієнт передачі напруги в лінії від затискачів кільцевої антени до входу в процесор.

В третьому розділі було розроблено принцип побудови чотириелементної антенної системи, антенна панель якої складається з лінійних елементів – електричних вібраторів. Використовуючи всі викладені вище положення, замінимо антенну панель з лінійних випромінювачів на панель кільцевих антен (рис. 16). Такі АР з розмірністю  $2 \times 2$  на кільцевих випромінювачах можуть забезпечувати функції пеленгації джерела випромінювання, придушення завади, яка має поле випромінювання на тієї ж довжині хвилі, що і поле сигналу, за яким ведеться спостереження, вимірювання основних параметрів поля випромінювання і поляризаційних параметрів.

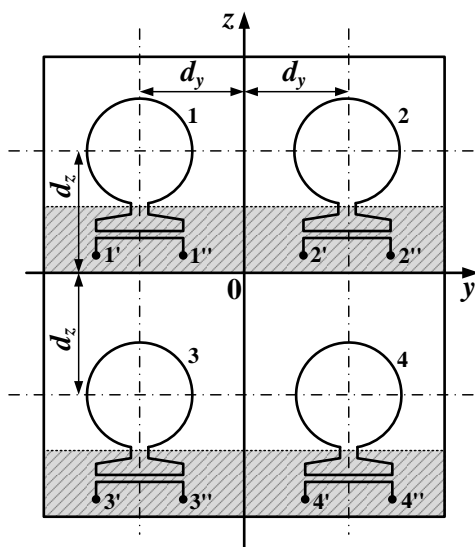


Рис. 16. Схема кільцевого антенного блоку

Габарити апертури антенних решіток не перевищують розмірів  $\lambda \times \lambda$ , тому такі антенні системи доцільно використовувати в високочастотній частині метрового діапазону, дециметровому і сантиметровому діапазонах хвиль.

**П'ятий розділ** присвячено розробці аналітичних співвідношень, які розкривають вплив різних структурних елементів та кіл розроблених в даній роботі антенних систем радіомоніторингу на точність вимірювань параметрів полів випромінювання. Це дозволить за рахунок вибору певних конструктивних елементів приводити похибки вимірювань до необхідних рівнів.

В даному розділі викладені результати дослідження характеристик точності п'ятиелементної універсальної антени, які висвітлюють можливості розробленої антенної системи як пристрою для вимірювання параметрів електромагнітного поля. Для спрощення аналітичного дослідження на рис. 17 представлено узагальнено схему універсальної антенної системи (рис. 8), виходячи з якої та функціональних зв'язків між вхідними величинами (ЕРС на затискачах вібраторів) та вихідними величинами ( $\theta$ ,  $\varphi$ ,  $E_\theta$ ,  $E_\varphi$  і  $\psi$ ), необхідно показати можливі похибки вимірювань і основні джерела похибок.

Очевидно, що похибка вимірювання кожної вихідної величини має бути подана у вигляді деякої суми складових з певними коефіцієнтами впливу. Аналіз коефіцієнтів впливу дозволить виявити домінуючі джерела похибок і тим самим дасть можливість в процесі проектування забезпечувати необхідні характеристики пристрою.

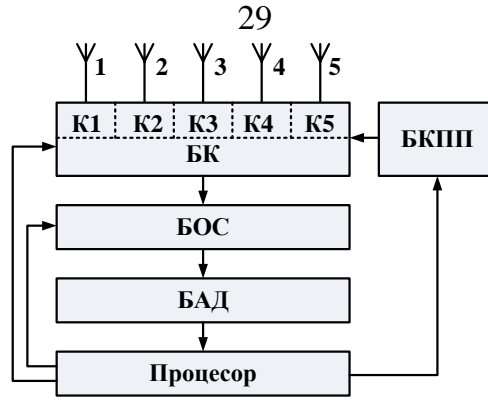


Рис. 17. Узагальнена схема універсальної антенної системи

У процесі дослідження було знайдено математичні вирази для наступних основних похибок:

1. Похибки вимірювання вертикальної складової вектора напруженості електричного поля  $E_\theta$

$$\Delta E = E_\theta \left[ \Delta U_3 / U_3 + \Delta l_d / l_d + \Delta K_\phi / K_\phi + \Delta K_3 / K_3 + \Delta F_3(\theta) / F_3(\theta) \right], \quad (15)$$

де  $\Delta U_3$  – похибка вимірювання напруги на виході амплітудного детектора;  $\Delta l_d / l_d$  – відносна похибка в розрахунку діючої довжини вібратора;  $\Delta K_\phi / K_\phi$  – відносна похибка коефіцієнта передачі фідерного тракту;  $\Delta K_3 / K_3$  – відносна похибка коефіцієнта передачі каналу 3;  $\Delta F_3(\theta)$  – похибка в значенні характеристики спрямованості. П'ята складова у формулі (15) має найбільший вплив на загальний результат і визначається точністю апроксимації ХС і точністю збігу осі вібратора з вертикаллю. Отже, можемо записати

$$\Delta F(\theta) = \Delta F_a(\theta) + \Delta F_y(\theta) + \Delta F_d(\theta),$$

де  $\Delta F_a(\theta)$  – похибка апроксимації;  $\Delta F_y(\theta)$  – похибка установки вібратора;  $\Delta F_d(\theta)$  – похибка, яка обумовлена неточністю вимірювання довжини хвилі  $\lambda$  і довжини вібратора  $l$ .

Прийнято, що  $\Delta F(\theta) = \sin \theta$  і при такій апроксимації ДС виникає похибка, значення якої дорівнює

$$\Delta F_a(\theta) = \frac{\sin^2 \theta (1 - \cos kl) - [\cos(kl \cos \theta) - \cos kl]}{(1 - \cos kl) \sin \theta}.$$

При прийомі плоскої хвилі, що падає на антену під кутом  $\theta = 90^\circ$ , ця похибка стає рівною нулю. На рис. 18 представлені залежності похибки апроксимації від меридіонального кута при різних значеннях відносної довжини вібратора.

2. Похибка вимірювання меридіонального кута  $\theta$ .

$$\Delta \theta = \frac{1}{kd \sqrt{1 - B_0^2}} \left[ \frac{\Delta A_0}{\sqrt{1 - A_0^2}} + \arccos A_0 \left( \frac{\Delta \lambda}{\lambda} + \frac{\Delta d}{d} \right) \right],$$

де  $B_0 = (1/kd) \arccos A_0$ ;  $d$  – відстань між вібраторами 3 і 4;  $A_0 = (\epsilon_\Sigma^2 - \epsilon_\Delta^2) / 4\epsilon_3\epsilon_4$  – розрахункова величина;  $\epsilon_3$  і  $\epsilon_4$  – напруги на затискачах вібраторів 3 і 4 відповідно;  $\epsilon_\Sigma = \epsilon_3 + \epsilon_4$  – сума комплексних амплітуд;  $\epsilon_\Delta = \epsilon_4 - \epsilon_3$  – різниця комплексних амплітуд напруг.



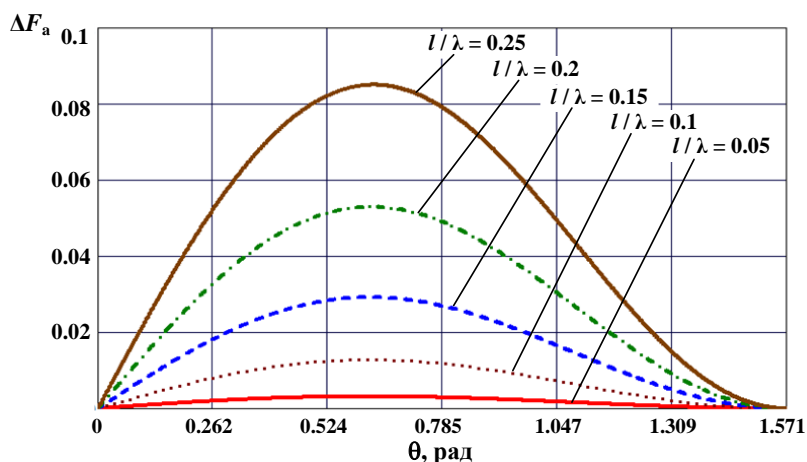


Рис. 18. Залежності похибки апроксимації від меридіонального кута при різних значеннях відносної довжини вібратора  $l/\lambda$

3. Похибка вимірювання азимутальної складової вектора напруженості електричного поля

$$\Delta E_{\varphi} = \frac{1}{E_{\varphi}} \left[ \frac{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}{l_d^2} \left( \frac{\Delta \varepsilon_1}{\varepsilon_1} + \frac{\Delta l_d}{l_d} \right) + E_{\theta}^2 \cos \theta \left( \sin \theta \Delta \theta + \frac{\Delta E_{\theta}}{E_{\theta}} \cos \theta \right) \right].$$

4. Похибка вимірювання азимутального кута

$$\Delta \varphi = \frac{1}{kd \sin \theta \sqrt{1 - B_{\varphi}^2}} \left[ \frac{\Delta A_{\varphi}}{\sqrt{1 - A_{\varphi}^2}} + \arccos A_{\varphi} \left( \frac{\Delta \lambda}{\lambda} + \frac{\Delta d}{d} + \operatorname{ctg} \theta \Delta \theta \right) \right],$$

де  $B_{\varphi} = (1/kd \sin \theta) \arccos A_{\varphi}$ ;  $A_{\varphi} = (\varepsilon_{\Sigma 5}^2 - \varepsilon_{\Delta 5}^2)/4\varepsilon_2\varepsilon_5$  – розрахункова величина;  $\dot{\varepsilon}_2$  і  $\dot{\varepsilon}_5$  – напруги на затискачах вібраторів 2 та 5;  $\varepsilon_{\Sigma 5} = |\dot{\varepsilon}_2 + \dot{\varepsilon}_5|$  – амплітуда суми комплексних амплітуд напруг вібраторів 2 та 5;  $\varepsilon_{\Delta 5} = |\dot{\varepsilon}_2 - \dot{\varepsilon}_5|$  – амплітуда різниці комплексних амплітуд напруг.

5. Похибка вимірювання фазового зсуву між складовими вектора напруженості електричного поля.

$$\Delta \psi = \Delta A_{\psi} / \sqrt{1 - A_{\psi}^2}, \quad (16)$$

де  $A_{\psi} = (\varepsilon_{\Sigma 12}^2 - \varepsilon_{\Delta 12}^2)/4\varepsilon_{12}\varepsilon_3$  – розрахункова величина;  $\Delta A_{\psi} \approx A_{\psi} (2\Delta \varepsilon_{\Sigma 12}/\varepsilon_{\Sigma 12} + \Delta \varepsilon_{12}/\varepsilon_{12} + \Delta \varepsilon_3/\varepsilon_3)$ ;  $\Delta \varepsilon_{\Sigma 12} \approx \varepsilon_{12} (\Delta \varepsilon_{12}/\varepsilon_{12} + (\varepsilon_3 \varepsilon_{12}/\varepsilon_{\Sigma 12}^2) \cos \psi \Delta \psi_a)$ ;  $\Delta \psi_a$  – похибка у зсуві фази напруги  $\varepsilon_{12}$  на  $90^\circ$  і кутового відхилення фазових характеристик каналів передачі сигналів вібраторів 2 та 3;  $\Delta \varepsilon_{12} = \varepsilon_{12} (\Delta K_1/K_1 + \Delta a/a + \Delta E_{\varphi}/E_{\varphi} + \sin 2\varphi \Delta \varphi)$ ;  $\Delta K_1/K_1$  – похибка вимірювання коефіцієнта передачі каналу вібратора 1 або 2;  $\Delta a/a$  – похибки коефіцієнтів передачі керованих підсилювачів з передачами  $a \sin \varphi$  і  $a \cos \varphi$ ;  $\Delta \varphi$  – похибка установки кута  $\varphi$  в коефіцієнтах передачі керованих підсилювачів.

Важливими метрологічними характеристиками вимірювального засобу є залежності методичної і інструментальної похибок від параметрів конструктивних елементів, на яких будується пристрій обробки сигналів, що інтегрується з антенною решіткою. В п'ятому розділі була побудована математична модель антенної системи з обмеженою кількістю змінних



інформативних напруг для забезпечення прозорих функціональних зв'язків, спрощення визначення інструментальних похибок і аналітичних виразів оцінки впливу конструктивних елементів на точність вимірювальних процесів.

Структурну схему чотириелементної універсальної антенної системи, яка показана на рис. 13, можна умовно розділити на дві складові: АР і блок підсилення та частотного перетворення сигналів. Останній включає в себе такі частини, як: вимірювальний перетворювач (ВП), що створює напруги, які пропорційні складовим напруженості електричного поля в лінійному ортогональному поляризаційному базисі; дворівневий лінійний перетворювач на лінійних суматорах, який складається з блоків 1-го (I БЛП) та 2-го (II БЛП) рівнів; блок нелінійних перетворень (БНП); пристрій ідентифікації сигналів (Ід); процесор і пристрій індикації та реєстрації сигналів (ПРС). Функціональні зв'язки між цими блоками зображені на рис. 19.

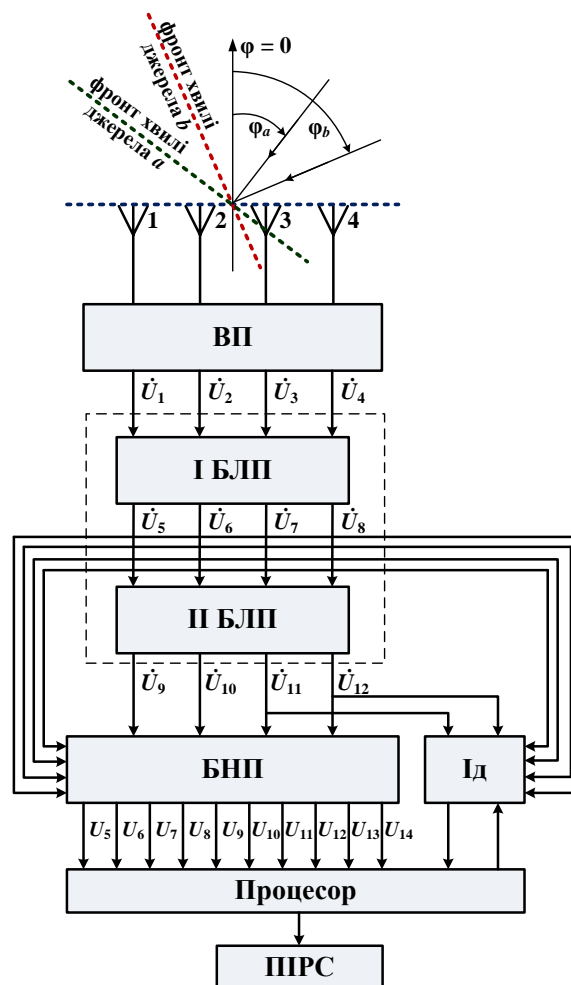


Рис. 19. Блок-схема вимірювальної антенної системи.

Було побудовано залежності індикаторних напруг  $U_{13}$  і  $U_{14}$ , які використовуються для орієнтації АР в азимутальній площині, від азимутального відхилення антени від початкового стану (рис. 20, 21).

На рис. 22, 23 та 24 було побудовано залежності індикаторної напруги  $U_9$ , що використовується для орієнтації АР в меридіональній площині, і напруги  $U_{11}$ , амплітудне значення якої використовується для обчислення меридіональної складової вектора напруженості електричного поля джерела, від меридіонального відхилення антени від початкового стану.

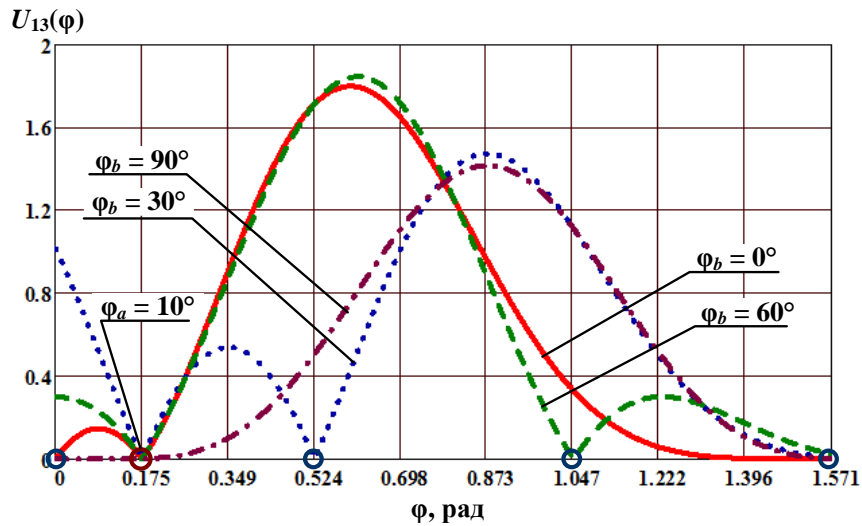


Рис. 20. Залежність індикаторної напруги  $U_{13}$  від азимутального відхилення антени від початкового стану при фіксованому значенні меридіонального кута  $\theta = 90$  град

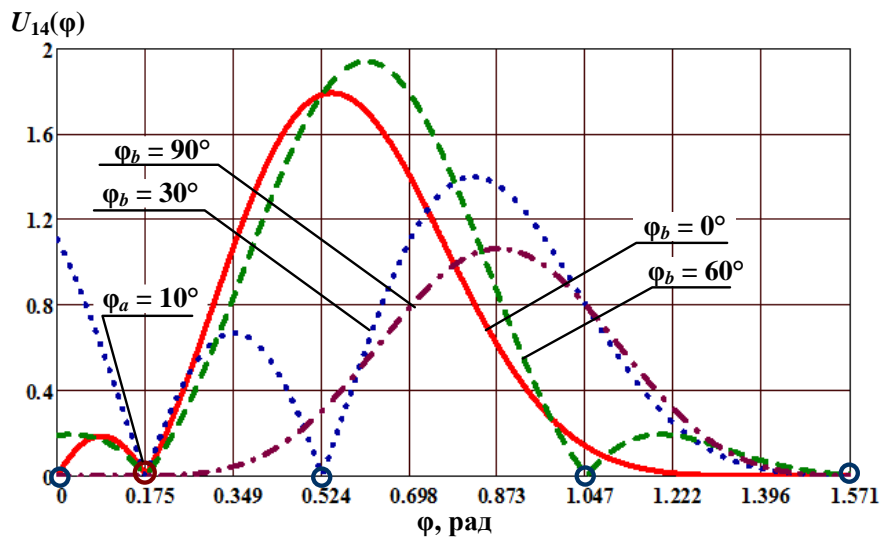


Рис. 21. Залежність індикаторної напруги  $U_{14}$  від азимутального відхилення антени від початкового стану при фіксованому значенні меридіонального кута  $\theta = 90$  град

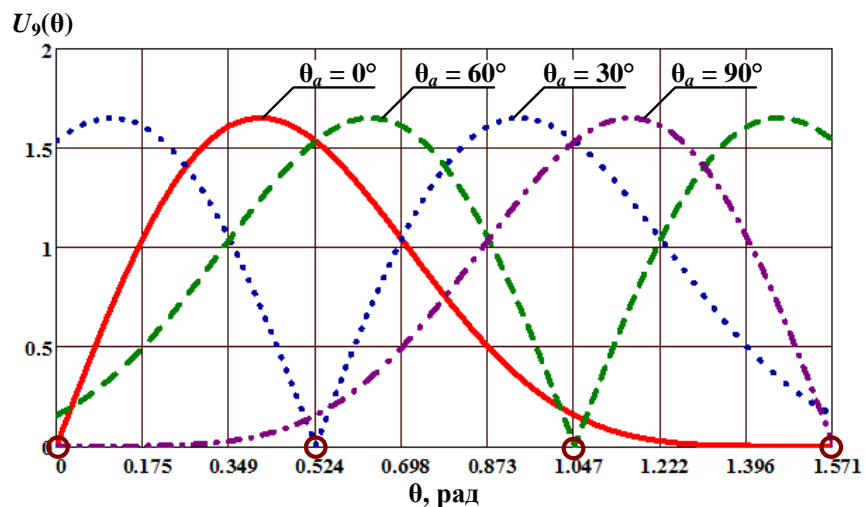


Рис. 22. Залежність індикаторної напруги  $U_9$  від меридіонального відхилення антени від початкового стану при фіксованому значенні кутового рознесення джерел випромінювання  $\chi = \varphi_a - \varphi_b = 10$  град

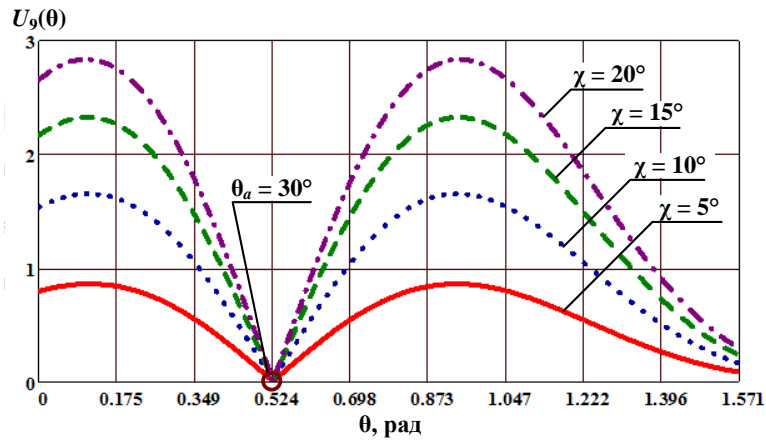


Рис. 23. Залежність індикаторної напруги  $U_9$  від меридіонального відхилення антени від початкового стану при фіксованому значенні меридіонального кута приходу сигналу  $\theta_a = 30$  град

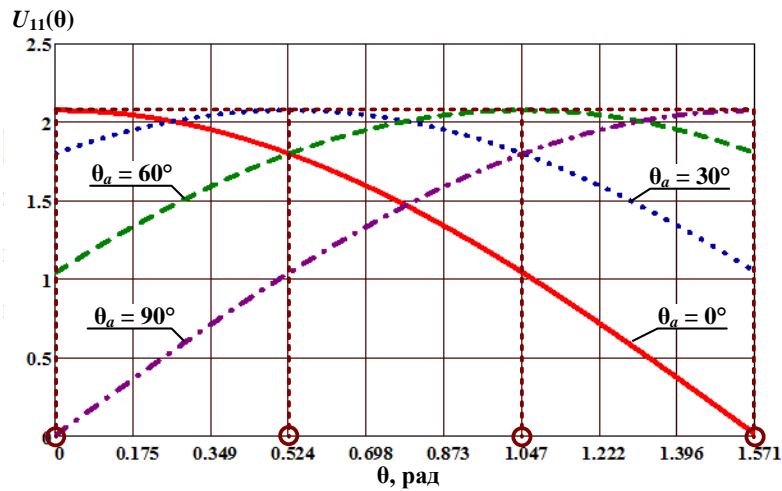


Рис. 24. Залежність напруги  $U_{11}$  від меридіонального відхилення антени від початкового стану при фіксованому значенні кутового рознесення джерел випромінювання  $\chi = \varphi_a - \varphi_b = 10$  град

З графіків на рис. 20 та 21 можна зробити висновок, що індикаторні напруги  $U_{13}$  і  $U_{14}$  дорівнюють нулю при  $\varphi_a = \varphi$  або  $\varphi_b = \varphi$ . Тобто, для знаходження азимутальних пеленгів джерел  $a$  і  $b$  апертуру антени необхідно обертати в азимутальній площині до досягнення нульового значення індикаторних напруг.

Після математичних перетворень були знайдені математичні вирази основних похибок визначення параметрів електромагнітного поля в залежності від похибок, які можуть вносити конструктивні елементи структурної схеми вимірювальної антенної системи:

1. Похибки вимірювання меридіональної і азимутальної складових вектора напруженості електричного поля можна знайти із співвідношень, які зв'язують величини  $E_a^\theta$  і  $E_a^\varphi$  з напругами  $\dot{U}_5$  і  $\dot{U}_8$ :

$$\begin{aligned} E_a^\theta &= U_5 / 2T_1 T_2 \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_e \cos \chi); \\ E_a^\varphi &= U_8 / 2T_1 T_2 \cos \chi \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_e \cos \chi), \end{aligned} \quad (17)$$

де  $T_1 = 2al_d K_\phi$  – коефіцієнти передачі вимірювальних перетворювачів;  $k_a = 2\pi/\lambda_a$ ,  $k_b = 2\pi/\lambda_b$  – хвильові числа для хвиль джерел  $a$  і  $b$ ;  $d$  – відстань

між фазовими центрами елементів АР;  $d_e$  – відстань від екрану до елементів АР;  $\chi = \varphi_a - \varphi_b$  – кутове рознесення джерел випромінювання

Використовуючи вираз (17), отримуємо середньоквадратичне значення абсолютної похибки вимірювання меридіональної складової вектора напруженості

$$\sigma E_a^0 = E_a^0 \left\{ (\sigma U_5 / U_5)^2 + (\sigma T_1)^2 + (\sigma T_2)^2 + (K_\chi^E \Delta\varphi)^2 + (K_d^E \delta d)^2 + (K_{d_e}^E \delta d_e)^2 \right\}^{\frac{1}{2}},$$

де  $K_\chi^E = [k_a d \cos \chi \operatorname{ctg}(k_a d \sin \chi) - k_a d_e \sin \chi \operatorname{ctg}(k_a d_e \cos \chi)]$  – чутливість результату обчислення до похибки азимутального кута;  $K_d^E = k_a d \sin \chi \operatorname{ctg}(k_a d \sin \chi)$  – чутливість обчисленого значення напруженості поля до похибок в відстанях між елементами АР;  $K_{d_e}^E = k_a d_e \cos \chi \operatorname{ctg}(k_a d_e \cos \chi)$  – чутливість напруженості поля до похибок відстані від вібратора до екрана.

Похибка розрахунку азимутальної складової напруженості поля

$$\sigma E_a^\varphi = E_a^\varphi \left\{ (\sigma U_8 / U_8)^2 + (\sigma T_1)^2 + (\sigma T_2)^2 + (K_{\chi\varphi}^E \Delta\varphi)^2 + (K_d^E \delta d)^2 + (K_{d_e}^E \delta d_e)^2 \right\}^{\frac{1}{2}},$$

де коефіцієнт чутливості до похибок азимутального кута відрізняється від  $K_\chi^E$ , а саме  $K_{\chi\varphi}^E = K_\chi - \operatorname{tg} \chi [\sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_e \cos \chi)]^{-1}$ .

2. Похибка вимірювання фазового зсуву знаходиться із співвідношення

$$\sigma(\cos \psi) = \sqrt{(K_9^\Psi \sigma U_9)^2 + (K_{11}^\Psi \sigma U_{11})^2 + \cos^2 \psi [(2\sigma T_2)^2 + (\sigma U_5)^2 + (\sigma U_8)^2]},$$

де  $K_9^\Psi = U_9^2 / 2T^2 U_5 U_8$  – чутливість до змін напруги  $U_9$ ;  $K_{11}^\Psi = U_{11}^2 / 2T^2 U_5 U_8$  – чутливість до змін напруги  $U_{11}$ .

3. Середньоквадратична похибка відношення меридіональної складової напруженості поля до азимутальної:

$$\sigma m = m \sqrt{(\sigma U_5)^2 + (\sigma U_8)^2 + (\operatorname{tg} \chi \Delta\varphi)^2}.$$

4. Похибка знаходження кута нахилу поляризаційного еліпса:

$$\sigma \gamma = \frac{m}{(m^2 + 1)^2 - 4m^2 \sin^2 \psi} \left\{ (m^2 - 1)^2 (\sin \psi \Delta\psi)^2 + (m^2 + 1)^2 (\cos \psi \sigma m)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (18)$$

5. Похибку обчислення коефіцієнту еліптичності визначаються як

$$\sigma K_e = \frac{m^2 + 1}{m K_e Q^2} \sqrt{(K_m^e \sigma m)^2 + (K_\gamma^e \sigma \gamma)^2 + (K_\psi^e \Delta\psi)^2}, \quad (19)$$

де  $Q = m \cos^2 \gamma + \sin 2\gamma \cos \psi + \frac{1}{m} \sin^2 \gamma$ ;  $K_\psi^e = \sin \gamma \cos \gamma \sin \psi$  – чутливість коефіцієнта еліптичності до похибок кута  $\psi$ ;  $K_\gamma^e = ((m^2 - 1)/m) \sin \gamma \cos \gamma - \cos 2\gamma \cos \psi$  – чутливість коефіцієнта еліптичності до похибок кута  $\gamma$ ;  $K_m^e = ((m^2 - 1)/(m(m^2 + 1))) \sin \gamma \cos \gamma \cos \psi - (1/(m^2 + 1)) \cos 2\gamma$  – чутливість коефіцієнта еліптичності до похибок величини  $m$ .

На рис. 25 та 26 показано залежності похибок вимірювання параметрів поляризації досліджуваної хвилі, розраховані за формулами (18) та (19). При

$\psi = 90^\circ$  і  $m = 1$  похибка вимірювання кута нахилу поляризаційного еліпса стає невизначеною. У цих умовах поляризація хвилі стає круговою і кут нахилу поляризаційного еліпса втрачає сенс.

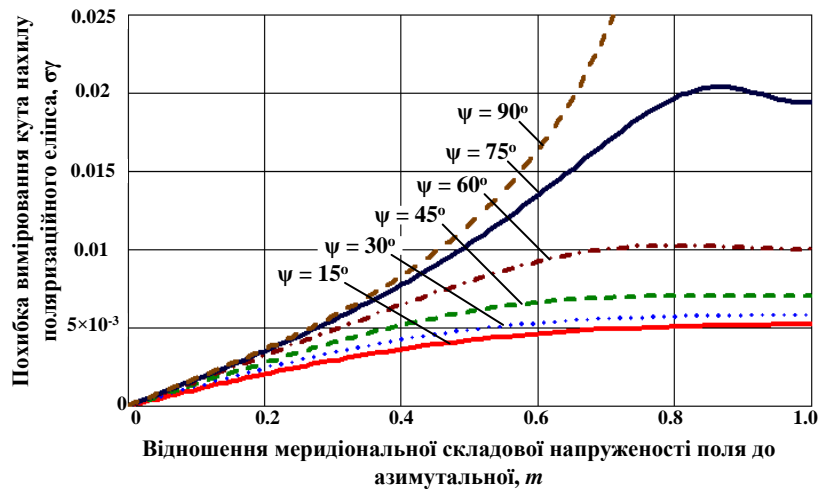


Рис. 25. Залежності похибки вимірювання кута нахилу поляризаційного еліпса від відношення меридіональної складової напруженості поля до азимутальної при фіксованих значеннях фазового зсуву між проекціями векторів

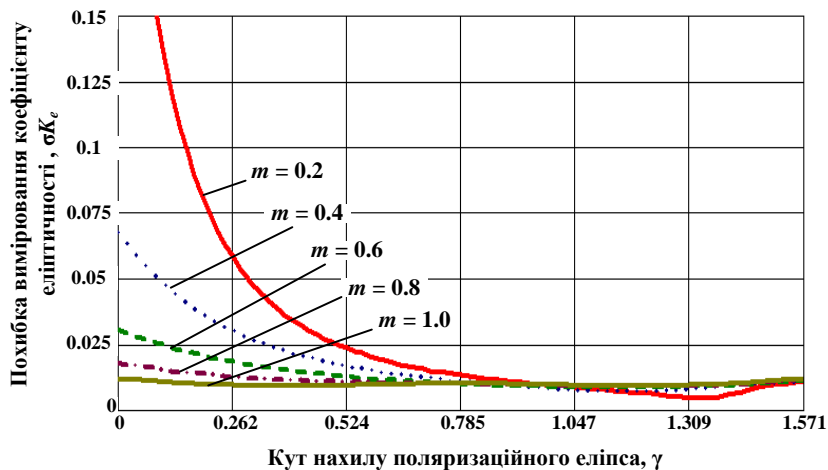


Рис. 26. Залежності похибки вимірювання коефіцієнту еліптичності від кута нахилу поляризаційного еліпса при фіксованих значеннях відношення меридіональної складової напруженості поля до азимутальної

Коли  $\gamma = 90^\circ$  і  $m = 0$ , помилка вимірювання коефіцієнта еліптичності також стає невизначеною. У цьому випадку поляризація хвилі стає лінійною. Найменші помилки вимірювання поляризаційних параметрів можливі для випадків лінійної поляризації (при вимірюванні кута нахилу поляризаційного еліпса) і кругової поляризації (при вимірюванні коефіцієнта еліптичності).

**Шостий розділ** присвячено розробці конструкцій, які можуть бути використані як елементи АР для системи радіомоніторингу. На точність вимірювання антенною системою характеристик електромагнітного поля впливає не тільки вибрана методика вимірювання, але і конструктивні елементи, з яких складається система, в тому числі і випромінювачі АР. Тому їх вибір і точність виготовлення мають велике значення. В АР систем

радіомоніторингу доцільно використовувати прості антени – лінійні вібраторні або кільцеві антени, які, в залежності від частотного діапазону, можна виробляти або в дротовому або в друкованому вигляді. Але елементами АР також можуть бути і більш складні типи антен. В шостому розділі були розроблені основні принципи побудови конструкцій двох типів антен: логоперіодичної (ЛПА) та квадрифілярної спіральної антени (КСА).

ЛПА може бути використана в АР як антена лінійної поляризації. Це дозволить суттєво розширити робочий діапазон частот. Коефіцієнт спрямованої дії пасивної ЛПА може досягати 10-11 дБі, а коефіцієнт перекриття діапазону може перевищувати 4, тому ЛПА відносять до надширококутових антен. В шостому розділі увага була приділена ЛПА для портативних моніторингових систем в частотному діапазоні 2.4-5.5 ГГц. В основному для таких систем пропонуються ЛПА у друкованому виконанні, що забезпечує мінімізацію розмірів та ваги і, як результат, зручність у використанні. Але це має і свої труднощі. Виконання антен друкованим способом викликає погіршення їх основних характеристик через вплив діелектричної підкладки. Порядок розрахунку класичних дротових ЛПА детально описано в літературних джерелах. Ці твердження були частково використані для розрахунку друкованих ЛПА. Моделювання і подальше експериментальне дослідження ЛПА для діапазону частот 2-6 ГГц було виконане з використанням трьох матеріалів підкладки: ФАФ4-Д, FR-4 та RO4003C (рис. 27).

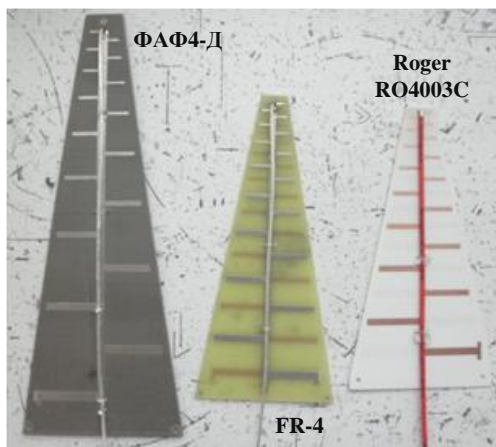


Рис. 27. Експериментальні зразки друкованих ЛПА

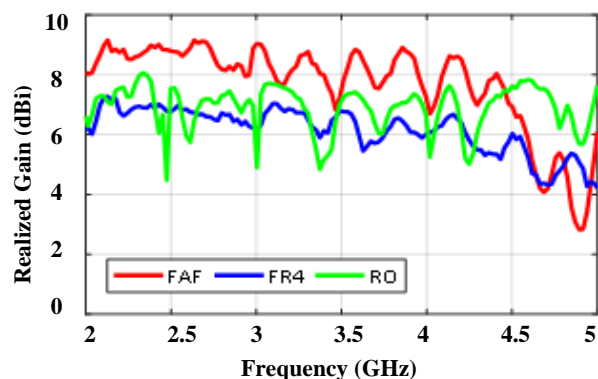


Рис. 28. Залежність коефіцієнту підсилення друкованих ЛПА від частоти роботи для різних типів підкладок

Експериментальні зразки ЛПА показали достатньо хороші характеристики (рис. 28). Середнє значення коефіцієнта підсилення трималось на рівні 6 дБі, дійсна складова вхідного опору – на рівні 50 Ом. Але стабільні показники на всьому заданому частотному діапазоні мав тільки зразок, виконаний на матеріалі Roger RO4003C. Інші зразки (FAF4-D і FR-4) показали погіршення основних характеристик на більш високих частотах робочого діапазону (після 3,5 ГГц). Тому для виконання мікросмужкових ЛПА з високим коефіцієнтом перекриття діапазону рекомендується використовувати спеціальні надвисокочастотні підкладки. Але для зниження вартості і при необхідності проектування ЛПА для більш низьких частот або з більш низьким коефіцієнтом перекриття, доцільно використовувати і інші діелектричні підкладки.

Для АР з коловою поляризацією можна використовувати спіральні або КСА, що дещо змінить програму обробки сигналів і процес виявлення джерел випромінювання та вимірювань параметрів поля, але підвищить точність визначення поляризаційних параметрів хвилі.

В основі побудови КСА лежить теорія спіральних антен. Для побудови алгоритму моделювання було вибрано дослідження КСА дротової конструкції. Розроблений алгоритм може бути використаний і для КСА, виконаних за допомогою друкованих технологій, але з деяким змінами. В шостому розділі було проведено моделювання та експериментальне дослідження трьох зразків КСА: двох дротових КСА з різними типами ліній живлення – коаксіальною та двопровідною мікросмужковою (рис. 29, а, б); КСА, випромінювальні елементи якої виконано за друкованою технологією з мікросмужковою лінією живлення (рис. 29, в).

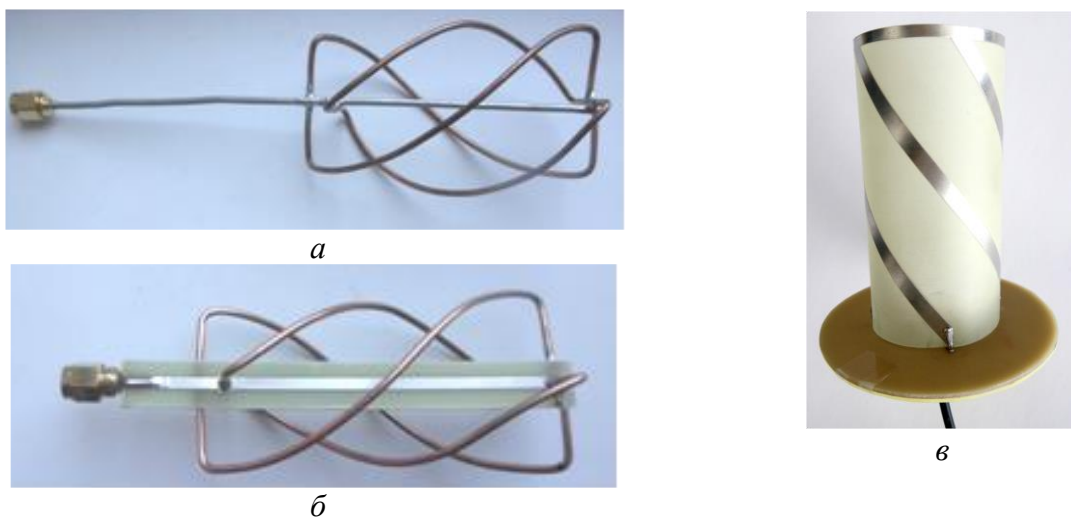


Рис. 29. Експериментальні зразки КСА: а – дротова КСА із живленням коаксіальним кабелем; б – дротова КСА із живленням симетричною двопровідною мікросмужковою лінією; в – друкована КСА з мікросмужковою лінією живлення

Результати моделювання КСА і експерименти показали повне узгодження зі стандартним коаксіальним кабелем 50 Ом. КСХН в робочому діапазоні частот менше за 1,3 (рис. 30). Дійсна частина вхідного опору антени становить 50 Ом, а уявна частина близька до нуля (рис. 31).

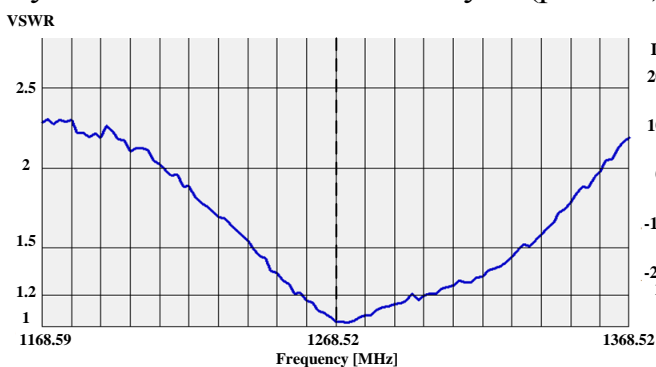


Рис. 30. Експериментальні залежності КСХН друкованої КСА від частоти роботи

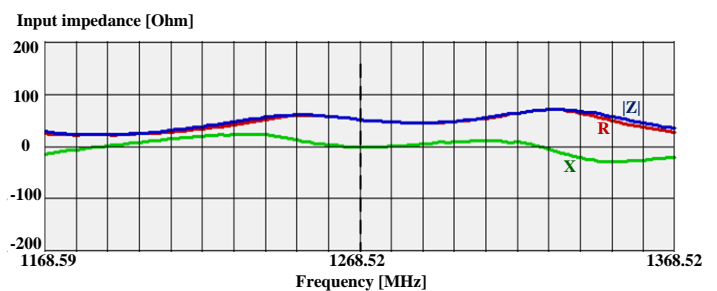


Рис. 31. Експериментальні залежності вхідного опору друкованої КСА від частоти роботи



У **Додатках** наведені принцип визначення похибки вимірювання параметрів хвилі при використанні методу стандартного поля, порівняльна характеристика параметрів симетричного прямолінійного вібратора і симетричного вібратора зі спіральними плечима, моделювання кільцевої мікросмушкової антени з лінійною поляризацією поля випромінювання, акти впровадження результатів дисертаційної роботи та патенти.

## ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішено актуальну науково-прикладну проблему розширення функціональних можливостей систем радіомоніторингу шляхом розроблення, дослідження і впровадження методології побудови антенних систем для вимірювання параметрів електромагнітних хвиль з фільтрацією та придушенням завадових випромінювань. Основні результати дисертаційної роботи полягають у такому:

1. Розроблено методологію побудови багатофункціональних малоелементних антенних решіток радіомоніторингу та радіоконтролю засновану на поєднанні адаптивних та компенсаційних методів фільтрації і придушення завад, що забезпечує виявлення і проведення вимірювання параметрів випромінювання корисного сигналу на фоні завад.

2. Розроблено метод побудови п'ятиелементної антенної системи радіомоніторингу для вимірювання параметрів електромагнітного поля, антенний блок якої складається з активних лінійних елементів. Метод базується на застосуванні створеного аналітичного апарату, що при заданій кількості елементів в антенній решітці забезпечує обчислення всіх параметрів досліджуваного поля без спеціальної орієнтації антенної системи у просторі згідно з напрямом падіння електромагнітної хвилі.

3. Розроблено метод побудови чотириелементної антенної решітки радіомоніторингу з пристроєм первинної обробки сигналів, антенний блок якої складається з пасивних лінійних елементів. Антенна система забезпечує виконання низки важливих функцій: автоматизований огляд простору та виявлення джерела випромінювання, автоматичне визначення кутових координат джерел випромінювання, придушення завади на частотах близьких до частоти контрольованого радіовипромінювання, вимірювання напруженості електричного поля, вимірювання параметрів поляризації поля випромінювання.

4. Обґрунтовано доцільність застосування у малоелементних антенних системах радіомоніторингу механічного керування положенням антенного блоку в просторі, коли ДС залишається незмінною під час огляду простору в межах від  $0^\circ$  до  $360^\circ$  в азимутальній площині. За наявності екрана і без механічного обертання антенної решітки можливий огляд півпростору у межах кута  $-90^\circ < \varphi < 90^\circ$ , але кутовий сектор хитання променю для охоплення майже всього півпростору залежить від допустимого значення зменшення ЕРС на затискачах антени. Якщо забезпечення впевненого прийому сигналу можливе за умови зменшення ЕРС на рівні  $-5\text{дБ}$  (в 3,16 разів), то ширина ДС не перевищує значення  $45^\circ$ . Тобто, при електричному хитанні променю необхідно зміщувати максимум ДС в секторі від  $-45^\circ$  до  $45^\circ$ . З використанням механічного сканування форма ДС залишається незмінною, і це забезпечує більшу ніж при електричному скануванні точність наведення на джерело випромінювання. За



однакової інтенсивності випромінювання двох джерел і кутовому рознесені їх не менше ніж на  $9,4^\circ$  різницева ДС дає можливість визначити їх азимути і виокремити одне випромінювання від іншого.

5. Розроблено метод побудови антенних систем радіомоніторингу з кільцевими елементами антенних решіток, які розкладають електромагнітні хвилі з будь-якою поляризацією на складові в коловому ортогональному поляризаційному базисі. Це дає можливість створювати багатофункціональні системи моніторингу з відносно невеликими габаритами апертур антенного блоку. Зокрема, у порівнянні з елементом антенної решітки, який виконано у вигляді двох перпендикулярних симетричних вібраторів, кільцевий елемент має на 36 % менший розмір.

6. Розроблено новий метод розрахунку характеристик точності вимірювання параметрів електромагнітного поля антенною системою радіомоніторингу. Метод базується на представленні структурної схеми антенної системи у вигляді математичної моделі, в якій обмежено кількість змінних інформативних напруг для забезпечення прозорих функціональних зв'язків. З аналізу характеристик точності чотириелементної антенної системи, який було проведено з використанням розробленого методу, впливає, що кутова розрізнявальна здатність залежить як від характеристики спрямованості антенної решітки, так і від точності встановлення відстаней між фазовими центрами реальних і віртуальних елементів антенної решітки. Робочий діапазон частот антенної решітки обмежується не лише деформацією діаграми спрямованості, але і похибками виконання конструктивних елементів антени.

7. Отримано удосконалений метод розрахунку конструкції друкованої логоперіодичної антени, яка може бути використана в якості лінійного елемента антенної решітки систем радіомоніторингу. Запропонований метод розрахунку (на відміну від існуючих) використовує спрощені математичні співвідношення, що дає можливість використовувати його в процесі проектування антенних решіток радіомоніторингу. Дослідження експериментальних зразків логоперіодичних антен, які було виконано на різних діелектричних підкладках, показало у робочому частотному діапазоні стабільне середнє значення підсилення на рівні 6 дБі, а середнє значення реальної частини вхідного опору – 50 Ом.

8. Отримано удосконалений метод розрахунку конструкції резонансної квадрифілярної спіральної антени, яка пропонується до використання в системах радіомоніторингу в якості елемента антенної решітки з обертовою поляризацією. Метод розрахунку (на відміну від існуючих) засновано на використанні спрощених математичних співвідношень, що створює реальну можливість використовувати його в процесі проектування антенних решіток радіомоніторингу. Дослідження експериментальних зразків квадрифілярних спіральних антен показало, що значення осьового відношення є нижчим за 3 дБ в межах від  $-75^\circ$  до  $75^\circ$ , коефіцієнт підсилення в робочій смузі частот в середньому дорівнює 3,5 дБі, а КСХН в діапазоні робочих частот є меншим за 1,3.

Результати дисертаційної роботи можуть бути використані у науково-дослідних і проєктувальних організаціях радіотехнічного профілю та експлуатаційних підрозділах служб з радіомоніторингу та контролю за використанням радіочастотного ресурсу.

## СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ РОБІТ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

*Статті в закордонних наукових журналах*

1. Ilnitskiy, L. Ya., Shcherbina, O. A. Antenna system for measuring electromagnetic field parameters. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2014. Vol. 57. № 1. P. 50–60. (*Scopus*)
2. Ilnitskiy L. Y., Shcherbina O. A., Mykhalchuk I. I. Metrological characteristics of antenna system for measuring electromagnetic field parameters. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2016. Vol. 59. № 3. P. 141–149. (*Scopus*)
3. Shcherbina O. A., Ilnitskiy L. Ya., Mykhalchuk I. I., Kozhokhina O. V. Accuracy characteristics of radiomonitoring antennas. *Radio Electronics, Computer Science, Control*. 2020. Vol. 54. № 3. P. 42–55. (*Web of Science*)
4. Shcherbina O., Kozhokhina O. Construction principles of quadrifilar helical antenna. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2020. Vol. 79. № 16. P. 1441–1453. (*Scopus*)
5. Shcherbina O. A., Yashchyshyn Y. Broadband V-band angular transition. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2016. Vol. 59. № 4. P. 179–183. (*Scopus*)
6. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Пепа Ю. В. Синтез однокольцевої антенної системи для вимірювання параметрів електромагнітного поля. *Journal of Qafqaz University: Mathematics and Computer Science*. Baku (Azerbaijan): Qafqaz University. 2013. Vol. 1. № 1. P. 31–38.

*Статті в наукових фахових виданнях*

7. Щербина О. А. Принципи побудови антенних решіток для систем радіомоніторингу. *Наукоємні технології*. 2020. № 3(47). С. 307–315.
8. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Білоус Н. М. Антенна система з амплітудною компенсацією завад. *Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем*. 2013. № 8. С. 70–79.
9. Щербина О. А., Ільницький Л. Я. Антенна решітка з фазовою компенсацією завади. *Вісник інженерної академії України*. 2019. №3. С. 84–89.
10. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Мартиновченко К. В. Принцип побудови універсальної вимірювальної антени. *Наукоємні технології*. 2014. № 1(21). С. 41–48.
11. Щербина О. А., Ільницький Л. Я., Михальчук І. І. Антенна система для станцій радіомоніторингу. *Наукоємні технології*. 2020. № 1(45). С. 28–40.
12. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Антенна решітка обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості. *Проблеми інформатизації та управління*. 2010. №.1 (29). С. 82–85.
13. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Кленецька К. В. Розробка структурної схеми двокільцевої вимірювальної антени. *Наукоємні технології*. 2013. № 4(20). С. 373–376.
14. Щербина О. А., Ільницький Л. Я., Михальчук І. І. Кільцева антенна решітка для систем радіомоніторингу. *Наукоємні технології*. 2020. № 2(46). С. 153–163.
15. Ільницький Л. Я., Щербина О. А. Особливості вимірювальних процесів при використанні методу стандартного поля. *Електроніка та системи управління*. 2008. № 4. С. 34–39.

16. Щербина О. А. Первинний перетворювач у стандартному полі. *Защита информации*. 2008. Спец. выпуск. С. 149–152.

17. Щербина О. А. Вплив сферичності хвилі на точність вимірювання напруженості поля. *Защита информации*. 2009. № 16. С. 215–219.

18. Ильницкий Л. Я., Сибрук Л. В., Щербина О. А., Тураби Осама. Погрешности определения направления прихода сигнала помехи двухэлементной адаптивной антенной. *Проблеми інформатизації та управління*. 2009. № 4 (28). С. 66–71.

19. Ильницкий Л. Я., Щербина О. А., Михальчук И. И. Моделирование поля излучения спиральной антенны. *Электронное моделирование*. 2010. № 4 (32). С. 61–73.

20. Ильницкий Л. Я., Михальчук І. І., Щербина О. А. Дослідження характеристик малогабаритної спіральної антени. *Збірник наукових праць ВІПІ*. 2020. № 1. С. 35–45.

21. Ильницкий Л. Я., Щербина О. А. Оптимізація конструктивних параметрів директорної антени. *Електроніка та системи управління*. 2012. № 2 (32). С. 153–158.

22. Ильницкий Л. Я., Щербина О. А., Мацюк К. М. Синтез логоперіодичної антени. *Електроніка та системи управління*. 2009. № 4 (22). С. 136–140.

#### *Патенти*

23. Ильницкий Л. Я., Щербина О. А., Сибрук Л. В. Малоэлементна антенна решітка з заглушенням завади на частоті сигналу: патент на кор. модель № 70876 Україна, опубл. 26.06.2012, Бюл. № 12.

24. Ильницкий Л. Я., Щербина О. А., Сибрук Л. В. П'ятиелементна вимірювальна антенна система: патент на винахід №107019 Україна, опубл. 10.11.2014, Бюл. № 21.

25. Ильницкий Л. Я., Щербина О. А., Сибрук Л. В., Михальчук І. І. Кільцева вимірювальна антенна система: патент на винахід №103714 Україна, опубл. 11.11.2013, Бюл. № 21.

26. Ильницкий Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Малоэлементна антенна решітка обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості: патент на кор. модель № 44847 Україна, опубл. 12.10.2009, Бюл. № 19.

27. Ильницкий Л. Я., Щербина О. А., Сибрук Л. В., Михальчук І. І. Двокільцева вимірювальна антенна система: патент на винахід № 107015 Україна, опубл. 10.11.2014, Бюл. № 21.

28. Ильницкий Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Трикільцева вимірювальна антенна система: патент на винахід №111532 Україна, опубл. 10.05.2016, Бюл. № 9.

29. Ильницкий Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Короткий вібратор з навантаженням у вигляді спіралі: патент на кор. модель № 51971 Україна, опубл. 10.08.2010, Бюл. № 15.

#### *Матеріали конференцій, які включено до наукометричних баз Scopus*

30. Yashanov I., Shcherbyna O., Zaliskyi M., Kozhokhina O., Odarchenko R., Tereshchenko L. Diagnostics Program Efficiency Analysis for Antenna System. *Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer*

*Engineering (TCSET): Proceedings of IEEE 15th International Conference, Lviv-Slavske (Ukraine), 25–29 February 2020. P. 583–586. (Scopus)*

31. Ilnitsky L.Y., Shcherbyna O.A. Antenna system for radiomonitoring. *Antenna Theory and Techniques (ICATT): Proceedings of IEEE 9th International Conference, Odessa (Ukraine), 16–20 September 2013. P. 358–360. (Scopus)*

32. Ilnitsky L. Y., Shcherbyna O. A., Mykhalchuk I. I. Antenna System of Radiomonitoring with Advanced Features. *Methods and Systems of Navigation and Motion Control: Proceedings of 4th IEEE International Conference, Kyiv (Ukraine), 18–20 October 2016. P. 67–71. (Scopus)*

33. Ilnitsky L., Shcherbyna O., Mykhalchuk I., Kozhokhina O. Control of the antenna radiation pattern for radiomonitoring systems. *Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments: Proceedings of IEEE 5th International Conference, Kyiv (Ukraine), 22–24 October 2019). P. 67–71. (Scopus)*

34. Ilnitsky L. Y., Shcherbyna O. A., Mykhalchuk I.I. Ring Antenna System of Polarimeter for UAV. *Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments: Proceedings of IEEE 3rd International Conference, Kyiv (Ukraine), 13–15 October 2015. P. 210–214. (Scopus)*

35. Ilnitsky L., Shcherbyna O., Mykhalchuk I., Kozhokhina O. The Antenna Array with Ring Elements. *Signal Processing Symposium 2017 (SPSymo 2017): Proceedings, Jachranka (Poland), 12–14 September 2017. P. 1–4. (Scopus)*

36. Shcherbyna, O., Zadorozhnyi R. The log-periodic dipole array antenna for monitoring. *Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET): Proceedings of IEEE 14th International Conference, Lviv-Slavske (Ukraine), 20–24 February 2018. P. 583–586. (Scopus)*

37. Shcherbyna O., Tomai O., Kozhokhina O. Quadrifilar helical antennas with different types of supply lines. *Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO 2018): Proceedings, Riga (Latvia), 15–16 November. 2018. P. 167–170.*

#### *Матеріали конференцій*

38. Ільницький Л. Я., Щербина О. А. Чотирьохелементна вимірювальна антена поляриметра. АВІА-2013: тези доповідей XI Міжнародної науково-технічної конференції, Київ, 21–23 травня 2013 р., К., 2013, Т. 4. С. 24.26–24.29.

#### **АНОТАЦІЯ**

**Щербина О. А. Методологія побудови антенних систем радіомоніторингу з фільтрацією та придушенням завад – Рукопис.**

Дисертація на здобуття науково ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.12.13 – Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій. Національний авіаційний університет, Київ, 2021.

У роботі розроблено методологію побудови малоелементних антенних систем радіомоніторингу з розширеними функціональними можливостями, яка охоплює методи компенсації та адаптації для придушення та фільтрації заводового випромінювання. Наведені складові методології надають можливість підвищувати ефективність антенних систем радіомоніторингу в процесі вимірювання основних характеристик досліджуваної електромагнітної хвилі під час дії на систему заводового випромінювання на частоті близькій до частоти корисного сигналу.

За допомогою розробленої методології побудови антенних решіток з пристроєм первинної обробки сигналів стає можливим одночасне виконання низки важливих функцій для систем радіомоніторингу: автоматизований огляд простору та виявлення джерела випромінювання, автоматичне визначення кутових координат джерел випромінювання, придушення завади на частотах близьких до частоти контрольованого радіовипромінювання, вимірювання напруженості електричного поля, вимірювання параметрів поляризації поля випромінювання.

У дисертаційній роботі розроблено новий метод розрахунку характеристик точності вимірювання параметрів електромагнітного поля антенною системою радіомоніторингу. Метод базується на представленні структурної схеми антенної системи у вигляді математичної моделі, в якій обмежено кількість змінних інформативних напруг для забезпечення прозорих функціональних зв'язків.

Отримані наукові результати дисертаційної роботи можуть бути використані у науково-дослідних організаціях та експлуатаційних підрозділах служб з радіомоніторингу та контролю за використанням радіочастотного ресурсу.

**Ключові слова:** системи радіомоніторингу, антенні решітки, просторова фільтрація завади, придушення завади, лінійні антени, кільцеві антени, характеристики точності, напруженість поля, поляризаційні параметри.

## ABSTRACT

***Shcherbyna O. A. Methodology of constructing antenna systems for radiomonitoring with filtering and interference suppression*** – As a manuscript.

Thesis for the degree of doctor of engineering sciences, specialty 05.12.13 – Radio-engineering devices and means of telecommunications. National Aviation University, Kyiv, 2021.

The thesis is dedicated to solve scientific-engineering problem of increasing the efficiency of the radio monitoring antenna systems. A methodology for constructing low-element antenna systems for radio monitoring with advanced functionality has been developed in this work. The methodology covers compensation and adaptation methods for suppressing and filtering interference emissions. The components of the methodology provide an opportunity to increase the efficiency of antenna radio-monitoring systems in the process of measuring the main characteristics of the investigated electromagnetic wave when the system is exposed to interference radiation at a frequency close to the frequency of the useful signal.

The methods of constructing structural diagrams have been improved and the parameters of low-element antenna systems have been estimated with the suppression of the influence of interference when using the principles of amplitude and phase compensation, as well as the principles of adaptation. Adaptive antenna arrays separate the useful signal by electrical beamforming with minima in the directions of incidence of electromagnetic interference waves. In the case of antenna systems with filtering and interference cancellation, both electrical and mechanical beamforming can be used. For antenna systems of radio monitoring stations, mechanical beamforming is the most rational, since it allows to reduce errors in determining the angular position of both the useful signal and the interference signal.

With the help of the developed methodology for constructing antenna arrays with a primary signal processing device, it becomes possible to simultaneously perform a number of important functions for radio monitoring systems: automated space survey and identification of the radiation source, automatic determination of the angular coordinates of radiation sources, interference suppression at frequencies close to the frequency of controlled radio emission, measurement of electric field intensity, measurement of the polarization parameters of the radiation field.

For the developed scheme of the antenna system, the advantage of using mechanical scanning of space has been substantiated. During electrical scanning, a deformation of the radiation pattern occurs, which can lead to significant complications in determining the useful signal in the presence of interference at frequencies close to the frequency of the useful signal. When using mechanical scanning, the shape of the radiation pattern remains unchanged. This provides better accuracy of aiming at the radiation source than with electrical scanning. At the same time, the phase shift in electrical scanning depends on the meridional angle. This makes it difficult to determine the azimuth bearing of the radiation source. Considering these disadvantages, it is advisable to use mechanical control of the antenna position in space, in which the radiation pattern remains unchanged when viewing space in the range from  $0^\circ$  to  $360^\circ$ .

In the thesis, a new method for calculating the accuracy characteristics of measuring the parameters of the electromagnetic field by a radio-monitoring antenna system has been developed. The method is based on the representation of the structural diagram of the antenna system in the form of a mathematical model, in which the number of variable informative voltages is limited to ensure transparent functional connections. From the analysis of the accuracy characteristics of the four-element antenna system, it follows that the angular resolution depends both on the radiation pattern of the antenna array and on the accuracy of establishing the distances between the phase centers of real and virtual dipoles. The operating frequency range of the antenna array is limited not only by the deformation of the radiation pattern, but also by errors in the design of the antenna structural elements.

The obtained scientific results of the thesis can be used in research organizations and operational divisions of radio monitoring and control over the use of the radio-frequency resource.

**Key words:** radio monitoring systems, antenna arrays, spatial interference filtering, interference suppression, linear antennas, ring antennas, accuracy characteristics, field intensity, polarization parameters.