

Міністерство освіти і науки України  
Національний авіаційний університет

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

**Михальчук Інна Іванівна**

УДК 621.396.93-047.36(043.5)

## **ДИСЕРТАЦІЯ**

Компактні антени в системах радіомоніторингу з первинною обробкою  
сигналу

Спеціальність 05.12.17 – радіотехнічні та телевізійні системи

Галузь знань – електроніка та телекомунікації

Подається на здобуття ступеня кандидата технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,  
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

**І.І. Михальчук**

Науковий керівник – Ільницький Людвіг Якович, доктор технічних наук,  
професор, професор кафедри електродинаміки, заслужений діяч науки і  
техніки України

Київ – 2021

## АНОТАЦІЯ

*Михальчук І. І.* Компактні антени в системах радіомоніторингу з первинною обробкою сигналу. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.17 – «Радіотехнічні та телевізійні системи». Робота виконана на кафедрі «Електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей» Національного авіаційного університету, МОН України. Київ, 2021 р. Захист відбудеться у спеціалізованій вченій раді Факультету аеронавігації, електроніки та телекомунікацій Національного авіаційного університету, м. Київ, 2021 рік.

Дисертація спрямована на вирішення актуальної науково-прикладної задачі, що полягає в збільшенні ефективності використання антен в системах мобільного радіомоніторингу шляхом застосування малоелементних антенних решіток з розширеними можливостями.

За результатами огляду наукових публікацій, а також вивчення сучасної проблематики побудови антенних систем радіомоніторингу були визначені наявні обмеження методології побудови зазначених систем та встановлено необхідність їх вдосконалення.

В сучасних містах існує велика кількість джерел випромінювання, що призводить до суттєвого ускладнення електромагнітної обстановки. Отже, широкосмугові не напрямлені антени здійснюватимуть прийом електромагнітних випромінювань в умовах значних завад, що в деяких випадках унеможливлуватиме контроль за тими, чи іншими випромінюваннями. Але функції пеленгації, придушення завад і випромінювання параметрів поля в сучасних системах радіоконтролю властиві різним антенам. Вони не об'єднані, що і спричиняє необхідність навіть і у мобільних системах використовувати декілька різних антен.

При радіомоніторингу електромагнітної обстановки станції радіоконтролю використовують значну кількість антен. Кожна з яких виконує одну лише її

притаманну функцію. У випадку мобільних систем радіомоніторингу необхідно обмежувати кількість антен, оскільки такі системи розміщуються на автомобілях і тому виникає необхідність використовувати багатфункціональні антени.

Антенна система виявлення радіовипромінювання повинна забезпечувати його розпізнавання, вимірювання частоти, напруженості, пеленгацію джерела випромінювання та визначення характеристик модуляції радіо коливань. Очевидно, що здійснення перерахованих функцій можливе за допомогою оцінювання параметрів електричних сигналів, які утворюються на затискачах антен радіоконтролю, тобто можна вважати, що антени повинні функціонувати як первинні вимірювальні перетворювачі. З цієї особливості антен впливають і особливості системи радіоконтролю в цілому. Суміщення всіх функцій в одній антенній системі не тільки спрощує розміщення антен на мобільних станціях радіоконтролю, але і підвищує точність вимірювань.

В роботі уперше виведено математичні співвідношення для полів випромінювання дротової спіралі, які дають можливість досліджувати особливості розподілу поля у просторі в залежності від конструкції випромінювача і розподілу струму в спіралі. Отримана математична модель для витків струму зі стоячою або біжучою хвилею струму описує відомі раніше розподіли поля. Для більш складних конструктивних форм випромінювачів виявлено особливості розподілу поля, які раніше не розглядалися.

В роботі уперше запропоновано варіанти синтезу антенних систем, де поєднувалися б можливість виокремлення необхідного випромінювання в несприятливій електромагнітній обстановці, створення електричного сигналу з інтенсивністю, необхідною для розпізнавання джерела випромінювання; придушення завади, яка діє на частоті близькій до частоти необхідної для спостереження випромінювання, вимірювання кутового положення джерела випромінювання і вектора напруженості електричного поля. Такими антенними системами можуть бути системи, що складаються з декількох випромінювачів. Запропоновані решітки з лінійними антенними елементами дають можливість здійснювати пеленгацію, вимірювати поляризаційні

параметри сигналу, придушувати заваду на близькій частоті, обчислювати модуль вектора напруженості електричного поля та визначати напрям приходу хвилі. Розглянуті решітки з кільцевими елементами дозволяють виконувати не тільки всі зазначені функції, а й вимірювати параметри електромагнітного поля в коловому ортогональному поляризаційному базисі та виокремлювати хвилі правого та лівого обертання вектора напруженості електричного поля.

Розроблені в дисертації принципи побудови адаптивних антен, що складаються з 4-х та 6-ти елементів та запропоновані методи застосування зазначених антен для придушення завади на частоті близькій до частоти сигналу, вимірювання параметрів сигналу в системах радіомоніторингу впроваджено в навчальний процес Військового інституту телекомунікацій та інформатизації ім. Героїв Крут, в дисципліні «Радіочастотний менеджмент». Також результати дисертаційного дослідження були використані при проектуванні адаптивної антенної решітки компанією ТОВ «Хуавей Україна». Зазначені впровадження підтверджено відповідними актами.

*Ключові слова:* мобільний радіомоніторинг, вимірювання параметрів сигналу, пеленгація, антенна решітка, придушення завади.

### **Список публікацій здобувача**

#### *Статті в закордонних наукових журналах*

1. Shcherbyna O. A., Ilnitskyi L. Y., Mykhalchuk I. I., Kozhokhina O. V. Accuracy characteristics of radio monitoring antennas. *Radio Electronics, Computer Science, Control*. 2020. № 3. P. 42-56. (*Scopus*)
2. Ilnitskyi L.Y., Sibruk L.V., Mykhalchuk I. I. Radio monitoring antenna for directional finding. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2019. Vol. 78, №8. P. 651-662. (*Scopus*).
3. Ilnitskiy L.Y., Shcherbyna O.A., Mykhalchuk I.I. Metrological characteristics of antenna system for measuring electromagnetic field parameters. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2016. Vol. 59. P 141-149. (*Scopus*).

*Статті у наукових фахових виданнях*

4. Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В., Михальчук І. І. Взаємоіндукція між смужковими елементами. *Защита информации: Сборник научных трудов НАУ*. 2008. Спец.выпуск. С.13-20.

5. Ільницький Л. Я., Михальчук І. І., Мартиненко С. П. Напрявлені властивості параболічної антени супутникового телебачення. *Вісник НАУ: збірник наукових праць*. 2009. № 4. С.149-153.

6. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Антенна решітка обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості. *Проблеми інформатизації та управління: збірник наукових праць*. 2010. Вип.1 (29). С.82-85.

7. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Антенна система для станцій радіомоніторингу. *Наукоємні технології: наук. журнал*, 2020. №1 (45). С. 28-40.

8. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Кільцева антенна решітка для системи радіомоніторингу. *Наукоємні технології: наук. журнал*. 2020. №2 (46). С. 153-164.

9. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Моделирование поля излучения спиральной антенны. *Электронное моделирование*. 2010. Т.32. №4. С.61-73.

10. Ilnitskyi L. Y., Sibruk L. V., Mykhalchuk I. I. Multifunctional radiomonitoring antenna. *Electronics and Control Systems*. 2018. № 56 (Vol. 2). С.126-132.

*Патенти*

11. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Малоелементна антенна решітка обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості: пат. на корисну модель 44847 Україна, МПК (2009) H01Q 23/00, №200906961, заявл. 03.07.2009, опубл. 12.10.2009, бюл. №19.

12. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Короткий вібратор з навантаженням у вигляді спіралі: пат. на корисну модель 51971

Україна, МПК(2009) H01Q 9/00, №201001019, заявл. 01.02.2010, опубл. 10.08.2010, бюл. №15.

13. Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В., Щербина О. А., Михальчук І. І. Кільцева вимірювальна антенна система: пат. на винахід 103714, МПК (2013.01) H01Q 23/00, № 201208784, заявл. 17.07.2012, опубл. 11.11.2013, бюл. №21.

14. Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В., Щербина О. А., Михальчук І. І. Двокільцева вимірювальна антенна система: пат. на винахід 107015, МПК (2014.01) H01Q23/00, №201213314, заявл. 22.11.12, опубл. 10.11.2014, бюл.№21.

15. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Трикільцева вимірювальна антенна система: пат. на винахід 111532, МПК (2016.01) H01Q 23/00, № 201410950, заявл. 07.10.14, опубл. 10.05.2016, бюл. №9.

#### *Матеріали конференцій*

16. Ільницький Л. Я., Михальчук І. І. Спіральні антени із стоячою хвилею струму. *IX Міжнародна науково-технічна конференція «АВІА-2009»*. Київ. 21-23 вересня 2009 р. Т. 2. С. 11.1-11.5.

17. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Антенна решітка з керованою діаграмою спрямованості. *Zprávy vědecké ideje-2010: VI mezinárodní vědecko-praktická konference, 27 října-05 listopadu 2010 r. – Praha: Publishing House «Education and Science», 2010. – Díl 17. – S. 60-64.*

18. Ільницький Л. Я., Михальчук І. І. Исследование поля излучения антеннами круговой поляризации. *X міжнародна науково-технічна конференція «Авіа-2011»*. Київ. 19-21 квітня 2011 р. С.23.1-23.4.

19. Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В., Михальчук І. І. Исследование поля излучения антеннами круговой поляризации. *20-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии*. Севастополь, Крым, 13—17 сентября 2010 г. Т2. С. 575-577. IEEE Catalog Number CFP10788-PRT (*Scopus*).

20. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Ring Antenna System of Polarimeter for UAV. *Proc. of 3rd International Conference Actual Problems of*

*Unmanned Aerial Vehicles Developments*, 13-15 October 2015. Kyiv. 2015. P. 210-214. (*Scopus*).

21. L. Ilnitskyi, O. Shcherbyna, I. Mykhalchuk. Antenna System of Radiomonitoring with Advanced Features. *Proc. of 4th IEEE International Conference Methods and Systems of Navigation and Motion Control*, 18-20 October 2016. Kyiv. P. 67-71. (*Scopus*).

22. L. Ilnitskyi, O. Shcherbyna, I. Mykhalchuk, Olena Kozhokhina. The antenna array with ring elements. *Signal Processing Symposium 2017 (SPSymo 2017): Proceedings*, Jachranka Village (Poland), 12 – 14 September 2017. P. 1–4. (*Scopus*).

23. L. Ilnitskyi, O. Shcherbyna, I. Mykhalchuk, Olena Kozhokhina. Control of the antenna radiation pattern for radiomonitoring systems. *5th International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments (APUAVD)*, 22.10.2019, IEEE, P. 210-213. (*Scopus*).

24. L. Ilnitskyi, L. Sibruk, I. Mykhalchuk. Antenna of Mobile Radio Monitoring System. *The Eight Word Congress “AVIATION IN THE XXI-st CENTURY”* 10-12 October 2018. Kyiv.

#### *Додаткові*

25. Ільницький Л. Я., Михальчук І. І., Щербина О. А. Дослідження характеристик малогабаритної спіральної антени. *ВІПІ: збірник наукових праць*. – К: Військовий інституту телекомунікацій та інформатизації ім. Героїв Крут. 2020. Вип.1. С.35-45.

### ANNOTATION

*Mykhalchuk I. I.* Compact antennas in radiomonitoring systems with primary signal processing. – Manuscript.

Thesis in candidacy for a degree of candidate of engineering science in the specialty 05.12.17 – Radio Engineering and Television Systems. – National Aviation University, Kyiv, 2021.

The dissertation is aimed at solving a topical scientific and applied problem, which is to increase the efficiency of antennas in mobile radio monitoring systems

through the use of low - element antenna arrays with advanced capabilities.

According to the results of the review of scientific publications, as well as the study of modern issues of construction of antenna radio monitoring systems, the existing limitations of the methodology of construction of these systems were identified and the need for their improvement was determined.

In modern cities, there are a large number of radiation sources, which leads to a significant complication of the electromagnetic environment. Therefore, broadband non-directional antennas will receive electromagnetic radiation in conditions of significant interference, which in some cases makes it impossible to control certain radiation. But the functions of direction finding, interference suppression and radiation of field parameters in modern radio control systems are inherent in different antennas. They do not combine, which necessitates the use of several different antennas, even in mobile systems.

When monitoring the electromagnetic environment, radios use a significant number of antennas. Each of which performs its function. In the case of mobile radio monitoring systems, it is necessary to limit the number of antennas, as such systems are placed on cars, and therefore there is a need to use multifunction antennas.

The antenna system for detecting radio radiation must provide its recognition, measurement of frequency, voltage, direction finding of the radiation source and determination of the characteristics of modulation of radio oscillations. Obviously, the implementation of these functions is possible by estimating the parameters of the electrical signals generated at the terminals of radio-controlled antennas, ie it can be assumed that the antennas must function as primary converters. From this feature of the antennas follow the features of the radio control system as a whole. The combination of all functions in one antenna system not only simplifies the placement of antennas on mobile radios, but also increases the accuracy of measurements.

For the first time, mathematical relations for the radiation fields of a wire spiral were derived, which make it possible to investigate the peculiarities of the field distribution in space depending on the design of the radiator and the current



distribution along the spiral. The obtained mathematical model for current turns with a standing or running current wave describes previously known field distributions. For more complex structural forms of radiators, the peculiarities of the field distribution were determined, which were not considered before.

For the first time, options for the synthesis of antenna systems were proposed, which would combine the possibility of isolating the required radiation in an unfavorable electromagnetic environment, creating an electrical signal with the intensity required to identify the radiation source; suppression of interference operating at a frequency close to the frequency required to observe the radiation, measure the angular position of the radiation source and the electric field strength vector. Such antenna systems can be systems consisting of several emitters. The proposed gratings with linear antenna elements allow to carry out direction finding, to measure the parameters of signal polarization, to suppress interference with close frequency, to calculate the modulus of the electric field vector and to determine the direction of the wave. The considered lattices with annular elements allow not only to perform all these functions, but also to measure the parameters of the electromagnetic field in a circular orthogonal basis of polarization and to distinguish the waves of right and left rotation of the electric field vector.

In the dissertation the principles of construction of adaptive antennas consisting of 4 and 6 elements are developed, and methods of training of the specified antennas for suppression of interferences on frequency close to signal frequency, measurement of signal parameters in radio monitoring systems are introduced in educational process of Military institute of telecommunications and informatization. their. Heroes of Kruty, in the discipline "Radio Frequency Management". Also, the results of the dissertation research were used in the design of the adaptive antenna array of Huawei Ukraine LLC. These implementations are confirmed by the relevant acts.

*Keywords:* mobile radio monitoring, measurement of signal parameters, direction finding, antenna array, interference suppression.

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	12
ВСТУП.....	14
<b>РОЗДІЛ 1. ТЕОРЕТИЧНІ ТА ТЕХНІЧНІ ЗАСАДИ</b>	
ПОБУДОВИ МАЛОГАБАРИТНИХ ДРотовИХ АНТЕН.....	20
1.1. Основні чисельні методи дослідження дротових антен.....	20
1.2. Способи зменшення габаритів дротових антен .....	27
1.3. Аналіз поля випромінювання спіралі.....	35
1.4. Симетричний вібратор з навантаженням у вигляді спіралі.....	42
1.5. Огляд антен, що застосовуються в системах радіомоніторингу.....	47
Висновки по розділу 1.....	50
<b>РОЗДІЛ 2. МАЛОЕЛЕМЕНТНІ АНТЕННІ РЕШІТКИ.....</b>	
2.1. Теоретичні засади побудови малоелементних антенних решіток.	54
2.2. Способи керування положенням діаграми спрямованості.....	61
2.3. Пеленгація джерел випромінювання за наявності завади і кутова розрізнявальна здатність.....	67
2.4. Структурна схема антенної решітки розмірністю 2x2.....	72
2.5. Структурна схема антенної решітки розмірністю 3x2.....	86
Висновки по розділу 2.....	96
<b>РОЗДІЛ 3. КІЛЬЦЕВІ АНТЕННІ РЕШІТКИ.....</b>	
3.1. Кільцева антена як вимірювач параметрів електромагнітного поля.....	100
3.2. Двокільцева вимірювальна антена.....	110
3.3. Трикільцева вимірювальна антенна решітка.....	116
3.4. Чотирьохкільцева вимірювальна антенна система.....	123
Висновки по розділу 3.....	128

РОЗДІЛ 4. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ.....	131
4.1. Симетричний вібратор з навантаженням у вигляді спіралі.....	131
4.2. Кільцевий елемент антенної решітки.....	134
4.3. Математична модель чотрьохелементної антенної решітки.....	139
4.3.1. Характеристики точності.....	139
4.3.2. Аналіз похибок антенної системи.....	151
Висновки по розділу 4.....	162
ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ.....	164
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	166
Додаток А. СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ.....	173
Додаток Б. Результати комп'ютерного моделювання.....	177
Додаток В. Акти впровадження.....	182

**ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ**

FDTD	–	метод скінчених різниць у часовій області
МоМ		метод моментів
Ат	–	атенюатор
АК	–	антена кільцева
АФК	–	амплітудно-фазовий коректор
АЦП	–	аналогово-цифровий перетворювач
БВК	–	блок виокремлення каналів
БК	–	блок каналів
БКГ	–	блок керованих генераторів
БКН	–	блок коректуючих напруг
БПЧП	–	блок перетворення частоти і підсилення
БКК	–	блок керування комутаторами
БЛП	–	блок лінійних перетворень
БНП	–	блок нелінійних перетворень
БППС	–	блок перетворення і підсилення сигналів
БПФС	–	блок перетворення форми сигналів
БФН	–	блок формування напруг
В	–	випрямляч
ВН	–	вимірювач напруг
ВП	–	вимірювальний перетворювач
Г	–	генератор
Гет	–	гетеродин
ГС	–	генератор контрольного сигналу
ГТН	–	генератор тестових напруг
Д	–	детектор
ДС	–	діаграма спрямованості
ЕМП	–	електромеханічний привод
ЕМПП	–	електромеханічний поворотний пристрій

EMC	–	електромагнітна сумісність
EPС	–	електро рушійна сила
Ід	–	пристрій ідентифікації сигналів
К	–	комутатор
Кн	–	конвертер
ККД	–	коефіцієнт корисної дії
ККП	–	коректор коефіцієнтів передач
КМ	–	кільцевий міст
М	–	міст
НВЧ	–	надвисокочастотне випромінювання
НП	–	нелінійний перетворювач
П	–	процесор
ПРС	–	пристрій індикації та реєстрації сигналів
ПКА	–	панелі кільцевих антен
ППЧ	–	підсилювач проміжної частоти
ПНЧ	–	підсилювач низької частоти
ПРІ	–	пристрій реєстрації та індикації
ПЧ	–	перетворювач частоти
ПФУ	–	пристрій формування сигналів управління
РМ	–	радіомоніторинг
Ц	–	циркулятор
Ф	–	фільтр
ФВЧ	–	фільтр верхніх частот
ФСУ	–	пристрій формування сигналів управління
S	–	суматор
Q	–	квадратор
Σ	–	суматор
Δ	–	віднімач

## ВСТУП

**Обґрунтування вибору теми дослідження.** Інтенсивне збільшення телекомунікаційних систем, що працюють в певному частотному діапазоні на локально обмежених територіях, призводить до виникнення низки проблем з забезпеченням якості їх сумісного функціонування. Ці проблеми більш-менш вдало розв'язуються за допомогою адміністративних заходів та впровадженням відомих технічних засобів, дієвість яких в значній мірі залежить від радіомоніторингу джерел випромінювання та радіоконтролю електромагнітної обстановки. Оскільки системи радіомоніторингу та контролю отримують інформацію з наявних електромагнітних полів, то основними їх пристроями є антени. Від антен залежить оперативність роботи системи радіоконтролю, своєчасність і точність визначення порушень правил використання частотного ресурсу, характер відхилення параметрів випромінювань окремими джерелами від установлених норм і т. ін. У зв'язку з цим системи радіоконтролю оснащують значною кількістю антен вузького функціонального призначення. Очевидно, що розширення функціональних можливостей антен, підвищення їх мобільності за рахунок зменшення габаритів, зменшення їх вартості, покращення таких їх характеристик як точність вимірювання, коефіцієнт підсилення, частотна просторова вибірність, надійність і простота обслуговування є сучасними тенденціями розвитку систем радіомоніторингу та контролю. Це актуальні питання, які необхідно розв'язувати при побудові систем радіоконтролю. Саме їм і присвячена дисертаційна робота.

Для вирішення завдань забезпечення електромагнітної сумісності радіотехнічних засобів, при радіоконтролі використання радіочастотного спектра, при введенні в експлуатацію нових радіоелектронних пристроїв та систем і в ряді інших випадків необхідно знати з достатньою точністю показники електромагнітної обстановки у визначених областях простору. До таких показників відносяться напруженості електричного і магнітного полів, їх зміни в задані проміжки часу, орієнтація векторів напруженостей в

просторі (поляризацію хвилі), напрямок приходу хвилі від джерела корисного сигналу і завади, частотні характеристики електромагнітних випромінювань.

Перераховані показники дозволяють для кожної частоти, яка присвоюється радіоелектронної системі, з достатньою повнотою оцінити як вплив електромагнітної обстановки на функціонування системи, так і характер використання радіочастотного спектру.

Очевидно, що в тих діапазонах, де щільність радіовипромінювання висока і застосовується повторне використання частот, можливі ситуації, при яких поряд з корисним сигналом на тій же частоті будуть з'являтися перешкоди. Джерелами таких перешкод можуть бути як стаціонарні пристрої, так і мобільні передавачі. Положення джерел перешкод і момент початку їх функціонування практично передбачити неможливо. Все це ускладнює проведення радіоконтролю і може привести до спотворення оцінок тих чи інших показників.

Виходячи з вищеперерахованого виникає необхідність у створенні таких антенних систем, за допомогою яких можна було б впевнено виділити корисний радіосигнал з сукупності сигнал-перешкода на одній і тій же частоті.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.** Тема дисертації пов'язана з програмою наукових досліджень кафедри радіоелектронних пристроїв та систем (теперішня назва – кафедра електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей) Національного авіаційного університету відповідно до держбюджетних науково-дослідних робіт: 299-ДБ06 «Моделювання та дослідження проблем електромагнітної сумісності радіоелектронних систем розташованих на обмеженій території» – № ДР 0106U004130; №102/22.01.07 «Система зв'язку безпілотного літального апарата», №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».

Роль авторки в зазначених науково-дослідних роботах, у яких дисертантка була безпосередньою виконавицею, полягає у вирішенні задач моделювання електромагнітної обстановки.

**Мета і завдання дослідження.** Метою дисертаційного дослідження є розробка способу побудови та конструкції компактної антени для системи радіомоніторингу з первинною обробкою сигналу.

Відповідно до мети дослідження дисертації, було поставлено та розв'язано такі завдання:

1. дослідити математичні та фізичні моделі елементів антенних решіток для вимірювання параметрів електромагнітного поля;
2. обґрунтувати та розробити математичну модель малоелементної антенної решітки для пеленгації та вимірювання основних параметрів електромагнітної хвилі для цілей радіомоніторингу;
3. провести аналіз похибок вимірювання напруженості поля, параметрів поляризації і напрямку приходу хвилі антенними системами при використанні їх як вимірювальними комплексами;
4. створити експериментальний зразок елемента кільцевої антенної решітки та провести його експериментальне дослідження.

**Об'єкт дослідження** – процес обробки наведених на затискачах антени ЕРС з метою визначення параметрів електромагнітних випромінювань, які діють на апертури антенних систем.

**Предметом досліджень** є моделі, методи, засоби, що реалізують та описують роботу компактних малоелементних антен в системах радіомоніторингу з первинною обробкою сигналу для пеленгації та виокремлення корисного сигналу з суміші сигнал-завада.

**Методи досліджень.** У роботі використані наступні методи: положення теорії електромагнітного поля та теорії антен, методи теорії функцій комплексної змінної та положень математичного аналізу, метод комп'ютерного моделювання, метод моментів, методи математичного моделювання, методи радіотехнічних вимірювань, методи теорії похибок, метод теорії чутливості.



**Наукова новизна отриманих результатів.** У роботі розв'язано важливу науково-практичну задачу – синтезовано структуру антенної системи радіомоніторингу, яка забезпечує визначення параметрів радіовипромінювань в несприятливій електромагнітній обстановці при мінімальних апаратних затратах та мінімальній вартості системи.

В процесі проведених досліджень були отримані такі нові наукові результати:

- вперше розроблено і математично обґрунтовано метод зменшення розмірів вібраторної антени через навантаження у вигляді спіралі;
- вперше розроблено математичні моделі та структурні схеми компактних малоелементних антенних решіток з різною кількістю елементів, які відрізняються від відомих тим, що дозволяють обчислювати значення і орієнтацію вектора напруженості електричного поля та напрямок приходу хвилі, а також можуть використовуватись для вимірювання параметрів електромагнітного поля.

**Практичне значення отриманих результатів:**

1. створений метод вкорочення вібраторної антени за допомогою навантаження у вигляді спіралей дозволяє зменшити геометричний розмір вібратора майже на третину;
2. сконструйовані компактні малоелементні антенні решітки доцільно використовувати в сучасних радіомоніторингових системах, що підвищить результативність та точність спостереження за електромагнітним полем. Розроблені способи також можуть використовуватись при проектуванні антен зі зменшеними геометричними розмірами та підвищеною просторовою вибірністю для побудови приймальних центрів різного призначення;
3. запропоновані антенні системи дають можливість досліджувати електромагнітні поля в умовах насиченості простору джерелами випромінювання. Завдяки можливості просторового виокремлення корисного сигналу із суміші сигнал-шум збільшується надійність і точність результатів вимірювання, підвищується оперативність обробки сигналів;
4. запропоновані малоелементні антенні решітки можна використовувати для експериментального дослідження впливу міських забудов та інших

об'єктів на поширення радіохвиль, а також для виявлення об'єктів, які створюють багатопроменеве поширення радіохвиль;

5. розроблені в дисертації принципи побудови адаптивних антен, що складаються з 4-х та 6-ти елементів та запропоновані методи застосування зазначених антен для придушення завади на частоті близькій до частоти сигналу, вимірювання параметрів сигналу в системах радіомоніторингу впроваджено в навчальний процес Військового інституту телекомунікацій та інформатизації ім. Героїв Крут, в дисципліні «Радіочастотний менеджмент»;

6. результати дисертації були використані при проектуванні адаптивної антенної решітки компанією ТОВ «Хуавей Україна».

**Обґрунтованість і достовірність наукових результатів та висновків** обумовлені коректним використанням математичного апарату, результатами математичного моделювання із застосуванням поширених методів, відсутністю протиріччя між отриманими результатами та їх фізичним змістом.

**Особистий внесок здобувача.** Основні положення, представлені в дисертаційній роботі, отримані автором самостійно. У роботах, які були виконані у співавторстві, здобувачу належить: [1] – побудовано математичну модель; [2, 3, 5] – виведено основні співвідношення та побудовано графіки залежності; [4] – виведено основні співвідношення для взаємної індуктивності смужок, що обтікаються постійним струмом; [6, 8] - отримано вирази, за якими побудовано ДС (діаграму спрямованості) для поля випромінювання параболічної антени з опромінювачем у вигляді елемента Гюйгенса; [8, 9] – визначено ДС та обчислено вхідні опори кільцевих антен, що обтікаються біжучою хвилею струму; [12, 16] – моделювання діаграми спрямованості та експериментальне дослідження характеристик малогабаритної спіральної антени; [7, 17] – побудовано структурну схему за математичною моделлю антенної системи 2x2 для станцій радіомоніторингу; [8] – отримано мінімальну кутову відстань між напрямком сигналу і напрямом завади; [10] – розраховано значення похибки вимірювання; [11] – вирази, що описують керування діаграмою спрямованості; [13] – аналіз ефективності використання кільцевої антени в порівнянні з вібраторною; [14]

– участь у розробці методики; [15 - 24] – участь у розробці методики та технічна реалізація; [25] – комп'ютерне моделювання.

**Апробація результатів дисертації.** Основні результати дисертації доповідалися та обговорювалися на таких наукових та науково-технічних конференціях і симпозиумах: АВІА-2009 ІХ Міжнародної науково-технічної конференції «АВІА-2009» (2009 р., м. Київ); VI mezinárodní vědecko-praktická conference «Zprávy vědecké ideje-2010» (2010 г., Praha); 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телеком-муникационные технологии» (2010 г., Севастополь, Крым); Х міжнародна науково-технічна конференція «Авіа-2011» (2011 р., Київ); IEEE 3rd International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments (2015 р., Kyiv); IEEE 4th International Conference Methods and Systems of Navigation and Motion Control, ( 2016 р., Kyiv); Proc. of Signal Processing Symposium (SPSymposium) (2017, Jachranka, Poland); The Eight Word Congress “AVIATION IN THE XXI-st CENTURY” (2018 р., Kyiv); IEEE 5th International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments (APUAVD). (2019, Kyiv).

**Публікації.** За темою дисертації з викладенням основних її результатів опубліковано 25 друковані роботи. Основний зміст і результати досліджень викладені в 7 друкованих роботах в наукових виданнях, рекомендованих ВАК України і в 2 роботах, опублікованих в наукових фахових виданнях України, що включені до міжнародних наукометричних баз даних, 1 роботу було опубліковано в іноземному виданні. Також опубліковано два патенти на корисну модель та два патенти на винахід. 9 друкованих робіт опубліковано в збірках матеріалів конференцій.

**Структура та обсяг роботи.** Дисертаційна робота складається з вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків. Загальний обсяг роботи складає 172 сторінки основного тексту, в тому числі 67 рисунків та 2 таблиць, список використаних джерел з 65 найменувань та додатків А, Б, В на 11 сторінках.

## **РОЗДІЛ 1. ТЕОРЕТИЧНІ ТА ТЕХНІЧНІ ЗАСАДИ ПОБУДОВИ МАЛОГАБАРИТНИХ ДРОТОВИХ АНТЕН**

Мобільні системи радіомоніторингу, що встановлюються на рухомих об'єктах, як правило комплектуються найпростішими дротовими або мікросмушковими антенами. Прикладами таких антен можуть бути симетричні або несиметричні вібратори, спіральні антени, малогабаритні антени, які за принципом дії близькі до несиметричних диполів з навантаженням. Також широке застосування як антени радіоконтролю знайшли антенні решітки, які побудовані на цих простих антенах. Це пов'язане зі складністю встановлення на мобільних терміналах громіздких антенних систем.

Першим кроком при виборі антен для мобільного терміналу радіомоніторингу є аналіз їх параметрів та характеристик [51]. Найбільш повну інформацію щодо цього питання можна отримати за допомогою моделювання даних антен з врахуванням особливостей використання. Однією з найважливіших вимог до мобільних антен є мініатюризація їх розмірів. Тому в даному розділі буде проведений огляд основних сучасних методів, які використовуються при дослідженні антен, а також основні способи мініатюризації антенних розмірів.

### **1.1. Основні чисельні методи дослідження дротових антен**

Існує декілька математичних методів, що дозволяють аналізувати дротові антени заданої геометрії, забезпечують найшвидший розрахунок їх електродинамічних характеристик та допомагають обрати оптимальну конфігурацію антени для конкретної задачі.

У цьому підрозділі буде розглянуто найбільш поширені методи числового аналізу антен і пристроїв НВЧ (метод моментів, метод скінчених елементів, метод скінчених різниць у часовій області), їх переваги та недоліки та їх використання у програмах математичного моделювання.

Наведені методи вирішують пряму задачу електродинаміки, яка знаходить розподіл полів і струмів при відомій геометрії пристрою і параметрах середовищ [48]. В основному, для вирішення прямої задачі, використовуються відомі рівняння Максвелла з урахуванням відповідних граничних умов. Але це має свої складності, так як аналітичний розв'язок рівнянь Максвелла можливий для лише вузького кола задач. Тому, на практиці значне поширення набули числові методи розв'язку електродинамічних задач.

Більшість числових методів працює у частотній області. Методами, що знайшли широке використання, є метод моментів та метод скінчених елементів. Характеристики пристрою в робочому діапазоні частот знаходяться для кожної вибраної частоти діапазону. У методах, що працюють у часовій області, характеристики пристрою отримуються відразу по всій робочій смузі частот (метод скінчених різниць) [23].

*Метод моментів* уперше запропонував Міхлін, а пізніше розвинув як числовий метод електродинаміки Гарінгтон [6]. Метод моментів (Method of Moments, МоМ) застосовується при вирішенні задач, в яких присутні струми в металевих або діелектричних структурах і випромінення у вільний простір. Ці структури повинні бути електрично-малими і зазвичай є металевими, проте спеціальні розширення методу допускають наявність діелектриків у вигляді покриттів або об'ємних елементів кінцевих розмірів.

При дослідженні структур за допомогою методу моментів загальний підхід до задач поширення та випромінювання електромагнітних хвиль полягає у зведенні отриманого інтегрального рівняння до системи лінійних алгебраїчних рівнянь з  $M$  невідомими, які є коефіцієнтами деякого розкладення для струму або поля за відомими функціями. В загальному випадку за допомогою методу моментів розв'язують інтегральні рівняння для знаходження електричного чи магнітного поля при відомому розподілі струму виду:

$$\begin{aligned}\vec{E} &= f_e(\vec{J}); \\ \vec{H} &= f_m(\vec{J}),\end{aligned}\tag{1.1}$$

де  $f_e, f_m$  – інтегральні оператори, що діють на струм.

Початковим кроком у методі моментів є розкладання шуканого вектора струмів  $\vec{J}$  по певних базисних функціях  $\vec{b}_i$  в області визначення операторів  $f_e$  та  $f_m$ :

$$\vec{J} = \sum_{i=1}^M J_i \vec{b}_i, \quad (1.2)$$

де  $J_i$  – невідомі коефіцієнти розкладання.

Визначають  $M$  лінійно незалежних вагових функцій, виходячи із наступного рівняння:

$$\int \vec{R} \vec{w} dv = 0, \quad (1.3)$$

де  $\vec{R} = f_e \left( \sum_{i=1}^M J_i \vec{b}_i \right) - \vec{E}$  – похибка апроксимації (тобто різниця між істинним значенням і значенням отриманим при розкладанні по базисних функціях);  $\vec{w}$  – вагова функція.

Далі визначається внутрішній добуток із обома сторонами рівняння. Внутрішній добуток визначається як скаляр, одержуваний в результаті інтегрування скалярного добутку по поверхні, що розглядається. В результаті цього, враховуючі (1.2), отримуємо  $M$  незалежних рівнянь (на прикладі рівняння для магнітного поля):

$$\langle \vec{w}_j, \vec{H} \rangle = \sum_{i=1}^M \langle \vec{w}_j, f_m(J_i \vec{b}_i) \rangle, \quad j = 1 \dots M. \quad (1.4)$$

Або, це можна переписати у вигляді матричного рівняння:

$$[H] = [Z] \cdot [J], \quad (1.5)$$

де  $Z_{ij} = \langle \vec{w}_j, f_m(\vec{b}_i) \rangle$  – певна функція, яка залежить від геометрії досліджуваної антени,  $H_i$  – відомі значення полів.

Коефіцієнти  $J_i$ , що є складовими вектору  $\vec{J}$ , знаходяться шляхом розв'язання даного матричного рівняння. Значення магнітного та електричного поля обчислюються із знайдених струмів.

Недоліком методу є необхідність певних попередніх теоретичних відомостей про досліджувану структуру, наприклад, інтеграл для дослідження тонкого провідника відрізняється від інтегралу, необхідного для дослідження металевої поверхні. Метод моментів можна застосовувати для аналізу середовищ, що включають або лише провідники, або тільки однорідний діелектрик, або мають дуже специфічне поєднання діелектрику та провідників [6].

Перевагою метода є можливість вибору відповідних базових функцій, що зменшує кількість членів у ряді при апроксимації та заощаджує час розрахунку. При аналізі антен методом моментів дискретизація застосовується лише для провідників, що зменшує тривалість розрахунку.

Метод моментів широко застосовується для аналізу дротових та планарних антен. Метод реалізовано у програмних середовищах MMANA-GAL, FEKO (нім. FEldberechnung bei K rpern mit beliebiger Oberfl che – розрахунок полів для тіл із довільною поверхнею), які дозволяють обчислювати антени будь-якої складності, використовуючи адаптивне розбиття і при необхідності ефективно враховувати діелектричну підкладку. У програмі FEKO [19] можуть бути розраховані характеристики узгодження (коефіцієнт відбиття, вхідний опір антени) та випромінювання (коефіцієнт підсилення, направленої дії).

*Метод скінчених елементів* знайшов своє застосування в електродинаміці в 70-х роках у роботах Вінслоу та Сілвестра [55]. Відповідно до принципу мінімуму потенційної енергії, розподіл потенціалу в лінії передачі має бути таким, щоб мінімізувати накопичену енергію. Ця енергія визначається виразом:

$$W(u) = \frac{1}{2} \int_s |\nabla u|^2 dS, \quad (1.6)$$

де інтегрування проводиться по всій області визначення розв'язку.

Принцип мінімуму енергії математично еквівалентний рівнянню Лапласа в тому значенні, що розподіл потенціалу, що задовольняє рівнянню

Лапласа, буде також мінімізувати запасену енергію, а значення  $u$ , що мінімізують функціонал (1.6), задовольняють рівнянню Лапласа. Можна одержати наближений вираз для запасеної енергії  $W(u)$ , зв'язаної з потенціалом  $u(x, y)$ , у припущенні, що потенціал є комбінацією відповідним чином обраних простих функцій із невизначеними коефіцієнтами. Тоді з умови мінімуму запасеної енергії (мінімуму функціоналу (1.6)) знаходять ці коефіцієнти і тим самим визначають наближений розподіл потенціалу. Якщо розподіл потенціалу не дуже сильно відрізняється від істинного, то помилка в обчисленні енергії буде значно менше ніж помилка в обчисленні потенціалу. Необхідні величини найчастіше тісно пов'язані з енергією. Отже, імпеданси, втрати потужності або накопичену енергію можна розрахувати досить точно навіть при істотних похибках у розв'язках для потенціалів.

Перевагою методу є досить гнучке розбиття області дослідження на елементи. Завдяки використанню  $n$ -мірного тетраедерного елемента (для двовимірних задач – трикутні елементи, для тривимірних задач – тетраедри), невеликі за розміром елементи використовуються лише в місцях зі складною геометрією, а відкритий простір моделюється великими елементами. Таким чином моделюють достатньо точно об'єкти довільної форми і без застосування апроксимації, при цьому кількість елементів не велика. Але, на відміну від методу моментів, дискретизується вся область визначення розв'язку.

Матриця геометрії об'єкта дослідження та його електромагнітних параметрів, є розрідженою і має ненульові елементи на діагоналі та біля діагоналі, що також заощаджує час при розрахунках (для такої матриці існують швидкі алгоритми для її обернення).

Метод скінчених елементів показав свою ефективність у розрахунках різноманітних хвилеводних структур, при застосуванні абсорбуючих граничних умов для розрахунку різноманітних антен та задач розсіювання. Метод скінчених елементів реалізовано у програмі HFSS (англ., High Frequency System Simulator – симулятор НВЧ систем).



*Метод скінчених різниць у часовій області* відноситься до методів, які працюють у часовій області. При цьому є можливість отримати характеристики пристрою одночасно по всій смузі частот шляхом застосування дискретного перетворення Фур'є до часового відгуку системи.

Метод FDTD (англ. Finite-Difference Time-Domain method – метод скінчених різниць у часовій області) був запропонований Yee [15] у 1966 році і в подальшому розкритий у роботах Тафлову та Бродвіна [16]. На сьогоднішній день цьому методу присвячені детальні огляди та створені спеціалізовані бібліографічні бази даних.

Вихідними даними для методу FDTD є дискретизація диференціальних рівнянь Максвелла

$$-\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = \nabla \times \vec{E}; \quad (1.7)$$

$$\varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \nabla \times \vec{H}. \quad (1.8)$$

При використанні ортогональної сітки розбиття два векторних рівняння можна представити у вигляді шести скалярних рівнянь:

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right] \quad (1.9)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \right] \quad (1.10)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \right] \quad (1.11)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = -\frac{1}{\varepsilon} \left[ \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right] \quad (1.12)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = -\frac{1}{\varepsilon} \left[ \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \right] \quad (1.13)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = -\frac{1}{\varepsilon} \left[ \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \right] \quad (1.14)$$

В методі немає потреби в розв'язанні системи лінійних рівнянь. Для кожного часового моменту є вся необхідна інформація для визначення нового значення відповідної компоненти електричного чи магнітного поля. Всі складові електричних і магнітних полів пов'язані із вузлом прямокутної решітки. Компоненти електричного поля розташовані в центрі відповідних осей, а компоненти магнітного поля на нормальні до граней. Тобто в методі використовується дві решітки - основна для електричного основна і додаткова для магнітних полів. Значення електричного і магнітного полів розраховуються в різні часові і просторові моменти.

Розмір елемента розбиття не повинен перевищувати десятю частину довжини хвилі в досліджуваній структурі для робочого діапазону частот, тобто  $\Delta x, \Delta y, \Delta z \leq \frac{\lambda_{\min}}{10}$ .

При необхідності обчислення для середовища із втратами та зовнішніми струмами використовують відповідну систему рівнянь Максвелла:

$$\begin{aligned} -\mu \cdot \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} &= \nabla \times \vec{E} \\ \varepsilon \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} &= \nabla \times \vec{H} - \delta \vec{E} - \vec{J} \end{aligned} \quad (1.15)$$

Якщо в розрахунковому об'ємі є області з ідеальною провідністю, тоді межа поділу провідник-вільний простір має пролягати по основній решітці. В цьому випадку провідник легко моделюється шляхом встановлення тангенціальної складової електричного поля рівною нулю.

Даний метод дозволяє для кожного елемента розбиття визначити параметри середовища для кожної компоненти поля, що дозволяє моделювати анізотропні середовища. Також є можливість задавати параметри для кожного моменту часу, що дозволяє проводити моделювання нелінійних матеріалів. Досить легко розраховуються вторинні параметри: потужність випромінювання, поверхневий струм, вхідний опір, якщо відомі значення електричного і магнітного полів.

Метод FDTD є гнучким і легким для розуміння та програмування. Існує велика кількість програм, призначених для моделювання різноманітних пристроїв НВЧ з використанням даного методу. Прикладом може бути програма CST Microwave Studio від німецької фірми Computer Simulation Technology.

## 1.2. Способи зменшення габаритів дротових антен

Існує багато методів і способів зменшення габаритів як дротових, так і мікросмушкових антен. Як приклад розглянемо декілька способів мінімізації розмірів класичної вібраторної антени.

Вздовж проводу вібраторної антени розподілені ємність та індуктивність. Ємність антени створює електричну складову поля ( $E$ ), а індуктивна - магнітну ( $H$ ). Для хорошої роботи будь-якої антени необхідний оптимальний розподіл струму вздовж конструкції. Ідеальним випадком для симетричної вібраторної антени є її розмір, який відповідає половині довжини хвилі в середині робочого діапазону. Але при обмеженому просторі для розташування антен, доводиться йти на компроміс і зменшувати розміри антени.

Електрично-малими (короткими) є антени, розміри яких не перевищують 10 ... 20% від довжини робочої хвилі  $\lambda$ . У таких випадках часто використовується вкорочена вібраторна антена. При вкороченні антени зменшуються її ємність і індуктивність, відповідно її резонансна частота переходить в бік більш високих частот. Для компенсації цього процесу в антену вводять додаткові конструктивні елементи (катушки індуктивності  $L$ , ємнісні навантаження  $C$ ), що схематично представлено на рис. 1.1.

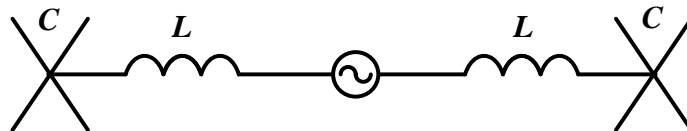


Рис. 1.1. Компенсація вкорочення антени за допомогою додаткових катушок індуктивності  $L$  і ємнісного навантаження  $C$

Максимальний ККД антени досягається при розміщенні подовжуючих катушок на кінцях диполя, в результаті чого струм на кінцях вібратора стає

максимальним, а розподілення струму стає більш рівномірним, що забезпечує максимальну діючу довжину антени.

При достатньо сильному вкороченні добротність антени різко підвищується, а смуга пропускання антени звужується. Введення ємнісних навантажень збільшує загальну ємність антени, знижує добротність утвореного  $LC$ -контура і розширює смугу пропускання до прийнятної.

Вкорочений вібратор, налаштовують на робочу частоту в резонанс або котушками індуктивності, або довжиною провідників і ємнісних навантажень. Це забезпечує компенсацію їх реактивних опорів на резонансній частоті, що необхідно за умовами узгодження з фідером живлення. Зменшення геометричних розмірів антени завжди веде до зменшення її ефективності (ККД). Прикладом вкороченої антени з ємнісним навантаженням є багатодіапазонна антена Diamond HFV5 (рис.1.2).

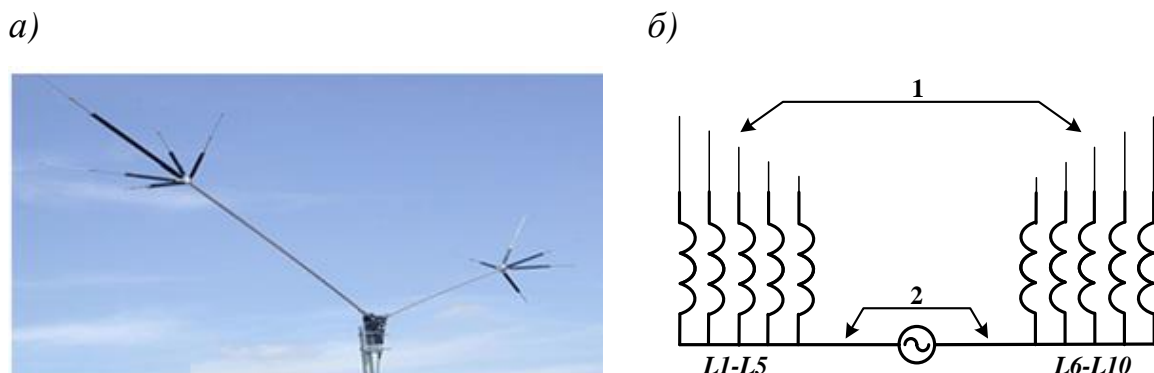


Рис.1.2. Вкорочена антена Diamond HFV5:

*a* – загальний вигляд; *б* – схема підключення навантаження

(1 – налаштовувані ємнісні навантаження, 2 – випромінюючий елемент)

Робота антени базується на паралельному включенні резонансних елементів, налаштованих на різні частоти. При переході з одного діапазону на інший, вони практично не впливають один на одного. Котушки індуктивності  $L1-L5$  є подовжувачами, кожна розрахована на свій діапазон частот, так само як і ємнісні навантаження (подовження антени). Останні мають телескопічну конструкцію і зміною їх довжини можливо налаштовувати антену в невеликому діапазоні частот.

Поступово процес зменшення розмірів симетричного півхвильового вібратора за допомогою продовжуваних котушок призвів до появи спіральних антен з поперечним випромінюванням. Спіральна антена (рис.1.3) - це укорочений, згорнутий в спіраль класичний півхвильовий (чвертьхвильовий) вібратор з розподіленими індуктивностями і ємностями по всій довжині. У такого диполя підвищилася добротність, а смуга пропускання стала більш вузькою.

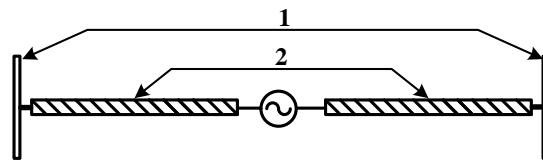


Рис.1.3. Вкорочений диполь  $\lambda/2$  у вигляді спіралі

(1 – ємнісне навантаження; 2 – подовжуючи котушка (спіраль))

Для розширення смуги пропускання в конструкцію укороченого спірального диполя, як і у конструкцію укороченого лінійного диполя, додають ємнісне навантаження (рис.1.3), що забезпечує більш рівномірне розподілення струму вздовж антени та збільшує діючу довжину.

Щоб зменшити розміри лінійного напівхвильового вібратора, використовують також і інші принципи згортання плечей вібратора. Сповільнення поширення струмів живлення у випромінювальних елементах антен досягають заміною прямолінійних провідників провідниками з додатковими вигинами (синусоїдними або зигзагоподібними). При цьому довжина шляху струмів у випромінювальних елементах збільшується, що еквівалентне зменшенню довжини хвилі в антені. Залежно від розмірів вигинів і їх форми можна отримати коефіцієнт вкорочення хвилі до 2, тобто удвічі зменшити габарити антени.

Існує опис укороченого симетричного вібратора [39], який містить плечі, що виконані у вигляді меандру (рис. 1.4).

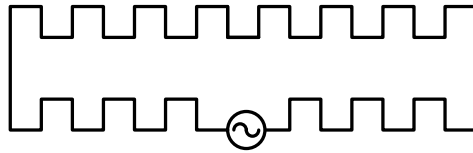


Рис.1.4. Укорочений симетричний вібратор із меандровою структурою плеча

Вібратор має довжини плечей залежно від розмірів вертикальних ліній від  $0,1\lambda$  і менше при збереженні чисто активного вхідного опору.

Стискаючи або розтягуючи його, можна домогтися резонансу антени на необхідній частоті. Крок меандру може становити  $0,015\lambda$ , однак цей параметр не критичний. Замість меандру можна використовувати провідник з трикутними вигинами або спіраллю. Необхідну довжину вібраторів можна визначити експериментально.

Для зменшення розмірів антени замість кінцевих дисків використовують також більш технологічну, ніж меандр, плоску «спіраль Тесли». Вона грає роль подовжуючої індуктивності укороченого диполя і кінцевої ємності одночасно (рис.1.5).

У антенах з двома плоскими спіралями Тесла електрична довжина спіралі може представляти із себе антену з несиметричним живленням як згорнутий півхвильовий вібратор. Чим більше крок намотування і більше її діаметр, тим вище її ефективність і навпаки. Чим більше відстань між кінцями згорнутого півхвильового вібратора, тим вище його ефективність і навпаки.

Використання плоскої котушки індуктивності з великими зазорами між витками на кінцях диполя компенсує електричну довжину укороченого вібратора розподіленою індуктивністю і ємністю, а також збільшує ефективну площу укороченої антени, розширює її смугу пропускання одночасно.

Згорнута антена повторює електричні параметри звичайного напівхвильового вібратора. Розподіл струмів по всій довжині полотна антени підпорядковані законам лінійного диполя і залишається без змін за деяким винятком. Крім того не витрачається потужність на нагрів елементів антени.

Таку антену можна назвати індуктивно-ємнісною, в якій присутні *LC*-елементи випромінювання або антеною «спіраль Тесла».

Антену зі спіралями Тесла розглядаємо як симетричний півхвильовий диполь, згорнутий в дві паралельні спіралі по його кінцях. Їх площині паралельні одна одній (рис. 1.5). Його вхідний опір лише небагато чим відрізняється від класичного варіанту, тому тут застосовуються класичні варіанти узгодження з лінією живлення.



Рис.1.5. Антена з двома плоскими спіралями Тесла

Перспективним способом мініатюризації антен є використання друкованих технологій. Технологічність, висока точність відтворення розмірів антен і електродинамічних характеристик, конструктивна простота та малі габарити, маса, вартість, розвинена база друкованих елементів фідерних трактів – всі ці переваги сприяли розвитку антен у друкованому виготовленні. Вадами мікросмужкових антен є незначна електрична міцність, що обумовлює низький рівень допустимих потужностей, труднощі в конструюванні пристроїв з перестройкою та зміною параметрів друкованих елементів. Використовують смужкові антени в основному в діапазоні частот 100МГц – 30ГГц і вище.

Значного поширення набули вібраторні мікросмужкові антени. Для вібраторного мікросмужкового випромінювача металевий екран може не повністю перекривати випромінювач, а діелектричний шар використовується як елемент конструкції, який зменшує резонансну довжину антени.

При живленні мікросмужкового вібратора двопровідною мікросмужковою лінією вібратор являє собою цілковитий аналог симетричного дротового вібратора (рис. 1.6, а) [33]. Смужкові плечі вібратора 1 нанесені на

шар діелектрика 2. Двопровідна смужкова лінія 3 виконана за стандартною технологією на шарі діелектрика, закритого зі зворотного боку екраном 4.

Часто використовується несиметрична лінія живлення 5 плечей вібратора (рис. 1.6, б). Смушковий вібратор з плечима 1 розташований на одному боці діелектричного шару 2. Щоб симетрувати розподіл струму у вібраторі і узгодити опір навантаження з хвильовим опором смужкової лінії використаний симетруючий пристрій 3. Плечі вібратора можуть наноситися і на різні боки діелектричного шару (рис. 1.6, в).

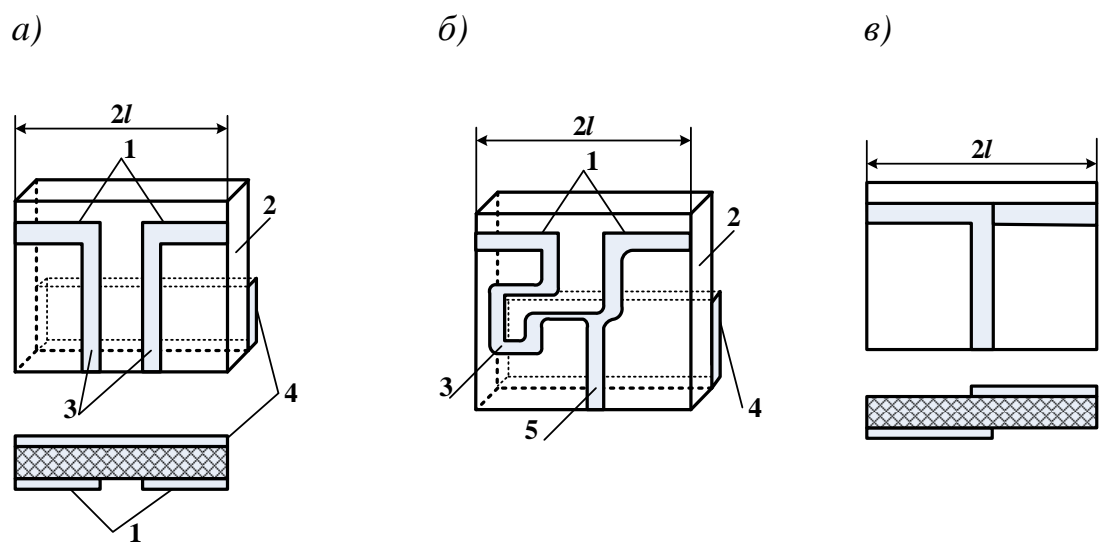


Рис. 1.6. Виконання симетричного вібратора за друкованою технологією

Якщо довжина вібраторів задовольняє нерівність  $2l \leq 0,5\lambda$ , розподіл струму наближається до синусоїдального. Діаграма спрямованості при відношенні  $L/d > 5$ , де  $d$  – ширина смужки пліч вібратора, збігається з діаграмою спрямованості тонкого дрового вібратора. Товщина шару діелектрика повинна бути незначною ( $t < 0,1\lambda$ ).

Мініатюризацію антени можна реалізувати за рахунок внесення в конструкцію активного елементу. Існує окремий клас антен – активні антени. Основною метою створення активних антен є значне зменшення габаритних розмірів антенних пристроїв, збільшення чутливості приймальних пристроїв, збільшення робочого діапазону частот. Активними антенами це пристрої, у яких функції випромінювання або приймання електромагнітних хвиль



об'єднані з функціями перетворення сигналів. У цьому пристрої фізично неможливо від'єднати пасивні елементи (антени) від активних (перетворювачів сигналу). Активна антена виконується у вигляді одного блоку і є єдиним пристроєм, функціонування якого визначається одночасно як пасивним, так і активним елементами.

Найпоширеніші схеми активних антен мають вбудований активний елемент у вигляді чотирьох полюсів (рис. 1.7).

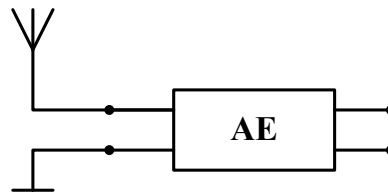


Рис. 1.7. Схема чотирьох полюсів з активним елементом

Діюча довжина такого антенного елемента, як симетричний або несиметричний вібратор, не залежить від частоти, за умови, що довжина плечей значно менша чверті довжини хвилі в робочому діапазоні [33].

Відомо, що діюча довжина вібратора  $l_0 = \frac{2}{k} \operatorname{tg} \frac{kl}{2}$ . Отже, якщо  $l/\lambda \ll 0,25$

тангенс малого кута замінюємо кутом і отримуємо:  $l_0 = l$ . Таким чином, в активній антені забезпечуються незалежність вихідної напруги від частоти в широкій смузі робочих хвиль і незначні розміри антени. Для забезпечення високого вхідного опору активних елементів їх вхідні каскади будують за допомогою польових транзисторів НВЧ. Що вищий вхідний опір активного елемента, то більша буде смуга робочих частот і ефективність активної антени.

Необхідність мінімізації габаритів антенних пристроїв призвела до застосування антен неевклідової геометрії, серед яких слід виділити фрактальні антени [61, 62]. Однією з базових антен є петля Мінковського 2-ої ітерації (в якості ініціатора виступає квадратна рамка, а генератором є ламана Г. Мінковського). Сутність фрактальних перетворень пояснюється рис. 1.8 [63].

Таким чином, квадратна рамка зі стороною  $L$  прийнята за нульову ітерацію ( $I = 0$ ). Відповідні геометричні розміри для ітерацій мають співвідношення:

- для першої ( $I = 1$ ):  $l_1 = L/4$ ,  $h_1 = l_1/2$ ;
- для другої ( $I = 2$ ):  $l_2 = l_1/4$ ,  $h_2 = l_2/2$ ,  $l_3 = h_2$ ,  $h_3 = l_3/2$ .

Геометричні співвідношення антени (рис. 1.8. г) для кожної ітерації описуються виразом:  $L_i = (3/4)^i L$ , де  $I$  – номер ітерації.

Отриманий ефект мініатюризації дозволяє побудувати багатодіапазонну антену, що складається з петлі Мінковського з внутрішнім елементом, який розрахований на вищий частотний діапазон. В якості прикладу на рис. 1.9. наведено фрактальні структури.

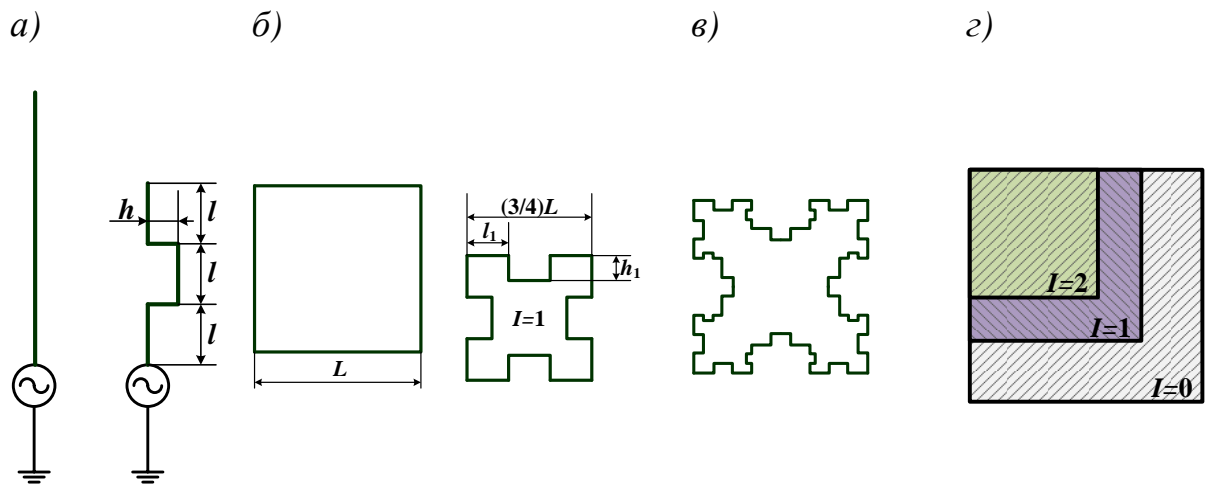


Рис. 1.8 Формування петлі Мінковського:

- a* – закон фрактального перетворення на основі ламаної Г. Мінковського;
- б* – послідовність формування 1-ї ітерації;
- в* – формування 2-ї ітерації;
- г* – геометричні співвідношення перших двох ітерацій



Рис.1.9. Приклади фрактальних антен

### 1.3. Аналіз поля випромінювання спіралі

Як було сказано у попередньому підрозділі, у більшості коротких антен ємнісне навантаження сприяє збільшенню діючої довжини антени і зменшенню ємнісного входного опору. В самому процесі випромінювання ємнісне навантаження відіграє другорядну роль. Але за допомогою засобів антенної техніки можливо створити такі схемні конфігурації навантажень, які будуть вирівнювати амплітудний розподіл струму в лінійних частинах дротових антен і самі випромінюватимуть, що впливатиме на розподіл поля у просторі. До таких форм навантажень можна віднести дротові спіралі із стоячою хвилею струму.

З'ясуємо вплив спіралі, яка обтікається стоячою хвилею струму, на розподіл поля в просторі [29, 42, 46].

Розглянемо поле випромінювання дроту (рис. 1.10), якому надано форму спіралі. Живлення підведемо до точки  $S$  (початок спіралі), а в точці  $B$  (кінець спіралі) будемо вважати, що струм має нульове значення. Рівняння спіралі в полярній системі координат має вигляд  $\rho = \rho_0 - a\varphi_s$ , де  $\rho_0 = OS$  – початковий радіус спіралі;  $a$  – швидкість згортання спіралі;  $\varphi_s$  – полярний кут. Радіус у кінці спіралі ( $\rho_k = OB$ ) повинен задовольняти нерівність  $\rho_k = \rho_0 - a\varphi_k > 0$ , де  $\varphi_k = 2\pi s$  – повний кут обертання спіралі,  $s$  – кількість витків спіралі.

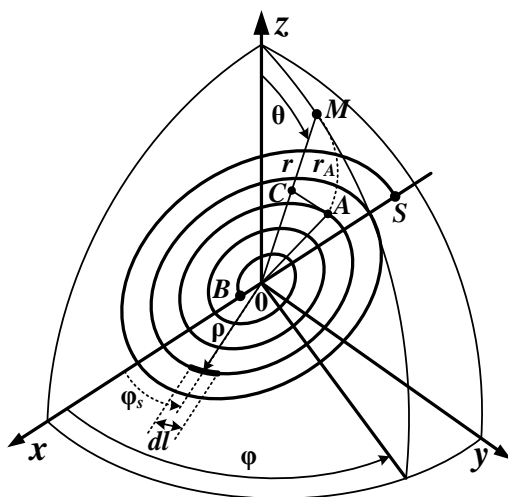


Рис. 1.10. Спіральний провідник

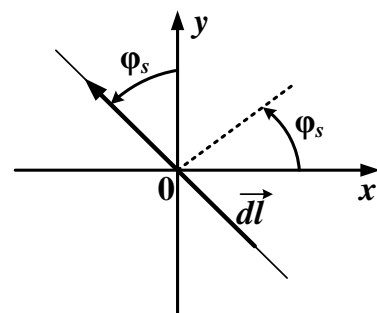


Рис. 1.11. Положення вектора в прямокутній системі координат

Якщо відомо кількість витків спіралі і початковий та кінцевий радіуси, то швидкість згортання спіралі визначається як:

$$a = \frac{\rho_0 - \rho_k}{2\pi s}.$$

З рис. 1.10 видно, що довжина виокремленого елемента визначається як

$$dl = \rho d\varphi_s = (\rho_0 - a\varphi_s) d\varphi_s. \quad (1.16)$$

Струм в спіралі є функцією довжини  $l$ , яка відраховується від початку спіралі (точки  $S$ ) до вибраної точки спіралі. Як видно з рис. 1.10, до елемента  $dl$  довжина спіралі дорівнює:

$$l = \int_0^{\varphi_s} (\rho_0 - a\varphi_s) d\varphi_s = \rho_0\varphi_s - a\frac{\varphi_s^2}{2}.$$

Повна довжина спіралі  $L = \rho_0\varphi_k - a\frac{\varphi_k^2}{2}$ .

Будемо вважати, що струм розподіляється за синусоїдним законом. Отже, можемо записати, що в будь-якій точці спіралі на відстані  $l$  від точки живлення значення струму:

$$\dot{I}(l) = \dot{I}_n \sin k(L-l) = \dot{I}_n \sin k(L - \rho_0\varphi_s + \frac{a}{2}\varphi_s^2), \quad (1.17)$$

де  $\dot{I}_n$  – струм в пучності.

Поле випромінювання у просторі знайдемо як суму парціальних полів елементів спіралі  $dl$ . Використаємо сферичну систему координат (рис. 1.6). Точка  $M$  з координатами  $r, \theta, \varphi$  є довільно взятою точкою, в якій визначаємо напруженість електричного поля. Площина спіралі знаходиться в координатній площині  $xOy$  ( $z=0$ ).

Виокремлений елемент спіралі в точці  $A$  можна представити як вектор:

$$d\vec{l} = \vec{\varphi}_{os} dl, \quad (1.18)$$

де  $\varphi_{os}$  – орт полярної системи координат. Положення такого вектора в прямокутній системі координат повністю визначається полярним кутом  $\varphi_s$

(рис. 1.11). Значення орта  $\vec{\varphi}_{0s}$  полярної системи координат пов'язане з ортами прямокутної системи координат співвідношенням:

$$\vec{\varphi}_{0s} = -\vec{x}_0 \sin \varphi_s + \vec{y}_0 \cos \varphi_s, \quad (1.19)$$

де  $\vec{x}_0, \vec{y}_0$  – орти прямокутної системи координат.

Вектор  $d\vec{l}$  розкладається згідно з виразом (1.19) на дві складові, одна з них збігається з віссю  $Ox$  (в загальному випадку це буде складова  $dl_x$  паралельна осі  $Ox$ ). Оскільки елемент  $dl_x$  обтікається струмом, то цю складову розглядаємо як електричний диполь, розташований вздовж осі  $Ox$  (рис. 1.12).

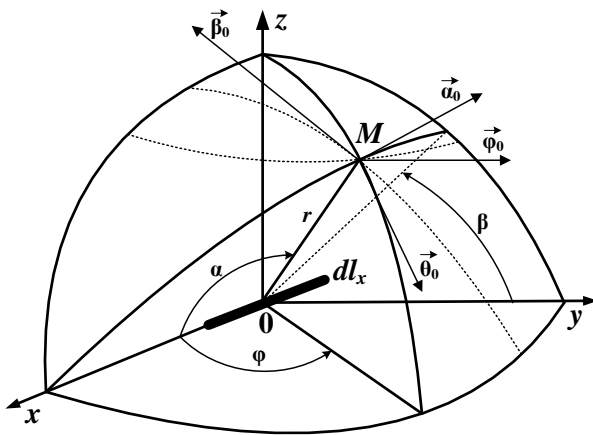


Рис. 1.12. Електричний диполь, розташований вздовж осі  $Ox$  сферичної системи координат

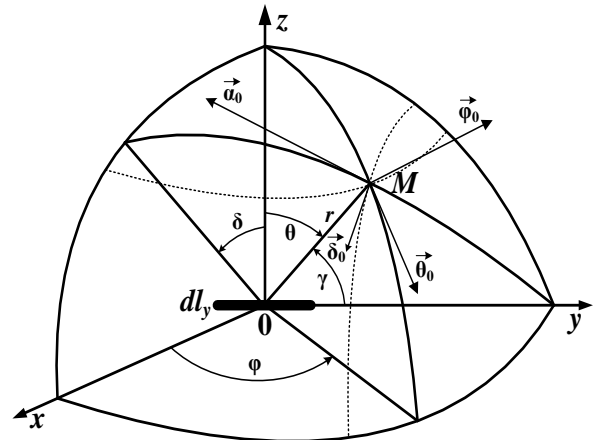


Рис. 1.13. Друга складова елемента  $dl$  у сферичній системі координат (вздовж осі  $Oy$ )

Сферична система координат з полярною віссю, що збігається з віссю  $Oz$  прямокутної системи є головною системою для визначення розподілу поля випромінювання спіралі у просторі. Сферична система  $r, \alpha, \beta$ , полярна вісь якої збігається з віссю  $Ox$  є власною системою координат диполя.

У власній системі координат напруженість електричного поля випромінювання визначається як:

$$d\vec{E}_x = i\vec{\alpha}_0 \frac{\dot{I}(l)dl_x W_c}{2\lambda r} \sin(\alpha e^{-ikr_A}), \quad (1.20)$$

де  $\dot{I}(l)$  – значення струму, що обтікає елемент, виокремлений в точці  $A$  спіралі (рис. 1.6);  $r_A$  – відстань від елемента  $dl$  до точки спостереження.

Щоб перейти від сферичної власної координатної системи  $(r, \alpha, \beta)$  до головної системи координат  $(r, \theta, \varphi)$ , використаємо представлення ортів  $\vec{r}_0$  та  $\vec{\alpha}_0$  в прямокутній системі координат:

$$\left. \begin{aligned} \vec{r}_0 &= \vec{x}_0 \sin \theta \cos \varphi + \vec{y}_0 \sin \theta \sin \varphi + \vec{z}_0 \cos \theta; \\ \vec{r}_0 &= \vec{x}_0 \cos \alpha + \vec{y}_0 \sin \alpha \cos \beta + \vec{z}_0 \sin \alpha \sin \beta; \\ \vec{\alpha}_0 &= -\vec{x}_0 \sin \alpha + \vec{y}_0 \cos \alpha \cos \beta + \vec{z}_0 \cos \alpha \sin \beta. \end{aligned} \right\} \quad (1.21)$$

Враховуючи, що векторний добуток орта  $\vec{r}_0$ , що визначений через кути  $\theta, \varphi$ , на орт  $\vec{r}_0$ , що визначений через кути  $\alpha, \beta$ , дорівнює нулю, тобто:  $[\vec{r}_0, \vec{r}_0] = 0$ , знаходимо:

$$\left. \begin{aligned} \sin \alpha &= \sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \sin^2 \varphi}; \\ \cos \alpha &= \frac{\sin \theta \cos \varphi}{\cos \theta}; \\ \sin \beta &= \frac{\sin \theta \sin \varphi}{\sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \sin^2 \varphi}}; \\ \cos \beta &= \frac{\cos \theta}{\sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \sin^2 \varphi}}. \end{aligned} \right\} \quad (1.22)$$

Орт  $\vec{\alpha}_0$  для точки спостереження  $M$  представимо через орти  $\vec{\theta}_0$  і  $\vec{\varphi}_0$  головної системи координат. Для цього використаємо третє рівняння системи (1.21), вирази (1.22) і такі співвідношення:

$$\left. \begin{aligned} \vec{x}_0 &= \vec{r}_0 \sin \theta \cos \varphi + \vec{\theta}_0 \cos \theta \cos \varphi - \vec{\varphi}_0 \sin \varphi; \\ \vec{y}_0 &= \vec{r}_0 \sin \theta \sin \varphi + \vec{\theta}_0 \cos \theta \sin \varphi + \vec{\varphi}_0 \cos \varphi; \\ \vec{z}_0 &= \vec{r}_0 \cos \theta - \vec{\theta}_0 \sin \theta. \end{aligned} \right\} \quad (1.23)$$

Після упорядкування отриманого виразу знаходимо, що

$$\vec{\alpha}_0 = -\vec{\theta}_0 \frac{\cos \theta \cos \varphi}{\sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \sin^2 \varphi}} + \vec{\varphi}_0 \frac{\sin \varphi}{\sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \sin^2 \varphi}}. \quad (1.24)$$

Відстань від елемента спіралі в точці  $A$  (рис. 1.10) до точки спостереження  $M$  визначаємо як:

$$r_A = r - \Delta r = r - OB. \quad (1.25)$$

З рис. 1.10 видно, що:

$$\Delta r = OB = OA \cos \vartheta = (\vec{\rho}, \vec{r}_0), \quad (1.26)$$

де  $\vartheta = \angle AOC$  і  $OA = \rho$  – відстань від початку полярної системи координат до точки  $A$ ,

$$\vec{\rho} = \vec{\rho}_0 \rho = \vec{\rho}_0 (\rho_0 - \alpha \varphi_s) = \vec{x}_0 \rho \cos \varphi_s + \vec{y}_0 \rho \sin \varphi_s. \quad (1.27)$$

Підставляючи у формулу (1.25) вираз (1.27) і значення орта  $\vec{r}_0$  з системи (1.21), отримуємо:

$$\Delta r = (\rho_0 - \alpha \varphi_s) \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_s), \quad (1.28)$$

Використовуючи вирази (1.16), (1.23) і (1.24), знаходимо значення елементів спіралі, що збігаються з координатними осями прямокутної системи координат в площині  $xOy$ :

$$dl_x = -(\rho_0 - \alpha \varphi_s) \sin \varphi_s d\varphi_s,$$

$$dl_y = (\rho_0 - \alpha \varphi_s) \cos \varphi_s d\varphi_s.$$

Підставляємо в формулу (1.20) значення струму (1.17), орта  $\vec{\alpha}_0$  (1.24), функції  $\sin \alpha$  (1.22), відстані  $r$  (1.25) та різниці ходу променів (1.28) і визначаємо поле випромінювання однієї складової елемента спіралі:

$$d\dot{\vec{E}}_x = \vec{\theta}_0 d\dot{E}_x^0 + \vec{\varphi}_0 d\dot{E}_x^\varphi, \quad (1.29)$$

$$\text{де } d\dot{E}_x^0 = -i\dot{A} \cos \theta \cos \varphi \sin \varphi_s B(\theta, \varphi, \varphi_s) d\varphi_s, \quad (1.30)$$

$$d\dot{E}_x^\varphi = -i\dot{A} \sin \varphi \sin \varphi_s B(\theta, \varphi, \varphi_s) d\varphi_s, \quad (1.31)$$

$$\dot{A} = \frac{I_0 W_c}{2\lambda r} e^{-ikr}; \quad (1.32)$$

$$B(\theta, \varphi, \varphi_s) = \sin \left[ k(L - \rho_0 \varphi_s + \frac{1}{2} \alpha \varphi_s^2) \right] (\rho_0 - \alpha \varphi_s) \exp[ik(\rho_0 - \alpha \varphi_s) \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_s)]. \quad (1.33)$$

Друга складова елемента  $dl$  збігається з віссю  $Oy$  (рис. 1.11). Власною системою сферичних координат є  $r, \gamma, \delta$ . У цій системі координат напруженість поля випромінювання елемента  $dl_y$  визначається виразом аналогічним виразу (1.20), тобто:

$$d\dot{\vec{E}}_y = i\vec{\gamma}_0 \frac{\dot{I}(l) dl_y W_c}{2\lambda r} \sin \gamma e^{-ikr}, \quad (1.34)$$

де  $dl_y = dl \cos \varphi_s$ . З рис. 1.9 випливає, що :

$$\vec{r}_0 = \bar{x}_0 \sin \gamma \sin \delta + \bar{y}_0 \cos \gamma + \bar{z}_0 \sin \gamma \cos \delta. \quad (1.35)$$

З векторного добутку  $[\vec{r}_0, \vec{r}_0]$ , в якому орт  $\vec{r}_0$  визначені в головній (1.21) і власній (1.35) сферичних системах координат, знаходимо:

$$\left. \begin{aligned} \sin \gamma &= \sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \cos^2 \varphi}; \\ \cos \gamma &= \sin \theta \sin \varphi; \\ \sin \delta &= \frac{\sin \theta \cos \varphi}{\sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \cos^2 \varphi}}; \\ \cos \delta &= \frac{\cos \theta}{\sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \cos^2 \varphi}}. \end{aligned} \right\} \quad (1.40)$$

Орт сферичної системи координат  $\vec{\gamma}_0$ , що визначає поляризацію поля випромінювання (1.34), в прямокутній системі координат має такі складові:

$$\vec{\gamma}_0 = \bar{x}_0 \cos \gamma \sin \delta - \bar{y}_0 \sin \gamma + \bar{z}_0 \cos \gamma \cos \delta. \quad (1.41)$$

Використовуючи формули (1.23) і (1.40) вираз (1.41) представимо у вигляді:

$$\vec{\gamma}_0 = -\bar{\theta}_0 \frac{\cos \theta \sin \varphi}{\sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \cos^2 \varphi}} - \bar{\varphi}_0 \frac{\cos \varphi}{\sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \cos^2 \varphi}}. \quad (1.42)$$

Формули (1.40) і (1.42) дають можливість записати поле випромінювання елемента  $dl_y$  в головній системі координат:

$$d\vec{E}_y = \bar{\theta}_0 dE_y^\theta + \bar{\varphi}_0 dE_y^\varphi, \quad (1.43)$$

$$\text{де} \quad d\dot{E}_y^\theta = -i\dot{A} \cos \theta \sin \varphi \cos \varphi_s B(\theta, \varphi, \varphi_s) d\varphi_s, \quad (1.44)$$

$$d\dot{E}_y^\varphi = -i\dot{A} \cos \varphi \cos \varphi_s B(\theta, \varphi, \varphi_s) d\varphi_s. \quad (1.45)$$

Рівняння (1.29) і (1.43) використаємо для визначення складових поля  $dl$ :  $d\dot{E}^\theta = d\dot{E}_x^\theta + d\dot{E}_y^\theta$ ,  $d\dot{E}^\varphi = d\dot{E}_x^\varphi + d\dot{E}_y^\varphi$ .

Підставляючи значення складових (1.30), (1.31), (1.32) і (1.44), (1.45), отримуємо:

$$\left. \begin{aligned} d\dot{E}^\theta &= -i\dot{A} \cos \theta \sin(\varphi - \varphi_s) B(\theta, \varphi, \varphi_s) d\varphi_s \\ d\dot{E}^\varphi &= -i\dot{A} \cos(\varphi - \varphi_s) B(\theta, \varphi, \varphi_s) d\varphi_s. \end{aligned} \right\}$$

Повне поле випромінювання спіралі з синусоїдним розподілом струму визначається наступним чином:



$$\left. \begin{aligned} \dot{E}^\theta &= -i\dot{A} \cos \theta \int_0^{\varphi_k} \sin(\varphi - \varphi_s) B(\theta, \varphi, \varphi_s) d\varphi_s \\ \dot{E}^\varphi &= -i\dot{A} \int_0^{\varphi_k} \cos(\varphi - \varphi_s) B(\theta, \varphi, \varphi_s) d\varphi_s \end{aligned} \right\} \quad (1.46)$$

З виразу (1.33) видно, що інтеграли в правій частині рівнянь (1.46) досить складні і їх доцільно обчислювати відомими способами за допомогою техніки.

Щоб визначити характер розподілів, який описується рівняннями (1.46), можна використати деякі наближення. Суть їх полягає в тому, щоб спіраль замінити сукупністю кілець, які обтікаються струмом зі сталими амплітудами і фазами. Отже, вважаємо, що випромінювач має вигляд концентричних кілець. Тоді приймаємо, що напруженість поля визначається як:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}^\theta &= \sum_{q=1}^s \dot{E}_q^\theta \\ \dot{E}^\varphi &= \sum_{q=1}^s \dot{E}_q^\varphi \end{aligned} \right\}, \quad (1.47)$$

де  $s$  – кількість кілець.

Фаза струму незмінна, а амплітуда струму змінюється лише при переході від одного кільця до іншого. Тобто, для  $q$ -го кільця струм дорівнює  $\dot{I}_q$ , а радіус кільця –  $\rho_q$ , оскільки  $a = 0$ . При таких допущеннях маємо дещо інші значення амплітудного коефіцієнта:

$$\dot{A}_q = \frac{\dot{I}_q W_c \rho_q}{2\lambda r} e^{-ikr} \quad (1.48)$$

і функції координатних кутів:

$$B_q(\theta, \varphi, \varphi_s) = e^{ik\rho_q \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_s)}. \quad (1.49)$$

Вирази (1.46) з урахуванням нових значень амплітудного коефіцієнта (1.48) і функції координатних кутів (1.49) набувають вигляду

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_q^\theta &= -i\dot{A}_q \cos \theta \int_0^{2\pi} \sin(\varphi - \varphi_s) e^{ik\rho_q \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_s)} d\varphi_s \\ \dot{E}_q^\varphi &= -i\dot{A}_q \int_0^{2\pi} \cos(\varphi - \varphi_s) e^{ik\rho_q \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_s)} d\varphi_s \end{aligned} \right\}$$

Інтеграл у першому рівнянні шляхом заміни  $\cos(\varphi - \varphi_s) = u$  зводиться до табличного. При заданих границях інтегрування його значення дорівнює нулю, тобто складова  $E_q^\theta$  відсутня в полі випромінювання кільця. Другий інтеграл обчислюється за співвідношенням з теорії функції Беселя:

$$J_1(u) = \frac{1}{i2\pi} \int_{-\varphi}^{2\pi-\varphi} e^{ik \cos \varphi'} \cos \varphi' d\varphi', \quad (1.50)$$

де  $u = k\rho_q \sin \theta$  і  $\varphi' = \varphi_s - \varphi$ .

Використовуючи вираз (1.50), отримуємо:  $\dot{E}_q^\theta = \frac{1}{2\pi} \dot{A}_q J_1(k\rho_q \sin \theta)$ .

Підставляємо значення  $\dot{A}_q$  з формули (1.48) і остаточно знаходимо:

$$\dot{E}_q^\theta = \frac{30 I_q \rho_q}{\lambda r} J_1(k\rho_q \sin \theta) e^{-ikr}. \quad (1.51)$$

Повне значення азимутальної складової напруженості електричного поля визначається за формулою (1.47) при використанні виразу (1.51).

В результаті аналітичного дослідження поля випромінювання спіралі отримані точні вирази, які враховують як геометрію спіралі, так і розподіл струму в спіралі (1.33), оскільки отримані інтеграли важко представити через елементарні функції, було проведено чисельне інтегрування.

За характером діаграми спрямованості з заданим розподілом струму в спіралі такі ж які для системи кілець із сталими амплітудами струмів. При нерівномірному розподілі струму в спіралі виникає асиметрія в діаграмі спрямованості і нуль випромінювання відхиляється від осі спіралі.

#### 1.4. Симетричний вібратор з навантаженням у вигляді спіралі

Використовуючи спіралі, побудову яких було розглянуто у попередньому підрозділі, можна побудувати плоский випромінювач: спіралі знаходяться в одній площині, проведеній через вісь, яка збігається з прямолінійними відрізками антени (рис. 1.14) [33].

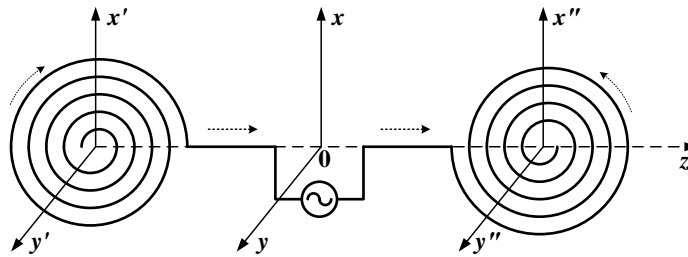


Рис. 1.14. Симетричний вібратор з навантаженням у вигляді спіралі

Виходячи з лінійності електричних характеристик простору і лінійності характеристик самих випромінювачів можемо представити вектор напруженості електричного поля випромінювання у вигляді суми трьох векторів:

$$\dot{\vec{E}} = \dot{\vec{E}}'_c + \dot{\vec{E}}_d + \dot{\vec{E}}''_c, \quad (1.52)$$

де  $\dot{\vec{E}}'_c, \dot{\vec{E}}''_c$  – вектори напруженості електричного поля випромінювання лівої і правої спіралі відповідно;  $\dot{\vec{E}}_d$  – вектор напруженості електричного поля випромінювання прямолінійних стержнів.

Прийmemo, що основною системою координат є система, в якій вісь  $0z$ , або полярна вісь сферичної системи координат збігаються з віссю прямолінійних стержнів. В випромінювачах, що зображені на рис. 1.14, спіралі знаходяться в площинах  $x'Oz$  і  $x''Oz$ .

Використовуючи формули для поля випромінювання навантаженого симетричного вібратора, можемо записати для напруженості електричного поля, створеного прямолінійними стержнями

$$\dot{\vec{E}}_d = i\vec{\theta}_0 \frac{60\dot{I}_\Pi}{r} \left[ \frac{\cos(kl \cos \theta) \cos kL}{\sin \theta} - \frac{\cos k(l+L) + \cos \theta \sin(kl \cos \theta) \sin kL}{\sin \theta} \right] e^{-ikr}, \quad (1.53)$$

де  $l$  – довжина стержня;  $L$  – довжина проводу в спіралі;  $\theta$  – меридіальний кут, що відраховується від осі  $0z$ ;  $\vec{\theta}_0$  – орт сферичної системи координат;  $\dot{I}_\Pi$  – струм в пучності;  $k = 2\pi/\lambda$  – хвильове число;  $\lambda$  – довжина хвилі.

Для спіралі поле випромінювання у власній сферичній системі координат  $(r, \theta', \varphi')$  можна записати у загальному вигляді так

$$\dot{\vec{E}}_c = \vec{\varphi}_0^B \dot{A} f(L, \rho_0, a, \theta^B, \varphi^B), \quad (1.54)$$

де  $\bar{\varphi}_0^B$  – азимутальний кут власної системи;  $\dot{A}$  – азимутальний множник;  $f(L, \rho_0, a, \theta^B, \varphi^B)$  – характеристика спрямованості спіралі;  $\rho_0$  – початковий радіус спіралі;  $a$  – швидкість згортання спіралі.

Щоб використати вираз (1.52) для визначення поля випромінювання антени, необхідно формулу (1.54) представити в основній сферичній системі координат  $(r, \theta, \varphi)$ . Для цього розглянемо векторний добуток ортів  $\vec{r}_0$ , визначених в основній системі і власній системі координат. Очевидно, що такий добуток дорівнює нулю  $[\vec{r}_0, \vec{r}_0] = 0$ .

В основній системі координат одиничний вектор  $\vec{r}_0$  може бути визначений через орти прямокутної системи координат  $(\vec{x}_0, \vec{y}_0, \vec{z}_0)$

$$\vec{r}_0 = \vec{x}_0 \sin \theta \cos \varphi + \vec{y}_0 \sin \theta \sin \varphi + \vec{z}_0 \cos \theta. \quad (1.55)$$

Аналогічний вираз записуємо для власної системи координат

$$\vec{r}_0 = \vec{x}_0^B \sin \theta^B \cos \varphi^B + \vec{y}_0^B \sin \theta^B \sin \varphi^B + \vec{z}_0^B \cos \theta^B, \quad (1.56)$$

де  $\vec{x}_0^B, \vec{y}_0^B, \vec{z}_0^B$  – орти власної прямокутної системи координат.

З рис. 1.14 видно, що  $\vec{x}_0^B = \vec{z}_0$ ,  $\vec{y}_0^B = \vec{x}_0$  і  $\vec{z}_0^B = \vec{y}_0$ .

Отже, вираз (1.56) в основній прямокутній системі координат набуває вигляду

$$\vec{r}_0 = \vec{x}_0 \sin \theta^B \sin \varphi^B + \vec{y}_0 \cos \theta^B + \vec{z}_0 \sin \theta^B \cos \varphi^B. \quad (1.57)$$

З векторного добутку правих частин рівнянь (1.55) і (1.57) заходимо, що

$$\begin{aligned} \sin \theta \sin \varphi \sin \theta^B \cos \varphi^B - \cos \theta \cos \theta^B &= 0; \\ \cos \theta \sin \theta^B \sin \varphi^B - \sin \theta \cos \varphi \sin \theta^B \cos \varphi^B &= 0; \\ \sin \theta \cos \varphi \cos \theta^B - \sin \theta \sin \varphi \sin \theta^B \sin \varphi^B &= 0. \end{aligned}$$

З отриманої системи рівнянь визначаємо зв'язок між координатами власної системи і основної сферичної системи координат

$$\left. \begin{aligned} \sin \theta^B &= \sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \cos^2 \varphi}; \\ \cos \theta^B &= \sin \theta \sin \varphi; \\ \sin \varphi^B &= \frac{\sin \theta \cos \varphi}{\sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \cos^2 \varphi}}; \\ \cos \varphi^B &= \frac{\cos \theta}{\sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \cos^2 \varphi}}. \end{aligned} \right\} \quad (1.58)$$

Формули (1.58) дають можливість характеристику спрямованості спіралі (1.54) представити як функцію координатних кутів основної сферичної системи координат. Щоб визначити орієнтацію вектора  $\vec{E}_c$  в основній системі координат, необхідно орт  $\vec{\varphi}_0^B$  представити як функцію ортів  $\vec{\theta}_0$  і  $\vec{\varphi}_0$ . Виходимо з представлення орта  $\vec{\varphi}_0^B$  в прямокутній системі координат

$$\vec{\varphi}_0^B = -\vec{x}_0^B \sin \varphi^B + \vec{y}_0^B \cos \varphi^B.$$

Використовуючи зв'язки між власними системами координат і головною системою, одержуємо

$$\vec{\varphi}_0^B = \vec{x}_0 \frac{\cos \theta}{\sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \cos^2 \varphi}} - \vec{z}_0 \frac{\sin \theta \sin \varphi}{\sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \cos^2 \varphi}}. \quad (1.59)$$

Для переходу в сферичну систему координат враховуємо, що

$$\begin{aligned} \vec{x}_0 &= \vec{r}_0 \sin \theta \cos \varphi + \vec{\theta}_0 \cos \theta \cos \varphi - \vec{\varphi}_0 \sin \varphi, \\ \vec{z}_0 &= \vec{r}_0 \cos \theta - \vec{\theta}_0 \sin \theta. \end{aligned}$$

Вираз (1.59) остаточно набуває вигляду

$$\vec{\varphi}_0^B = \vec{\theta}_0 \frac{\cos^2 \theta \cos \varphi + \sin^2 \theta \sin \varphi}{\sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \cos^2 \varphi}} - \vec{\varphi}_0 \frac{\cos \theta \sin \varphi}{\sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \cos^2 \varphi}}. \quad (1.60)$$

Можна показати, що спіраль, довжина якої  $L$  менша половини довжини хвилі, при обтіканні її стоячою хвилею струму, матиме таке поле випромінювання

$$\dot{\vec{E}}_c = \vec{\varphi}_0^B \dot{A} \sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \cos^2 \varphi} J_1(ka \sin \theta^B) e^{-ikr}, \quad (1.61)$$

де  $\dot{A}$  – амплітудний множник, який залежить від довжини спіралі, обчисленої в частках довжини хвилі ( $L/\lambda$ ), відстані  $r$  та значення струму у спіралі;  $a$  – середній радіус спіралі.

Використовуючи формули (1.58) і (1.60), отримаємо значення напруженості поля спіралі у точці спостереження

$$\dot{\vec{E}}_c = [\vec{\theta}_0 \dot{A}_\theta(\theta, \varphi) - \vec{\varphi}_0 \dot{A}_\varphi(\theta, \varphi)] J_1(ka \sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \cos^2 \varphi}) e^{-ikr}, \quad (1.62)$$

де  $\dot{A}_\theta(\theta, \varphi) = \dot{A}(\cos^2 \theta \cos \varphi + \sin^2 \theta \sin \varphi)$ ;  $\dot{A}_\varphi(\theta, \varphi) = \cos \theta \sin \varphi$ .

Розглянемо поле в площині  $\varphi = 0$ . Отже, значення правої частини рівняння (1.62) набуває вигляду

$$\dot{\vec{E}}_c = \bar{\theta}_0 \dot{A} \cos^2 \theta J_1(ka) e^{-ikr}. \quad (1.63)$$

Підставляючи в формулу (1.52) вирази (1.53) і (1.63), отримаємо вираз для лінійно поляризованої хвилі. Напруженість  $\dot{\vec{E}}_c$  дорівнює нулю при  $\theta = 90^\circ$  і максимальна при  $\theta = 0^\circ$ . В цих же напрямках прямолінійні стержні створять поле напруженістю  $\dot{\vec{E}}_d$ , яке приймає максимальне значення при  $\theta = 90^\circ$  і дорівнює нулю при  $\theta = 0^\circ$ . Отже, змінюючи відношення  $L/\lambda$  можемо створити більш менш рівномірну діаграму спрямованості в площині  $\varphi = 0$ .

При  $\varphi = 90^\circ$  напруженість поля спіралі з виразу (1.62) дорівнює

$$\dot{\vec{E}}_c = \dot{A} [\bar{\theta}_0 \sin^2 \theta - \bar{\varphi}_0 \cos \theta] J_1(ka \cos \theta) e^{-ikr}. \quad (1.64)$$

Підсумовуючі напруженості диполя і спіралі, отримаємо для поля спіралі в напрямі  $\theta = 0^\circ$

$$\dot{\vec{E}}'_c + \dot{\vec{E}}''_c = -2\dot{A} \bar{\varphi}_0 J_1(ka) e^{-ikr}$$

і для поля диполя

$$\dot{\vec{E}}_d = 0.$$

Отже, в напрямі осі диполя інтенсивність поля в цій площині не падає до нуля.

В напрямі  $\theta = 90^\circ$

$$\dot{\vec{E}}'_c + \dot{\vec{E}}''_c = \bar{\theta}_0 \dot{A} J_1(0) e^{-ikr} = 0;$$

$$\dot{\vec{E}}_d = \max.$$

При  $\theta = 90^\circ$  і довільних значеннях  $\varphi$ , тобто в екваторіальній площині

$$\dot{\vec{E}}_c = \bar{\theta}_0 \dot{A} \sin \varphi J_1(ka \cos \varphi) e^{-ikr}.$$

Отже, поле лінійно поляризоване і нерівномірність розподілу визначається як

$$\frac{E_{\min}}{E_{\max}} = \frac{|\dot{E}_{\text{дmax}}|}{\sqrt{|\dot{E}_{\text{дmax}}|^2 + 2|\dot{E}_c|^2}},$$

тобто залежить від частки проводів спіралі в загальній довжині проводу [25, 44].

### 1.5. Огляд антен, що застосовуються в системах радіомоніторингу

Завданнями РМ і радіоконтролю є: виявлення, пеленгація і аналіз радіосигналів, що необхідно для забезпечення громадської і національної безпеки, а також для контролю розподілу частот на державному рівні [58].

Також радіомоніторинг і радіоконтроль використовуються для забезпечення ЕМС різних засобів зв'язку, виконання санітарних норм і законодавчих обмежень. За допомогою радіомоніторингу отримують інформацію про працюючі передавачі в певній місцевості (або в межах об'єкта), визначають їх тип, основні характеристики, демодуляції і декодування інформації, що передається з метою виявлення або контролю.

Під час радіомоніторингу реалізуються наступні заходи [58, 60]:

- пошук і виявлення радіовипромінювань;
- спостереження за випромінюванням;
- селекція радіовипромінювань;
- вимірювання параметрів радіовипромінювання;
- радіопеленгація джерел радіовипромінювання;
- ідентифікація радіовипромінювань та їх джерел;
- знаходження географічних координат джерел радіовипромінювання.

Обладнання засобів радіомоніторингу створюється з позиції системного підходу і представляє собою систему апаратно-програмних засобів, об'єднаних загальним задумом. Це передбачає пов'язування електродинамічних, масо-габаритних, конструктивних та інших характеристик. Рішенням цієї задачі є раціональне розбиття засобів на групи, які характеризуються виконанням кожного або декількох поставлених умов. Всі засоби РМ поділяють на стаціонарні, мобільні, портативні та носимі.

Для стаціонарних засобів РМ знижені вимоги до масо-габаритів та енергетичних обмежень, в них можуть бути реалізовані найкращі результати.

Для мобільних засобів, які розміщують зазвичай на автотранспорті з можливістю виконання ними своїх функцій, діють певні обмеження по розмірам, вазі, енергоживленню. Це пов'язано з вантажопідйомністю та габаритними розмірами носіїв.

Портативні засоби РМ розраховані на переміщення одним або двома операторами для використання на тимчасових або стаціонарних постах, забезпечених або не забезпечених живленням, а також на відкритій місцевості. Тут діють суттєві обмеження по масі, живленню і габаритним розмірам антенних систем виявлення та пеленгу [57, 59].

Носимі засоби РМ розраховані для роботи під час руху оператора при розміщенні їх на тілі оператора. Зазначені засоби використовуються для виконання задач РМ на тимчасових або стаціонарних постах. Ці засоби відносять до універсальних, які використовують для визначення місцеположення в важкодоступних місцях, або там де потрібна прихована робота. У зв'язку з суттєвими обмеженнями по габаритам, масі, живленню показники такої апаратури повинні обиратися компромісно.

Особливості функціонування систем радіомоніторингу - дуже широкий частотний діапазон від 100кГц до 40 ГГц. Для забезпечення функціонування в цьому діапазоні використовують відокремлені блоки радіопристроїв та антенні системи. Оскільки одна система не може перекрити весь частотний діапазон, в стаціонарних і мобільних станціях радіомоніторингу використовують декілька антенних систем.



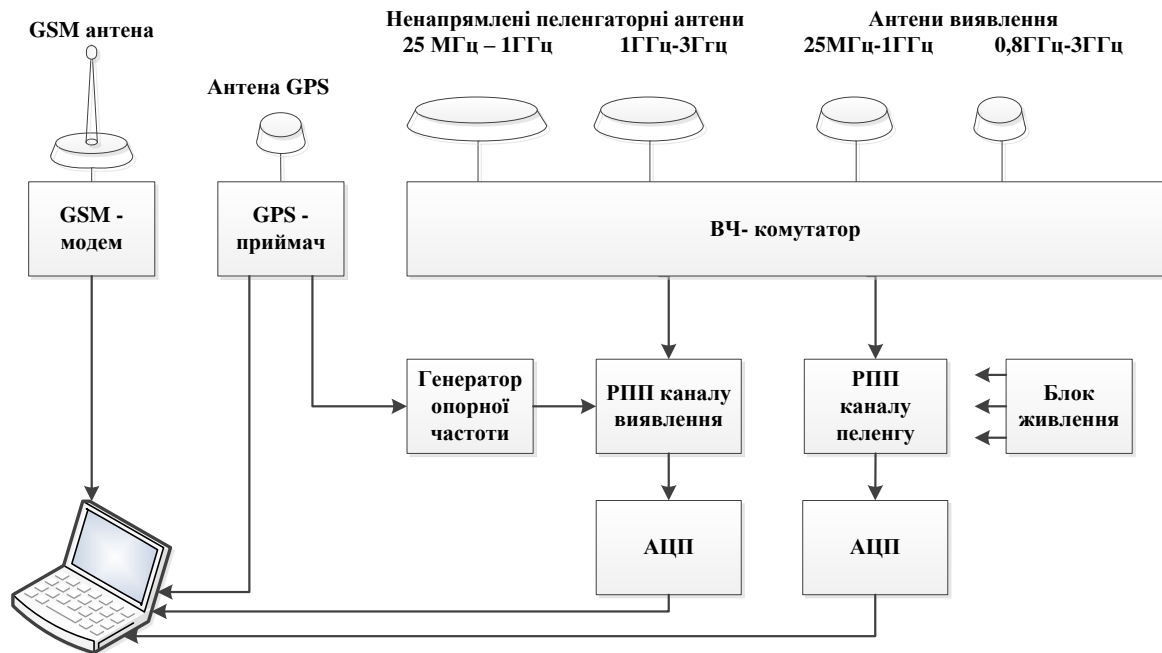


Рис. 1.15. Узагальнена структурна схема комплексної станції радіомоніторингу загального призначення

Крім того, в багатьох станціях радіомоніторингу для одного частотного діапазону використовують кілька антен, які мають своє специфічне призначення, наприклад в якості контрольних антен для виявлення радіосигналу (пеленгу) використовують не напрямлену антену відповідного діапазону, а для точного визначення місцезнаходження джерела радіовипромінювання користуються триангуляційним методом (за двома і більше азимутами) – використовують окрему антенну систему, цю антенну систему також використовують для вимірювань параметрів радіовипромінювання [48, 57, 65].

Також, особливо в діапазонах гекто та декаметрових хвиль, для ефективної роботи використовуються антени значних розмірів, що не завжди є можливим. Розвиток електронної апаратури радіомоніторингу передбачає в частині антенних систем зменшення габаритних розмірів та маси.

Основною ціллю розробки засобів РМ є створення універсальних апаратно-програмних систем із обмеженої номенклатури пристроїв для виконання максимально можливої кількості задач РМ. Основними вимогами

до засобів РМ, що направлені на мінімізацію та уніфікацію апаратури і програмного забезпечення, є:

- універсальність та багатофункціональність базового засобу РМ;
- універсальність та багатофункціональність додаткових пристроїв;
- забезпечення спільної роботи базового засобу з додатковими пристроями, загальними для всіх сімейств засобів РМ;
- уніфікація апаратури;

Часткове зменшення номенклатури засобів РМ може бути досягнуто на основі функціонально-блочного принципу при побудові засобів кожного сімейства шляхом об'єднання базового засобу і додаткових пристроїв, загальних для всіх сімейств засобів РМ. Найбільше зменшення кількості використовуваних засобів досягається за рахунок обмеження робочого діапазона базового засобу сімейства при можливості його розширення додатковими пристроями, загальними для всіх сімейств. Реалізація цього принципу дозволяє обрати базовий склад пристроїв для кожного сімейства.

Реалізація принципу багатофункціональності передбачає скорочення переліку засобів РМ на основі використання апаратно-цифрового блоку з можливістю швидкої перебудови для виконання різних алгоритмів обробки сигналів, суміщення функцій в окремо реалізованих пристроях, а також раціональний розподіл задач між двома рівнями програмного забезпечення, що використовуються в апаратно-цифровому блоці і в керуючій ПЕОМ.

Завданням дисертаційної роботи є розробка антенної системи радіомоніторингу, що характеризується багатофункціональністю та зменшеними габаритами і масою.

### ***Висновки по розділу 1***

В першому підрозділі даного розділу було розглянуто основні математичні методи для аналізу антен заданої геометрії, які забезпечують розрахунок їх електродинамічних характеристик та допомагають обрати оптимальну конфігурацію антени: метод моментів, метод скінчених елементів, метод скінчених різниць у часовій області. Кожен з цих методів

вирішує пряму задачу електродинаміки, яка знаходить розподіл полів і струмів при відомій геометрії пристрою і параметрах середовищ. Найбільш поширеними є метод моментів та метод скінчених елементів у частотній області. В подальшому дослідженні і моделюванні антен буде використане математичне середовище, яке ґрунтується на методі моментів.

У другому підрозділі, як приклад мініатюризації, було розглянуто декілька способів мінімізації розмірів класичної вібраторної антени. У першому випадку використовуються електрично-малі антени – вкорочені вібраторні антени з додатковими конструктивними елементами. Також перспективним способом мініатюризації антен є використання друкованих технологій. Значного поширення набули вібраторні мікросмушкові антени. Мініатюризацію антени можна реалізувати за рахунок внесення в конструкцію активного елемента. Існує багато прикладів реалізації активних антен. Антени на основі фрактальних композицій поступово перестають бути екзотичними. Вони не вирішують всі проблеми мініатюризації антенних пристроїв, але цей напрямок розвитку електрично-малих антен достатньо ефективний.

Більш детально у даному розділі було розглянуто принцип зменшення розмірів вібраторної антени за допомогою навантаження у вигляді дрової спіралі із стоячою хвилею струму. В результаті аналітичного дослідження поля випромінювання спіралі отримано точні вирази, які враховують як геометрію спіралі, так і розподіл струму в спіралі та проведено чисельне інтегрування.

#### Список публікацій здобувача за матеріалами першого розділу

1. Ильницкий Л.Я., Щербина О.А., Михальчук И.И. Моделирование поля излучения спиральной антенны. Электронное моделирование. 2010. Т.32. №4. С.61-73.
2. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Короткий вібратор з навантаженням у вигляді спіралі: пат. на корисну модель 51971

Україна, МПК(2009) H01Q 9/00, №201001019, заявл. 01.02.2010, опубл. 10.08.2010, бюл. №15.

3. Ільницький Л. Я., Михальчук І. І. Спіральні антени із стоячою хвилею струму. ІХ Міжнародної науково-технічної конференції «АВІА-2009». Київ. 21-23 вересня 2009 р.). Т. 2. С. 11.1-11.5.

## РОЗДІЛ 2. МАЛОЕЛЕМЕНТНІ АНТЕННІ РЕШІТКИ

При РМ зазвичай використовують досить прості антени [41, 52, 64]. Від таких антен вимагають стабільності параметрів та можливість функціонування в певному, іноді доволі широкому частотному діапазоні. У зв'язку з цим, із класу антен радіомоніторингу випадають антени для пеленгації джерел випромінювання, вимірювальні антени, що призначені для виконання контрольних функцій, антени для функціонування у складних електромагнітних обстановках і т. ін., тобто антени радіомоніторингу використовуються як антени з обмеженими функціями. Такий підхід до побудови антен радіомоніторингу призвів до того, що терміналам радіомоніторингу (стаціонарних або мобільних) необхідно для одного і того ж частотного діапазону використовувати декілька антенних систем. Це не викликає особливих труднощів у випадку стаціонарних терміналів, хоча і тут можуть виникати проблеми з розміщенням на обмеженій території антенних комплексів. Коли ж розглядати оснащеність антенними системами мобільних терміналів радіомоніторингу, то необхідно відмітити, що вони не можуть задовольняти сучасні потреби в якісному вимірюванні основних параметрів і координат джерел випромінювання. Отже, необхідні нові антенні системи, які б забезпечували виконання декількох важливих функцій радіомоніторингу при відносно незначному ускладненні конструкцій перетворювачів параметрів електромагнітного поля в електричні сигнали.

Як відомо, технічні засоби терміналу радіомоніторингу повинні забезпечувати виявлення та розпізнавання джерел випромінювання, визначення їх місцеположення, вимірювання частоти та напруженості поля випромінювання, визначення характеристик модуляції і т. ін. Виходячи з задач радіомоніторингу, можемо сформулювати основні вимоги до антенної системи, суть яких полягає в наступному. Антена мусить бути або ненапрявленою, або сканувальною, оскільки виявлення джерел випромінювання можливе за умови використання або ненаправлених антен в горизонтальній площині, або антен із хитанням променя для огляду

простору. Зважаючи на те, що факторами розпізнавання джерел випромінювання є координати місцеположення, частота випромінювання, позивні і т. ін., то антенна система повинна забезпечувати пеленгування джерел випромінювання і виокремлення необхідних радіоколивачів із низки променів, що падають на апертуру антени. Вимірювання параметрів радіоколивачів вимагає певного метрологічного забезпечення для антенної системи та стабільності метрологічних характеристик, тобто антенна система повинна представляти собою первинний вимірювальний перетворювач параметрів електромагнітного поля в електричні сигнали з певними та відомими метрологічними характеристиками.

### **2.1. Теоретичні засади побудови малоелементних антенних решіток**

Для того, щоб всі раніше викладені вимоги задовольнялися за допомогою одного антенного пристрою, його необхідно будувати як антенну решітку. Діаграма спрямованості такої антенної системи буде напрямленою, отже, огляд простору буде здійснюватися шляхом хитання променя. Керування променем в просторі можна забезпечувати або електричним, або електромеханічним способом. Для пеленгації джерела випромінювання необхідно мати як мінімум два елемента решітки в азимутальній площині і два елемента – в меридіональній площині. Щоб виокремити радіохвилі, які випромінюються контрольованим джерелом, необхідно щонайменше два елемента антенної решітки. Вимірювання напруженості електричного поля вимагає використання таких елементів антенної решітки, які б розкладали вектор напруженості поля в лінійному, або коловому ортогональному поляризаційному базисі.

Можливості антенних решіток висвітлені в багатьох виданнях. Перевагами їх в порівнянні їх з простими антенами є здатність утворювати діаграми спрямованості не тільки з малою шириною, але і спеціальної форми, забезпечувати хитання променя для огляду простору, придушення завади не лише за рахунок просторової вибірності, але і за рахунок обробки сигналів, що приймаються окремими елементами решітки, забезпечувати трансформацію

діаграми спрямованості і функціонування системи з декількома діаграмами спрямованості одночасно і т. ін. Але виконання багатьох таких функцій вимагає використання в антенній решітці значної кількості антенних елементів, що призводить до збільшення габаритів антенної системи. Зрозуміло, що антенні решітки з великими габаритами не придатні для використання в мобільних станціях радіоконтролю.

Інша справа, коли антенна решітка будується з малою кількістю елементів:  $2 \times 1$ ;  $2 \times 2$  або  $3 \times 2$ , де перша цифра визначає кількість антенних елементів по горизонталі антенної системи, а друга цифра визначає кількість антенних елементів по вертикалі. Розміри таких антен в середньому визначатимуться як  $\lambda \times 0,5\lambda$ ;  $\lambda \times \lambda$  або  $1,5\lambda \times \lambda$ , що є прийнятним у діапазонах дуже високих у високочастотній частині, ультрависоких і надвисоких частот.

Антенна система, що складається з двох елементів [29, 47], зображена на рис. 2.1.

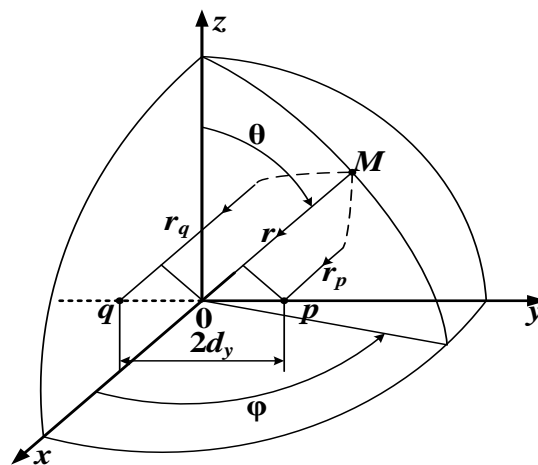


Рис. 2.1. Система двох випромінювачів

Щоб не прив'язуватись до конкретних цифр, які можуть трактуватись як порядок розміщення елементів решітки, позначимо їх літерами  $p$  і  $q$ . Оскільки через пряму, на якій знаходяться елементи решітки, проведена вісь  $Oy$  прямокутної системи координат, то відстань між елементами решітки позначимо як  $2dy$ , де  $dy$  – віддаль від початку координат до елемента антенної решітки вздовж осі  $Oy$ .

Нехай в точці  $M$  знаходиться джерело випромінювання. Антенна решітка по відношенню до джерела випромінювання знаходиться у зоні Фраунгофера. З рис. 2.1 видно, що

$$\left. \begin{aligned} r_q &= r + d_y \sin \theta \sin \varphi; \\ r_p &= r - d_y \sin \theta \sin \varphi, \end{aligned} \right\} \quad (2.1, \text{а})$$

де  $r$  – відстань від початку координат до джерела випромінювання,  $r_p$  і  $r_q$  – відстані від симетрично розташованих відносно початку координат приймальних антенних елементів  $p$  і  $q$ ;  $\theta$  і  $\varphi$  – меридіональна і азимутальна кутові координати джерела випромінювання.

Очевидно, що при розміщенні елементів антенної решітки вздовж осі  $Ox$  рівняння (2.1, а) набувають вигляду:

$$\left. \begin{aligned} r_q &= r + d_x \sin \theta \cos \varphi; \\ r_p &= r - d_x \sin \theta \cos \varphi, \end{aligned} \right\} \quad (2.1, \text{б})$$

а при суміщенні лінії розташування антенних елементів з віссю  $Oz$  відстані до джерела випромінювання визначатимуться як:

$$\left. \begin{aligned} r_q &= r + d_z \cos \theta; \\ r_p &= r - d_z \cos \theta. \end{aligned} \right\} \quad (2.1, \text{в})$$

Завдяки такому вибору системи координат у елементах антенної решітки наводитимуться ЕРС з фазовими зсувами, які у випадку розміщення елементів на осі  $Ox$  дорівнюватимуть:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varepsilon}_q &= \dot{E}' l_{\partial x} F_x(\theta, \varphi) e^{i\alpha_x}; \\ \dot{\varepsilon}_p &= \dot{E}' l_{\partial x} F_x(\theta, \varphi) e^{-i\alpha_x}, \end{aligned} \right\} \quad (2.2, \text{а})$$

де  $\dot{E}' = (\mathbf{p}_x \dot{\mathbf{E}})$  – скалярний добуток поляризаційного одиничного вектора елемента антени на вектор напруженості електричного поля, тобто складова вектора напруженості електричного поля, яка поляризаційно узгоджена з характеристиками поляризації елементів антенної решітки;

$F_x(\theta, \varphi)$  – характеристика спрямованості антенного елемента, розміщеного на осі  $Ox$ ;  $l_{\partial x}$  – діюча довжина елементів антенної решітки;  $\alpha_x = kd_x \sin \theta \cos \varphi$  – фазовий зсув.



У випадку розміщення елементів на осі  $Oy$ :

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varepsilon}_q &= \dot{E}'' l_{\partial y} F_y(\theta, \varphi) e^{i\alpha_y}; \\ \dot{\varepsilon}_q &= \dot{E}'' l_{\partial y} F_y(\theta, \varphi) e^{-i\alpha_y}, \end{aligned} \right\} \quad (2.2, б)$$

де  $\dot{E}''$ ,  $l_{\partial y}$  і  $F_y(\theta, \varphi)$  мають подібний зміст, що і у випадку співвідношень (2.2,а);  $\alpha_y = kd_y \sin \theta \sin \varphi$ .

У випадку розміщення елементів на осі  $Oz$ :

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varepsilon}_q &= \dot{E}''' l_{\partial z} F_z(\theta, \varphi) e^{i\alpha_z}; \\ \dot{\varepsilon}_q &= \dot{E}''' l_{\partial z} F_z(\theta, \varphi) e^{-i\alpha_z}, \end{aligned} \right\} \quad (2.2, в)$$

де  $\alpha_z = kd_z \cos \theta$ .

Якщо всі елементи антенної решітки однакові і однаково орієнтовані, то  $F_x(\theta, \varphi) = F_y(\theta, \varphi) = F_z(\theta, \varphi)$ .

Отримані ЕРС через фідерні тракти надходять у пристрій обробки сигналів, утворюючи напруги

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_p &= A \dot{\varepsilon}_p; \\ \dot{U}_q &= A \dot{\varepsilon}_q, \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

де  $A = aK_\phi$  – коефіцієнт передачі сигналу від затискачів антенних елементів  $p$  і  $q$  до входу системи обробки сигналів,  $a$  – коефіцієнт передачі каналів підсилення і частотного перетворення напруг,  $K_\phi$  – коефіцієнт передачі фідерного тракту.

В пристрої обробки сигналів на високій частоті, зручній для подальших перетворень, напруги (2.3) віднімаються одна від одної

$$\dot{U}_\Delta = \dot{U}_p - \dot{U}_q \quad (2.4)$$

і підсумовуються

$$\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_p + \dot{U}_q. \quad (2.5)$$

Нехай елементи антенної решітки розміщуються вздовж  $Oy$ . Тоді, згідно з рівнянням (2.2, б), отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{\Delta} &= \dot{U}''(e^{i\alpha_y} - e^{-i\alpha_y}) = i2U'' \sin \alpha_y; \\ \dot{U}_{\Sigma} &= \dot{U}''(e^{i\alpha_y} + e^{-i\alpha_y}) = 2U'' \cos \alpha_y, \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

де  $\dot{U}'' = A(\mathbf{p}_y, \dot{\mathbf{E}})l_{\dot{\alpha}_y} F_y(\theta, \varphi)$ .

Якщо антенна решітка має у своєму складі плоский металевий екран, то необхідно враховувати ще і різницю ходу променів (2.1, б), тобто:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{\Delta} &= -4\dot{U}'' \sin \alpha_y \sin \alpha_x; \\ \dot{U}_{\Sigma} &= i4\dot{U}'' \cos \alpha_y \sin \alpha_x, \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

З виразів (2.7) з урахуванням значень  $\alpha_x$  і  $\alpha_y$  (2.2), знаходимо характеристики спрямованості антенної решітки:

$$\left. \begin{aligned} f_{\Delta}(\theta, \varphi) &= \sin(kd_y \sin \theta \sin \varphi) \sin(kd_x \sin \theta \cos \varphi); \\ f_{\Sigma}(\theta, \varphi) &= \cos(kd_y \sin \theta \sin \varphi) \sin(kd_x \sin \theta \cos \varphi). \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

Діаграми спрямованості за формулами (2.8) при  $\theta = 90^\circ$  побудовані на рис. 2.2 –  $f_{\Delta}(\varphi)$  і на рис. 2.3 –  $f_{\Sigma}(\varphi)$ , де  $\beta = kd_y \sin \theta$  і  $\gamma = kd_x \sin \theta$ .

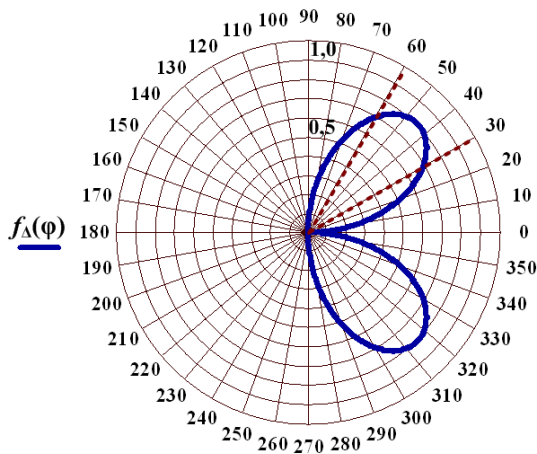


Рис. 2.2. Різницева діаграма спрямованості за наявності екрану для двохелементної антенної решітки

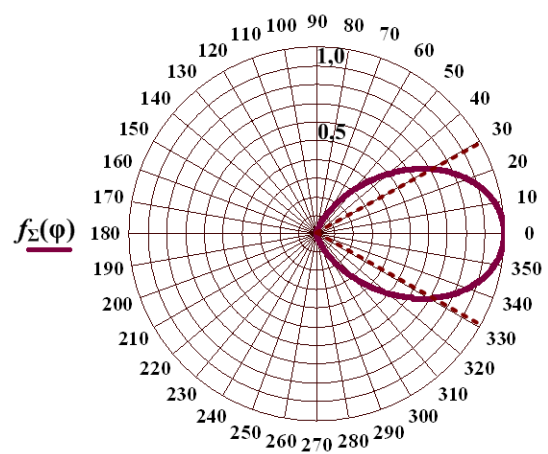


Рис. 2.3. Діаграма спрямованості в режимі підсумовування напруг за наявності екрану для двохелементної антенної решітки

Як видно з поданих рисунків, різницеву діаграму  $f_{\Delta}(\varphi) = \sin(\beta \sin \varphi) \sin(\gamma \cos \varphi)$  доцільно використовувати при пеленгації джерела

випромінювання, а сумарну діаграму спрямованості  $f_{\Sigma}(\varphi) = \cos(\beta \sin \varphi) \sin(\gamma \cos \varphi)$  для огляду простору та виявлення випромінювання.

Розглянемо антенну решітку, елементами якої є три турнікетні антени (рис. 2.4).

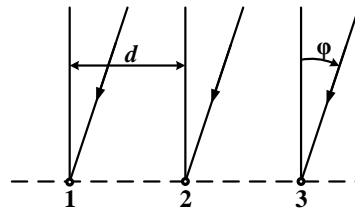


Рис. 2.4. Трьохелементна антенна решітка

Будемо вважати, що фаза наведеної на затискачах вібратора 2 ЕРС дорівнює нулю, хвилі падають на антенну систему під кутом  $\varphi$  до напрямку, перпендикулярному лінії розташування елементів решітки. Отже, на затискачах випромінювачів матимемо ЕРС:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varepsilon}_1 &= \dot{B}e^{-ikd \sin \varphi}; \\ \dot{\varepsilon}_2 &= \dot{B}; \\ \dot{\varepsilon}_3 &= \dot{B}e^{ikd \sin \varphi}, \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

де  $\dot{B} = \dot{E} l_d F_1(\varphi)$ ;  $\dot{E}$  – напруженість електричного поля хвилі, що падає на антенну решітку,  $l_d$  – діюча довжина окремого елемента антенної решітки;  $F_1(\varphi)$  – характеристика спрямованості елемента антенної решітки;  $k = 2\pi/\lambda$  – хвильове число;  $\lambda$  – довжина хвилі;  $d$  – відстань між елементами антенної решітки;

Далі будемо оперувати напругами  $\dot{U}_1$ ,  $\dot{U}_2$  і  $\dot{U}_3$ , які з певною точністю відповідатимуть ЕРС (2.9)

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{C}e^{-ikd \sin \varphi}; \\ \dot{U}_2 &= 2\dot{C}; \\ \dot{U}_3 &= \dot{C}e^{ikd \sin \varphi}, \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

де  $\dot{C} = a\dot{B}$ ,  $a$  – коефіцієнт передачі каналу підсилення і перетворення частоти, (його значення вдвічі більше для каналу другого елемента антенної решітки).

Утворимо напруги:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{12} = \dot{U}_1 + 0,5\dot{U}_2 = 2\dot{C}e^{-i\frac{kd}{2}\sin\varphi} \cos\left(\frac{kd}{2}\sin\varphi\right); \\ \dot{U}_{23} = 0,5\dot{U}_2 + \dot{U}_3 = 2\dot{C}e^{i\frac{kd}{2}\sin\varphi} \cos\left(\frac{kd}{2}\sin\varphi\right). \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

Їх сума і різниця дорівнюють

$$\dot{U}_{\Sigma} = \dot{U}_{12} + \dot{U}_{23} = 4\dot{C} \cos^2\left(\frac{kd}{2}\sin\varphi\right). \quad (2.12)$$

$$\dot{U}_{\Delta} = \dot{U}_{23} - \dot{U}_{12} = i2\dot{C} \sin(kd \sin\varphi). \quad (2.13)$$

Напруга  $\dot{U}_{\Sigma}$  (2.12) представляє собою вихідну напругу антенної решітки з біноміальним розподілом струмів збудження. Отже, діаграма спрямованості за наявності екрана матиме вигляд:

$$F_{\Sigma}(\varphi) = \cos^2\left(\frac{kd}{2}\sin\varphi\right) \sin(kh \cos\varphi), \quad (2.14)$$

де  $h$  – відстань від вібраторів до екрана.

Діаграма спрямованості за наявності екрана представляє собою при ( $kd = \pi$ ) лише одну пелюстку в півпросторі без бічних пелюсток (рис.2.6).

За цієї ж умови ( $kd = \pi$ ) різницева діаграма спрямованості  $F_{\Delta}(\varphi)$ , яка з виразу (2.13) визначається як:

$$F_{\Delta}(\varphi) = \sin(kd \sin\varphi) \sin(kh \cos\varphi), \quad (2.15)$$

має в азимутальній площині дві пелюстки з однаковими значеннями максимумів. Її дуже цінною особливістю є стрімке спадання до нуля при  $\varphi = 0^\circ$  рис. 2.5.

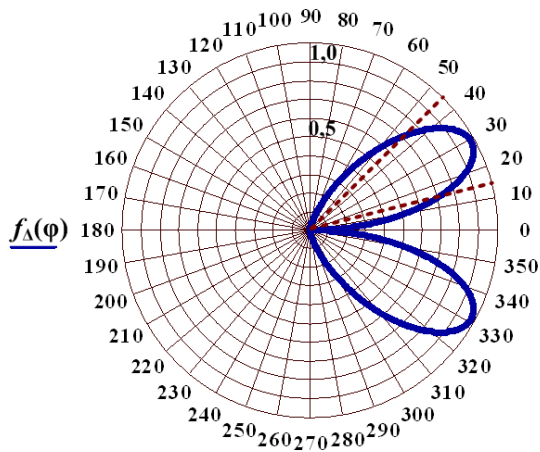


Рис. 2.5. Різницева діаграма спрямованості за наявності екрану для триелементної антенної решітки

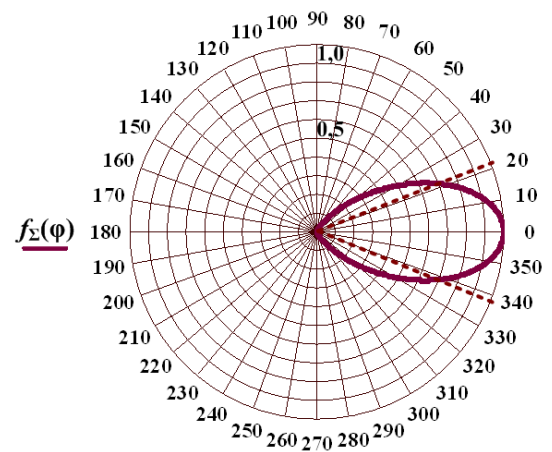


Рис. 2.6. Діаграма спрямованості в режимі підсумовування напруг за наявності екрану для триелементної антенної решітки

Ці дві діаграми спрямованості при використанні відповідних технічних засобів існуватимуть одночасно. Отже, антенна решітка матиме два вихідних канали: сумарний, в якому може оброблятися напруга (2.12) і різницевий для обробки напруги (2.13).

## 2.2. Способи керування положенням діаграми спрямованості.

За наявності екрана без механічного обертання антенної решітки можливий огляд лише переднього півпростору, тобто у межах кута  $-90^\circ < \varphi < 90^\circ$ . При цьому кутовий сектор, в якому необхідно хитати промінь, щоб охопити майже весь півпростір, залежить від допустимого зменшення ЕРС на затискачах антени. Якщо можна забезпечити впевнений прийом сигналу при зменшенні ЕРС, обумовленого напрямленими властивостями антени, на рівні приблизно  $-5\text{дБ}$ , то ширина ДС ненабагато перевищуватиме значення  $2\varphi_{0,5} \approx 45^\circ$ , отже при електричному хитанні променя необхідно буде зміщувати максимум ДС в секторі від  $\varphi_1 = -45^\circ$  до  $\varphi_2 = +45^\circ$ .

При електричному скануванні формули (2.8) набувають вигляду:

$$\left. \begin{aligned} f_{\Delta}(\theta, \varphi) &= \sin[\beta(\sin \varphi - \sin \varphi_m)] \sin(\gamma \cos \varphi); \\ f_{\Sigma}(\theta, \varphi) &= \cos[\beta(\sin \varphi - \sin \varphi_m)] \sin(\gamma \cos \varphi); \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

де  $\beta \sin \varphi_m = \psi$  – фазовий зсув, який необхідно надавати напругам (2.3) в антенній системі з електричним скануванням при настроюванні нуля діаграми  $f_{\Delta}(\theta, \varphi)$  або максимуму діаграми  $f_{\Sigma}(\theta, \varphi)$  в напрямі на джерело випромінювання, що знаходиться в точці  $M$ .

З аналізу виразів (2.16), що при електричному хитанні променів виникає деформація діаграм спрямованості, що може спричинити суттєві ускладнення в виокремленні сигналу за наявності завади на частотах близьких до частоти сигналу. Так при  $\theta = 90^\circ$  сімейство діаграм спрямованості, побудованих за формулами (2.16) зображені на рис. 2.7.

При механічному скануванні форма діаграми спрямованості зберігається незмінною, що забезпечує більшу точність при наведенні на джерело випромінювання, чим при електронному скануванні, оскільки при електронному скануванні діаграма спрямованості суттєво деформується.

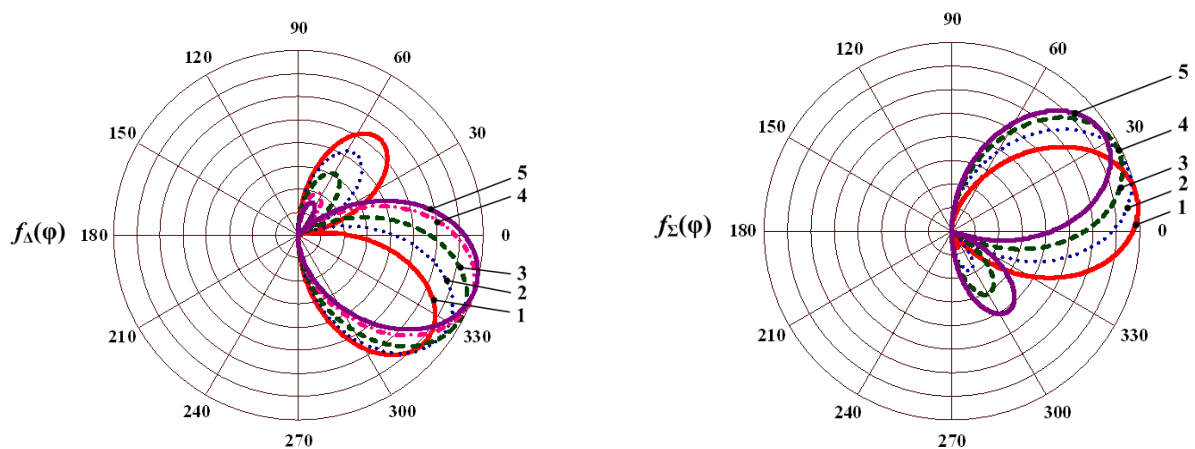


Рис. 2.7. Сімейство діаграм спрямованості, побудованих за формулами (2.16) при  $\theta = 90^\circ$  та фазовим зсувом  $\psi = 10^\circ \div 45^\circ$ . (1 –  $\psi = 10^\circ$ ; 2 –  $\psi = 20^\circ$ ; 3 –  $\psi = 30^\circ$ ; 4 –  $\psi = 40^\circ$ ; 5 –  $\psi = 45^\circ$ )

Крім того, фазовий зсув  $\psi$  залежить від меридіонального кута, що ускладнює визначення азимутального пеленга джерела випромінювання.

Враховуючи ці недоліки електричного керування діаграмою спрямованості антени, вважаємо доцільним застосування механічного

керування положенням антени в просторі. В цьому випадку діаграми спрямованості залишаються незмінними при огляді простору в межах від  $0^\circ$  до  $360^\circ$  і описуються формулами (2.8). Очевидно, що при механічному обертанні апертури антени навколо вертикальної осі необхідно здійснювати ступенево і плавно. Ступенево апертура буде займати фіксоване положення так, щоб медіальний напрям у кожному квадранті збігався з нормаллю до апертури. Тоді в результаті поступового обертального руху нуль діаграми спрямованості  $f_\Delta(\theta, \varphi)$  суміщуємо з напрямом на одне джерело випромінювання, яке діє у вибраному квадранті. Таким чином, можна суттєво збільшити відношення сигналу до завади і використовувати прийнятий сигнал антеною з різницевою діаграмою спрямованості для подальшого аналізу.

Розглянемо випадок, коли в одному квадранті діють два джерела випромінювання з близькими частотами радіохвиль. Позначимо їх індексами  $a$  та  $b$ . Співвідношення (2.3) в цьому випадку ускладнюються:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_p &= A(\dot{\epsilon}_p^a + \dot{\epsilon}_p^b) = \dot{U}_p^a + \dot{U}_p^b; \\ \dot{U}_q &= A(\dot{\epsilon}_q^a + \dot{\epsilon}_q^b) = \dot{U}_q^a + \dot{U}_q^b, \end{aligned} \right\} \quad (2.17)$$

де згідно з виразами (2.2,б), ЕРС визначаються як

$$\left. \begin{aligned} \dot{\epsilon}_p^a &= (\mathbf{p}, \dot{\mathbf{E}}_a) l_{\partial y} F(\theta_a, \varphi_a) e^{id_y^a} = A^{-1} \dot{U}_p^a = A^{-1} \dot{U}_a e^{id_y^a}; \\ \dot{\epsilon}_p^b &= (\mathbf{p}, \dot{\mathbf{E}}_b) l_{\partial y} F(\theta_b, \varphi_b) e^{id_y^b} = A^{-1} \dot{U}_p^b = A^{-1} \dot{U}_b e^{id_y^b}; \\ \dot{\epsilon}_q^a &= (\mathbf{p}, \dot{\mathbf{E}}_a) l_{\partial y} F(\theta_a, \varphi_a) e^{-id_y^a} = A^{-1} \dot{U}_q^a = A^{-1} \dot{U}_a e^{-id_y^a}; \\ \dot{\epsilon}_q^b &= (\mathbf{p}, \dot{\mathbf{E}}_b) l_{\partial y} F(\theta_b, \varphi_b) e^{-id_y^b} = A^{-1} \dot{U}_q^b = A^{-1} \dot{U}_b e^{-id_y^b}, \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

де  $\dot{U}_a = A(\mathbf{p}, \dot{\mathbf{E}}_a) l_{\partial y} F(\theta_a, \varphi_a)$  і  $\dot{U}_b = A(\mathbf{p}, \dot{\mathbf{E}}_b) l_{\partial y} F(\theta_b, \varphi_b)$ .

Очевидно, що фазові зсуви дорівнюють:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_y^a &= kd_y \sin \theta_a \sin \varphi_a = \beta_a \sin \varphi_a; \\ \alpha_y^b &= kd_y \sin \theta_b \sin \varphi_b = \beta_b \sin \varphi_b, \end{aligned} \right\} \quad (2.19)$$

де  $\theta_a, \varphi_a$  – кутові координати джерела випромінювання  $a$ ;  $\theta_b, \varphi_b$  – кутові координати джерела випромінювання  $b$ .

З формул (2.4), (2.5), (2.6) і співвідношення (2.18), знаходимо:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{\Delta} &= i2(\dot{U}_a \sin \alpha_y^a + \dot{U}_e \sin \alpha_y^e); \\ \dot{U}_{\Sigma} &= 2(\dot{U}_a \cos \alpha_y^a + \dot{U}_e \cos \alpha_y^e). \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$

Наявність екрана дає можливість однозначно пеленгувати азимут джерела випромінювання, але при цьому в рівняння (2.20) ускладнюються:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{\Delta} &= -4[\dot{U}_a \sin(\beta_a \sin \varphi_a) \sin(\gamma_a \sin \varphi_a) + \dot{U}_e \sin(\beta_e \sin \varphi_e) \sin(\gamma_e \sin \varphi_e)]; \\ \dot{U}_{\Sigma} &= i4[\dot{U}_a \cos(\beta_a \sin \varphi_a) \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_e \cos(\beta_e \sin \varphi_e) \sin(\gamma_e \cos \varphi_e)]. \end{aligned} \right\} \quad (2.21)$$

де  $\gamma_a = kd_x \sin \theta_a$  і  $\gamma_e = kd_x \sin \theta_e$ .

Різницева діаграма спрямованості має щонайменше три нульових напрямки ( $\varphi = -90^\circ$ ,  $\varphi = 0$  і  $\varphi = 90^\circ$ ), у сумарній діаграмі спрямованості кількість нульових напрямків не може бути менше двох ( $\varphi = -90^\circ$  і  $\varphi = 90^\circ$ ). Щоб визначити яка з цих діаграм більш придатна для пеленгування, знайдемо коефіцієнти чутливості [23] до зміни кута  $\varphi$  за допомогою формул (2.16). Графічно ці залежності відображено на рис. 2.8.

$$\left. \begin{aligned} K_{\Delta}(\varphi) &= \beta \cos(\beta \sin \varphi) \sin(\gamma \cos \varphi) \cos \varphi - \gamma \sin(\beta \sin \varphi) \cos(\gamma \cos \varphi) \sin \varphi; \\ K_{\Sigma}(\varphi) &= -\beta \sin(\beta \sin \varphi) \sin(\gamma \cos \varphi) \cos \varphi - \gamma \cos(\beta \sin \varphi) \cos(\gamma \cos \varphi) \sin \varphi, \end{aligned} \right\} \quad (2.22)$$

де  $\beta = \frac{\pi}{2}$ ,  $\gamma = \frac{\pi}{2}$ .

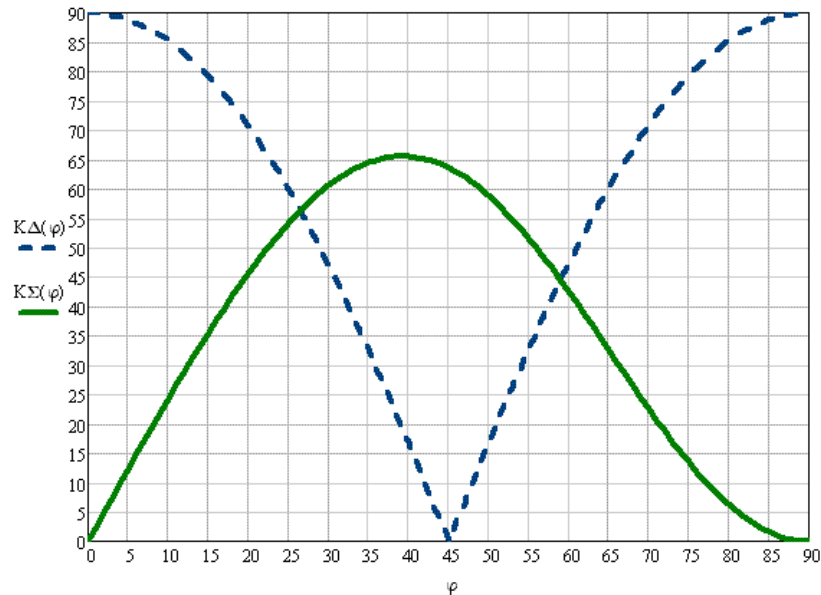


Рис. 2.8. Залежність коефіцієнта чутливості від кута  $\varphi$  антенної решітки 2x1 при механічному скануванні простору



З виразів (2.22) випливає, що при  $\varphi=0$  маємо  $K_{\Delta}(\varphi=0)=\beta\sin\gamma$  і  $K_{\Sigma}(\varphi=0)=0$ , при  $\varphi=90^{\circ}$  отримуємо  $K_{\Delta}(\varphi=90^{\circ})=\gamma\sin\beta$  і  $K_{\Sigma}(\varphi=90^{\circ})=\gamma\cos\beta$ . Параметри  $\beta$  і  $\gamma$  найбільш доцільно вибирати так, щоб їх значення дорівнювали, або незначно перевищували  $\pi/2$ . Це обумовлене тим, що при великих значеннях  $\beta$ , діаграми спрямованості стають багатопелюстковими. Багатопелюстковість (велика кількість нульових напрямів) призводить до певної невизначеності азимутальних пеленгів джерел випромінювання.

За таких умов в розглянутих характерних напрямках ( $\varphi=0$  і  $\varphi=\pm 90^{\circ}$ ) коефіцієнт спрямованості різницевої діаграми спрямованості завжди буде перевищувати коефіцієнт чутливості сумарної діаграми спрямованості, тобто  $K_{\Delta}(\varphi) > K_{\Sigma}(\varphi)$ , а при  $\beta=\gamma=\pi/2$ ,  $K_{\Delta}(\varphi=0)=K_{\Delta}(\varphi=\pi/2)=\pi/2$ , тоді як  $K_{\Sigma}(\varphi=0)=K_{\Sigma}(\varphi=\pi/2)=0$ .

Для антенної решітки  $3 \times 1$ , виходячи з діаграм спрямованості (2.23) з електричним скануванням

$$\left. \begin{aligned} f_{\Sigma}(\varphi) &= \cos^2 \left[ \frac{kd}{2} (\sin \varphi - \sin \varphi_m) \right] \sin(kd_x \cos \varphi); \\ f_{\Delta}(\varphi) &= \sin[ kd(\sin \varphi - \sin \varphi_m) ] \sin(kd_x \cos \varphi). \end{aligned} \right\} \quad (2.23)$$

де прийнято, що  $\theta=90^{\circ}$ , отримуємо коефіцієнти чутливості

$$\left. \begin{aligned} K_{\Sigma}(\varphi) &= -\frac{kd}{2} (\cos \varphi \sin[ kd(\sin \varphi - \sin \varphi_m) ] \sin(kd_x \cos \varphi) - kd_x) \cos^2 \left[ \frac{kd}{2} (\sin \varphi - \sin \varphi_m) \right] \times \\ &\times \cos(kd_x \cos \varphi) \sin \varphi; \\ K_{\Delta}(\varphi) &= kd_x \cos[ kd(\sin \varphi - \sin \varphi_m) ] \cos \varphi \sin(kd_x \cos \varphi) - kd_x \sin[ kd(\sin \varphi - \sin \varphi_m) ] \times \\ &\times \cos(kd_x \cos \varphi) \sin \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (2.24)$$

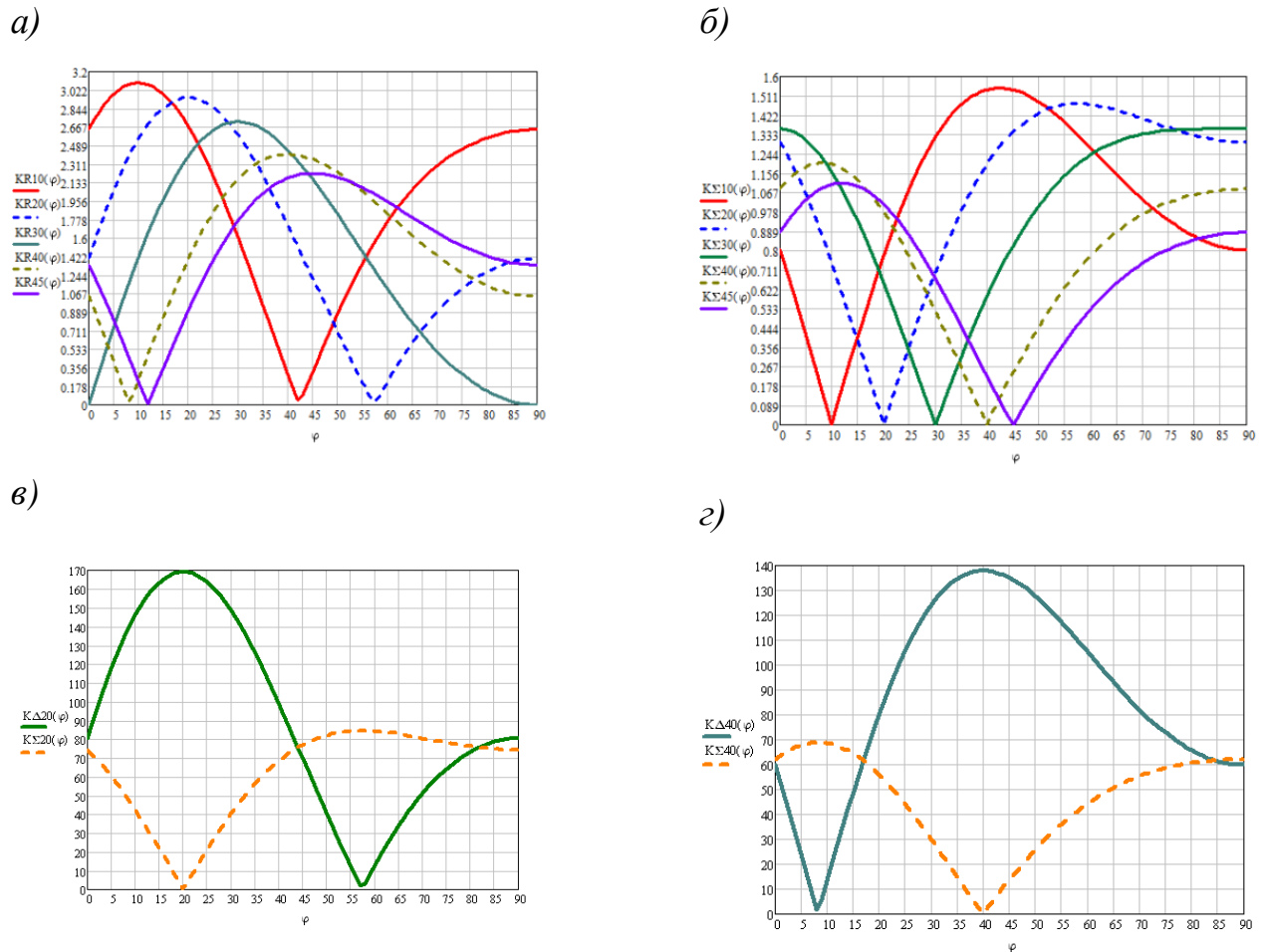


Рис. 2.9. Графіки залежності коефіцієнта чутливості від азимутального кута антенної решітки  $3 \times 1$  з електричним скануванням:

- сімейство графіків по різницевому каналу;
- сімейство графіків по сумарному каналу;
- по різницевому та сумарному каналах при  $\varphi = 20^\circ$ ;
- по різницевому та сумарному каналах при  $\varphi = 40^\circ$

При  $\varphi = \varphi_m$  маємо  $K_{\Delta}(\varphi) = kd_x \cos \varphi_m \sin(kd_x \cos \varphi_m)$  і  $K_{\Sigma}(\varphi) = 0$ , тобто сумарна діаграма спрямованості нечутлива до наведення на азимут джерела випромінювання, яке розташоване в точці  $M$ .

Отже, для пеленгації необхідно використовувати різницеву діаграму спрямованості. Сумарна діаграма використовується для огляду простору і виявлення джерел випромінювання. За наявності завади на частоті близькій до частоти випромінювання контрольованого джерела випромінювання,

переходять до моніторингу на різницеву діаграму спрямованості. Головний нуль цієї діаграми при  $\varphi = 0$  поступовим обертальним рухом апертури системи суміщуємо з напрямом випромінювання джерел  $a$  і  $b$  і таким чином визначаємо пеленги цих двох джерел.

### 2.3. Пеленгація джерел випромінювання за наявності завади і кутова розрізнявальна здатність

Автоматичне визначення пеленгів джерел  $a$  і  $b$  здійснюється за амплітудними значеннями напруг (2.21):

$$\left. \begin{aligned} U_{\Delta} &= 4 \sqrt{U_a^2 \sin^2 \alpha_a \sin^2 \delta_a + U_b^2 \sin^2 \alpha_b \sin^2 \delta_b +} \\ &\quad + 2U_a U_b \sin \alpha_a \sin \delta_a \sin \alpha_b \sin \delta_b \cos \phi} \\ U_{\Sigma} &= 4 \sqrt{U_a^2 \cos^2 \alpha_a \sin^2 \delta_a + U_b^2 \cos^2 \alpha_b \sin^2 \delta_b +} \\ &\quad + 2U_a U_b \cos \alpha_a \sin \delta_a \cos \alpha_b \sin \delta_b \cos \phi} \end{aligned} \right\} \quad (2.25)$$

де  $\phi$  – фазовий зсув фазових комплексних амплітуд напруг  $\dot{U}_a$  і  $\dot{U}_b$ ;  $\delta = \gamma \cos \varphi = kd_x \sin \theta \cos \varphi$  фазовий зсув комплексних амплітуд напруг, обумовлений різницею ходу променів одного і того ж джерела, що наводять ЕРС в елементах антенної решітки і в їх дзеркальних зображеннях.

Для визначення фазового зсуву  $\phi$  запишемо комплексні напруги  $\dot{U}_a$  і  $\dot{U}_b$  в часовій площині:

$$\left. \begin{aligned} U_a &= A(\mathbf{p}, \mathbf{E}_a) l_{\partial y} F_a(\theta, \varphi) \cos(\omega_a t + \Psi_a); \\ U_b &= A(\mathbf{p}, \mathbf{E}_b) l_{\partial y} F_b(\theta, \varphi) \cos(\omega_b t + \Psi_b), \end{aligned} \right\} \quad (2.26)$$

де  $\omega_a$  і  $\omega_b$  – колові частоти радіохвиль, випромінюваних джерелами  $a$  і  $b$ ;  $\Psi_a$ ,  $\Psi_b$  – початкові фази коливань.

З виразів (2.26) випливає, що

$$\cos \phi = \cos[(\omega_a - \omega_b)t + \Psi_a - \Psi_b]. \quad (2.27)$$

Оскільки джерела  $a$  і  $b$  незалежні один від одного, то випромінювані ними хвилі некогерентні. Отже, незалежно від того, наскільки близькі значення  $\omega_a$  і  $\omega_b$  їх різниця завжди буде відрізнятися від нуля. Крім того, частоти  $\omega_a$ ,  $\omega_b$  і  $\Omega = \omega_a - \omega_b$  будуть змінюватися у часі через деяку

нестабільність частот  $\omega_a$  і  $\omega_\epsilon$ . Тому доданки під знаком радикала з множником  $\cos\phi$  будуть змінюватися у часі, тоді як перші два доданки будуть постійними величинами. Це дає змогу виокремити величину, що змінюється у часі:

$$U'_\Delta = B_q U_a U_\epsilon \sin \alpha_a \sin \delta_a \sin \alpha_\epsilon \sin \delta_\epsilon \cos \phi, \quad (2.28)$$

$$U'_\Sigma = B_q U_a U_\epsilon \cos \alpha_a \sin \delta_a \cos \alpha_\epsilon \sin \delta_\epsilon \cos \phi, \quad (2.29)$$

де  $B_q$  – коефіцієнт пропорційності з розмірністю  $B^{-1}$ .

Обертаючи апертуру антени так, щоб наблизити величини  $U'_\Delta$  і  $U'_\Sigma$  до нуля, можемо отримати азимутальний пеленг джерела  $a$ , або джерела  $\epsilon$ .

Розглянемо пеленгацію джерел випромінювання решіткою  $3 \times 2$ , коли в секторі огляду працюють два джерела випромінювання  $a$  і  $\epsilon$  з настільки близькими частотами, що частотно-вибірні кола не дають змоги їх розділити [2, 4].

Напруги на затискачах антенної системи визначатимуться як:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_\Sigma &= \dot{U}_a^\Sigma F_\Sigma(\varphi_a) + \dot{U}_\epsilon^\Sigma F_\Sigma(\varphi_\epsilon); \\ \dot{U}_\Delta &= \dot{U}_a^\Delta F_\Delta(\varphi_a) + \dot{U}_\epsilon^\Delta F_\Delta(\varphi_\epsilon), \end{aligned} \right\} \quad (2.30)$$

де  $\dot{U}_\Sigma, \dot{U}_\Delta$  – напруги на виходах сумарного і різницевого каналів антенної системи;  $\dot{U}_a^\Sigma = A_\Sigma \dot{E}_a l_\partial$  і  $\dot{U}_\epsilon^\Sigma = A_\Sigma \dot{E}_\epsilon l_\partial$  – комплексні амплітуди складових напруги  $\dot{U}_\Sigma$ , обумовлені випромінюванням джерел  $a$  і  $\epsilon$ ;  $\dot{E}_a$  і  $\dot{E}_\epsilon$  – напруженості електричних полів, створюваних джерелами  $a$  і  $\epsilon$ ;  $l_\partial$  – діюча довжина вібраторів антенної решітки;  $A_\Sigma$  – коефіцієнт передачі каналу в режимі підсумовування напруг;  $\dot{U}_a^\Delta = A_\Delta \dot{E}_a l_\partial$  і  $\dot{U}_\epsilon^\Delta = A_\Delta \dot{E}_\epsilon l_\partial$  – комплексні амплітуди складових напруги  $\dot{U}_\Delta$ ;  $A_\Delta$  – коефіцієнт передачі каналу в режимі віднімання напруг;  $\varphi_a$  і  $\varphi_\epsilon$  – кутові положення джерел  $a$  і  $\epsilon$ .

Після лінійного детектування отримаємо модулі комплексних напруг:

$$\left. \begin{aligned} U_\Sigma &= \sqrt{[U_a^\Sigma F_\Sigma(\varphi_a)]^2 + [U_\epsilon^\Sigma F_\Sigma(\varphi_\epsilon)]^2 + 2[U_a^\Sigma F_\Sigma(\varphi_a)][U_\epsilon^\Sigma F_\Sigma(\varphi_\epsilon)] \cos \Phi}; \\ U_\Delta &= \sqrt{[U_a^\Delta F_\Delta(\varphi_a)]^2 + [U_\epsilon^\Delta F_\Delta(\varphi_\epsilon)]^2 + 2[U_a^\Delta F_\Delta(\varphi_a)][U_\epsilon^\Delta F_\Delta(\varphi_\epsilon)] \cos \Phi}, \end{aligned} \right\} \quad (2.31)$$

де  $\Phi$  – фазовий зсув комплексних амплітуд напруг  $\dot{U}_a^\Sigma$  і  $\dot{U}_e^\Sigma$ .

Напругу  $U_\Delta$  недоцільно використовувати для огляду та ідентифікації джерел випромінювання, оскільки по різницевому каналу чутливість системи вдвічі нижча до напруженості поля, ніж по сумарному каналу. Як впливає з діаграм спрямованості, зображених на рис. 2.2 та рис. 2.3, ширина кожної пелюстки діаграми  $F_\Delta(\varphi)$  вужча, чим головна пелюстка діаграми  $F_\Sigma(\varphi)$ . З іншого боку, напругу  $U_\Sigma$  недоцільно використовувати для пеленгації джерел випромінювання, оскільки ширина діаграми спрямованості на рівні 0,25 за напруженістю поля сягає  $2\varphi_{0,25} \approx 80^\circ$  (рис.2.2). Отже для пеленгації джерел випромінювання використовуємо напругу  $U_\Delta$  (2.31).

Для створення ефективного індикатора пеленгування на джерело випромінювання піднесемо напругу  $U_\Delta$  (2.31) до квадрату:

$$U_{\Delta R} = B_q U_\Delta^2 = B_q [ [U_a^\Delta F_\Delta(\varphi_a)]^2 + [U_e^\Delta F_\Delta(\varphi_e)]^2 + 2[U_a^\Delta F_\Delta(\varphi_a)][U_e^\Delta F_\Delta(\varphi_e)] \cdot \cos \Phi ],$$

де  $B_q$  – коефіцієнт передачі за напругою квадратора.

В отриманому рівнянні в правій частині маємо три складові, з яких дві є сталими величинами. Це дає нам можливість відфільтрувати змінну величину

$$U_{AC} = 2B_{q\Phi} \{ [U_a^\Delta F_\Delta(\varphi_a)][U_e^\Delta F_\Delta(\varphi_e)] \cos \Phi \} \quad (2.32)$$

де  $B_{q\Phi}$  – коефіцієнт передачі послідовного з'єднання квадратора і фільтра.

Випрямлена напруга  $U_{DC} = DU_{AC}$ , яка дорівнює

$$U_{DC} = D [ [U_a^\Delta F_\Delta(\varphi_a)][U_e^\Delta F_\Delta(\varphi_e)] ], \quad (2.34)$$

де  $D$  – коефіцієнт перетворювача змінної напруги у сталу напругу, є індикатором орієнтації різницевої діаграми спрямованості на вибране джерело випромінювання. Вираз (2.34) при електричному хитанні променя, використовуючи формули (2.17), (2.26), (2.30), записуємо у вигляді:

$$U_{DC} = D A_\Delta^2 l_\partial^2 E_a E_e \sin[ kd(\sin \varphi_a - \sin \varphi_e) ] \sin[ kd(\sin \varphi_a - \varphi_e) ], \quad (2.35, a)$$

При механічному настроюванні без урахування рознесення за кутом місця отримаємо:

$$U_{DC} = 4 a^2 l_{\delta}^2 D E_a E_e \sin(kd \sin \varphi_a) \sin(kd \sin \varphi_e). \quad (2.36)$$

При механічній зміні положення антени суміщуємо положення нуля діаграми спрямованості з кутом  $\varphi_a$ . В результаті такого настроювання визначаємо кутове положення джерела випромінювання  $\varphi_e$  і напруги  $U_{\Delta}$ , яка згідно з рівнянням (2.31) при  $F_{\Delta}(\varphi_a) = 0$  дорівнюватиме

$$U'_{\Delta} = A_{\Delta} E_e l_{\delta} F_{\Delta}(\varphi_e). \quad (2.37)$$

Очевидно, що при пеленгації другого джерела випромінювання, знаходимо кут  $\varphi_e$  і отримуємо напругу при  $F_{\Delta}(\varphi_e) = 0$

$$U''_{\Delta} = A_{\Delta} E_a l_{\delta} F_{\Delta}(\varphi_a). \quad (2.38)$$

Оскільки різницева діаграма спрямованості більше чутлива до зміни кута  $\varphi$ , чим сумарна діаграма спрямованості (2.22), то далі обмежимося аналізом процесів виокремлення корисного сигналу за допомогою величини  $U'_{\Delta}$ . З виразу (2.28) випливає, що за умови реалізації  $U'_{\Delta} = 0$  при  $\varphi < 90^{\circ}$ , досягаються такі положення апертури антенної системи, за якого або  $\alpha_a = 0$  або  $\alpha_e = 0$ , тобто нормаль до апертури суміщується з напрямом на джерело випромінювання або  $a$ , або  $b$ . Азимут  $\varphi_a$  або  $\varphi_e$  встановлюється за шкалою, якою оснащується електромеханічний поворотний пристрій. В положенні, коли нормаль до апертури антени суміщується з напрямом на джерело  $a$  ( $\varphi_a$ ), блокується приймання радіохвиль джерела  $a$ , стає можливим прийом радіохвиль джерела  $b$ .

Щоб визначити кутову розрізняльну здатність антенної системи, вважатимемо, що впевнений прийом сигналу можливий при зменшенні його ЕРС на затискачах антени на 5 дБ, тобто в 3,16 разів. Мінімальне кутове рознесення джерел  $a$  і  $b$  за цієї умови визначатиметься з трансцендентного рівняння, яке виведене в припущенні, що  $E_a \approx E_e$ , тобто

$$\sin(\beta \sin \varphi_{\min}) \sin(\gamma \cos \varphi_{\min}) = \frac{3.16}{f_{\Delta}(\varphi_{\min})}, \quad (2.39)$$

де  $f_{\Delta}(\varphi_{\min})$  – нормуюче максимальне значення різницевої діаграми спрямованості.

Значення кута  $\varphi_{\min}$  знаходимо з першого рівняння системи (2.22)

$$\operatorname{tg} \varphi_{\min} = \frac{\gamma}{\beta} \operatorname{ctg}(\beta \sin \varphi_{\min}) \operatorname{tg}(\gamma \cos \varphi_{\min}). \quad (2.40)$$

При  $\beta = \gamma = \pi/2$  напрям максимального випромінювання знаходиться під кутом  $\pm \pi/4$ , а нормуючий множник дорівнює  $1/f_{\Delta}(\varphi_{\min}) = 1,245563$ . За цих умов розв'язком рівняння є  $\varphi_{\min} = \pm 9,4^{\circ}$ .

Отже, якщо випромінювання джерел  $a$  і  $b$  будуть приблизно однаковими за інтенсивністю, то при кутовому рознесенні їх не менше  $9,4^{\circ}$  різницева діаграма спрямованості дає можливість визначити їх азимути і відділити одне випромінювання від іншого.

У випадку електричного сканування для визначення кутового рознесення  $\Delta\varphi$  для решітки  $3 \times 2$  при заданому рівні корисної напруги  $\varepsilon$  використаємо рівняння (2.16):

$$\Delta\varphi = \arcsin\left(\frac{\arcsin \varepsilon}{kd} + \sin \varphi_{\varepsilon}\right) - \varphi_{\varepsilon}. \quad (2.41)$$

Для механічного сканування вираз для залежності мінімального рознесення набуває дещо простішого вигляду, який випливає з формули (2.15) при  $\varphi_{\varepsilon} = 0$ , а саме

$$\Delta\varphi = \arcsin\left(\frac{\arcsin \varepsilon}{kd}\right). \quad (2.42)$$

За формулами (4.41) і (2.42) побудовані графіки залежності  $\Delta\varphi = f(\varepsilon)$ .

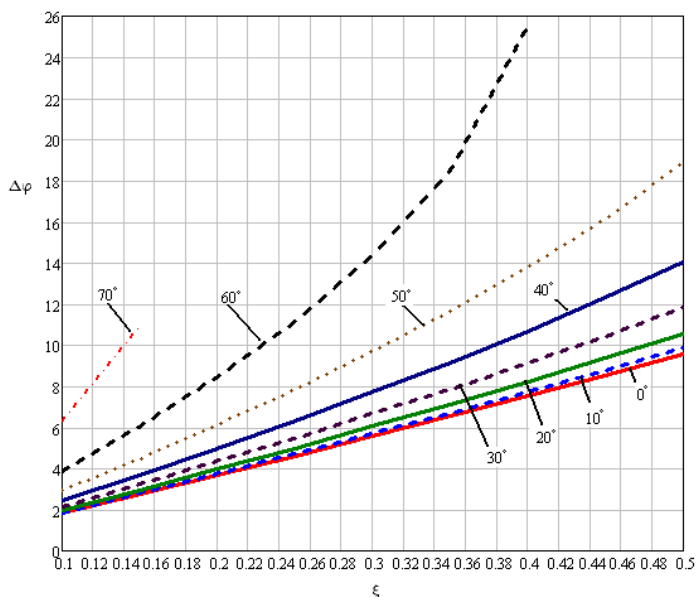


Рис. 2.10. Залежності мінімального кутового рознесення  $a$ -го і  $b$ -го джерел випромінювання від кутового положення джерела  $b$  і мінімального значення відносної напруги, що наводиться  $a$ -м джерелом випромінювання при електричному переміщенні нуля ДС

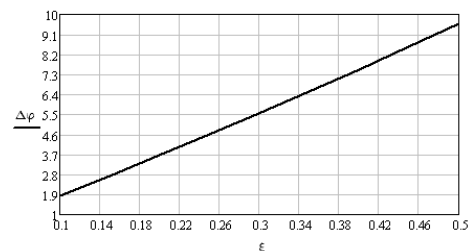


Рис. 2.11. Залежність мінімального кутового рознесення від відносної напруги, що наводиться полем випромінювання джерела  $a$  при використанні механічного наведення антени на заваду

На рис. 2.10. зображені залежності мінімального кутового рознесення  $a$ -го і  $b$ -го джерел випромінювання від кутового положення  $b$ -го джерела і мінімального значення відносної напруги, що наводиться  $a$ -м джерелом випромінювання при електричному переміщенні нуля діаграми спрямованості. На рис.2.11. зображена залежність мінімального кутового рознесення від відносної напруги, що наводиться полем випромінювання джерелом  $a$  при використанні механічного наведення антени на заваду[12].

#### 2.4. Структурна схема антенної решітки розмірністю $2 \times 2$

Оскільки при вимірюванні поляризаційних характеристик радіохвиль, що приймаються антеною, необхідно, як було зазначено раніше, використовувати розкладення вектора напруженості електричного поля в певному ортогональному поляризаційному базисі, то кожний елемент антенної решітки може бути або у вигляді кільцевої антени при коловому ортогональному поляризаційному базисі, або у вигляді симетричних



(несиметричних) вібраторів при лінійному ортогональному поляризаційному базисі. Вибір симетричних або несиметричних вібраторів надають антенній системі певні переваги. Це передусім можливість використовувати активні елементи, що забезпечує мініатюризацію антенних елементів. Друга важлива особливість такої антени – це можливість суттєвого розширення частотного діапазону. Отже, при побудові елементів антенної решітки з двох взаємно перпендикулярних випромінювачів лінійної поляризації, одиничними поляризаційними множниками яких будуть орти сферичної системи координат  $\theta_0$  і  $\varphi_0$ . Вимірювання поляризаційних параметрів радіохвилі здійснюватиметься за відомими технологіями [17, 29] електричними пристроями з відносно простою структурою.

Схема апертури антенної решітки, побудованої за результатами аналізу можливих шляхів удосконалення антени радіомоніторингу, зображена на рис. 2.12 [8]. Кожний елемент антенної решітки складається з двох взаємно перпендикулярних симетричних або несиметричних електричних вібраторів. Елементи пронумеровані цифрами 1, 2, 3, 4. Вертикальні вібратори з одиничним поляризаційним вектором  $\vec{\theta}_0$  позначені одним штрихом, горизонтальні вібратори з поляризаційним вектором  $\vec{\varphi}_0$  позначені двома штрихами. Для формування діаграм спрямованості, що описуються виразами (2.8), полотно з електричних вібраторів розміщуємо над прямокутним екраном. Віддаль між екраном і фазовим центром будь-якого вібраторі дорівнює  $d_x$ . Площина екрану збігається з площиною  $z=0$  у координатної системи. Отже, на вихідних затискачах фідерних трактів будуть наводитися напруги:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{p\varphi} &= \dot{U}'_p = i2K_\varphi E_\theta l_\varrho F(\theta) e^{i\alpha} \sin(\gamma \cos\varphi) \text{ при } p = 1,3; \\ \dot{U}_{q\varphi} &= \dot{U}'_q = i2K_\varphi E_\theta l_\varrho F(\theta) e^{-id} \sin(\gamma \cos\varphi) \text{ при } q = 2,4; \\ \dot{U}_{p\varphi} &= \dot{U}''_p = i2K_\varphi E_\varphi l_\varrho F(\theta, \varphi) e^{id} \sin(\gamma \cos\varphi) \text{ при } p = 1,3; \\ \dot{U}_{q\varphi} &= \dot{U}''_q = i2K_\varphi E_\varphi l_\varrho F(\theta, \varphi) e^{-id} \sin(\gamma \cos\varphi) \text{ при } q = 2,4, \end{aligned} \right\} (2.44)$$

де, в залежності від того вздовж якої осі розташовані вібратори, фазовий зсув визначається як  $\alpha_z = kd_z \cos \theta$ ;  $\alpha_y = kd_y \sin \theta \sin \varphi$ ;  $\gamma = kd_x \sin \theta$ .

Характеристики спрямованості елементів антенної решітки, які використовуються у формулах (2.2), (2.18), (2.26) і (2.44) при побудові її з пасивних вібраторів мають такий вигляд:

для вертикального положення вібратора:

$$F(\theta) = \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \sin \theta}, \quad (2.45, \text{ а})$$

для горизонтального положення вібратора:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{\cos(kl \sin \theta \sin \varphi) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \varphi}}, \quad (2.45, \text{ б})$$

де  $l$  – довжина плеча вібратора, а кути  $\theta$  і  $\varphi$  є координатами сферичної системи координат, прив'язаної до географічного меридіана і нормалі до поверхні землі (початкове положення апертури антени).

При побудові антенної решітки з активних елементів за умови, що  $kl \ll 1$  характеристики спрямованості набувають вигляду:

для вертикальних вібраторів:  $F(\theta) = \sin \theta$ , (2.46, а)

для горизонтальних вібраторів:  $F(\theta, \varphi) = \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \varphi}$ . (2.46, б)

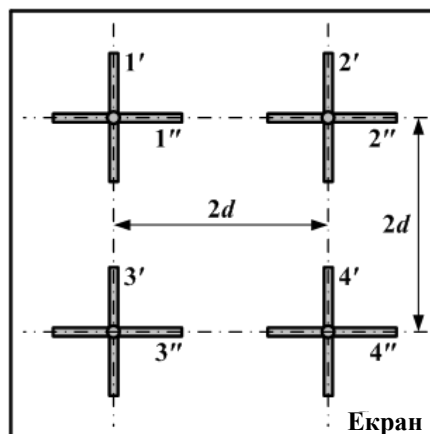


Рис. 2.12. Апертура антенної системи 2x2: одним штрихом позначені вертикальні вібратори, двома штрихами – горизонтальні вібратори

В повній структурній схемі, що зображена на рис. 2.13, позначення напруг (2.44) наведені на виході антенного блока.

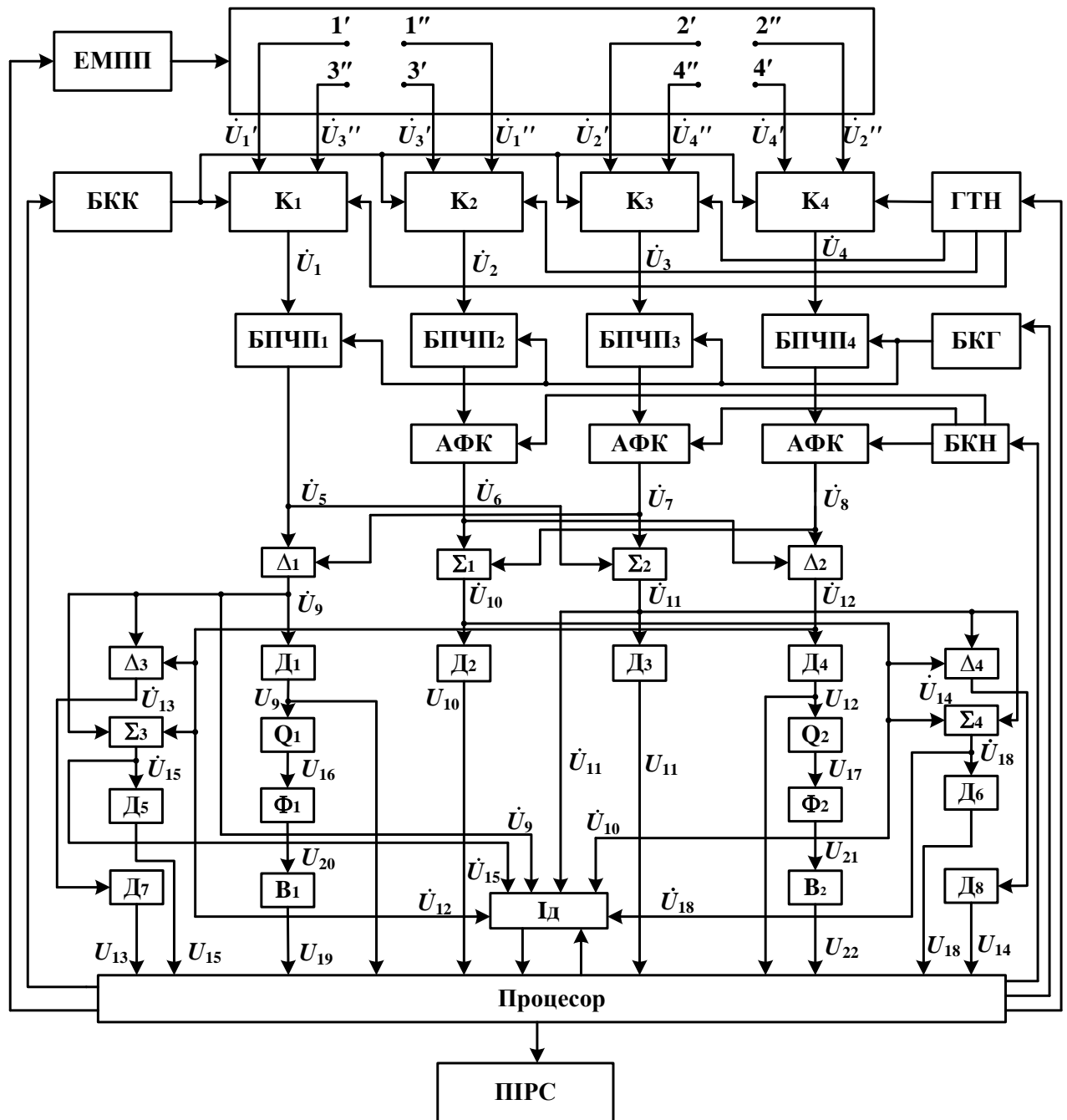


Рис. 2.13. Структурна схема антенної системи з антенною решіткою 2x2

Фідерні тракти з однаковими коефіцієнтами передачі  $K_{\phi}$  з'єднують затиски з входами комутаторів  $K_1, K_2, K_3, K_4$ . Кожен комутатор має три розв'язані входи, два з них з'єднані з вібраторами, а третій з виходом генератора

тестових напруг (ГТН). В залежності від вибраного режиму роботи системи блок керування комутаторами (БКК) здійснює те чи інше з'єднання одного з входів з виходом комутатора. Утворюються чотири канали, в яких відбувається підсилення і частотне перетворення вхідних напруг. Перший канал, який починається від входу комутатора  $K_1$  і закінчується виходом блока підсилення і частотного перетворення (БПЧП1), вважається зразковим. Решта три канали мають у своєму складі блоки підсилення і частотного перетворення та амплітудно-фазові коректори (АФК), за допомогою яких добиваються ідентичності коефіцієнтів передач всіх каналів. Вихідними напругами чотирьох каналів є  $\dot{U}_5, \dot{U}_6, \dot{U}_7, \dot{U}_8$ .

Розглянемо функціонування антенної системи в режимі використання вібраторів  $1', 1''$  і  $2', 2''$ . За наявності в секторі огляду двох джерел випромінювання згідно з формулами (2.17) і (2.18) та урахуванням розміщення вібраторів вздовж осі  $Oy$ , їх поляризаційних характеристик і екрана, отримаємо на виходах комутаторів напруги:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_{a_0}^\theta e^{ikd \sin \theta_a \sin \varphi_a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_{e_0}^\theta e^{ikd \sin \theta_e \sin \varphi_e} \sin(\gamma_e \cos \varphi_e); \\ \dot{U}_2 &= \dot{U}_{a_0}^\varphi e^{ikd \sin \theta_a \sin \varphi_a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_{e_0}^\varphi e^{ikd \sin \theta_e \sin \varphi_e} \sin(\gamma_e \cos \varphi_e); \\ \dot{U}_3 &= \dot{U}_{a_0}^\theta e^{-ikd \sin \theta_a \sin \varphi_a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_{e_0}^\theta e^{-ikd \sin \theta_e \sin \varphi_e} \sin(\gamma_e \cos \varphi_e); \\ \dot{U}_4 &= \dot{U}_{a_0}^\varphi e^{-ikd \sin \theta_a \sin \varphi_a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_{e_0}^\varphi e^{-ikd \sin \theta_e \sin \varphi_e} \sin(\gamma_e \cos \varphi_e); \end{aligned} \right\} (2.47)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{a_0}^\theta &= i2(\bar{\theta}_{a_0}, \dot{\bar{E}}_a) l_\vartheta F(\theta_a) K_\phi; \\ \dot{U}_{e_0}^\theta &= i2(\bar{\theta}_{e_0}, \dot{\bar{E}}_e) l_\vartheta F(\theta_e) K_\phi; \\ \dot{U}_{a_0}^\varphi &= i2(\bar{\varphi}_{a_0}, \dot{\bar{E}}_a) l_\vartheta F(\theta_a, \varphi_a) K_\phi; \\ \dot{U}_{e_0}^\varphi &= i2(\bar{\varphi}_{e_0}, \dot{\bar{E}}_e) l_\vartheta F(\theta_e, \varphi_e) K_\phi; \end{aligned} \right\} (2.48)$$

де  $\theta_a, \varphi_a$  – кутові координати джерела  $a$ ;  $\theta_e, \varphi_e$  – кутові координати джерела  $e$ .

З метою спрощення апаратних засобів обробки сигналів напруги  $\dot{U}_1, \dots, \dot{U}_4$  підсилюються і переносяться в більш зручний частотний діапазон. Щоб зберегти при частотному перетворенні всі амплітудні і фазові співвідношення між напругами, частотні перетворювачі в БПЧП чотирьох

каналах працюють з одним і тим гетеродином з блока керованих генераторів (БКГ). На виходах каналів утворюються напруги:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_5 = a\dot{U}_1 &= \dot{U}_a^\theta e^{i\alpha_y^a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_e^\theta e^{i\alpha_y^e} \sin(\gamma_e \cos \varphi_e); \\ \dot{U}_6 = a\dot{U}_2 &= \dot{U}_a^\varphi e^{i\alpha_y^a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_e^\varphi e^{i\alpha_y^e} \sin(\gamma_e \cos \varphi_e); \\ \dot{U}_7 = a\dot{U}_3 &= \dot{U}_a^\theta e^{-i\alpha_y^a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_e^\theta e^{-i\alpha_y^e} \sin(\gamma_e \cos \varphi_e); \\ \dot{U}_8 = a\dot{U}_4 &= \dot{U}_a^\varphi e^{-i\alpha_y^a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_e^\varphi e^{-i\alpha_y^e} \sin(\gamma_e \cos \varphi_e); \end{aligned} \right\} \quad (2.49)$$

де  $\dot{U}_a^\theta = a\dot{U}_{a_0}^\theta$ ;  $\dot{U}_a^\varphi = a\dot{U}_{a_0}^\varphi$ ;  $\dot{U}_e^\theta = a\dot{U}_{e_0}^\theta$ ;  $\dot{U}_e^\varphi = a\dot{U}_{e_0}^\varphi$  – комплексні амплітуди на виході каналів частотного перетворення і підсилення,  $a$  – коефіцієнт підсилення каналів;  $\alpha_y^a = kd \sin \theta_a \sin \varphi_a$ ,  $\alpha_y^e = kd \sin \theta_e \sin \varphi_e$  – відповідні фазові зсуви.

Отримані напруги надходять на виходи віднімачів  $\Delta_1$  і  $\Delta_2$ , та суматорів  $\Sigma_1$  і  $\Sigma_2$ , вихідні напруги яких визначаються як:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 = \dot{U}_5 - \dot{U}_7 &= i2\dot{U}_a^\theta \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + i2\dot{U}_e^\theta \sin \alpha_y^e \sin(\gamma_e \cos \varphi_e); \\ \dot{U}_{10} = \dot{U}_6 + \dot{U}_8 &= 2\dot{U}_a^\varphi \cos \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + 2\dot{U}_e^\varphi \cos \alpha_y^e \sin(\gamma_e \cos \varphi_e); \\ \dot{U}_{11} = \dot{U}_5 + \dot{U}_7 &= 2\dot{U}_a^\theta \cos \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + 2\dot{U}_e^\theta \cos \alpha_y^e \sin(\gamma_e \cos \varphi_e); \\ \dot{U}_{12} = \dot{U}_6 - \dot{U}_8 &= i2\dot{U}_a^\varphi \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + i2\dot{U}_e^\varphi \cos \alpha_y^e \sin(\gamma_e \cos \varphi_e), \end{aligned} \right\} \quad (2.50)$$

де  $\dot{U}_9$  – вихідна напруга віднімача  $\Delta_1$ ;  $\dot{U}_{10}$  і  $\dot{U}_{11}$  – напруги на виході суматорів;  $\dot{U}_{12}$  – напруга на виході віднімача  $\Delta_2$ .

Напруги з виходів віднімачів і суматорів детектуються амплітудними детекторами  $D_1, D_2, D_3, D_4$ , в результаті чого виникають напруги з низькочастотними і постійними складовими. Це, по суті, огинаючі різниці і суми високочастотних напруг  $\dot{U}_5, \dots, \dot{U}_8$ , тобто

$$U_9 = 2\sqrt{(U_a^\theta \sin \alpha_y^a F_e^a)^2 + (U_e^\theta \sin \alpha_y^e F_e^e)^2 + 2U_a^\theta U_e^\theta F_e^a F_e^e \sin \alpha_y^a \sin \alpha_y^e \cos \Phi_\theta}; \quad (2.51, a)$$

$$U_{10} = 2\sqrt{(U_a^\varphi F_e^e \cos \alpha_y^a)^2 + (U_e^\varphi F_e^e \cos \alpha_y^e)^2 + 2U_a^\varphi U_e^\varphi F_e^a F_e^e \cos \alpha_y^a \cos \alpha_y^e \cos \Phi_\varphi}; \quad (2.51, б)$$

$$U_{11} = 2\sqrt{(U_a^\theta \cos \alpha_y^a F_e^a)^2 + (U_e^\theta \cos \alpha_y^e F_e^e)^2 + 2U_a^\theta U_e^\theta F_e^a F_e^e \cos \alpha_y^a \cos \alpha_y^e \cos \Phi_\theta}; \quad (2.51, в)$$

$$U_{12} = 2\sqrt{(U_a^\varphi \sin \alpha_y^a F_e^a)^2 + (U_e^\varphi F_e^e \sin \alpha_y^e)^2 + 2U_a^\varphi U_e^\varphi F_e^a F_e^e \sin \alpha_y^a \sin \alpha_y^e \cos \Phi_\varphi}, \quad (2.51, г)$$

де використовуються такі скорочення:  $F_e^a = \sin(\gamma_a \cos \varphi_a)$ ,  $F_e^g = \sin(\gamma_g \cos \varphi_g)$ .

Для формування сигналу-індикатора настроювання апертури антенного блока на азимут джерела випромінювання напруги  $U_9$  і  $U_{12}$  підносяться до квадрату квадраторами  $Q_1$  і  $Q_2$ . На їх виходах маємо напруги:

$$\left. \begin{aligned} U_{16} &= B \left[ U_a^2(\theta) + U_g^2(\theta) + 2U_a(\theta)U_g(\theta)\cos\Phi_\theta \right] \\ U_{17} &= B \left[ U_a^2(\varphi) + U_g^2(\varphi) + 2U_a(\varphi)U_g(\varphi)\cos\Phi_\varphi \right] \end{aligned} \right\} \quad (2.52)$$

де  $B/4$  – коефіцієнт передачі квадраторів;

$$\left. \begin{aligned} U_a(\theta) &= U_a^0 \sin(kd \sin \theta_a \sin \varphi_a) \sin(kd_x \sin \theta_a \cos \varphi_a); \\ U_g(\theta) &= U_g^0 \sin(kd \sin \theta_g \sin \varphi_g) \sin(kd_x \sin \theta_g \cos \varphi_g); \\ U_a(\varphi) &= U_a^0 \sin(kd \sin \theta_a \sin \varphi_a) \sin(kd_x \sin \theta_a \cos \varphi_a); \\ U_g(\varphi) &= U_g^0 \sin(kd \sin \theta_g \sin \varphi_g) \sin(kd_x \sin \theta_g \cos \varphi_g). \end{aligned} \right\}$$

Кожна з цих напруг має три складові. Перші дві з них будуть постійними при прийманні модульованих коливань за частотою або фазою, а також при прийманні немодульованих несучих частот. Третя складова, при будь-яких видах модуляції буде завжди змінюватись у часі. Щоб позбутися постійних складових, використовуємо смуго-пропускні фільтри з вікном прозорості в діапазоні низьких і дуже низьких частот, тобто у смузі  $0 < \Omega \leq \Omega_{\text{в.гр.}}$ . Верхня гранична частота  $\Omega_{\text{в.гр.}}$  вибирається з урахуванням діючих норм на рознесення сусідніх частотних призначень. Якщо приймаються амплітудномодульовані коливання, то тоді всі три складові будуть змінними і їх можна використовувати як індикатор визначення азимута за досягненням мінімального рівня напруг  $U_{16}$  і  $U_{17}$ . Наприклад, коли  $U_g(\theta) \rightarrow \min$  і  $U_g(\varphi) \rightarrow \min$ , то це відбувається за умови, що  $\varphi_g \approx 0$ . Тоді друга і третя складові виразів (2.52) перетворюються в нуль.

Оскільки в діапазонах метрових і більш коротких хвиль використовують переважно модуляцію за частотою або фазою [52, 64], то подальша обробка напруг розрахована саме на такі радіовипромінювання.

На виході фільтрів  $\Phi_1$  і  $\Phi_2$  матимемо лише змінні складові напруг  $U_{16}$  і  $U_{17}$ . Ці напруги позначені як  $U_{20}$  і  $U_{21}$  і вони надходять у випрямлячі  $B_1$  і  $B_2$ .

Постійні напруги, що утворюються на виходах випрямлячів:

$$\begin{aligned} U_{19} &= C \left[ \begin{aligned} &U_a^0 U_e^0 \sin(kd \sin \theta_a \sin \varphi_a) \sin(kd \sin \theta_e \sin \varphi_e) \sin(kd_x \sin \theta_a \cos \varphi_a) \times \\ &\quad \times \sin(kd_x \sin \theta_e \cos \varphi_e) \end{aligned} \right]; \\ U_{22} &= C \left[ \begin{aligned} &U_a^0 U_e^0 \sin(kd \sin \theta_a \sin \varphi_a) \sin(kd \sin \theta_e \sin \varphi_e) \sin(kd_x \sin \theta_a \cos \varphi_a) \times \\ &\quad \times \sin(kd_x \sin \theta_e \cos \varphi_e) \end{aligned} \right]. \end{aligned} \quad (2.53)$$

Постійні напруги  $U_{19}$  і  $U_{22}$  зменшуються до нуля при суміщенні нормалі до апертури антенного блока з напрямом на джерело  $a$  або  $b$ . Ця обставина дає можливість процесору виробляти команди для БМПП на обертання апертури антени в азимутальній площині.

Після вимірювання кутів  $\varphi_a$  і  $\varphi_e$  комутатори за командами процесора підключають вібратори 1',3',2' і 4'. За цієї умови антенна решітка складається з чотирьох вертикальних вібраторів, розміщених на вершинах квадрата. Прийmemo, що за рахунок вибраного азимутального кута випромінювання джерела  $b$  буде придушене. За такої умови напруги  $\dot{U}_9$  і  $\dot{U}_{12}$  набувають вигляду:

$$\left. \begin{aligned} U_9 &= i2U_a^0 \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) e^{i\alpha_z}; \\ U_{12} &= i2U_a^0 \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) e^{-i\alpha_z}. \end{aligned} \right\} \quad (2.54)$$

Ці напруги одночасно надходять до віднімача  $\Delta_3$  і суматора  $\Sigma_3$ . На їх виходах отримуємо:

$$\dot{U}_{13} = \dot{U}_9 - \dot{U}_{12} = -4U_a^0 \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) \sin \alpha_z; \quad (2.55, a)$$

$$\dot{U}_{15} = \dot{U}_9 + \dot{U}_{12} = i4U_a^0 \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) \cos \alpha_z. \quad (2.55, б)$$

Напруга (2.55,а) використовується для наведення апертури антенного блока на напрям поширення хвиль від джерела випромінювання  $a$  на антенну систему. Враховуючи значення  $\alpha_x, \gamma$ , і  $\alpha_z$  (2.44) можна вважати, що найбільш чутливим множником до зміни кута  $\theta$  буде

$$\sin \alpha_z = \sin(kd \cos \theta). \quad (2.56)$$

Якщо меридіональний кут  $\theta$  досягає  $90^\circ$ , то напруга  $\dot{U}_{13}$  дорівнюватиме нулю, а напруга  $\dot{U}_{15}$  набуває такого значення:

$$\dot{U}_{15} = i4\dot{U}_a^0 \sin(kd \sin \varphi_a) \sin(kd_x \cos \varphi_a). \quad (2.57)$$

Таким чином встановлюємо кути  $\theta_a$  і  $\theta_e$  за умови, що вертикальна складова значно переважає горизонтальну складову вектора напруженості електричних полів джерел випромінювання  $a$  і  $e$ . Коли ж горизонтальна складова більша чим вертикальна складова вектора напруженості електричного поля, то використовується чотирьох елементна антенна решітка з горизонтальних вібраторів. В цьому випадку комутатори  $K$  до входів каналів підсилення і частотного перетворення приєднують вібратори 3", 1", 4" і 2". На виходах піднімачів  $\Delta_1$  і  $\Delta_2$  утворюються напруги:

$$\left. \begin{aligned} U_9 = \dot{U}_5 - \dot{U}_7 = i2\dot{U}_a^0 \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) e^{-i\alpha_z}; \\ U_{12} = \dot{U}_6 - \dot{U}_8 = i2\dot{U}_a^0 \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) e^{i\alpha_z}. \end{aligned} \right\} \quad (2.58)$$

З виходу віднімача знімаємо напругу, яку в подальшому використовуємо для настроювання положення апертури антени в меридіональній площині:

$$\dot{U}_{13} = 4\dot{U}_a^0 \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) \sin \alpha_z. \quad (2.59)$$

Для вимірювання горизонтальної складової вектора напруженості електричного поля після досягнення положення апертури антени  $\theta = 90^\circ$  використовуємо напругу з виходу суматора  $\Sigma_3$

$$\dot{U}_{15} = i4\dot{U}_a^0 \sin(kd \sin \varphi_a) \sin(kd_x \cos \varphi_a). \quad (2.60)$$

Після визначення кутів  $\theta_a, \theta_e, \varphi_a, \varphi_e$  система повертається до антенної решітки з 1-го і 2-го елементів, тобто використовуються вібратори 1', 1'', 2' і 2".

Отже,

$$\left. \begin{aligned} U_9 = i2\dot{U}_a^0 \sin(kd \sin \varphi_a) \sin(kd_x \cos \varphi_a) \\ U_{12} = i2\dot{U}_a^0 \sin(kd \sin \varphi_a) \sin(kd_x \cos \varphi_a). \end{aligned} \right\} \quad (2.61)$$

їх різниця дорівнює:

$$\dot{U}_{13} = iL(\dot{U}_a^0 - \dot{U}_a^0), \quad (2.62,a)$$



а сума 
$$\dot{U}_{15} = iL(\dot{U}_a^\theta + \dot{U}_a^\varphi), \quad (2.62,б)$$

де  $L = 2\sin(kd\sin\varphi_a)\sin(kd\cos\varphi_a)$ .

На виході детекторів  $D_5$  і  $D_7$  отримуємо:

$$\begin{aligned} U_{13} &= L\sqrt{(U_a^\theta)^2 + (U_a^\varphi)^2 - 2\dot{U}_a^\theta\dot{U}_a^\varphi\cos\psi} \\ U_{15} &= L\sqrt{(U_a^\theta)^2 + (U_a^\varphi)^2 + 2\dot{U}_a^\theta\dot{U}_a^\varphi\cos\psi}, \end{aligned} \quad (2.63)$$

де  $\psi$  – зсув фаз складових векторів напруженості електричного поля.

Значення цих напруг використовуються в процесорі для оцінювання параметрів поляризації. Основні співвідношення за якими відбувається розрахунок параметрів поляризації, записуються так:

$$m = \frac{U_a^\theta}{U_a^\varphi} = \frac{U_9}{U_{12}} = \cos(\varphi_a - \varphi_s), \quad (2.64)$$

де  $U_9$  і  $U_{12}$  – вихідні напруги з детекторів  $D_1$  і  $D_4$ , отримані після детектування напруг  $U_9$  і  $U_{12}$  (2.61).

Кут нахилу поляризаційного еліпса:

$$\operatorname{tg}2\gamma = \frac{2m\cos\psi}{m^2 - 1}, \quad (2.65)$$

де фазовий зсув  $\psi$  обчислюється за відомими напругами  $U_9$ ,  $U_{12}$ ,  $U_{13}$ ,  $U_{15}$ :

$$\cos\psi = \frac{U_{15}^2 - U_{13}^2}{4U_9U_{12}}. \quad (2.66)$$

Коефіцієнт еліптичності визначається як:

$$K_e = \pm \sqrt{\frac{m\sin^2\gamma - \sin 2\gamma\cos\psi + (1/m)\cos^2\gamma}{m\cos^2\gamma + \sin 2\gamma\cos\psi + (1/m)\sin^2\gamma}}. \quad (2.67)$$

Напруженість вектора електричного поля джерела випромінювання  $a$  розраховується за відомими кутами  $\theta_a, \varphi_a$  і амплітудами  $U_9$  і  $U_{12}$ .

$$\left. \begin{aligned} E_a^\theta &= \frac{U_9}{2aK_\phi Ll_\theta} \\ E_a^\varphi &= \frac{U_{12}}{2aK_\phi Ll_\theta F(\varphi_a)} \end{aligned} \right\} \quad (2.68)$$

де  $F(\varphi_a) = \frac{\cos(kl \sin \varphi_a) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \cos \varphi_a}$  при пасивному вібраторі, або  $F(\varphi_a) = \cos \varphi_a$  при активному вібраторі.

Формули (2.68) отримані за допомогою співвідношень (2.44), (2.45) і (2.61). Підсумки розрахунків і дані вимірювання використовуються в пристроях ідентифікації джерел випромінювання (Ід). Параметрами для автоматичної ідентифікації джерел випромінювання є частота і характер модуляції, позивні або коди джерел випромінювання, які заложені в коливаннях напруг  $\dot{U}_9$  і  $\dot{U}_{12}$  (2.61), а також повна напруга джерела  $a$   $\dot{U}_{15}$  (2.62,б), кутові координати джерел випромінювання, поляризаційні характеристики і т. ін.

Результати випромінювань та ідентифікації (кутові координати, параметри поляризації, значення напруженості поля) з процесора надходять в пристрій індикації і реєстрації сигналів (ПРС).

Розглянемо функціонування антенної системи у випадку коли в секторі огляду простору завада відсутня, тобто можна спостерігати випромінювання на певній частоті тільки одного джерела. На першому етапі моніторингу затискачі вібраторів 1',1" і 2',2" приєднуються комутаторами  $K_1, \dots, K_4$  до входів чотирьох каналів БПЧП. Напруги на виходах каналів при  $U_e^0 = 0$  і  $U_e^\varphi = 0$  згідно з (2.43) набувають вигляду:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_5 &= \dot{U}_a^0 e^{i\alpha_y} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a); \\ \dot{U}_6 &= \dot{U}_a^\varphi e^{i\alpha_y} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a); \\ \dot{U}_7 &= \dot{U}_a^0 e^{-i\alpha_y} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a); \\ \dot{U}_8 &= \dot{U}_a^\varphi e^{-i\alpha_y} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a). \end{aligned} \right\} \quad (2.69)$$

Різницеві і сумарні напруги на виходах піднімачів  $\Delta_1, \Delta_2$  і суматорів  $\Sigma_1, \Sigma_2$ , дорівнюватимуть:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= i2\dot{U}_a^0 \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a); \\ \dot{U}_{10} &= 2\dot{U}_a^\varphi \cos \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a); \\ \dot{U}_{11} &= 2\dot{U}_a^0 \cos \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a); \\ \dot{U}_{12} &= i2\dot{U}_a^\varphi \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a). \end{aligned} \right\} \quad (2.70)$$

Продетектовані напруги  $U_9$  і  $U_{12}$  використовуються процесором для визначення азимуту джерела випромінювання  $a$ . При суміщенні нормалі до апертури антени з меридіональною площиною, в якій поширюються хвилі джерела  $a$ , напруги  $U_9$  і  $U_{12}$  наближаються до нуля і тоді можна спостерігати за джерелом  $a$  лише за допомогою напруг  $\dot{U}_{10}$  і  $\dot{U}_{11}$ .

Для визначення меридіональної кутової координати джерела  $a$  сигнали з напругами  $\dot{U}_{10}$  і  $\dot{U}_{11}$  надходять до віднімача  $\Delta_4$ , але при іншій конфігурації антенної решітки, а саме, використовуються вібратори 1',3',2' і 4'. При цьому напруги  $\dot{U}_{10}$  і  $\dot{U}_{11}$  набувають таких значень:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{10} &= 2\dot{U}_a^0 \sin \alpha_y^a \sin \gamma_a e^{-i\alpha_z}; \\ \dot{U}_{11} &= 2\dot{U}_a^0 \sin \alpha_y^a \sin \gamma_a e^{i\alpha_z}. \end{aligned} \right\} \quad (2.71)$$

Отже на виході віднімача  $\Delta_4$  матимемо:

$$\dot{U}_{14} = \dot{U}_{11} - \dot{U}_{10} = i4\dot{U}_a^0 2 \sin \gamma_a \sin(kd \cos \theta_a). \quad (2.72)$$

Амплітуда цієї напруги після детектора  $D_8$  використовується процесором як індикатор наведення апертури антени в меридіональній площині на напрям падіння хвилі від джерела випромінювання, тобто процесор виробляє команди на обертання апертури антени в меридіональній площині електромеханічним пристроєм (ЕМПП) для досягнення нульового значення модуля правої частини рівняння (2.72):

$$U_{14} = 4U_a^0 \sin \gamma_a \sin(kd \cos \theta_a). \quad (2.73)$$

очевидно, що  $U_{14} = 0$  при  $\theta_a = 90^\circ$ .

В момент суміщення нормалі до апертури антени з напрямом на джерело випромінювання сума напруг  $\dot{U}_{10}$  і  $\dot{U}_{11}$  виході суматора  $\Sigma_4$  дорівнюватиме:

$$\dot{U}_{18} = \dot{U}_{10} + \dot{U}_{11} = 4\dot{U}_a^0 \sin \gamma_a. \quad (2.74)$$

Амплітудне значення цієї напруги з виходу детектора  $D_6$  надходить в процесор, що дає можливість обчислити меридіональну складову напруженості електричного поля:

$$E_a^0 = \frac{U_{19}}{4aK_\phi J_\rho \sin \gamma_a}. \quad (2.75)$$

Якщо меридіональна складова буде значно меншою азимутальної складової, використовуємо антенну решітку, що утворюється чотирма горизонтальними вібраторами 3",1" і 4",2". Тоді наружи н виходах каналів підсилення і частотного перетворення дорівнюватимуть (за умови, що  $\varphi_a = 0$ ):

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_5 &= \dot{U}_a^\varphi e^{-i\alpha_z} \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_6 &= \dot{U}_a^\varphi e^{i\alpha_z} \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_7 &= \dot{U}_a^\varphi e^{-i\alpha_z} \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_8 &= \dot{U}_a^\varphi e^{i\alpha_z} \sin \gamma_a. \end{aligned} \right\} \quad (2.76)$$

Після віднімання та підсумовування отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= 0; \\ \dot{U}_{10} &= 2U_a^\varphi e^{i\alpha_z} \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_{11} &= 2U_a^\varphi e^{-i\alpha_z} \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_{12} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.77)$$

З виходу віднімача  $\Delta_4$  знімаємо різницеву напругу:

$$\dot{U}_{14} = i4\dot{U}_a^\varphi \sin \gamma_a \sin(kd \cos \theta_a), \quad (2.78)$$

Яка після детектування використовується для орієнтації антени на джерело випромінювання:

$$U_{14} = 4\dot{U}_a^\varphi \sin \gamma_a \sin(kd \cos \theta_a) \rightarrow 0. \quad (2.79)$$

При досяганні рівності  $\theta_a = 0$  визначаємо меридіональний кут і значення азимутальної складової вектора напруженості електричного поля. За цієї умови сумарна напруга на вході суматора  $\Sigma_4$  прийме значення:

$$\dot{U}_{18} = 4\dot{U}_a^\varphi \sin \gamma_a,$$

а її амплітуда з`явиться на виході детектора  $D_6$ :

$$U_{18} = 4U_a^\varphi \sin \gamma_a. \quad (2.80)$$

Після настроювання просторового положення апертури антени комутатори перемикають антенну решітку до початкової конфігурації, що призведе до утворення напруг:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{10} &= 2U_a^0 \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_{11} &= 2U_a^0 \sin \gamma_a \end{aligned} \right\} \quad (2.81)$$

Всі подальші розрахунки параметрів електромагнітного поля виконуються за формулами, які були наведені раніше.

В режимі автоконтроля процесор через блок керування комутаторами (БКК) переводить комутатор в стан, при якому на входи чотирьох каналів надходять сигнали від генератора тестових напруг (ГТН). Джерело тестових напруг 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  $U_1$  і рівняння не задовольняються, то за допомогою фазового коректора (АФК) третього каналу коефіцієнт передачі його підстроюється блоком коректуючи напруг (БКН) за командами процесора.

Передачу четвертого каналу можна відкоректувати 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.

## 2.5. Структурна схема антенної решітки розмірністю 3x2

Антенний блок (рис. 2.14) побудований аналогічно антенному блоку решітки 2x2 і представляє собою решітку з несиметричних активних вібраторів .

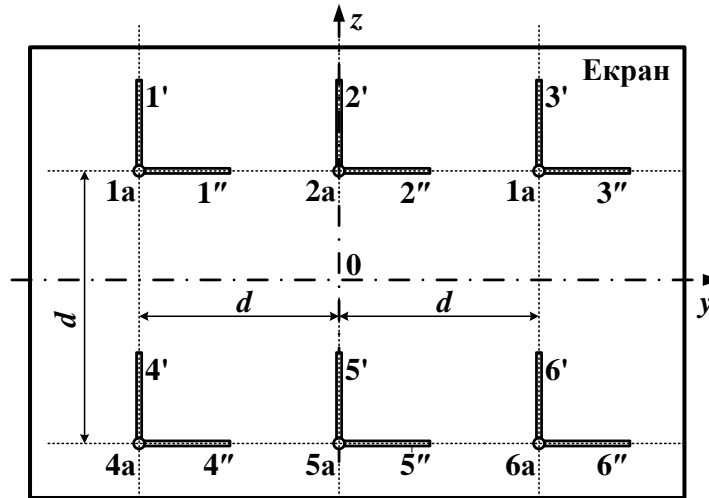


Рис. 2.14. Апертура антенної системи 3x2: 1',2',3',4',5',6' – вертикальні вібраторні елементи; 1'',2'',3'',4'',5'',6'' – горизонтальні вібраторні елементи; 1a,.....,6a – контейнер (бокс) з активними чотириполюсниками.

Кожний елемент решітки складається з двох взаємно перпендикулярних вібраторів, розташованих паралельно екрану. Позначимо вертикальні вібратори одним штрихом, а горизонтальні вібратори – двома штрихами [2].

Характеристики спрямованості вібраторів описуються формулами (2.46) [3]. Початок сферичної і прямокутної систем координат сумістимо з точкою 0 (рис. 2.14), яка збігається з точкою перетину площин  $xOy$ ,  $yOz$  і площини, проведеної між полотном вібраторів і екраном на рівних відстанях  $d_x$ .

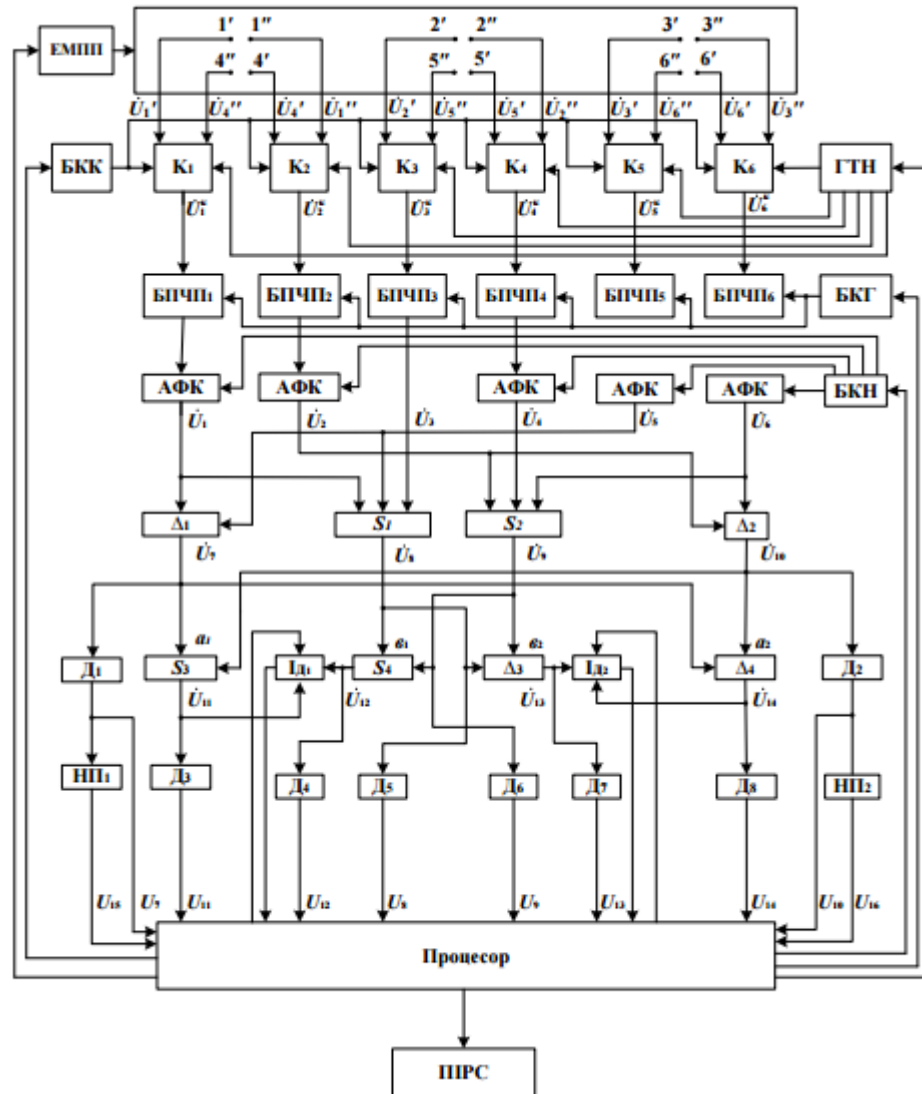


Рис. 2.15. Структурна схема антенної системи з антенною решіткою 3x2

Використовуючи такі системи координат, можемо записати вирази для напруг на затискачах фідерних трактів, навантажених на узгоджені опори, тобто на входах комутаторів  $K$  (рис.2.15)

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}'_{p\phi} = \dot{U}'_p = iK_\phi \dot{E}_0 l_\phi F(\theta) e^{i\alpha_y} e^{i\alpha_z} \sin \gamma; \\ \dot{U}''_{p\phi} = \dot{U}''_p = iK_\phi \dot{E}_0 l_\phi F(\theta, \varphi) e^{i\alpha_y} e^{i\alpha_z} \sin \gamma, \end{aligned} \right\} \quad (2.82)$$

де  $K_\phi$  – коефіцієнт передачі фідерного тракту від затискачів вібраторів до входів комутаторів;  $p$  – приймає значення від 1 до 6;  $\alpha_y = kd \sin \theta \sin \varphi$  при  $p = 3, 6$ ;  $\alpha_y = -kd \sin \theta \sin \varphi$  при  $p = 1, 4$ ;  $\alpha_y = 0$  при  $p = 2, 5$ ; – фазовий зсув, обумовлений рознесенням вібраторів вздовж осі  $Oz$ ;  $\alpha_z = 0$  – при

використанні лінійної антенної решітки, що складається з трьох елементів;  $\alpha_z = (kd/2)\cos\theta$  при  $p=1,2,3$ ;  $\alpha_z = -(kd/2)\cos\theta$  при  $p=4,5,6$  – фазовий зсув, обумовлений рознесенням вібраторів вздовж осі  $Oz$ ;  $\gamma = kd_x \sin\theta \cos\varphi$  – фазовий зсув, обумовлений різницею ходу променів від джерела випромінювання до вібратора і від джерела випромінювання до дзеркального зображення вібратора;  $\theta$  і  $\varphi$  – координати джерела випромінювання.

Розглянемо функціонування антенної системи. В основному режимі використовується лінійна антенна решітка, що складається з трьох елементів 1,2,3. В цьому випадку фазовий зсув  $\alpha_z$  не має смислу, тому прийємо  $\alpha_z = 0$ . Вважаємо, що в секторі огляду діють два джерела випромінювання  $a$  і  $b$  з однією і тією довжиною хвилі. Згідно з формулами (2.82) на виходах комутаторів (рис. 2.15) отримаємо напруги:

$$\dot{U}'_p = \dot{U}_{a_0}^\theta e^{i\alpha_y^a} \sin \gamma_a + \dot{U}_{b_0}^\theta e^{i\alpha_y^b} \sin \gamma_b; \text{ при } p=1',2',3';$$

$$\dot{U}''_p = \dot{U}_{a_0}^\varphi e^{i\alpha_y^a} \sin \gamma_a + \dot{U}_{b_0}^\varphi e^{i\alpha_y^b} \sin \gamma_b; \text{ при } p=1'',2'',3'',$$

де  $\dot{U}_{a_0}^\theta = i(\vec{\theta}_{a_0}, \vec{E}_a) l_\partial F(\theta_a) K_\phi$ ;  $\dot{U}_{b_0}^\theta = i(\vec{\theta}_{b_0}, \vec{E}_b) l_\partial F(\theta_b) K_\phi$ ;  $\dot{U}_{a_0}^\varphi = i(\vec{\varphi}_{a_0}, \vec{E}_a) l_\partial F(\theta_a, \varphi_a) K_\phi$ ;

$\dot{U}_{b_0}^\varphi = i(\vec{\varphi}_{b_0}, \vec{E}_b) l_\partial F(\theta_b, \varphi_b) K_\phi$ ;  $\vec{\theta}_{a_0}, \vec{\theta}_{b_0}, \vec{\varphi}_{a_0}, \vec{\varphi}_{b_0}$  – орти сферичної системи координат

в напрямках на джерела випромінювання  $a$  і  $b$ ;  $\theta_{a_0}, \varphi_{a_0}$  – кутові координати

джерела  $a$ ;  $\theta_{b_0}, \varphi_{b_0}$  – кутові координати джерела  $b$ .

Фазові зсуви  $\alpha_y^a, \alpha_y^b, \gamma_a$  і  $\gamma_b$  визначаються таким же чином, як і в рівняннях (2.82) з урахуванням значень кутових координат джерела випромінювання  $a$  і  $b$ .

Після частотного перетворення і підсилення в шести каналах, що складаються з блоків частотного перетворення і підсилення (БПЧП), блока керування гетеродина (БКГ), амплітудно-фазових коректорів (АФК), коефіцієнти передачі яких встановлюються блоком керування напруг (БКН), напруги з виходів комутаторів набувають вигляду:



$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_p &= \dot{U}_{a_0}^\theta e^{i\alpha_y^a} \sin \gamma_a + \dot{U}_{\epsilon_0}^\theta e^{i\alpha_y^\epsilon} \sin \gamma_\epsilon \text{ при } p=1,3,5 \\ \dot{U}_p &= \dot{U}_{a_0}^\varphi e^{i\alpha_y^a} \sin \gamma_a + \dot{U}_{\epsilon_0}^\varphi e^{i\alpha_y^\epsilon} \sin \gamma_\epsilon \text{ при } p=2,4,6, \end{aligned} \right\} \quad (2.83)$$

де  $\dot{U}_a^\theta = a\dot{U}_{a_0}^\theta$ ;  $\dot{U}_a^\varphi = a\dot{U}_{a_0}^\varphi$ ;  $\dot{U}_\epsilon^\theta = a\dot{U}_{\epsilon_0}^\theta$ ;  $\dot{U}_\epsilon^\varphi = a\dot{U}_{\epsilon_0}^\varphi$  – комплексні амплітуди напруг на виходах каналів частотного перетворення і підсилення;  $a$  – коефіцієнт передачі каналу.

Отримані напруги надходять до віднімачів  $\Delta_1, \Delta_2$  та суматорів  $\Sigma_1, \Sigma_2$  (рис. 2.15), де утворюються напруги

$$\begin{aligned} \dot{U}_7 &= \dot{U}_1 - \dot{U}_5 = i2\dot{U}_a^\theta \sin \alpha_y^a \sin \gamma_a + i2\dot{U}_\epsilon^\theta \sin \alpha_y^\epsilon \sin \gamma_\epsilon; \\ \dot{U}_8 &= \dot{U}_1 + 2\dot{U}_3 + \dot{U}_5 = 4\dot{U}_a^\theta \cos^2 \frac{\alpha_y^a}{2} \sin \gamma_a + 4\dot{U}_\epsilon^\theta \cos^2 \frac{\alpha_y^\epsilon}{2} \sin \gamma_\epsilon; \\ \dot{U}_9 &= \dot{U}_2 + 2\dot{U}_4 + \dot{U}_6 = 4\dot{U}_a^\varphi \cos^2 \frac{\alpha_y^a}{2} \sin \gamma_a + 4\dot{U}_\epsilon^\varphi \cos^2 \frac{\alpha_y^\epsilon}{2} \sin \gamma_\epsilon; \\ \dot{U}_{10} &= \dot{U}_2 - \dot{U}_6 = i2\dot{U}_a^\varphi \sin \alpha_y^a \sin \gamma_a + i2\dot{U}_\epsilon^\varphi \sin \alpha_y^\epsilon \sin \gamma_\epsilon; \end{aligned} \quad (2.84)$$

де враховано, що коефіцієнти передачі суматорів  $\Sigma_1$  і  $\Sigma_2$  для напруг  $\dot{U}_3$  і  $\dot{U}_4$  від входів до виходів дорівнюють двом.

Для ідентифікації джерел випромінювання формуються напруги  $\dot{U}_{11}$  і  $\dot{U}_{14}$  на виходах суматорів  $\Sigma_3$  і  $\Sigma_4$ . Ці напруги представляють собою величини, які пропорційні напруженості полів, що створюються джерелами  $a$  і  $\epsilon$ . Отже,

$$\begin{aligned} \dot{U}_{11} &= \dot{U}_7 + \dot{U}_{10}; \\ \dot{U}_{14} &= \dot{U}_7 - \dot{U}_{10}. \end{aligned} \quad (2.85)$$

Їх амплітуди, отримані в результаті детектування детекторами  $D_3$  і  $D_8$  після придушення завади і наведення апертури антени на джерело випромінювання, служать в процесорі для обчислення напруженості поля випромінювання. Напряга  $U_{11}$  надходить в блок індикації  $I_{d1}$ , а напряга  $U_{14}$  надходить в блок індикації  $I_{d2}$ . Якщо частоти випромінювань джерел  $a$  і  $\epsilon$  настільки близькі, що ідентифікація джерел випромінювань стає неможливою або непевною, то необхідно за рахунок просторової фільтрації виокремити те чи

інше випромінювання, тобто треба визначити кутові координати джерел випромінювання. Для визначення кутових координат використовуються напруги  $U_7$  і  $U_{10}$ , які випрямляються детекторами  $D_1$  і  $D_2$ . Продетектовані напруги  $U_7$  і  $U_{10}$  використовуються у процесорі для обчислення напруженості поля і в нелінійних перетворювачах НП<sub>1</sub> і НП<sub>2</sub> (рис. 2.15) для формування індикаторів настроювання апертури антени на азимут одного з джерел випромінювання. Схему нелінійного перетворювача зображено на (рис. 2.16).

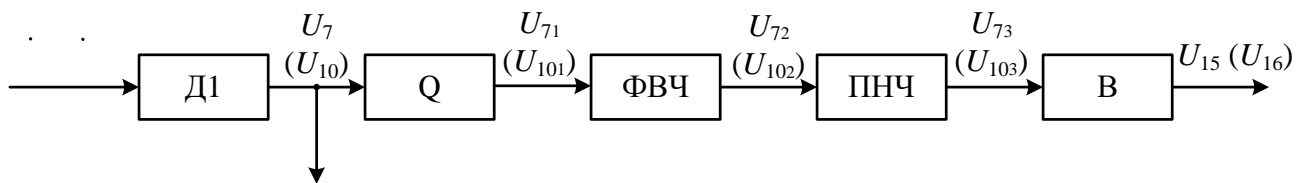


Рис.2.16. Схема нелінійного перетворювача на виходах детекторів  $D_1$  і  $D_2$ .

Обидва нелінійні перетворювачі побудовані за однаковою схемою, тому розглянемо принцип дії перетворювача НП<sub>1</sub>, який оперує з напругами пропорційними меридіональними (вертикальними) складовими напруженості полів випромінювання. Перетворювач НП<sub>2</sub> працює з напругами, які пропорційні азимутальним (горизонтальним) складовим векторів напруженостей електричних полів, що випромінюються джерелами  $a$  і  $b$ . Очевидно, що для керування положенням апертури при обертанні її в горизонтальній площині процесор обиратиме або напругу  $U_{15}$ , або напругу  $U_{16}$  в залежності від того, яка з них більша.

Схема нелінійного перетворювача зображена на рис. 2.16. За наявності двох випромінювань на близьких частотах продетектовані напруги визначаються як і для решітки 2x2 за формулами (2.51).

$$U_7 = 2A_D \sqrt{(U_a^0 F_a)^2 + (U_b^0 F_b)^2 + 2U_a^0 U_b^0 F_a F_b \cos \phi_0};$$

$$U_{10} = 2A_D \sqrt{(U_a^\varphi F_a)^2 + (U_b^\varphi F_b)^2 + 2U_a^\varphi U_b^\varphi F_a F_b \cos \phi_\varphi},$$

де  $F_a = \sin \alpha_y^a \sin \gamma_a$  і  $F_b = \sin \alpha_y^b \sin \gamma_b$ ;  $A_D$  – коефіцієнт передачі за напругою детекторів  $D_1$  і  $D_2$ .

Піднесені до квадрату напруги  $U_7$  і  $U_{10}$  за допомогою квадратора Q набудуть значень:

$$\left. \begin{aligned} U_{7_1} &= T_Q U_7^2; \\ U_{10_1} &= T_Q U_{10}^2 \end{aligned} \right\} \quad (2.86)$$

де  $T_Q$  – коефіцієнт передачі напруг квадратором.

Фільтр верхніх частот (ФВЧ) виокремлює змінні складові з електричних величин з напругами  $U_{7_2}$  і  $U_{10_2}$ , в результаті чого отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} U_{7_2} &= 4T_\Phi T_Q U_a^\theta U_\epsilon^\theta F_a F_\epsilon \cos \phi_\theta; \\ U_{10_2} &= 4T_\Phi T_Q U_a^\phi U_\epsilon^\phi F_a F_\epsilon \cos \phi_\phi, \end{aligned} \right\} \quad (2.87)$$

де  $T_\Phi$  – коефіцієнт передачі фільтра верхніх частот.

Для збільшення розрізнявальної здатності при пеленгації азимута джерел випромінювання в нелінійний перетворювач додаємо ще і підсилювач низької частоти (ПНЧ), що і відображено на рис. 2.16. Після випрямляча (В) отримуємо сталу напругу

$$\left. \begin{aligned} U_{15} &= 4A_\Pi T_\Phi T_Q U_a^\theta U_\epsilon^\theta F_a F_\epsilon; \\ U_{16} &= 4A_\Pi T_B T_\Phi T_Q U_a^\phi U_\epsilon^\phi F_a F_\epsilon, \end{aligned} \right\} \quad (2.88)$$

де  $A_\Pi$  – коефіцієнт підсилення (ПНЧ);  $T_B$  – коефіцієнт передачі за напругою випрямляча В.

Ефективність напруг – індикаторів пеленга  $U_{15}$  і  $U_{16}$  можна порівняти з ефективністю напруг індикаторів  $U_{19}$  і  $U_{22}$  решітки 2x2. Для цього використаємо множники, які залежать від кута  $\phi$ . Нехтуючи постійними множниками для обох решіток можемо записати, що при пеленгації джерел випромінювання значущими змінними величинами є

$$\begin{aligned} K(\phi) = F_a F_\epsilon = & \sin[k_a d_y \sin \theta_a \sin(\phi - \phi_a)] \sin[k_\epsilon d_y \sin \theta_\epsilon \sin(\phi - \phi_\epsilon)] \times \\ & \times \sin[k_a d_x \sin \theta_a \sin(\phi - \phi_a)] \sin[k_\epsilon d_x \sin \theta_\epsilon \sin(\phi - \phi_\epsilon)], \end{aligned} \quad (2.89)$$

де кут  $\phi$  визначає положення нормалі до апертури антени в горизонтальній площині, меридіональний кут нормалі при пеленгації джерел

випромінювання в горизонтальній площині дорівнює  $\theta = 90^\circ$ ,  $k_a = 2\pi/\lambda_a$ ,  $k_g = 2\pi/\lambda_g$ . Оскільки  $\lambda_a \approx \lambda_g$ , то  $k_a \approx k_g$ .

Якщо знаходимо азимут джерела випромінювання  $a$ , то можемо прийняти, що

$$\left. \begin{aligned} \lim_{\varphi \rightarrow \varphi_a} \varphi - \varphi_a &= 0 \\ \lim_{\varphi \rightarrow \varphi_a} \varphi - \varphi_g &= \Delta\varphi_{ag}, \end{aligned} \right\} \quad (2.90)$$

де  $\Delta\varphi_{ag}$  – кутове рознесення джерел випромінювання  $a$  і  $g$ .

Чутливість антенної системи (2.24) при наведені нормалі апертури на азимут джерела  $a$  з урахуванням умови (2.90) і спрощення формул визначається як

$$\begin{aligned} K_{\text{чут}} \approx k_a d_y \sin \Delta\varphi_{ag} \sin(k_g d_y \sin \theta_g \sin \Delta\varphi_{ag}) \times \\ \times \sin(k_a d_x \sin \theta_a) \sin(k_g d_x \sin \theta_g \cos \Delta\varphi_{ag}). \end{aligned} \quad (2.91)$$

Виходячи з конструкцій антенних блоків (рис 2.12 і 2.15) можемо зробити такі висновки:

- принципово можна створити і решітку 2x2 і решітку 3x2 з однаковою чутливістю в режимі пеленгації до зміни азимутального кута  $\varphi$ ;
- в решітці 2x2 чутливість в режимі пеленгації обмежується допустимими деформаціями сумарної діаграми спрямованості, оскільки при збільшенні відстані  $d_y$  можуть з'явитися великі бічні пелюстки.
- в решітці 3x2, при однакових відстанях між вібраторами решітки, чутливість вдвічі більша, ніж чутливість решітки 2x2 за таких же відстанях;
- в решітці 3x2 простіше досягти високої чутливості і необхідної якості сумарної діаграми спрямованості.

Вираз (2.91) дає можливість сумісно з формулами (2.14) і (2.15) оптимізувати відстані між елементами решітки для формування сумарної діаграми спрямованості з допустимим рівнем бічних пелюсток і максимальної чутливості до зміни азимутального кута.

Після настроювання апертури на азимут джерела випромінювання  $a$ , напруги  $\dot{U}_7$  і  $\dot{U}_{10}$  набудуть значень

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_7 &= i2U_\epsilon^\theta \sin \alpha_y^\epsilon \sin \gamma_\epsilon \\ \dot{U}_{10} &= i2U_\epsilon^\theta \sin \alpha_y^\epsilon \sin \gamma_\epsilon \end{aligned} \right\} \quad (2.92)$$

де  $\alpha_y^\epsilon = kd_y \sin \theta_\epsilon \sin(\Delta\varphi_{a\epsilon})$  і  $\gamma_\epsilon = kd_x \sin \theta_\epsilon \cos(\Delta\varphi_{a\epsilon})$ .

Очевидно, що таким же чином визначається і азимут джерела  $b$ .

Отримані азимутути  $\varphi_a$  і  $\varphi_b$  дають можливість перейти до вимірювань кутів  $\theta_a$  і  $\theta_b$ . Для цього за допомогою комутаторів  $K_1, \dots, K_6$  приєднуються вертикальні вібратори, які на рис. 2.14 позначені одним штрихом.

Напруги  $\dot{U}_7$  і  $\dot{U}_{10}$  згідно з (2.82), будуть дорівнювати

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_7 &= i2U_\epsilon^\theta \sin \alpha_y^\theta \sin \gamma_\epsilon e^{i\alpha_z^\epsilon}; \\ \dot{U}_{10} &= i2U_\epsilon^\theta \sin \alpha_y^\theta \sin \gamma_\epsilon e^{-i\alpha_z^\epsilon} \end{aligned} \right\} \quad (2.93)$$

де  $\alpha_y^\epsilon = kd_y \sin(\Delta\varphi_{a\epsilon}) \cos(\theta - \theta_\epsilon)$ ;  $\gamma_\epsilon = kd_x \cos(\Delta\varphi_{a\epsilon}) \cos(\theta - \theta_\epsilon)$ ;  $\alpha_z^\epsilon = kd_z(\theta - \theta_\epsilon)$ .

На виході віднімача  $\Delta_4$  отримаємо напругу

$$\dot{U}_{14} = \dot{U}_7 - \dot{U}_{10} = 4\dot{U}_\epsilon^\theta \sin \alpha_y^\epsilon \sin \gamma_\epsilon \sin \alpha_z^\epsilon. \quad (2.94)$$

Напруга  $\dot{U}_{11}$  використовується для ідентифікації джерела випромінювання  $b$  ідентифікаційним блоком  $\text{Ід}_1$  і надходить до детектора  $\text{Д}_3$ , де утворюється постійна напруга  $U_{11}$ . З виходу детектора  $\text{Д}_8$  напруга  $U_{14}$  підводиться до процесора і служить індикатором наведення апертури антенної решітки в меридіональній площині на джерело випромінювання.

При суміщенні нормалі до апертури антени з напрямом випромінювання аргументи тригонометричних функцій набувають значень

$$\left. \begin{aligned} \alpha_y^\epsilon &= kd_y \sin(\Delta\varphi_{a\epsilon}); \\ \alpha_z^\epsilon &= 0; \\ \gamma_\epsilon &= kd_x \cos(\Delta\varphi_{a\epsilon}). \end{aligned} \right\} \quad (2.95)$$

Напруга  $U_{14}$  зменшується до нуля, але напруга  $\dot{U}_{11}$ , яка утворюється в результаті підсумовування напруг (2.93) на виході суматора  $\Sigma_4$  (рис. 2.15), буде дорівнювати

$$\dot{U}_{11} = \dot{U}_7 + \dot{U}_{10} = i4U_e^0 \sin \alpha_y^e \sin \gamma_e. \quad (2.96)$$

Ця напруга використовується в ідентифікаційному блоці Ід<sub>1</sub>, а її амплітуда з виходу детектора Д<sub>3</sub> є вихідною величиною для обчислення значення меридіональної складової напруженості поля, що створюється джерелом  $\nu$ .

Якщо азимутальна складова вектора напруженості поля переважає меридіональну складову, то краще вимірювати пеленг кута  $\theta_e$  в режимі, коли комутатори  $K_s$  ( $s \in [1,6]$ ) під'єднують до каналів підсилення і частотного перетворення виходи вібраторів, позначених на схемі (рис. 2.15) двома штрихами. Напруги  $\dot{U}_7, \dot{U}_{10}, \dot{U}_{11}$  і  $\dot{U}_{14}$  будуть описуватися тими же самими формулами (2.93), (2.94) і (2.96) при заміні напруги  $U_e^0$  на напругу  $\dot{U}_e^\varphi$ . Отже, процес наведення апертури антени і визначення азимутальної складової напруженості поля випромінювання залишається незмінним.

Після визначення положення джерел випромінювання антенна решітка повертається в основний режим і її функціонування відбувається таким же чином як і решітки 2x2, тому немає ніякої необхідності в повторюванні методик обчислення параметрів полів випромінювання.

Коли в секторі огляду простору існує на визначеній частоті поле випромінювання лише одного джерела, наприклад  $\dot{U}_e^0 = 0$  і  $\dot{U}_e^\varphi = 0$ , вирази напруг на виходах каналів перетворювань матимуть вигляд згідно з (2.83)

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_p &= U_a^0 e^{i\alpha_y^a} \sin \gamma_a \quad \text{при } p = 1, 3, 5 \\ \dot{U}_p &= U_a^\varphi e^{i\alpha_y^a} \sin \gamma_a \quad \text{при } p = 2, 4, 6 \end{aligned} \right\} \quad (2.97)$$

де  $\alpha_y^a = kd \sin \theta \sin \varphi$  при  $p = 1, 2$ ;  $\alpha_y^a = kd \sin \theta \sin \varphi$  при  $p = 5, 6$ ;  $\alpha_y^a = 0$  при  $p = 3, 4$ .

Суттєво спрощуються вирази для напруг  $\dot{U}_7, \dots, \dot{U}_{10}$

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_7 &= i2\dot{U}_a^0 \sin \alpha_y^a \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_8 &= 4\dot{U}_a^0 \cos^2 \frac{\alpha_y^a}{2} \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_9 &= 4\dot{U}_a^0 \cos^2 \frac{\alpha_y^a}{2} \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_{10} &= i2\dot{U}_a^0 \sin \alpha_y^a \sin \gamma_a. \end{aligned} \right\} \quad (2.98)$$

Очевидно, що всі ці напруги можуть використовуватися для ідентифікації джерел випромінювання. Напруги  $\dot{U}_7$  і  $\dot{U}_{10}$  безпосередньо використовуються для пеленгації джерел випромінювання. При суміщенні нормалі до апертури антени з азимутом джерела  $a$  напруги  $\dot{U}_7$  і  $\dot{U}_{10}$  наближаються до нуля, а напруги  $\dot{U}_8$  і  $\dot{U}_9$  набувають значень

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_8 &= 4\dot{U}_a^0 \sin[kd_x \cos(\theta - \theta_a)] \\ \dot{U}_9 &= 4\dot{U}_a^0 \sin[kd_x \cos(\theta - \theta_a)] \end{aligned} \right\} \quad (2.99)$$

Напрямок на джерело випромінювання в меридіональній площині (кут  $\theta_a$ ) знаходимо в режимі антенної решітки  $3 \times 2$  з вертикальних або горизонтальних вібраторів. Але при такому режимі напруги  $\dot{U}_7$  і  $\dot{U}_{10}$  дорівнюють нулю, а в виразах для напруг  $\dot{U}_8$  і  $\dot{U}_9$  з'являються експоненційні множники. Так, при використанні вертикальних вібраторів в антенній решітці матимемо

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_8 &= 4\dot{U}_a^0 e^{ikd_z \sin(\theta - \theta_a)} \sin[kd_x \cos(\theta - \theta_a)]; \\ \dot{U}_9 &= 4\dot{U}_a^0 e^{-ikd_z \sin(\theta - \theta_a)} \sin[kd_x \cos(\theta - \theta_a)]. \end{aligned} \right\} \quad (2.100)$$

Сума цих напруг на виході суматора  $\Sigma_4$  дорівнює

$$\dot{U}_{12} = \dot{U}_8 + \dot{U}_9 = 8\dot{U}_a^0 \cos[kd_z \sin(\theta - \theta_a)] \sin[kd_x \cos(\theta - \theta_a)] \quad (2.101.a)$$

а різниця на виході віднімавача  $\Delta_3$

$$\dot{U}_{13} = \dot{U}_8 - \dot{U}_9 = i8\dot{U}_a^0 \sin[kd_z \sin(\theta - \theta_a)] \sin[kd_x \cos(\theta - \theta_a)] \quad (2.101.b)$$

Напругу  $\dot{U}_{13}$  використовуємо для наведення апертури на кут місця джерела випромінювання. При досягненні положення антени, в якому  $\theta = \theta_a$ , напруга  $\dot{U}_{13}$  приймає нульове значення, а напруга  $\dot{U}_{12}$  зростає до максимуму

$$\dot{U}_{12} = 8\dot{U}_a^0 \sin(kd_x). \quad (2.102)$$

Після визначення кута  $\theta_a$  антенна решітка повертається до первинної конфігурації (основного режиму), тобто використовуються електрорушійні сили вібраторів 1',1'',2',2'',3',3''. Напруги, що несуть інформацію про параметри поля випромінювання, набувають значень:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_8 &= 4\dot{U}_a^\theta \sin(kd_x); \\ \dot{U}_9 &= 4\dot{U}_a^\varphi \sin(kd_x); \\ \dot{U}_{12} &= 4(\dot{U}_a^\theta + \dot{U}_a^\varphi) \sin(kd_x); \\ \dot{U}_{13} &= 4(\dot{U}_a^\theta - \dot{U}_a^\varphi) \sin(kd_x). \end{aligned} \right\} \quad (2.103)$$

За їх амплітудами, одержаними на виходах детекторів  $D_5$ ,  $D_6$ ,  $D_4$  і  $D_7$  відповідно, процесор обчислює складові вектора напруженості електричного поля, фазовий зсув між ними та інші параметри.

Порівнюючи формули (2.81) з формулами (2.103) можемо зробити висновок, що антенна решітка  $3 \times 2$  за однаковими відстанями між вібраторами має вдвічі більшу чутливість, чим решітка  $2 \times 2$ .

### ***Висновки по розділу 2***

При електричному настроюванні антени на заваду мінімальне кутове рознесення джерел завади і сигналу збільшується при збільшенні азимутального кута просторового положення джерела завади. Це викликано тим, що при відхиленні напрямку нуля від перпендикуляра до апертури антенної системи діаграма спрямованості деформується і розширюються головні пелюстки. При механічному настроюванні антени діаграма спрямованості не змінюється, що забезпечує сталу розділювальну здатність при будь-яких положеннях джерела завади.

Як впливає з графіка на рис. 2.11 розрізнявальну здатність антени  $3 \times 2$  можна зробити вдвічі більшою чим в решітці  $2 \times 2$  за одних і тих же відстанях між елементами антенної решітки. Вирази (2.37) і (2.38) після визначення кутів  $\Phi_a$  і  $\Phi_e$  дають можливість обчислити напруженість полів, які створюються в точці спостереження двома джерелами випромінювання.

Для визначення меридіональних кутів в напрямі на джерела випромінювання використовуємо дві однакові лінійні антенні решітки,



рознесені вздовж осі  $Oz$  на відстань  $2d_z$ . Тоді в вертикальній площині сформується різницева діаграма спрямованості, яка, згідно з формулами (2.2,a) і (2.2, в), після настроювання на джерело випромінювання ( $\varphi = 0$ ) матиме вигляд:  $f_{\Delta}(\theta) = \sin(kd_z \cos \theta) \sin(kd_x \sin \theta)$ . Очевидно, що властивості цієї діаграми спрямованості такі ж, як і різницевої діаграми (рис. 2.2).

Необхідно відмітити, що кутове рознесення джерел випромінювання в меридіональній площині досить часто може бути меншим  $9,5^\circ$ , тому заваду придушувати необхідно за рахунок вибору орієнтації апертури антени в азимутальній площині. Точність вимірювання меридіонального кута, під яким знаходиться джерело випромінювання, залежить від точності суміщення нормалі до апертури антени з напрямом падіння хвилі в меридіональній площині.

Розроблені малоелементні антенні решітки є пристроями первинної обробки сигналів, що забезпечує виконання низки важливих для радіомоніторингу функцій:

1. автоматизований огляд простору та виявлення джерел випромінювання;
2. автоматичне визначення кутових координат джерел випромінювання;
3. придушення завади на частотах близьких до частоти контрольованого радіовипромінювання;
4. вимірювання напруженості електричного поля та параметрів поляризації поля випромінювання;

Синтезована структурна схема антенної системи оснащена колами автоконтролю, що гарантує своєчасне виявлення відмов та підтримання системи в робочому стані, а також її функціонування в межах закладених в конструкцію характеристик точності.

#### Список публікацій здобувача за матеріалами другого розділу

1. Pnitskyi L.Y., Sibruk L.V., Mykhalchuk I. I. Radio monitoring antenna for directional finding. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2019. Vol. 78, №8. P. 651-662.

2. Ilnitsky L.Y., Shcherbyna O.A., Mykhalchuk I.I. “Antenna System of Radiomonitoring with Advanced Features.” Proc. of 4<sup>th</sup> IEEE International Conference Methods and Systems of Navigation and Motion Control, 18-20 October 2016. Kyiv (Ukraine). 2016. P. 67-71.
3. Ilnitskiy L.Y., Shcherbyna O.A., Mykhalchuk I.I. Metrological characteristics of antenna system for measuring electromagnetic field parameters. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2016. Vol. 59. P 141-149.
4. Ilnitsky L.Y., Shcherbyna O.A., Mykhalchuk I.I. “Antenna System of Radiomonitoring with Advanced Features.” Proc. of 4<sup>th</sup> IEEE International Conference Methods and Systems of Navigation and Motion Control, 18-20 October 2016. – Kyiv (Ukraine). – 2016. – P. 67-71.
5. L. Ilnitskyi, O. Shcherbyna, I. Mykhalchuk, Olena Kozhokhina. Control of the antenna radiation pattern for radiomonitoring systems. 5<sup>th</sup> International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments (APUAVD), 22.10.2019, IEEE, P. 210-213. (Scopus).
6. L. Ilnitskyi, L. Sibruk, I. Mykhalchuk. Antenna of Mobile Radio Monitoring System. The Eight Word Congress “AVIATION IN THE XXI-st CENTURY” 10-12 October 2018. Kyiv.
7. Shcherbyna O. A., Ilnitskyi L. Y., Mykhalchuk I. I., Kozhokhina O. V. Accuracy characteristics of radio monitoring antennas. *Radio Electronics, Computer Science, Control*. 2020. № 3. P. 42-56.
8. Ільницький Л.Я. Щербина О.А., Михальчук І.І. Антенна решітка обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості. *Проблеми інформатизації та управління: зб. наук. пр.* К.: Вид-во Нац. авіац. ун-ту «НАУ-друк», 2010. Вип.1 (29). С.82-85.

### РОЗДІЛ 3. КІЛЬЦЕВІ АНТЕННІ РЕШІТКИ

У будь-якій точці простору електромагнітна обстановка характеризується частотним спектром електромагнітних полів, напруженістю електричного або магнітного поля на визначених заздалегідь довжинах хвиль та орієнтацією вектора напруженості поля у просторі. Для вимірювань зазначених величин створені антенні системи і вимірювальні комплекси, які дають можливість оцінювати електромагнітну обстановку. На жаль, існуючий арсенал вимірювальних засобів не задовольняє всім вимогам, які висувуються користувачами до такої апаратури. Тому з'являються нові пристрої, які поповнюють арсенал вимірювальних засобів. Так, в діапазоні НВЧ найбільш поширені антенні системи з використанням симетричних вібраторів, або рупорів мають суттєвий недолік, який полягає в тому, що вимірювання параметрів поляризації супроводжується значними похибками, обумовленими конструктивними особливостями випромінювачів.

В діапазонах НВЧ і ДВЧ компактним випромінювачем з коловою поляризацією є кільцева антена. Очевидно, що кільцева антена може розкласти будь-яку електромагнітну хвилю в коловому ортогональному поляризаційному базисі. При цьому на відміну від симетричного вібратора достатньо одного випромінювача, що не вимагає суміщення фазових центрів випромінювачів в антені, яка складається з декількох елементів. Отже, кільцева антена в цьому має переваги перед рупорними і турнікетними антенами. Крім того, кільцева антена має менші габарити, ніж рупорні і турнікетні антени, і досить жорстку конструкцію. При обтіканні кільця хвилею струму  $T_1$  [29] антена випромінює електромагнітні хвилі з обертовою поляризацією. В напрямі осі кільця поляризація електромагнітної хвилі стає коловою. Отже, кільцева антена з узгодженим навантаженням при довжині провідника антени близькій або рівній довжині хвилі і при падінні радіохвилі в напрямі осі розкладатиме її в ортогональному коловому поляризаційному базисі.

### 3.1. Кільцева антена як вимірювач параметрів електромагнітного поля

Проблема при використанні кільцевої антени як вимірювача параметрів поля полягає в тому, щоб із суміші ЕРС, які наводяться електромагнітними хвилями правого і лівого обертання, виокремити відповідні їм напруги. Для цього необхідно проаналізувати процеси утворення ЕРС на затискачах кільцевої антени.

Кільцева антена (рис. 3.1) представляє собою металеве коло радіуса  $a$  з одним розривом між точками 1-2. Точки 1-2 є затискачами антени. Якщо антена використовується як передавальна, то до точок 1-2 підводиться струм, у приймальній антені з точок 1-2 знімають напругу, яка наводиться в провіднику кільцевої форми.

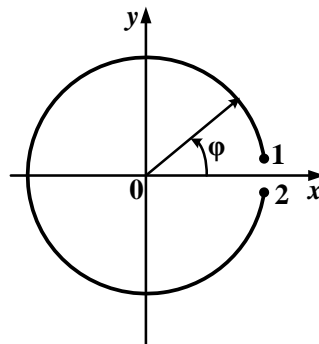


Рис. 3.1. Кільцева антена

Розглянемо функціонування антени в режимі приймання радіохвиль. В полярній системі координат вектор напруженості електричного поля в ортогональному коловому поляризаційному базисі записується у вигляді:

$$\vec{e}(t) = \begin{cases} \vec{\rho}_0 E_1 + \vec{\varphi}_0 (\omega t + \phi_1); \\ \vec{\rho}_0 E_2 + \vec{\varphi}_0 (-\omega t + \phi_2), \end{cases} \quad (3.1)$$

де  $\vec{\rho}_0$ ,  $\vec{\varphi}_0$  – орти полярної системи координат;  $\omega$  – колова частота обертання вектора напруженості електричного поля;  $t$  – момент часу;  $E_1$ ,  $E_2$  – амплітуди напруженості поля хвиль колової поляризації правого і лівого напрямку обертання;  $\phi_1$ ,  $\phi_2$  – початкові фази вектора  $\vec{\varphi}_0$  в момент часу  $t = 0$ , які

визначають початкові положення векторів  $E_1$  і  $E_2$  в полярній системі координат відносно полярної осі  $0x$ .

У прямокутній системі координат той самий вектор  $\vec{e}$  записується як

$$\vec{e} = \vec{x}_0 \dot{E}_x + \vec{y}_0 \dot{E}_y, \quad (3.2,a)$$

або у часовій площині

$$\vec{e}(t) = \vec{x}_0 E_x \cos(\omega t) + \vec{y}_0 E_y \cos(\omega t + \psi), \quad (3.2,b)$$

де  $\vec{x}_0$ ,  $\vec{y}_0$  – орти прямокутної системи координат,  $\psi$  – фазовий зсув складової  $E_y$  відносно  $E_x$ .

Використовуючи ортогональний коловий поляризаційний базис, вираз (3.2,b) представимо таким чином:

$$\left. \begin{aligned} \vec{e}_x = \vec{x}_0 E_x \cos \omega t &= \begin{cases} \vec{e}_{np}^x = \vec{x}_0 \frac{E_x}{2} \cos \omega t + \vec{y}_0 \frac{E_x}{2} \sin \omega t; \\ \vec{e}_{лив}^x = \vec{x}_0 \frac{E_x}{2} \cos \omega t - \vec{y}_0 \frac{E_x}{2} \sin \omega t; \end{cases} \\ \vec{e}_y = \vec{y}_0 E_y \cos(\omega t + \psi) &= \begin{cases} \vec{e}_{np}^y = -\vec{x}_0 \frac{E_y}{2} \sin(\omega t + \psi) + \vec{y}_0 \frac{E_y}{2} \cos(\omega t + \psi); \\ \vec{e}_{лив}^y = \vec{x}_0 \frac{E_y}{2} \sin(\omega t + \psi) + \vec{y}_0 \frac{E_y}{2} \cos(\omega t + \psi). \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

Введемо такі позначення:

$$\left. \begin{aligned} m &= \frac{E_y}{E_x}; \\ b_1 &= \sqrt{1 - 2m \sin \psi + m^2}; \\ b_2 &= \sqrt{1 + 2m \sin \psi + m^2}; \\ \sin \phi_1 &= \frac{m \cos \psi}{b_1}; \cos \phi_1 = \frac{1 - m \sin \psi}{b_1}; \\ \sin \phi_2 &= \frac{m \cos \psi}{b_2}; \cos \phi_2 = \frac{1 + m \sin \psi}{b_2}. \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

За допомогою позначень (3.4) з виразів (3.3) знаходимо вектори напруженості електричного поля правого і лівого обертання

$$\left. \begin{aligned} \vec{e}_{np} &= \vec{e}_{np}^x + \vec{e}_{np}^y = E_1 [\vec{x}_0 \cos(\omega t + \phi_1) + \vec{y}_0 \sin(\omega t + \phi_1)]; \\ \vec{e}_{лив} &= \vec{e}_{лив}^x + \vec{e}_{лив}^y = E_2 [\vec{x}_0 \cos(-\omega t + \phi_2) + \vec{y}_0 \sin(-\omega t + \phi_2)]. \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

де

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= \frac{E_x b_1}{2}; \\ E_2 &= \frac{E_x b_2}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

Порівнюючи вирази (3.1) і (3.5), можемо зробити висновок, що це тотожні значення векторів  $\vec{e}_{\text{пр}}$  і  $\vec{e}_{\text{лів}}$ , але записані в різних системах координат.

Для переходу від напруженості електричного поля хвилі, що падає на антену, до напруги на затискачах антени, необхідно визначити діючу довжину кільця. Вважаємо, що на кільцеву антену падає в напрямі осі хвиля з коловою поляризацією. Тоді напруга на затискачах кільця визначатиметься як скалярний добуток вектора напруженості поля  $\vec{e}_{\text{пр}}$  і вектора діючої довжини кільця:

$$U_{\text{пр}} = (\vec{e}_{\text{пр}}, \vec{l}_{\text{д}}^{\text{к}}). \quad (37)$$

Математичний зміст діючої довжини кільця у виразі (3.7) збігається з визначенням діючої довжини приймальної антени [29]. Але діючу довжину будь-якої антен ототожнюють з довжиною вібратора з рівномірним розподілом струму, який створює в напрямі максимального випромінювання ту ж напруженість електричного поля, що і реальна антена за умови однакових струмів на затискачах. Оскільки кільце підкоряється принципу взаємності, то таке визначення є справедливим і для приймальної антени. Отже, діюча довжина є параметр, який у відповідності до основного визначення може характеризувати антену лише для складових, отриманих при розкладанні хвилі довільної поляризації у лінійному ортогональному поляризаційному базисі. Використовуючи праву частину першого рівняння системи (3.5), вираз (3.7) запишемо у вигляді [45]

$$U_{\text{пр}} = E_1 \left( [\vec{x}_0 \cos(\omega t + \phi_1) + \vec{y}_0 \sin(\omega t + \phi_1)], \vec{l}_{\text{д}}^{\text{к}} \right). \quad (3.8)$$

З виразу (3.8) випливає, що при лінійній поляризації  $\vec{l}_{\text{д}}^{\text{к}} = \vec{x}_0 l_{\text{д}}$  або  $\vec{l}_{\text{д}}^{\text{к}} = \vec{y}_0 l_{\text{д}}$ , де  $l_{\text{д}}$  – діюча довжина кільця за умови, що хвиля, яка падає на

антену, лінійно поляризована. Якщо ж поляризація колова, то діюча довжина кільця визначається як

$$\vec{l}_d^k = \vec{x}_0 l_d + \vec{y}_0 l_d = l_d (\vec{x}_0 + \vec{y}_0). \quad (3.9)$$

Підставляючи значення  $l_d^k$  з (3.9) у вираз (3.8), знаходимо напругу на затискачах антени еолової поляризації при прийманні хвилі правої поляризації

$$U_{\text{пр}} = \sqrt{2} E_1 l_d \cos\left(\omega t + \phi_1 - \frac{\pi}{4}\right). \quad (3.10)$$

При прийманні антеною хвилі лівої поляризації

$$U_{\text{лів}} = \sqrt{2} E_2 l_d \cos\left(\omega t - \phi_2 + \frac{\pi}{4}\right). \quad (3.11)$$

З формул (3.8), (3.10) і (3.11) видно, що кільцева антена у порівнянні з симетричним вібратором, діюча довжина якого  $l_d$ , створює напругу на затискачах в  $\sqrt{2}$  разів більшу.

З виразів (3.1) видно що в певні моменти часу вектори напруженості електричного поля правого і лівого обертання будуть збігатися. Очевидно, що в ці моменти часу кутові координати векторів дорівнюватимуть одному і тому ж куті тобто

$$\left. \begin{aligned} \omega t_s + \phi_1 - 2\pi s &= \gamma; \\ -\omega t_s + \phi_1 + 2\pi s &= \gamma, \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

де  $t_s = t_1 + (s-1)T$ ,  $s = \overline{1, \infty}$ ,  $t_1$  – перший момент часу, при якому виконуються рівняння (3.12),  $T$  – період електромагнітних коливань (час, за який вектор  $\vec{e}(t)$  обходить поляризаційний еліпс),  $\gamma$  – кут, який відраховується від осі  $Ox$  і при якому модуль вектора  $\vec{e}(t)$  набуває максимального значення. Отже, в моменти часу  $t_s$  вектори  $\vec{e}_{\text{пр}}(t)$  і  $\vec{e}_{\text{лів}}(t)$  знаходяться на великій півосі поляризаційного еліпса. З виразів (3.12) випливає, що кут нахилу великої осі поляризаційного еліпса визначається як

$$\gamma = \frac{\phi_1 + \phi_2}{2}. \quad (3.13)$$

Зсув фаз  $\phi$  напруг правого (3.10) і лівого (3.11) напрямку обертання дорівнює

$$\phi = \phi_1 + \phi_2 - \frac{\pi}{2}. \quad (3.14)$$

Порівнюючи вирази (3.13) і (3.14), знаходимо, що

$$\gamma = \frac{\phi - \pi/2}{2}. \quad (3.15)$$

Решту параметрів поляризаційного еліпса визначаємо таким чином. Велика піввісь поляризаційного еліпса  $a_e = E_1 + E_2$ , а мала піввісь –  $b_e = E_1 - E_2$ . Отже, знак і величина коефіцієнта еліптичності визначається так:

$$K_e = \frac{b_e}{a_e} = \frac{E_1 - E_2}{E_1 + E_2}. \quad (3.16)$$

Оскільки амплітуди напруг (3.10) і (3.11) однозначно залежать від напруженостей полів  $E_1$  і  $E_2$

$$\begin{aligned} U_{\text{пр}}^A &= \sqrt{2}E_1 l_d; \\ U_{\text{лів}}^A &= \sqrt{2}E_2 l_d, \end{aligned} \quad (3.17)$$

то коефіцієнт еліптичності можна обчислити і за амплітудами напруг на затискачах антени:

$$K_e = \frac{U_{\text{пр}}^A - U_{\text{лів}}^A}{U_{\text{пр}}^A + U_{\text{лів}}^A}. \quad (3.18)$$

Формули (3.15) і (3.18) доводять, що всі параметри поляризаційного еліпса однозначно можна обчислити за напругами на затискачах кільцевої антени.

Проблема створення вимірювальної антени у вигляді провідника, вигнутого по колу, полягає в виокремленні напруг (струмів) правого і лівого обертання векторів напруженостей електричного поля. На затискачах 1 і 2 кільця (рис. 3.1) наводиться напруга, яка представляє собою суму напруг хвиль правої і лівої колової поляризації [45]. Оскільки напруги  $U_{\text{пр}}$  і  $U_{\text{лів}}$  не мають жодних ознак, за якими їх можна було б розділити, то необхідно розглянути, яким чином утворюються ці напруги.



З рівнянь (3.1) випливає, що електромагнітна хвиля обертової поляризації в провіднику кільцевої форми буде наводити розподілені ЕРС, під дією яких протікатиме хвиля електричного струму. Очевидно, що при узгодженому навантаженні хвиля струму правого обертання протікатиме по колу від затискача 1 до затискача 2. Хвиля струму лівого обертання протікатиме від затискача 2 до затискача 1. Використовуючи цей електричний процес, можна виокремити і напруги на затискачах антени. З цією метою, здається, доцільно було б використати спрямовані відгалужувачі. Але тут виникають певні труднощі, оскільки кільце має симетричний вихід і не має точок кондуктивного зв'язку з елементами системи обробки сигналів, що знаходяться під нульовим потенціалом. Це спричинятиме розмикання кіл електричного струму.

Більш придатними пристроями для виокремлення струмів правого і лівого напрямку є циркулятори. Схема розділення сигналів кільцевої антени на циркуляторах (рис. 3.2) досить проста [45].

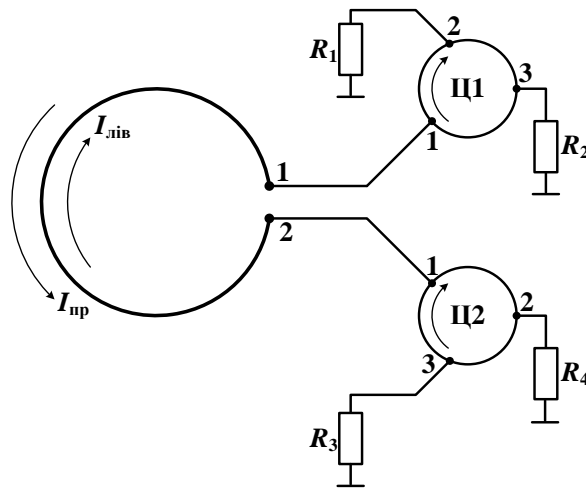


Рис. 3.2. Схема розділення сигналів кільцевої антени на циркуляторах

Нехай циркулятори функціонують таким чином, щоб хвиля електричного струму, яка надходить в плече 1 проходила в плече 2, з плеча 2 проходила лише в плече 3. а із плеча 3 тільки в плече 1. Такі шестиполюсні Y-циркулятори будують в мікросмушковому виконанні на феритах [24, 54]. Працюють вони в діапазонах частот від 20-30 МГц до 30 ГГц, тобто вони придатні для антен дуже

високих, ультрависоких і надвисоких частот. При правому напрямі поширення хвилі струму шлях пролягає від затискача 1 кільця до затискача 2. Звідти струм  $I_{\text{пр}}$  надходить до плеча 1 циркулятора Ц2 і протікає через плече 2 та приєднаний до нього опір  $R_4$ . Оскільки всі опори одним кінцем з'єднані між собою, то струм  $I_{\text{пр}}$  через опір  $R_2$  і циркулятор Ц1 надходить до затискача 1. Отже, таким чином контур струму  $I_{\text{пр}}$  замкнутий і, що дуже важливо, не надає можливості струму протікати іншими шляхами. Аналогічно і струм лівого обертання  $I_{\text{лів}}$  протікає через кільце від затискача 2 до затискача 1. за допомогою циркулятора Ц1 спрямовується у навантаження плеча 2 – опір  $R_1$ , через шини нульового потенціалу, опір  $R_3$  плеча 3 циркулятора Ц2 повертається до затискач 2.

Отже, схема (рис. 3.2) дає можливість розділити хвилі струму і напруг правого і лівого обертання. Очевидно, що навантаження на кільцеву антену повинно узгоджуватись із вхідним опором, тобто опором випромінювання  $R_{\Sigma}$ . Відрізки з'єднувальних ліній необхідно виконувати так, щоб їх хвильовий опір дорівнював  $W_{\text{л.л.}} = R_{\Sigma} / 2$ . Циркулятори будують так, щоб їх вхідні опори плечей також дорівнювали  $R_{\Sigma} / 2$ , а всі опори, що навантажують плечі циркуляторів, повинні бути однакові за величиною і дорівнювали також  $R_{\Sigma} / 2$ . За цих умов всі елементи структурної схеми будуть узгоджені між собою і теоретично досягається повний розподіл хвиль правого і лівого обертання.

Подальша обробка сигналів може забезпечити вимірювання всіх необхідних величин. Повна структурна схема такої антени наведена на рис. 3.3 [34].

У порівняння із схемою, зображеною на рис. 3.2 у повній схемі додатково вбудовані три кільцевих мости М1, М2 і М3, два квадратних мости М4 і М5, чотири детекторних секції Д1-Д4, чотири баластних опори  $R_6$ , процесор і пристрій реєстрації та індикації результатів вимірювань (ПРІ). Функції опорів  $R_1 - R_4$  попередньої схеми виконують вхідні опори мостів М1 і

М2. Напруги правого обертання на виході 3 циркулятора Ц1 і на виході 2 циркулятора Ц2 знаходяться у протифазі. Тому в плечі  $d$  кільцевого моста М1 утвориться повне значення напруги (3.10), а в плечі  $b$  з'явиться різниця напруг. Аналогічно і в плечі  $d$  моста М2 виникне повна напруга лівого обертання (3.11).

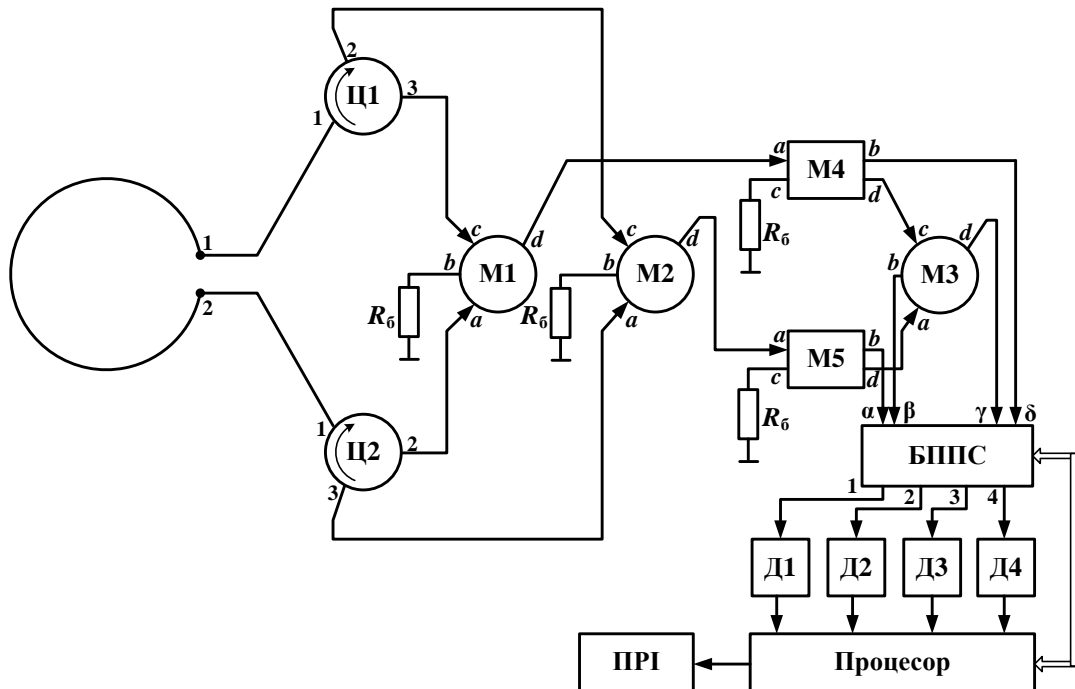


Рис. 3.3. Структурна схема вимірювача параметрів електромагнітного поля на кільцевій антені

Оскільки відносно горизонтальної осі (осі  $Ox$ ) і антена і схема обробки сигналів симетричні, то значення амплітуд напруг на входах  $a$  і  $c$  мостів М1 і М2 однакові, а їх різниця (сума протифазних напруг) в плечах  $b$  кільцевих мостів дорівнюватиме нулю. Отже, в принципі через балансні опори  $R_6$  струм не протікатиме.

Для вимірювання фазового зсуву  $\phi$  (3.14) потужності хвиль правого і лівого обертання мостами М4 і М5 діляться на дві рівні частини. Одна з цих частин, а саме з виходів  $b$ , використовується для утворення сигналів з напругами правого і лівого обертання. Другі частини потужностей хвиль надходять на входи  $a$  і  $b$  кільцевого моста М3. Необхідною умовою точного вимірювання фази є забезпечення однакових довжин шляхів струмів від затискачів 1 і 2 кільцевої

антени до плечей  $a$  і  $c$  кільцевого моста МЗ. На виході плеча  $b$  МЗ утвориться сума високочастотних напруг  $\dot{U}_{\text{пр}} + \dot{U}_{\text{лів}}$  з точністю до множника  $1/\sqrt{2}$ , а в плечі  $d$  – різниця напруг з тим же коефіцієнтом пропорційності.

Для обробки сигналів в процесорі високочастотні напруги зазнають частотного перетворення і підсилення у блоці перетворення і підсилення сигналів (БППС).

Структурна схема БППС у своєму складі має чотири канали перетворення напруг і кола корекції їх коефіцієнтів передач (рис 3.4).

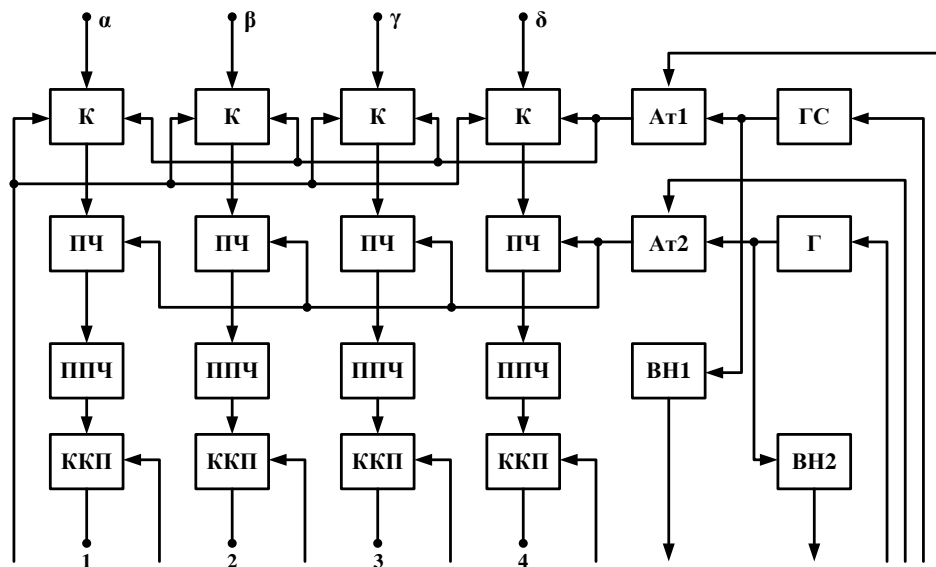


Рис. 3.4. Структурна схема блока перетворення і підсилення сигналів

На входи БППС  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ ,  $\delta$  надходять сигнали з мостів МЗ, М4 і М5. Однотипні комутатори К в режимі «Вимірювання» з'єднують входи БППС з входами перетворювачів частоти ПЧ, які працюють з одним і тим самим гетеродином Г, що забезпечує збереження фазових співвідношень напруг. Атенюатором Ат2 процесор підтримує стабільну напругу гетеродина, яка вимірюється вимірювачем напруг ВН2. Інформація з виходу ВН2 надходить до процесора і використовується для встановлення необхідного коефіцієнта атенюації.

Перетворені за частотою напруги підсилюються підсилювачами проміжної частоти (ППЧ) і через коректори коефіцієнтів передач (ККП) каналів надходять на виходи 1,2,3 і 4 БППС.

Щоб забезпечити однакові значення коефіцієнтів передач у кожному каналі використовуються генератор контрольного сигналу (ГС), атенюатор АТ1 і вимірювач напруги ВН1. В режимі «Контроль» процесор відмикає входи БППС від перетворювачів частоти за допомогою комутаторів. Вмикає ГС і керованим атенюатором встановлює необхідний рівень напруги згідно з даними вимірювача ВН1. Вихідні напруги кожного каналу після детектування детекторами Д1-Д4 (рис. 3.3) порівнюються між собою і наперед заданим рівнем у процесорі. У результаті такого аналізу приводяться в дію коректори ККП і досягається необхідний рівень коефіцієнта передач кожного каналу.

Отже, в режимі «Вимірювання» на входах детекторів Д1-Д4 з'являються високочастотні напруги. Оскільки мостами М4 і М5 потужності хвиль струму діляться навпіл, то значення випрямлених напруг після детекторів будуть відрізнятися від значень (3.17). З виходу детектора Д1 на вході процесора буде діяти напруга:

$$U'_{\text{лів}} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{\text{лів}}^A = E_2 I_{\text{д}}.$$

На виході детектора Д2 з'явиться напруга:

$$U'_{\Sigma} = \frac{1}{\sqrt{2}} |U_{\text{пр}} + U_{\text{лів}}| = \sqrt{(U'_{\text{пр}})^2 + (U'_{\text{лів}})^2 + 2U'_{\text{пр}} U'_{\text{лів}} \cos \phi}.$$

На виході детектора Д3 – амплітуда різниці високочастотних напруг

$$U'_{-} = \frac{1}{\sqrt{2}} |U_{\text{пр}} - U_{\text{лів}}| = \sqrt{(U'_{\text{пр}})^2 + (U'_{\text{лів}})^2 - 2U'_{\text{пр}} U'_{\text{лів}} \cos \phi}.$$

На виході детектора Д4 – напруга, пропорційна напруженості поля правого обертання

$$U'_{\text{пр}} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{\text{пр}}^A = E_1 I_{\text{д}}.$$

Фазовий зсув за результатами амплітудних вимірювань обчислюємо як

$$\cos \phi = \frac{(U'_{\Sigma})^2 - (U'_{-})^2}{4U'_{\text{пр}} U'_{\text{лів}}}$$

Коефіцієнт еліптичності і його знак знаходяться за формулою (3.18).

### 3.2. Двокільцева вимірювальна антена.

Як було вказано у попередньому підрозділі, особливістю кільцевої антени є можливість розкладання електромагнітної хвилі, що падає на антену, на дві складові в коловому ортогональному поляризаційному базисі.

Для виокремлення напруг, що наводяться хвилями з коловою поляризацією, тобто наведеної напруги хвиль правого обертання вектора напруженості –  $U_{\text{пр}}$  і наведеної напруги лівого обертання –  $U_{\text{лів}}$ , доцільно використовувати спрямований трьохдецибельний відгалужувач на симетричних лініях, що наведено на структурній схемі антенної системи (рис. 3.5) [10, 26].

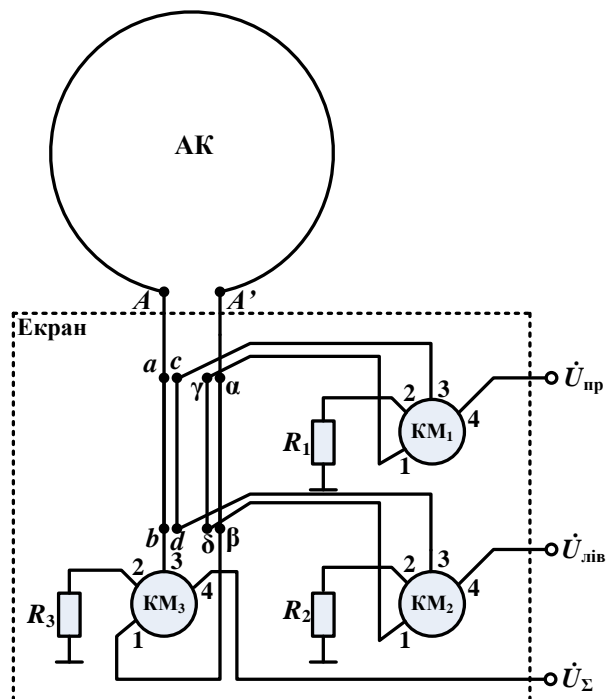


Рис. 3.5. Кільцева антена з блоком формування напруг

До затискачів  $AA'$  антени кільцевої (АК) приєднується симетрична лінія, яка на певній відстані від кільця (затискачів  $AA'$ ) закривається з одного боку екранами. Це дає можливість від простої симетричної лінії перейти до

симетричної лінії, що виготовляється методами друкованих технологій. Крім того, вся схема блока формування напруг (рис. 3.5) повністю виконується на відрізках смужкових несиметричних ліній. В точках  $a, \alpha, b, \beta$  з первинною лінією, що приєднана до затискачів антени зв'язується також симетрична лінія  $c, \gamma, d, \delta$  – вторинна. Ці дві лінії утворюють спрямований відгалужувач на симетричних лініях. З іншого боку, оскільки ці лінії проходять над екраном, то їх можна розглядати як два спрямованих відгалужувача на смужкових лініях  $a, b, c, d$  і  $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ . Отже, 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 обертання з потужністю  $P_{\text{пр}}^c = \frac{1}{4} P_{\text{пр}}$  і  $P_{\text{пр}}^{\gamma} = \frac{1}{4} P_{\text{пр}}$ . При цьому напруги хвиль правого обертання  $U_{\text{пр}}^c$  та  $U_{\text{пр}}^{\gamma}$  на затискачах  $c$  і  $\gamma$  будуть у протифазі. Хвилі струму правого обертання з затискачів  $c$  і  $\gamma$  надходять до входів 1 і 3 кільцевого моста  $\text{KM}_1$ . Очевидно, що на виході 2 моста утвориться різниця потужностей, а на виході 4 – сума потужностей, тобто 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  $\frac{1}{\sqrt{2}} \dot{U}_{\text{пр}}^{AA'}$ , де  $U_{\text{пр}}^{AA'}$  – напруга на затискачах антени  $AA'$ , що наводиться електромагнітною хвилею з коловою поляризацією правого обертання.

Таким же чином на виході моста  $\text{KM}_2$  утвориться напруга хвилі з коловою поляризацією лівого обертання –  $\dot{U}_{\text{лів}}$ .

Для визначення всіх поляризаційних параметрів необхідно ще мати і сумарний сигнал  $\dot{U}_{\Sigma}$ , який утворюється аналогічно і знімається з плеча 4 моста  $\text{KM}_3$ .

Вимірювання азимуту напряму поширення радіохвиль вимагає використання або гостронапрявленої антени, або декількох приймальних

антен. Оскільки кільцева антена є слабонапрявленою, то необхідно здійснювати пеленгацію джерел випромінювання системою кільцевих антен.

Для керування положення максимуму випромінювання у просторі (керування фазовим розподілом в живленні елементів решітки) пропонується використовувати зміщення точки симетрії в навантаженні лінії передачі. В даному розділі пропонується інший підхід.

На рис. 3.6 зображена функціональна схема антенної системи, за допомогою якої можна визначати як параметри електромагнітного поля, так і напрям приходу електромагнітних хвиль [35, 40].

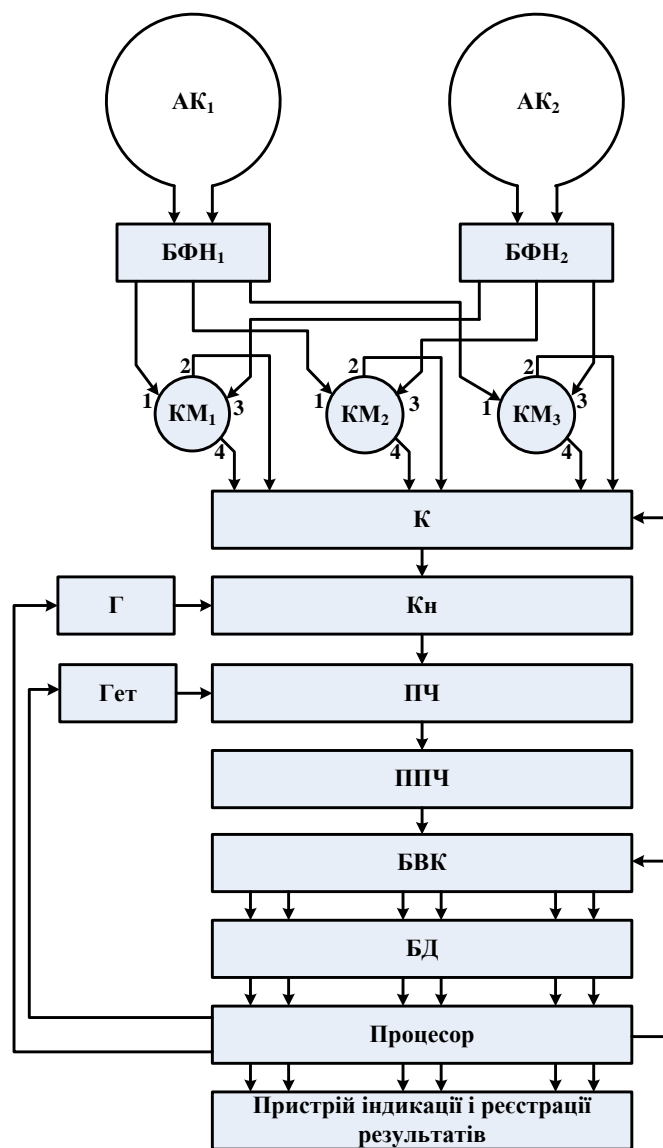


Рис. 3.6. Функціональна схема антенної системи



З двох кільцевих антен  $AK_1$  і  $AK_2$  через блоки формування напруг БФН<sub>1</sub> і БФН<sub>2</sub> струми надходять до трьох кільцевих мостів КМ<sub>1</sub>, КМ<sub>2</sub> і КМ<sub>3</sub>. Очевидно, що через вхідні плечі кожного моста 1 та 3 протікатимуть струми від першого і другого кільця і будуть пропорційні відповідно модулям векторів напруженості електричного поля правого та лівого обертання, а також сумарному вектору напруженості. Отже, на виході 2 кільцевого моста КМ<sub>1</sub> з'явиться напруга

$$\dot{U}'_{\text{пр}} = \dot{U}_{\text{пр1}} + \dot{U}_{\text{пр2}},$$

а на виході 4

$$\dot{U}''_{\text{пр}} = \dot{U}_{\text{пр1}} - \dot{U}_{\text{пр2}},$$

де  $\dot{U}_{\text{пр1}}$  – напруга на виході блока формування напруг антени  $AK_1$ ;  $\dot{U}_{\text{пр2}}$  – напруга на виході БФН<sub>2</sub> антени  $AK_2$ .

На виходах моста КМ<sub>2</sub> з'являться напруги

$$\dot{U}'_{\text{лів}} = \dot{U}_{\text{лів1}} + \dot{U}_{\text{лів2}};$$

$$\dot{U}''_{\text{лів}} = \dot{U}_{\text{лів1}} - \dot{U}_{\text{лів2}}.$$

На виходах 2 і 4 моста КМ<sub>3</sub> утворяться такі напруги

$$\dot{U}'_{\Sigma} = \dot{U}_{\Sigma1} + \dot{U}_{\Sigma2};$$

$$\dot{U}''_{\Sigma} = \dot{U}_{\Sigma1} - \dot{U}_{\Sigma2}.$$

Сумарні і різницеві напруги надходять на входи комутатора К, за допомогою якого ущільнюється лінія передачі, що складається з конвертера Кн., перетворювача частоти ПЧ, підсилювача проміжної частоти ППЧ і блока виокремлення каналів БВК. Завдяки такому способу обробки сигналів можна з великою точністю зберегти всі амплітудні співвідношення між прийнятими антенами сигналами. Після виокремлення сигналів перетворені за частотою і ідентично підсилені напруги надходять до блоку детекторів (БД), на виході якого отримуємо постійні напруги пропорційні амплітудам височастотних напруг  $\dot{U}'_{\text{пр}}$ ,  $\dot{U}''_{\text{пр}}$ ,  $\dot{U}'_{\text{лів}}$ ,  $\dot{U}''_{\text{лів}}$ ,  $\dot{U}'_{\Sigma}$  та  $\dot{U}''_{\Sigma}$ .

В процесорі обчислюється значення напруженості електричного поля (модулів векторів)  $E_{\text{пр}}$ ,  $E_{\text{лів}}$ ,  $E_{\Sigma}$ ; параметрів поляризації ( $\pm K_e$ ,  $\gamma$ ) і напрям

приходу хвилі (азимутальний кут  $\varphi$ ). Результати обчислень виводяться на екран пристрою індикації, а за необхідністю, можуть бути зареєстрованими.

Програми обробки сигналів ґрунтуються на таких положеннях. Нехай відстань між випромінювачами  $AK_1$  і  $AK_2$  дорівнює  $d$ . Якщо хвиля падає на антенну систему під кутом  $\varphi$  до перпендикуляра, проведеного в горизонтальній площині відносно прямої, що з'єднує центри кілець  $AK_1$  і  $AK_2$ , то на затискачах утворюються напруги

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{np1} &= \dot{U}_{np.m1} e^{ik \frac{d}{2} \sin \varphi}; \\ \dot{U}_{np2} &= \dot{U}_{np.m2} e^{-ik \frac{d}{2} \sin \varphi}, \end{aligned} \right\} \quad (3.19)$$

де прийнято, що джерело електромагнітних хвиль знаходиться зліва відносно антени (рис. 3.6),  $\dot{U}_{np.m1}$ ,  $\dot{U}_{np.m2}$  – комплексні амплітуди напруг на затискачах.

Вважаємо, що фронт хвилі в місці розташування антенної системи локально плоский. Тоді

$$\dot{U}_{np.m1} = \dot{U}_{np.m2} = \dot{U}_{np.m}. \quad (3.20)$$

Враховуючі рівняння (3.20) і значення напруг (3.19), знаходимо суму напруг

$$\dot{U}'_{np} = 2\dot{U}_{np.m} \cos\left(k \frac{d}{2} \sin \varphi\right) \quad (3.21)$$

та їх різницю

$$\dot{U}''_{np} = i2\dot{U}_{np.m} \sin\left(k \frac{d}{2} \sin \varphi\right). \quad (3.22)$$

На виході блоку детекторів отримуємо модулі виразів (3.21) і (3.22)

$$\begin{aligned} U'_{np} &= 2U_{np.m} \cos\left(k \frac{d}{2} \sin \varphi\right); \\ U''_{np} &= 2U_{np.m} \sin\left(k \frac{d}{2} \sin \varphi\right). \end{aligned} \quad (3.23)$$

Процесор обчислює за величинами (3.23) напруженість електричного поля з коловою поляризацією правого напрямку обертання

$$E_{\text{пр}} = K_{\text{o.c}} U_{\text{пр.м}} = K_{\text{o.c}} \frac{\sqrt{(U'_{\text{пр}})^2 + (U''_{\text{пр}})^2}}{2}, \quad (3.24)$$

де  $K_{\text{o.c}}$  – коефіцієнт пропорційності між вихідними напругами і напруженістю поля;

Азимут напрямку приходу хвилі

$$\varphi = \text{arctg} \frac{U''_{\text{пр}}}{U'_{\text{пр}}}. \quad (3.25)$$

Аналогічно обчислюється напруженість електричного поля лівого напрямку обертання

$$E_{\text{лів}} = K_{\text{o.c}} U_{\text{лів.м}} = K_{\text{o.c}} \frac{\sqrt{(U'_{\text{лів}})^2 + (U''_{\text{лів}})^2}}{2} \quad (3.26)$$

і те ж саме значення азимута

$$\varphi = \text{arctg} \frac{U''_{\text{лів}}}{U'_{\text{лів}}}. \quad (3.27)$$

Таким же чином визначається сумарна напруженість поля

$$E_{\Sigma} = K_{\text{o.c}} U_{\Sigma.м} = K_{\text{o.c}} \frac{\sqrt{(U'_{\Sigma})^2 + (U''_{\Sigma})^2}}{2} \quad (3.28)$$

і напрям приходу хвилі

$$\varphi = \text{arctg} \frac{U''_{\Sigma}}{U'_{\Sigma}}. \quad (3.29)$$

Значення азимута (3.25), (3.27) і (3.29) визначаються з певними похибками, тому похибка вимірювання азимута зменшується, якщо використати середнє арифметичне кута  $\varphi$ .

Коефіцієнт еліптичності і його знак розраховується за формулою [45]

$$K_e = \frac{E_{\text{пр}} - E_{\text{лів}}}{E_{\text{пр}} + E_{\text{лів}}}. \quad (3.30)$$

Щоб визначити кут нахилу поляризаційного еліпса, необхідно розкрити залежність сумарної напруги  $\dot{U}_{\Sigma}$  від напруг складових лівого і правого обертання.

Очевидно, що сумарна напруженість електричного поля представляє собою суму векторів напруженостей складових електричного поля правого і лівого напрямку обертання, тобто

$$\dot{E}_{\Sigma} = \dot{E}_{\text{пр}} + \dot{E}_{\text{лів}}. \quad (3.31)$$

Переходячи від комплексних значень векторів до напруг на затискачах антени в часовій площині, можемо записати

$$U_{\Sigma}(t) = \sqrt{2}l_d \left[ E_{\text{пр},m} \cos\left(\omega t + \Phi_1 - \frac{\pi}{4}\right) + E_{\text{лів},m} \cos\left(\omega t + \Phi_2 + \frac{\pi}{4}\right) \right], \quad (3.32)$$

де  $\Phi_1$  і  $\Phi_2$  – початкові фазові зсуви (для моменту часу  $t=0$ );  $\sqrt{2}l_d$  – діюча довжина кільцевої антени ( $l_d$  – діюча довжина антени, що визначається в режимі приймання хвилі з лінійною поляризацією).

Враховуючи, що  $U_{\text{пр},m} = \sqrt{2}l_d E_{\text{пр},m}$  і  $U_{\text{лів},m} = \sqrt{2}l_d E_{\text{лів},m}$ , знаходимо амплітуду сумарної напруги

$$U_{\Sigma m} = \sqrt{U_{\text{пр},m}^2 + U_{\text{лів},m}^2 + 2U_{\text{пр},m}U_{\text{лів},m} \cos \Phi}, \quad (3.33)$$

де  $\Phi = \Phi_1 + \Phi_2 - \frac{\pi}{2}$ .

Отже, за відомими значеннями напруг (3.24), (3.26) і (3.28) обчислюємо фазовий зсув між напрямками правого і лівого обертання

$$\cos \Phi = \frac{U_{\Sigma m}^2 - U_{\text{пр},m}^2 - U_{\text{лів},m}^2}{2U_{\text{пр},m}U_{\text{лів},m}}. \quad (3.34)$$

Кут нахилу поляризаційного еліпса  $\gamma$  розраховується за формулою [45]

$$\gamma = \frac{\Phi + \pi/2}{2}. \quad (3.35)$$

Відраховується кут  $\gamma$  від прямої, що проходить по діаметру кільця (АК1 або АК2) через середину проміжку між затискачами антени.

### 3.3. Трикільцева вимірювальна антенна решітка

Приймаючи до уваги попередні підрозділи можна сказати, що однією кільцевою антеною принципово не можна здійснювати одночасно і

вимірювання параметрів поля і пеленгацію джерела випромінювання. Якщо необхідно визначати напрям приходу електромагнітної хвилі лише в горизонтальній площині, то можна створити антенну систему з двох кільцевих антен [35, 40], яка буде точно визначати азимутальний кут. Якщо ж напрям падіння може приймати різні кути в вертикальній площині, то антенна система мусить складатися з трьох кільцевих антен.

Використовуючи математичні обґрунтування з попередніх підрозділів, було побудовано трикільцеву антенну систему [5, 7, 11] (рис. 3.7), яка складається 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 (П), пристрою формування сигналів управління (ФСУ) приводом ЕМП за сигналами процесора і пристрою індикації і реєстрації сигналів (ПРС).

а)

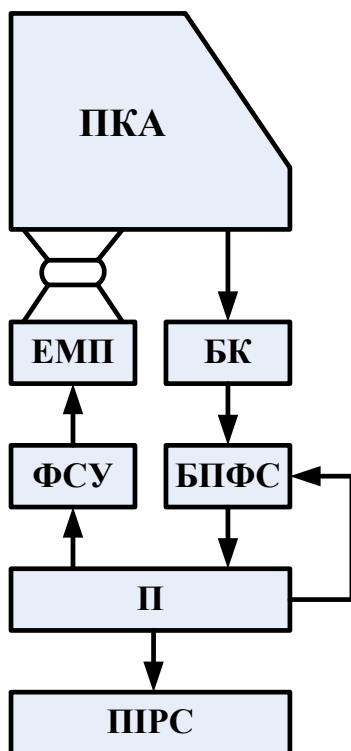


Рис. 3.7. Структурна схема антенної системи

б)

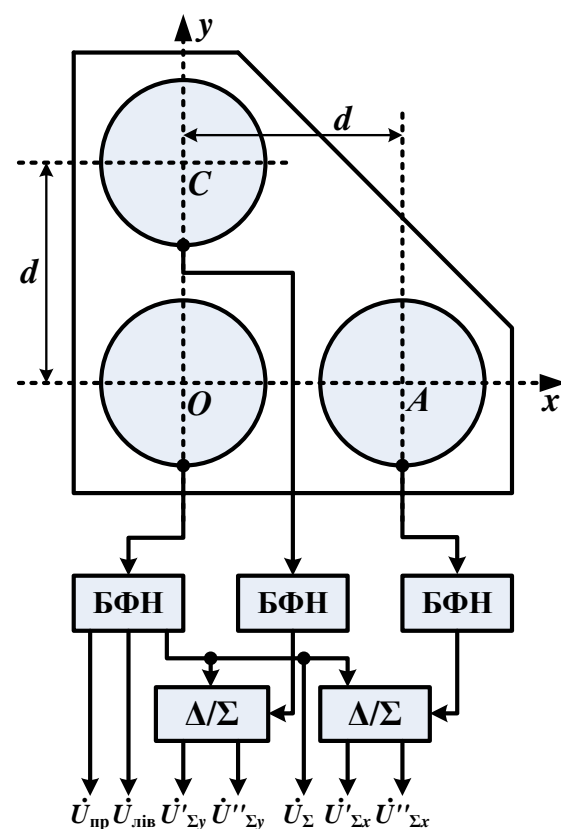


Рис. 3.8. Схема панелі кільцевих антен

Панель кільцевої антени (рис. 3.8) складається з блока кільцевих антен, розташованих на взаємно перпендикулярних осях, блоків формування напруг (БФН) і блоків формування різницевих і сумарних напруг ( $\Delta/\Sigma$ ).

Блок формування напруг, створений за схемою (рис. 3.5), яка була детально описана в попередньому підрозділі, дає можливість розділити хвилі напруг на затискачах антени на три частини, які представлятимуть напруженість електричного поля в коловому ортогональному поляризаційному базисі. Але при вимірюваннях необхідно кільцеву антену так орієнтувати в просторі, щоб вісь кільця збігалась з напрямом падіння електромагнітної хвилі.

ПКА складається з трьох кілець, які знаходяться в площині  $xOy$  і їх фазові центри позначені як  $O$ ,  $A$ ,  $C$  (рис. 3.8). Нехай джерело випромінювання знаходиться в точці  $M$ . Тоді кут між лінією розташування кілець  $O$ ,  $A$  і напрямом приходу хвилі в площині, яка проведена через вісь  $Ox$  і точку  $M$  визначиться як  $\alpha$ . Можна показати, що  $\cos\alpha = \sin\theta\cos\varphi$ , де  $\theta$  і  $\varphi$  – меридіональний і азимутальний кути сферичної системи координат, полярна вісь якої збігається з віссю кільця в точці  $O$ .

Кут між напрямом поширення хвилі і віссю  $Oy$ , на якій розташовані кільця  $O$  та  $C$   $\cos\gamma = \sin\theta\sin\varphi$ .

Щоб знайти різницю ходу променів наведемо взаємне розташування кілець і джерела випромінювання в площині, проведеної через вісь  $Ox$  і точку  $M$  та в площині, проведеної через вісь  $Oy$  і точку  $M$ . Різниця ходу променів дорівнює:

$$\left. \begin{aligned} OB &= d \cos\alpha = d \sin\theta\cos\varphi; \\ OD &= d \cos\gamma = d \sin\theta\sin\varphi, \end{aligned} \right\} \quad (3.36)$$

де  $d$  – відстань між фазовими центрами кільцевих антен.

Отже, при локально-плоскому фронті хвилі напруги на затискачах кільцевих антен будуть однаковими за амплітудами, але зсунуті за фазами, тобто

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{\Sigma_o} &= \dot{U}_{\Sigma}; \\ \dot{U}_{\Sigma_A} &= \dot{U}_{\Sigma} e^{ikd \sin \theta \cos \varphi}; \\ \dot{U}_{\Sigma_C} &= \dot{U}_{\Sigma} e^{ikd \sin \theta \sin \varphi}, \end{aligned} \right\} \quad (3.37)$$

де індекси  $O, A, C$  – відносяться до антен, розташованих у відповідних точках системи координат.

Різниця і сума напруг кілець, що розташовані на осі  $Ox$ :

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}'_{\Sigma_x} &= \dot{U}_{\Sigma_A} - \dot{U}_{\Sigma_o} = i2\dot{U}_{\Sigma} e^{\frac{ikd}{2} \sin \theta \cos \varphi} \sin\left(\frac{kd}{2} \sin \theta \cos \varphi\right); \\ \dot{U}''_{\Sigma_x} &= \dot{U}_{\Sigma_A} + \dot{U}_{\Sigma_o} = 2\dot{U}_{\Sigma} e^{\frac{ikd}{2} \sin \theta \cos \varphi} \cos\left(\frac{kd}{2} \sin \theta \cos \varphi\right). \end{aligned} \right\} \quad (3.38)$$

Різниця і сума напруг на затискачах кілець, розташованих вздовж осі  $Oy$

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}'_{\Sigma_y} &= \dot{U}_{\Sigma_C} - \dot{U}_{\Sigma_o} = i2\dot{U}_{\Sigma} e^{\frac{ikd}{2} \sin \theta \sin \varphi} \sin\left(\frac{kd}{2} \sin \theta \sin \varphi\right); \\ \dot{U}''_{\Sigma_y} &= \dot{U}_{\Sigma_C} + \dot{U}_{\Sigma_o} = 2\dot{U}_{\Sigma} e^{\frac{ikd}{2} \sin \theta \sin \varphi} \cos\left(\frac{kd}{2} \sin \theta \sin \varphi\right). \end{aligned} \right\} \quad (3.39)$$

З виразів (3.38) видно, що можна антенну систему і сферичну систему координат повернути навколо осі  $Oz$  так, щоб площина, в якій знаходиться промінь  $OM$  і вісь  $Oz$ , збіглась з площиною сферичної системи координат  $\varphi=90$  (або  $yOz$ ). Тоді різницева напруга дорівнюватиме нулю ( $\dot{U}'_{\Sigma_x}=0$ ), а сумарна напруга набуде максимального значення. З виразів (3.39) випливає, що напруги  $\dot{U}'_{\Sigma_y}$  і  $\dot{U}''_{\Sigma_y}$  залежатимуть тільки від кута  $\theta$

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}'_{\Sigma_y} &= i2\dot{U}_{\Sigma} e^{\frac{ikd}{2} \sin \theta} \sin\left(\frac{kd}{2} \sin \theta\right); \\ \dot{U}''_{\Sigma_y} &= 2\dot{U}_{\Sigma} e^{\frac{ikd}{2} \sin \theta} \cos\left(\frac{kd}{2} \sin \theta\right). \end{aligned} \right\} \quad (3.40)$$

Використовуючи вирази (3.40), можна шляхом обертання антенної системи навколо осі  $Ox$  сумістити вісь  $Oz$  з напрямом падіння хвилі (напрямом  $OM$ ). В цьому випадку  $\theta=0$  і різницеві напруги зменшуються до нуля, а сумарні збільшуються до подвоєного значення  $\dot{U}_{\Sigma}$ .

Отже, на виході панелі кільцевих мостів утворюється сім напруг:  $\dot{U}_{np}$ ,  $\dot{U}_{лів}$ ,  $\dot{U}_{\Sigma}$ ,  $\dot{U}'_{\Sigma_x}$ ,  $\dot{U}''_{\Sigma_x}$ ,  $\dot{U}'_{\Sigma_y}$ ,  $\dot{U}''_{\Sigma_y}$ . Для подальшої обробки їх необхідно підсилити і передати вже в цифровому вигляді на вхід процесора. Ці функції

виконуються у пристрої формування сигналів управління та обчислення результатів вимірювання (рис. 3.9), який містить в собі комутатор К, конвертер Кн., перетворювач частоти ПЧ, підсилювач проміжної частоти і блок виокремлення каналів БВК.

Блок (рис. 3.9) представляє собою лінію передачі з часовим ущільненням семи каналів. Вихідні напруги ПКА надходять на входи комутатора К, який по чергово кожний із семи входів приєднує до конвертера Кн. Завдання конвертера полягає в переносі смуги частот, в якій працює антенна система, у смугу, найбільш сприятливу для подальшої обробки сигналів.

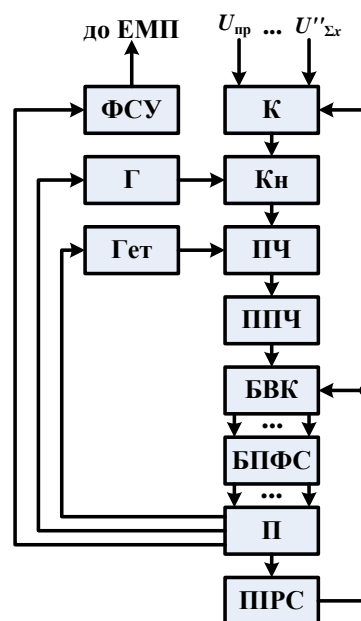


Рис. 3.9. Пристрій формування сигналів управління та обчислення результатів вимірювань

З виходу конвертера напруга передається на вхід перетворювача частоти ПЧ, який працює сумісно з гетеродином Гет. Частота гетеродина, а також і генератора Г, який живить певною напругою конвертер, встановлюється процесором відповідно до вибраної програми вимірювань. З виходу перетворювача частоти сигнал підсилюється підсилювачем проміжної частоти ППЧ і надходить в блок виокремлення каналів БВК. Останній працює синхронно з комутатором К завдяки використанню одних і тих команд на перемикання, які виробляються процесором. Повний цикл роботи комутатора і



БВК відбувається за період, який забезпечує повне відновлення амплітуд сигналів і їх часової залежності пропорційно вихідним напругам ПКА.

Блок перетворення форми сигналів (БПФС) з високочастотних напруг  $\dot{U}_{\text{пр}}, \dots, \dot{U}_{\Sigma y}''$  утворює аналогові сигнали з амплітудами  $U_{\text{пр}}, U_{\text{лів}}, U_{\Sigma}, U'_{\Sigma x}, U''_{\Sigma x}, U'_{\Sigma y}, U''_{\Sigma y}$ . Ця операція здійснюється за допомогою амплітудних і синхронних детекторів. Потім аналогові сигнали надходять в аналогово-цифрові перетворювачі і уже в цифровій формі передаються в процесор.

Напруги  $\dot{U}_{\Sigma}, \dot{U}'_{\Sigma x}, \dot{U}'_{\Sigma y}$  підлягають синхронному детектуванню, тому їх амплітуди матимуть знаки, які визначаються аргументами

$$\left. \begin{aligned} U'_{\Sigma x} &= 2U_{\Sigma} \sin\left(\frac{kd}{2} \sin \theta \cos \varphi\right) \\ U''_{\Sigma y} &= 2U_{\Sigma} \sin\left(\frac{kd}{2} \sin \theta \sin \varphi\right) \end{aligned} \right\} \quad (3.41)$$

Кут  $\theta$  (меридіональний) змінюється в межах від 0 до  $\pi$ , тому  $\sin \theta \geq 0$  і він не впливає на знак аргументу. Відстань  $d$  між фазовими центрами кільця вибираємо так, щоб виконувалося рівняння  $kd/2 = \pi/2$ . З цього випливає, що  $d = \lambda/2$ .

Оскільки діаметр кільця  $2a$  дорівнює  $\lambda/\pi$ , то мінімальна відстань між провідниками сусідніх кілець складає значення

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda}{2\pi}(\pi - 2).$$

Отже, за такої умови аргумент виразів (3.41) не перевищує значень  $\pi/2$  і його знак визначається лише азимутальним кутом  $\varphi$ . Можливі чотири положення джерела випромінювання  $M^I, M^{II}, M^{III}, M^{VI}$ .

Якщо амплітуди напруг (3.41) отримані в результаті амплітудного детектування, то всі напруги дорівнюватимуть величинам більшим або рівним нулю і азимутальний кут  $\varphi$  можна обчислити тільки з похибкою  $\pm\pi$ . Якщо ж знаки амплітуд за рахунок синхронного детектування зберігаються, то можливе однозначне обчислення кута  $\varphi$ . Доведемо це твердження

властивості тригонометричних функцій. У табл. 3.1 наведені залежності знаків тригонометричних функцій від азимутального кута.

Таблиця 3.1

	Квадрант			
	I	II	III	VI
Азимутальний кут	$\varphi^I = \varphi$	$\varphi^{II} = \pi - \varphi$	$\varphi^{III} = \pi + \varphi$	$\varphi^{VI} = -\varphi$
$\text{sign}(\cos \varphi)$	+1	-1	-1	+1
$\text{sign}(\sin \varphi)$	+1	+1	-1	-1

У випадку, коли  $U_{\Sigma} > 0$ , амплітуди напруг (3.41) мають такі ж знаки, як і функції  $\cos \varphi$  і  $\sin \varphi$ , що однозначно дає можливість обчислити кут  $\varphi$ . У випадку, коли  $U_{\Sigma} < 0$ , знаки, наведені в табл. 3.1, треба замінити на протилежні для напруг (3.41). Отже, вистачить використати тільки три синхронних детектора в блоку БПФС.

Процесор, визначивши квадрант, в якому знаходиться джерело випромінювання, формує команди блоку ФСУ для обертання панелі антен навколо перпендикуляра до апертури, щоб сумістити вісь  $Oy$  з проекцією напрямку приходу хвилі. Так, наприклад, якщо джерело випромінювання знаходиться у другому квадранті в точці  $M^{II}$ , то електричні сигнали ФСУ повинні обертати ПКА проти годинникової стрілки, поки вісь  $Oy$  не збіжиться з променем  $M^{II}O$ . При цьому напруга  $U'_{\Sigma x}$  зменшується до нуля, а напруга  $U''_{\Sigma x}$  набуде максимального значення. Азимутальний кут дорівнюватиме  $\pi/2$ .

За значенням кута повороту ПКА процесор може зафіксувати кутове положення джерела випромінювання відносно вибраного напрямку в площині апертур антени.

Амплітуди напруг (3.40) зміняться і набудуть таких значень

$$\left. \begin{aligned} U'_{\Sigma y} &= 2U_{\Sigma} \sin\left(\frac{kd}{2} \sin \theta\right) \\ U''_{\Sigma y} &= 2U_{\Sigma} \cos\left(\frac{kd}{2} \sin \theta\right) \end{aligned} \right\}$$

Оскільки кут  $\varphi = 0,5\pi$ , то функція  $\cos \gamma = \sin \varphi$  і команди процесора будуть спрямовані на те, щоб у результаті обертання ПКА відносно осі  $Ox$

напруга  $U'_{\Sigma y}$  зменшувалася до нуля. Це можливе лише в тому випадку, коли обертання панелі антен буде приводити до суміщення осі  $Oz$  (перпендикуляру до площині апертури) з променем  $OM$  або  $OM'$  в залежності від того, де знаходиться джерело випромінювання. Таким чином, кут  $\theta$  також визначається однозначно.

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

Коефіцієнт еліптичності обчислюється за формулою:

$$K_e = \frac{U_{пр\max} - U_{лів\max}}{U_{пр\max} + U_{лів\max}}.$$

Фазовий зсув  $\Phi$  розраховується за формулою

$$\Phi = \arccos \frac{U_{\Sigma}^2 - U_{пр}^2 - U_{лів}^2}{2U_{пр}U_{лів}}.$$

Кут нахилу поляризаційного еліпса знаходиться з виразу (3.35). Напруженості поля  $E_{пр}$ ,  $E_{лів}$  і  $E_{\Sigma}$  визначаються за напругами  $U_{пр}$ ,  $U_{лів}$  і  $U_{\Sigma}$ , поділеними на діючу довжину антени і коефіцієнт передачі напруги в лінії від затискачів кільцевої антени до входу в процесор.

Кутові координати джерела випромінювання і результати обчислень напруженості електричних полів та параметри поляризації виводяться на пристрій індикації та реєстрації сигналів (ПРС).

### 3.4. Чотирьохкільцева вимірювальна антенна система

У другому розділі була представлена антенна система, яка складається з антенного блоку, що містить в собі чотири лінійних елементи і блок обробки сигналів [26]. Але кільцеві випромінювачі в порівнянні з турнікетними антенами на пасивних вібраторах мають декілька переваг: менші геометричні розміри, можливість використання колового

ортогонального поляризаційного базису, ширша смуга робочих частот, спрощені методики обчислення параметрів поля випромінювання і т.д. Саме тому в даному підрозділі було вирішено замінити лінійні елементи антенного блоку на кільцеві та окреслити її функціональні можливості.

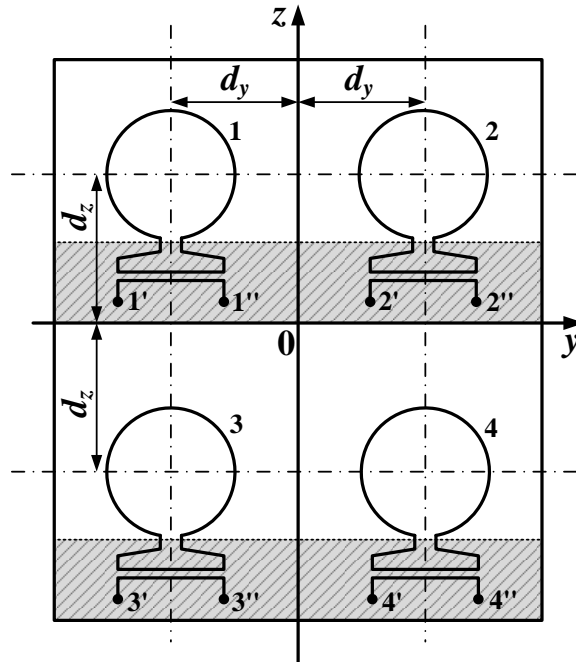


Рис. 3.10. Схема антенного блоку

Враховуючи ті міркування, які були висловлені при синтезі антенної решітки на електричних вібраторах [26], вважаємо, що доцільно антену на кільцевих випромінювачах будувати у вигляді решітки з чотирьох елементів, тобто як антенну решітку з чотирьох елементів з розмірністю  $2 \times 2$ . Схема такого антенного блоку зображена на рис. 3.10 [9].

Кільцеві елементи антени розташовані над загальним металевим екраном на відстані  $d_x$ . Спрямовані відгалужувачі і затискачі кільцевих антен виконані із смужкових ліній передачі без будь-яких особливих відхилень від відомих стандартних технологій. Затискачі, на яких утворюється ЕРС за рахунок напруженості електричного поля лівого напрямку обертання позначені одним штрихом, правого обертання – двома штрихами. Відстань між центрами кілець вздовж осі  $0y$  дорівнює  $2d_y$ , а відстань вздовж осі  $0z$  –

дорівнює  $2d_z$ . За таких умов напруги на узгоджених навантаженнях плеч вторинної лінії спрямованого відгалужувача визначаються як

$$\begin{cases} \dot{U}'_s = \dot{U}_n \sin \alpha_x \exp\left[(-1)^s \alpha_y\right] \exp\left[(-1)^q \alpha_z\right] \\ \dot{U}''_s = \dot{U}_n \sin \alpha_x \exp\left[(-1)^s \alpha_y\right] \exp\left[(-1)^q \alpha_z\right] \end{cases} \quad (3.42)$$

де  $s = \overline{1,4}$  – номер кільця;  $\dot{U}'_n, \dot{U}''_n$  – амплітудні множники, які за наявності екрана визначаються таким чином  $\dot{U}'_n = 2\dot{U}_n^k$  і  $\dot{U}''_n = 2\dot{U}_n^k$ ;  $\alpha_x = kd_x \sin \theta \cos \varphi$ ;  $\alpha_y = kd_y \sin \theta \sin \varphi$ ;  $\alpha_z = kd_z \cos \theta$  – фазові зсуви вектора напруженості електричного поля хвилі при довільному падінні її на апертуру антенного блока;  $q = \left\langle \frac{s+1}{2} \right\rangle$ ,  $q \in z$  – ціла частина відношення у дужках.

Структурна схема пристрою обробки сигналів ідентична схемі, зображеній на рис. 2.13 [8] попереднього розділу. Позначення вихідних затискачів на антенному блоку збігається з позначеннями, використаними на рис. 3.10. Режим роботи антенної системи задається процесором і комутаторами К<sub>1</sub>-К<sub>4</sub>. Основним режимом є режим, при якому виходи комутаторів з'єднуються з затискачами антенного блока 1', 1'', 2' і 2''. За наявності двох джерел випромінювання а і б, які працюють на близьких або однакових частотах, напруги на входах блоків підсилення і частотного перетворення (БПЧП) згідно з (3.42) дорівнюють

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = \dot{U}_n^a \sin \alpha_x^a e^{-i\alpha_y^a} + \dot{U}_n^b \sin \alpha_x^b e^{-i\alpha_y^b}; \\ \dot{U}_2 = \dot{U}_n^a \sin \alpha_x^a e^{-i\alpha_y^a} + \dot{U}_n^b \sin \alpha_x^b e^{-i\alpha_y^b}; \\ \dot{U}_3 = \dot{U}_n^a \sin \alpha_x^a e^{i\alpha_y^a} + \dot{U}_n^b \sin \alpha_x^b e^{i\alpha_y^b}; \\ \dot{U}_4 = \dot{U}_n^a \sin \alpha_x^a e^{i\alpha_y^a} + \dot{U}_n^b \sin \alpha_x^b e^{i\alpha_y^b}. \end{cases} \quad (3.43)$$

Режим роботи з придушенням завади є найбільш складним як з точки зору методик обчислення параметрів поля випромінювання, так і з точки зору процесу вимірювання. У випадку випромінювання одного джерела в секторі огляду простору функціонування антенної системи суттєво спрощується.

Розглянемо випадок, коли випромінює лише джерело а. В основному режимі приєднані до пристрою обробки сигналів затискачі антенного блоку 1', 1'', 2' і 2''. Напруги на виходах каналів БПЧП набувають вигляду

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_5 &= \dot{U}'_a \sin \alpha_x^a e^{-i\alpha_y^a}; \\ \dot{U}_2 &= \dot{U}''_a \sin \alpha_x^a e^{-i\alpha_y^a}; \\ \dot{U}_3 &= \dot{U}'_a \sin \alpha_x^a e^{i\alpha_y^a}; \\ \dot{U}_4 &= \dot{U}''_a \sin \alpha_x^a e^{i\alpha_y^a}. \end{aligned} \right\}$$

Різницеві і сумарні напруги на виходах віднімачів  $\Delta_1$ ,  $\Delta_2$  і суматорів  $\Sigma_1$ ,  $\Sigma_2$  дорівнюють

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= i2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a; \\ \dot{U}_{10} &= 2\dot{U}''_a \sin \alpha_x^a \cos \alpha_y^a; \\ \dot{U}_{11} &= 2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \cos \alpha_y^a; \\ \dot{U}_{12} &= i2\dot{U}''_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a. \end{aligned} \right\}$$

Напруги  $U_9$  і  $U_{12}$  з детекторів  $D_1$  і  $D_2$  використовуються в процесорі на створення команд для обертання антенного блоку. Очевидно, що при  $\varphi - \varphi_a = 0$  напруги  $U_9$  і  $U_{12}$  приймуть нульові значення. Таким чином визначається азимутальне кутове положення джерела випромінювання.

Пеленгація джерела живлення в меридіональній площині здійснюється при приєднанні затискачів антенного блоку 1', 2', 3' і 4' до пристрою обробки сигналів. При цьому напруги  $\dot{U}_{10}$  і  $\dot{U}_{11}$ , які на відміну від напруг  $\dot{U}_9$  і  $\dot{U}_{12}$  відрізняються від нуля, набувають значень

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{10} &= 2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a e^{-i\alpha_z^a}; \\ \dot{U}_{11} &= 2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a e^{i\alpha_z^a}, \end{aligned} \right\} \quad (3.44)$$

де  $\alpha_x^a = kd_x \cos(\theta - \theta_a)$  і  $\alpha_z^a = kd_z \sin(\theta - \theta_a)$ .

Сигнали з напругами  $\dot{U}_{10}$  і  $\dot{U}_{11}$  надходять до віднімача  $\Delta_4$  і утворюють різницеву напругу

$$\dot{U}_{14} = \dot{U}_{10} - \dot{U}_{11} = i4\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \sin [kd_z \sin(\theta - \theta_a)]. \quad (3.45)$$

Проектоване детектором  $D_8$  значення цієї напруги представляє собою індикатор наведення апертури антени на напрям поширення хвиль в меридіональній площині. З виразу (3.45) видно, що при суміщенні нормалі до апертури з напрямом поширення хвилі ( $\theta - \theta_a = 0$ ) напруга  $U_{14}$  зменшується до нуля. Таким чином встановлюються кутові координати джерела випромінювання.

Сумарна напруга  $\dot{U}_{18}$  з виходу суматора  $\Sigma_4$  набуває максимального значення

$$\dot{U}_{18} = \dot{U}_{10} + \dot{U}_{11} = 4\dot{U}'_a \sin kd_x. \quad (3.46)$$

Огинаючи цієї напруги з виходу детектора  $D_6$  може служити для обчислення модуля напруженості поля лівополяризованої хвилі

$$E_2 = U_{18} [2\sqrt{2}gg_d \lambda K_\phi]^{-1}.$$

Аналогічно визначається кут  $\theta_a$  з допомогою правополяризованої хвилі. В цьому випадку комутатори приєднують затискачі антенного блоку 1", 2", 3" і 4". Замінюючи в формулах (3.44), (3.45) і (3.46) символи  $\dot{U}'_a$  на  $\dot{U}''_a$ , отримуємо аналогічні вирази, які характеризують поле випромінювання правополяризованої хвилі. Модуль вектора напруженості дорівнюватиме

$$E_1 = U_{18} [2\sqrt{2}gg_d \lambda K_\phi]^{-1}.$$

де  $\dot{U}_{18} = 4\dot{U}''_a \sin kd_x$ .

Після встановлення кутових координат джерела випромінювання ( $\theta_a$  і  $\phi_a$ ) комутаторами відновлюється початковий стан антенного блоку, тобто приєднуються затискачі кільцевих елементів 1', 1", 2' і 2". На виходах каналів, утворених БПЧП, виникають напруги, які не містять в собі кутових залежностей. На виходах піднімачів напруги  $\dot{U}_9$  і  $\dot{U}_{12}$  дорівнюватимуть нулю, а на виходах суматорів отримаємо

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{10} &= \sqrt{2}U\lambda g K_{\phi} \dot{E}_1; \\ \dot{U}_{11} &= \sqrt{2}U\lambda g K_{\phi} \dot{E}_2. \end{aligned} \right\}$$

Їх амплітуди, а також амплітуди їх різниці  $U_{14}$  і суми  $U_{18}$  надходять в процесор, який за наведеними раніше формулами обчислює всі параметри електромагнітного поля.

В режимі авто контролю процесор через блок керування комутаторами (БКК) переводить комутатори в стан, при якому на входи чотирьох каналів надходять сигнали від генератора тестових напруг (ГТН). Основною умовою формування тестових напруг є утворення напруг з однаковими амплітудами на затискачах кільцевих елементів, які утворюють горизонтальну або вертикальну антенну решітку. Так, наприклад, при генеруванні напруг, що визначають лінійно-поляризовану хвилю, тестові сигнали дорівнюватимуть

$$\left. \begin{aligned} U' &= U \cos(\omega t + 2\gamma); \\ U'' &= U \cos(\omega t). \end{aligned} \right\}$$

Якщо прийняти  $\gamma = 0$ , то ці сигнали повинні бути синфазними. Отже, навіть за допомогою таких простих сигналів можна перевірити роботу більшості блоків пристрою обробки сигналів. Повне тестування всіх блоків здійснюється при використанні сигналів, що імітують випромінювання двох джерел випромінювання.

### ***Висновки по розділу 3***

З аналізу поляризаційних властивостей кільцевої антени випливає, що кільцеву антену можна використовувати для розкладання електромагнітних хвиль з будь-якою поляризацією на складові в коловому ортогональному поляризаційному базисі. Синтезована схема виокремлення наведених в антені струмів правого та лівого напрямку обертання вектора напруженості електричного поля досить проста. Схема створена на пасивних лінійних елементах надвисоких частот, що забезпечує стабільність параметрів і надійність функціонування. Поляризаційні параметри електромагнітних хвиль вимірюються автоматично і для забезпечення точності вимірювання необхідно лише суміщати напрям приходу хвилі з віссю антени.



Використання двокільцевої антени дає можливість визначати напрям приходу хвилі і її поляризаційні властивості. Для точного визначення параметрів поляризації необхідно передбачити роботу антени у двох режимах: пеленгації і вимірювання. Режим пеленгації вимагає прив'язки лінії, що з'єднує антену до вибраної системи координат місцевості. Режим вимірювання використовується після режиму пеленгації і для цього режиму необхідно передбачити можливість механічного повороту площин кільцевих антен, щоб сумістити їх осі з напрямом приходу хвилі, тобто на кут  $\varphi$  від перпендикуляра до лінії розташування центрів.

Трикільцева антенна система з електромеханічним двокоординатним приводом може працювати в автоматичному режимі і однозначно встановлювати кут місця і азимут джерела випромінювання.

Об'єднання пристроїв обробки сигналів з антенними малоелементними решітками дає можливість створити багатофункціональні системи моніторингу при відносно невеликих габаритах апертур. Антенні решітки з розмірністю  $2 \times 2$ ,  $3 \times 2$  на кільцевих випромінювачах забезпечують 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.

Габарити апертури антенних решіток не перевищують розмірів  $1.5\lambda \times \lambda$  або  $\lambda \times \lambda$ , тому такі антенні системи доцільно використовувати в високочастотній частині метрового діапазону, дециметровому і сантиметровому діапазонах хвиль.

Отримані аналітичні вирази, які дають можливість використовувати вимірювання електричних полів в коловому поляризаційному ортогональному базисі і обчислювати складові плоскополяризованих хвиль, а також навпаки  $\square$  вимірювати напруженість лінійно поляризованих хвиль в коловому поляризаційному базисі.

Список публікацій здобувача за матеріалами третього розділу

- 1 Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В., Щербина О. А., Михальчук І. І. Кільцева вимірювальна антенна система: пат. на винахід 103714, МПК (2013.01) H01Q 23/00, № 201208784, заявл. 17.07.2012, опубл. 11.11.2013, бюл. №21.
- 2 Ільницький Л.Я. Щербина О.А., Михальчук І.І. Антенна решітка обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості. Проблеми інформатизації та управління: зб. наук. пр. К.: Вид-во Нац. авіац. ун-ту «НАУ-друк», 2010. Вип.1 (29). С.82-85.
- 3 Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Малоелементна антенна решітка обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості: пат. на корисну модель 44847 Україна, МПК (2009) H01Q 23/00, №200906961, заявл. 03.07.2009, опубл. 12.10.2009, бюл. №19.
- 4 Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Антенна решітка з керованою діаграмою спрямованості. Zprávy vědecké ideje-2010: VI mezinárodní vědecko-praktická konference, 27 října-05 listopadu 2010 r. – Praha: Publishing House «Education and Science», 2010. – Díl 17. – S. 60-64.
- 5 Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В., Щербина О. А., Михальчук І. І. Двокільцева вимірювальна антенна система: пат. на винахід 107015, МПК (2014.01) H01Q 23/00, №201213314, заявл. 22.11.12, опубл. 10.11.2014, бюл. №21.
- 6 Іlnitskiy L., O. Shcherbyna, I. Mykhalchuk. Ring Antenna System of Polarimeter for UAV. *Proc. of 3rd International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial.*
- 7 L. Іlnitskyi, O. Shcherbyna, I. Mykhalchuk, Olena Kozhokhina. The antenna array with ring elements. *Signal Processing Symposium 2017 (SPSymposium 2017): Proceedings, Jachranka Village (Poland), 12 – 14 September 2017. P. 1–4.*

## РОЗДІЛ 4. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

Використовуючи теоретичні основи, викладені у попередніх розділах, були проведені математичні моделювання і експериментальні дослідження для підтвердження принципів роботи розроблених антенних систем.

### 4.1. Симетричний вібратор з навантаженням у вигляді спіралі

В результаті теоретичних досліджень, які було викладено у першому розділі, було доведено доцільність реалізації класичного лінійного симетричного вібратора у вигляді симетричного вібратора зі спіральними плечима.

Даний підрозділ містить моделювання і експериментальне дослідження двох зразків симетричної вібраторної антени – з лінійними плечима та з укороченими спіральними плечима. Для моделювання було вибрано середню частоту роботи  $f = 425$  МГц. Матеріал плечей для реалізації симетричного вібратора – мідний дріт з діаметром 1,5 мм.

Довжина плеча лінійного півхвильового симетричного вібратора  $l = 3 \cdot 10^8 / 4f = 17.65$  см. Для розрахунку розмірів симетричної вібраторної антени були використані формули з першого розділу. Якщо відомо кількість витків спіралі  $s$ , початковий  $\rho_0$  та кінцевий  $\rho_k$  радіуси, то швидкість згортання спіралі визначається як  $a = (\rho_0 - \rho_k) / 2\pi s$ .

Повна довжина спіралі  $L = \rho_0 \phi_k - a\phi_k^2 / 2$ , де  $\phi_k = 2\pi s$  – повний кут обертання спіралі.

В результаті моделювання з використанням методу моментів було отримано результати, що наведено в Додатку Б. (рис. 1-6).

При моделюванні отримали:

- діаграму спрямованості експериментальної моделі, що збігається з діаграмою спрямованості симетричного вібратора;

- коефіцієнт підсилення, майже не змінився у порівнянні з симетричним вібратором (зменшився на 7,8%);
- зменшення майже на 30% довжини симетричного вібратора завдяки зміні геометричної форми (спіралі);
- вхідний опір експериментальної моделі приблизно дорівнює 50 Ом, що не потребує додаткового узгодження;
- смуга пропускання від 413 МГц до 437,5 МГц;

Було проведено вимірювання експериментального зразку вібраторної антени зі спіральними плечима (рис. 4.7) за допомогою антенного аналізатору RigExpert AA-1400 (рис. 4.8) було отримано експериментальні графіки залежності коефіцієнту стоячої хвилі за напругою КСХН (рис. 4.9), зворотних втрат (рис. 4.10) і складових вхідного опору (рис. 4.11) від частоти роботи.

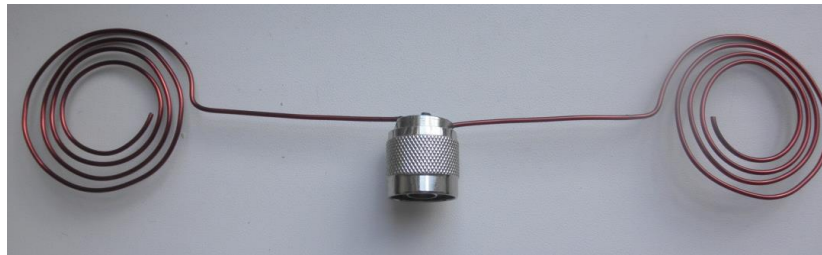


Рис. 4.7. Експериментальний зразок симетричної вібраторної антени зі спіральними плечима

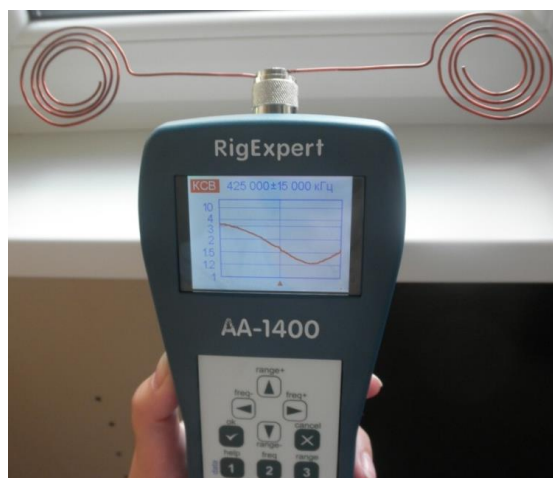


Рис. 4.8. Вимірювання параметрів узгодження експериментального зразку за допомогою антенного аналізатору RigExpert AA-1400

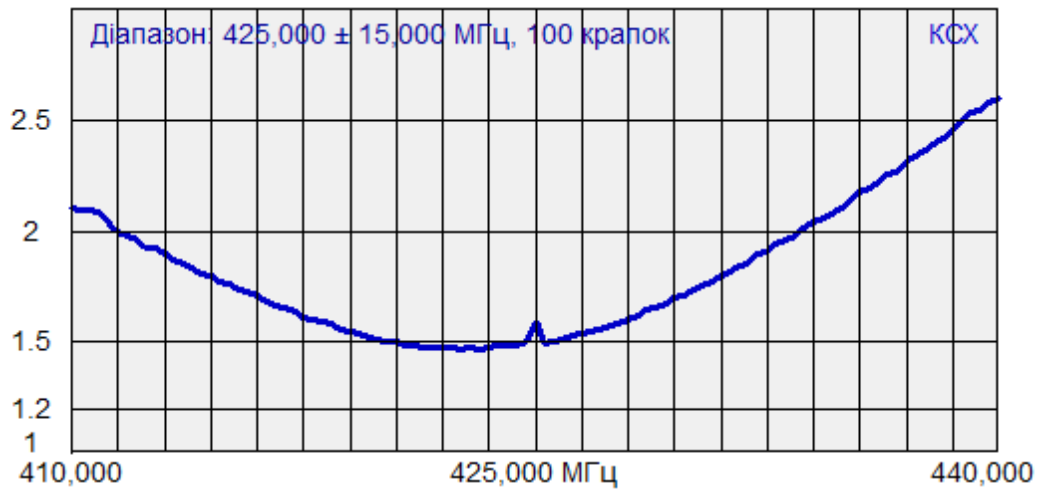


Рис. 4.9 Залежність коефіцієнту стоячої хвилі за напругою від частоти вібратора зі спіральними плечима.

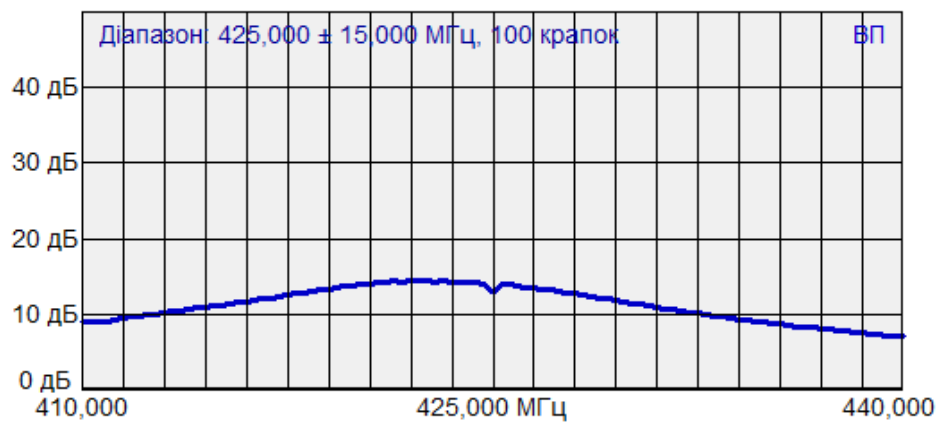


Рис. 4.10. Залежність зворотних втрат від частоти вібратора зі спіральними плечима

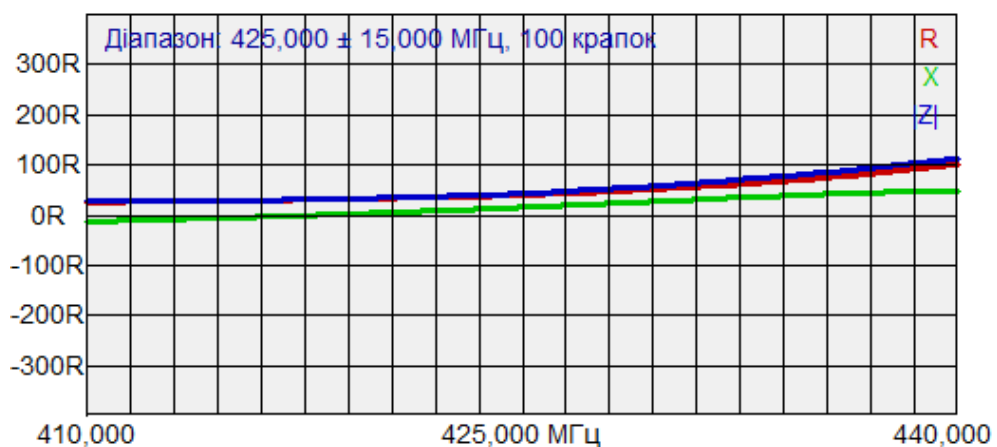


Рис. 4.11. Залежність активної і реактивної складових вхідного опору вібратора зі спіральними плечима від частоти

## 4.2. Кільцевий елемент антенної решітки

Для дослідження якості роботи кільцевих антенних решіток, яким був присвячено розділ 3, було проведено моделювання і вимірювання кільцевого елемента антенної решітки, яка побудована на мікросмушкових лініях [12, 30].

Для моделювання було вибрано середню частоту роботи  $f = 2,4$  ГГц (діапазон Wi-Fi). Матеріал підкладки для реалізації мікросмушкової кільцевої антени – склотекстоліт FR-4 (товщина  $h = 0,25$  см; відносна діелектрична проникність  $\epsilon_r = 4,4$ ; тангенс кута діелектричних втрат  $\text{tg}\delta = 0,017$ ).

Креслення мікросмушкового кільцевого елемента для моделювання представлено на рис. 4.12.

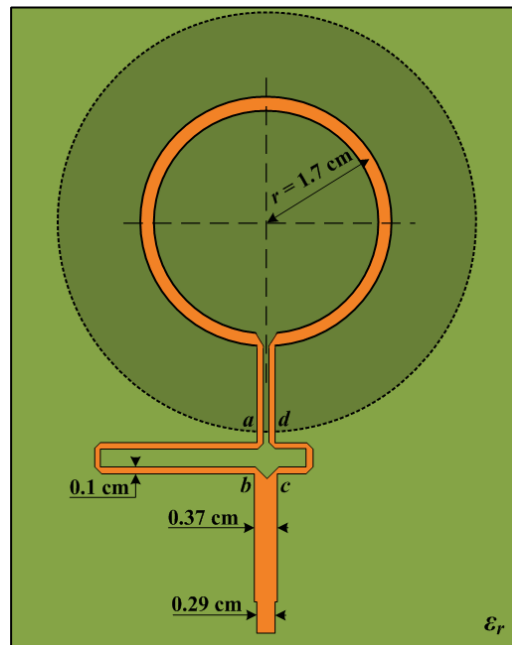


Рис. 4.12. Креслення мікросмушкового кільцевого елемента

Для розрахунку розмірів кільцевої антени були використані наступні формули.

Середній радіус кільцевого елемента [1]

$$r = F / \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[ \ln \left( \frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2},$$

де  $F = 8.791 \cdot 10^9 / f \sqrt{\epsilon_r}$  – робоча частота з врахуванням впливу матеріалу підкладки (після розрахунку отримуємо  $r = 1.7$  см).

Для дослідження було розраховано кільцеву антену, як випромінюючий елемент з лінійною поляризацією. В розроблених у розділі 3 антенних решітках кільцеві антенні елементи повинні приймати хвилі з коловою поляризацією. У цьому випадку мікросмужкові лінії живлення змінять конфігурацію.

Геометрія лінії живлення досліджуваної антени (рис. 4.12) ґрунтується на співвідношенні  $ab = cd + \Lambda/2$ , де  $\Lambda = \lambda/\sqrt{\epsilon_{eff}}$  – довжина хвилі в кільці;

$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w_k}} \right)$  – ефективні діелектрична проникність;  $w_k$  – ширина смужки кільця.

Для розрахунку ширини мікросмужкової лінії живлення  $w$  для опору джерела живлення  $W_n = 50$  Ом використовуються співвідношення

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} 8e^A / (e^{2A} - 2), & \text{якщо } w/h < 2; \\ 2\pi \left[ B - 1 - \log(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} C \right], & \text{якщо } w/h > 2, \end{cases}$$

$$\text{де } A = \frac{W_n}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)}; \quad B = \frac{60\pi^2}{W_n \sqrt{\epsilon_r}}; \quad C = \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r}.$$

Отримуємо  $w = 0,29$  см.

Після моделювання з використанням методів моментів отримано такі графічні залежності (рис. 4.13-4.17).

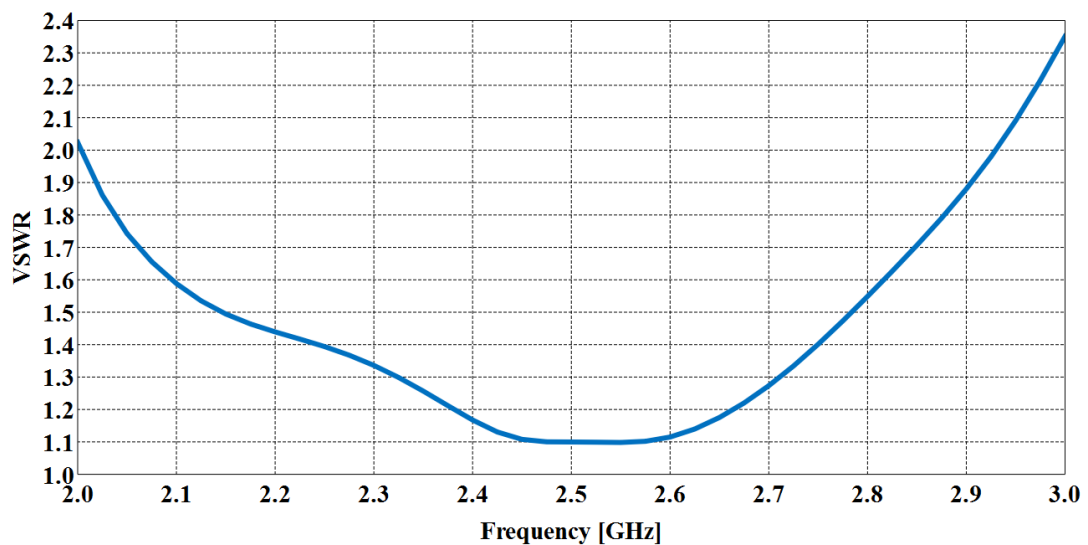


Рис. 4.13. Залежність коефіцієнту стоячої хвилі за напругою від частоти роботи

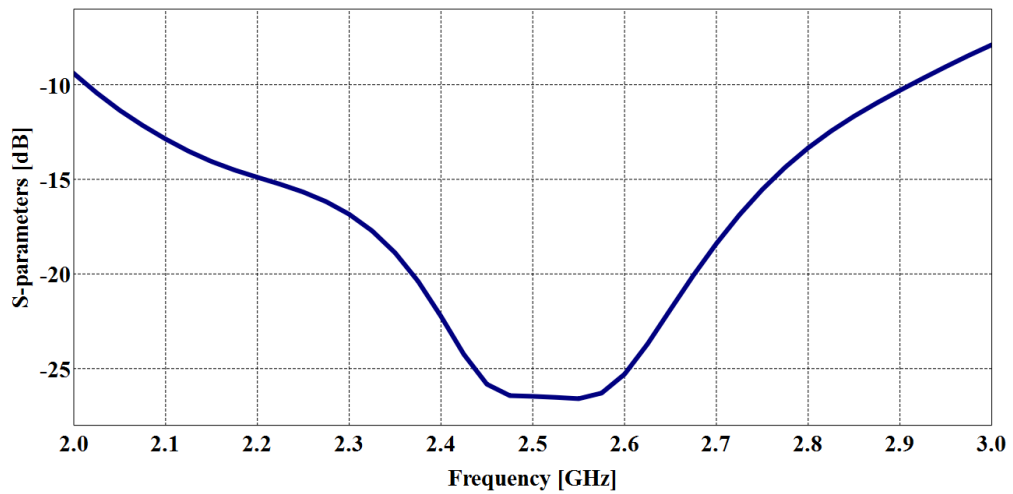


Рис. 4.14. Залежність зворотних втрат (параметр S11) від частоти роботи

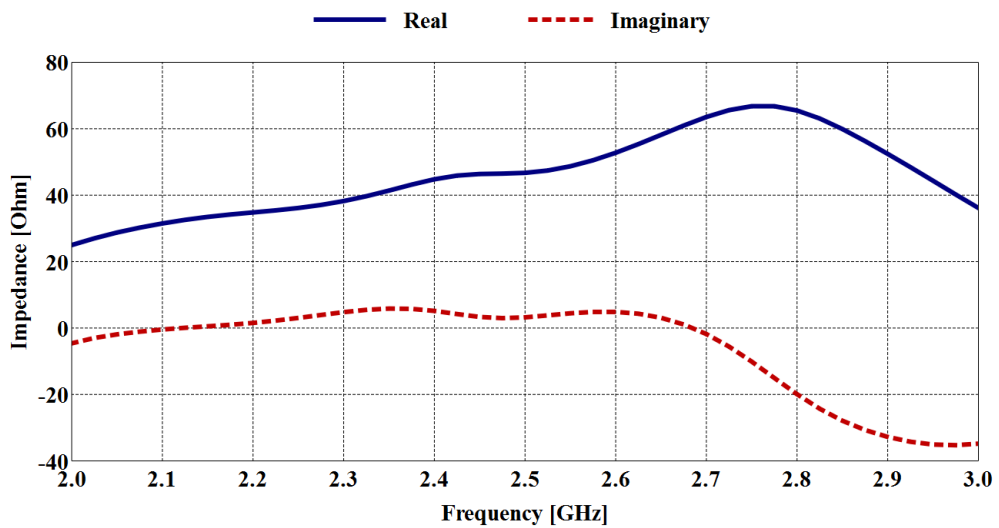


Рис. 4.15. Залежність активної і реактивної складових вхідного опору антени від частоти роботи.

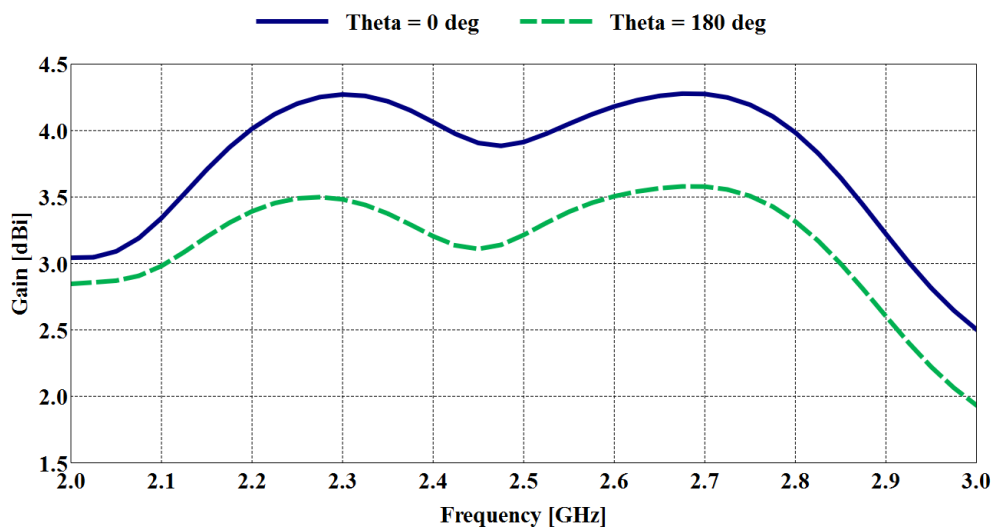
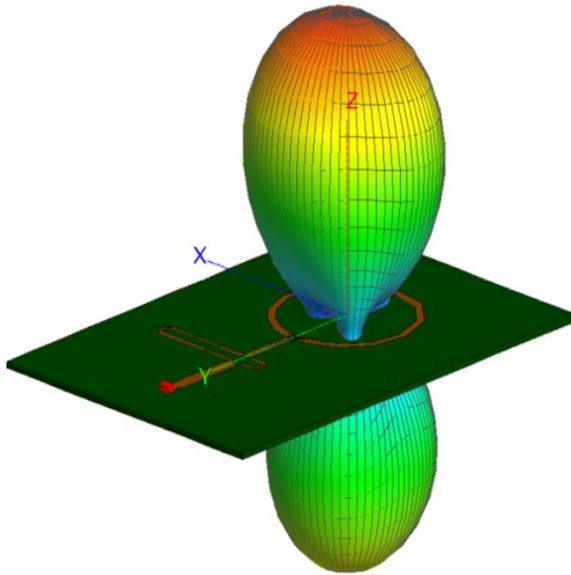


Рис. 4.16. Залежність коефіцієнту підсилення антени від частоти роботи

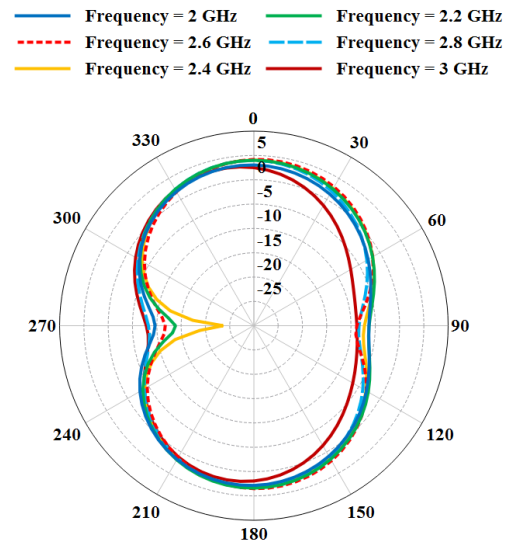


В результаті вимірювань кільцевого елемента на мікросмужковій лінії (рис. 4.18) за допомогою антенного тестеру RigExpert IT-24 (рис. 4.19) було отримано експериментальний графік коефіцієнту стоячої хвилі за напругою КСХН (рис. 4.20).

a)



б)



в)

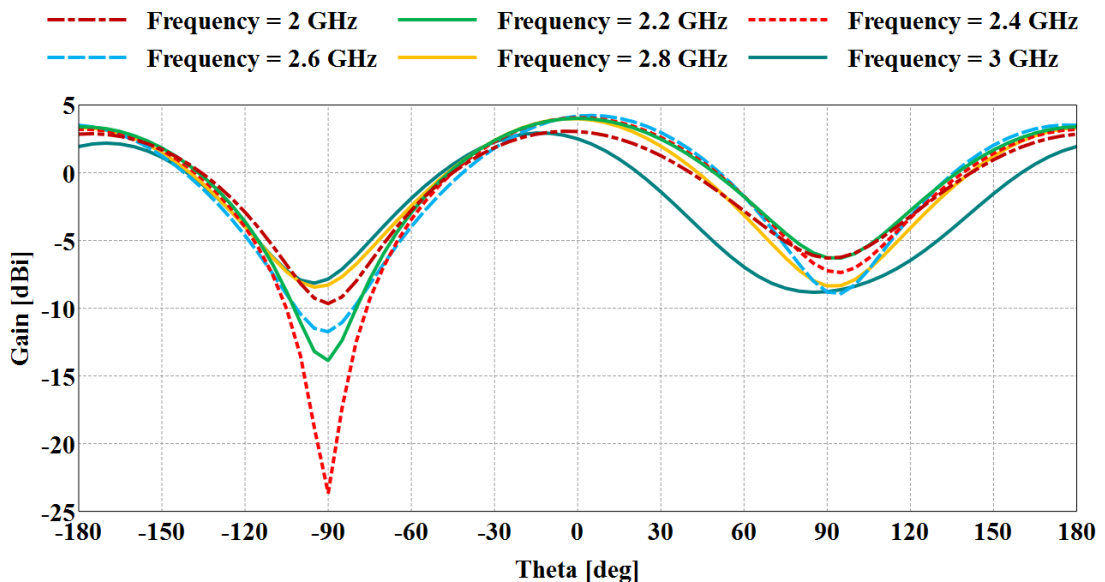


Рис. 4.17. Діаграми спрямованості мікросмужкового кільцевого елемента:  
а – 3D діаграма; б – 2D діаграма в полярній системі координат; в – 2D  
діаграма в декартовій системі координат



Рис. 4.18 Мікросмушковий кільцевий антенний елемент на підкладці склотекстоліту FR-4.



Рис. 4.19 Вимірювання кільцевого випромінюючого елемента за допомогою антенного тестеру RigExpert IT-24.

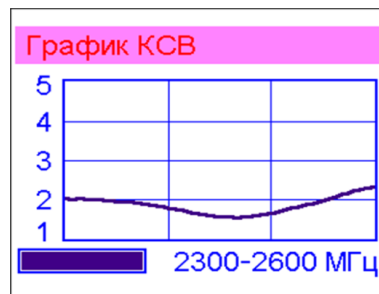


Рис. 4.20. Експериментальний графік залежності КСХН від частоти роботи.

Графіки, які було отримано в результаті вимірювань кільцевого мікросмушкового антенного елемента в ехокамері - рис. 4.21-4.24.

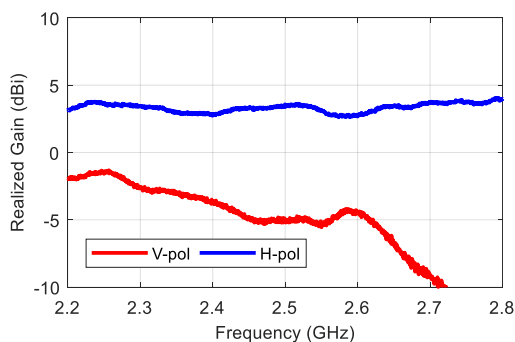


Рис. 4.21. Залежність коефіцієнту підсилення кільцевого елемента для горизонтальної (V-pol) і вертикальної (H-pol) поляризації хвилі від частоти

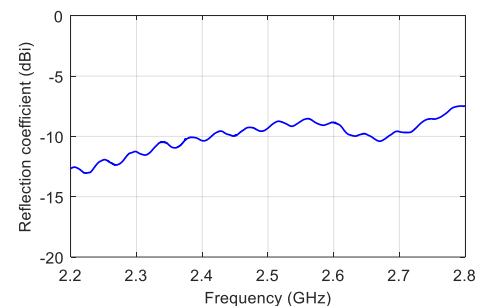


Рис. 4.22. Залежність коефіцієнту відбиття від частоти

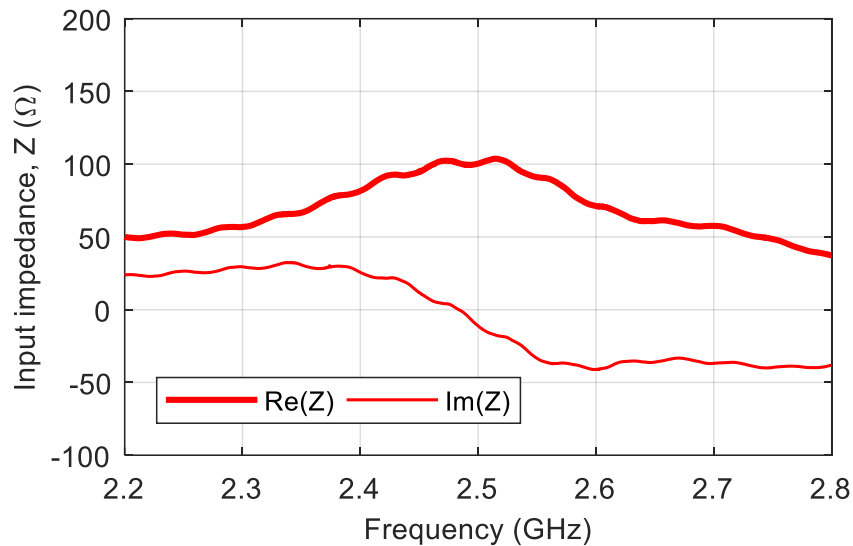


Рис. 4.23. Залежність активної ( $\text{Re}(Z)$ ) і реактивної ( $\text{Im}(Z)$ ) складових вхідного опору антени від частоти

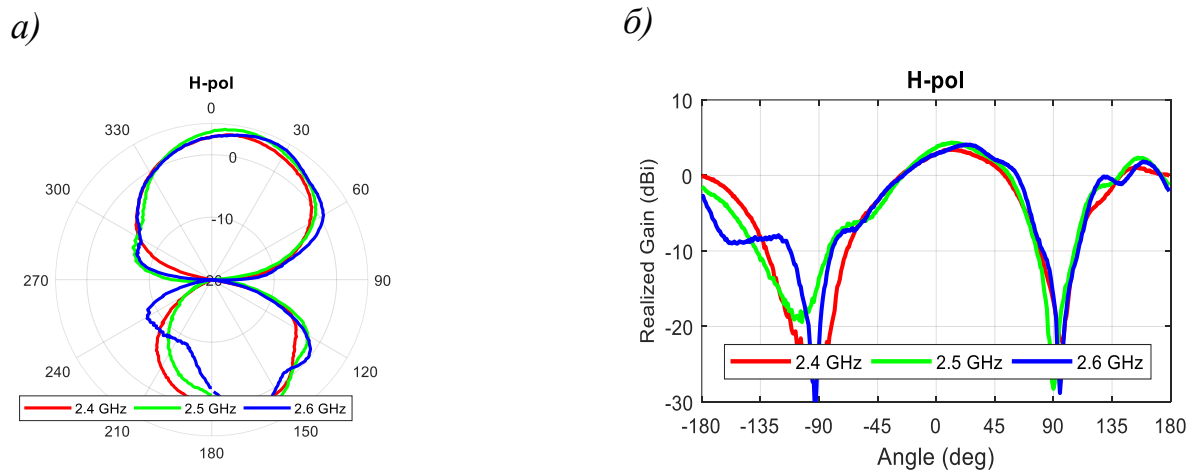


Рис. 4.24. Експериментальні діаграми спрямованості мікросмушкового кільцевого елемента: *a* – 2D діаграма в полярній системі координат; *б* – 2D діаграма в декартовій системі координат

### 4.3. Математична модель чотрьохелементної антенної решітки

#### 4.3.1. Характеристики точності

Чотрьохелементна антенна решітка радіомоніторингу (рис. 2.12), яку було детально розглянуто в другому розділі, використовується не тільки як засіб спостереження за електромагнітною обстановкою, але і як вимірювальний пристрій. Антена дає можливість визначати кутові координати джерел випромінювання, поляризаційні характеристики електромагнітних хвиль,

оцінювати напруженість електромагнітних полів і т. ін. В зв'язку з цим виникає необхідність в забезпеченні антени радіомоніторингу як вимірювального пристрою метрологічними характеристиками. Очевидно, що такі характеристики можна отримати в результаті експериментального дослідження уже готового виробу. Але при цьому втрачається можливість забезпечити необхідну точність пристрою, тобто в такому випадку лише констатується той чи інший рівень точності і практично поліпшити його буде досить важко. Інша справа, коли є певні аналітичні співвідношення, які розкривають вплив різних елементів та кіл пристрою на точність вимірювань параметрів полів випромінювання. В цьому випадку похибки вимірювань можуть бути приведені до необхідних рівнів за рахунок вибору певних конструктивних елементів.

Найбільш важливими метрологічними характеристиками вимірювального засобу є методична і інструментальна похибки, тобто залежність цих похибок від параметрів конструктивних елементів, на яких будується пристрій обробки сигналів, що інтегрується з антенною решіткою. Автором даної роботи було проведене дослідження метрологічних характеристик п'ятиелементної вібраторної антенної системи для вимірювання параметрів поля [43]. В даній роботі предметом подібного дослідження буде вібраторна антенна решітка.

Отже, потрібно побудувати математичну модель антенної системи, в якій враховані були б не ідеалізовані, а реальні коефіцієнти передачі найбільш важливих конструктивних складових. Крім того, для забезпечення прозорих функціональних зв'язків між напругами в математичній моделі слід обмежити кількість змінних інформативних напруг, оскільки в структурній схемі пристрою (рис. 2.13) точні напруги визначаються на виходах блоків, які за своїми характеристиками можуть без втрати особливостей в передачах сигналів об'єднуватися з іншими блоками. При такому підході визначення інструментальних похибок суттєво спроститься і аналітичні вирази стануть більш придатними для оцінки впливу конструктивних елементів на точність вимірювальних процесів [14].

Структурна схема антени радіомоніторингу (рис. 2.13) складається з таких основних частин: антенної решітки і блоку підсилення та частотного перетворення сигналів, що представляють собою вимірювальний перетворювач (ВП), який створює напруги, пропорційні складовим напруженості електричного поля в лінійному ортогональному поляризаційному базисі; дворівневого лінійного перетворювача, який будується на лінійних суматорах і складається з блока 1-го рівня (I БЛП) та блока 2-го рівня (II БЛП); блока нелінійних перетворювань (БНП); пристрою ідентифікації сигналів (Ід); процесора і пристрою індикації та реєстрації сигналів. Сукупність цих блоків і функціональні зв'язки між ними зображені на рис. 4.25.

Для зручності подальшого аналізу схеми тут введена нова (більш проста) нумерація напруг. Перехід від напруг, позначених на структурній схемі до напруг, що використовуються в блок-схемі, приведені в табл. 4.1.

Таблиця 4.1

Еквівалентність напруг структурної схеми (рис. 2.13) і блок-схеми (рис.4.25.)

Структурна схема	$\dot{U}_5$	$\dot{U}_6$	$\dot{U}_7$	$\dot{U}_8$	$\dot{U}_9$	$\dot{U}_{10}$	$\dot{U}_{11}$	$\dot{U}_{12}$	$\dot{U}_{13}$	$\dot{U}_{14}$	$\dot{U}_{15}$	$\dot{U}_{18}$	$\dot{U}_{19}$	$\dot{U}_{22}$
Блок-схема	$\dot{U}_1$	$\dot{U}_2$	$\dot{U}_3$	$\dot{U}_4$	$\dot{U}_5$	$\dot{U}_6$	$\dot{U}_7$	$\dot{U}_8$	$\dot{U}_9$	$\dot{U}_{10}$	$\dot{U}_{11}$	$\dot{U}_{12}$	$\dot{U}_{13}$	$\dot{U}_{14}$

Антенний блок складається з чотирьох елементів, розташованих на вершинах чотирикутника. Кожний антенний елемент представляє собою два взаємно перпендикулярних вібратора (симетричних або не симетричних), осі яких збігаються або з перпендикуляром до поверхні землі, або з лінією горизонту. Отже, вертикальний вібратор матиме характеристику спрямованості:

$$F(\theta) = \sin \theta, \quad (4.1)$$

а одиничний поляризаційний вектор набуває вигляду

$$\mathbf{p}_e(\theta, \varphi) = \mathbf{e}_0, \quad (4.2)$$

де  $\theta$  – меридіональний кут сферичної системи координат, початок якої збігається з фазовим центром вібратора, а полярна вісь з віссю вібратора;  $\varphi$  – азимутальний кут;  $\theta_0$  – орт сферичної системи координат.

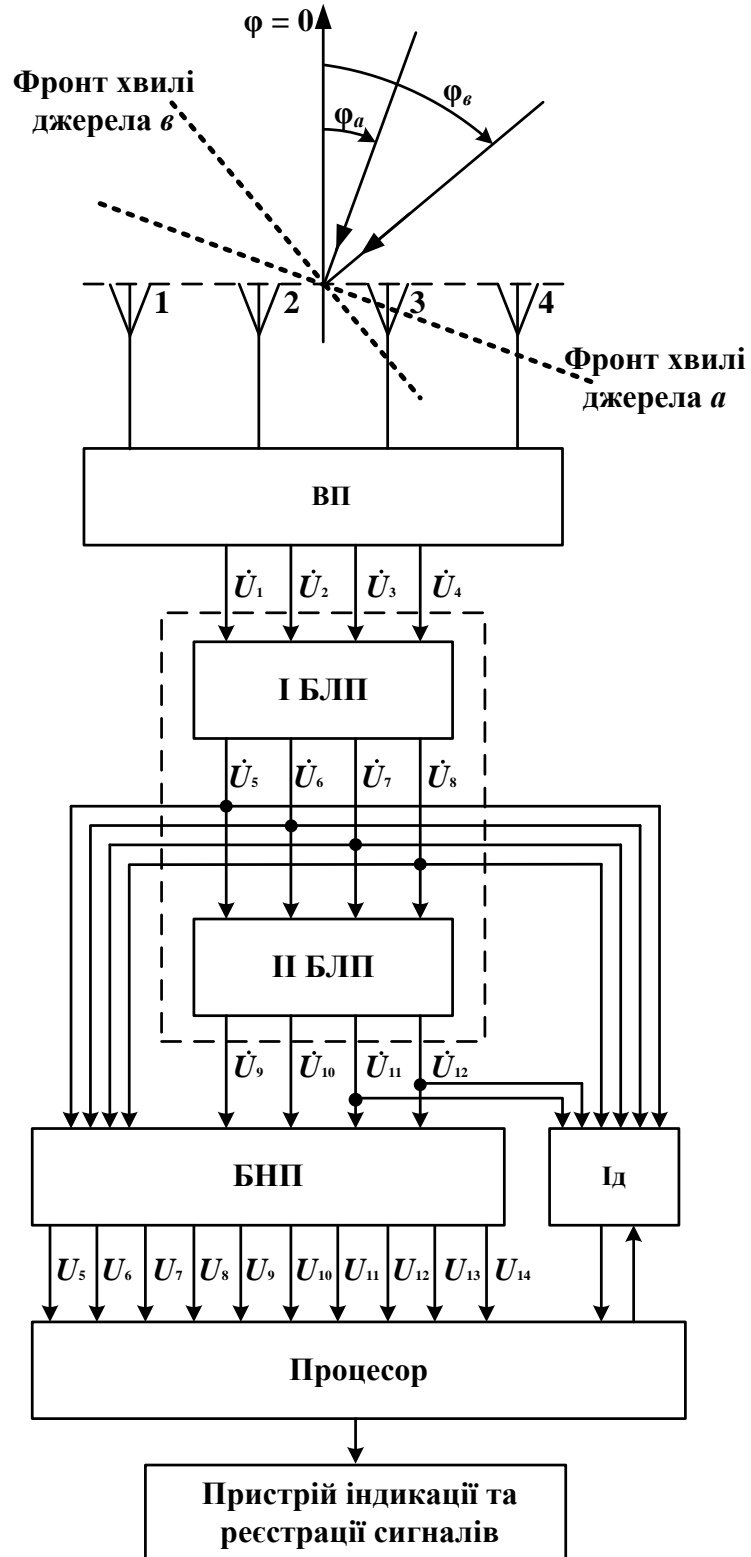


Рис. 4.25. Блок-схема антенної системи

Характеристика спрямованості горизонтального вібратора визначається як:

$$F(\theta, \varphi) = \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \varphi}, \quad (4.3)$$

а одиничний поляризаційний вектор дорівнює

$$\mathbf{p}_r(\theta, \varphi) = \varphi_0, \quad (4.4)$$

де  $\varphi_0$  – орт сферичної системи координат, у якій кут  $\varphi$  відраховується від нормалі до апертури антени.

Вирази (4.1) і (4.3) справедливі при  $l \ll \lambda$ , де  $l$  – довжина плеча вібратора, а  $\lambda$  – довжина електромагнітної хвилі. Ця умова задовольняється при використанні активних антен, тому формули (4.1) і (4.3) з великою точністю будуть характеризувати напрямлені властивості саме активних антен.

Антенна решітка, завдяки лінійці комутаторів у вимірювальному перетворювачі, працює в трьох конфігураціях, які забезпечують можливість роботи в трьох режимах. В першому, основному режимі, позначимо його як режим *A*, антенна решітка складається з двох елементів – двох вертикальних і двох горизонтальних вібраторів, фазові центри яких рознесено по горизонталі на відстань  $d$  (довжину сторони квадрата). В режимі *B* використовуються чотири вертикальних вібратора, розташованих на вершинах квадрата. Між їх фазовими центрами зберігається відстань  $d$ . В режимі *C* створюється така ж сама антенна решітка, як в режимі *B*, але вже із горизонтальних вібраторів. Сукупність вібраторів, що утворюють антенне полотно, знаходиться на відстані  $d_e$  від екрану, тому в будь-якому режимі в аналітичному виразі для вихідної напруги вібратора з'являється множник  $i2\sin(kd_e \sin \theta \cos \varphi)$ , де  $k = 2\pi/\lambda$  – хвильове число.

В режимі *A*, в момент початку роботи антенної системи залежність вихідних напруг від напруженостей електричних полів визначається таким матричним рівнянням:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \end{bmatrix} = iT_1 \begin{bmatrix} \theta_0 F(\theta_a) e^{i\alpha_s^a} & \theta_0 F(\theta_e) e^{i\alpha_s^e} \\ \varphi_0 F(\theta_a, \varphi_a) e^{i\alpha_s^a} & \varphi_0 F(\theta_e, \varphi_e) e^{i\alpha_s^e} \\ \theta_0 F(\theta_a) e^{-i\alpha_s^a} & \theta_0 F(\theta_e) e^{-i\alpha_s^e} \\ \varphi_0 F(\theta_a, \varphi_a) e^{-i\alpha_s^a} & \varphi_0 F(\theta_e, \varphi_e) e^{-i\alpha_s^e} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \mathbf{E}_a \sin \gamma_c^a \\ \mathbf{E}_e \sin \gamma_c^e \end{bmatrix}, \quad (4.5)$$

де  $\alpha_s^a = k_a d \sin \theta_a \sin \varphi_a$  – фазовий зсув, який виникає при падінні хвиль, що випромінюються джерелом  $a$ , на апертуру антени (рис. 4.25);  $\alpha_s^e = k_e d \sin \theta_e \sin \varphi_e$  – фазовий зсув, який виникає при падінні хвиль, що випромінюються джерелом  $e$ ;  $\gamma_c^a = k_a d_e \sin \theta_a \cos \varphi_a$  – фазовий зсув, який виникає із-за наявності дзеркальних зображень вібраторів, для хвиль джерела  $a$ ;  $\gamma_c^e = k_e d_e \sin \theta_e \cos \varphi_e$  – фазовий зсув хвиль джерела  $e$ , обумовлений наявністю екрана;  $k_a = 2\pi/\lambda_a$ ,  $k_e = 2\pi/\lambda_e$  – хвильові числа для хвиль джерел  $a$  і  $e$ ;  $\mathbf{E}_a$ ,  $\mathbf{E}_e$  – вектори напруженості полів, що утворюються випромінюванням  $a$  і  $e$ ;  $T_1 = 2T_0 l_\phi K_\phi$  – коефіцієнт передачі вимірювального перетворювача від дотичних до поверхні вібраторів складових вектора напруженості поля до вихідних затискачів вимірювального перетворювача;  $T_0$  – коефіцієнт передачі частотних перетворювачів і підсилювачів проміжної частоти;  $l_\phi$  – діюча довжина вібраторів;  $K_\phi$  – коефіцієнт передачі від затискачів вібраторів до вхідних затискачів частотних перетворювачів.

В рівнянні (4.5) враховано, що на антену радіомоніторингу діють електромагнітні хвилі, які випромінюються двома незалежними джерелами на майже однакових частотах з довжинами хвилі  $\lambda_a$  і  $\lambda_e$ .

Отримані сигнали з напругами  $\dot{U}_1, \dots, \dot{U}_4$  з урахуванням коефіцієнтів передач суматорів  $t_c$  зазнають перетворень на першому рівні згідно з рівнянням:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_5 \\ \dot{U}_6 \\ \dot{U}_7 \\ \dot{U}_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_c & 0 & -t_c & 0 \\ 0 & t_c & 0 & t_c \\ t_c & 0 & t_c & 0 \\ 0 & t_c & 0 & -t_c \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \end{bmatrix}. \quad (4.6)$$



Абсолютні номінальні значення коефіцієнтів передач суматорів однакові, але при розгляді інструментальних похибок величину  $t_c$  не можна розглядати як загальний множник і винести її за межі матриці передач. Передачі  $t_c$  для кожної напруги встановлюються незалежно одна від одної, тому похибки будь-якого елемента матриці передач необхідно враховувати поза зв'язком з іншими коефіцієнтами передач.

Після другого рівня лінійних перетворень отримуємо сигнали з напругами:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_9 \\ \dot{U}_{10} \\ \dot{U}_{11} \\ \dot{U}_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_c & 0 & 0 & -t_c \\ 0 & -t_c & t_c & 0 \\ t_c & 0 & 0 & t_c \\ 0 & t_c & t_c & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{U}_5 \\ \dot{U}_6 \\ \dot{U}_7 \\ \dot{U}_8 \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

Блок нелінійних перетворень (БНП) має в своєму складі 12 амплітудних детекторів, за допомогою яких утворюються постійні напруги, пропорційні амплітудам відповідних змінних напруг. Отже, на виходах БНП отримуємо напруги:

$$U_s = t_D |\dot{U}_s| \text{ при } s=5,6, \dots, 12, \quad (4.8)$$

де  $t_D$  – коефіцієнт передачі напруги детектора.

Крім того, в блоці нелінійних перетворень використовуються напруги  $\dot{U}_5$  і  $\dot{U}_8$ , на основі яких створюються індикаторні сигнали  $\dot{U}_{13}$  і  $\dot{U}_{14}$  для визначення кутів  $\varphi_a$  і  $\varphi_e$ .

Перед тим, як записати вирази для напруг-індикаторів азимутальних кутів джерел випромінювання, введемо для скорочення формул більш спрощені позначення деяких величин. Так, напруги, що використовуються в рівняннях (4.5), (4.6) і (4.7), доцільно представити у вигляді:

$$\dot{U}_p = (\dot{U}_p^a \psi_p^a + \dot{U}_p^e \psi_p^e) e^{i\omega_p \frac{\pi}{2}}, \quad (4.9)$$

де  $\dot{U}_p^a$ ,  $\dot{U}_p^e$  – амплітудні множники, які залежать від напруженості полів  $\vec{E}_a$  і  $\vec{E}_e$  та індексу  $p$ ;  $\Psi_p^a$  і  $\Psi_p^e$  – добутки гармонічних величин;  $w(p)$  – функція, яка приймає значення  $w_p = 0$  при  $p=5, 8, 9, 11$  і  $w_p = 1$  при  $p=1, 2, 3, 4, 6, 7, 10, 12$ .

Крім того, необхідно мати на увазі, що формули, які приведені в розділі 2.4 і величини, використані в рівнянні (4.5), записані для статичного режиму, тобто для стану антенної системи, коли нормаль до апертури антенної решітки збігається з кутами  $\theta = 90^\circ$  і  $\varphi = 0$ , або збігається з напрямом на одне із джерел випромінювання. В процесі пеленгації апертура антени обертається в меридіональній і азимутальній площинах, тому фазові зсуви набувають значень:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_s^a &= k_a d \cos(\theta_a - \theta) \sin(\varphi_a - \varphi); \\ \alpha_s^e &= k_e d \cos(\theta_e - \theta) \sin(\varphi_e - \varphi); \\ \gamma_c^a &= k_a d_e \cos(\theta_a - \theta) \cos(\varphi_a - \varphi); \\ \gamma_c^e &= k_e d_e \cos(\theta_e - \theta) \cos(\varphi_e - \varphi), \end{aligned} \right\} \quad (4.10)$$

де  $\theta, \varphi$  – кутовий напрям нормалі до апертури антенної решітки, тобто кути  $\theta$  і  $\varphi$  – це відхилення антени від заданого початкового стану.

Аналогічно перетворюються і формули для характеристик спрямованості (4.1) і (4.3)

$$F(\theta_q) = \cos(\theta_q - \theta) \text{ при } q = a, e; \quad (4.11)$$

$$F(\theta_q, \varphi_q) = \sqrt{1 - \cos^2(\theta_q - \theta) \sin^2(\varphi_q - \varphi)} \text{ при } q = a, e. \quad (4.12)$$

Вирази для амплітудних множників  $\dot{U}^a$  і  $\dot{U}^e$  змінюються в залежності від індекса  $p$ . Так, при  $p = \overline{1,4}$  матимемо такі значення напруг

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \end{bmatrix} = i \begin{bmatrix} \Psi_1^a & \Psi_2^e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Psi_2^a & \Psi_2^e \\ \Psi_3^a & \Psi_3^e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Psi_4^a & \Psi_4^e \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{U}_a^\theta \\ \dot{U}_e^\theta \\ \dot{U}_a^\varphi \\ \dot{U}_e^\varphi \end{bmatrix}, \quad (4.13)$$

де функції  $\Psi_p^q$  – визначаються як

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{1,3}^q &= e^{\pm i\alpha_s^q} \cos(\theta_q - \theta) \sin \gamma_c^q \quad \text{при } q = a, \epsilon; \\ \Psi_{2,4}^q &= e^{\pm i\alpha_s^q} \sqrt{1 - \cos^2(\theta_q - \theta) \sin^2(\varphi_q - \varphi)} \sin \gamma_c^q \quad \text{при } q = a, \epsilon. \end{aligned} \right\} \quad (4.14)$$

В показнику степені експонент знак мінус відноситься до других індексів функцій  $\Psi$ , тобто до  $p=3, 4$ .

Напруги, що входять в праву матрицю-стовпець рівняння (4.13) представляють собою такі величини

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_q^\theta &= T_1 E_q^\theta; \\ \dot{U}_q^\varphi &= T_1 E_q^\varphi \quad \text{при } q = a, \epsilon, \end{aligned} \right\} \quad (4.15)$$

де  $T_1 = 2T_0 t_c K_\phi$  і  $\dot{E}_q^\theta = (\theta_0, \dot{E}_q)$  і  $\dot{E}_q^\varphi = (\varphi_0, \dot{E}_q)$ .

Враховуючи введені позначення, запишемо вирази для напруг  $U_{13}$  і  $U_{14}$  в такому вигляді:

$$\left. \begin{aligned} U_{13} &= T_{iN} U_a^\theta U_\epsilon^\theta \Psi_5^a \Psi_5^\epsilon; \\ U_{14} &= T_{iN} U_a^\varphi U_\epsilon^\varphi \Psi_8^a \Psi_8^\epsilon, \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

де  $T_{iN} = 4t_B t_D t_C t_Q t_\phi$  – коефіцієнт передачі ланцюга, який складається з суматора з передачею  $t_C$ , детектора з передачею  $t_D$ , випрямляча з передачею  $t_B$ , квадратора з передачею  $t_Q$  і фільтра з передачею  $t_\phi$ ;  $\Psi_5^q = \cos(\theta_q - \theta) \sin \alpha_s^q \sin \gamma_c^q$  при  $q = a, \epsilon$ ;  $\Psi_8^q = \sqrt{1 - \cos^2(\theta_q - \theta) \sin^2(\varphi_q - \varphi)} \sin \alpha_s^q \sin \gamma_c^q$  при  $q = a, \epsilon$ .

З виразів (4.15) випливає, що напруги  $U_{13}$  і  $U_{14}$  набувають нульового значення при  $\varphi_a = \varphi$  або  $\varphi_\epsilon = \varphi$ , тобто апертуру антени необхідно обертати в горизонтальній площині до досягнення нульового значення індикаторних напруг  $U_{13}$  і  $U_{14}$ . Таким чином знаходяться азимутальні пеленги джерел  $a$  і  $\epsilon$ . Для оцінки похибки визначення азимутів  $\varphi_a$  і  $\varphi_\epsilon$  розглянемо випадок, коли кут  $\varphi$  наближається до кута  $\varphi_\epsilon$ . Настроювання положення антени завершується, коли напруги  $U_{13}$  і  $U_{14}$  наблизяться до певного порогового значення  $U_{II}$ . Вважаючи, що  $\varphi_\epsilon - \varphi = \Delta\varphi$ , з виразів (4.119) при  $\Delta\varphi_\epsilon \ll 1$  отримуємо такі вирази:

$$\begin{aligned} \sin[ k_e d \cos(\theta_e - \theta) \sin \Delta\varphi_e ] &\leq M_\theta^e; \\ \sin[ k_e d \cos(\theta_e - \theta) \sin \Delta\varphi_e ] &\leq M_\varphi^e; \end{aligned} \quad (4.17)$$

де в правій частині рівнянь (4.17) величини  $M_\theta^e$  і  $M_\varphi^e$  представляють собою функції

$$\begin{aligned} M_\theta^e &= \frac{U_{II}}{C_\theta \cos(\theta_a - \theta) \cos(\theta_e - \theta) \sin[ k_a d \cos(\theta_a - \theta) \sin \chi ] \sin[ k_a d_e \cos(\theta_a - \theta) \cos \chi ] \sin[ k_e d_e \cos(\theta_e - \theta) ]}; \\ M_\varphi^e &= \frac{U_{II}}{C_\varphi \sqrt{1 - \cos^2(\theta_a - \theta) \sin^2 \chi} \sin[ k_a d \cos(\theta_a - \theta) \sin \chi ] \sin[ k_a d_e \cos(\theta_a - \theta) \cos \chi ] \sin[ k_e d_e \cos(\theta_e - \theta) ]}; \\ C_\theta &= T_{iN} U_a^0 U_e^0; \quad C_\varphi = T_{iN} U_a^\varphi U_e^\varphi - \text{величини, незалежні від координатних кутів;} \\ \chi &= \varphi_a - \varphi_e - \text{кутове рознесення джерел випромінювання.} \end{aligned}$$

Значення меридіонального кута  $\theta$  в функціях  $M_\theta^q$  і  $M_\varphi^q$  дорівнює  $\pi/2$ .

З рівнянь (4.17) випливає, що

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi'_e &\leq \arcsin \left( \frac{\arcsin M_\theta^e}{k_e d \sin \theta_e} \right), \\ \Delta\varphi''_e &\leq \arcsin \left( \frac{\arcsin M_\varphi^e}{k_e d \sin \theta_e} \right). \end{aligned} \right\} \quad (4.18)$$

Очевидно, що похибка азимута  $\varphi_a$  визначається за цими ж формулами (4.18) при заміні індексу  $e$  на індекс  $a$ .

Для оцінки похибки вимірювання меридіонального кута  $\theta_a$  розглянемо роботу антенної системи в режимі  $B$ . Оскільки перпендикуляр до апертури збігається з азимутальним кутом  $\varphi_e$ , то матричне рівняння (4.5) дещо спрощується

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \end{bmatrix} = i \begin{bmatrix} e^{i\alpha_s^a} e^{i\alpha_z^a} & e^{i\alpha_z^e} \\ e^{i\alpha_s^a} e^{-i\alpha_z^a} & e^{-i\alpha_z^e} \\ e^{-i\alpha_s^a} e^{i\alpha_z^a} & e^{i\alpha_z^e} \\ e^{-i\alpha_s^a} e^{-i\alpha_z^a} & e^{-i\alpha_z^e} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{U}_a^\theta \cos(\theta_a - \theta) \sin \gamma_c^a \\ \dot{U}_e^\theta \cos(\theta_e - \theta) \sin \gamma_c^e \end{bmatrix}, \quad (4.19)$$

де  $\alpha_s^a = k_a d \cos(\theta_a - \theta) \sin \chi$ ;  $\alpha_s^e = 0$ ;  $\gamma_c^a = k_a d_e \cos(\theta_a - \theta) \cos \chi$ ;  $\gamma_c^e = k_e d_e \cos(\theta_e - \theta)$ ;  
 $\alpha_z^q = k_q d \sin(\theta_q - \theta)$  при  $q = a, e$ .

Після першого рівня лінійних перетворень утворюються дві напруги, які залежатимуть лише від напруженості поля джерела  $a$ . Їх значення згідно з рівнянням (4.6) дорівнюватимуть

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_5 &= 2\dot{U}_a^0 \sin \alpha_s^a \cos(\theta_a - \theta) \sin \gamma_c^a e^{i\alpha_z} \\ \dot{U}_8 &= 2\dot{U}_a^0 \sin \alpha_s^a \cos(\theta_a - \theta) \sin \gamma_c^a e^{-i\alpha_z} \end{aligned} \right\} \quad (4.20)$$

На другому рівні лінійних перетворень з цих напруг формуються ще дві напруги:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= i4\dot{U}_a^0 \cos(\theta_a - \theta) \sin \alpha_s^a \sin \gamma_c^a \sin \alpha_z \\ \dot{U}_{11} &= 4\dot{U}_a^0 \cos(\theta_a - \theta) \sin \alpha_s^a \sin \gamma_c^a \cos \alpha_z \end{aligned} \right\} \quad (4.21)$$

Обертанням апертури антенної решітки в меридіональній площині добиваємося значення  $\dot{U}_9$  менше порогового значення ( $U_{II} > \dot{U}_9$ ), що можна трактувати як наведення нормалі до апертури антени на напрям випромінювання хвиль джерелом  $a$ . При цьому напруга  $\dot{U}_{11}$  набуває значення

$$\dot{U}_{11} = 4\dot{U}_a^0 \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_e \cos \chi). \quad (4.22)$$

Похибка визначення кута  $\theta_a$  залежить від рівня порогової напруги  $U_{II}$  і при  $U_9 \approx 0$  дорівнює

$$\Delta\theta_a \leq \arcsin\left(\frac{1}{k_a d} \arcsin B_\theta^a\right), \quad (4.23)$$

де  $B_\theta^a = U_{II} / [4\dot{U}_a^0 \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_e \cos \chi)]$ .

Амплітудне значення напруги  $U_{11}$  (4.22) дає можливість обчислити меридіональну складову вектора напруженості поля джерела випромінювання  $a$ . Використовуючи відношення (4.15), знаходимо

$$E_a^0 = \frac{U_{11}}{4t_D t_C^2 T_1 \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_e \cos \chi)}. \quad (4.24)$$

У випадку, коли горизонтальна складова  $E_a^0$  переважає вертикальну складову  $E_a^0$ , меридіональну кутову координату джерела  $a$  краще визначити в режимі  $C$  роботи антенної системи. В цьому режимі антенна решітка, як було зазначено раніше, складається з чотирьох горизонтальних вібраторів. Матричне рівняння (4.19) змінюється лише за рахунок множників в правій

матриці-стовпці, що представляють собою характеристики спрямованості окремого вібратора, а саме:  $U_a^\theta \cos(\theta_a - \theta)$  змінюється на  $U_a^\varphi \sqrt{1 - \cos^2(\theta_a - \theta) \sin^2 \chi}$ , а  $U_e^\theta \cos(\theta_e - \theta)$  на  $U_e^\varphi$ . Завдяки такій простій трансформації рівняння (4.23) можна записати як

$$\Delta\theta_a \leq \arcsin\left(\frac{1}{k_a d} \arcsin B_\varphi^a\right), \quad (4.25)$$

де  $B_\varphi^a = U_{II} / [4\dot{U}_a^\varphi \cos \chi \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_e \cos \chi)]$ .

Азимутальна складова вектора напруженості поля дорівнюватиме

$$E_a^\varphi = \frac{U_{11}}{4t_D t_C^2 T_1 \cos \chi \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_e \cos \chi)}. \quad (4.26)$$

Після визначення кутових координат джерел випромінювання антенна система повертається в основний режим роботи – режим *A*.

З метою перевірки відповідності функціонування створених антенних систем теоретичним засадам, на яких побудовані принципи виявлення характеристик полів випромінювання, було проведено комп'ютерне моделювання. Дослідження на моделі дали можливість пересвідчитися у правильному виборі способу сканування навколишнього простору, показали ефективність використання різницевої (протифазної) діаграми спрямованості для виокремлення сигналу за наявної завади, яка має ту саму частоту що і сигнал, довели достатню повноту операцій, якими наділені синтезовані схеми антен, для виконання відомих завдань засобами моніторингу та радіоконтролю.

Особливу увагу при моделюванні було приділено процесу формування індикаторної напруги, яка забезпечує виокремлення сигналу із суміші сигнал-завада. На рис. 4.26 наведено графіки зміни напруги-індикатора при обертанні антени в азимутальній площині. З графіка видно, що напруга наближається до нуля при суміщенні перпендикуляра до апертури з напрямом поширення хвилі. Раніше було показано, що при механічному скануванні при такому суміщенні чутливість максимальна, а при

електричному скануванні — чутливість падає до нуля. Отже при електричному скануванні виникає досить широка кутова зона невизначеності, що призведе до значних похибок як в пеленгації, так і в результатах вимірювань. З графіків також видно, що у випадках, коли  $\varphi \approx \varphi_a$ , або  $\varphi \approx \varphi_s$ , збільшується вплив на точність визначення кутів  $\varphi$ , або  $\Theta$ , нулів. Мінімальне кутове рознесення джерел випромінювання, при якому можна позбутися завади, залежить від відношення інтенсивності полів сигналу і завади та від похибки встановлення кутового положення завади.

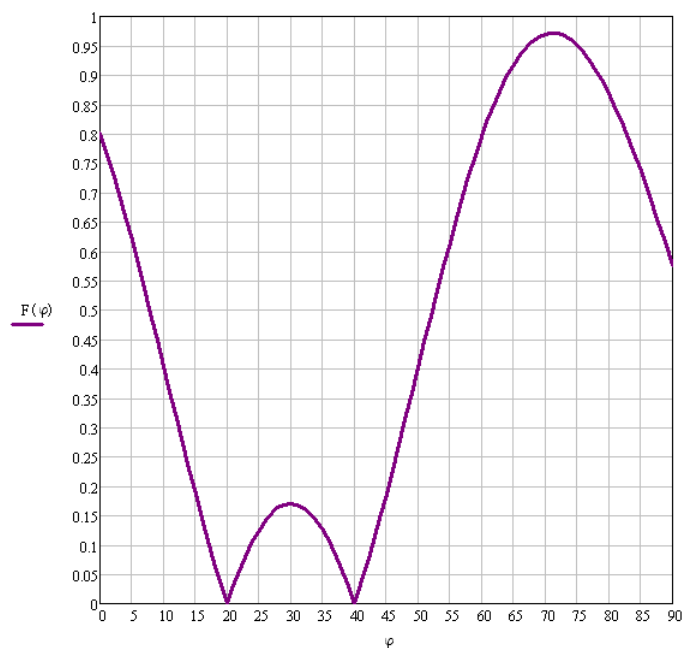


Рис. 4.26. Залежність напруги індикатора від кута повороту апертури антенної решітки в азимутальній площині. Азимути джерел випромінювання дорівнюють  $\varphi_a = 20^\circ$  і  $\varphi_s = 40^\circ$

#### 4.3.2. Аналіз похибок антенної системи

Вважаємо, що для моделі антенної системи на рис. 4.25, придушується випромінювання джерела  $\nu$ . В такому випадку полярна вісь сферичної системи координат паралельна осям вертикальних вібраторів при  $\theta_a = 90^\circ$ , а напрям на джерело випромінювання  $\nu$  збігається з перпендикуляром до апертури антени, тобто  $\varphi_s = 0$ . Позначимо кутове рознесення джерел

випромінювання в азимутальній площині як  $\chi = \varphi_a - \varphi_e$ , а в меридіональній площині як  $\chi_\theta = \theta_a - \theta_e$ . Фазові зсуви, що виникають внаслідок різниці ходу променів, набувають таких значень:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_s^a &= k_a d \sin \chi; \\ \alpha_s^e + \Delta\alpha_s^e &= 0 \pm (k_e d \cos \chi_\theta) \Delta\varphi; \\ \gamma_c^a &= k_a d_e \cos \chi; \\ \gamma_c^e &= k_e d_e \cos \chi_\theta. \end{aligned} \right\} \quad (4.27)$$

Враховуючи значення фазових зсувів і зважаючи на те, що  $\alpha_s^a \ll 1$ , з формули (4.14) отримаємо вирази для функцій  $\Psi_p^a$

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{1,3}^a &= e^{\pm i\alpha_s^a} \sin \gamma_c^a; \\ \Psi_{1,3}^e + \Delta\Psi_{1,3}^e &= (1 \pm i\Delta\varphi k_e d \cos \chi_\theta) \cos \chi_\theta \sin \gamma_c^e; \\ \Psi_{2,4}^a &= e^{\pm i\alpha_s^a} \cos \chi \sin \gamma_c^a; \\ \Psi_{2,4}^e &= (1 \pm i\Delta\varphi k_e d \cos \chi_\theta) \sin \gamma_c^e. \end{aligned} \right\} \quad (4.28)$$

Використовуючи вирази (4.27) і (4.28) напруги  $U_p$  (при  $p = \overline{1,4}$ ), записуємо у вигляді формул (4.7), які дають можливість за загально прийнятою методикою вивести співвідношення для розрахунку інструментальних похибок. Потрібно мати на увазі ту обставину, що окремі складові загальної похибки  $\Delta U_p$  відрізняються як за амплітудою, так і за фазою. Тому найбільш коректною оцінкою похибки буде середньоквадратичне значення. Необхідно також відмітити, що середньоквадратичні похибки напруг  $U_1$  і  $U_3$ ,  $U_2$  і  $U_4$  однакові, тобто  $\sigma U_3 = \sigma U_1$  і  $\sigma U_4 = \sigma U_2$ .

З урахуванням цих зауважень знаходимо похибку напруги  $U_1$

$$\sigma U_1 = U_a^0 \left\{ (\sigma T_1)^2 \sin^2 \gamma_c^a + (\sigma \Psi_1^a)^2 \right\}^{0,5} + U_e^0 \left\{ (\sigma T_1)^2 \cos^2 \chi_\theta \sin^2 \gamma_c^e + (\sigma \Psi_1^e)^2 \right\}^{0,5}, \quad (4.29)$$

де зміст складових похибки  $\sigma U_1$  визначається як  $\sigma T_1 = \sqrt{(\delta a)^2 + (\delta l_\theta)^2 + (\delta K_\phi)^2}$  – відносна середньоквадратична похибка коефіцієнта передачі  $T_1$ ;



$\delta a, \delta l_\phi, \delta K_\phi$  – відносні похибки коефіцієнта передачі вимірjuвального перетворювача: коефіцієнта підсилення  $a$ , діючої довжини  $l_\phi$  і передачі фідера  $K_\phi$ ;

$$\sigma\psi_1^a = \left\{ (K_{\phi_1}^a \Delta\varphi)^2 + (K_{d_1}^a \delta d)^2 + (K_{e_1}^a \delta d_e)^2 \right\}^{0,5};$$

$$\sigma\psi_1^e = \left\{ (K_{\theta_1}^e \Delta\theta)^2 + (K_{\phi_1}^e \Delta\varphi)^2 + (K_{e_1}^e \delta d_e)^2 \right\}^{0,5};$$

$K_{\phi_1}^a = \sqrt{(\alpha_c^a \sin \gamma_c^a)^2 + (\gamma_s^a \cos \gamma_c^a)^2}$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_1^a$ , до похибки азимута на джерело  $\nu$ ;

$\alpha_c^a = k_a d \cos \chi$  – похідна фази  $\alpha_s^a$ ;  $\gamma_s^a = k_a d_e \sin \chi$  – похідна за азимутальним кутом фази  $\gamma_c^a$ ;  $K_{d_1}^a = d_s^a \sin \gamma_c^a$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_1^a$ , до неточності оцінки відстані  $d$  між фазовими центрами вібраторів;  $K_{e_1}^a = \gamma_c^a \cos \gamma_c^a$

– коефіцієнт чутливості напруги  $U_1^a$ , до неточності встановлення відстані  $d_e$  між фазовими центрами вібраторів і екраном;  $K_{\theta_1}^e = \sin \chi_\theta \sin \gamma_c^e - \gamma_s^e \cos \chi_\theta \cos \gamma_c^e$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_1^e$ , до неточності встановлення кута  $\theta_a = 90^\circ$ ;

$\gamma_s^e = k_e d_e \sin \chi_\theta$  – похідна фази  $\gamma_c^e$  за меридіональним кутом;

$K_{\phi_1}^e = k_e d \cos^2 \chi_\theta \sin \gamma_c^e$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_1^e$  до похибки в азимуті джерела  $\nu$ ;  $K_{e_1}^e = \gamma_c^e \cos \chi_\theta \cos \gamma_c^e$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_1^e$  до похибок у відстані між вібраторами і екраном.

Інструментальна похибка напруги  $U_2(U_4)$

$$\sigma U_2 = U_a^\varphi \left\{ (\sigma T_1)^2 \cos^2 \chi \sin^2 \gamma_c^a + (\sigma\psi_2^a)^2 \right\}^{0,5} + U_e^\varphi \left\{ (\sigma T_1)^2 \sin^2 \gamma_c^e + (\sigma\psi_2^e)^2 \right\}^{0,5}, \quad (4.30)$$

де  $\sigma\psi_2^a = \left\{ (K_{\phi_2}^a \Delta\varphi)^2 + (\alpha_s^a \cos \chi \sin \gamma_c^a \delta d)^2 + (\gamma_c^a \cos \chi \cos \gamma_c^a \delta d_e)^2 \right\}^{0,5}$ ;

$K_{\phi_2}^a = \sqrt{(\alpha_c^a \cos \chi \sin \gamma_c^a)^2 + (\sin \chi \sin \gamma_c^a + \gamma_s^a \cos \chi \cos \gamma_c^a)^2}$  – коефіцієнт чутливості напруги джерела  $a$  до неточності азимутального пеленгу на джерело  $\nu$ ;

$\sigma\psi_2^e = \left\{ (\gamma_s^e \cos \gamma_c^e \Delta\theta)^2 + (k_e d \cos^2 \chi \sin \gamma_c^e \Delta\varphi)^2 + (\gamma_c^e \cos \gamma_c^e \delta d_e)^2 \right\}^{0,5}$  – середньоквадратична похибка функції  $\psi_2^e$ .

Використовуючи рівняння (4.6), знаходимо похибки напруг  $U_5, \dots, U_8$ .

Так, абсолютне значення похибки напруги  $\dot{U}_5$  дорівнює

$$\Delta U_5 = \Delta t_c (U_1 + U_3) + t_c (\Delta U_1 + \Delta U_3). \quad (4.31)$$

Щоб розкрити значення величин, які входять в рівняння (4.31), беремо до уваги відношення (4.13), (4.27) і (4.28). Остаточо отримуємо середньоквадратичну величину похибки напруженості  $U_5$

$$\begin{aligned} \sigma U_5 = & 2t_c U_a^0 \left\{ \sin^2 \gamma_c^a [(\delta t_c \cos \alpha_c^a)^2 + (\sigma T_1)^2] + (\sigma \Psi_1^a)^2 \right\}^{0.5} + \\ & + 2t_c U_e^0 \left\{ [(\delta t_c)^2 + (\sigma T_1)^2] \cos^2 \chi_\theta \sin^2 \gamma_c^e + (\sigma \Psi_1^e)^2 \right\}^{0.5}. \end{aligned} \quad (4.32)$$

Похибка напруги  $U_6$  з рівняння (4.6) визначається як

$$\Delta U_6 = \Delta t_c (U_2 + U_4) + t_c (\Delta U_2 + \Delta U_4). \quad (4.33)$$

Підставляючи в праву частину рівняння (4.30) значення величин, знаходимо середньоквадратичну похибку напруги  $\Delta U_6$

$$\begin{aligned} \sigma U_6 = & 2t_c U_a^0 \left\{ [(\delta t_c \cos \alpha_c^a)^2 + (\sigma T_1)^2] \cos^2 \chi \sin^2 \gamma_c^a + (\sigma \Psi_2^a)^2 \right\}^{0.5} + \\ & + 2t_c U_e^0 \left\{ [(\delta t_c)^2 + (\sigma T_1)^2] \sin^2 \gamma_c^e + (\sigma \Psi_2^e)^2 \right\}^{0.5}. \end{aligned} \quad (4.34)$$

Як випливає з рівняння (4.33), похибки напруг  $U_7$  і  $U_8$  дорівнюють похибкам напруг  $U_5$  і  $U_6$  тобто  $\sigma U_7 = \sigma U_5$  і  $\sigma U_8 = \sigma U_6$ .

Оскільки амплітуди напруг  $\dot{U}_s$  при  $s = \overline{1.8}$  (4.8) використовуються процесором для обчислення параметрів поля випромінювання, то формули (4.29), (4.30), (4.32) і (4.34) в правій частині повинні мати ще одну складову, поява якої обумовлена неточністю встановлення коефіцієнта передачі амплітудних детекторів  $t_D$ . Так, наприклад, формула (4.29) набуває вигляду

$$\begin{aligned} \sigma U_1 = & t_D U_a^0 \left\{ [(\sigma T_1)^2 + (\sigma t_D)^2] \sin^2 \gamma_c^a + (\sigma \Psi_1^a)^2 \right\}^{0.5} + \\ & + t_D U_e^0 \left\{ [(\sigma T_1)^2 + (\sigma t_D)^2] \cos^2 \chi_\theta \sin^2 \gamma_c^e + (\sigma \Psi_1^e)^2 \right\}^{0.5}, \end{aligned} \quad (4.35)$$

де  $t_D = \Delta t_D / t_D$  – відносна похибка коефіцієнта передачі детектора.

Аналогічно записується вираз і для напруг  $\dot{U}_2, \dot{U}_3, \dot{U}_4$ . Вираз для похибки напруги  $\dot{U}_5$  змінюється так:

$$\begin{aligned} \sigma U_5 = & 2t_D t_c U_a^0 \left\{ \sin^2 \gamma_c^a [(\delta t_c \cos \alpha_c^a)^2 + (\sigma t_D \cos \alpha_c^a)^2 + (\sigma T_1)^2] + (\sigma \Psi_1^a)^2 \right\}^{0.5} + \\ & + 2t_D t_c U_e^0 \left\{ [(\delta t_c)^2 + (\delta t_D)^2 + (\sigma T_1)^2] \cos^2 \chi_\theta \sin^2 \gamma_c^e + (\sigma \Psi_1^e)^2 \right\}^{0.5}. \end{aligned} \quad (4.36)$$

Аналогічно враховуються неточності передачі детекторів і в похибках напруг  $\dot{U}_6, \dot{U}_7$  і  $\dot{U}_8$ .

В процесі детектування можуть утворюватися змінні величини. Але вони можуть бути повністю відфільтровані і їх впливом можна практично знехтувати.

В режимі *A* за наявності завади (джерела *в*) використовуються напруги  $U_9$  і  $U_{11}$  (4.7). Для аналізу похибок запишемо значення їх амплітуд у такому вигляді:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= t_D |\dot{U}_9| = t_D \sqrt{(t_C U_5)^2 + (t_C U_8)^2 - 2(t_C U_5)(t_C U_8) \cos \psi} \\ \dot{U}_{11} &= t_D |\dot{U}_{11}| = t_D \sqrt{(t_C U_5)^2 + (t_C U_8)^2 + 2(t_C U_5)(t_C U_8) \cos \psi}, \end{aligned} \right\} \quad (4.37)$$

де  $\psi$  – фазовий зсув між фазами векторів  $\dot{E}_a^0$  і  $\dot{E}_a^\varphi$ ,  $U_5 = 2t_C U_a^0 \sin \alpha_s^a \sin \gamma_c^0$  – амплітуда напруги  $\dot{U}_5$ ;  $U_8 = 2t_C U_a^\varphi \cos \chi \sin \alpha_s^a \sin \gamma_c^0$  – амплітуда напруги  $\dot{U}_8$ .

Щоб отримати зручні для практичних обчислень формули, введемо такі позначення:

$$\left. \begin{aligned} U_9 &= 2t_D t_C^2 \sin \alpha_s^a \sin \gamma_c^a U_a^\Delta; \\ U_{11} &= 2t_D t_C^2 \sin \alpha_s^a \sin \gamma_c^a U_a^\Sigma; \\ U_a^\Delta &= \sqrt{(U_a^0)^2 + (U_a^\varphi \cos \chi)^2 - 2U_a^0 U_a^\varphi \cos \chi \cos \psi}; \\ U_a^\Sigma &= \sqrt{(U_a^0)^2 + (U_a^\varphi \cos \chi)^2 + 2U_a^0 U_a^\varphi \cos \chi \cos \psi}. \end{aligned} \right\} \quad (4.38)$$

Середньоквадратичні похибки напруг  $U_9$  і  $U_8$  виразимо через коефіцієнт чутливості

$$\left. \begin{aligned} \sigma U_9 &= \sqrt{(\delta T_2 U_9)^2 + (K_5^9 \sigma U_5)^2 + (K_8^9 \sigma U_8)^2}; \\ \sigma U_{11} &= \sqrt{(\delta T_2 U_{11})^2 + (K_5^{11} \sigma U_5)^2 + (K_8^{11} \sigma U_8)^2} \end{aligned} \right\} \quad (4.39)$$

де  $\sigma T_2 = \sqrt{(\delta t_D)^2 + (\delta t_C)^2}$  – похибки в передачах детекторів і суматорів блока лінійних перетворень другого рівняння ( $T_2 = t_D t_C$ );  $K_5^9 = T_2 (U_a^0 - U_a^\varphi \cos \chi \cos \psi) / U_a^\Delta$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_9$  до інструментальної похибки напруги  $\dot{U}_5$ ;  $K_8^9 = T_2 (U_a^\varphi \cos \chi - U_a^0 \cos \psi) / U_a^\Delta$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_9$  до похибки напруги  $\dot{U}_8$ ;  $K_5^{11} = T_2 (U_a^0 + U_a^\varphi \cos \chi \cos \psi) / U_a^\Delta$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_{11}$  до похибки напруги  $\dot{U}_5$ ;  $K_8^{11} = T_2 (U_a^\varphi \cos \chi + U_a^0 \cos \psi) / U_a^\Delta$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_{11}$  до похибки напруги  $\dot{U}_8$ .

Отримані напруги в режимі роботи  $A$  за наявності завади використовуються для обчислення параметрів електромагнітного поля джерела  $a$ .

Фазовий зсув розраховується за формулою

$$\cos \psi = \frac{U_{11}^2 - U_9^2}{4T^2 U_5 U_8} \quad (4.40)$$

З цієї формули випливає, що похибка тригонометричної функції дорівнює

$$\sigma(\cos \psi) = \sqrt{(K_9^\psi \sigma U_9)^2 + (K_{11}^\psi \sigma U_{11})^2 + \cos^2 \psi [(2\delta T_2)^2 + (\sigma U_5)^2 + (\sigma U_8)^2]}, \quad (4.41)$$

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 функції  $\cos \psi$  до змін напруги  $U_{11}$ .

Відношення меридіональної складової напруженості поля до азимутальної оцінюється як

$$m = U_5 \cos \chi / U_8. \quad (4.42)$$

Середньоквадратична похибка відношення  $m$  визначається як

$$\sigma m = m \sqrt{(\sigma U_5)^2 + (\sigma U_8)^2 + (\operatorname{tg} \chi \Delta \varphi)^2}. \quad (4.43)$$

Тангенс подвоєного кута нахилу поляризаційного еліпса дорівнює

$$\operatorname{tg} 2\gamma = 2m \cos \psi / (m^2 - 1). \quad (4.44)$$

Використовуючи формулу (4.44), знаходимо

$$\sigma \gamma = \frac{m}{(m^2 + 1)^2 - 4m^2 \sin^2 \psi} \left\{ (m^2 - 1)^2 (\sin \psi \Delta \psi)^2 + (m^2 + 1)^2 (\cos \psi \sigma m)^2 \right\}^{0.5}. \quad (4.45)$$

З формули (4.45) випливає, що при  $\psi = 90^\circ$  і  $m = 1$ , похибка  $\sigma \gamma$  стає невизначеною. За цих умов поляризація досліджуваної хвилі стає коловою і кут нахилу поляризаційного еліпса  $\gamma$  втрачає сенс.

Ще одним важливим поляризаційним параметром є коефіцієнт еліптичності, який обчислюється за формулою [31]:

$$K_e = \sqrt{\frac{m \sin^2 \gamma - \sin 2\gamma \cos \psi + \frac{1}{m} \cos^2 \gamma}{m \cos^2 \gamma + \sin 2\gamma \cos \psi + \frac{1}{m} \sin^2 \gamma}}. \quad (4.46)$$

Похибки його обчислення визначаються як

$$\sigma K_e = \frac{m^2 + 1}{m K_e Q^2} \sqrt{(K_m^e \sigma m)^2 + (K_\gamma^e \sigma \gamma)^2 + (K_\psi^e \Delta \psi)^2}, \quad (4.47)$$

де  $Q = m \cos^2 \gamma + \sin 2\gamma \cos \psi + \sin^2 \gamma / m$  – знаменник дробу в формулі (4.47);

$$K_m^e = \frac{m^2 - 1}{m(m^2 + 1)} \sin \gamma \cos \gamma \cos \psi - \frac{1}{m^2 + 1} \cos 2\gamma \quad \text{– чутливість коефіцієнта еліптичності}$$

до похибок величини  $m$ ;  $K_\gamma^e = \frac{m^2 - 1}{m} \sin \gamma \cos \gamma - \cos 2\gamma \cos \psi$  – чутливість

коефіцієнта еліптичності до похибок кута  $\gamma$ ;  $K_\psi^e = \sin \gamma \cos \gamma \sin \psi$  – чутливість коефіцієнта еліптичності до похибок кута  $\psi$ .

Похибки вимірювання меридіональної і азимутальної складових вектора напруженості електричного поля визначаються або з співвідношень, які зв'язують величини  $E_a^\theta$  і  $E_a^\varphi$ , з напругами  $U_5$  і  $U_8$ , або з виразів (4.24) і (4.26) в режимах  $B$  і  $C$ . Можемо записати меридіональну складову напруженості електричного як

$$E_a^\theta = U_5 / 2T_1 T_2 \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_e \cos \chi) \quad (4.48)$$

Виходячи з цього співвідношення, отримуємо середньоквадратичне значення абсолютної похибки

$$\sigma E_a^\theta = E_a^\theta \left\{ \left( \frac{\sigma U_5}{U_5} \right)^2 + (\sigma T_1)^2 + (\sigma T_2)^2 + (K_\chi^E \Delta \varphi)^2 + (K_d^E \delta d)^2 + (K_{d_e}^E \delta d_e)^2 \right\}^{0.5}, \quad (4.49)$$

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 антенної решітки;  $K_{d_e}^E = k_a d_e \cos \chi \operatorname{ctg}(k_a d_e \cos \chi)$  – чутливість напруженості поля до похибок відстані від вібратора до екрана.

Для азимутальної складової напруженості електричного поля записуємо формулу в такому вигляді.

$$E_a^\varphi = U_8 / (2T_1 T_2 \cos \chi \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_e \cos \chi)). \quad (4.50)$$

Похибка розрахунку азимутальної складової напруженості поля дорівнює

$$\sigma E_a^\varphi = E_a^\varphi \left\{ \left( \frac{\sigma U_8}{U_8} \right)^2 + (\sigma T_1)^2 + (\sigma T_2)^2 + (K_{\chi\varphi}^E \Delta\varphi)^2 + (K_d^E \delta d)^2 + (K_{d_e}^E \delta d_e)^2 \right\}^{0.5}, \quad (4.51)$$

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

З виразів для коефіцієнта чутливості  $K_d^E$  випливає, що неточність в розмірах  $d$  може обмежувати розрізнявальну здатність антенної системи. Це пов'язано з тим, що зменшення аргументу котангенсної функції призводить до збільшення чутливості похибки  $\sigma E$  до відхилення відстані  $d$  від номінального значення.

За відсутності випромінювань на частотах близьких до частоти джерела  $a$ , тобто за умови  $E_e = 0$ , процеси в антенній системі будуть суттєво відрізнятися від процесів з придушенням завади. В момент ввімкнення системи в режимі  $A$  утворюються напруги, які визначаються з виразів (4.13) і (4.14) при  $U_e = 0$  і  $q = a$  так

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{1,3} &= iU_a^\theta e^{\pm i\alpha_s^a} \cos(\theta_a - \theta) \sin \gamma_c^a; \\ \dot{U}_{2,4} &= iU_a^\varphi e^{\pm i\alpha_s^a} \sqrt{1 - \cos^2(\theta_a - \theta) \sin^2(\varphi_a - \varphi)} \sin \gamma_c^a, \end{aligned} \right\} \quad (4.52)$$

де  $\alpha_s^a = kd \cos(\theta_a - \theta) \sin(\varphi_a - \varphi)$  – фазовий зсув, обумовлений різницею ходу променів до фазових центрів елементів антенної решітки;  $\gamma_c^a = kd \cos(\theta_a - \theta) \cos(\varphi_a - \varphi)$  – фазовий зсув, обумовлений різницею ходу променів до фазових центрів вібраторів і їх дзеркальних зображень.

Після першого рівня лінійних перетворень маємо напруги, які формуються згідно з рівнянням (4.6),

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_5 &= 2t_c U_a^\theta \cos(\theta_a - \theta) \sin \alpha_s^a \sin \gamma_c^a; \\ \dot{U}_6 &= i2t_c \dot{U}_a^\varphi \sqrt{1 - \cos^2(\theta_a - \theta) \sin^2(\varphi_a - \varphi)} \cos \alpha_s^a \sin \gamma_c^a; \\ \dot{U}_7 &= i2t_c \dot{U}_a^\theta \cos(\theta_a - \theta) \cos \alpha_s^a \sin \gamma_c^a; \\ \dot{U}_8 &= 2t_c \dot{U}_a^\varphi \sqrt{1 - \cos^2(\theta_a - \theta) \sin^2(\varphi_a - \varphi)} \sin \alpha_s^a \sin \gamma_c^a. \end{aligned} \right\} \quad (4.53)$$

Напруги  $\dot{U}_5$  і  $\dot{U}_8$  використовуються для визначення азимута джерела випромінювання. З виразів (4.53) випливає, що при  $\varphi = \varphi_a$  напруги  $\dot{U}_5$  і  $\dot{U}_8$  набувають нульових значень.

Отже, азимутальна кутова координата джерела  $a$  знаходиться шляхом обертання апертури антени до положення, в якому напруги  $\dot{U}_5$  і  $\dot{U}_8$  задовольнятимуть нерівності  $\dot{U}_5 \leq U_{II}$ ,  $\dot{U}_8 \leq U_{II}$ , де  $U_{II}$  – пороговий рівень напруги. Після цього антенна система переводиться в режим  $B$ . В виразах для напруг  $\dot{U}_6$  і  $\dot{U}_7$  з'являються додаткові множники – експоненти з показником степені залежним від меридіонального кута

$$U_{6,7} = i2t_c \dot{U}_a^0 e^{\pm i\alpha_z} \cos(\theta_a - \theta) \sin \gamma_c^a \quad (4.54)$$

де  $\alpha_z = kd \sin(\theta_a - \theta)$  – зсув фаз, обумовлений різницею ходу променів до вібраторів 1', 3' та 2', 4' в меридіональній площині. На виході другого рівня лінійних перетворень виникає напруга  $U_{10}$ , яка дорівнює

$$U_{10} = t_D |\dot{U}_7 - \dot{U}_6| = 4t_D t_c^2 U_a^0 \cos(\theta_a - \theta) \sin \gamma_c^a \sin \alpha_z. \quad (4.55)$$

Механічним переміщенням апертури антени в меридіональній площині досягається нульове значення напруги  $U_{10}$ . В такому положенні апертури  $\sin \alpha_z = 0$ . Отже,  $\theta = \theta_a$ ,  $\cos(\theta_a - \theta) = 1$  і  $\gamma_c^a = kd_e$ . Очевидно, що в режимі  $B$  виникає можливість відкоректувати і значення кута  $\varphi_a$ , оскільки в загальному випадку порогове значення напруги досягається при менших відхиленнях різниці кутів  $\varphi_a - \varphi$  від нуля. Похибки визначення кутових координат джерела  $a$  знаходимо за формулами

$$\Delta\varphi \leq \arcsin \left( \frac{1}{kd} \arcsin B_\varphi^a \right), \quad (4.56)$$

де  $B_0^a = \frac{U_{II}}{2t_D t_c U_a^0 \sin(kd_e)}$  при  $U_5 > U_8$ , або  $B_\varphi^a = \frac{U_{II}}{2t_D t_c U_a^0 \sin(kd_e)}$  при  $U_8 > U_5$  і пеленг знаходимо за напругою  $U_8$ .

Похибку меридіонального кута отримуємо з виразу (4.55)

$$\Delta\theta \leq \arcsin \left( \frac{1}{kd} \arcsin B_0^a \right), \quad (4.57)$$

де  $B_0^a = U_{II} / 4t_D t_C^2 U_a^0 \sin(kd_e)$ .

В тому випадку, коли  $U_a^\varphi > U_a^0$ , доцільніше визначити кут  $\theta_a$  в режимі *C*. В режимі *C* похибка меридіонального кута оцінюється тією ж формулою (4.57) при заміні напруги  $U_a^0$  на напруги  $U_a^\varphi$ .

Після визначення кута  $\theta_a$  і уточнення кута  $\varphi_a$  система повертається в основний режим – режим *A*. Вирази (4.52) істотно спрощуються

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{1,3} &= i\dot{U}_a^0 \sin kd_e; \\ \dot{U}_{2,4} &= i\dot{U}_a^\varphi \sin kd_e. \end{aligned} \right\} \quad (4.58)$$

Інструментальні середньоквадратичні похибки утворення напруг (4.58) визначаються як

$$\left. \begin{aligned} \sigma U_{1,3} &= U_a^0 \left\{ (\sigma T_1 \sin kd_e)^2 + (\sigma \Psi_1)^2 \right\}^{0,5}; \\ \sigma U_{2,4} &= U_a^\varphi \left\{ (\sigma T_1 \sin kd_e)^2 + (\sigma \Psi_1)^2 \right\}^{0,5}, \end{aligned} \right\} \quad (4.59)$$

де  $\sigma \Psi_1 = \left\{ (kd \sin kd_e)^2 (\Delta\varphi)^2 + (kd_e \cos kd_e)^2 (\delta d_e)^2 \right\}^{0,5}$ .

Важливо відмітити дві особливості похибок (4.59). Одна з них полягає в низькій чутливості напруг до похибок меридіонального кута. Це пояснюється тим, що різниця кутів  $\theta_a - \theta$  використовується лише в косинусоїдних функціях. Тому в коефіцієнтах чутливості до зміни кута  $\theta$  в числівник входить функція  $\sin kd(\theta_a - \theta)$ , що при  $\theta \rightarrow \theta_a$  призводить до істотного зменшення впливу похибки  $\Delta\theta$ . Друга особливість полягає в відсутності залежності похибок (4.59) від неточності відстані  $d$ . Це обумовлено тим, що апертура антени практично збігається з фронтом хвилі, яка падає на антену.

Після детектування сигналів (4.58) інструментальна похибка може дещо збільшитися відносно похибок (4.59) за рахунок неточності визначення коефіцієнтів передач детекторів  $t_D$ .

$$\left. \begin{aligned} \sigma U_{1,3}^D &= U_a^0 \left\{ [(\sigma t_D)^2 + (\sigma T_1)^2] \sin^2 kd_e + (\sigma \Psi_1)^2 \right\}^{0,5} \\ \sigma U_{2,4}^D &= U_a^\varphi \left\{ [(\sigma t_D)^2 + (\sigma T_1)^2] \sin^2 kd_e + (\sigma \Psi_1)^2 \right\}^{0,5}. \end{aligned} \right\} \quad (4.60)$$

Похибки напруг після лінійного перетворення першого рівня обчислюються за виразами аналогічними формулам (4.59) і (4.60)



$$\left. \begin{aligned} \sigma \dot{U}_6 &= \sqrt{2} T_2 U_a^\Phi \left\{ [(\sigma T_1)^2 + (\sigma T_2)^2] \sin^2 k d_e + (\sigma \Psi_1)^2 \right\}^{0.5} \\ \sigma \dot{U}_7 &= \sqrt{2} T_2 U_a^0 \left\{ [(\sigma T_1)^2 + (\sigma T_2)^2] \sin^2 k d_e + (\sigma \Psi_1)^2 \right\}^{0.5} \end{aligned} \right\} \quad (4.61)$$

де для напруг на вході блоку нелінійних перетворень замість  $T_2$  необхідно брати коефіцієнт передачі суматорів  $t_c$  першого рівня перетворень, для напруг на виході нелінійного блоку  $T_2 = t_D t_c$ .

Значення напруг  $\dot{U}_5, \dot{U}_8, \dot{U}_9$  і  $\dot{U}_{11}$  нижче порогового рівня, тому їх похибки не мають ніякого сенсу. Напруги  $U_{10}$  і  $U_{12}$  використовуються для розрахунку фазового зсуву  $\psi$  між меридіональною і азимутальною складовими вектора напруженості електричного поля. Їх амплітудні значення дорівнюють

$$\left. \begin{aligned} U_{10} &= T_2 \sqrt{U_6^2 + U_7^2 - 2U_6 U_7 \cos \psi}; \\ U_{12} &= T_2 \sqrt{U_6^2 + U_7^2 + 2U_6 U_7 \cos \psi}. \end{aligned} \right\} \quad (4.62)$$

Похибки напруг  $U_{10}$  і  $U_{12}$  визначаються за формулами

$$\left. \begin{aligned} \sigma U_{10} &= \sqrt{(\sigma T_2)^2 U_{10}^2 + (K'_6 \sigma U_6)^2 + (K'_7 \sigma U_7)^2}; \\ \sigma U_{12} &= \sqrt{(\sigma T_2)^2 U_{12}^2 + (K''_6 \sigma U_6)^2 + (K''_7 \sigma U_7)^2}, \end{aligned} \right\} \quad (4.63)$$

де коефіцієнти чутливості знаходяться із співвідношень:

$$\begin{aligned} K'_6 &= T_2 \frac{U_a^\Phi - U_a^0 \cos \psi}{U_\Delta}; & K''_6 &= T_2 \frac{U_a^\Phi + U_a^0 \cos \psi}{U_\Sigma}; \\ K'_7 &= T_2 \frac{U_a^0 - U_a^\Phi \cos \psi}{U_\Delta}; & K''_7 &= T_2 \frac{U_a^0 + U_a^\Phi \cos \psi}{U_\Sigma}; \end{aligned}$$

$$U_\Delta = \sqrt{(U_a^0)^2 + (U_a^\Phi)^2 - 2U_a^0 U_a^\Phi \cos \psi}; \quad U_\Sigma = \sqrt{(U_a^0)^2 + (U_a^\Phi)^2 + 2U_a^0 U_a^\Phi \cos \psi}.$$

Фазовий зсув  $\psi$  і похибку обчислення його отримуємо з виразів (4.40) і (4.41) при заміні  $U_{11}$  на  $U_{12}$ ;  $U_9$  на  $U_{10}$ ;  $U_5$  на  $U_7$  і  $U_8$  на  $U_6$ . Формула (4.42) спрощується

$$m = U_7 / U_8, \quad \dots (4.64)$$

Також спрощується і вираз для похибки  $\sigma m$

$$\sigma m = m \sqrt{(\sigma U_6)^2 + (\sigma U_7)^2}. \quad (4.65)$$

Решту поляризаційних параметрів і їх похибки розраховуються за формулами (4.44), (4.45), (4.46) і (4.47).

Меридіональну і азимутальну складові вектора напруженості електричного поля можна обчислювати або за амплітудами напруг (4.52), або за напругами  $U_7$  і  $U_6$ :

$$\left. \begin{aligned} E_a^0 &= U_7 / 2T_1 T_2 \sin kd_e, \\ E_a^\varphi &= U_6 / 2T_1 T_2 \sin kd_e. \end{aligned} \right\} \quad (4.66)$$

Середньоквадратичні похибки оцінки складових напруженості поля:

$$\begin{aligned} \sigma E_a^0 &= \sqrt{[(\sigma T_1)^2 + (\sigma T_2)^2 + (kd_e \operatorname{ctg} kd_e)^2 (\delta d_e)^2] (E_a^0)^2 + \left( \frac{\sigma U_7}{2T_1 T_2 \sin kd_e} \right)^2}, \\ \sigma E_a^\varphi &= \sqrt{[(\sigma T_1)^2 + (\sigma T_2)^2 + (kd_e \operatorname{ctg} kd_e)^2 (\delta d_e)^2] (E_a^\varphi)^2 + \left( \frac{\sigma U_6}{2T_1 T_2 \sin kd_e} \right)^2}. \end{aligned} \quad (4.67)$$

З формул (4.67) випливає, що діапазон робочих частот антенної системи істотно залежить від похибки  $\delta d_e$ , тобто від точності встановлення відстаней між фазовими центрами вібраторів і екраном.

#### ***Висновки по розділу 4***

Моделювання і експериментальні зразки досліджуваних антен – симетричного вібратора з навантаженням у вигляді спіралі і мікросмужкового кільцевого елемента антенної решітки показали гарні результати.

В результаті порівняння двох зразків симетричних вібраторів, один з яких має прямолінійну конфігурацію плечей, а другий має вкорочену структуру зі спіральним навантаженням, було визначено, що максимум випромінювання у другого зразка залишається незмінним у робочому діапазоні частот. Вкорочена структура має дещо менший в порівнянні з класичною структурою коефіцієнт підсилення (1,9 дБі). Робочий діапазон частот дещо зменшується. Але істотне зменшення розміру, майже на третину, робить ці недоліки прийнятними.

Кільцевий елемент антенної решітки, експериментальний зразок якої був виконаний за мікросмужковою технологією, отримав гарні показники. Коефіцієнт підсилення в робочому діапазоні частот коливається в межах 3,5-4,5 дБі (зменшення коефіцієнту обумовлене впливом матеріалу підкладки). Параметри узгодження дотримуються стандартних величин: коефіцієнт

стоячрї хвилі за напругою менший за 1,5, коефіцієнт відбиття менший за 15дБ, вхідний опір коливається в межах 50 Ом.

З аналізу характеристик точності антенної системи випливає, що:

- антенна система забезпечує вимірювання основних параметрів поля випромінювання як в умовах задовільної електромагнітної обстановки, так і в умовах, коли на частоті корисного сигналу діє інше джерело випромінювання;
- здатність виокремлювати сигнали при незначних кутових рознесеннях джерел сигналу і завади (кутова розрізнявальна здатність) залежить не тільки від характеристики спрямованості антенної решітки, але й від точності встановлення відстаней між фазовими центрами реальних і віртуальних вібраторів;
- робочий діапазон частот антенної решітки обмежується не лише деформацією діаграми спрямованості, але і похибками виконання конструктивних елементів антени;
- при визначенні кутових координат джерела випромінювання за відсутності завади, яка діє на частоті сигналу, можна напрями в азимутальній і меридіональній площинах знаходити без використання режиму А, тобто пеленг на джерело випромінювання можна знаходити або в режимі В, або в режимі С антенної решітки;
- антенна система дає можливість контролювати за певних умов випромінювання мобільних джерел під час їх руху з фіксацією траєкторії.

#### Список публікацій здобувача за матеріалами четвертого розділу

1. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Михальчук І.І. Взаємодія між смужковими елементами. *Защита информации*: спец. выпуск 2008. С.13-20.
2. Shcherbyna O. A., Ilnitskyi L. Y., Mykhalchuk I. I., Kozhokhina O. V. Accuracy characteristics of radio monitoring antennas. *Radio Electronics, Computer Science, Control*. 2020. № 3. P. 42-56.
3. Ільницький Л. Я., Михальчук І. І., Щербина О. А. Дослідження характеристик малогабаритної спіральної антени. *ВІТІ: збірник наукових праць*. Київ: ВІТІ ім. Героїв Крут, 2020. Вип.1. С.35-45.

## ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

У дисертації розроблена методика побудови малоелементних компактних багатофункціональних антенних решіток для систем радіомоніторингу та систем радіоконтролю. Проаналізовані принципові засади функціонування антенних решіток як в режимі спостереження за джерелами випромінювання, так і в режимі вимірювань параметрів полів випромінювання, а також в режимі визначення кутових координат джерел випромінювання. Способи функціонування антенних систем забезпечують надійність отримання необхідних інформаційних даних в складних електромагнітних обстановках. До основних результатів, отриманих в дисертації, можна віднести такі:

1. Запропонований метод зменшення лінійних розмірів вібраторної антени при незначному зменшенні коефіцієнта підсилення дає можливість працювати в тому ж робочому діапазоні частот, що і класичний півхвильовий вібратор.

2. Дослідження способів обертання діаграм спрямованості антенних решіток показали, що для цілей радіомоніторингу доцільно використовувати електромеханічні пристрої обертання апертури антени, оскільки при цьому зберігається незалежність чутливості, розрізнявальної здатності та точності вимірювання від кутових координат джерел випромінювання. Електричне сканування забезпечує високу швидкість обертання діаграми спрямованості, але через деформації, де в значних межах змінюються чутливість, розрізнявальна здатність та точність вимірювання параметрів поля, використання електричного сканування не доцільно.

3. Розроблена теорія малоелементних антенних решіток з розмірністю  $2 \times 2$  та  $3 \times 2$ . Розглянуто основні режими роботи та синтезовано схеми первинної обробки прийнятих електромагнітних хвиль для визначення характеристик полів випромінювання.

4. Розроблений спосіб виокремлення коливань хвиль джерела випромінювання за наявності завади на тій же самій частоті, який ґрунтується на некогерентності випромінюваних хвиль. Досліджено ефективність забезпечення придушення завади.

5. Проаналізована можливість використання кільцевих антен як елементів антенної решітки. Показано, що з кільцевими елементами можна створити решітку з розмірністю  $2 \times 1$ , тобто обмежитися трикільцевою антенною решіткою. Як відомо, кільцева антена має при певному режимі її збудження досить широкий робочий частотний діапазон та розкладає вектор напруженості електричного поля в коловому ортогональному базисі. Крім того, діюча довжина кільцевої антени, як доведено в роботі, значно перевищує діючу довжину двох взаємно перпендикулярних вібраторів. При цьому габарити кільцевої антени менші за габарити двох вібраторів, що працюють в одному і тому ж діапазоні частот. Такі особливості кільцевої антенної решітки мають в деяких випадках значні переваги перед елементами лінійної поляризації.

6. Розглянуто рекомендації стосовно впровадження і використання розроблених малоелементних компактних антенних решіток для системи радіомоніторингу з первинною обробкою сигналу у складі мобільного комплексу радіомоніторингу.

Результати дисертації були використані при проектуванні адаптивної антенної решітки для системи мобільного радіомоніторингу компанією ТОВ «Хуавей Україна» та впроваджено в навчальний процес Військового інституту телекомунікацій та інформатизації ім. Героїв Крут.

**СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ**

1. Balanis C.A. *Antenna Theory Analysis* / John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005. 1073 p.
2. Ilnitskyi L.Y., Sibruk L.V., Mykhalchuk I. I. Radio monitoring antenna for directional finding. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2019. Vol. 78, №8. P. 651-662.
3. Ilnitskiy L.Y., Shcherbyna O.A., Mykhalchuk I.I. Metrological characteristics of antenna system for measuring electromagnetic field parameters. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2016. Vol. 59. P 141-149.
4. Ilnitsky L.Y., Shcherbyna O.A., Mykhalchuk I.I. “Antenna System of Radiomonitoring with Advanced Features.” *Proc. of 4<sup>th</sup> IEEE International Conference Methods and Systems of Navigation and Motion Control*, 18-20 October 2016. Kyiv (Ukraine). 2016. P. 67-71. (*Scopus*).
5. Ilnitskiy L., O. Shcherbyna, I. Mykhalchuk. Ring Antenna System of Polarimeter for UAV. *Proc. of 3rd International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments*, 13-15 October 2015. Kyiv (Ukraine). 2015. P. 210-214. (*Scopus*).
6. Harrington R. F. *Field computation by moment methods* / R.F. Harrington. New York: Macmillan. 1968. 229 p.
7. L. Ilnitskyi, O. Shcherbyna, I. Mykhalchuk, Olena Kozhokhina. The antenna array with ring elements. *Signal Processing Symposium 2017 (SPSymposium 2017): Proceedings*, Jachranka Village (Poland), 12 – 14 September 2017. P. 1–4.
8. Ilnitsky L.Y., Shcherbyna O.A., Mykhalchuk I.I. “Antenna System of Radiomonitoring with Advanced Features.” *Proc. of 4<sup>th</sup> IEEE International Conference Methods and Systems of Navigation and Motion Control*, 18-20 October 2016. – Kyiv (Ukraine). – 2016. – P. 67-71.
9. L. Ilnitskyi, O. Shcherbyna, I. Mykhalchuk, Olena Kozhokhina. Control of the antenna radiation pattern for radiomonitoring systems. *5th International*

*Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments (APUAVD)*, 22.10.2019, IEEE, P. 210-213. (Scopus).

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

11. Ilnitsky L., Shcherbyna O., Mykhalchuk I., Kozhokhina O. The Antenna Array with Ring Elements. *Proc. of Signal Processing Symposium (SPSymo)*, 12-14 September 2017. Jachranka (Poland). 2017. P. 1-4.

12. L. Ilnitskyi, L. Sibruk, I. Mykhalchuk. Antenna of Mobile Radio Monitoring System. *The Eight Word Congress "AVIATION IN THE XXI-st CENTURY"* 10-12 October 2018. Kyiv.

13. Milligan Thomas A. Modern antenna design / John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005. P 614.

14. Shcherbyna O. A., Ilnitskyi L. Y., Mykhalchuk I. I., Kozhokhina O. V. Accuracy characteristics of radio monitoring antennas. *Radio Electronics, Computer Science, Control*. 2020. № 3. P. 42-56.

15. Yee K.S. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1966. Vol. 14, Issue 3. P. 302-307.

16. Taflove A., Brodwin M.E. Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Scattering Problems Using the Time-Dependent Maxwell's Equations. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1975. Vol. 23, Issue 8. P. 623-630.

17. Алексеев О.В., Грошев Г.А., Чавка Г.Г. Многоканальные частотно-разделительные устройства и их применение.- М.: Радио и связь, 1981.-136с.

18. Банков С.Е., Курушин А.А. Расчет излучаемых структур с помощью FEKO – М., ЗАО «НПП «РОДНИК», 2008, 246 с.

19. Бененсон Л. С., Журавлев В. А., Попов С. В., Постнов Г. А. Антенные решетки: Методы расчета и проектирования. Москва: Советское радио, 1966. 36 с.
20. В.Г. Благодарний, В.Т.Бондарчук, М.М. Калужний, В.Ф. Корсак, В.Ф. Олійник, Г.А. Плешаков, П.В. Слободянюк, В.К. Титаренко, Є.В. Хаїров, П.П. Яцук. Автоматизована система радіочастотного моніторингу у смугах радіочастот загального користування. Довідк. вид. К.: ТОВ «ТехноПоліграф», 2014. 160 с.
21. Бузов А. Л., Сподобаев Ю. М., Филиппов Д. В., Юдин В.В. Электродинамические методы анализа проволочных антенн. Москва: Радио и связь, 2000. 153 с.
22. Василенко Д.О. Сучасні методи аналізу, синтезу і оптимізації пристроїв надвисоких частот та антен. Електронне навчальне видання. РТФ НТУУ «КПІ» 2015р.
23. Гехер К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей. – М.: Сов. радио, 1973.-200с.
24. Григорьев А.Д. Электродинамика и техника СВЧ: Учебник для ВУЗов. Москва.: Высш. шк., 1990. 335с.
25. Ільницький Л. Я., Михальчук І. І. Спіральні антени із стоячою хвилею струму. ІХ Міжнародної науково-технічної конференції «АВІА-2009». Київ. 21-23 вересня 2009 р.). Т. 2. С. 11.1-11.5.
26. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Антенна решітка з керованою діаграмою спрямованості. Zprávy vědecké ideje-2010: VI mezinárodní vědecko-praktická konference, 27 října-05 listopadu 2010 r. – Praha: Publishing House «Education and Science», 2010. – Díl 17. – S. 60-64.
27. Ільницький Л. Я., Михальчук І. І. Исследование поля излучения антеннами круговой поляризации. X міжнародна науково-технічна конференція «Авіа-2011». Київ. 19-21 квітня 2011 р. С.23.1-23.4.
28. Ільницький Л. Я., Михальчук І. І., Щербина О. А. Дослідження характеристик малогабаритної спіральної антени. ВІПІ: збірник наукових



праць. Київ: Військовий інституту телекомунікацій та інформатизації ім. Героїв Крут, 2020. Вип.1. С.35-45.

29. Ільницький Л.Я., Савченко О.Я., Сібрук Л.В. Антени та пристрої надвисоких частот. Підручник для ВНЗ. К.: Укртелеком. 2003. 496 с.

30. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Михальчук І.І. Взаємодія між смужковими елементами. Защита информации: спец. выпуск 2008. С.13-20.

31. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Слободянюк П.В., Благодарний В.Г. Антени телекомунікаційних і моніторингових систем. К.: ТОВ «ТехноПоліграф», 2012. 240 с.

32. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Малоелементна антенна решітка обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості: пат. на корисну модель 44847 Україна, МПК (2009) H01Q 23/00, №200906961, заявл. 03.07.2009, опубл. 12.10.2009, бюл. №19.

33. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Короткий вібратор з навантаженням у вигляді спіралі: пат. на корисну модель 51971 Україна, МПК(2009) H01Q 9/00, №201001019, заявл. 01.02.2010, опубл. 10.08.2010, бюл. №15.

34. Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В., Щербина О. А., Михальчук І. І. Кільцева вимірювальна антенна система: пат. на винахід 103714, МПК (2013.01) H01Q 23/00, № 201208784, заявл. 17.07.2012, опубл. 11.11.2013, бюл. №21.

35. Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В., Щербина О. А., Михальчук І. І. Двокільцева вимірювальна антенна система: пат. на винахід 107015, МПК (2014.01) H01Q 23/00, №201213314, заявл. 22.11.12, опубл. 10.11.2014, бюл. №21.

36. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Трикільцева вимірювальна антенна система: пат. на винахід 111532, МПК (2016.01) H01Q 23/00, № 201410950, заявл. 07.10.14, опубл. 10.05.2016, бюл. №9.

37. Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В. Укорочений симетричний вібратор із сповільнювальною структурою плечей: пат на корисну модель 13483, МПК H01Q9/00, № u200504824, заявл. 23.05.2005, опубл. 17.04.2006.

38. Ільницький Л.Я. Щербина О.А., Михальчук І.І. Антенна решітка обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості. Проблеми інформатизації та управління: зб. наук. пр. К.: Вид-во Нац. авіац. ун-ту «НАУ-друк», 2010. Вип.1 (29). С.82-85.

39. Ільницький Л.Я. Щербина О.А., Михальчук І.І. Кільцева вимірювальна антенна система. Пат. на кор. мод. № 44847 Україна від 12.10.2009, Бюл. №19.

40. Ільницький Л.Я. Розробка структурної схеми двокільцевої вимірювальної антени / Л.Я. Ільницький, О.А. Щербина, К.В. Кленецька // Наукоємні технології. – 2013. – № 4(20). – С. 373-376.

41. Егоров Е.И., Калашников Н.И., Михайлов А.С. Использование радиочастотного спектра и радиопомехи.- М.:Радио и связь, 1986. -304с.

42. Ільницький Л. Я., Сибрук Л. В., Михальчук І. І. Исследование поля излучения антеннами круговой поляризации. 20-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Севастополь, Крым, 13—17 сентября 2010 г. Т2. С. 575-577. IEEE Catalog Number CFP10788-PRT (*Scopus*).

43. Ільницький Л.Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Метрологические характеристики антенной системы для измерения параметров электромагнитного поля. *Радиоэлектроника*. 2016. Т.59, №3. С. 52-60

44. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Михальчук І.І. Моделирование поля излучения спиральной антенны. Электронное моделирование. 2010. Т.32. №4. С.61-73.

45. Ільницький Л.Я. Синтез однокольцевой антенной системы для измерения параметров электромагнитного поля / Л.Я. Ільницький, О.А. Щербина, Ю.В. Пепа // Journal of Qafqaz University: Mathematics and Computer Science. – Baku (Azerbaijan): Qafqaz University. 2013. Vol. 1, No. 1. P. 31-38.

46. Митра Р. Вычислительные методы в электродинамике. М.: Мир. 1977. 488 с.

47. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. - М.: Радио и связь, 1986. - 448с.
48. Олейник В. Ф., Сайко В. Г., Булгач В.Л. Радиотелекоммуникационные технологии мобильных систем: теоретические основы и практическое применение. Т.1. Системы сотовой подвижной радиосвязи. Учебно-методическое пособие. Киев: ГУИКТ. 2004. 307 с.
49. Пономарев Л. И., Васинн А.А. Высокоточная пеленгація многолучевых сигналов с использованием многолучевых антенных решеток КВ диапазона. *III Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь»* ИРЭ РАН, 26-30 октября 2009.
50. Поляков В. Малые антенны: физические ограничения. *Радио*, 2002, № 10. С. 66-67.
51. Рембровский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства. Москва: Горячая линия –Телеком, 2006. 492 с.
52. Регламент радиосвязи. Т.1.- Женева, МСЭ2 1998.
53. Сильвестер П. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков / П. Сильвестер, Р. Феррари; пер. с англ. С. Н. Хотяинцева, под ред. Ф. Ф. Дубровки. М.: Мир, 1986. 229 с.
54. Семёнов Н.А. Техническая электродинамика: Учебное пособие для ВУЗов. Москва.: Связь, 1973. 463 с.
55. Слободянюк П.В., Благодарный В.Г. Справочник для инженеров по радиомониторингу. Киев: ТОВ «ТехноПолиграф», 2012. 720 с.
56. Слободянюк П.В., Благодарный В.Г. Радиомониторинг: вчера, сегодня, завтра. Справочное издание. Прилуки: ООО «Air-Поліграф», 2010. 296 с.
57. Слободянюк П., Благодарный В., Ступак В. Довідник з радіомоніторингу. Ніжин: «Аспект-Поліграф», 2008. 588 с.
58. Слободянюк П.В. Система радіомоніторингу Центру «Укрчастотнагляд». Шляхи вдосконалення. *Зв'язок*, 2004, №6. С. 29-31.

59. Слюсар В.И. Фрактальные антенны. Принципиально новый тип «ломаных» антенн. Часть 1. *Электроника: наука, технология, бизнес*. 2007. № 5. С. 78-83.

60. Слюсар В.И. Фрактальные антенны. Принципиально новый тип «ломаных» антенн. Часть 2. *Электроника: наука, технология, бизнес*. 2007. № 6. С. 82-89.

61. Слюсар І.І., Слюсар В.І., Дерій Р.С., Довбиш Р.М. Технічні аспекти реалізації перспективних технологій МІМО. Тези доповідей п'ятої міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми інформатизації», 26-27 жовтня 2017 р. – ЧДТУ, ВА ЗС АР, УТіГН, ПНТУ, 2016 р. С. 81

62. Справочник по радиоконтролю. Женева: Бюро радиосвязи МСЭ, 2002. 585 с.

63. Тамбиева Д. Т., Гусева Л. Л. Решение задач радиомониторинга. Материалы конференции «Современные наукоемкие технологии», №6, 2006. С. 63-64

64. Хаиров Е. В., Корсак В.Ф., Благодарный В.Г. Автоматизированная система радиочастотного мониторинга УГЦР: состояние и перспективы развития. *Зв'язок*. 2006, №6.

65. Шиллер Й. Мобильные телекоммуникации.: Пер. с англ. Москва: Вильямс, 2002. 384 с.

**СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ**

*Статті в наукових журналах, які включено до наукометричної бази Scopus:*

1. Shcherbyna O. A., Ilnitskyi L. Y., Mykhalchuk I. I., Kozhokhina O. V. Accuracy characteristics of radio monitoring antennas. *Radio Electronics, Computer Science, Control*. 2020. № 3. P. 42-56.
2. Ilnitskiy L.Y., Shcherbyna O.A., Mykhalchuk I.I. Metrological characteristics of antenna system for measuring electromagnetic field parameters. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2016. Vol. 59. P 141-149.
3. Ilnitskyi L.Y., Sibruk L.V., Mykhalchuk I. I. Radio monitoring antenna for directional finding. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2019. Vol. 78, №8. P. 651-662.

*Статті у наукових фахових виданнях України:*

4. Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В., Михальчук І. І. Взаємоіндукція між смужковими елементами. *Защита информации: Сборник научных трудов НАУ*. 2008. Спец.выпуск. С.13-20.
5. Ільницький Л. Я., Михальчук І. І., Мартиненко С. П. Направлені властивості параболічної антени супутникового телебачення. *Вісник НАУ: збірник наукових праць*. 2009. № 4. С.149-153.
6. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Антенна решітка обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості. *Проблеми інформатизації та управління: збірник наукових праць*. 2010. – Вип.1 (29). С.82-85.
7. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Антенна система для станцій радіомоніторингу. *Наукоємні технології: наук. журнал*, 2020, №1 (45). С. 28-40.

8. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Кільцева антенна решітка для системи радіомоніторингу. *Наукоємні технології: наук. журнал.* 2020. №2(46). С. 153-164.

9. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Моделирование поля излучения спиральной антенны. *Электронное моделирование.* 2010. Т.32. №4. С.61-73.

10. Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В., Михальчук І. І. Multifunctional radio monitoring antenna. *Electronics and Control Systems.* 2018. № 56 (Tom 2). С.126-132.

#### *Патенти:*

11. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Малоелементна антенна решітка обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості: пат. на корисну модель 44847 Україна, МПК (2009) H01Q 23/00, №200906961, заявл. 03.07.2009, опубл. 12.10.2009, бюл. №19.

12. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Короткий вібратор з навантаженням у вигляді спіралі: пат. на корисну модель 51971 Україна, МПК(2009) H01Q 9/00, №201001019, заявл. 01.02.2010, опубл. 10.08.2010, бюл. №15.

13. Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В., Щербина О. А., Михальчук І. І. Кільцева вимірювальна антенна система: пат. на винахід 103714, МПК (2013.01) H01Q 23/00, № 201208784, заявл. 17.07.2012, опубл. 11.11.2013, бюл. №21.

14. Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В., Щербина О. А., Михальчук І. І. Двокільцева вимірювальна антенна система: пат. на винахід 107015, МПК (2014.01) H01Q 23/00, №201213314, заявл. 22.11.12, опубл. 10.11.2014, бюл. №21.

15. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Трикільцева вимірювальна антенна система: пат. на винахід 111532, МПК (2016.01) H01Q 23/00, № 201410950, заявл. 07.10.14, опубл. 10.05.2016, бюл. №9.

*Матеріали та тези наукових доповідей:*

16. Ільницький Л. Я., Михальчук І. І. Спіральні антени із стоячою хвилею струму. *IX Міжнародної науково-технічної конференції «АВІА-2009»*. Київ. 21-23 вересня 2009 р.). Т. 2. С. 11.1-11.5.

17. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Антенна решітка з керованою діаграмою спрямованості. *Zprávy vědecké ideje-2010: VI mezinárodní vědecko-praktická konference, 27 října-05 listopadu 2010 r. – Praha: Publishing House «Education and Science», 2010. – Díl 17. – S. 60-64.*

18. Ільницький Л. Я., Михальчук І. І. Исследование поля излучения антеннами круговой поляризации. *X міжнародна науково-технічна конференція «Авіа-2011»*. Київ. 19-21 квітня 2011 р. С.23.1-23.4.

19. Ільницький Л. Я., Сибрук Л. В., Михальчук І. І. Исследование поля излучения антеннами круговой поляризации. *20-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии*. Севастополь, Крым, 13—17 сентября 2010 г. Т2. С. 575-577. IEEE Catalog Number CFP10788-PRT (*Scopus*).

20. Ilnitskiy L., O. Shcherbyna, I. Mykhalchuk. Ring Antenna System of Polarimeter for UAV. *Proc. of 3rd International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments, 13-15 October 2015. – Kyiv (Ukraine). – 2015. – P. 210-214. (Scopus).*

21. L. Ilnitskiy, O. Shcherbyna, I. Mykhalchuk. Antenna System of Radiomonitoring with Advanced Features. *Proc. of 4th IEEE International Conference Methods and Systems of Navigation and Motion Control, 18-20 October 2016. Kyiv. P. 67-71. (Scopus).*

22. L. Ilnitskiy, O. Shcherbyna, I. Mykhalchuk, Olena Kozhokhina. The antenna array with ring elements. *Signal Processing Symposium 2017 (SPSymposium 2017): Proceedings, Jachranka Village (Poland), 12 – 14 September 2017. P. 1–4. (Scopus).*

23. L. Ilnitskiy, O. Shcherbyna, I. Mykhalchuk, Olena Kozhokhina. Control of the antenna radiation pattern for radiomonitoring systems. *5th International*

*Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments (APUAVD)*, 22.10.2019, IEEE, P. 210-213. (*Scopus*).

24. L. Ilnitskyi, L. Sibruk, I. Mykhalchuk. Antenna of Mobile Radio Monitoring System. *The Eight Word Congress "AVIATION IN THE XXI-st CENTURY"* 10-12 October 2018. Kyiv.

*Додаткові:*

25. Ільницький Л. Я., Михальчук І. І., Щербина О. А. Дослідження характеристик малогабаритної спіральної антени. *ВІТІ: збірник наукових праць*. – К: Військовий інституту телекомунікацій та інформатизації ім. Героїв Крут, 2020. Вип.1. С.35-45.



## Додаток Б

Результати моделювання з використанням методу моментів для зразків класичног вібратора та експериментального.

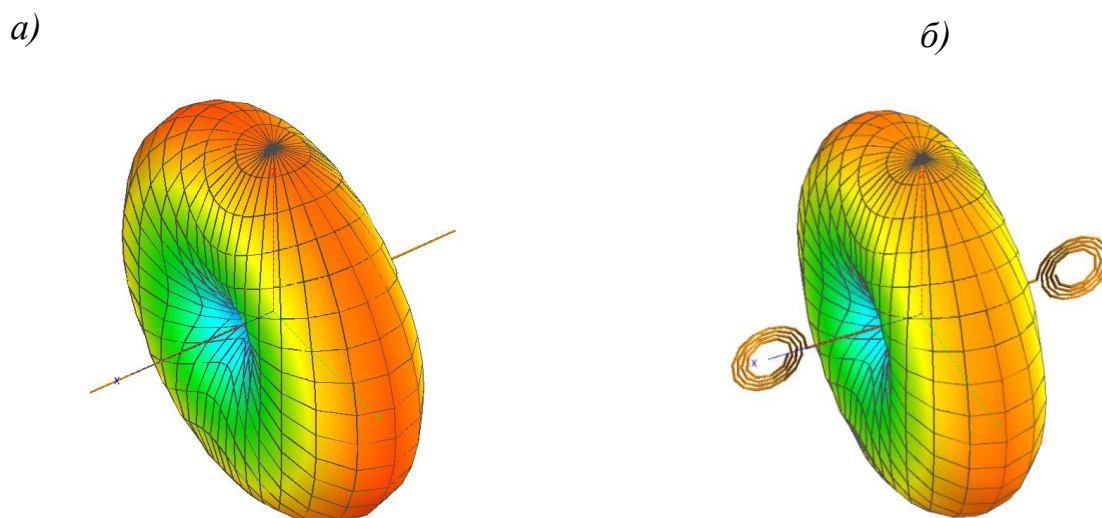


Рис. 1. 3D діаграма спрямованості двох зразків симетричного вібратора на середній частоті роботи 425 МГц: *a* – класичного прямолінійного; *б* – зі спіральними плечима

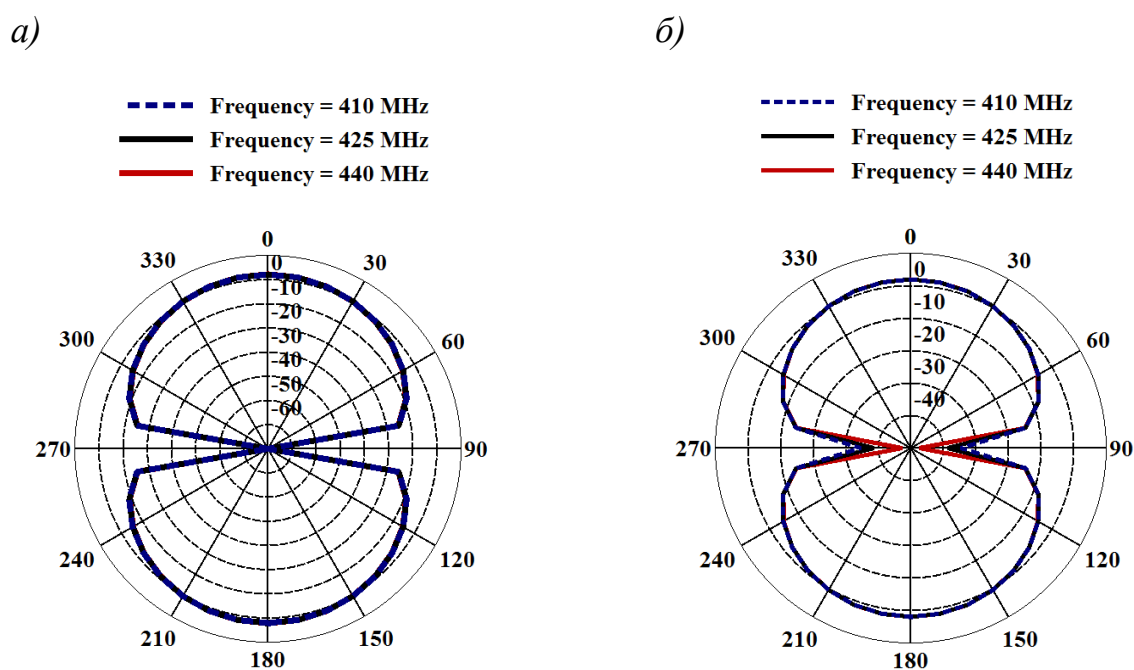
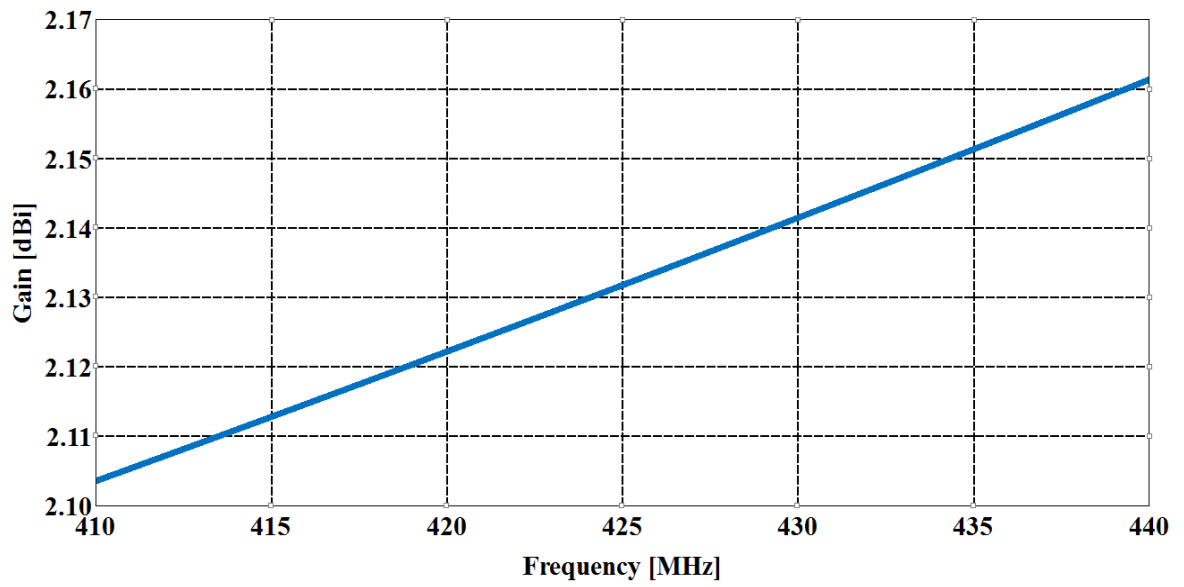


Рис. 2. 2D діаграма спрямованості двох зразків симетричного вібратора в полярній системі координат: *a* – класичного прямолінійного; *б* – зі спіральними плечима

a)



б)

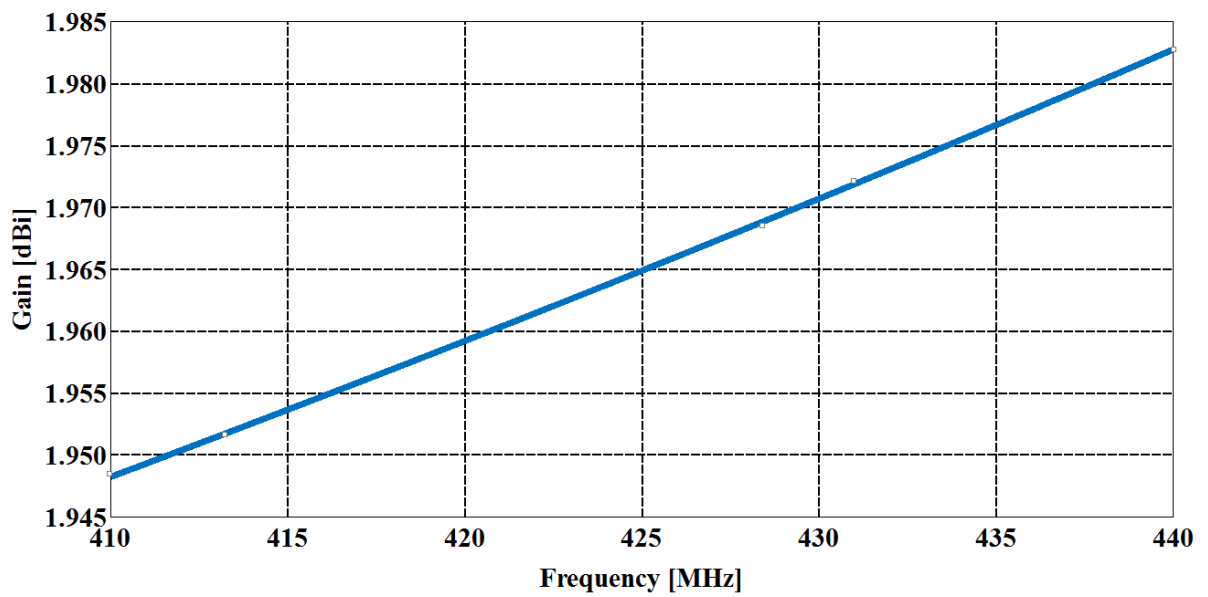
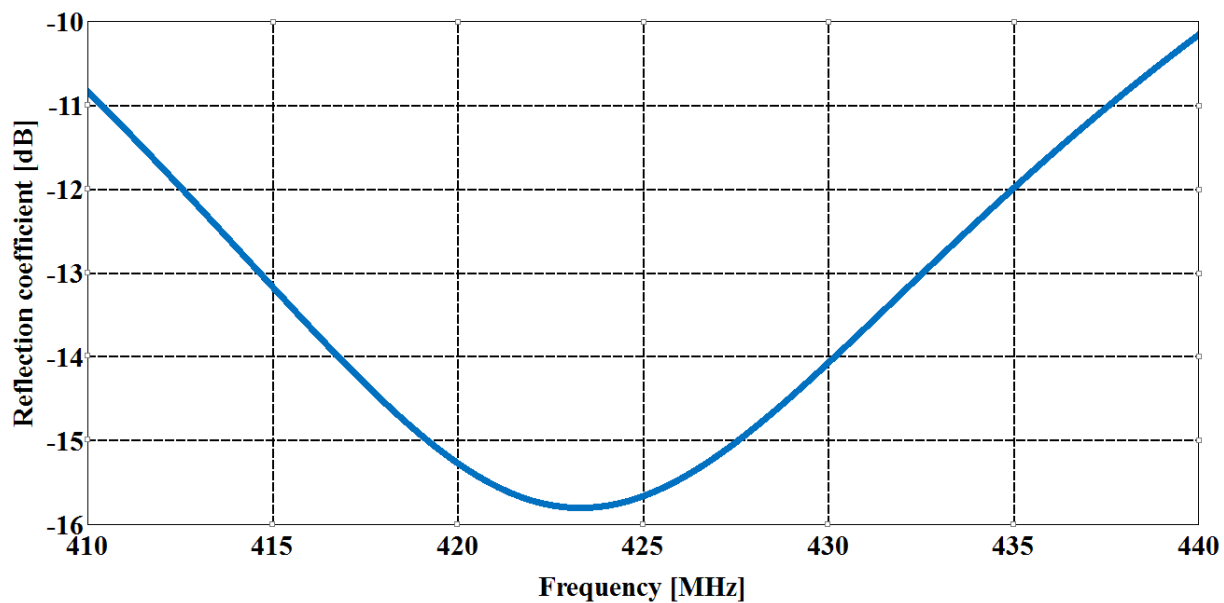


Рис. 3. Залежність коефіцієнта підсилення в напрямку максимального випромінювання від частоти: а – класичного прямолінійного вібратора; б – вібратора зі спіральними плечима

a)



б)

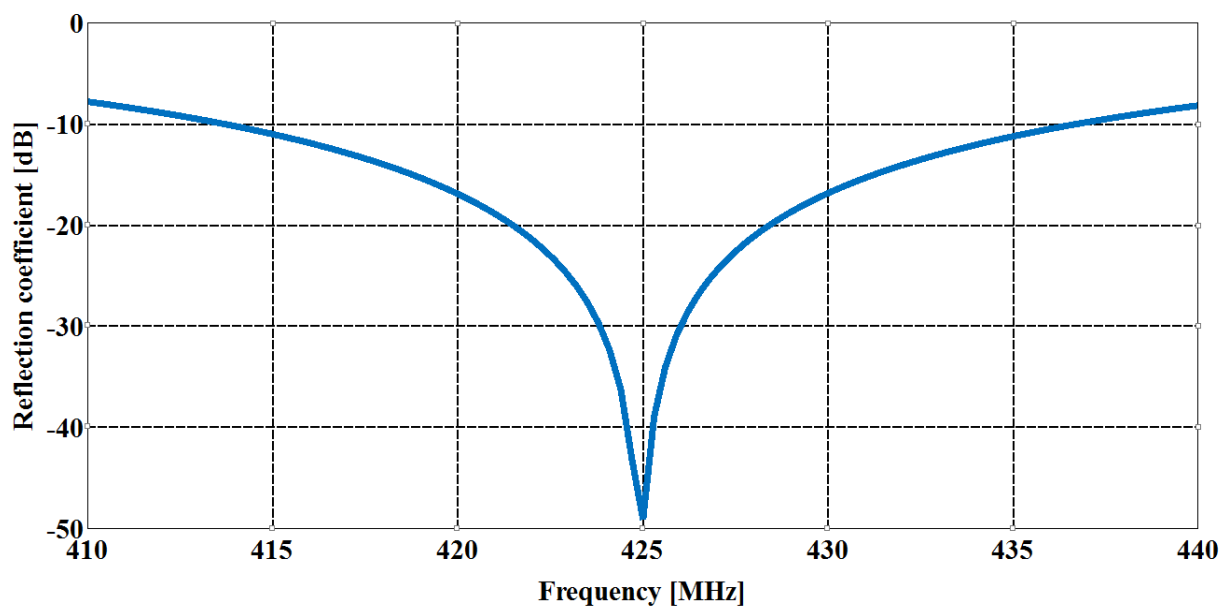
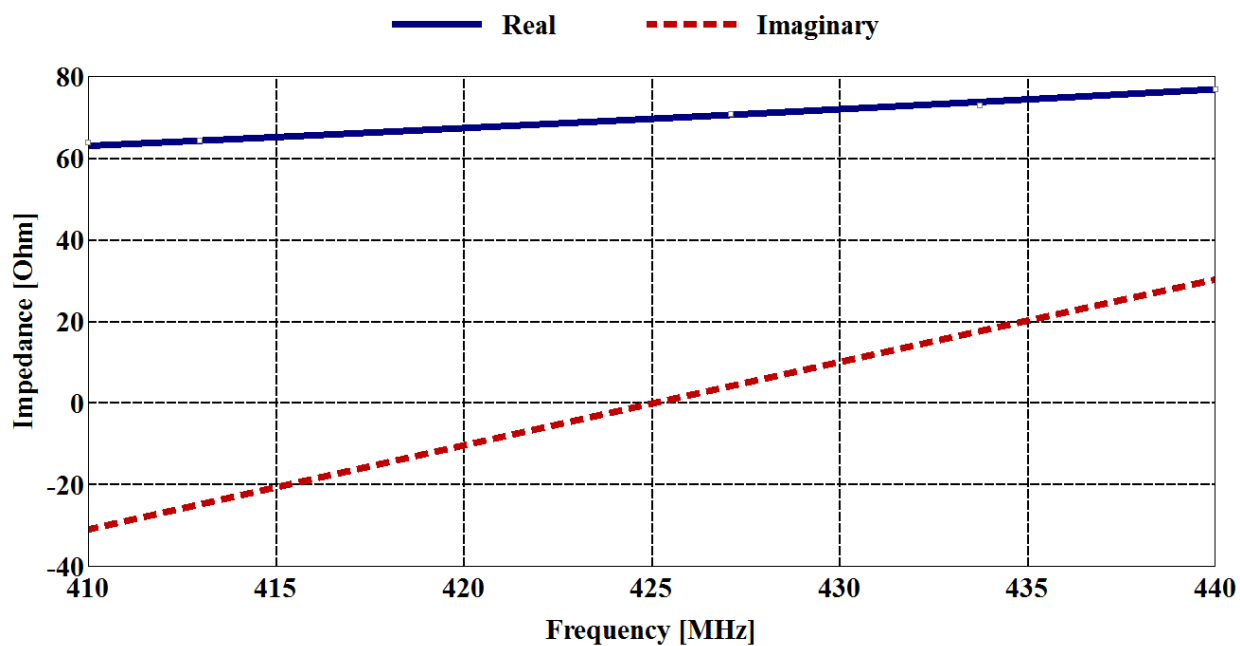


Рис. 4. Залежність коефіцієнта відбиття від частоти: *a* – класичного прямолінійного вібратора; *б* – вібратора зі спіральними плечима

a)



б)

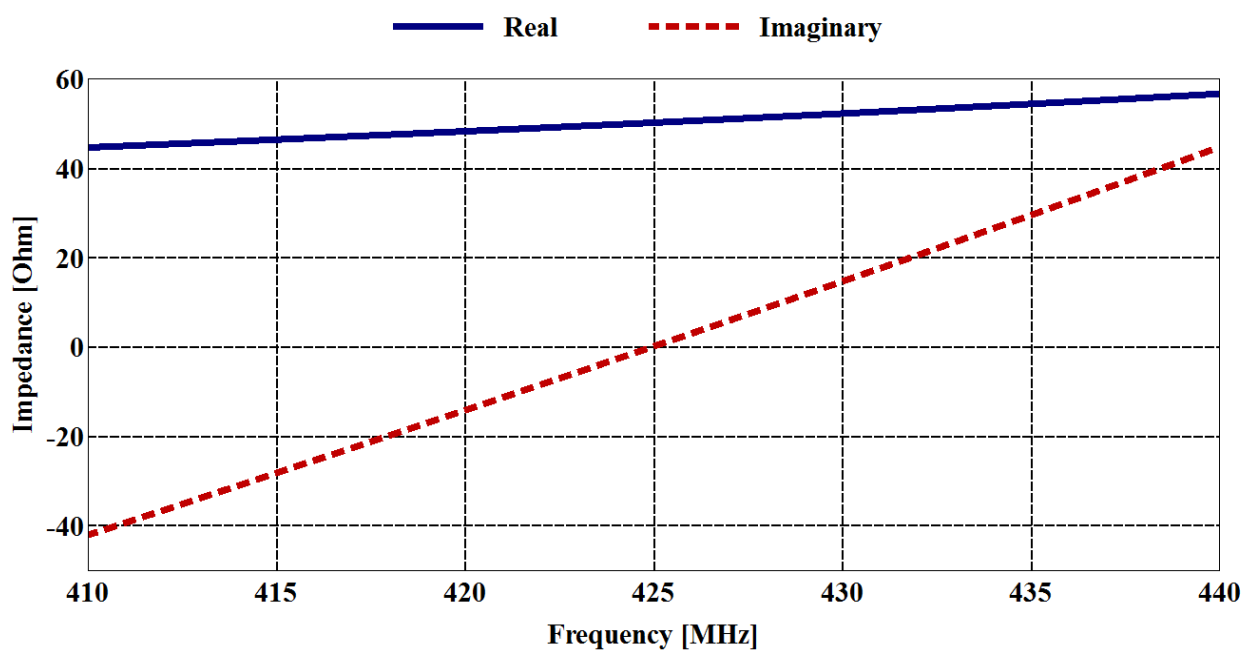
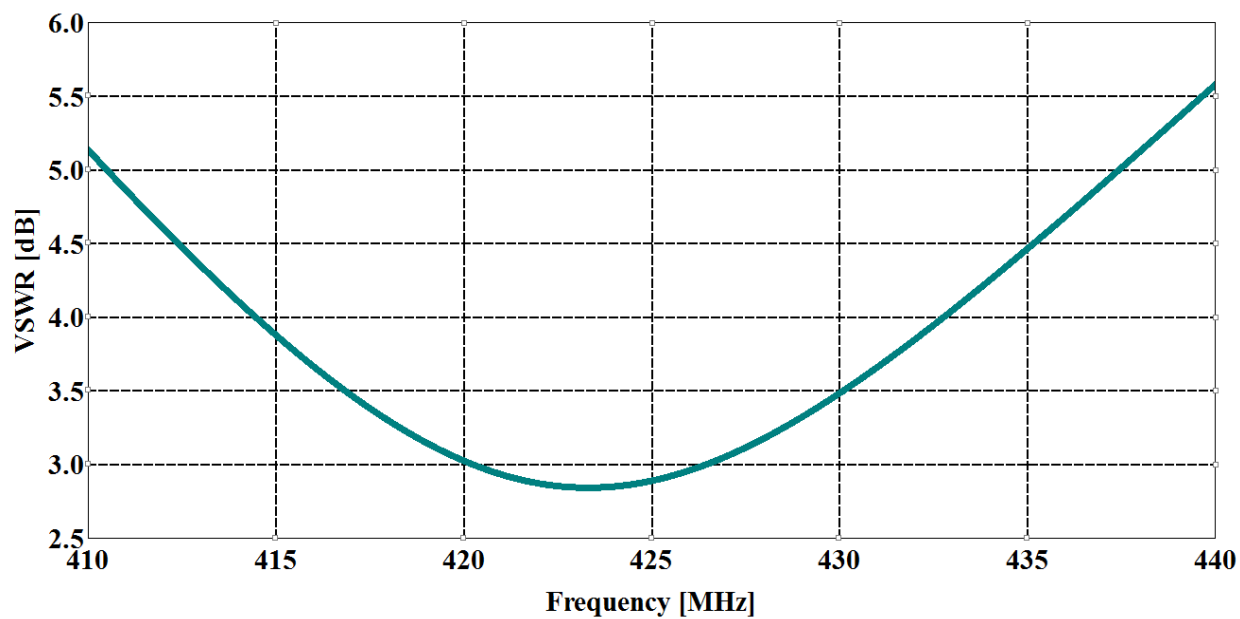


Рис. 5. Залежність активної і реактивної складових вхідного опору антени від частоти: *a* – класичного прямолінійного вібратора; *б* – вібратора зі спіральними плечима

a)



б)

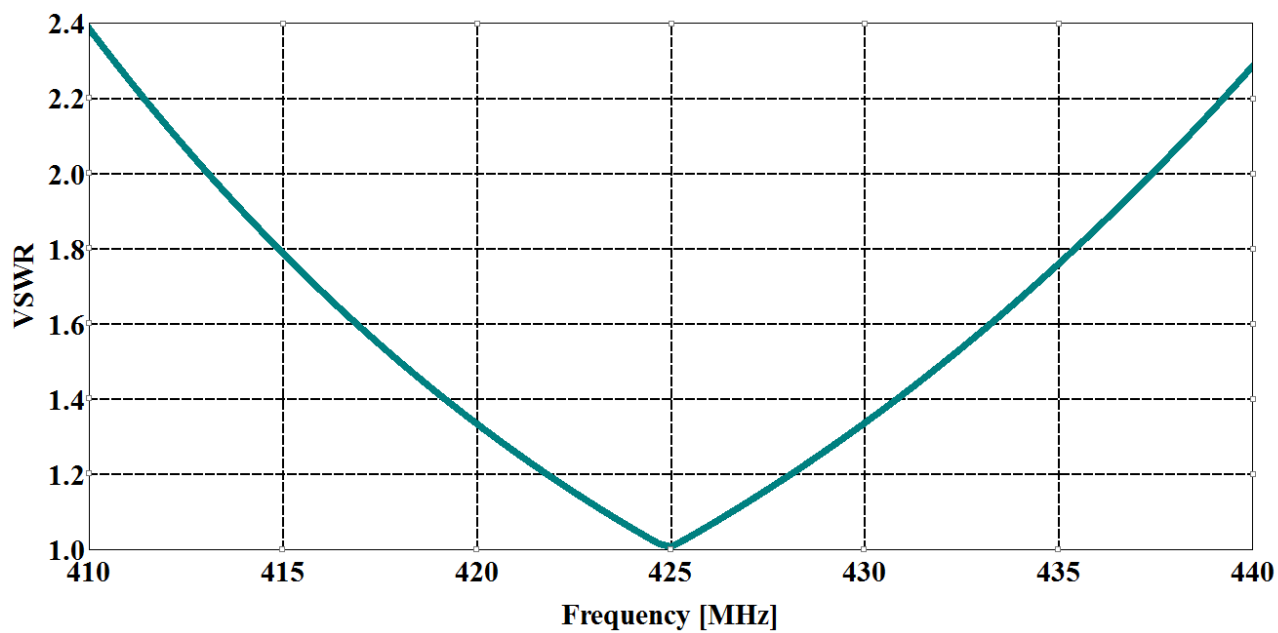


Рис. 6. Залежність коефіцієнту стоячої хвилі за напругою від частоти: *a* – класичного прямолінійного; *б* – зі спіральними плечима.

## Додаток В

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Заступника директора з питань поставок і сервісу  
ТОВ «Хуавей Україна»
  
 Дін Нін  
 03 листопада 2020 року

## АКТ

впровадження результатів дисертаційного дослідження Михальчук Інни Іванівни на тему «Компактні антени в системах радіомоніторингу з первинною обробкою сигналу» на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.17 «Радіотехнічні та телевізійні системи»

Комісія в складі Добиша А.Б., Дерев'яних О.С., Хедера Р.Б. засвідчує, що результати дисертаційної роботи Михальчук І.І. на тему «Компактні антени в системах радіомоніторингу з первинною обробкою сигналу» враховані (використані) при проектуванні адаптивної антенної решітки для системи мобільного радіомоніторингу.

Основною проблемою при радіомоніторингу електромагнітної обстановки є використання значної кількості антен, кожна з яких виконує одну, лише їй притаманну функцію. У випадку мобільних систем радіомоніторингу необхідно обмежувати кількість антен, тому виникає необхідність використовувати багатофункціональні антени, де функції пеленгації, придушення завад і вимірювання випромінювання параметрів поля були б об'єднані в одній антені.

Запропонована І.І. Михальчук в дисертаційній роботі «Компактні антени в системах радіомоніторингу з первинною обробкою сигналу» антенна система для виявлення радіовипромінювання є більш компактною та забезпечує розпізнавання, вимірювання частоти, напруженості, пеленгацію джерела випромінювання та визначає характеристики модуляції радіо коливань, а також має підвищену точність вимірювань.

Заступник керівника департаменту

А.Б. Добиш

Старший керівник проектів та програм, к.т.н.

О.С. Дерев'яних

Керівник проектів та програм

Р.Б. Хедер


**ЗАТВЕРДЖУЮ**  
 ТВО начальника ВІТІ ім. Героїв Крут  
 полковник  
 Віталій ТАРАСОВ  
 02.11.2020

### АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи  
 Михальчук Інни Іванівни «Компактні антени в системах радіомоніторингу  
 з первинною обробкою сигналу» в навчальний процес  
 Військового інституту телекомунікацій та інформатизації ім. Героїв Крут

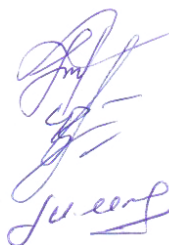
Комісія кафедри «Радіо- та супутникового зв'язку» факультету Телекомунікаційних систем Військового інституту телекомунікацій та інформатизації ім. Героїв Крут у складі: полковника Гурського Т.Г., підполковника Чумака В.К., працівника ЗСУ Ільїнова М.Д., склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи асистента кафедри електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей Національного авіаційного університету, Михальчук Інни Іванівни «Компактні антени в системах радіомоніторингу з первинною обробкою сигналу» використовуються в навчальному процесі факультету Телекомунікаційних систем Військового інституту телекомунікацій та інформатизації ім. Героїв Крут в навчальній дисципліні «Радіочастотний менеджмент».

№	Що впроваджено	Форма впровадження	Ефект від впровадження
1.	Принципи побудови адаптивних антен, що складаються з 4-х та 6-ти елементів	Розглядаються в рамках питання №2 лекції 2/4 «Технічні засоби та обладнання радіомоніторингу».	Підвищення якості підготовки магістрів за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
2.	Застосування адаптивних 4-х та 6-ти елементних антен для придушення завади на близькій частоті до частоти сигналу, вимірювання параметрів сигналу в системах радіомоніторингу	Розглядається на групових заняттях 2/5 «Методи моніторингу в системах радіозв'язку» та 2/6 «Пеленгування та визначення місцезнаходження джерел радіовипромінювань».	Підвищення якості підготовки магістрів за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Начальник кафедри  
 «Радіо- та супутникового зв'язку»  
 к.т.н, доцент, полковник

к.т.н., підполковник

к.т.н., доцент, працівник ЗСУ



Тарас ГУРСЬКИЙ

Володимир ЧУМАК

Михайло ІЛЬІНОВ