

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

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

**Щербина Ольга Алімівна**

УДК 621.396.93-047.36(043.5)

**ДИСЕРТАЦІЯ**

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

Спеціальність 05.12.13 – Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій

Подається на здобуття наукового ступеня  
доктора технічних наук

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

Щербина О.А.

Наукові консультанти:

Яновський Фелікс Йосипович, доктор технічних наук,  
професор, професор кафедри електроніки, робототехніки і технологій  
моніторингу та інтернету речей Національного авіаційного університету

Ільницький Людвіг Якович, доктор технічних наук,  
професор, заслужений діяч науки і техніки України, заслужений професор НАУ

Київ – 2021

## АНОТАЦІЯ

*Щербина О.А.* Методологія побудови антенних систем радіомоніторингу з фільтрацією та придушенням завад. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

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

Дисертаційна робота спрямована на вирішення актуальної науково-технічної проблеми підвищення ефективності роботи антенних систем радіомоніторингу. Проблема вирішена за рахунок розроблення методології побудови антенних систем радіомоніторингу з фільтрацією та придушенням завади, яка охоплює метод побудови малоелементних лінійних антенних решіток, метод побудови антен з просторовою фільтрацією завади, метод побудови антенних систем з компенсацією напруги завади, метод побудови адаптивних антенних систем, метод вимірювання кутового положення джерела випромінювання лінійною антенною решіткою, метод пеленгації та розрізнення сигналу і завади за рахунок їх некогерентності. Наведені складові методології надають можливість підвищувати ефективність антенних систем радіомоніторингу в процесі вимірювання основних характеристик досліджуваної електромагнітної хвилі під час дії на систему завадового випромінювання на частоті близькій до частоти корисного сигналу.

В роботі вперше розроблено методологію побудови багатофункціональних малоелементних антенних решіток радіомоніторингу та радіоконтролю за рахунок поєднання адаптивних та компенсаційних методів придушення завади, які надають можливість виявити і провести вимірювання параметрів випромінювання корисного сигналу на фоні завад. З однієї сторони створюється можливість придушення завади або фільтрації сигналу, параметри якого необхідно вимірювати. З іншого боку є можливість пеленгації корисного сигналу і вимірювання всіх його необхідних характеристик.

В роботі удосконалено методи побудови структурних схем та зроблена оцінка параметрів малоелементних антенних систем з придушенням впливу завад при використанні принципів амплітудної та фазової компенсації, а також принципів адаптації. Адаптивні антенні решітки виокремлюють корисний сигнал за рахунок електричного формування діаграми спрямованості з мінімумами в напрямках падіння електромагнітних хвиль завад, тоді як в антенних системах з фільтрацією і придушенням завади можна використовувати як електричне, так і механічне керування діаграми спрямованості. Для антенних систем станцій радіомоніторингу механічне керування діаграмами спрямованості є найбільш раціональним, так як дозволяє зменшити похибки у визначенні кутового положення як корисного сигналу так і завади.

В роботі вперше розроблено метод побудови та оцінки метрологічних характеристик п'ятиелементної антенної системи радіомоніторингу з активними лінійними елементами для вимірювання параметрів електромагнітного поля, що полягає в створенні аналітичного апарату, який би при мінімальній кількості елементів в антенній решітці забезпечував за вимірними електрорушійними силами обчислення всіх параметрів досліджуваного поля без спеціальної орієнтації антенної системи у просторі згідно з напрямом падіння електромагнітної хвилі. Це суттєво збільшує швидкість вимірювального пристрою і підвищує точність вимірювань. Використання активних несиметричних вібраторів в антенній системі дає можливість працювати у широкій смузі частот, оскільки діюча довжина кожного із вібраторів мало залежить від частоти.

В роботі вперше розроблено метод побудови чотирьохелементної антенної решітки радіомоніторингу з пристроєм первинної обробки сигналів, яка забезпечує виконання низки важливих функцій: автоматизований огляд простору та виявлення джерела випромінювання, автоматичне визначення кутових координат джерел випромінювання, придушення завади на частотах близьких до частоти контрольованого радіовипромінювання, вимірювання напруженості електричного поля, вимірювання параметрів поляризації поля випромінювання.

Синтезована структурна схема антенної системи забезпечена колами автоконтроля, що гарантує своєчасне виявлення відмов та підтримання системи в робочому стані, а також її функціонування в межах закладених в конструкцію характеристик точності. Для розробленої схеми антенної системи було обґрунтовано перевагу використання механічного сканування простору. При електричному хитанні променів виникає деформація діаграми спрямованості, що може спричинити суттєві ускладнення у виокремленні сигналу при наявності завади на частотах, які близькі до частоти корисного сигналу. При використанні механічного сканування форма діаграми спрямованості залишається незмінною і це забезпечує більшу ніж при електричному скануванні точність наведення на джерело випромінювання. У той же час фазовий зсув між складовими напруженості електричного поля при електричному скануванні залежить від меридіонального кута. Це ускладнює визначення азимутального пеленга джерела випромінювання. Враховуючи ці недоліки, доцільним є застосування механічного керування положенням антени в просторі, при якому діаграма спрямованості залишається незмінною під час огляду простору в межах від  $0^\circ$  до  $360^\circ$ .

В роботі розроблено метод побудови антенних систем радіомоніторингу з кільцевими елементами антенних решіток, які розкладають електромагнітні хвилі з будь-якою поляризацією на складові в коловому ортогональному поляризаційному базисі і дають можливість створити багатофункціональні системи моніторингу при відносно невеликих габаритах апертур. Отримано аналітичні вирази, які дають можливість використовувати вимірювання електричних полів в коловому поляризаційному ортогональному базисі і обчислювати складові плоскополяризованих хвиль, а також навпаки – вимірювати напруженість лінійно поляризованих хвиль в коловому поляризаційному базисі.

В роботі вперше розроблено метод розрахунку характеристик точності вимірювання параметрів електромагнітного поля системою радіомоніторингу, антенна решітка якої складається з лінійних елементів. Метод базується на основі побудованої математичної моделі антенної системи, в якій обмежено кількість змінних інформативних напруг для забезпечення прозорих функціональних

зв'язків. З аналізу характеристик точності чотирьохелементної антенної системи випливає, що кутова розрізнявальна здатність – можливість виокремлювати сигнали при незначних кутових рознесеннях джерел сигналу і завади – залежить як від характеристики спрямованості антенної решітки, так і 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.

В роботі удосконалено метод розрахунку конструкції друкованої логоперіодичної антени, яка може бути використана у якості елементу антенної решітки систем радіомоніторингу. Проведені експериментальні дослідження дослідний зразків логоперіодичних антен для діапазону частот 2-6 ГГц на різних діелектричних підкладках підтвердили розроблену методику. Усі три експериментальні зразки показали досить хороші характеристики. Середнє значення коефіцієнтів підсилення трималось на рівні 6 дБі у заданому частотному діапазоні, а середнє значення вхідного опору – 50 Ом. Але лише антена, виготовлена на основі радіочастотної підкладки Roger RO4003C, мала стабільні параметри. Інші зразки (FAF4-D і FR-4) показали погіршення основних характеристик на верхній смузі частотного діапазону (після 3,5 ГГц). Тому рекомендується використовувати спеціальні НВЧ підкладки для виконання мікросмушкових логоперіодичних антен з високим коефіцієнтом перекриття діапазону.

Удосконалено метод розрахунку конструкції резонансної квадрифілярної спіральної антени, яка може бути використана у якості елементу антенної решітки систем радіомоніторингу з обертовою поляризацією. Проведені вимірювання параметрів узгодження експериментальних зразків дровових та мікросмушкових квадрифілярних спіральних антен з різними типами живлення підтвердили розроблену методику.

Результати дисертації упроваджені в Державному підприємстві “Антонов”, в Державному підприємстві «Український державний центр радіочастот», в

Дочірньому підприємстві «Захист та автоматизація об'єктів НДІРВ», в навчальному процесі Національного авіаційного університету, в навчальному процесі Відокремленого структурного підрозділу «Фаховий коледж інженерії та управління Національного авіаційного університету», що підтверджено відповідними актами впровадження.

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

### **ABSTRACT**

*Shcherbyna O.A.* Methodology of constructing antenna systems for radiomonitoring with filtering and interference suppression. – Qualification scientific work under manuscript copyright.

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

Thesis is dedicated to solve scientific-engineering problem of increasing operation efficiency of the radio monitoring antenna systems. The problem was solved by developing a methodology for constructing radio monitoring antenna systems with filtering and interference suppression. The methodology covers the method of constructing few-element linear antenna arrays, the method of constructing antennas with spatial filtering of interference, the method of constructing antenna systems with compensation of the interference voltage, the method of constructing adaptive antenna systems, the method of measuring elevation angle of the radiation source with a linear antenna array, the method of direction finding radiation sources by antenna systems. The given set of components of the developed methodology provides opportunity to increase the efficiency of radio monitoring antenna systems during the process of measuring the main characteristics of the investigated electromagnetic wave, even when the system is exposed to interference radiation at a frequency close to the frequency of the useful signal.

In this thesis, for the first time, the methodology was developed for constructing multifunctional few-element antenna arrays for radio monitoring by combining adaptive and compensation methods for suppressing interferences. This provides opportunity to identify and measure the parameters of useful signal radiation against background of interference. On the one hand, it is possible to suppress interference or to filter the signal, the parameters of which should be measured. On the other hand, it is possible to take the direction finding of the useful signal and to measure all its necessary characteristics.

In this work, methods of constructing block diagrams of few-element antenna systems with suppression of interference influence are improved when using the principles of amplitude and phase compensation, as well as the principles of adaptation. The assessment of the operation accuracy parameters of the developed block diagrams was also made. Adaptive antenna arrays separate the useful signal through electrical beamforming with minima into the directions of incidence of electromagnetic interference waves, while antenna systems with filtering and interference suppression can use both electrical and mechanical beamforming control. For antenna systems of radio monitoring stations, mechanical control of radiation patterns is the most rational, since it allows to reduce errors in determining the angular position of both the useful signal and the interference.

In this thesis, for the first time, methods for constructing and evaluating the metrological characteristics of a five-element antenna radio monitoring system with active linear elements for measuring the parameters of the electromagnetic field were developed. The construction method consists in creating an analytical apparatus, which provides the calculation of all parameters of the investigated field according to the measured electromotive forces without a special orientation of the antenna system in space in accordance with the incidence direction of the electromagnetic wave under the condition of a minimum number of elements in the antenna array. This significantly increases the speed of the measuring device and increases the accuracy of measurements. The use of active asymmetric dipoles in the antenna system makes it

possible to work in a wide frequency band since the effective length of each of the dipoles depends little on the frequency.

For the first time, a method was developed for constructing four-element antenna array with a primary signal processing device, which provides a number of important functions for radio monitoring: an automated survey of space and identification of radiation source, automatic determination of the angular coordinates of radiation sources, suppression of interference at frequencies close to the frequency of controlled radio emission, measurement of electric field intensity, measurement of the polarization parameters of the radiation field. The developed structural diagram of the antenna system is provided with auto-control channels, which guarantees timely detection of failures and maintenance of the system in operating state, as well as its functioning within the framework of the accuracy characteristics incorporated in the design. For the developed scheme of the antenna system, the advantage of using mechanical scanning of space was substantiated. When the beams are formed electrically, a deformation of the directional pattern occurs, which can lead to significant complications in signal extraction in the presence of interference at frequencies close to the frequency of the useful signal. When using mechanical scanning, the shape of the radiation pattern remains unchanged and this provides a higher accuracy of aiming at the radiation source than with electrical scanning. At the same time, the phase shift between the components of the electric field intensity during electric scanning depends on the meridional angle. This makes it difficult to determine the azimuth bearing of the radiation source. Considering these disadvantages, it is advisable to use mechanical control of the antenna position in space, in which the radiation pattern remains unchanged when viewing space in the range from  $0^\circ$  to  $360^\circ$ .

In this work, a method was developed for constructing antenna systems for radio monitoring based on circular elements of antenna arrays that separate electromagnetic waves with any polarization into components in circular orthogonal polarization basis and make it possible to create multifunctional monitoring systems with relatively small apertures. Analytical expressions are obtained that allow using measurements of electric fields in circular orthogonal polarization basis and calculating the components of plane-



polarized waves, as well as measuring the intensity of linearly polarized waves in circular polarization basis.

In this thesis, for the first time, a method for calculating the characteristics of the accuracy of measuring the parameters of the electromagnetic field was developed by a radio monitoring system, the antenna array of which consists of linear elements. The method is based on the constructed mathematical model of the antenna system, in which the number of variable informative voltages is limited to ensure transparent functional connections. From the analysis of the accuracy characteristics of the four-element antenna system, it follows that the angular resolution (the ability to select signals with insignificant angular spacing of signal sources and interference) depends both on the directivity characteristics of the antenna array and on the accuracy of establishing the distances between the phase centers of real and virtual dipoles. The operating frequency range of the antenna array is limited not only by the deformation of the radiation pattern, but also by errors in the design of the antenna structural elements.

In this work, the method of calculating the design of a printed log-periodic antenna, which can be used as an element of the antenna array of radio monitoring systems, has been improved. Experimental studies of research samples of log-periodic antennas for the frequency range 2 to 6 GHz on various dielectric substrates proved the developed technique. All three experimental samples showed fairly good characteristics. The average value of the power gain coefficients was kept at the level of 6 dBi in the given frequency range, and the average value of the input impedance was 50 Ohm. But only the antenna based on the Roger RO4003C substrate had stable parameters. Other samples (FAF4-D and FR-4) showed degradation in basic performance in the upper frequency band (after 3,5 GHz). Therefore, it is recommended to use special microwave substrates for performing log-periodic microstrip antennas with a high coefficient of band overlap.

The method for calculating the design of a resonant quadrifilar helical antenna, which can be used as an element with circular polarization for an antenna array of radio monitoring systems, has been improved. The measurements of the matching parameters

of experimental samples of wire and microstrip quadrifilar helical antennas with various types of power supply confirmed the developed technique.

The materials of the dissertation work were introduced into the activities of the State Enterprise «Ukrainian State Centre of Radio Frequencies», of the Subsidiary «Protection and Automation of Facilities of Scientific Research Institute of Radioengineering Measurements», of the State Enterprise «Antonov», of the teaching and science processes of the National Aviation University, of the teaching and science processes of the Separate structural division «Vocational College of Engineering and Management of the National Aviation University», that are confirmed by the acts of implementation.

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

## СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА

### *Статті в закордонних наукових журналах*

1. Ilnitskiy, L.Ya., Shcherbina, O.A. Antenna system for measuring electromagnetic field parameters. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2014. Vol. 57. № 1. P. 50-60. (*Scopus*)
2. Ilnitskiy L.Y., Shcherbyna O.A., Mykhalchuk I.I. Metrological characteristics of antenna system for measuring electromagnetic field parameters. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2016. Vol. 59. № 3. P. 141-149. (*Scopus*)
3. Shcherbyna O. A., Ilnitskiy L. Ya., Mykhalchuk I. I., Kozhokhina O. V. Accuracy characteristics of radiomonitoring antennas. *Radio Electronics, Computer Science, Control*. 2020. Vol. 54. № 3. P. 42-55. (*Web of Science*)
4. Shcherbyna O., Kozhokhina O. Construction principles of quadrifilar helical antenna. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2020. Vol. 79. № 16. P. 1441-1453. (*Scopus*)

5. Shcherbyna O.A., Yashchyshyn Y. Broadband V-band angular transition. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2016. Vol. 59. № 4. P. 179-183. (Scopus)

6. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Пепа Ю.В. Синтез однокольцевої антенної системи для вимірювання параметрів електромагнітного поля. *Journal of Qafqaz University: Mathematics and Computer Science*. Baku (Azerbaijan): Qafqaz University. 2013. Vol. 1. № 1. P. 31-38.

*Статті в наукових фахових виданнях*

7. Щербина О.А. Принципи побудови антенних решіток для систем радіомоніторингу. *Наукоємні технології*. 2020. № 3(47). С. 307-315.

8. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Білоус Н.М. Антенна система з амплітудною компенсацією завад. *Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем*. 2013. № 8. С. 70-79.

9. Щербина О.А., Ільницький Л.Я. Антенна решітка з фазовою компенсацією завади. *Вісник інженерної академії України*. 2019. №3. С. 84-89.

10. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Мартиновченко К.В. Принцип побудови універсальної вимірювальної антени. *Наукоємні технології*. 2014. № 1(21). С. 41-48.

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

12. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Михальчук І.І. Антенна решітка обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості. *Проблеми інформатизації та управління*. 2010. №.1 (29). С. 82-85.

13. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Кленецька К.В. Розробка структурної схеми двокільцевої вимірювальної антени. *Наукоємні технології*. 2013. № 4(20). С. 373-376.

14. Щербина О.А., Ільницький Л.Я., Михальчук І.І. Кільцева антенна решітка для систем радіомоніторингу. *Наукоємні технології*. 2020. № 2(46). С. 153-163.

15. Ільницький Л.Я., Щербина О.А. Особливості вимірювальних процесів при використанні методу стандартного поля. *Електроніка та системи управління*. 2008. №4. С.34-39.

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

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

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

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

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

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

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

#### *Патенти*

23. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Сібрук Л.В. Малоелементна антенна решітка з придушенням завади на частоті сигналу: патент на кор. модель №70876 Україна, опубл. 26.06.2012, Бюл. №12.

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

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

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

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

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

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

*Матеріали конференцій, які включено до наукометричних баз Scopus*

30. Yashanov I., Shcherbyna O., Zaliskyi M., Kozhokhina O., Odarchenko R., Tereshchenko L. Diagnostics Program Efficiency Analysis for Antenna System. *Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET): Proceedings of IEEE 15th International Conference, Lviv-Slavske (Ukraine), 25-29 February 2020. P. 583-586. (Scopus)*

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

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

33. Ilnitsky L., Shcherbyna O., Mykhalchuk I., Kozhokhina O. Control of the antenna radiation pattern for radiomonitoring systems. *Actual Problems of Unmanned*

*Aerial Vehicles Developments: Proceedings of IEEE 5th International Conference, Kyiv (Ukraine), 22-24 October 2019). P. 67-71. (Scopus)*

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

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

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

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

*Матеріали конференцій*

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

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	18
ВСТУП.....	20
РОЗДІЛ 1 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ ЗА ДОПОМОГОЮ АНТЕННИХ СИСТЕМ.....	32
1.1. Антени систем радіомоніторингу.....	34
1.2. Методи придушення впливу завад антенними системами.....	43
1.2.1. Компенсаційні методи придушення завад.....	43
1.2.2. Адаптивні антенні решітки.....	55
1.3. Адаптивні антени телекомунікаційних систем.....	61
Висновки до першого розділу.....	70
Список використаних джерел у першому розділі .....	72
РОЗДІЛ 2 РОЗРОБЛЕННЯ МЕТОДОЛОГІЇ ПОБУДОВИ БАГАТОФУНКЦІОНАЛЬНИХ АНТЕННИХ СИСТЕМ ДЛЯ СТАНЦІЙ РАДІОКОНТРОЛЮ.....	78
2.1. Метод побудови лінійних антенних решіток.....	79
2.2. Метод побудови антенної системи з просторовою фільтрацією.....	84
2.3. Метод побудови антенної системи з компенсацією напруги завади.....	88
2.4. Метод побудови адаптивної антенної системи.....	91
2.5. Метод вимірювання кутового положення джерела випромінювання.....	94
2.6. Метод розрізнення сигналу і завади за рахунок їх некогерентності.....	97
2.7. Структура методології побудови антенних систем для станцій радіоконтролю.....	103
Висновки до другого розділу.....	105
Список використаних джерел у другому розділі.....	107
РОЗДІЛ 3 РОЗРОБЛЕННЯ АНТЕННИХ СИСТЕМ РАДІОМОНІТОРИНГУ З ЛІНІЙНИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ АНТЕННИХ РЕШІТОК.....	108
3.1. Антенні системи з придушенням впливу завад.....	108
3.1.1. Антенна система з амплітудною компенсацією завади.....	108
3.1.2. Антенна система з фазовою компенсацією завади.....	118

3.1.3. Двоелементна адаптивна антена.....	130
3.2. Універсальна антена для вимірювання параметрів електромагнітного поля.....	135
3.2.1. Принципи побудови п'ятиелементної вимірювальної антени .....	137
3.2.2. Структурна схема п'ятиелементної вимірювальної антени.....	152
3.3. Антенна система для радіомоніторингу з розширеними можливостями...	156
3.3.1. Принципи побудови чотирьохелементної антенної решітки з розширеними можливостями.....	157
3.3.2. Структурна схема чотирьохелементної антенної системи.....	166
Висновки до третього розділу .....	178
Список використаних джерел у третьому розділі.....	181
<b>РОЗДІЛ 4 РОЗРОБЛЕННЯ АНТЕННИХ СИСТЕМ РАДІОМОНІТОРИНГУ З КІЛЬЦЕВИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ АНТЕННИХ РЕШТОК.....</b>	<b>184</b>
4.1. Принципи побудови кільцевих антен для вимірювання параметрів електричного поля.....	184
4.2. Двокільцева антенна система для вимірювання параметрів електричного поля.....	197
4.3. Трикільцева антенна система для вимірювання параметрів електричного поля.....	204
4.3. Чотирьохкільцева антенна система для систем радіоконтролю.....	212
Висновки до четвертого розділу .....	225
Список використаних джерел у четвертому розділі.....	228
<b>РОЗДІЛ 5 ДОСЛІДЖЕННЯ ПОХИБОК ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ АНТЕНАМИ З ПРИДУШЕННЯМ ЗАВАДИ..</b>	<b>230</b>
5.1. Похибки визначення напрямку приходу сигналу завади двоелементною адаптивною антеною.....	231
5.1.1. Оцінка відношення сигнал / завада.....	231
5.1.2. Оцінка мінімального кута рознесення джерел сигналу і завади.....	232
5.1.3. Похибки вимірювання напрямку приходу сигналу завади .....	234
5.2. Метрологічні характеристики п'ятиелементної антенної системи для	



вимірювання параметрів електромагнітного поля.....	237
5.2.1. Похибки вимірювання вертикальної складової вектора напруженості електричного поля.....	239
5.2.2. Похибка вимірювання меридіонального кута .....	243
5.2.3. Похибка вимірювання азимутальної складової вектора напруженості електричного поля.....	245
5.2.4. Похибка вимірювання азимутального кута.....	245
5.2.5. Похибка вимірювання фазового зсуву між складовими вектора напруженості електричного поля.....	247
5.3. Характеристики точності чотирьохелементної вимірювальної антенної решітки для станції радіомоніторингу.....	248
5.3.1. Математична модель антенної системи.....	249
5.3.2. Аналіз інструментальних похибок чотирьохелементної антенної системи радіомоніторингу при наявності джерела завади.....	259
5.3.3. Аналіз інструментальних похибок чотирьохелементної антенної системи радіомоніторингу при відсутності джерела завади.....	268
Висновки до п'ятого розділу.....	273
Список використаних джерел у п'ятому розділі.....	275
<b>РОЗДІЛ 6 КОНСТРУЮВАННЯ СТРУКТУРНИХ ЕЛЕМЕНТІВ АНТЕННИХ РЕШТОК СТАНЦІЙ РАДІОМОНІТОРИНГУ.....</b>	<b>277</b>
6.1. Кільцевий елемент антенної решітки.....	278
6.2. Логоперіодичний елемент антенної решітки.....	285
6.3. Квадрифілярна спіральна антена.....	293
6.4. Ширококутовий кутовий перехід RWG-SIW.....	307
Висновки до шостого розділу.....	313
Список використаних джерел у шостому розділі.....	315
<b>ВИСНОВКИ.....</b>	<b>320</b>
Додаток А. Похибки вимірювальних процесів при використанні методу стандартного поля .....	323
Додаток Б. Симетричний короткий вібратор з навантаженням у вигляді	

спіралей .....	330
Додаток В. Кільцева мікросмужкова антена з лінійною поляризацією.....	336
Додаток Г. Документи щодо впровадження результатів дисертаційного дослідження.....	342
Додаток Д. Патенти.....	350

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ААР	– адаптивна антенна решітка
АБ	– антенний блок
АС	– антенна система
АР	– антенна решітка
Ат	– атенюатор
АФК	– амплітудно-фазовий коректор
АЦП	– аналого-цифровий перетворювач
БАД	– блок амплітудних детекторів
БК	– блок каналів
БКК	– блок керування комутаторами
БКП	– блок керованих підсилювачів
БНП	– блок нелінійних перетворень
БЛП	– блок лінійних перетворень
БПЧП	– блок підсилення і частотного перетворення
БППС	– блок перетворення і підсилення сигналів
БПФС	– блок перетворення форми сигналів
БФН	– блок формування напруг
В	– випрямляч
ВП	– вимірювальний перетворювач
ВЧ	– високі частоти
Гет	– гетеродин
ГКС	– генератор контрольних сигналів
Д	– детектор
ДВЧ	– дуже високі частоти
ДРВ	– джерела радiovипромінювань
ДС	– діаграма спрямованості
ДУС	– діаграмоутворююча схема
ЕМПП	– електромеханічний поворотний пристрій
ЕМС	– електромагнітна сумісність

ЕРС	– електрорушійна сила
К	– комутатор (ключ)
КА	– кільцева антена
Кн	– конвертор
КСА	– квадрифілітна спіральна антена
ЛПА	– логоперіодична антена
М	– міст (кільцевий, квадратний)
НВЧ	– надвисокі частоти
ПРС	– пристрій індикації та реєстрації сигналів
ПКА	– панель кільцевих антен
ПП	– подільник потужності
ППЧ	– підсилювач проміжної частоти
ПЧ	– перетворювач частоти
РЕЗ	– радіоелектронні засоби
РПП	– радіоприймальний пристрій
РЧР	– радіочастотний ресурс
УВЧ	– ультрависокі частоти
Ф	– фільтр
ФСУ	– пристрій формування сигналів управління
ХС	– характеристика спрямованості
Ц	– циркулятор
GPS	– Global Positioning System (система глобального позиціонування)
MIMO	– Multiple Input Multiple Output (система "кілька входів - кілька виходів")

## ВСТУП

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Основні наукові результати отримано в рамках таких науково-дослідних робіт: 299-ДБ06 «Моделювання та дослідження проблем електромагнітної

сумісності радіоелектронних систем розташованих на обмеженій території» (номер державної реєстрації № 0106U004130); №10/08.01.02 «Розробка та вдосконалення методів сертифікаційних випробувань електронної апаратури за параметрами EMC», №9/22.01.02 «Комплекс апаратури передачі даних безпілотної авіаційної системи»; № 102/22.01.07 «Система зв'язку безпілотної літального апарата»; № 66/22.01.07 «Адаптивні антенні системи» (номер державної реєстрації № 0119U103121).

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

Частина дисертаційного дослідження була виконана здобувачкою згідно з планом наукових досліджень в рамках програми міжнародної академічної мобільності Erasmus Mundus EWENT (Action 2 Lot 8, postdoctoral exchange) у Warsaw University of Technology (м. Варшава, Польща) у 2014-15 рр.

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

Для досягнення поставленої мети в роботі розглянуті такі завдання:

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



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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

**Практичне значення отриманих результатів.** Сформована в дисертаційному дослідженні методологія побудови антенних систем радіомоніторингу може бути базисом: для проведення комплексу науково-

дослідних робіт з метою удосконалення структур та методів побудови антенних систем радіомоніторингу з розширеними функціональними можливостями; для використання в органах контролю за використанням радіочастотного ресурсу; для впровадження в навчальний процес під час підготовки фахівців в області радіомоніторингу та радіоконтролю.

Запропонована методологія дає змогу:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

У роботах, опублікованих у співавторстві, автору дисертації належить: [1] – аналітичне дослідження п'ятиелементної антенної системи з активними елементами, яка дозволяє підвищити швидкодію вимірювального пристрою та точність вимірювань; [2] – розрахунок похибок вимірювання меридіонального та азимутального кутів приходу хвилі п'ятиелементною антенною системою; [3] – розрахунок залежності методичної та інструментальної похибок від параметрів конструктивних елементів, на яких будується пристрій обробки сигналів, що інтегрується з чотирьохелементною АР системи радіомоніторингу; [4] – моделювання та експериментальне дослідження мікросмужкового та дротового типів квадрифілярних антен; [5] – розрахунок конструкції та моделювання переходу металевий хвилевід - хвилевід вбудований в підкладку; [6] – математичне представлення векторів напруженості електричного поля в

ортогональному коловому поляризаційному базисі; [8] – схемна реалізація виведених функціональних зв'язків для визначення напруги корисного сигналу, напруги завади та азимутального кута положення джерела завади за допомогою трьохелементної антенної системи з амплітудною компенсацією завади; [9] – реалізація принципів фазової компенсації завади за допомогою структурної схеми чотирьохелементної антенної системи; [10] – створення аналітичного апарату, який при мінімальній кількості елементів в АР забезпечує за вимірними ЕРС обчислення всіх параметрів електромагнітного поля; [11] – розробка пристрою первинної обробки сигналів для малоелементної лінійної АР, яка може бути використана для систем радіомоніторингу; [12] – принцип дії малоелементної АР обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості; [13] – принцип побудови двокільцевої антенної системи, яка здатна одночасно вимірювати напрям приходу хвилі, модуль та орієнтацію вектора напруженості електричного поля; [14] – математичний апарат для побудови схеми первинної обробки сигналів чотирьохелементної АР з кільцевих елементів; [15] – побудова графіків залежностей відносної похибки обчислення напруженості поля від складових, що обумовлені неточністю визначення конструктивних елементів антени; [18] – оцінка похибки вимірювання напрямку приходу сигналу завади двоелементною адаптивною антеною; [19] – аналітичне дослідження поля випромінювання спіралі, яке враховує геометрію і розподіл струму в спіралі; [20] – математичне моделювання та експериментальне дослідження симетричної вібраторної антени зі спіральними плечима; [21] – автоматизоване проектування конструкції директорної антени з використанням оптимізованої методики розрахунку; [22] – розробка алгоритму розрахунку конструкції і параметрів дротової логоперіодичної антени; [23] – розробка принципу побудови структурної схеми двоелементної АР з заглушенням завади на частоті сигналу; [24] – розробка математичного апарату вимірювання параметрів поля, який дозволяє збільшити швидкодію вимірювальних процесів; [25] – розробка схеми розділення сигналів кільцевої антени для виокремлення струмів правого і лівого напрямку обертання; [26] – розробка схеми керування фазовим розподілом на прикладі двоелементної

АР для забезпечення керуванням положенням діаграми спрямованості у просторі; [27] – розробка структурної схеми двокільцевої вимірювальної антени; [28] – розробка структурної схеми трикільцевої вимірювальної антени; [29] – розрахунок математичних виразів, які дають можливість представити характеристику спрямованості спіральної антени як функцію координатних кутів сферичної системи координат; [30] – структурна схема антенної системи з блоками обробки сигналів для вимірювання поляризаційних характеристик електромагнітного поля; [31] – теоретичні основи побудови антени радіомоніторингу, яка складається з п'яти лінійних елементів; [32] – обґрунтування доцільності використання у системах радіомоніторингу антенних систем з механічним керуванням положенням променя в просторі; [33] – принципи керування положенням діаграми спрямованості для АР з малою кількістю елементів; [34] – розробка і моделювання мікросмушкового кільцевого елементу триелементної АР; [35] – розробка схеми антенного блока чотирьохелементної кільцевої АР; [36] – математичне моделювання та експериментальне дослідження друкованих логоперіодичних антен на різних матеріалах діелектричних підкладок; [37] – розробка алгоритму побудови конструкції дротової квадрифілярної антени для різних типів живлення; [38] – принципи побудови антенної системи для вимірювання поляризаційних характеристик електромагнітної хвилі.

**Апробація результатів дисертації.** Основні теоретичні та практичні результати дисертаційної роботи доповідались і обговорювались на таких конференціях і семінарах: XI міжнародній науково-технічній конференції "Авіа-2013" (Київ, 2013); IX International Conference "Antenna Theory and Techniques" (Одеса, 2013 р.); 3<sup>rd</sup> International Conference "Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments" (Київ, 2015 р.); 4<sup>th</sup> IEEE International Conference "Methods and Systems of Navigation and Motion Control" (Київ, 2016 р.); міжнародному симпозіумі "Signal Processing Symposium" (Польща, Яхранка, 2017 р.); 14th International Conference "Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering" (Львів-Славське, 2018 р.); International Conference

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

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

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

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



# РОЗДІЛ 1

## ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ ЗА ДОПОМОГОЮ АНТЕННИХ СИСТЕМ

Постійне збільшення кількості діючих засобів радіозв'язку висувають до операторів зв'язку та підрозділів з нагляду за телекомунікаційними мережами підвищені вимоги щодо раціонального використання радіочастотного ресурсу (РЧР) країни та забезпечення ЕМС. З іншого боку, під час планування використання РЧР ретельно підібрані частоти на практиці піддаються дії радіозавад, так як теоретичні розрахунки не завжди можуть повністю оцінити електромагнітну обстановку в конкретному місці.

Ці умови призводять до необхідності проведення додаткових заходів з радіочастотного контролю. Значна роль у цих заходах відводиться ефірному радіочастотному контролю, який служить важливим інструментом для прийняття рішень про виділення діапазону радіочастот для нових радіозасобів, підвищення ефективності використання РЧР та забезпечення умов для нормальної роботи ліцензійних засобів.

Одним із важливих компонентів засобів радіомоніторингу є антена або антенна система. У разі складної електромагнітної обстановки антенні системи радіомоніторингу повинні не тільки давати можливість вимірювати параметри досліджуваного електромагнітного поля з високою точністю, але й адаптуватись до електромагнітного оточення, виділяючи досліджуваний сигнал і придушуючи заваду.

Багато науковців приділяють увагу адаптивному обробленню сигналів і, зокрема, побудові адаптивних антенних систем. Це зумовлено тим, що у випадку адаптивного оброблення істотно підвищуються можливості придушення завад (як ненавмисних, так і навмисних), в тому числі у разі мінімальних апріорних відомостей щодо їх параметрів. Наприклад, в системах зв'язку третього, четвертого та п'ятого покоління (3G, 4G, 5G) передбачено можливість використання адаптивних антен, які дозволяють боротися з ефектами

багатопроменевості, знизити потужність випромінювання базових станцій, зменшити вплив міжсистемних і внутрішньосистемних завад, які діють у смузі частот корисного сигналу, вирішувати задачі місцезнаходження, підвищити пропускну здатність каналів тощо. До традиційних засобів оброблення сигналів можна віднести адаптивне рознесення сигналів за рахунок технології MIMO (Multiple Input Multiple Output). Великий інтерес до адаптивних антенних систем з обробленням сигналів виявляють військові відомства, так як одним з найважливіших завдань військових систем є стійке функціонування в умовах впливу навмисних завад.

Тема адаптивних антенних систем широко вивчалася ще з 1950-х [1-13]. Основна функція будь-якої адаптивної приймальної антенної системи для радіолокаційних [14, 15] або комунікаційних [3-5] додатків полягає в тому, щоб мінімізувати (або звести нанівець) отриману потужність від одного або більше джерела завади, які розташовані в зоні дії антенної системи.

У випадку радіолокаційних систем адаптивна антена може знадобитися для придушення радіолокаційного шуму [15], а також навмисних або ненавмисних завад.

Крім того, адаптивна антенна система повинна мати функції, які б дозволяли системі виявляти радіолокаційні цілі або приймати сигнали від користувачів зв'язку з зазначеним відношенням сигнал-шум. Здатність адаптивної антенної системи виконувати ці функції регулюється низкою факторів, деякі з яких включають кількість елементів адаптивної антенної решітки (або каналів), діаметр антенної апертури, кількість, ширину смуги придушення сигналу, потужність та місця розташування джерел завад.

Адаптивною антеною може бути, наприклад, мікро- або міліметрова фазована АР [16-20], що складається з декількох антенних елементів, в яких головний промінь керується електронним способом у секторі огляду. Крім того, адаптивна антена може бути багатопроменевою [21, 22], яка складається з декількох рупорних антен, що опромінюють систему параболічних рефлекторів або систему лінзових антен [23].

В даному розділі розглядаються типові антени та антенні системи, які використовуються у системах радіомоніторингу для контролю за параметрами випромінювання, а також можливі напрямки вирішення проблеми завадозахищеності радіоелектронних пристроїв за допомогою антенних систем з первинним обробленням прийнятих сигналів.

### **1.1. Антени систем радіомоніторингу**

В Україні державне регулювання та управління у сфері користування РЧР ґрунтується на застосуванні Законів України „Про радіочастотний ресурс України” [24], „Про телекомунікації” [25], „Про ратифікацію Статуту та Конвенції Міжнародного союзу електрозв’язку”, інших актів. Державне підприємство „Український державний центр радіочастот”, повноваження якого поширюються на користувачів РЧР України у смугах частот загального користування, здійснює такі види діяльності:

- присвоює радіочастоти та видає дозволи на експлуатацію радіоелектронних засобів (РЕЗ);
- веде реєстр присвоєнь радіочастот;
- проводить радіомоніторинг використання РЧР України;
- здійснює заходи щодо забезпечення ЕМС РЕЗ і вимірювальних пристроїв;
- здійснює заходи щодо виявлення та усунення дії джерел радіозавад тощо.

На національному рівні основною метою проведення регулярного радіоконтролю випромінювань є запобігання появі радіозавад. Механізм реалізації цієї мети базується на регулярному контролі технічних параметрів радіовипромінювань.

У відповідності до завдань служби радіомоніторингу основне призначення систем радіомоніторингу – це забезпечення [26]:

- постійного або періодичного моніторингу завантаження спектра у певних смугах частот;

- виявлення та аналіз нових радіовипромінювань;
- оцінювання технічних параметрів і визначення характеристик випромінювання;
- пеленгування та визначення місцезнаходження джерел радіовипромінювання.

Моніторинг радіочастотного спектра реалізується шляхом використання таких методів:

- 1) пошук і виявлення радіовипромінювання в заданому діапазоні частот;
- 2) спостереження за радіовипромінюваннями в певному діапазоні частот;
- 3) селекція радіовипромінювань;
- 4) інструментальне оцінювання (вимірювання) параметрів радіовипромінювання;
- 5) пеленгування джерел радіовипромінювань (ДРВ);
- 6) визначення місцезнаходження ДРВ;
- 7) ідентифікація радіовипромінювання та ДРВ.

Всі завдання радіомоніторингу на практиці вирішуються за умов складної електромагнітної обстановки, особливо якщо мова іде про сучасні мегаполіси. Тому це вимагає застосування широкої номенклатури технічних засобів, в тому числі і велику кількість різноманітних антенних систем.

Оскільки антени – це перетворювачі основних величин електромагнітного поля в електричні сигнали з властивостями просторової фільтрації, то технічні характеристики і параметри пристрою радіомоніторингу в значній мірі залежать від параметрів використовуваних антен.

Всі антени радіомоніторингу за функціональним призначенням можна умовно поділити на три основні групи:

- контрольні антени;
- вимірювальні антени;
- пеленгаційні антени.

Ця класифікація є умовною, тому що вимірювальними антенами можуть бути відкалібровані контрольні антени, а вузькоспрямовані вимірювальні в режимі обертання можуть використовуватись як пеленгаторні антени і т.п.

Головна відмінність антен радіомоніторингу від антен, які використовуються в інших системах, наприклад телекомунікаційних, є те, що вони працюють лише в режимі приймання.

Для якісного моніторингу електромагнітної обстановки станція радіоконтролю повинна мати необхідний набір контрольних, вимірювальних та пеленгаційних антен. У загальному випадку набір антен стаціонарної станції короткохвильового діапазону включає в себе як мінімум [26]:

- пеленгаторну антену;
- рамковий пеленгатор для смуги частот 2-3 МГц;
- ненапрявлену антену для смуги частот 2-30 МГц;
- гостронапрявлену антену для приймання горизонтально поляризованих хвиль;
- гостронапрявлену антену для приймання вертикально поляризованих хвиль.

Комплект моніторингових антен ДВЧ/УВЧ діапазону станції радіоконтролю може включати в себе до десяти різних антен для різних діапазонів частот. Наведемо декілька прикладів базових комплектацій станцій радіомоніторингу [27].

Узагальнена блок-схема комплексної станції радіомоніторингу з мінімальним комплектом обладнання, яке необхідне для проведення моніторингу на достатньо високому рівні, зображена на рис. 1.1. Один з варіантів блок-схеми багатоканальної станції радіоконтролю для частот 9 кГц-3 ГГц представлено на рис. 1.2. Як можна побачити зі схем, станція повинна мати у своєму складі комплект антен, до яких належать антени для виявлення, пеленгування та вимірювання досліджуваної електромагнітної хвилі. Також даний комплект повинен забезпечувати перекривання всього необхідного при дослідженні частотного діапазону.

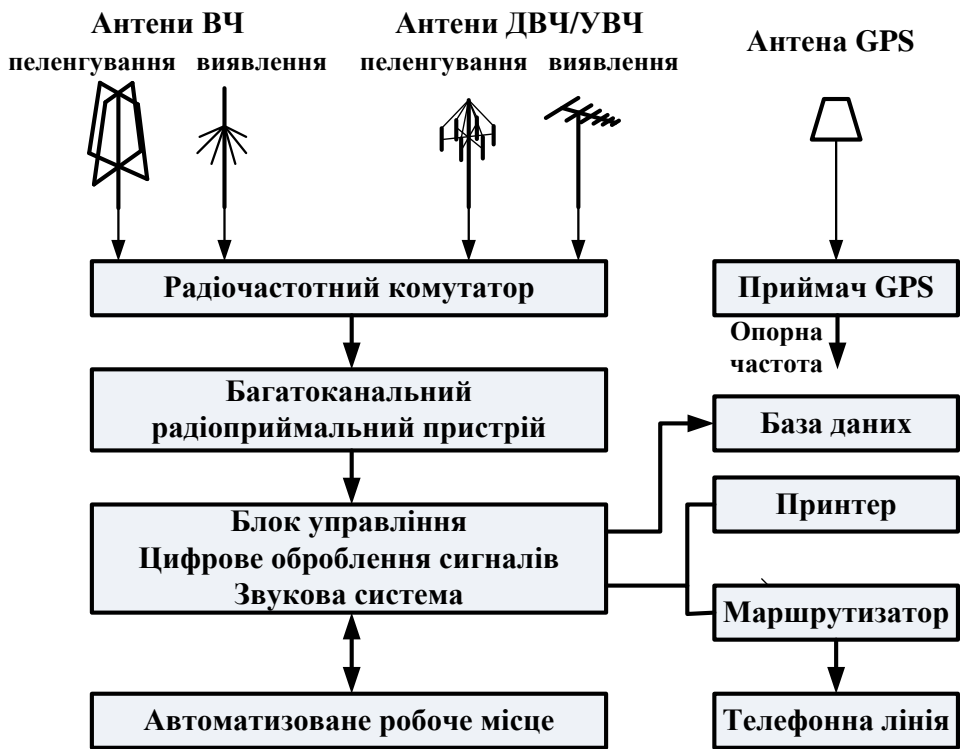


Рис. 1.1. Узагальнена блок-схема комплексної станції радіомоніторингу

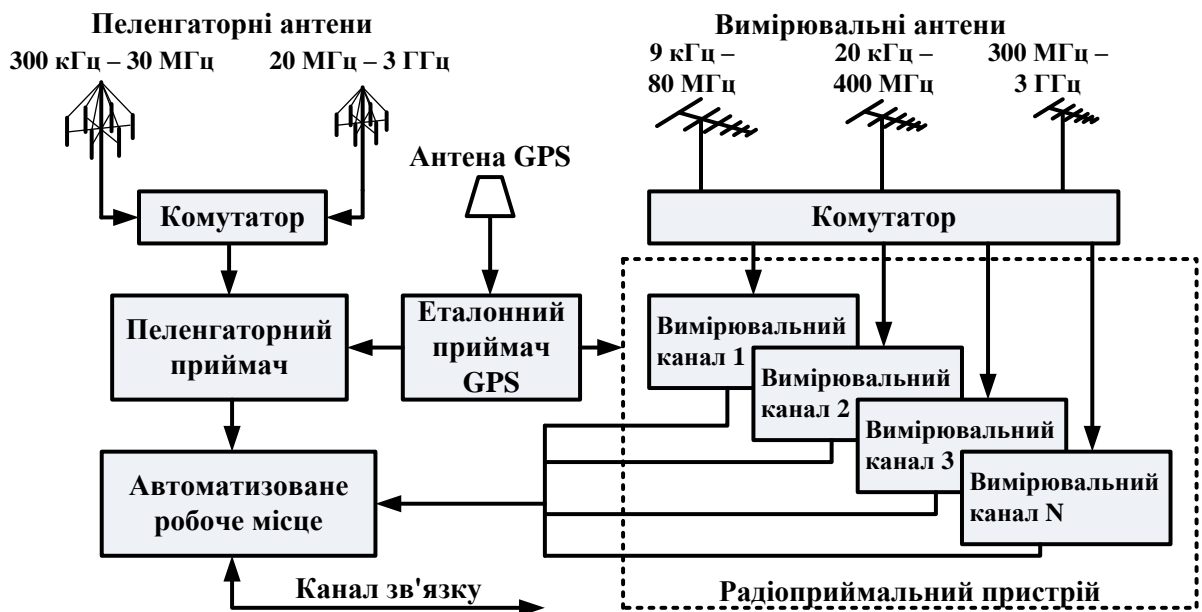


Рис. 1.2. Блок-схема багатоканальної станції радіоконтролю

Як приклад конструкції мобільної станції радіомоніторингу представимо типову і найпоширенішу в Україні мобільну станцію радіомоніторингу РМ-1300М-1М виробництва Харківського підприємства “Спец” ХСВД-2 ”Спецвузавтоматика“, структурна схема якої наведена на рис. 1.3 [28].

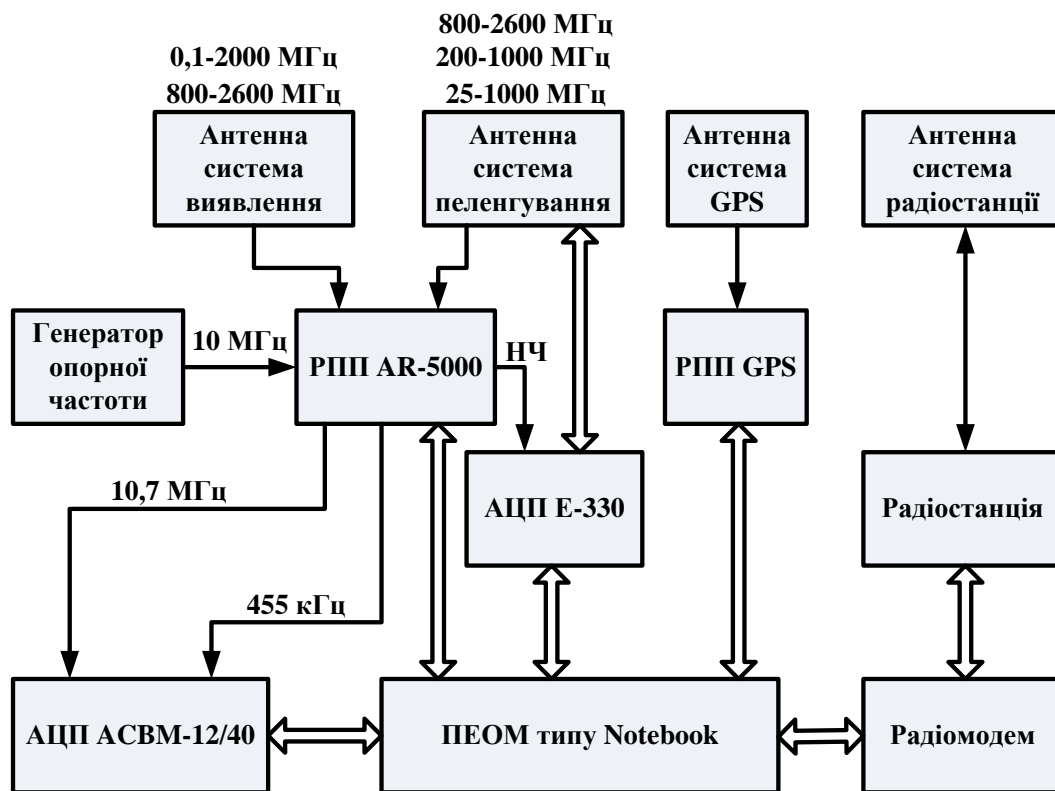


Рис. 1.3. Структурна схема мобільної станції радіомоніторингу РМ-1300М-1М

При роботі системи у режимі виявлення та технічного аналізу джерела радіовипромінювання (ДРВ) радіосигнал від відповідної антенної системи (АС) виявлення поступає на радіоприймальний пристрій (РПП), далі вихідний аналоговий сигнал із проміжною частотою (ПЧ) 10,7 МГц та 455 кГц перетворюється аналого-цифровим перетворювачем (АЦП) сигнального процесора АСВМ-12/40 у цифрову форму і оброблюється ПЕОМ. АЦП сигнального процесора АСВМ-12/40 при пеленгуванні амплітудним методом використовується для аналого-цифрового перетворення сигналу ПЧ приймача 10,7 кГц у смугах пеленгування 300, 500, 1000, 3000 та 5000 МГц і ПЧ 455 кГц у смугах пеленгування 30, 110 та 220 кГц.

При роботі системи пеленгування та визначення місцезнаходження ДРВ радіосигнал від відповідної АС пеленгування поступає на РПП, далі вихідний сигнал частотного детектора РПП перетворюється АЦП сигнального процесора Е-330 у цифрову форму й оброблюється ПЕОМ.

Конструктивно мобільна станція РМ-1300М-1М розміщена на базі мікроавтобуса: антенно-фідерне обладнання - на даху (рис. 1.4), інші пристрої та обладнання – безпосередньо в салоні. Електронні складові частини станції (за винятком ПЕОМ, вузлів електроживлення та антенно-фідерної системи) скомпоновані у переносному конструктивно закінченому пристрої, який встановлюється на столі оператора радіочастотного контролю.



Рис. 1.4. Розміщення АС мобільної станції радіомоніторингу РМ-1300М-1М на автотранспортному засобі

До параметрів вимірювальних антен пред'являються більш жорсткі вимоги, так як в подальшому результати вимірювань стануть основою для перевірки і прийняття рішення щодо відповідності умовам дозвільних документів на експлуатацію радіоелектронної системи. Тому основна відмінність контрольних і вимірювальних антен – наявність пристроїв калібрування в останніх.

На рис. 1.5-1.8 наведені приклади антенних систем, які широко використовуються для радіомоніторингу. На рис. 1.5-1.6 зображено два варіанти компактної моніторингової системи UMS100 та UMS200 з різними комплектами широкосмугових антен вертикальної поляризації:

- UMS200 – з двома пасивними диско-конусними антенами для смуг частот 20 МГц-1,3 ГГц і 1,3 ГГц-6 ГГц (рис. 1.5);

- UMS100 – з пасивною штировою антеною для смуги частот 100 кГц-1,3 ГГц і диско-конусною антеною для смуги 1,3 ГГц-6 ГГц (рис. 1.6).





Рис. 1.5. Стационарна моніторингова  
АС UMS200



Рис. 1.6. Стационарна  
моніторингова АС UMS100

Поєднання всенаправлених і спрямованих широкосмугових антен наведено на рис. 1.7 [29]. Антени встановлюються на одній платформі, просторове положення якої регулюється. Активна і пасивна всенаправлені антени використовуються в діапазоні частот 10 кГц-1600 МГц. Логоперіодичні антени перекривають діапазон 80-1300 МГц. Дзеркальна антени – діапазон вище 1 ГГц. Різні антени вибираються дистанційним ВЧ перемикачем, сигнал від якого передається через поворотний пристрій за допомогою обертового з'єднання.

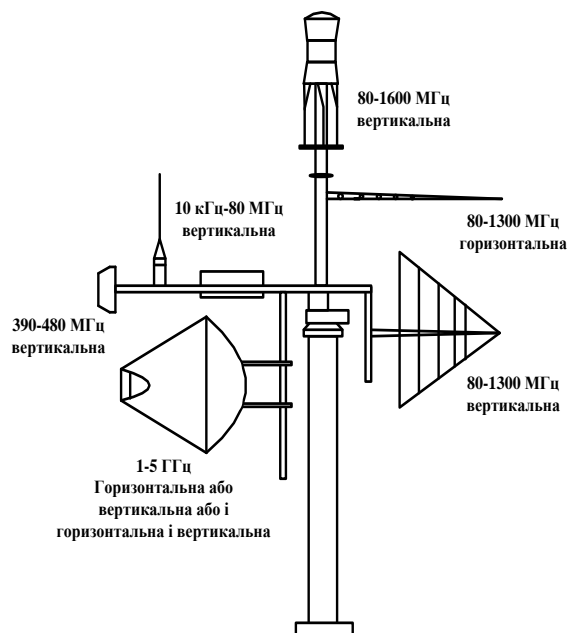


Рис. 1.7. Поєднання всенаправлених і  
спрямованих широкосмугових антен

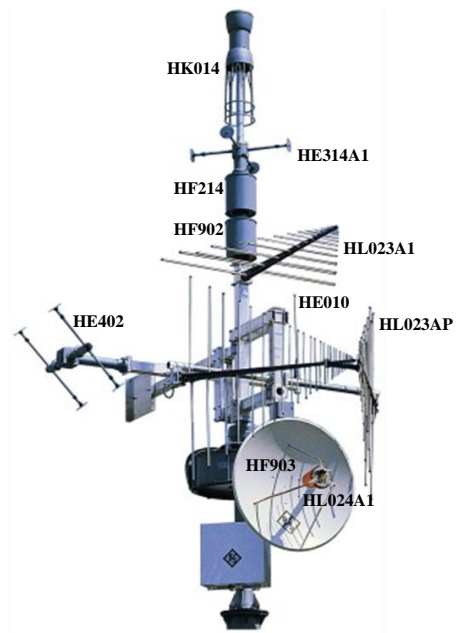


Рис. 1.8. Антенна система  
R&S®AU900A4

На рис. 1.8 зображено найвідомішу антенну систему R&S®AU900A4, яка містить 8 приймальних антен і забезпечує приймання лінійно поляризованих радіохвиль в діапазоні частот від 9кГц до 3 ГГц (рис. 1.9). До складу даної системи входять такі антени:

- НК014 (80МГц-1,3 ГГц);
- HE314A1 (20МГц-500 МГц);
- HF214 (500 МГц-1,3 ГГц);
- HF920 (1,3 ГГц-3 ГГц);
- HL023A1 (80 МГц-1,3 ГГц);
- HL023AP (80 МГц-1,3 ГГц);
- HE402 (20 МГц-87МГц);
- HE010 (9кГц-50МГц);
- HF903 з опромінювачем HL024A1 (1 ГГц-3 ГГц).

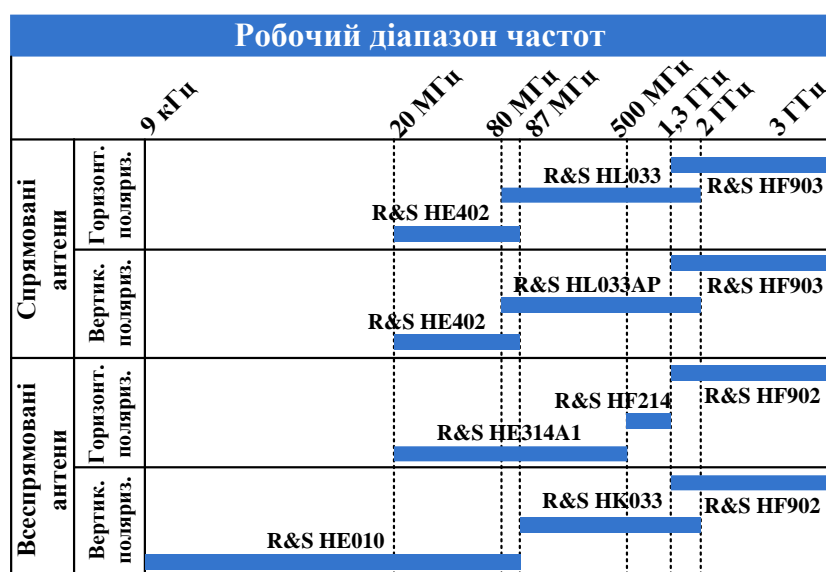


Рис. 1.9. Перекриття діапазонів антенною системою R&S®AU900A4

Існує велика кількість робіт, які присвячені розробці антен, що можуть бути використані в системах радіомоніторингу. Ці роботи були висвітлені в статтях і на конференціях. Наведемо декілька прикладів. У статті [30] представлена ультраширокопосмугова монопольна антена для досліджень ЕМС. Запропонована вимірвальна антена може бути використана для виявлення випромінювань багатьох цифрових пристроїв, таких як мобільні телефони та

інші системи мобільного зв'язку. У статті [31] представлені два нові типи ультраширококустових антен для вимірювань ЕМС. Обидві антени мають компактний розмір і можуть мати кілька портів для гнучкості в вимірювальних тестах. Діаграма спрямованості (ДС) антен може бути спрямованою або багатопелюстковою. Ці антени мають невисоку вартість виготовлення, малу вагу та прості в монтажі, що особливо важливо для низькочастотних антен. Стаття [32] представляє розроблену конічну рупорну антену, яка має такі переваги, як ширококустовість, просту схему живлення, низькопрофільний компактний розмір з досить хорошими характеристиками антен. У статті [33] представлена нова біконічна ширококустова антена, яка використовується для тестових додатків ЕМС. У порівнянні зі звичайною біконічною антеною, пропонується антена має невеликі розміри та хороші електричні характеристики.

Як можна побачити зі структурних схем та прикладів моніторингових антенних систем, на одній станції моніторингу обов'язково наявність комплексу антен різної конструкції. У багатьох випадках ці антени розміщуються на обмеженій території (особливо це стосується мобільних станцій моніторингу), що погіршує ЕМС елементів станції. Крім того, на практиці радіоконтроль проводиться в умовах впливу багатьох сторонніх факторів, таких як індустриальні та атмосферні шуми, випромінювання радіопередавачів і т.д., що призводить до необхідності використовувати додаткові засоби (технічні або програмні) для виокремлення сигналу, за яким ведеться спостереження. В наступних підрозділах розглянемо технічні засоби, які можуть забезпечити надійність приймання радіовипромінювань того чи іншого джерела.

## 1.2. Методи придушення впливу завад антенними системами

### 1.2.1. Компенсаційні методи придушення завад

Одним з напрямків вирішення проблеми заводозахищеності радіоелектронних пристроїв є розробка антенних схем з компенсаційним придушенням прийому завади в заданому напрямку. Компенсаційні методи можуть захищати радіостанцію від завад як при фіксованому розподілі джерел завади, так і при зміні джерел випромінювань у просторі.

Компенсаційний принцип в загальному випадку можна продемонструвати, використовуючи структурну схему двоканальної компенсаційної антенної системи [34] (рис. 1.10).

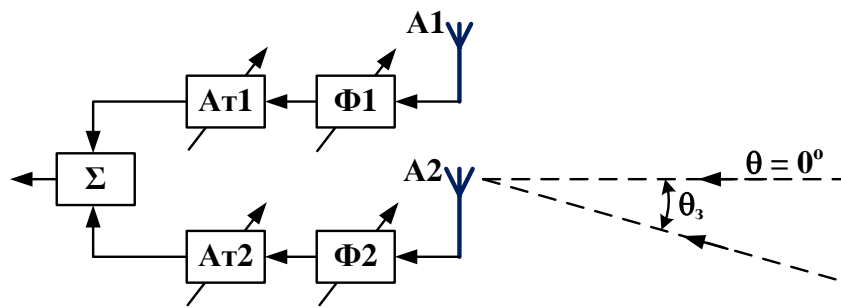


Рис. 1.10. Структурна схема двоканальної компенсаційної антени

У цій антенній системі використовуються два канали, які складаються з антен (A1 та A2), керованих фазообертачів (Φ1 та Φ2) та керованих атенюаторів (Ат1 та Ат2). Виходи антенних каналів з'єднані зі входами суматора Σ.

Нехай антенна система настроєна на напрямок приходу корисного сигналу  $\theta = 0^\circ$ . Завада приходить з напрямку  $\theta_z$ . Використовуючи керовані атенюатори Ат1 та Ат2 вирівнюють рівні завад в каналах 1 і 2. Фазообертачами Φ1 та Φ2 створюють фазовий зсув, який дорівнює  $\pi$ , між сигналами завад у двох каналах. В результаті, на виході суматора Σ рівень завади буде дорівнювати нулю.

Антени A1 та A2 мають різні характеристики спрямованості, що у сукупності можуть змінювати спрямовані властивості антенної системи АΣ в цілому. Нехай основна антена системи A1 має більшу спрямованість, ніж антена A2 другого (компенсаційного) каналу прийому.

З точки зору спрямованих властивостей антен процедура компенсації виглядає наступним чином. На рис. 1.11 наведені ДС основної (крива 1), компенсаційної (крива 2) та сумарної (крива 3) антен. Для запобігання зменшення рівня корисного сигналу в каналі 1, в канал 2 можливе введення підсилювача сигналу.

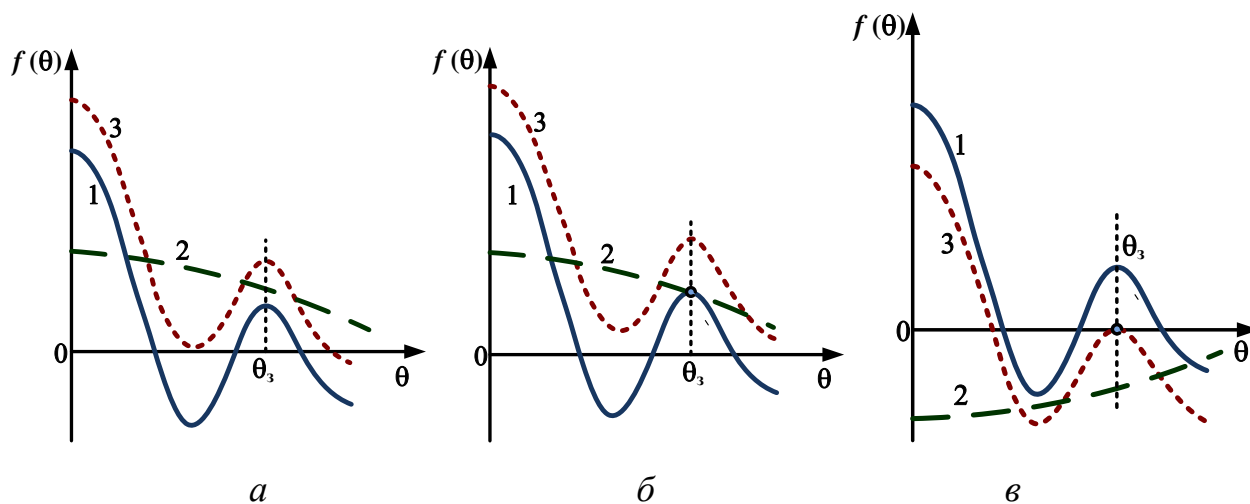


Рис. 1.11. ДС антен при амплітудній та фазовій компенсації: *а* – за відсутності компенсації; *б* – при вирівнюванні за допомогою керованих атенюаторів сигналу з напрямку  $\theta_3$  ( $|f_1(\theta_3)| = |f_2(\theta_3)|$ ); *в* – після додаткового введення фазового зсуву  $\pi$  за допомогою керованих фазообертачів ( $f_1(\theta_3) = -f_2(\theta_3)$ ,  $f_\Sigma(\theta_3) = 0$ )

Розглянутий метод компенсації передбачає одночасне керування і амплітудою і фазою сигналу в каналах прийому. Але існують випадки, коли доцільно застосовувати керування тільки одного з параметрів сигналу. За принципом дії компенсаційні методи можна поділити на амплітудні, фазові та амплітудно-фазові. Для компенсації завади будь-яким з цих методів необхідне використання як мінімум двох каналів приймання сигналів антенною системою.

### ***Амплітудні методи компенсації***

Принцип амплітудної компенсації полягає у наступному. У кожному з каналів приймання антенної системи напруга складається з корисного сигналу і завади. Антенну систему орієнтують так, щоб у кожному з каналів приймання напруга корисного сигналу була синфазною.

Джерело завади має кутове рознесення в просторі з джерелом корисного сигналу, тому напруги сигналів завад в різних каналах мають фазовий зсув, що залежить від кута, під яким падають електромагнітні хвилі завади. Цей фазовий зсув дає можливість керування амплітудами напруг в каналах приймання, використовуючи зміну коефіцієнтів передачі каналів. В результаті подальшого підсумування напруг в каналах можна отримати корисний сигнал без завади.

Ідею цього методу можна пояснити на прикладі двоелементної АР [35] (рис. 1.12).

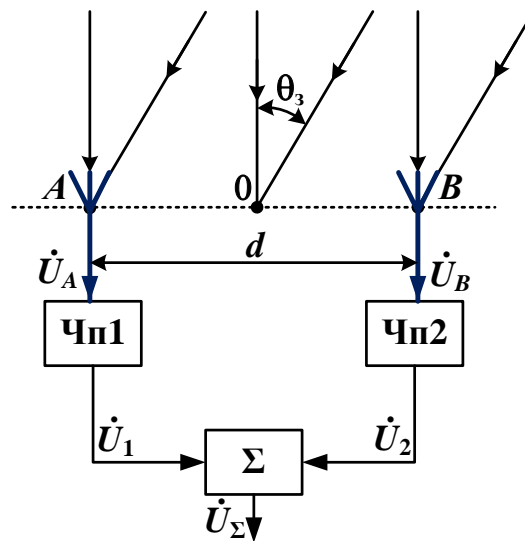


Рис. 1.12. Двоелементна АР з амплітудною компенсацією

Напруги з виходів антенних елементів  $\dot{U}_A$  та  $\dot{U}_B$  надходять у чотиріполюсники Чп1 та Чп2, які мають регульовані комплексні коефіцієнти передачі  $\dot{W}_1$  та  $\dot{W}_2$ . Вихідні напруги з регульованих чотиріполюсників  $\dot{U}_1$  та  $\dot{U}_2$  складаються у суматорі  $\Sigma$ . На виході суматора отримуємо

$$\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_1 + \dot{U}_2 = \dot{W}_1 \dot{U}_A + \dot{W}_2 \dot{U}_B. \quad (1.1)$$

Сумарний сигнал (1.1) надходить до блоку обробки сигналів, в якому здійснюється масштабування коефіцієнтів передачі  $\dot{W}_1$  та  $\dot{W}_2$  і залежності від значення кута надходження завади  $\theta_3 > 0$ .

Як було відмічено раніше, АР орієнтується так, щоб напрям поширення фронту хвилі корисного сигналу був перпендикулярним до апертури решітки.

Хвилі від джерела завади надходить під кутом  $\theta_3$  (рис. 1.12) відносно напрямку надходження хвиль з корисним сигналом. Тоді фазовий зсув між корисним сигналом і завадою буде

$$\psi = \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta_3. \quad (1.2)$$

В режимі компенсації завади можемо записати, що

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} \dot{W}_1 &= \operatorname{Re} \dot{W}_2 = 0,5; \\ \operatorname{Im} \dot{W}_1 &= -\operatorname{Im} \dot{W}_2 = 0,5 \operatorname{ctg} \psi. \end{aligned} \quad (1.3)$$

Враховуючи формули (1.2) та (1.3), можемо записати вираз для модулів коефіцієнтів передачі Чп1 та Чп2 в режимі компенсації завади

$$|\dot{W}_1| = |\dot{W}_2| = \frac{1}{2 \sin \psi} = \frac{1}{2 \sin \left( \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta_3 \right)}. \quad (1.4)$$

При виконанні умови  $\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta_3 \ll 1$ , рівняння (1.4) спрощується

$$|\dot{W}_1| = |\dot{W}_2| \approx \frac{1}{2\pi} \frac{\lambda}{d} \operatorname{csc} \theta_3.$$

Як можна доказати, дійсна складова коефіцієнтів передачі Чп1 та Чп2 не залежить від кута приходу завади. Ця залежність проявляється лише в уявній складовій, яка залежить від кута  $\theta_3$  та відстані між елементами АР  $d$  (табл. 1.4 з [35]).

З аналізу результатів обчислень, які представлені в табл. 1.1, можна відмітити, що значення уявної складової коефіцієнтів передачі зростає зі зменшенням кутового рознесення джерел корисного сигналу і завади. Для зменшення цього значення потрібно збільшувати відстані між елементами АР.

Цей приклад ілюструє можливість АР виокремлювати корисний сигнал за допомогою зміни коефіцієнтів передачі каналів. Придушення завади досягається навіть у разі, коли частота сигналу та завади збігаються і коли кутове рознесення джерел сигналу і завади невелике.

Структурну схему двоканальної АР з автоматичним регулюванням передачі каналів наведено у роботах [36,37].

У разі необхідності компенсувати декілька джерел завади використовують багатоелементну АР, яка складається з декількох двоелементних АР, сигнали з виходів яких надходять до схеми обробки.

Таблиця 1.1

Залежність уявної складової коефіцієнтів передачі каналів прийому АР від напрямків надходження завади і від відстані між елементами АР

$\theta_3$ , град.	Відносна відстань між елементами АР $d/\lambda$	Значення фазового зсуву $\psi$ , град.	Значення уявної складової $\text{Im}\dot{W}$
10	0,5	14,1	2,224
	1,0	28,2	1,056
20	0,5	27,8	1,071
	1,0	55,6	0,419
30	0,5	45	0,5
	1,0	90	0

Існує дещо інший метод амплітудної компенсації, за допомогою якого можна здійснювати придушення випромінювання в заданому напрямку  $\theta_3$ , використовуючи лінійну еквідистантну АР з  $N$  елементів. Компенсація відбувається за допомогою регулювання амплітуд збудження декількох зовнішніх пар елементів АР [34, 38].

Нехай амплітуди збудження  $N-4$  внутрішніх елементів АР дорівнюють 1, двох других від краю АР елементів –  $(1-W)$ , а двох зовнішніх –  $W$ . У цьому випадку комбінований множник АР прийме вигляд

$$F(\psi) = F_1(\psi) + (1-W)F_2(\psi) + WF_3(\psi), \quad (1.5)$$

де 
$$F_1(\psi) = \frac{\sin(N-4)\frac{\psi}{2}}{\sin\frac{\psi}{2}}, \quad F_2(\psi) = 2\cos(N-3)\frac{\psi}{2}, \quad F_3(\psi) = 2\cos(N-1)\frac{\psi}{2},$$

$$\psi = kd(\sin\theta - \sin\theta_0).$$



Перетворимо вираз (1.5) наступним чином

$$F(\psi) = F_0(\psi) - WF_2(\psi) + WF_3(\psi), \quad (1.6)$$

$$\text{де } F_0(\psi) = \frac{\sin(N-2)\frac{\psi}{2}}{\sin\frac{\psi}{2}}.$$

Зважаючи на те, що  $F_2(\psi) - F_3(\psi) = 4\sin(N-2)\frac{\psi}{2}\sin\frac{\psi}{2}$ , вираз (1.6) набуває вигляду

$$F(\psi) = \sin(N-2)\frac{\psi}{2} \left( \frac{1}{\sin\frac{\psi}{2}} - 4W\sin\frac{\psi}{2} \right). \quad (1.7)$$

З формули (1.7) можемо зробити висновок, що для придушення випромінювання АР в напрямку  $\theta = \theta_3$  необхідно, щоб

$$W = \frac{1}{4\sin^2\frac{\psi_3}{2}},$$

де  $\psi_3 = kd(\sin\theta_3 - \sin\theta_0)$ .

На рис. 1.13 наведені ДС 10-елементної АР при  $d = \lambda/2$  і  $\theta_0 = 0^\circ$  [34]. Суцільна ДС – при рівномірному збудженні всіх елементів АР; пунктирна – придушення завади у напрямку  $\theta_3 = 30^\circ$  (при  $\psi_3 = \pi/2$ ,  $W = 0,5$ ).

За допомогою двох регульованих параметрів  $W_1$  та  $W_2$  можливо здійснювати компенсаційне придушення випромінювання з двох напрямків приходу хвилі завади  $\theta_{31}$  і  $\theta_{32}$  ( $\psi_{31}$  і  $\psi_{32}$ ).

### ***Фазові методи компенсації***

Компенсаційне придушення випромінювання завад можна реалізувати, регулюючи тільки фазові співвідношення між окремими елементами багатоелементної АР.

Розглянемо найпростіший спосіб фазової компенсації, який базується на використанні лінійної еквідистанційної рівноамплітудної АР з парною кількістю елементів  $N = 2m$  [34, 35].

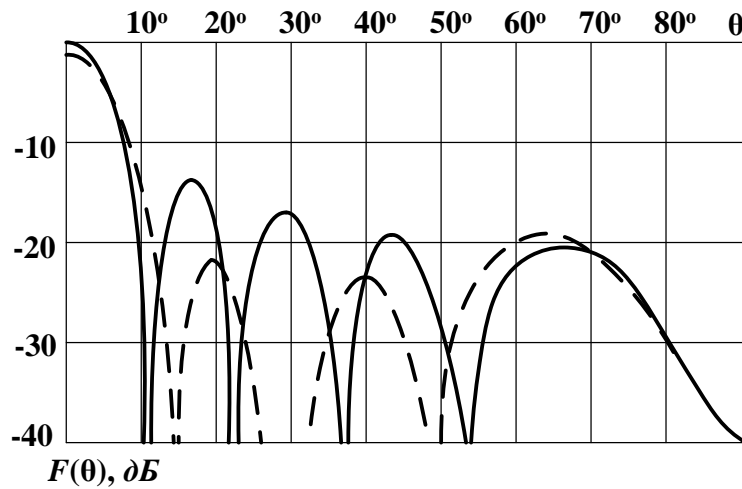


Рис. 1.13. ДС 10-елементної АР [34] при  $d = \lambda/2$  і  $\theta_0 = 0^\circ$

Суть способу полягає в тому, що для синфазно збуджених елементів решітки вводиться певний фазовий зсув струмів живлення. В результаті цього можна сформувати "нуль" діаграми спрямованості в потрібному напрямку (в напрямку завади).

При використанні слабонапрямлених елементів АР (наприклад, дипольних випромінювачів), характеристику спрямованості синфазної АР можна описати виразом [39]:

$$f(\theta) = \sum_{s=1}^N e^{-i(s-1)kd \sin \theta}, \quad (1.8)$$

де  $\theta$  – кут між напрямом в точку спостереження і перпендикуляром до лінії розташування елементів АР;  $d$  – відстань між елементами АР.

Нехай в АР з рівним амплітудним збудженням всіх елементів, фаза струму живлення елементів по чергово приймає значення  $\pm \psi$ . Тоді характеристика спрямованості (1.8) прийме вигляд

$$f(\theta) = \sum_{s=1}^m e^{-i(\psi + 2skd \sin \theta)} + \sum_{s=1}^m e^{-i(-\psi + (2s-1)kd \sin \theta)},$$

де  $s$  – порядковий номер елемента АР.

Цей вираз можна представити у вигляді

$$f(\theta) = (e^{-i\psi} + e^{i(\psi + kd \sin \theta)}) f_0(\theta), \quad (1.9)$$

де  $f_0(\theta) = \sum_{s=1}^m e^{-i2skd \sin \theta}$  – інтерференційний множник АР без внесення фазового зсуву.

Таким чином, зміна спрямовуючих якостей АР обумовлена першим множником у виразі (1.9), модуль якого

$$|f(\theta)| = 2|\cos(\psi + kd \sin \theta / 2)|. \quad (1.10)$$

Тобто, зміну положення напрямку нульового випромінювання можна проводити регулюванням зсуву фаз  $\psi$ . Для визначення його величини необхідно знайти кут  $\theta_3$ , в напрямку якого треба забезпечити нуль випромінювання. З (1.10) випливає, що положення нульового напрямку  $\theta_3$  визначається рівнянням

$$\psi + \frac{1}{2} kd \sin \theta_3 = \frac{2q-1}{2} \pi, \text{ де } q \in N.$$

При заданій відстані між елементами АР  $d = \lambda/2$  положення нуля діаграми спрямованості при  $q = 1$

$$\theta_3 = \arcsin\left(1 - \frac{2\psi}{\pi}\right).$$

Використовуючи більш складні способи модуляції фаз струмів живлення елементів антенної решітки можна створювати ДС, які мають декілька нульових напрямків випромінювання для заданих кутів [40].

У більш загальному методі фазової компенсації [34] фазова модуляція вздовж розкриву антени має вигляд

$$\psi(x) = \psi_0 \sin \omega x.$$

Для антени з неперервним розкритом ДС у цьому випадку описується формулою

$$F(\theta) = \frac{1}{2L} \int_{-L}^L e^{i\psi(x)} e^{-ikx \sin \theta} dx, \quad (1.11)$$

де  $2L$  – розмір розкриву антени.

Перший множник підінтегрального виразу (1.11) розкладаємо в ряд Маклорена ( $e^{i\psi(x)} = 1 + i\psi(x) - \psi^2(x)/2 + \dots$ ). Звідси отримуємо

$$F(\theta) = F_0(\theta) + \Delta_0 F(\theta) - \Delta_1 F(\theta) + \dots, \quad (1.12)$$

де  $F_0(\theta)$  – ДС АР без фазових зсувів

$$F_0(\theta) = \sin(kL \sin \theta) / kL \sin \theta, \quad (1.13)$$

$$\Delta_0 F(\theta) = \frac{i\Psi_0}{2L} \int_{-L}^L \sin \omega x e^{-ikx \sin \theta} dx, \quad (1.14)$$

$$\Delta_1 F(\theta) = \frac{\Psi_0^2}{2L} \int_{-L}^L \sin^2 \omega x e^{-ikx \sin \theta} dx. \quad (1.15)$$

При визначенні параметрів системи, які здійснюють фазову компенсацію, складовою (1.15) можна знехтувати. Його розрахунок необхідний тільки у випадку дослідження ДС у напрямку  $\theta = 0^\circ$  для оцінки втрат коефіцієнту спрямованої дії, які складають  $\Psi_0^2$ .

В результаті обчислення (1.14), отримуємо

$$\Delta_0 F(\theta) = \Psi_0 \left[ \frac{\sin(k \sin \theta + \omega)L}{(k \sin \theta + \omega)L} - \frac{\sin(k \sin \theta - \omega)L}{(k \sin \theta - \omega)L} \right]. \quad (1.16)$$

Для практичних цілей при компенсаційному придушенні достатньо використовувати тільки один з членів (1.16). Наприклад, для напрямку  $\theta_3 > 0$ , враховується тільки друга складова (1.16). Тоді рівняння, за допомогою якого визначаються параметри фазової модуляції, при яких в напрямку  $\theta_3$  поле буде дорівнювати нулю, прийме вигляд

$$\left[ \frac{\sin(kL \sin \theta_3)}{kL \sin \theta_3} = \Psi_0 \frac{\sin(k \sin \theta_3 - \omega)L}{(k \sin \theta_3 - \omega)L} \right]. \quad (1.17)$$

Рівняння (1.17) можна задовольнити, якщо  $\omega = k \sin \theta_3$ ,  $\Psi_0 = \nu$ , де  $\nu$  – рівень бічної пелюстки ДС (1.13) в напрямку  $\theta = \theta_3$ . При цьому треба зауважити, що напрямку  $-\theta_3$  буде відповідати рівень бічної пелюстки  $|\nu_-| = 2|\nu_+|$ . Також дещо підвищиться рівень випромінювання і у всьому секторі кутів  $\theta_3 < 0$ .

Результати розрахунку ДС з компенсованим випромінюванням (суцільна ДС) в напрямку  $u_3 = 3\pi/2$  ( $u_3 = kL\sin\theta_3$ ), що відповідає першій бічній пелюстці ДС без фазової компенсації (пунктирна ДС) зображена на рис. 1.14.

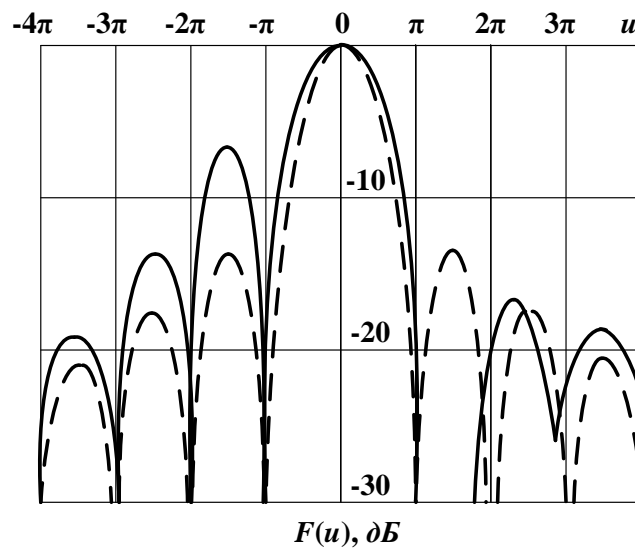


Рис. 1.14. ДС з компенсованим випромінюванням (суцільна ДС) в напрямку  $u_3 = 3\pi/2$  ( $u_3 = kL\sin\theta_3$ ), що відповідає першій бічній пелюстці ДС без фазової компенсації (пунктирна ДС) [34]

Метод фазової компенсації може бути використаний при будь-яких видах амплітудного збудження, як в антенах з неперервним розподілом джерел поля, так і з дискретним розподілом.

### ***Амплітудно-фазові методи компенсації***

Реалізація даного методу ґрунтується на залежності розподілу поля випромінювання антенної решітки від амплітуд та фаз струмів, що живлять елементи решітки. Беручи до уваги цю залежність, і, підібравши відповідні значення амплітуд та фаз струмів живлення елементів, можна забезпечити нульові значення характеристики спрямованості антени в заданих напрямках.

Для спрощення аналізу характеристики спрямованості розглядаємо антену в режимі випромінювання. ДС лінійної еквідистантної АР із слабоспрямованих випромінювачів може бути представлена у вигляді [40]

$$f(\theta) = \sum_{s=0}^N \dot{W}_s e^{-iks d \sin \theta} = \sum_{s=0}^N \dot{W}_s z^s, \quad (1.18)$$

де  $N$  – кількість елементів в антенній решітці;  $\dot{W}_s$  – комплексні вагові коефіцієнти;  $d$  – відстань між елементами решітки;  $z_s = e^{-iks d \sin \theta}$ .

В залежності від значення вагових коефіцієнтів  $[\dot{W}_1, \dot{W}_2, \dots, \dot{W}_N]$  ДС за формулою (1.18) може приймати різну форму, враховуючи і задані значення положення нулів  $[\theta_{31}, \theta_{31}, \dots, \theta_{3(N-1)}]$ .

Для того, щоб пов'язати значення вагових коефіцієнтів з напрямками нулів ДС, використаємо представлення ДС у вигляді [41]

$$f(z) = \dot{W}_N \prod_{s=1}^N (z - z_s), \quad (1.19)$$

де  $z_s$  –  $s$ -й корінь (нуль) ДС.

Таке представлення дозволяє шляхом порівняння ДС у вигляді суми (1.18) і добутку (1.19) визначити значення вагових коефіцієнтів, за допомогою яких можна реалізувати задану комбінацію положень нулів ДС. Наявність  $N$  елементів АР є необхідною умовою для реалізації  $M = N - 1$  нулів ДС.

Для ілюстрації даного методу розглянемо чотирьохелементну АР при  $d = \lambda/2$  [34]. ДС АР з різною кількістю напрямків придушення випромінювання представлені на рис. 1.15: варіант 1 (суцільний графік) –  $\theta_{31} = 10^\circ$ ,  $\theta_{32} = 20^\circ$ ,  $\theta_{33} = 30^\circ$ ; варіант 2 (пунктирний графік) –  $\theta_{31} = 10^\circ$ ,  $\theta_{32} = 30^\circ$ . Значення коренів  $z_s$  і вагові коефіцієнти  $\dot{W}_s$ , які відповідають цим напрямкам приведені в табл. 1.2.

У загальному випадку для синтезу ДС задається дискретний набір значень для напрямків  $[\theta_{31}, \theta_{31}, \dots, \theta_{3(N-1)}]$ . Синтезована ДС приймає вигляд

$$f(\theta_m) = \sum_{s=0}^N \dot{W}_s e^{-iks d \sin \theta_m}, \text{ де } m = 1, 2, \dots, M.$$

Або в матричній формі

$$\mathbf{F} = \mathbf{Z}\mathbf{W}, \quad (1.20)$$

$$\text{де } \mathbf{F} = \begin{bmatrix} f(\theta_1) \\ f(\theta_2) \\ \dots \\ f(\theta_M) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{W} = \begin{bmatrix} W_0 \\ W_1 \\ \dots \\ W_N \end{bmatrix}; \quad \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-ikd \sin \theta_1} & \dots & e^{-iNkd \sin \theta_1} \\ 1 & e^{-ikd \sin \theta_2} & \dots & e^{-iNkd \sin \theta_2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & e^{-ikd \sin \theta_M} & \dots & e^{-iNkd \sin \theta_M} \end{bmatrix}$$

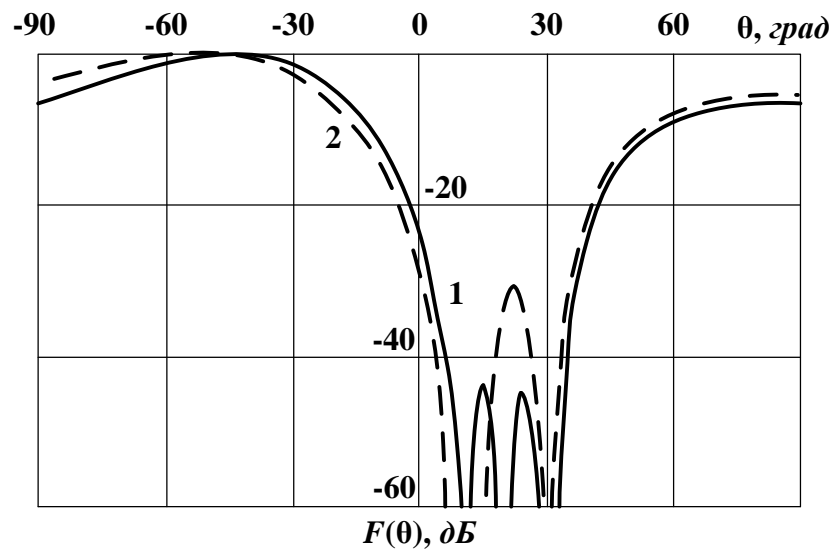


Рис. 1.15. ДС антенної решітки з різною кількістю напрямків придушення випромінювання [34]

Таблиця 1.2

Значення коренів  $z_s$  і вагові коефіцієнти  $\dot{W}_s$

№ варіанту	Значення коренів $z_s$			
	$z_1$	$z_2$	$z_3$	
1 варіант	$e^{i31^\circ}$	$e^{i62^\circ}$	$e^{i90^\circ}$	
2 варіант	$e^{i31^\circ}$	$e^{i31^\circ}$	$e^{i90^\circ}$	
	Значення вагових коефіцієнтів $\dot{W}_s$			
	$\dot{W}_0$	$\dot{W}_1$	$\dot{W}_2$	$\dot{W}_3$
1 варіант	$1,00e^{i0^\circ}$	$2,74e^{i148^\circ}$	$2,74e^{-i20^\circ}$	$1,00e^{i0^\circ}$
2 варіант	$1,00e^{-i28^\circ}$	$2,65e^{i102^\circ}$	$2,65e^{i130^\circ}$	$1,00e^{i0^\circ}$

Формальне рішення матричного рівняння (1.20) можна записати у вигляді

$$\mathbf{W} = \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{F}.$$

## 1.2.2. Адаптивні антенні решітки

Адаптивна АР – це такий тип антени, в якій зміна параметрів здійснюється адаптивно відповідно до впливу зовнішніх факторів. Такими факторами є, як правило, вплив активних і пасивних завад, за присутності яких можливість адаптації підвищує якість прийому сигналів.

Адаптивні антенні решітки (ААР) являють собою антенні решітки і пристрій приймання та оброблення сигналів, який автоматично настроює діаграму спрямованості для підвищення якості прийому корисного сигналу [42-46]. ААР дає можливість забезпечувати високу якість прийнятого сигналу в умовах складної електромагнітної обстановки, в умовах динамічної завадової ситуації, при розміщенні антенних систем на рухомих терміналах. Як критерій якості найчастіше вибирають відношення сигнал/завада або відхилення виділеного параметру корисного сигналу від відомого еталону.

Згідно з визначенням, адаптивна антенна має такі складові:

- антенну решітку з  $N$  елементів, конструкція і розташування яких залежить від призначення антени і вона є найбільш істотним чинником обмежень можливостей адаптивної антени;
- діаграмоутворюючу схему (ДУС), до входів якої підключені виходи всіх  $N$  елементів антенної решітки; основою ДУС є чотирьохполіусники зі змінними коефіцієнтами передачі;
- адаптивний процесор, який обчислює значення комплексних коефіцієнтів передачі чотирьохполіусників ДУС.

Для пояснення принципу адаптації розглянемо найпростіший приклад двоелементної лінійної рівномірної АР (рис. 1.16) [47-49].

Нехай плоский фронт хвилі від джерела сигналу  $s(t)$  падає на елементи АР під кутом  $\theta_s$  до площини розташування.

Відносно елементу 1 сигнал досягає елемента АР 2 з деяким часовим запізненням



$$\Delta\tau = \frac{d \sin \theta_s}{v_0},$$

де  $d$  – відстань між елементами решітки;  $v_0$  – фазова швидкість хвилі.

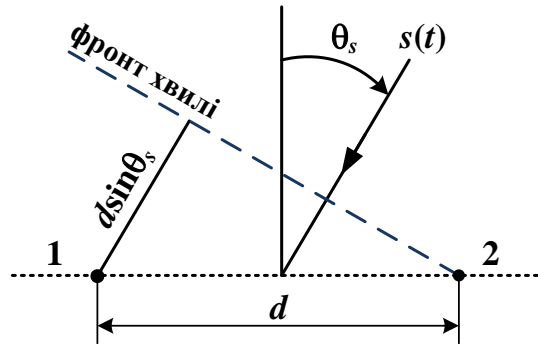


Рис. 1.16. Двоелементна АР під дією плоского фронту хвилі

Знаючи відстань між елементами АР і вимірявши  $\Delta\tau$  можна знайти кут  $\theta_s$ ,

$$\theta_s = \sin^{-1}\left(\frac{v_0 \Delta\tau}{d}\right).$$

Якщо сигнал  $s(t)$  є вузькосмуговим з несучою частотою  $f_0$ , тоді часове запізнення відповідає фазовому зсуву

$$\Delta\psi = 2\pi \frac{d \sin \theta_s}{\lambda_0}, \quad (1.21)$$

де  $\lambda_0$  – довжина хвилі, що відповідає несучій частоті ( $\lambda_0 = v_0/f_0$ ).

Очевидно, що для випадку збігу напрямку приходу сигналу з перпендикуляром до АР, значення запізнення  $\Delta\tau$  та зсуву  $\Delta\psi$  дорівнюють нулю.

Припустимо, що на АР діє не тільки корисний сигнал  $s(t)$ , а і сигнал завади  $n(t)$ , з такою ж самою частотою  $f_0$ . Для прикладу, виберемо кути приходу корисного сигналу і сигналу завади як  $0^\circ$  і  $30^\circ$  відповідно. Тоді, сигнал на виході АР, обумовлений дією корисного сигналу, буде

$$S(t) = s(t)[(w_{1,1} + iw_{1,2}) + (w_{2,1} + iw_{2,2})] = s(t)[(w_{1,1} + w_{2,1}) + i(w_{1,2} + w_{2,2})], \quad (1.22)$$

де  $w_1 = w_{1,1} + iw_{1,2}$  і  $w_2 = w_{2,1} + iw_{2,2}$  – комплексні вагові коефіцієнти елементів АР.

Відповідно (1.21), при заданих величинах  $d = \lambda_0/2$  і  $\theta_s = 30^\circ$ , фазовий зсув набуває значення  $\Delta\psi = \pi/2$ . Тоді, сигнал на виході АР, обумовлений дією сигналу завади, буде

$$N(t) = n(t) \left[ (w_{1,1} + iw_{1,2}) + e^{-i\frac{\pi}{2}} (w_{2,1} + iw_{2,2}) \right] = n(t) [(w_{1,1} + w_{2,2}) + i(w_{1,2} + w_{2,1})]. \quad (1.23)$$

Ціллю адаптивної антени є повне придушення сигналу завади і якісний прийом корисного сигналу. Для досягнення цієї цілі, використовуючи вирази (1.22) і (1.23), можемо записати, що

$$\left. \begin{aligned} w_{1,1} + w_{2,1} &= 1; \\ w_{1,2} + w_{2,2} &= 0; \\ w_{1,1} + w_{2,2} &= 0; \\ w_{1,2} + w_{2,1} &= 1. \end{aligned} \right\} \quad (1.24)$$

Розв'язок (1.24) можемо представити у вигляді

$$w_{1,1} = w_{1,2} = w_{2,1} = \frac{1}{2} \text{ та } w_{2,2} = -\frac{1}{2} \quad (1.25)$$

або

$$\left. \begin{aligned} w_1 &= \frac{1}{2}(1+i); \\ w_2 &= \frac{1}{2}(1-i). \end{aligned} \right\}$$

Тобто, регулюючи вагові коефіцієнти елементів АР, можна повністю придушити сигнал завади. Цей принцип може бути розширений для випадку АР з  $N$  елементів. Така решітка теоретично може виділяти корисний сигнал і повністю придушувати  $N-1$  сигнали завад. Корисний сигнал  $s(t)$  надходить під кутом  $\theta_s$ . Фазовий зсув корисного сигналу між  $m$ -им елементом та першим елементом АР знаходиться за формулою

$$\Delta\psi_{s,m} = 2\pi \frac{(m-1)d \sin \theta_s}{\lambda_0}, \text{ де } m = 1, 2, \dots, N.$$

Сигнали завад надходять під кутами  $\theta_1, \theta_2, \dots, N-1$ . Фазові зсуви між  $m$ -им елементом та першим елементом АР для  $n$ -ого сигналу завади складають

$$\Delta\psi_{n,m} = 2\pi \frac{(m-1)d \sin \theta_n}{\lambda_0}, \text{ де } \begin{cases} m = 1, 2, \dots, N; \\ n = 1, 2, \dots, N-1. \end{cases}$$

Комплексні вагові коефіцієнти елементів АР  $w_1 = w_{1,1} + iw_{1,2}$ ,  $w_2 = w_{2,1} + iw_{2,2}$ ,  
 $\dots$ ,  $w_N = w_{N,1} + iw_{N,2}$ .

Звідси, вихідний сигнал АР, який виникає під дією корисного сигналу, буде

$$S(t) = s(t) \left[ (w_{1,1} + iw_{1,2}) + e^{-i\Delta\psi_{s,2}} (w_{2,1} + iw_{2,2}) + \dots + e^{-i\Delta\psi_{s,N}} (w_{N,1} + iw_{N,2}) \right], \quad (1.26)$$

а сигнал, що виникає під дією  $n$ -ої завади

$$N_n(t) = n_n(t) \left[ (w_{1,1} + iw_{1,2}) + e^{-i\Delta\psi_{n,2}} (w_{2,1} + iw_{2,2}) + \dots + e^{-i\Delta\psi_{n,N}} (w_{N,1} + iw_{N,2}) \right], \quad n = 1, 2, \dots, N-1. \quad (1.27)$$

Загальний сигнал з виходу АР

$$y(t) = S(t) + N(t) = S(t) + \sum_{n=1}^{N-1} N_n(t). \quad (1.28)$$

Для того, щоб виділити корисний сигнал і прибрати всі завадові сигнали, необхідно визначити  $2N$  невідомих складників,  $N$  з яких є реальними складовими комплексних вагових коефіцієнтів і  $N$  – уявними. Тобто, на загальному виході антенної решітки повинна бути рівність  $y(t) = s(t)$ .

Для зручності позначимо  $2N$ -мірний вектор комплексних вагових коефіцієнтів як

$$\mathbf{w} = [\mathbf{w}_1^T, \mathbf{w}_2^T], \quad (1.29)$$

де  $\mathbf{w}_1^T$  та  $\mathbf{w}_2^T$  –  $N$ -мірні вектори, які складаються відповідно з дійсних та уявних складових комплексних вагових коефіцієнтів  $N$  елементів АР

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_1 &= [w_{1,1}, w_{2,1}, \dots, w_{N,1}]^T; \\ \mathbf{w}_2 &= [w_{1,2}, w_{2,2}, \dots, w_{N,2}]^T. \end{aligned} \quad (1.30)$$

Крім того, введемо ще чотири матриці з розмірністю  $N \times N$

$$\mathbf{R}_1 = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\Delta\psi_{s,2}) & \dots & \cos(\Delta\psi_{s,N}) \\ 1 & \cos(\Delta\psi_{1,2}) & \dots & \cos(\Delta\psi_{1,N}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \cos(\Delta\psi_{N-1,2}) & \dots & \cos(\Delta\psi_{N-1,N}) \end{bmatrix}; \quad (1.31)$$

$$\mathbf{R}_2 = \begin{bmatrix} 0 & \sin(\Delta\psi_{s,2}) & \dots & \sin(\Delta\psi_{s,N}) \\ 0 & \sin(\Delta\psi_{1,2}) & \dots & \sin(\Delta\psi_{1,N}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \sin(\Delta\psi_{N-1,2}) & \dots & \sin(\Delta\psi_{N-1,N}) \end{bmatrix}; \quad (1.32)$$

$$\mathbf{R}_3 = -\mathbf{R}_2; \quad (1.33)$$

$$\mathbf{R}_4 = \mathbf{R}_1. \quad (1.34)$$

Використовуючи вирази (1.26)-(1.34), отримуємо

$$y(t) = [s(t), n_1(t), n_2(t), \dots, n_{N-1}(t)] \{ [\mathbf{R}_1 \ \mathbf{R}_2] + i[\mathbf{R}_3 \ \mathbf{R}_4] \} \mathbf{w}. \quad (1.35)$$

З формули (1.35) знаходимо розв'язок рівняння  $y(t) = s(t)$  у вигляді

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{M},$$

де  $\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_1 & \mathbf{R}_2 \\ \mathbf{R}_3 & \mathbf{R}_4 \end{bmatrix}$ ;  $\mathbf{M} = [\mathbf{M}_1^T, \mathbf{M}_2^T]^T$ ;  $\mathbf{M}_1 = [1, 0, 0, \dots, 0]^T$  – виділення дійсної частини

тільки корисного сигналу;  $\mathbf{M}_2 = [0, 0, 0, \dots, 0]^T$  – видалення уявних частин як корисного сигналу, так і завад.

Для більш наочного представлення принципу адаптації продемонструємо зміну діаграми спрямованості у відповідності зі зміною вагових коефіцієнтів.

Нормована характеристика спрямованості  $N$ -елементної рівномірної лінійної АР, яка складається зі всеспрямованих елементів, може бути описана за допомогою формули [47]

$$G(\theta) = 10 \lg \left( \frac{|\mathbf{w}^T \mathbf{a}(\theta)|^2}{\mathbf{w}^H \mathbf{w}} \right) = 10 \lg \left( \frac{\left| \sum_{n=0}^{N-1} w_n \exp \left( -i \frac{2\pi n d \sin \theta}{\lambda_0} \right) \right|^2}{\mathbf{w}^H \mathbf{w}} \right) \quad (1.36)$$

де  $\mathbf{w}^H$  – спряжено-транспонована матриця вагових коефіцієнтів;

$\mathbf{a}(\theta) = \left[ 1, \exp \left( -i \frac{2\pi}{\lambda_0} \sin \theta_s \right), \dots, \exp \left( -i(N-1) \frac{2\pi}{\lambda_0} \sin \theta_s \right) \right]^T$  – просторовий вектор

елементів АР.

На рис. 1.17 показана нормалізована ДС (1.36) для двоелементної АР без введення вагових коефіцієнтів в схему формування ДС. На рис. 1.18 представлена нормалізована ДС для тієї ж АР з введенням вагових коефіцієнтів (1.25). Можна побачити, що у другому випадку нуль ДС знаходиться точно по азимуту  $30^\circ$ , що збігається з напрямком приходу сигналу завади.

На цьому простому прикладі можна побачити, як за допомогою регулювання комплексних вагових коефіцієнтів елементів антенної решітки повністю "обнуляється" сигнал завади  $n(t)$ . При цьому вихідний сигнал дорівнюватиме корисному сигналу  $s(t)$ .

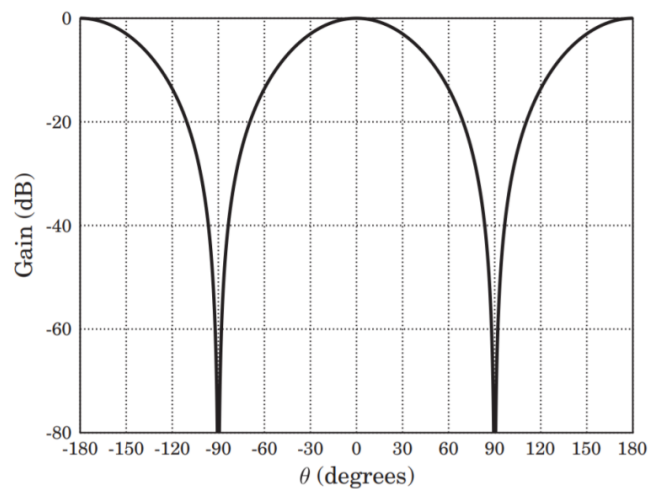


Рис. 1.17. Нормалізована ДС (1.36) для двоелементної АР без введення вагових коефіцієнтів [47]

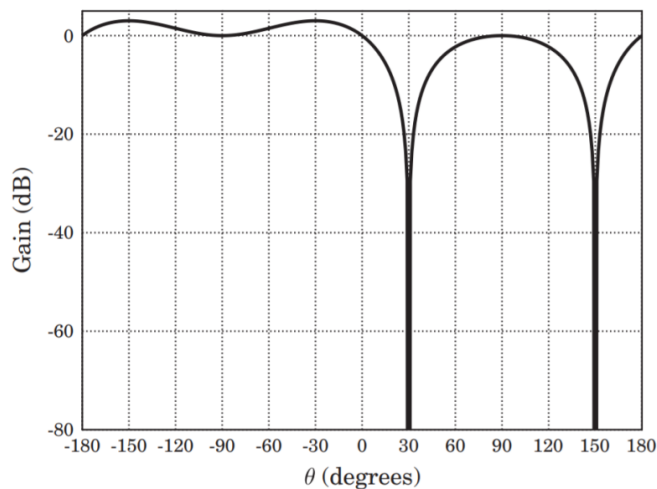


Рис. 1.18. Нормалізована ДС (1.26) для двоелементної АР з введенням вагових коефіцієнтів (1.25) [47]

Ця модель може бути легко розширена в разі АР з  $N$  елементами. Така решітка може відновлювати необхідний корисний сигнал  $s(t)$  і повністю придушувати  $N - 1$  сигналів завади.

Головним недоліком ААР є наявність в них перехідного процесу, необхідного для завершення адаптації. Тому так зване мерехтіння рознесених у просторі джерел завад, яке здійснюється шляхом почергового їхнього вмикання на випромінювання на інтервал часу, що менше періоду адаптації ДС ААР, є досить ефективним методом, який позбавляє відповідні радіотехнічні системи завадозахисту.

### **1.3. Адаптивні антени телекомунікаційних систем**

У попередньому підрозділі було розглянуто основні методи підвищення завадозахищеності радіоелектронних систем шляхом використання антенних систем, які побудовані із застосуванням компенсаційних або адаптивних методів. Ці методи широко використовуються для конструювання сучасних радіоелектронних та телекомунікаційних систем різного призначення. ААР знайшли широку область застосувань і стали невід'ємною частиною систем бездротового зв'язку [50-53]. Існують різні підходи до реалізації вищеописаних принципів підвищення завадозахищеності у відповідності до умов застосування, призначення і вимог до радіосистеми.

Застосування ААР для мобільних та спеціалізованих мереж зв'язку НВЧ діапазону з великою швидкістю передачі даних є особливо критичним через обмежену вихідну потужності монолітних мікрохвильових інтегральних схем [54, 55]. Міліметровий діапазон дозволяє використовувати масивні АР у прийомопередавачах для подолання втрат на шляху і забезпечення формування променя та просторового мультиплексування.

АР можуть врахувати всі компроміси між продуктивністю та витратами на впровадження апаратного забезпечення, енергоспоживанням та обробкою сигналів у реальному часі. Повністю цифрова АР – це орієнтована на продуктивність конструкція, в якій кожен антенний елемент підключений до

виділеного ВЧ ланцюга [56-60]. Вона повністю відповідає класичним технологіям МІМО і, таким чином, призводить до підвищення продуктивності з точки зору швидкості передачі даних. Однак реалізація повністю цифрової АР передбачає непомірні витрати, особливо для багатоелементних решіток. Це пояснюється тим, що для реалізації повністю цифрового формування променя потрібен один виділений радіочастотний канал на кожен антенний елемент, що є недоцільним як з точки зору вартості, так і з точки зору споживання енергії, особливо на частотах міліметрових хвиль [61].

Ще однією проблемою повного цифрового формування променя – це надмірна потреба в обробці сигналів в реальному часі для антен з високим коефіцієнтом підсилення. Наприклад, для досягнення підсилення антени в 30 дБ може знадобитися більше 1000 антенних елементів. Це робить більшість алгоритмів формування променя непрактичним для комерційних додатків.

Крім того, для виконання ширококутового цифрового формування променя, кожен сигнал від/до елемента АР зазвичай ділиться на ряд вузькосмугових сигналів і обробляється окремо, що також значно збільшує вартість цифрової обробки сигналу. Тому повна цифрова реалізація багатоелементної ширококутової антенної решітки, особливо на частотах міліметрового діапазону хвиль, майже нереальна [62].

Альтернативою повністю цифровим ААР є гібридні конструкції, які можуть бути використані для зменшення супутніх витрат. В цих випадках для з'єднання ВЧ ланцюгів з елементами АР та регулювання спрямованих характеристик решітки використовуються аналогові формувачі променя (фазообертачі).

У статті [63] представлена гібридна приймальна ААР (рис. 1.19). В цій АР велика кількість антенних елементів згрупована в аналогові підрешітки, кожна з яких використовує аналоговий формувач променя, а всі сигнали підрешіток поєднуються за допомогою цифрового формувача променя для отримання необхідної форми ДС [64].

Кожен елемент у підрешітці (рис. 1.19 [63]) має свій власний радіочастотний канал і використовує аналоговий пристрій для зсуву фаз на етапі

проміжної частоти. Сигнали, отримані всіма антенними елементами в підрешітці, об'єднуються після аналогових фазообертачів і сумарний сигнал формування діаграми спрямованості переноситься у діапазон проміжних частот, а потім перетворюється у цифрову форму.

Таким чином, складність цифрового формувача променя зменшується на коефіцієнт, рівний кількості елементів у підрешітці. Наприклад, для гібридної АР з 1024 елементів і з 64 підрешіток, кожна з яких включає 16 елементів, необхідні лише 64 входи в цифровий формувач променя, а складність зменшується до однієї шістнадцятої. Зменшується також вартість цифрового обладнання.

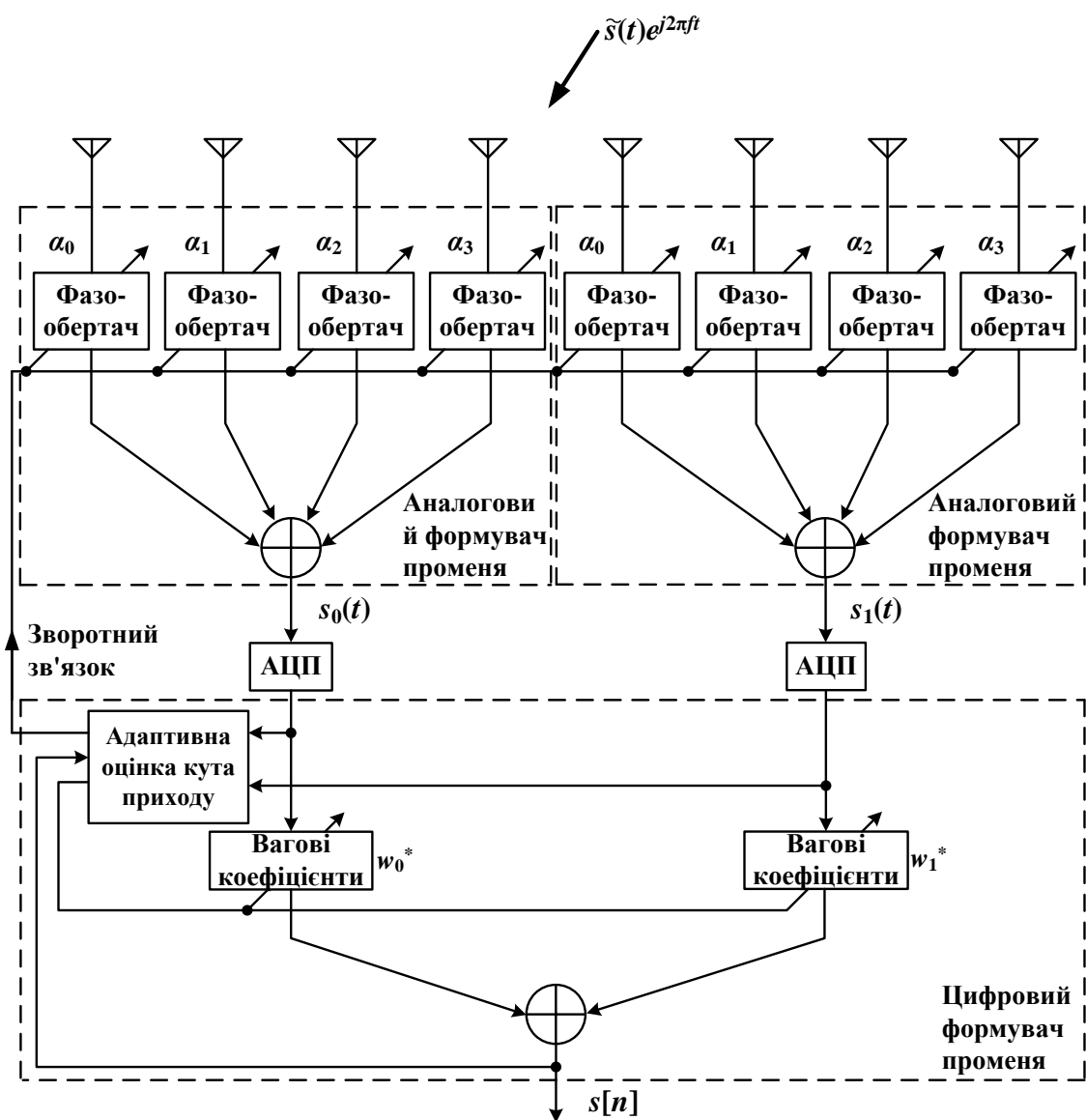


Рис. 1.19. Гібридна структурна схема формування променя двома лінійними підрешітками [63]



Цифровий формувач ДС оцінює інформацію кута приходу хвилі для управління фазами фазообертачів в аналогових підрешітках, а також регулює цифрові вагові коефіцієнти вихідних сигналів підрешітки для формування необхідного променя.

Слід зазначити, що технологія розбиття на підрешітки використовувалась протягом останніх десятиліть [52, 65-68]. Але основна ідея полягала у використанні пристрою часової затримки для кожної фазованої антенної підрешітки для розширення смуги пропускання і вилучення аналогових фазообертачів для додатків, що потребують лише обмеженого кута огляду. Така умова не підходить для систем радіомоніторингу, особливо у випадку мобільних систем.

Знання кута приходу та поляризації хвилі має велике значення для якості її приймання приймачем. В статті [69] було досліджено оцінювання цих параметрів для інформаційного сигналу в системах міліметрового діапазону з використанням гібридних ААР з диполями подвійної поляризації у якості елементів АР.

У відповідності з дослідженнями методів обробки сигналів для габаритних АР, рекомендовано використовувати антенні елементи зі всеспрямованими випромінюванням [70-72]. Кожен елемент АР має два ортогональні диполі [73], які розміщені відповідно вздовж осей  $x$  та  $y$ . Диполі використовуються для вимірювання складових напруженості електричного поля, що проектується на напрямки осей  $x$  та  $y$ .

Падаюча хвиля може одночасно збуджувати два сигнали в антені від ортогональних диполів. Відповідно, в АР можуть бути сформовані два набори сигналів, відповідно з диполів по осі  $x$  та  $y$ . З точки зору прийому сигналу вони представляють дві копії сигналу (хвилі), які можуть бути послідовно об'єднані для підсилення відношення сигнал/завада у декодері. Рознесення сигналів залежить від відношення сигнал/завада кожного окремого диполя. Це вимагає оцінки кута приходу та поляризації падаючої хвилі.

Прийом хвилі з використанням двох чотирьох локальних АР з подвійною поляризацією та спрощеною структурною схемою первинної обробки сигналів проілюстровано на рис. 1.20 [69].

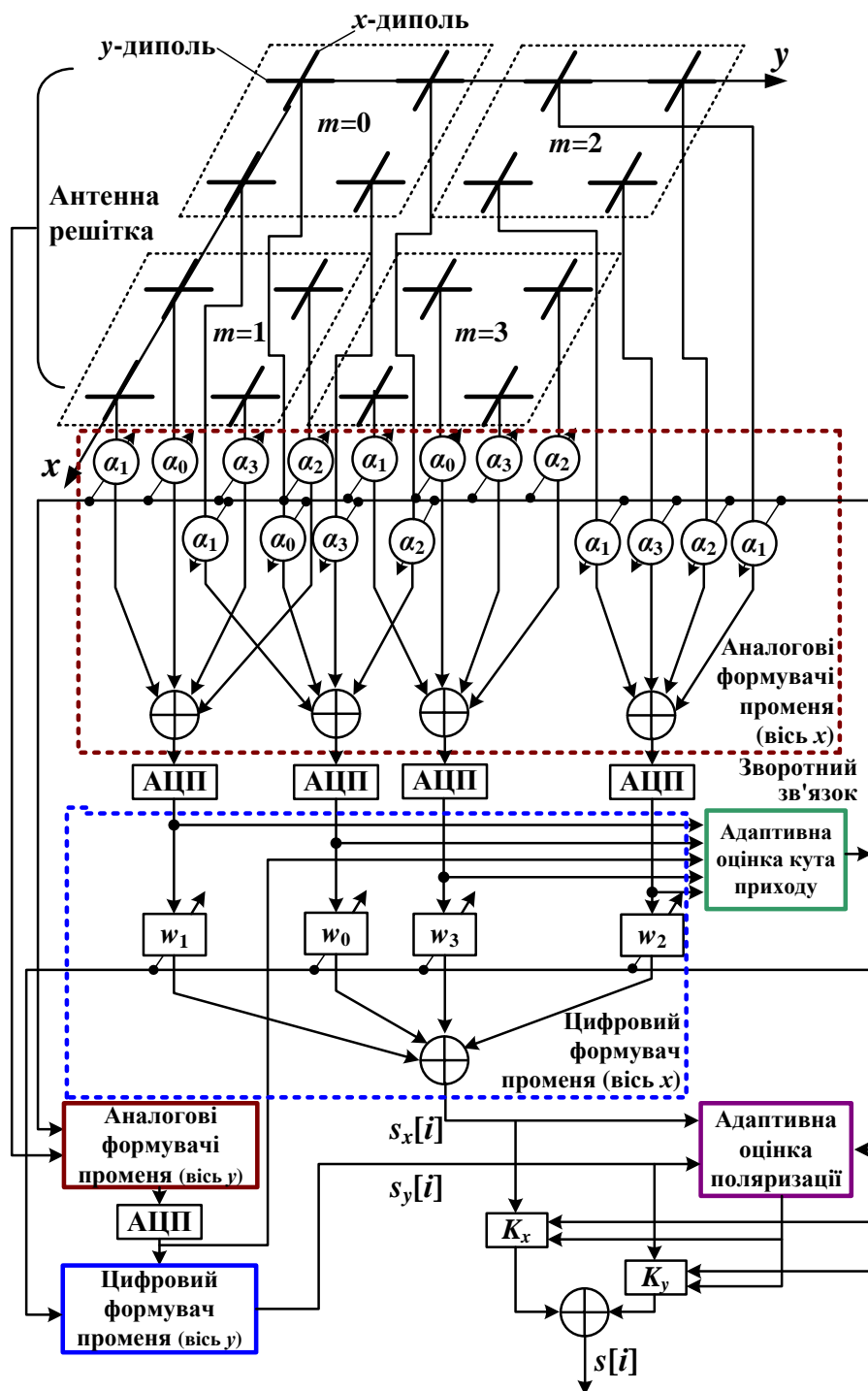


Рис. 1.20. Структурна схема адаптивної антенної системи з АР, яка складається з чотирьох підрешіток [69]

Сигнали від диполів по осі  $x$  та  $y$  для оцінки кута приходу та поляризації хвилі обробляються окремо і однаково в аналоговій та цифровій областях. Незважаючи на те, що кількість аналогових та цифрових формувачів променя ДС збільшується вдвічі, вони є необхідними компонентами для оцінки наведених параметрів поля.

Подібного детального опису адаптивних антенних систем для вирішення задач радомоніторингу та радіоконтролю в літературних джерелах знайдено не було. Приклади структурних схем ААР, які було розглянуто вище [63, 69], можуть бути використані в телекомунікаційних системах різного призначення НВЧ діапазонів для підвищення надійності зв'язку. Але використання таких ААР у якості антенних систем радомоніторингу суттєво обмежується через ряд недоліків. Проаналізуємо ці обмеження більш детально.

Перш за все, запропоновані адаптивні системи для телекомунікаційних додатків мають АР з достатньо великою кількістю елементів. Це є першочерговим обмеженням в системах радомоніторингу, особливо мобільного. Так як контроль за випромінюванням здійснюється не тільки в сантиметровому і міліметровому діапазонах, а і на більш довгих хвилях, то використання багатоелементної антенної решітки може суттєво збільшити габарити антенного елемента системи.

Так як в розглянутих у цьому підрозділі АР для адаптації до складної електромагнітної обстановки і виключення впливу завад використовується електричне формування діаграми спрямованості, то сектор простору для огляду, а отже, і вимірювання параметрів поля, обмежений півсферою. Крім того, сектор огляду ще більше звужується через похибки, що виникають при деформації діаграми спрямованості через інтерференцію хвиль на краях розкриву АР. Однією ж з найважливіших вимог до сучасної системи мобільного радомоніторингу є огляд всього простору в азимутальній площині і автоматичне настоювання на напрямок приходу вимірювального сигналу. Тому, першим шляхом вирішення цієї проблеми є використання всеспрямованої в азимутальній площині антени. Але для точного вимірювання широкого спектру параметрів електромагнітного поля необхідно використовувати декілька антен, які рознесені у просторі. Другим

шляхом є використання антенних решіток з механічним обертанням для сканування простору і настроювання максимуму прийому на напрямок приходу необхідного для вимірювання сигналу.

Третім з відмічених недоліків використання ААР телекомунікаційних систем для систем радіомоніторингу є складність схеми первинної обробки сигналів, що у свою чергу може призвести до додаткових похибок у вимірюванні необхідних параметрів поля випромінювання. Навіть у розглянутих у даному підрозділі ААР розробники намагались спростити схеми обробки сигналів завдяки використанню комбінованих аналогових і цифрових елементів схеми. Тобто, існує необхідність спрощення структурної схеми первинної обробки.

Але, незважаючи на великі обмеження, деякі положення з принципів побудови ААР систем телекомунікацій можуть бути використані і для побудови антенних систем радіомоніторингу. Одним з цих положень є використання ортогональних диполів (вібраторних антен) у якості елементів АР станцій радіоконтролю. Це дозволить розкладати прийняту хвилю у лінійному ортогональному поляризаційному базисі і, отже, з достатньо високою точністю вимірювати поляризаційні параметри прийнятої хвилі. Необхідно тільки розробити математичний апарат для цієї задачі і побудувати структурну схему для реалізації цих математичних положень.

Також, у деяких випадках для систем радіомоніторингу можливе використання принципів побудови ААР з використанням у структурній схемі фазообертачів для керування положенням діаграми спрямованості. Але, як це відмічалось вище, це підходить лише тоді, коли достатньо обмеженого сектору огляду для контролю параметрів поля. Наприклад, у випадках, коли сектор знаходження джерела вимірювального сигналу відомий заздалегідь і джерело сигналу не виходить за його межі. Але у випадку мобільних систем радіоконтролю така умова є суперечливою.

Виходячи з усього вищесказаного, можна сформулювати головну мету даного дисертаційного дослідження, а також основні групи задач, вирішення яких необхідне для досягнення цієї мети. Напрямок дослідження пов'язаний з

конкретними функціями, які здійснюють служби радіоконтролю на державному рівні, а саме: проведення радіомоніторингу використання РЧР України; здійснення заходів щодо забезпечення ЕМС РЕЗ; здійснення заходів щодо виявлення та усунення дії джерел радіозавад. Мета дослідження впливає з необхідності створення методології побудови антенних систем з обмеженою кількістю елементів антенної решітки для мобільних і стаціонарних систем радіоконтролю та радіомоніторингу з можливістю адаптації до складного електромагнітного оточення. Ці системи повинні забезпечувати виконання низки важливих функцій для контролю за електромагнітним випромінюванням. Серед них такі, як: автоматизований огляд простору та виявлення джерела випромінювання, автоматичне визначення кутових координат джерел випромінювання, придушення завади на частотах близьких до частоти контрольованого радіовипромінювання, вимірювання амплітудного значення напруженості електричного поля, вимірювання поляризаційних параметрів поля випромінювання тощо. Крім того, у повній комплектації, бажано забезпечити антенну систему радіомоніторингу колами контролю для своєчасного виявлення відмови, підтримки системи в робочому стані і функціонування в межах закладених в конструкцію характеристик точності.

Можна виділити чотири основні групи задач (рис. 1.21), послідовне вирішення яких дозволяє досягнути поставленої мети – розробки методології побудови антенних систем станцій радіочастотного моніторингу з розширеними функціональними можливостями для підвищення точності і швидкодії вимірювання та контролю параметрів електромагнітного поля за рахунок використання методів фільтрації і придушення сигналу завади.. У процесі дослідження у даній дисертаційній роботі дані основні групи задач будуть розбиті на більш детальні.

Першу групу задач на рис. 1.21, а саме – дослідження сучасних антенних систем для станцій моніторингу, дослідження методів придушення впливу завад антенними системами для адаптації до електромагнітного оточення, дослідження антенних систем, які реалізують методи адаптації, було вирішено у першому

розділі даної роботи. Це дало можливість чітко окреслити напрямок подальшої роботи при розробленні методології побудови багатофункціональних антенних систем для станцій радіоконтролю.



Рис. 1.21. Основні групи задач для вирішення поставленої у дослідженні мети

## Висновки до першого розділу

З огляду антен та антенних систем, які використовуються або можуть бути використані для вимірювання параметрів електромагнітних хвиль, можна зробити наступні висновки.

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

2. Як впливає з принципів побудови антен, які можуть працювати в складних електромагнітних умовах, для придушення завади необхідно заздалегідь мати інформацію про кутове положення джерела сигналу, тобто антену необхідно орієнтувати так, щоб їх плоска апертура збігалась з площиною фронту хвилі корисного сигналу. Оскільки така інформація може бути невідомою, це відноситься в першу чергу до мобільних терміналів радіоконтролю, то виникає гостра необхідність надати антенним системам властивості пеленгаторів. Тобто антенна система мусить автоматично визначати кутові координати джерел випромінювання корисного сигналу і завад, а також мати можливість зміщувати апертуру антени в необхідне просторове положення.

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

4. З наведених літературних даних відомо, що розробники антен на основі компенсаційних методів придушення завади основну увагу приділяють лише розвитку та реалізації процесів компенсації, обмежуючись тільки вирішенням проблем електромагнітної сумісності. Поза увагою залишилися функції

пеленгації, ідентифікації випромінювань, вимірювань параметрів поля випромінювання та точності одержаних результатів.

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



## Список використаних джерел у першому розділі

1. Howells P.W. Explorations in Fixed and Adaptive Resolution at GE and SURC. *IEEE Transactions Antennas Propagation*. 1976. Vol. 24, No. 5. P. 575-584.
2. Applebaum S.P. Adaptive Arrays. *IEEE Transactions Antennas Propagation*. 1976. Vol. 24, No. 5. P. 585-598.
3. Gabriel W.F, Adaptive Arrays – An Introduction. *Proc. IEEE*. 1976. Vol. 64. P. 239- 271.
4. Mayhan J.T. Some Techniques for Evaluating the Bandwidth Characteristics of Adaptive Nulling Systems. *IEEE Transactions Antennas Propagation*. 1979. Vol. 27, No. 3. P. 363-373.
5. Mayhan J.T., Simmons A.J. and Cummings W.C. Wide-Band Adaptive Antenna Nulling Using Tapped Delay Lines. *IEEE Transactions Antennas Propagation*. 1981. Vol. 29, No. 6. P. 923-936.
6. Monzingo R.A., Miller T.W. Introduction to Adaptive Arrays. New York: A John Wiley and Sons Inc. Publication, 1980.
7. Compton Jr. R.T. Adaptive Antennas, Concepts and Performance. New York: Prentice-Hall, 1988. 448 p.
8. Weiner M.M. Adaptive Antennas and Receivers. FL: CRC Press, 2006. 1207 p.
9. Chandran S. Adaptive Antenna Arrays: Trends and Applications. Berlin: SpringerVerlag, 2004. 660 p.
10. Manolakis D.G., Ingle V.K., Kogon S.M. Statistical and Adaptive Signal Processing: Spectral Estimation, Signal Modeling, Adaptive Filtering, and Array Processing. Norwood, MA: Artech House, 2005. 814 p.
11. Nitzberg R. Adaptive Signal Processing for Radar. Norwood, MA: Artech House, 1991. 328 p.
12. Farina A. Antenna-Based Signal Processing Techniques for Radar Systems. Norwood, MA: Artech House, 1992. 370 p.
13. Hudson J.E. Adaptive Array Principles. New York: Peter Peregrinus, 1981. 268 p.

14. Skolnik M.I. Introduction to Radar Systems, 3rd ed. New York: McGraw-Hill Education, 2001. 784 p.
15. Skolnik M.I. Radar Handbook, 2nd ed. New York: McGraw-Hill Education, 1990. 1200 p.
16. Mailloux R.J. Phased Array Antenna Handbook, 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 1994. 508 p.
17. Hansen R.C. Phased Array Antennas, 2nd ed. New York: Wiley, 2009. 580 p.
18. Hansen R.C. Significant Phased Array Antenna Papers. Dedham, MA: Artech House, 1973. 288 p.
19. Oliner A.A., Knittel G.H. Phased Array Antennas. Dedham, MA: Artech House, 1972.
20. Amitay N., Galindo V., Wu C.P. Theory and Analysis of Phased Array Antennas. New York: Wiley, 1972. 443 p.
21. Mayhan J.T. Nulling Limitations for a Multiple-Beam Antenna. *IEEE Transactions Antennas Propagation*. 1976. Vol. AP-24, No. 6. P. 769-779.
22. Mayhan J.T. Adaptive Nulling with Multiple-Beam Antennas. *IEEE Transactions Antennas Propagation*. 1978. Vol. 26, No. 2. P. 267-273.
23. Johnson R.C., Jasik H. Antenna Engineering Handbook, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1984, Ch. 22, P. 22-1-22-20.
24. Закон України „Про радіочастотний ресурс України” від 24.06.2004 р. № 1876-IV із змінами і доповненнями.
25. Закон України „Про телекомунікації” від 18.11.2004 р. № 1280-IV із змінами і доповненнями.
26. Слободянюк П.В., Благодарный В.Г. Справочник для инженеров по радиомониторингу. Київ, 2012. 720 с.
27. Слободянюк П.В., Благодарный В.Г., Ступак В.С. Довідник з радіомоніторингу. Ніжин: ТОВ "Видавництво "Аспект-Поліграф", 2008. 588с.
28. Ступак В.С., Долматов С.О. Основи радіочастотного контролю. Київ: Фенікс, 2004. 231 с.

29. Справочник по радиоконтролю. Женева: Бюро радиосвязи МСЭ, 2002. 585 с.
30. Hacene Youcef, Shuguo Xie. Study of a Novel Ultra-Wideband Monopole Antenna for EMC Measurement Applications. *Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics (CEEM)*: Proceedings of 6th International Conference, Shanghai (China), 6-9 November 2012. P. 393-395.
31. Jian Yang, Ahmed A. Kishk. Two New Types of Compact Ultra-wideband Antennas for EMC Measurements. *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2014)*: Proceedings of International Symposium, Gothenburg (Sweden), 1-4 September 2014. P. 5-8.
32. Guan-Yu Chen, Jwo-Shiun Sun, Sen-Yi Huang, Chuang-Jen Huang, Kuo-Liang Wu, YD Chen and Cheng-Hung Lin. The Tapered TEM Horn Antenna Design for EMC and Radiation Measurement. *International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory (ISAPE)*: Proceedings of 7th International Symposium, Guilin (China), 26-29 October 2006. P. 1-4.
33. Zhang Hou, Li Weimin, Wang Jian and Ma Laixuan. A Novel Small Sized Biconical Broadband Antenna for EMC Test Application. *Circuits and Systems International Conference on Testing and Diagnosis (CAS-ICTD)*: Proceedings of International Conference, Chengdu (China), 28-29 April 2009. P. 1-4.
34. Ямпольський В.Г., Фролов О.П. Антенны и ЭМС. Москва: Радио и связь, 1983. 272 с.
35. Іванов В.О., Габрусенко Є.І., Ільницький Л.Я., Щербина О.А. Електромагнітна сумісність радіоелектронної апаратури: навч. посіб. Київ: НАУ, 2014. 312 с.
36. Лавров Г.А. Взаимное влияние линейных вибраторных антенн. Москва: Связь, 1979. 128 с.
37. Фролов О.П. Антенны и фидерные тракты для радиорелейных линий связи. Москва: Радио и связь, 2001. 416 с.
38. Barclay W.J., Marinos P.N. A new approach to antenna array synthesis. *IEEE Int. Conv. Rec.* 1965, No 5. P. 155-158.

39. Фролов О.П. Антенны для земных станций спутниковой связи. Москва: Радио и связь, 2000. 376 с.
40. Ільницький Л.Я., Савченко О.Я., Сібрук Л.В. Антени та пристрої надвисоких частот: підручник для ВНЗ. Київ: Укртелеком, 2003. 496 с.
41. Антенные решетки / Под ред. Л.С. Бененсона. Москва: Радио и связь, 1966. 367 с.
42. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Слободянюк П.В., Благодарный В.Г. Антени телекомунікаційних і моніторингових систем. Київ: Український державний центр радіочастот, 2012. 240 с.
43. Melvin M. Weiner. Adaptive Antennas and Receivers. Boca Raton: CRC Press, 2006. 1240 p.
44. Alan J. Fenn. Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communications. Boston: Artech House, 2008. 410 p.
45. John Litva, Titus Lo. Digital Beamforming in Wireless Communications. Norwood: Artech House, 1996. 301 p.
46. Быховский М.А. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем: учебн. пособие. Москва: Эко-Трендз, 2006. 376 с.
47. Balanis C.A, Ioannides P.I. Introduction to smart antennas. San Rafael, United States: Morgan and Claypool Publishers, 2007. 176 p.
48. Robert A. Monzingo, Randy L. Haupt, Thomas W. Miller. Introduction to adaptive arrays: 2 edition. New York, United States: Scitech Publishing, 2011. 544 p.
49. Haupt R. L. Antenna Arrays: A Computational Approach. New York: Wiley, 2010. 552 p.
50. Y. Jay Guo. Advances in Mobile Radio Access Networks. Boston: Artech House, 2004. 258 p.
51. Gross F. B. Smart Antennas for Wireless Communications with MatLab. New York: McGrawHill, 2005. 288 p.
52. Robert J. Mailloux. Phased Array Antenna Handbook. Boston: Artech House, 2005. 508 p.

53. Rogstad D., Mileant A. and Pham T. Antenna Arraying Techniques in the Deep Space Network. New York: Wiley, 2007. 184 p.
54. Meinel H. Commercial applications of millimeterwaves history, present status, and future trends. *IEEE Trans. Microwave Theory Techniques*. 1995, Vol. 43, No. 7. P. 1639–1653.
55. Agbinya J. I. et al. Advances in Broadband Communication and Networks. River Publishers, 2008. 452 p.
56. Telatar E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *Eur. Trans. Telecommun.* 1999, Vol. 10, No. 6. P. 585–595.
57. Peel C. B., Hochwald B. M. and Swindlehurst A. L. A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-Part I: Channel inversion and regularization. *IEEE Trans. Commun.* 2005, Vol. 53, No. 1. P. 195–202.
58. Wiesel A., Eldar Y. C. and Shamai S. Zero-forcing precoding and generalized inverses. *IEEE Trans. Signal Process.* 2008, Vol. 56, No. 9. P. 4409–4418.
59. Dahrouj H. and Yu W. Coordinated beamforming for the multicell multi-antenna wireless system. *IEEE Trans. Wireless Commun.* 2010, Vol. 9, No. 5. P. 1748–1759.
60. Shi Q., Razaviyayn M., Luo Z.-Q. and He C. An iteratively weighted MMSE approach to distributed sum-utility maximization for a MIMO interfering broadcast channel. *IEEE Trans. Signal Process.* 2011, Vol. 59, No. 9. P. 4331–4340.
61. Doan C. H., Emami S., Sobel D. A., Niknejad A. M. and Brodersen R. W. Design considerations for 60 GHz CMOS radios. *IEEE Commun. Magazine*. 2004, Vol. 42, No. 12. P. 132–140.
62. Do-Hong T., Russer P. Signal processing for wideband smart antenna array applications. *IEEE Microwave Magazine*. 2004, Vol. 5, No. 1. P. 57-67.
63. Xiaojing Huang, Y. Jay Guo, John D. Bunton. A hybrid adaptive antenna array. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2010, Vol. 9, No. 5, P. 1770–1779.
64. Jay Guo Y., Bunton J., Dyadyuk V., and Huang X. Multi-stage hybrid adaptive antennas. *Australian provisional patent*, AU2009900371, filed on 2 Feb. 2009.

65. Goffe A. P., Kam M. and Herczfeld P. R. Design of phased arrays in terms of random subarrays. *IEEE Trans. Antennas Propagation*. 1994, Vol. 42, No. 6. P. 820–826, June.
66. Haupt R. L. Optimized weighting of uniform subarrays of unequal sizes. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2007, Vol. 55, No. 4. P.1207–1210.
67. Mailloux R. J. Subarray technology for large scanning arrays. *Second European Conf. Antennas Propagation (EuCAP2007)*: Proceedings of 2nd European Conference, Edinburgh (UK), November 2007. P. 1–6.
68. Abbaspour-Tamijani A., Sarabandi K. An affordable millimeterwave beam-steerable antenna using interleaved planar subarrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2003, Vol. 51, No. 9. P. 2193-2202.
69. Hang Li, Thomas Q. Wang, Xiaojing Huang. Joint Adaptive AoA and Polarization Estimation Using Hybrid Dual-Polarized Antenna Arrays. *IEEE Access*. 2019, Vol. 7. P. 76353-76366.
70. Zhang J. A., Huang X., Dyadyuk V. and Guo Y. J. Massive hybrid antenna array for millimeter-wave cellular communications. *IEEE on Wireless Communications*. 2015, Vol. 22, No. 1. P. 79–87.
71. Zhang J. A., Ni W., Cheng P. and Lu Y. Angle-of-arrival estimation using different phase shifts across subarrays in localized hybrid arrays. *IEEE Communication Letters*. 2016, Vol. 20, No. 11. P. 2205–2208.
72. Wu K., Ni W., Su T., Liu R. P. and Guo Y. J. Robust unambiguous estimation of angle-of-arrival in hybrid array with localized analog subarrays. *IEEE on Wireless Communications*. 2018, Vol. 17, No. 5. P. 2987–3002.
73. Li H., Wang T. Q., Huang X. and Guo Y. J. Adaptive AoA and polarization estimation for receiving polarized mmWave signals. *IEEE Wireless Communication Letters*. 2019, Vol. 8, No. 2. P. 540–543.

## РОЗДІЛ 2

### РОЗРОБЛЕННЯ МЕТОДОЛОГІЇ ПОБУДОВИ БАГАТОФУНКЦІОНАЛЬНИХ АНТЕННИХ СИСТЕМ ДЛЯ СТАНЦІЙ РАДІОКОНТРОЛЮ

Відомо, що під час розроблення антенних систем, які базуються на компенсаційних і адаптивних методах, ставлять акцент лише на вирішенні проблем, пов'язаних із забезпеченням ЕМС незалежних РЕЗ. Але для антенних систем радіомоніторингу не менш важливими функціями є функції пеленгації, ідентифікації випромінювань, вимірювань параметрів поля випромінювання та точності одержаних результатів. Тому існує проблема, використовуючи методи адаптації до електромагнітного оточення та компенсації завадового випромінювання, додати в антенні системи нові можливості, які істотно розширяють перелік їх функцій.

В роботах [1-6], присвячених багатофункціональним моніторинговим антенам, було доведено, що для реалізації функцій виявлення і спостереження за джерелами випромінювання, пеленгації та вимірювання електродинамічних параметрів випромінювання можливо і необхідно використовувати малоелементні АР. Наведені також обґрунтування щодо кількості елементів решітки. З цих обґрунтувань випливає, що для визначення достатньої для практичних цілей кількості параметрів джерел випромінювань слід використовувати решітки з кількістю елементів  $2 \times 2$  або  $3 \times 2$ . В певних випадках можна обмежитися лінійною АР  $3 \times 1$  з апертурою, яка розтягнута в горизонтальній площині. Необхідно також мати на увазі і те, що моніторингова антена в режимах виявлення, пеленгації і т.п. не повинна видавати результати місцеположення джерел випромінювання або напрямку поширення хвиль з неоднозначністю в  $\pi$  радіан. Отже, з цією метою решітку розміщують над плоским екраном.

В даному розділі буде сформульовано основні методи, які покладено в основу методології побудови антенних систем для радіомоніторингу з розширеними функціональними можливостями [7].

## 2.1. Метод побудови лінійної антенної решітки

Перед тим, як перейти до аналізу принципу дії моніторингових антен, розглянемо визначення фазових зсувів, які виникають через різницю ходу променів у векторів напруженості електричного поля при падінні плоскої електромагнітної хвилі на лінійну АР, що розміщена на одній з осей вибраної прямокутної системи координат. Вважаємо, що вісь  $Ox$  збігається з географічним меридіаном, вісь  $Oy$  – з напрямом географічної широти, а вісь  $Oz$  – з перпендикуляром до площини  $xOy$  (поверхні Землі). Полярна вісь сферичної системи координат збігається з віссю  $Oz$ , а кут  $\varphi$  відраховується від осі  $Ox$ . Координати джерел випромінювання в сферичній системі позначимо як  $\theta_a$  і  $\varphi_a$  для джерела  $a$  та  $\theta_b$  і  $\varphi_b$  для джерела  $b$ .

Нехай АР складається з трьох елементів, розташованих вздовж осі  $Oy$ . Кожен елемент решітки повинен розкласти електромагнітну хвилю в певному поляризаційному ортогональному базисі: лінійному або коловому. Очевидно, що елементом АР можуть бути або два взаємно перпендикулярні вібратори, або кільцеві антени. Отже, кожен елемент АР формує на своїх затискачах дві напруги, які характеризують напруженості полів хвиль з ортогональною поляризацією. Вважаємо також, що антена знаходиться в дальній зоні поля випромінювання. Схематичне зображення лінійної АР, системи координат, положення джерела випромінювання (точка  $M$ ) і напрямку падіння променів на елементи решітки наведено на рис. 2.1.

Елементи АР (1, 2, 3) розміщені вздовж осі  $Oy$ . Від точки  $M$  (джерела випромінювання) падають три практично паралельні промені на елементи решітки.

З рис. 2.1 видно, що відстані від джерела випромінювання до елементів антенної решітки різняться, що спричинить певні фазові зсуви векторів напруженості електричного поля на поверхнях елементів антени. В площині  $S$ , яка проведена через точку  $M$  і вісь  $Oy$ , різницю ходу променів можна знайти через



відстань між елементами решітки  $d_y$  і кут нахилу променів до осі  $Oy$ , який позначений на рис. 2.1 як  $\psi$ .

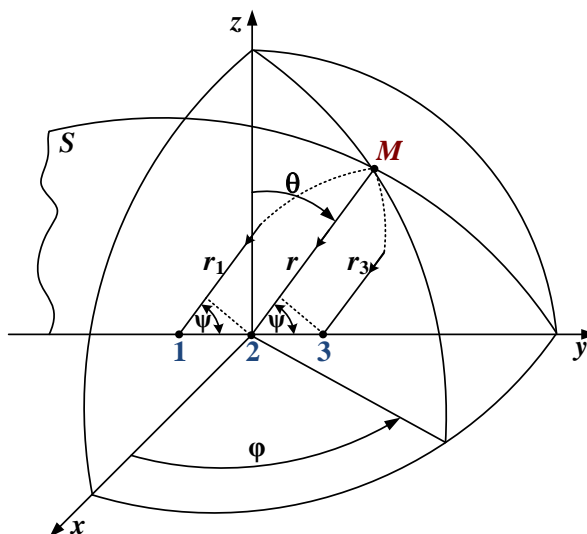


Рис. 2.1. Схематичне зображення лінійної АР з трьох елементів вздовж осі  $Oy$  в системах координат

Отже,

$$\Delta r_y = r_1 - r = r - r_3 = d_y \cos \psi. \quad (2.1)$$

Зв'язок функції  $\cos \psi$  з координатними кутами  $\theta$  і  $\varphi$  (координатами джерела випромінювання) знаходимо за допомогою ортів сферичної і прямокутної систем координат. Очевидно, що [8]

$$\cos \psi = (\vec{r}_0, \vec{y}_0) = \sin \theta \sin \varphi.$$

У випадку розміщення елементів антени вздовж осі  $Ox$  (рис. 2.2) площина  $S$  проводиться через точку  $M$  і вісь  $Ox$ .

Якщо відстань від початку координат до елемента решітки позначити як  $d_x$ , то різницю ходу променів визначимо з формули аналогічній формулі (2.1)

$$\Delta r_x = r_1 - r = r - r_3 = d_x \cos \psi_x,$$

де  $\cos \psi_x = (\vec{r}_0, \vec{x}_0) = \sin \theta \cos \varphi$ .

В деяких випадках доцільно використовувати антену, яка складається з двох однакових лінійних решіток, зсунутих вздовж осі  $Oz$  на відстань  $d_z$ . Таке розташування елементів АР зображено на рис. 2.3.

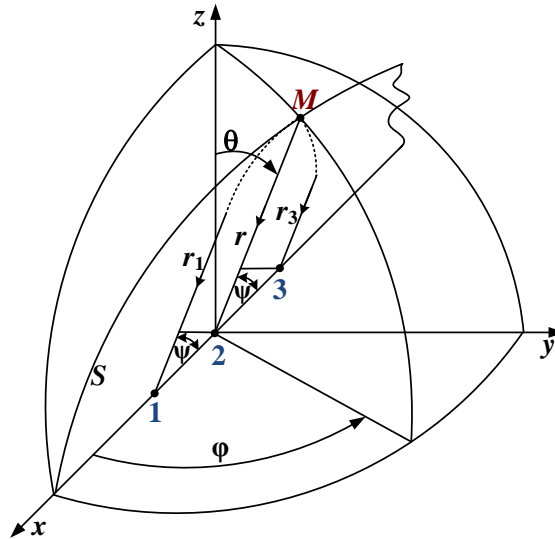


Рис. 2.2. Схематичне зображення лінійної АР з трьох елементів вздовж осі  $Ox$  в системах координат

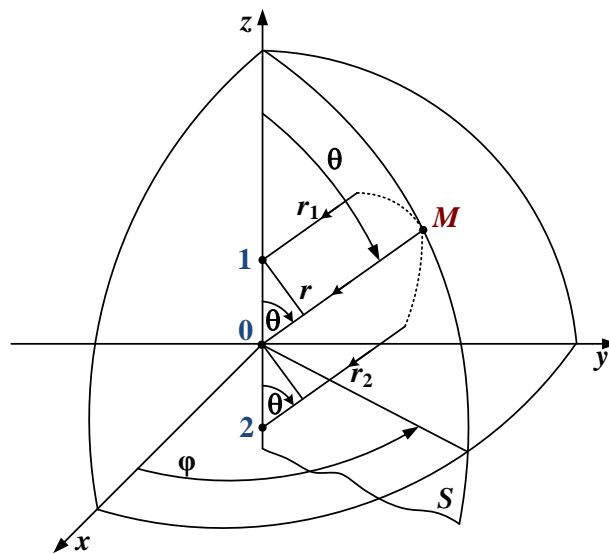


Рис. 2.3. Схематичне зображення лінійної АР з трьох елементів вздовж осі  $Oz$  в системах координат

Очевидно, що площина  $S$ , проведена через вісь  $Oz$  і точку  $M$ , є меридіональною і тому кут між віссю  $Oz$  і напрямом в точку спостереження є кутовою координатою  $\theta$  джерела випромінювання. Отже, різниця ходу променів

$$\Delta r_z = d_z \cos \theta,$$

а косинус кута між напрямом поширення хвилі і лінією розташування вібраторів

$$\cos \psi_z = \cos \theta.$$

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

Як було зазначено раніше, елемент АР може бути у вигляді двох взаємно перпендикулярних вібраторів, або у вигляді кільцевої антени. І в першому і в другому випадку антенний елемент розкладає електромагнітну хвилю, що падає на апертуру антени, на дві складові, які поляризовані в вибраному ортогональному поляризаційному базисі. На практиці найбільш широко використовують лінійний ортогональний поляризаційний базис, тому розглянемо АР, побудовану на вібраторних елементах. Один із вібраторів розташовуємо так, щоб його вісь була паралельна полярній осі сферичної системи координат (осі  $0z$ ), а другий вібратор так, щоб його вісь була паралельною осі  $0y$  прямокутної системи координат (рис. 2.1), що зв'язана зі сферичною системою. Очевидно, що одиничний поляризаційний вектор першого вібратора визначатиметься як  $\vec{\theta}_0$ , а другого – як  $\vec{\varphi}_0$ .

Нехай антенна лінійна решітка має розмірність  $3 \times 1$ , тобто вона представляє собою сукупність трьох елементів, розташованих на одній лінії (рис. 2.4), яка збігається з віссю  $0y$ .

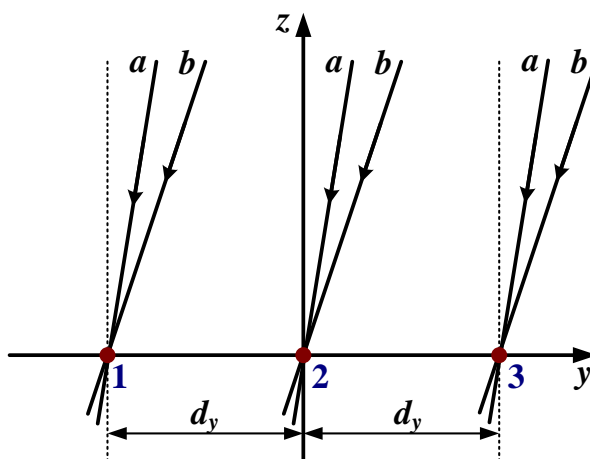


Рис. 2.4. Лінійна АР з розмірністю  $3 \times 1$

На антену падають хвилі від двох джерел випромінювання  $a$  і  $b$ . Кутівими координатами джерела  $a$  в сферичній системі координат є  $\theta_a$  і  $\varphi_a$ , а джерела  $b$  –

$\theta_b$  і  $\varphi_b$ . Хвилі, які випромінюють джерела  $a$  і  $b$ , мають одну і ту ж довжину, тобто  $\lambda_a \approx \lambda_b \approx \lambda$ .

На вихідних затискачах антенного блоку утворюються шість напруг, які будуть пропорційні напруженостям вертикально і горизонтально поляризованим електромагнітним хвилям.

Характеристику спрямованості (ХС) вертикального вібратора позначимо як  $F(\theta)$ , оскільки вона не залежить від азимутального кута, а ХС горизонтального вібратора позначимо як  $F(\theta, \varphi)$ . Врахуємо також наявність екрана, необхідного для усунення неоднозначності визначення кутового місцеположення джерел випромінювання. Якщо виготовити екран із суцільного металевого листа, або у вигляді металеві решітки із дротів, які паралельні вертикальним і горизонтальним вібраторам, то ХС кожного вібратора необхідно домножити на множник впливу екрана [8, 9]. Оскільки дзеркальні зображення вібраторів будуть на відстані  $2d_x$  (рис. 2.2), де  $d_x$  – відстань від екрана до вібраторів, то нормований множник системи вібратор-екран дорівнює

$$F_e(\theta, \varphi) = \sin(kd_x \sin \theta_s \cos \varphi_s),$$

де  $s = a, b$ ,  $k = 2\pi/\lambda$ .

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

$$[\dot{\varepsilon}_A] = \begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}'_1 \\ \dot{\varepsilon}''_1 \\ \dot{\varepsilon}'_2 \\ \dot{\varepsilon}''_2 \\ \dot{\varepsilon}'_3 \\ \dot{\varepsilon}''_3 \end{bmatrix} = l_d \begin{bmatrix} \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_a) e^{i\alpha_y^a} & \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_b) e^{i\alpha_y^b} \\ \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_a, \varphi_a) e^{i\alpha_y^a} & \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_b, \varphi_b) e^{i\alpha_y^b} \\ \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_a) & \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_b) \\ \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_a, \varphi_a) & \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_b, \varphi_b) \\ \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_a) e^{-i\alpha_y^a} & \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_b) e^{-i\alpha_y^b} \\ \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_a, \varphi_a) e^{-i\alpha_y^a} & \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_b, \varphi_b) e^{-i\alpha_y^b} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{E}_a \sin \gamma_e^a \\ \dot{E}_b \sin \gamma_e^b \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

де  $\bar{\theta}_0$ ,  $\bar{\varphi}_0$  – орти сферичної системи координат; одним штрихом позначені величини, які пов'язані з вертикально поляризованою хвилею, а двома штрихами – з горизонтально поляризованою хвилею;  $\alpha_y^s = k_s d_y \sin \theta_s \sin \varphi_s$  при

$s = a, b; \gamma_e^s = k_s d_x \sin \theta_s \cos \varphi_s; F_\theta(\theta_s) -$  ХС елемента АР у вертикальній площині;  
 $F_\varphi(\theta_s, \varphi_s) -$  ХС елемента АР в азимутальній площині.

Як впливає з рівнянь (2.2) на затискачах елементів решітки наводиться ЕРС у вигляді суміші сигналу і завади. Безпосередньо із цієї суміші без додаткових перетворень напруг виокремити сигнал або заваду неможливо. Тому розглянемо яким чином, використовуючи методи, що висвітлені в попередньому розділі, побудувати антенні структури, які б забезпечили придушення завади.

У фазових і амплітудно-фазових методах придушення завади відбувається за рахунок формування ДС з нулями в напрямі кутового місцеположення джерел завади, тоді як в амплітудному методі придушення завади досягається за рахунок визначення самої завади при однакових фазах ЕРС корисного сигналу і компенсації її в суміші сигналу і завади. При такому розгляді компенсаційних методів можна схеми антенних систем розділити на схеми з просторовою фільтрацією завади і схеми з компенсацією напруги завади.

## **2.2. Метод побудови антенної системи з просторовою фільтрацією**

ДС з нулем, орієнтованим на джерело завади, можна отримати шляхом повороту в просторі антенного блока при синфазному або протифазному підсумовуванні ЕРС, наведених на затискачах елементів АР або шляхом підсумовування ЕРС з повними змінами їх амплітуд і фаз, які забезпечать формування глибокого мінімуму в заданому кутовому напрямі.

Для реалізації такого процесу функціонування моніторингової антени необхідно включити в її структуру такі додаткові пристрої, які забезпечать визначення кутових координат джерел сигналу і завади, можливість повороту або трансформації ДС, індикацію збігу нуля ДС з напрямом на джерело завади, а також розрахунок коефіцієнта пропорційності між вихідною напругою і напруженістю електричного поля сигналу. Така структурна схема антени зображена на рис. 2.5. Вона складається з антенного блока (АБ), блока лінійних перетворень (БЛП), суматора ( $\Sigma$ ), нелінійного блока (НБ), пристрою ідентифікації джерел випромінювання (Ід), процесора та пристрою індикації та реєстрації

сигналів (ПРС). При електромеханічному повороті антени блок АБ містить в собі привод і датчики кутового положення апертури.

Слід зауважити, що при електронному формуванні необхідної ДС БЛП виконує роль ДУС. В її склад повинні входити керовані підсилювачі, коефіцієнт передачі яких змінюється за модулем і фазою за командами процесора. В подальшому будемо розглядати антенний пристрій з електромеханічним приводом.

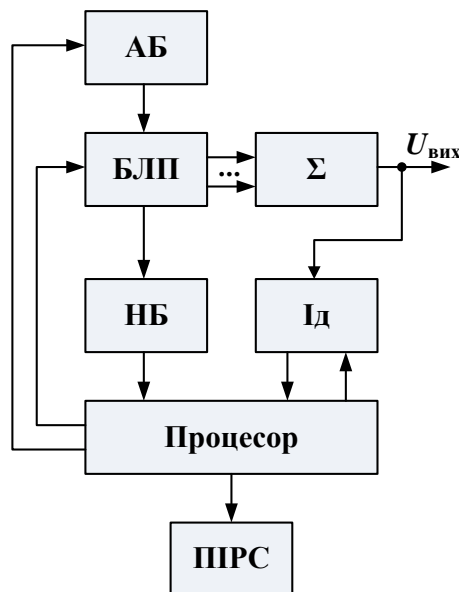


Рис. 2.5. Структурна схема антени з просторовою фільтрацією завади

БЛП використовується для зміщення частотного спектра сигналу та завади в діапазон частот, придатний для необхідної подальшої обробки отриманих напруг. Очевидно, що таку функцію БЛП можна описати наступним рівнянням

$$[\dot{U}_A] = \dot{A}[\dot{\epsilon}_A]e^{-i\omega_r t}, \quad (2.3)$$

де  $[\dot{U}_A]$  – сукупність напруг, які підлягають подальшій обробці;  $[\dot{\epsilon}_A]$  – ЕРС на затискачах АБ (2.2);  $\dot{A}$  – комплексний коефіцієнт передачі напруг в певних каскадах лінійного блока;  $\omega_r$  – частота коливань гетеродина, який входить до складу АБ.

Коефіцієнт передачі повинен в будь-якому випадку задовольняти умову

$$|\dot{A}| > 1. \quad (2.4)$$

Завдяки умові (2.4) напруги за своїми амплітудами набувають значень, які забезпечать надійність і точність подальших функціональних перетворень, а також зручність апаратурної реалізації структурних вузлів.

Частота гетеродина  $\omega_r$  вибирається за умови, що

$$\begin{aligned}\omega_a - \omega_r &\approx \omega \pm \Delta\omega; \\ \omega_b - \omega_r &\approx \omega \pm \Delta\omega,\end{aligned}$$

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

Завданням НБ є створення критерію, за екстремумом якого визначають кутові координати джерел випромінювання. Отже в НБ утворюється функція  $\psi$ , яка залежить від кутового положення джерел випромінювання і азимутального положення нормалі до апертури антенного блоку. Тобто,  $\psi(\varphi_a - \varphi, \varphi_b - \varphi)$ , де  $\varphi$  – кутовий зсув в горизонтальній площині апертури антени відносно початкового положення, а  $\varphi_a$  і  $\varphi_b$  – азимутальні кутові координати джерел випромінювання.

За умови, що

$$\psi(\varphi - \varphi_a, \varphi - \varphi_b) \rightarrow \min, \quad (2.5)$$

визначаються кути  $\varphi_a$  та  $\varphi_b$ .

З метою забезпечення умови (2.5) процесор відпрацьовує команди для АБ, при виконанні яких нуль ДС орієнтується в напрямі на джерело завади.

Нехай джерело завади знаходиться під кутами  $\theta_b$  і  $\varphi_b$ , а АБ змінює своє положення в горизонтальній площині за допомогою електромеханічного пристрою, тобто зберігає свою ДС незмінною. Тоді умова (2.5) задовольняється у випадку, коли використовується різницева ДС і нормаль до апертури антени збігається з азимутом  $\varphi_b$ .

При орієнтації АБ на джерело завади вираз (2.2) суттєво спрощується і набуває вигляду

$$[\dot{\epsilon}_A] = l_{\pi} \begin{bmatrix} \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_a) e^{i\alpha_y^a} & \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_b) \\ \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_a, \Delta\varphi) e^{i\alpha_y^a} & \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_b) \\ \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_a) & \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_b) \\ \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_a, \Delta\varphi) & \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_b) \\ \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_a) e^{-i\alpha_y^a} & \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_b) \\ \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_a, \Delta\varphi) e^{-i\alpha_y^a} & \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_b) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{E}_a \sin \gamma_e^a \\ \dot{E}_b \sin \gamma_e^b \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

де  $\Delta\varphi = \varphi_a - \varphi_b$  – кутова відстань між джерелами випромінювання;

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

Частотно-амплітудне перетворення ЕРС виконується, як і в попередньому випадку (до повороту антенного блока) згідно з рівнянням (2.3). Отже, на виході БЛП отримуємо

$$[\dot{U}_A] = [\dot{U}'_1 \ \dot{U}''_1 \ \dot{U}'_2 \ \dot{U}''_2 \ \dot{U}'_3 \ \dot{U}''_3] \Gamma,$$

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

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

$$\dot{U}'_2 = A \left[ \dot{E}'_a F_{\theta}(\theta_a) \sin \gamma_e^a + \dot{E}'_b F_{\theta}(\theta_b) \sin \gamma_e^b \right];$$

$$\dot{U}''_2 = A \left[ \dot{E}''_a F_{\varphi}(\theta_a, \Delta\varphi) \sin \gamma_e^a + \dot{E}''_b F_{\varphi}(\theta_b) \sin \gamma_e^b \right];$$

$\Delta\varphi$ ,  $\alpha_y^a$ ,  $\gamma_e^a$ ,  $\gamma_e^b$  – величини, зміст яких розкрито до рівнянь (2.6); порядкові номери 1, 2 та 3 відносяться до елементів АР; штрих і два штриха відповідно означають напруги, які утворюються вертикальними і горизонтальними складовими векторів напруженості електричного поля; знаки "+" і "-" в показнику степені експоненти відносяться відповідно до першого і третього елемента АР.

Суматор  $\Sigma$  (рис. 2.5) має шість входів, три для напруг пропорційних вертикальним складовим і три для напруг пропорційних горизонтальним складовим. Використовуючи матричну форму запису рівнянь, вихідну напругу отримуємо в результаті такого перетворення



$$\dot{U}_{\text{вих}} = \begin{bmatrix} \dot{U}'_{\text{вих}} \\ \dot{U}''_{\text{вих}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}'_1 & \dot{U}''_1 & \dot{U}'_2 & \dot{U}''_{21} & \dot{U}'_3 & \dot{U}''_3 \end{bmatrix}^T.$$

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

$$\begin{aligned} \dot{U}'_{\text{вих}} &= 4A\dot{E}'_a F(\theta_a) \sin^2\left(\frac{\alpha_y^a}{2}\right) \sin \gamma_e^a; \\ \dot{U}''_{\text{вих}} &= 4A\dot{E}''_a F(\theta_a, \Delta\varphi) \sin^2\left(\frac{\alpha_y^a}{2}\right) \sin \gamma_e^a. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Визначення кута місця джерела випромінювання або меридіонального кута  $\theta_a$  спрощується, якщо використовувати плоску антенну решітку, яка складається з двох однакових, паралельних одна одній і розташованих в координатній площині  $yOz$  лінійних решіток, що зображені на рис. 2.4. Але можливі і інші способи пеленгації кутового місцеположення джерела випромінювання.

Розглянутий метод побудови антени моніторингу характеризується тим, що придушення завади здійснюється за рахунок орієнтації нуля ДС в напрямі падіння радіохвилі завади. Отже, при використанні різницевої ДС, коли її нуль збігається з нормаллю до апертури антени, при безперешкодному прийомі сигналу фронт хвилі джерела завади мусить бути паралельним площині апертури. Такий спосіб забезпечення електромагнітної сумісності ґрунтується на просторовій фільтрації сигналу, тому таку антенну структуру (рис. 2.5) можна віднести до антен з просторовою фільтрацією.

### 2.3. Метод побудови антенної системи з компенсацією напруги завади

Структурна схема антени моніторинга з компенсацією напруги завади зображена на рис. 2.6. Вона відрізняється від попередньої схеми тим, що в її склад входить блок керованих підсилювачів (БКП). Під керованим підсилювачем розуміємо пристрій, коефіцієнт передачі якого залежить від керуючої напруги, тобто це може бути перемножувач однієї напруги на іншу. АБ також оснащується електромеханічним приводом, який орієнтує антену так, щоб на затискачах АР

напряга корисного сигналу набувала максимального значення. Отже, в цій антенній системі площина апертури мусить бути паралельною фронту хвилі корисного сигналу.

НБ, як і в схемі з просторовою фільтрацією виробляє критерій (2.5), мінімізація якого забезпечує суміщення площини апертури антени з фронтом хвилі, що падає на антену.

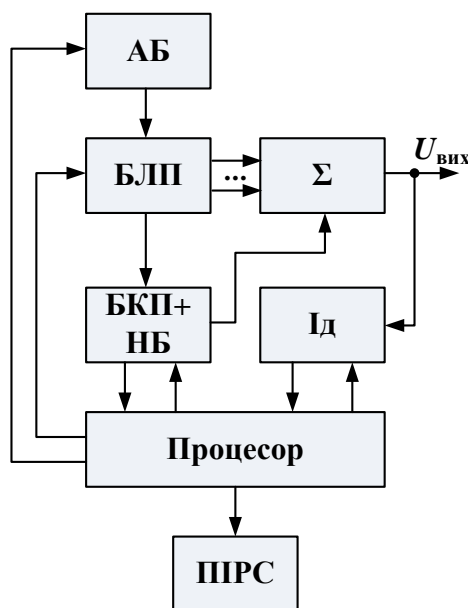


Рис. 2.6. Структурна схема антени з компенсацією напруги завади

Якщо нормаль до площини апертури антени збігається з напрямом поширення хвиль джерела  $a$ , то матричне рівняння (2.6) набуває такого вигляду

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

де  $\Delta\varphi = \varphi_a - \varphi_b$  – кутове рознесення джерел випромінювання;

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

ЕРС, що наводяться на затискачах елементів АБ, перетворюються пристроями БЛП (рис. 2.6) в напруги

$$[\dot{U}_A] = [\dot{U}'_1 \ \dot{U}''_1 \ \dot{U}'_2 \ \dot{U}''_2 \ \dot{U}'_3 \ \dot{U}''_3] \Gamma,$$

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

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

$$\dot{U}'_2 = A \left[ \dot{E}'_a F_\theta(\theta_a) \sin \gamma_e^a + \dot{E}'_b F_\theta(\theta_b) \sin \gamma_e^b \right];$$

$$\dot{U}''_2 = A \left[ \dot{E}''_a F_\varphi(\theta_a) \sin \gamma_e^a + \dot{E}''_b F_\varphi(\theta_b, \Delta\varphi) \sin \gamma_e^b \right];$$

$\Delta\varphi$ ,  $\alpha_y^b$ ,  $\gamma_e^a$ ,  $\gamma_e^b$  – величини, які мають такий же зміст, що і в рівнянні (2.6).

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

$$\begin{aligned} \dot{U}'_\Sigma &= \dot{U}'_1 + 2\dot{U}'_2 + \dot{U}'_3 = 4A \left[ \dot{E}'_a F_\theta(\theta_a) \sin \gamma_e^a + \dot{E}'_b F_\theta(\theta_b) \sin \gamma_e^b \cos^2 \left( \frac{\alpha_y^b}{2} \right) \right]; \\ \dot{U}''_\Sigma &= \dot{U}''_1 + 2\dot{U}''_2 + \dot{U}''_3 = 4A \left[ \dot{E}''_a F_\varphi(\theta_a) \sin \gamma_e^a + \dot{E}''_b F_\varphi(\theta_b, \Delta\varphi) \sin \gamma_e^b \cos^2 \left( \frac{\alpha_y^b}{2} \right) \right]. \end{aligned} \quad (2.8)$$

Вирази для різницевих напруг мають вигляд

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

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

Очевидно, що для напруг, пропорційних горизонтальним складовим векторів електричного поля  $\dot{E}''_b$ , формули будуть аналогічними рівнянню для вертикальних.

За відомими значеннями кутових координат джерел випромінювання процесор створює команду для БКП при виконанні якої коефіцієнт передачі  $K_{\Pi}$  набуває значення

$$\tilde{K}_{\Pi} = i \frac{\cos^2\left(\frac{\alpha_y^b}{2}\right)}{\sin \alpha_y^b} = i \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\alpha_y^b}{2}\right) \operatorname{ctg}\left(\frac{\alpha_y^b}{2}\right).$$

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

$$\dot{U}'_3 = \tilde{K}_{\Pi} \dot{U}'_{\Delta} = -i 4 A \dot{E}'_b F_{\theta}(\theta_b) \sin \gamma_e^b \cos^2\left(\frac{\alpha_y^b}{2}\right). \quad (2.9)$$

Підсумовуючи напруги  $\dot{U}'_{\Sigma}$  (2.8) і  $\dot{U}'_3$  (2.9) за допомогою суматора  $\Sigma$  (рис. 2.6), отримуємо напругу, яка пропорційна вертикальній складовій вектора напруженості електричного поля сигналу

$$\dot{U}'_{\text{вих}} = 4 A \dot{E}'_a F_{\theta}(\theta_a) \sin \gamma_e^a. \quad (2.10)$$

Аналогічний вираз можна отримати і для складової  $\dot{U}''_{\text{вих}}$ , що характеризує горизонтальну складову вектора напруженості електричного поля

$$\dot{U}''_{\text{вих}} = 4 A \dot{E}''_a F_{\theta}(\theta_a) \sin \gamma_e^a. \quad (2.11)$$

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

#### 2.4. Метод побудови адаптивної антенної системи

В адаптивних антенах покращення прийому корисного сигналу відбувається за рахунок електричного формування такої ДС, в якій утворюються глибокі мінімуми в напрямку приходу хвиль з найбільшим рівнем завад.

Як було відмічено в попередньому розділі, адаптивні антенні системи – це один з найбільш детально досліджених розділів теорії антенних систем. Основними елементами адаптивної антени (рис. 2.7) є АБ, ДУС, суматор  $\Sigma$ , адаптивний процесор, який складається з сигнального процесора і пристрою

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

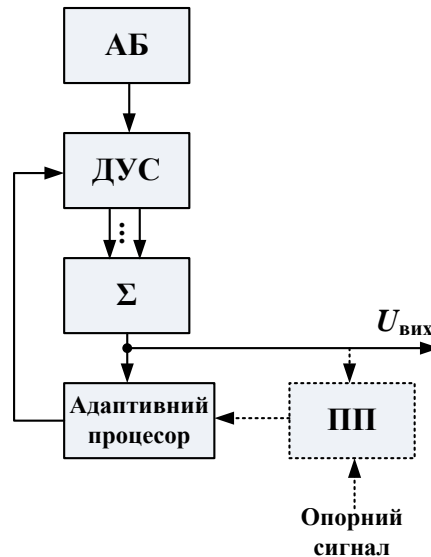


Рис. 2.7. Структурна схема адаптивної антени

Якщо адаптивна антена підвищує ефективність прийому корисного сигналу на основі критерію відношення сигналу до шуму, то порівнювальний пристрій, в принципі, не потрібен. В цьому випадку структурна схема антени подібна до попередньої структурної схеми (на рис. 2.6), оскільки ДУС будується на підсилювачах, комплексний коефіцієнт передачі яких встановлюється адаптивним процесором.

При аналізі електричних процесів в адаптивній антені в матриці напруженостей електричного поля (2.2) враховують не тільки напруженості завади, але і шумові складові, що дає можливість підвищувати надійність прийому відносно слабких сигналів на фоні завад і шумів. Елементи матриці (2.3) завдяки цьому набудуть дещо інший вигляд, а саме

$$\dot{U}_s = \dot{U}_a \tilde{f}(\theta_a, \varphi_a, s) + \dot{U}_b \tilde{f}(\theta_b, \varphi_b, s) + \dot{U}_{\text{ш}} \tilde{f}(\theta_n, \varphi_n, s), \quad (2.12)$$

де  $s$  – номер елемента матриці  $[\dot{U}_\Delta]$ , який збігається з номером елемента антенної решітки;  $\dot{U}_{\text{ш}}$  – комплексна амплітуда напруги шуму;  $\tilde{f}(\theta, \varphi, s)$  – комплексна

функція, яка враховує вплив координат джерела випромінювання і номер елемента АР на значення наведеної ЕРС.

Очевидно, що одночасно з джерелом корисного сигналу може існувати декілька джерел сигналів завади. Наприклад, якщо джерело "a" відноситься до джерела корисного сигналу, то джерело "b" випромінює заваду і таких джерел може бути два, три і більше. Але ми обмежуємо розгляд електромагнітної обстановки тільки з джерелами, які випромінюють хвилі з однаковими частотами. Тому вибираємо найбільш поширений випадок, коли завада генерується лише одним джерелом, в приведеній формулі – джерелом "b".

На входах ДУС, як і для попередніх структурних схем, що зображені на рис. 2.5 і рис. 2.6, матимемо напруги

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

де  $\dot{U}_s$  при  $s=1,2,3$  визначається формулою (2.12).

Після обробки сигналів в ДУС вихідна напруга набуває значення

$$\dot{U}_{\text{вих}} = [\dot{U}_A]^T [\tilde{w}],$$

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

Адаптивний процесор настроює коефіцієнти передач  $\tilde{w}_s$  таким чином, щоб отримати оптимальне значення вибраного критерію. При цьому отримуємо необхідну якість прийому корисного сигналу.

Оскільки в адаптивних антенах використовують декілька різних критеріїв і досить значну кількість алгоритмів оптимізації вагових коефіцієнтів  $\tilde{w}$ , то неможливо розглянути більш детально з загальних позицій принцип дії адаптивного процесора і діаграмо-утворювальної схеми. Важливо лише зазначити, що функціонування адаптивної антени в загальних рисах має такий же характер, як і функціонування антен з просторовою фільтрацією та компенсацією напруг завади.

Але між цими типами антен є суттєві відмінності. Якщо для адаптивної антени основною метою є поліпшення якості прийому сигналу, то для антен з фільтрацією і компенсацією завади ставлять більш ширші задачі. Останні повинні

визначати кутові координати як джерела випромінювання корисного сигналу, так і джерела завади, забезпечувати високу якість приймання сигналів і оцінювати значення сукупності параметрів електромагнітних полів корисного сигналу і завади. Саме такі якості приймальних антен необхідні для радіоконтролю і моніторингу електромагнітної обстановки.

## **2.5. Метод вимірювання кутового положення джерела випромінювання**

Лінійна АР складається з простих антенних елементів, розташованих на одній прямій. Така решітка може мати в своєму складі мінімальну кількість елементів, тобто лише два випромінювальні елементи. Як було показано раніше, така решітка дає можливість, якщо лінія розташування елементів збігається з віссю  $Oy$  (паралельно поверхні Землі), визначати з певною точністю азимутальну кутову координату джерела випромінювання (кут  $\varphi$ ). Для вимірювання меридіонального кута  $\theta$ , або кута місця  $\alpha = 90^\circ - \theta$  використовують плоскі АР, або будують решітку з гостронаправлених у вертикальній площині елементів.

Враховуючи те, що антени радіоконтролю оснащуються екранами для унеможливлення неоднозначності вимірювання кутів  $\varphi$ , а також для зменшення впливу на якість прийому сигналів завад, що випромінюються джерелами, які розташовані в задньому півпросторі, можемо запропонувати простий метод вимірювання кута  $\theta$  лінійною АР. Вважаємо, що АР вже відпрацювала кут  $\varphi$  і завада наводить на затискачах антени напругу близьку до порогового рівня шумів. Отже, на виходах антени маємо сигнал, який залежить лише від напруженості електричного поля корисного сигналу і кута  $\theta$  (2.7), (2.10), (2.11).

Якщо в меридіональній площині ДС симетрична відносно напрямку максимального значення, то можна тоді виміряти кутову координату  $\theta$  джерела випромінювання. Суть способу полягає в наступному. На рис. 2.8 зображено напрям приходу хвилі від джерела сигналів і положення ДС в вертикальній площині після придушення завади. Хвиля падає на антену під кутом  $\theta_a$ , а АР в вертикальній площині знаходиться в своєму початковому положенні. Тобто максимум ДС 1 напрямлений вздовж лінії горизонту. Отже, напрям

максимального випромінювання антени (або напрям, при якому наводиться максимальна ЕРС на затискачах) дорівнює  $\theta_1 = \pi/2$ .

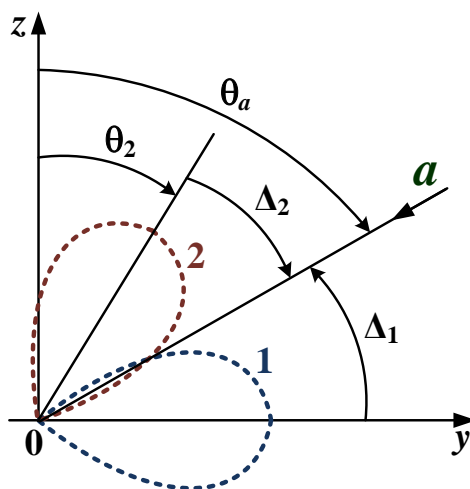


Рис. 2.8. Положення ДС в вертикальній площині

Механічно обертаємо апертуру антени навколо осі  $Oy$  таким чином, щоб після збільшення ЕРС на затискачах антени отримати таке ж саме значення напруг, що і в попередньому положенні. Отримуємо новий кут  $\theta_2$ , який визначає орієнтацію максимуму ДС 2 решітки в вертикальній площині. З рис. 2.8 випливає, що

$$\theta_a = \frac{\pi/2 + \theta_2}{2}.$$

З математичної точки зору, операція обертання апертури антени навколо осі  $Oy$  рівнозначна повороту координатної площини  $xOz$  власної системи координат. При цьому джерело випромінювання зміщується з першого квадранта системи координат, яка прив'язана до антени, в четвертий квадрант. Отже, кут  $\theta_a$  при такому обертанні антени змінюється на кут  $-\theta_a$ . Оскільки ХС визначає лише відносну амплітуду прийнятого сигналу, то зміна знаку кута  $\theta_a$  в формулах не призведе до зміни знаку напруги на входах схем обробки сигналів. Як видно з рис. 2.8, кут  $\Delta_1$  між напрямом максимального значення ДС в положенні 1 антени і напрямом падіння хвилі за умови симетрії дорівнює куту  $\Delta_2$  в положенні 2 антени.



При іншому підході до визначення меридіонального кута джерела випромінювання, апертура антени обертається навколо осі  $Oy$  на заздалегідь визначений кут  $\Delta\theta$ . Оскільки азимутальне положення джерела випромінювання завади вже визначено, то  $\varphi = \varphi_b$  і  $\varphi_a - \varphi_b = \Delta\varphi$ . Напряга на виході АБ в початковому положенні визначається за формулою (2.7)

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

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

В положенні 2, коли апертура антени повертається на кут  $\Delta\theta$ , напряга на виході АБ дорівнюватиме

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

Введемо позначення для функцій меридіонального кута

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

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

Використовуючи ці позначення, можемо записати, що

$$\frac{\dot{U}_{\text{вих1}}}{\dot{U}_{\text{вих2}}} = \frac{\psi_1(\theta_a)}{\psi_1(\theta_a + \Delta\theta)} = q. \quad (2.13)$$

Оскільки величини  $\psi_1(\theta_a)$  і  $\psi_1(\theta_a + \Delta\theta)$  в області реальних кутів  $\theta$  є дійсними величинами, то і відношення (2.13) також дійсна величина. Отже, вираз (2.13) можна перетворити в трансцендентне рівняння

$$\psi_1(\theta_a) - q\psi_1(\theta_a + \Delta\theta) = 0. \quad (2.14)$$

В цьому рівнянні є тільки одна невідома величина –  $\theta_a$ . Значення решти величин, що входять в рівняння (2.14) стають відомими після вимірювання кутів  $\varphi_a$  і  $\varphi_b$  та орієнтації апертури антени на напрям паління хвилі завади джерела "b".

В антенній системі з компенсацією напряги завади спосіб визначення меридіонального кута буде майже таким же з незначними відмінностями.

## 2.6. Метод розрізнення сигналу і завади за рахунок їх некогерентності

Прийемо, що в зоні спостереження працюють два джерела спостереження  $a$  та  $b$ . У цих джерел однакові присвоєні (номінальні) частоти  $\omega_a \approx \omega_b$ . Тобто вони відрізняються одна від одної лише за рахунок некогерентності та допусків на нестабільність частот генерації. Для пеленгації будемо використовувати двоелементну АР, елементами якої є симетричні вібратори, і яка формує протифазну ДС з нулем, що збігається з перпендикуляром до апертури АР. Завдяки вибору вібраторних елементів антенна система приймає лише одну складову вектора напруженості електричного поля. Отже, на затискачах з навантаженням АР маємо напругу

$$\dot{U}_{\text{вих}} = \dot{E}_a \psi(\theta_a, \varphi_a) \sin \alpha_a + \dot{E}_b \psi(\theta_b, \varphi_b) \sin \alpha_b, \quad (2.15)$$

де  $\dot{E}_a$  та  $\dot{E}_b$  – напруженості полів випромінювання джерел  $a$  та  $b$  в точці, де ведеться спостереження за електромагнітною обстановкою;  $\psi(\theta_a, \varphi_a)$  та  $\psi(\theta_b, \varphi_b)$  – множники, які є функціями кутових координат джерел випромінювання, діючих довжин вібраторів антенної системи, узгодження антени з навантаженням, напрямлених властивостей вібраторних елементів та поляризаційного узгодження;  $\alpha_a$  та  $\alpha_b$  – узагальнені кутові координати місцеположення джерел випромінювання.

Очевидно, що

$$\alpha_a = \frac{kd}{2} \sin \varphi_a = \frac{\pi d}{\lambda_a} \sin \varphi_a;$$
$$\alpha_b = \frac{kd}{2} \sin \varphi_b = \frac{\pi d}{\lambda_b} \sin \varphi_b,$$

де  $d$  – відстань між фазовими центрами вібраторних елементів АР;  $k = 2\pi/\lambda$  – хвильове число;  $\lambda_a$  та  $\lambda_b$  – довжини хвиль, що випромінюються джерелами  $a$  та  $b$ .

Для спрощення подальших аналітичних перетворень, вважатимемо, що меридіональні кути  $\theta_a$  та  $\theta_b$  дорівнюють  $\pi/2$ . Таке припущення не обмежує результатів аналізу та області їх застосування, оскільки при пеленгації за

азимутальним кутом кут місця не впливає на процес наведення антени на джерела випромінювання. Введемо наступні позначення

$$\begin{aligned}\dot{E}_a \psi(\theta_a, \varphi_a) &= \dot{U}_a; \\ \dot{E}_b \psi(\theta_b, \varphi_b) &= \dot{U}_b.\end{aligned}$$

Комплексні напруги  $\dot{U}_a$  та  $\dot{U}_b$  функціонально залежать від багатьох факторів, але будемо вважати, що в загальному випадку ці величини змінюються при зміні кута  $\varphi$  в значно меншій степені ніж множники  $\sin \varphi_a$  та  $\sin \varphi_b$ .

Якщо при пеленгації обертається апертура антени в азимутальній площині, то вираз (2.15) можемо записати у вигляді

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

В часовій площині вихідна напруга визначатиметься наступним чином

$$U_{\text{вих}}(t) = U_a \sin \alpha_a \cos(\omega_a t + \psi_a) + U_b \sin \alpha_b \cos(\omega_b t + \psi_b). \quad (2.16)$$

Оскільки частоти  $\omega_a$  та  $\omega_b$  майже однакові, то аргументи косинусоїдальних функцій можна представити у вигляді

$$\left. \begin{aligned}\omega_a t &= (\omega + \Omega_a)t + \chi_a = \omega t + \Phi_a(t); \\ \omega_b t &= (\omega + \Omega_b)t + \chi_b = \omega t + \Phi_b(t).\end{aligned} \right\} \quad (2.17)$$

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

З використанням формули (2.17) вихідна напруга (2.16) набуває вигляду

$$\begin{aligned}U_{\text{вих}}(t) &= U_a \sin \alpha_a \cos(\omega t + \Phi_a) + U_b \sin \alpha_b \cos(\omega t + \Phi_b) = \\ &= (U_a \sin \alpha_a \cos \Phi_a + U_b \sin \alpha_b \cos \Phi_b) \cos \omega t - \\ &\quad - (U_a \sin \alpha_a \sin \Phi_a + U_b \sin \alpha_b \sin \Phi_b) \sin \omega t.\end{aligned} \quad (2.18)$$

Щоб позбутися громіздкості у подальших аналітичних викладках, вводиться умовне позначення:

$$\begin{aligned}U_a \sin \alpha_a \cos \Phi_a + U_b \sin \alpha_b \cos \Phi_b &= A; \\ U_a \sin \alpha_a \sin \Phi_a + U_b \sin \alpha_b \sin \Phi_b &= B.\end{aligned} \quad (2.19)$$

При використанні умовних позначень (2.19) вираз (2.16) набуває наступного вигляду

$$U_{\text{вих}}(t) = \sqrt{A^2 + B^2} (\cos M \cos \omega t + \sin M \sin \omega t) = \sqrt{A^2 + B^2} \cos(\omega t - M). \quad (2.20)$$

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

Отже, з виразу (2.20) випливає, що миттєве значення напруги визначається як деяка квазіперіодична функція з фазою  $M$ , залежною від часу, і амплітудою, яка також змінюється у часі.

Розкриємо амплітудний множник

$$\begin{aligned} \sqrt{A^2 + B^2} &= \\ &= \sqrt{(U_a \sin \alpha_a \cos \Phi_a + U_b \sin \alpha_b \cos \Phi_b)^2 +} \\ &= \sqrt{(U_a \sin \alpha_a \sin \Phi_a + U_b \sin \alpha_b \sin \Phi_b)^2} \\ &= \sqrt{U_a^2 \sin^2 \alpha_a (\cos^2 \Phi_a + \sin^2 \Phi_a) +} \\ &= \sqrt{+ 2U_a U_b \sin \alpha_a \sin \alpha_b (\cos \Phi_a \cos \Phi_b + \sin \Phi_a \sin \Phi_b) +} \\ &= \sqrt{+ U_b^2 \sin^2 \alpha_b (\cos^2 \Phi_b + \sin^2 \Phi_b)} \\ &= \sqrt{U_a^2 \sin^2 \alpha_a + U_b^2 \sin^2 \alpha_b + 2U_a U_b \sin \alpha_a \sin \alpha_b \cos(\Phi_a - \Phi_b)}. \end{aligned} \quad (2.21)$$

З виразу (2.21) випливає, що аргумент тригонометричної функції під знаком радикалу дорівнює

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

тобто це різниця частот випромінювань, яка відноситься до області низьких частот.

Отже, після лінійного детектора можемо отримати напругу, яка буде описуватися виразом (2.21). Піднесемо її в квадрат і виокремимо за допомогою простого  $RC$ -фільтра змінну складову:

$$U_Q = 2K_Q U_a U_b \sin \alpha_a \sin \alpha_b \cos(\Phi_a - \Phi_b), \quad (2.22)$$

де  $K_Q$  – коефіцієнт передачі квадратора.

Враховуючи значення аргументів  $\alpha_a$  та  $\alpha_b$ , можемо, обертаючи апертуру антенної системи, сумістити кут  $\varphi$  з азимутом джерела  $a$ , або азимутом джерела  $b$ .

При цьому  $U_Q$  набуває нульового значення, що дає змогу вимірювати кутові координати джерела випромінювання.

Можна використати дещо інше представлення відмінності частот  $\omega_a$  та  $\omega_b$ , чим за формулами (2.17), а саме

$$\frac{\omega_a + \omega_b}{2} = \omega; \quad \frac{\omega_a - \omega_b}{2} = \Omega; \quad \Omega t = \Phi. \quad (2.23)$$

При такому представленні частот рівняння (2.18) набуває вигляду

$$U_{\text{вих}}(t) = (U_a \sin \alpha_a + U_b \sin \alpha_b) \cos \Phi \cos \omega t + \\ + (-U_a \sin \alpha_a + U_b \sin \alpha_b) \sin \Phi \sin \omega t.$$

Спростуються вирази для  $A$  і  $B$

$$A = (U_a \sin \alpha_a + U_b \sin \alpha_b) \cos \Phi; \\ B = (-U_a \sin \alpha_a + U_b \sin \alpha_b) \sin \Phi.$$

Амплітуда високочастотного коливання (2.20) дорівнюватиме

$$\sqrt{A^2 + B^2} = \sqrt{U_a^2 \sin^2 \alpha_a + U_b^2 \sin^2 \alpha_b + 2U_a U_b \sin \alpha_a \sin \alpha_b (\cos^2 \Phi - \sin^2 \Phi)}.$$

Тоді змінна низькочастотна напруга після квадратора запишеться так:

$$U_Q = 2K_Q U_a U_b \sin \alpha_a \sin \alpha_b \cos(2\Phi). \quad (2.24)$$

Такий спосіб (2.23) представлення частот зручний тим, що усуває необхідність у використанні номінальної частоти генерації, тобто частоти  $\omega_a$  та  $\omega_b$  можуть бути вимірними в результаті спостереження за джерелами випромінювання.

Можливі також і інші варіанти отримання напруги-індикатора наведення антени на джерело випромінювання (формули (2.22) і (2.24)). Один із них – використання квадратичного амплітудного детектора, тобто детектора з характеристикою

$$U_{\text{вих}} = K_d U_{\text{вх}}^2,$$

де  $K_d$  – коефіцієнт передачі детектора.

В цьому випадку вхідною напругою є напруга (2.20), а вихідною напругою буде напруга

$$U_{\text{вих}} = A^2 + B^2. \quad (2.25)$$

Отже, відфільтровуючи з вихідної напруги детектора сталі складові, які змінюються тільки при зміні кута  $\phi$ , та високочастотну складову, отримуємо напругу-індикатор (2.24).

Третій варіант отримання напруги-індикатора полягає у використанні квадратора без детектора. Якщо безпосередньо високочастотну напругу (2.20) піднести до квадрату, то вираз (2.20) набуває вигляд

$$U_{\text{вих}} = \frac{K_{\varrho}}{2} \left[ (A^2 + B^2) + (A^2 + B^2) \cos 2(\omega t - M) \right].$$

Вираз (2.25) має три складові: сталу складову  $U_{\text{ст}} = U_a^2 \sin^2 \alpha_a + U_b^2 \sin^2 \alpha_b$ , напругу-індикатор (2.24) і високочастотну складову з подвоєною частотою коливань. Очевидно, що виокремлення напруги-індикатора не викликає будь-яких труднощів.

Можливий і четвертий варіант отримання напруги-індикатора. Суть його ґрунтується на використанні лише простого лінійного амплітудного детектора. При лінійному амплітудному детектуванні напруга на виході детектора відображає в повному масштабі залежність амплітуди коливань (2.20) від часу, тобто

$$U_{\text{д}} = \sqrt{A^2 + B^2}. \quad (2.26)$$

Формула (2.21) розкриває зміст правої частини рівняння (2.26). Винесемо із під знаку радикала значення сталої величини:

$$U_{\text{д}} = \sqrt{U_a^2 \sin^2 \alpha_a + U_b^2 \sin^2 \alpha_b} \sqrt{1 + \frac{2U_a U_b \sin \alpha_a \sin \alpha_b}{U_a^2 \sin^2 \alpha_a + U_b^2 \sin^2 \alpha_b} \cos(2\Phi)}. \quad (2.27)$$

Введемо умовне позначення для відношення:

$$\frac{U_b \sin \alpha_b}{U_a \sin \alpha_a} = z. \quad (2.28)$$

Тоді вираз (2.27) набуває вигляду:

$$U_{\text{д}} = \sqrt{U_a^2 \sin^2 \alpha_a + U_b^2 \sin^2 \alpha_b} \sqrt{1 + \frac{2z}{1+z^2} \cos(2\Phi)}. \quad (2.29)$$

Перший множник цього виразу (2.29) є напругою, яка залежить від напруженостей полів джерел випромінювання, параметрів елементів антенної системи і кутового положення апертури відносно джерела випромінювання. Отже, якщо антена механічно зафіксована в будь-який момент часу, то це стала величина. Змінна величина міститься у другому множнику. Відношення  $z$  (2.28) в загальному випадку може змінюватись від 0 до  $\infty$ . Коли  $z = 0$  або  $z = \infty$ , то тоді або відсутнє джерело  $b$ , або відсутнє джерело  $a$ . Аргумент косинусоїдальної функції змінюється в часі і приймає всі значення від 0 до  $\pi$ . Тобто, косинусоїда функції коливається в межах  $-1 \leq \cos 2\Phi \leq +1$ . Вважається, що аргумент є випадковим і рівномірно розподілений в інтервалі від 0 до  $\pi$ . Можна показати, що математичне очікування величини  $\cos 2\Phi$  менше одиниці.

Функція  $w = \frac{2z}{1+z^2}$  також не перевищує значення одиниці. Тому другий множник рівняння (23) розкладемо в степеневий (біноміальний) ряд:

$$\sqrt{1+w\cos(2\Phi)} = 1 + \frac{1}{2}w\cos(2\Phi) - \frac{1}{8}w^2\cos^2(2\Phi) + \frac{1}{16}w^3\cos^3(2\Phi) - \dots$$

У випадку, коли перпендикуляр до апертури антени наближається до напрямку на джерело завади (джерело  $b$ ), змінний кут  $\phi$  буде все менше відрізнятись від кута  $\phi_b$ , і аргумент  $\alpha_b$  буде зменшуватись до нуля. В цьому випадку  $w \ll 1$  і можна обмежитися першим залежним від часу членом степеневого ряду.

Отже, точне наведення на азимут джерела випромінювання здійснюється за напругою

$$U_a^{\text{зм}} = \frac{1}{2} \sqrt{U_a^2 \sin^2 \alpha_a + U_b^2 \sin^2 \alpha_b} w \cos(2\Phi),$$

де  $w = \frac{2z}{1+z^2}$ ;  $z = \frac{U_b \sin \alpha_b}{U_a \sin \alpha_a}$ .

Цей варіант отримання напруги-індикатора реалізується надзвичайно просто: за допомогою діода з резистивно-ємнісним навантаженням і Г-подібного

чотириполюсника, який відфільтровує постійні складові з вихідної напруги детектора.

## **2.7. Структура методології побудови антенних систем для станцій радіоконтролю**

Описані в даному розділі методи складають основу процесу функціонування антенної системи радіомоніторингу з розширеними функціональними можливостями. В комплексі вони складають методологію побудови антенних систем радіомоніторингу з фільтрацією та придушенням завад. Схематично структуру методології показано на рис. 2.7.

В основі процесу вибору і формування конфігурації антенного блоку системи лежить метод побудови лінійної антенної решітки, яка в залежності від конструктивних можливостей може складатися з різної кількості елементів, але не менше двох.

В процесі реалізації задачі селекції досліджуваного сигналу запропонована методологія передбачає використання п'яти методів:

- метод побудови антенної системи з просторовою фільтрацією сигналу;
- метод побудови антенної системи з компенсацією напруги завади;
- метод побудови адаптивної антенної системи;
- метод вимірювання кутового положення джерела випромінювання;
- метод розрізнення сигналу і завади за рахунок їх некогерентності.

Зважаючи на те, що кожен з цих методів, що були розглянуті в попередніх підрозділах, більше сфокусований на виконанні певних функцій, запропоновані методи доповнюють один одного. Вони є працездатними як поодиночі, так і в різних комбінаціях один з одним, в залежності від поставлених перед антенною системою задач і можливостей реалізації. Наведемо два простих приклади.



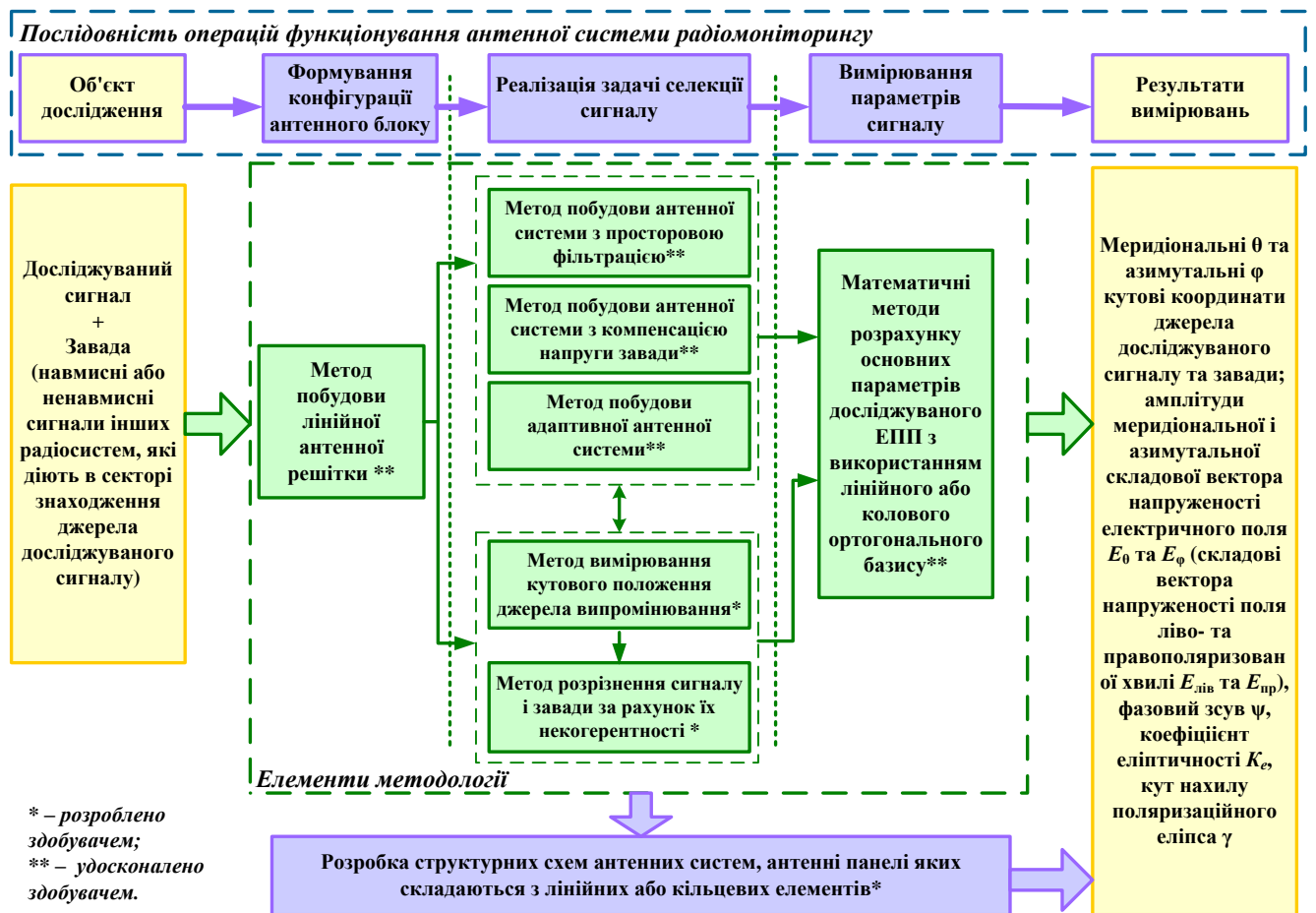


Рис. 2.7. Структура методології побудови антенних систем для станцій радіоконтролю

Приклад 1. Ставиться задача вимірювання параметрів сигналу, частота якого не співпадає з частотою джерела завадового випромінювання, що діє в кутовому секторі джерела вимірюваного сигналу; джерела сигналу і завади знаходяться в одній горизонтальній площині. У цьому випадку мінімальна конфігурація антенної системи базується на поєднанні методу побудови лінійної антенної решітки, елементи якої розташовуються вздовж горизонтальної осі, методу побудови антенної системи з просторовою фільтрацією сигналу і методу вимірювання кутового положення джерела випромінювання.

Приклад 2. Попередня задача ускладнюється тим, що несні частоти роботи досліджуваного сигналу і завади співпадають. Тоді виникає необхідність використання методу розрізнення сигналу і завади за рахунок їх некогерентності, замість методу вимірювання кутового положення джерела випромінювання.

На етапі вимірювання параметрів сигналу використовуються математичні методи розрахунку основних параметрів досліджуваного сигналу. В залежності від конфігурації елементів антенного блоку, в основу даних математичних методів покладено розкладання прийнятої електромагнітної хвилі в лінійному або коловому ортогональному поляризаційному базисі.

Таким чином, синергія удосконалених і розроблених методів побудови антенної системи радіомоніторингу з функціями фільтрації та придушення завад, сукупність яких власне складає обґрунтовану методологію, забезпечує виконання основних функцій антенної системи і сприяє ефективному вирішенню завдань радіомоніторингу.

### **Висновки до другого розділу**

За результатами аналітичного огляду принципів побудови багатофункціональних антен моніторингу та радіоконтролю можна зробити такі висновки:

1. Функції виявлення джерела випромінювання, спостереження за полем випромінювання, радіоконтролю джерел випромінювання та параметрів поля випромінювання, визначення кутових координат місцеположення джерел та придушення завад можна реалізувати в антенних системах з просторовою фільтрацією електромагнітних хвиль завади та в антенах з компенсацією напруг завади.

2. Адаптивні антени дають можливість виявити випромінювання корисного сигналу на тлі досить сильних шумів і завад, але функції пеленгації можуть бути в таких антенах реалізовані лише за рахунок введення в систему додаткових блоків і алгоритмів, не притаманних методам адаптації.

3. За можливості контрольованого обертання лінійної антенної решітки навколо її осі, яка повинна бути паралельною лінії горизонту, стає доступним визначення як азимуту, так і кута місця джерела випромінювання.

4. Оскільки лінійна АР здатна вимінювати обидва координатних кути джерела випромінювання, то багатофункціональну АР можна побудувати лише на двох елементах, тобто як решітку з розмірністю  $2 \times 1$ .

5. Адаптивні АР виокремлюють корисний сигнал за рахунок електричного формування діаграми спрямованості з мінімумами в напрямках падіння електромагнітних хвиль завад, тоді як в антенних системах з фільтрацією і придушенням завади можна використовувати як електричне, так і механічне керування ДС. Для вибору способу керування необхідно провести дослідження чутливості антени до змін кутів  $\theta$  і  $\varphi$  в процесі мінімізації рівня завади.

6. Поєднання розглянутих в даному розділі методів формує методологію побудови антенної системи, яка вирішує необхідні для станції радіомоніторингу функції. З однієї сторони створюється можливість придушення або фільтрації сигналів завад та настроювання на сигнал, параметри якого необхідно вимірювати. З іншого боку є можливість пеленгації корисного сигналу і вимірювання всіх необхідних його параметрів.

## Список використаних джерел у другому розділі

1. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Білоус Н.М. Антенна система з амплітудною компенсацією завад. *Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем*. 2013. №8. С. 70–79.
2. Щербина О.А., Ільницький Л.Я. Антенна решітка з фазовою компенсацією завади. *Вісник інженерної академії України*. 2019. №3. С. 84–89.
3. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Мартиновченко К.В. Принцип побудови універсальної вимірювальної антени. *Наукоємні технології*. 2014. № 1(21). С. 41–48.
4. Initskiy L.Ya., Shcherbina O.A. Antenna system for measuring electromagnetic field parameters. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2014. Vol. 57, No. 1. P. 50–60.
5. Щербина О.А., Ільницький Л.Я., Михальчук І.І. Антенна система для станцій радіомоніторингу. *Наукоємні технології*. 2020. № 1(45). С. 28–40.
6. Щербина О.А., Ільницький Л.Я., Михальчук І.І. Кільцева антенна решітка для систем радіомоніторингу. *Наукоємні технології*. 2020. № 2(46). С. 153–163.
7. Щербина О.А. Принципи побудови антенних решіток для систем радіомоніторингу. *Наукоємні технології*. 2020. № 3(47). С. 307–315.
8. Ільницький Л.Я., Савченко О.Я., Сібрук Л.В. Антени та пристрої надвисоких частот: гідручник для ВНЗ. Київ: Укртелеком, 2003. 496с.
9. Randy L. Haupt. *Antenna Arrays: A Computational Approach*. New Jersey: John Wiley&SonsInc., 2010. 1095 p.

## **РОЗДІЛ 3**

### **РОЗРОБЛЕННЯ АНТЕННИХ СИСТЕМ РАДІОМОНІТОРИНГУ З ЛІНІЙНИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ АНТЕННИХ РЕШТОК**

Використовуючи класичні методи побудови придушення прийому сигналів завади та адаптації до електромагнітної обстановки, які були досліджені в першому розділі даної роботи, а також на основі методологічних принципів, що були розроблені в другому розділі, автором було побудовано структурні схеми антенних систем. Розглянемо декілька структурних схем, які можуть бути використані для вирішення задач радіомоніторингу, з різними рівнями складності та з різним набором функціональних можливостей.

#### **3.1. Антенні системи з придушенням впливу завад**

##### **3.1.1. Антенна система з амплітудною компенсацією завади**

Розглянемо структурну схему АС з амплітудною компенсацією завади. Ця схема може використовуватись для вимірювання параметрів електромагнітного поля в складній завадовій обстановці.

В АС [1, 2], що складається з двох елементів, компенсація завади здійснюється схемою, в якій використовуються інтегратори. Але процес інтегрування викликає затримку обчислення проміжних результатів і тим самим знижує швидкодію пристрою. Також схема пристрою ускладнюється, оскільки в кінці кожного періоду інтегрування напруга на виході інтегратора повинна набувати початкового значення. І, нарешті, досить важливою є вимога, щоб частота завади відрізнялася від частот сигналу, тобто щоб коливання завади і сигналу не були когерентними. А це значить, що при такому способі адаптації до електромагнітної обстановки неможливо позбутися від інтерференційної завади, яка виникає внаслідок багатопляхового поширення радіохвиль.

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

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

Ряд робіт [3-5], які було апробовано на наукових конференціях, присвячено спорідненим задачам. У наукових джерелах [6, 7] детально описано принцип дії АР з амплітудною компенсацією.

Розглянемо можливість компенсації завади за допомогою АР, що складається з трьох елементів (рис. 3.1).

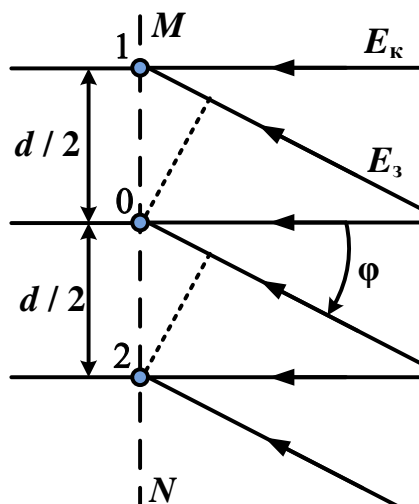


Рис. 3.1. Схематичне зображення триелементної АР

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

$$\left. \begin{aligned} E_k &= E_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k), \\ E_3 &= E_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3), \end{aligned} \right\}$$

де  $E_m^k$  і  $E_m^3$  – амплітудні значення напруженості електричних полів радіохвиль корисного сигналу і завади;  $\omega_k$  і  $\omega_3$  – колові частоти електромагнітних коливань сигналу і завади;  $\psi_k$  і  $\psi_3$  – початкові фази коливань сигналу і завади;  $t$  – поточний час.

З рис. 3.1 випливає, що напруги на затискачах елементів АР описуються як:

$$\begin{aligned}
U_0 &= l_d E_m^K \cos(\omega_k t + \psi_k) + l_d E_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3); \\
U_1 &= l_d E_m^K \cos(\omega_k t + \psi_k) + l_d E_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3 - \psi); \\
U_2 &= l_d E_m^K \cos(\omega_k t + \psi_k) + l_d E_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3 + \psi),
\end{aligned}$$

де  $U_0, U_1, U_2$  – напруга на затискачах елементів 0, 1 і 2;  $l_d$  – діюча довжина елемента АР;  $\psi = \frac{kd}{2} \sin \varphi$  – фазовий зсув, який обумовлений різницею ходу променів.

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

$$U_3 = AU_0; U_4 = AU_1; U_5 = AU_2. \quad (3.1)$$

Напругу  $U_3$  можна представити так:

$$U_3 = U_m^K \cos(\omega_k t + \psi_k) + U_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3), \quad (3.2)$$

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

$$\left. \begin{aligned}
U_m^K &= Al_d E_m^K; \\
U_m^3 &= Al_d E_m^3.
\end{aligned} \right\}$$

Сума напруг  $U_4$  і  $U_5$  становить

$$U_6 = U_4 + U_5 = 2U_m^K \cos(\omega_k t + \psi_k) + 2U_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3) \cos \psi \quad (3.3)$$

і різниця

$$U_7 = U_4 - U_5 = 2U_m^3 \sin(\omega_3 t + \psi_3) \sin \psi. \quad (3.4)$$

Підсилимо напругу  $U_3$  (3.2) рівно в два рази і віднімемо від неї напругу  $U_6$  (3.3). В результаті отримаємо:

$$U_8 = 2U_3 - U_6 = 2U_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3) (1 - \cos \psi). \quad (3.5)$$

Вирази (3.4) і (3.5) дають можливість визначити фазовий зсув  $\psi$ . Після амплітудних детекторів напруги (3.4) і (3.5) набувають вигляду:

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

Відношення одержаних напруг дорівнює:

$$\frac{U_9}{U_{10}} = \frac{\sin \psi}{1 - \cos \psi} = a, \text{ при } \sin \psi > 0 \text{ і } a > 0. \quad (3.6)$$

Можливі два варіанти розрахунку фазового зсуву. При першому варіанті розв'язуємо рівняння (3.6) відносно змінної  $\cos \psi$  (або  $\sin \psi$ ):

$$\sin \psi = a(1 - \cos \psi). \quad (3.7)$$

В другому варіанті знаходимо

$$\frac{\sin \psi}{1 - \cos \psi} = \frac{2 \sin \frac{\psi}{2} \cos \frac{\psi}{2}}{2 \sin^2 \frac{\psi}{2}} = \operatorname{ctg} \frac{\psi}{2} = a \quad (3.8)$$

Тоді з виразу (3.8) отримаємо

$$\operatorname{ctg} \psi = \frac{a^2 - 1}{2a}. \quad (3.9)$$

А з рівняння (3.7) отримуємо:

$$\cos \psi = \frac{a^2 - 1}{a^2 + 1}, \quad (3.10)$$

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

Вирази (3.9) і (3.11) справедливі, коли напрям падіння хвилі завади знаходиться в першому квадранті. Вираз (3.10) справедливий для азимутального кута  $\varphi$ , який знаходиться в межах  $-\pi/2 \leq \varphi \leq \pi/2$ . Отже, використання виразів (3.9) або (3.11) вимагає додаткового визначення знаку кута  $\psi$ , що може дещо ускладнити схему обробки сигналів. Але є ще один фактор, який впливає на подальший вибір алгоритму обробки напруг. Це динамічний діапазон зміни коефіцієнта передачі керованого чотириполюсника. Якщо використовується



величина  $\cos\psi$  (3.10), то необхідно помножити амплітуду напруги  $U_3$  (3.2) на  $2\cos\psi$

$$U_{11} = 2U_3 \cos\psi = 2U_m^k \cos\psi \cos(\omega_k t + \psi_k) + 2U_m^3 \cos\psi \cos(\omega_3 t + \psi_3). \quad (3.12)$$

Віднімемо напругу (3.12) від напруги (3.3)

$$U_{12} = U_6 - U_{11} = 2U_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k)(1 - \cos\psi). \quad (3.13)$$

З виразу (3.13) отримуємо, що напруга корисного сигналу, яка пропорційна напруженості поля  $E_k$ , дорівнює

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

Отже, щоб отримати напругу сигналу без завад, необхідно амплітуду напруги  $U_2$  помножити на величину  $1/(1 - \cos\psi)$ . Практично це можна зробити, якщо напругу  $U_2$  подати на вхід чотиріполюсника, коефіцієнт передачі якого визначається як  $K_1 = 1/(1 - \cos\psi)$  і який залежить від кута  $\psi$ . Динамічний діапазон коефіцієнта передачі змінюється при зміні положення джерела завади, тобто від азимутального кута  $\varphi$ .

На рис. 3.2 зображена залежність коефіцієнта передачі від азимутального кута за умови, що відстань між елементами антени  $d = \lambda/2$ . При малих значеннях кута  $\varphi$  коефіцієнт підсилення різко зростає, що і обмежує мінімальні азимутальні кути.

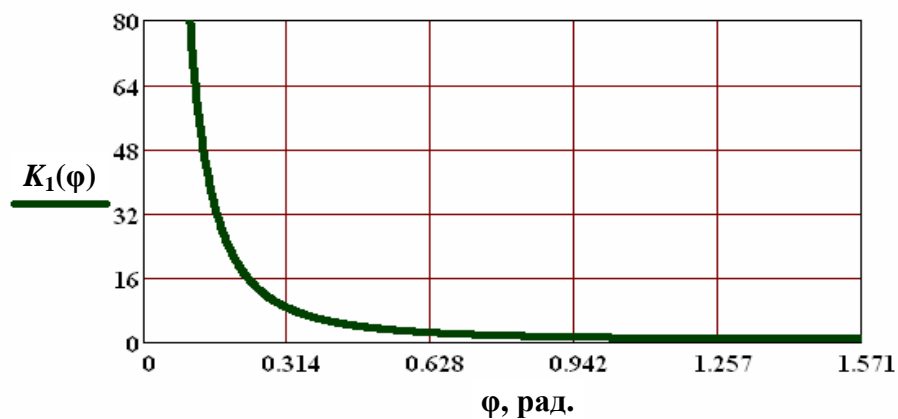


Рис. 3.2. Залежність коефіцієнта передачі  $K_1$  від азимутального кута  $\varphi$

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

Для визначення знака азимутального кута  $\varphi$  використаємо напруги  $U_7$  і  $U_8$ . З виразу (3.5) випливає, що напруга  $U_8$  не залежить від знака фазового зсуву  $\psi$ . Напруга  $U_7$  (3.4) змінює фазу на  $180^\circ$  в залежності від знака кута  $\psi$ . Зсунемо фазу напруги  $U_7$  на  $90^\circ$ . Отримуємо

$$U_{14} = 2U_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3) \sin \psi. \quad (3.14)$$

Сума напруг визначається як

$$U_{15} = U_8 + U_{14} = 4U_m^3 \sin \frac{\Psi}{2} \cos(\omega_3 t + \psi_3) \left( \sin \frac{\Psi}{2} + \cos \frac{\Psi}{2} \right). \quad (3.15)$$

Різниця прийме вигляд

$$U_{16} = U_8 - U_{14} = 4U_m^3 \sin \frac{\Psi}{2} \cos(\omega_3 t + \psi_3) \left( \sin \frac{\Psi}{2} - \cos \frac{\Psi}{2} \right). \quad (3.16)$$

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

$$\left. \begin{aligned} U_{17} &= \left| U_m^3 \sin \frac{\Psi}{2} \left( \sin \frac{\Psi}{2} + \cos \frac{\Psi}{2} \right) \right| \\ U_{18} &= \left| U_m^3 \sin \frac{\Psi}{2} \left( \sin \frac{\Psi}{2} - \cos \frac{\Psi}{2} \right) \right| \end{aligned} \right\} \quad (3.17)$$

Піднесемо напруги (3.17) до квадрату

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

Відношення квадратів напруг позначимо символом

$$b^2 = \frac{U_{17}^2}{U_{18}^2} = \frac{1 - \sin \psi}{1 + \sin \psi}. \quad (3.18)$$

З виразу (3.18) отримаємо формулу для визначення кута  $\psi$ :

$$\sin \psi = \frac{b^2 - 1}{b^2 + 1}. \quad (3.19)$$

З формули (3.19) випливає, що коли напруга  $U_{15} > U_{16}$ , то фазовий зсув  $\psi > 0$ , тобто азимутальний напрям падіння хвилі завади знаходиться в першому квадранті. Якщо  $U_{15} < U_{16}$ , то  $\psi < 0$  і азимутальний кут  $\varphi$  знаходиться у четвертому квадранті.

За відомим значенням функції  $\sin \psi$  (3.19) можна створити чотириполюсник з коефіцієнтом передачі  $K_2 = 0,5 \operatorname{cosec} \psi$ . Залежність коефіцієнта передачі  $K_2$  від азимутального кута  $\varphi$  наведена на рис. 3.3.

Помноживши напругу  $U_{14}$  (3.14) на коефіцієнт передачі чотириполюсника, визначимо напругу завади

$$U_{19} = K_2 U_{14} = U_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3). \quad (3.20)$$

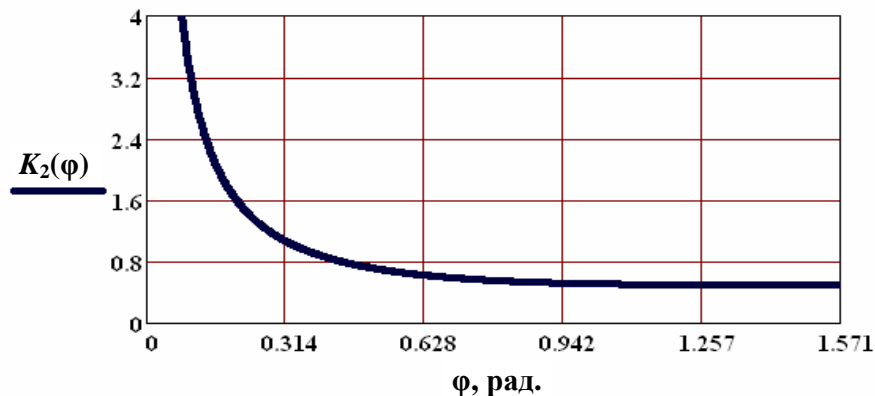


Рис. 3.3. Залежність коефіцієнта передачі  $K_2$  від азимутального кута  $\varphi$

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

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

Третій спосіб виокремлення напруги сигналу полягає у використанні коефіцієнта передачі чотириполюсника

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

При підведенні до входу чотириполюсника напруги  $U_{14}$  (3.14) на вихідних затискачах отримаємо

$$U_{21} = U_{14} \operatorname{ctg} \psi = 2U_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3) \cos \psi. \quad (3.21)$$

Віднімаємо цю напругу від напруги  $U_6$

$$U_{22} = U_6 - U_{21} = 2U_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k). \quad (3.22)$$

Зміна коефіцієнта передачі  $K_3$  в залежності від азимутального кута  $\varphi$  зображена на рис. 3.4.

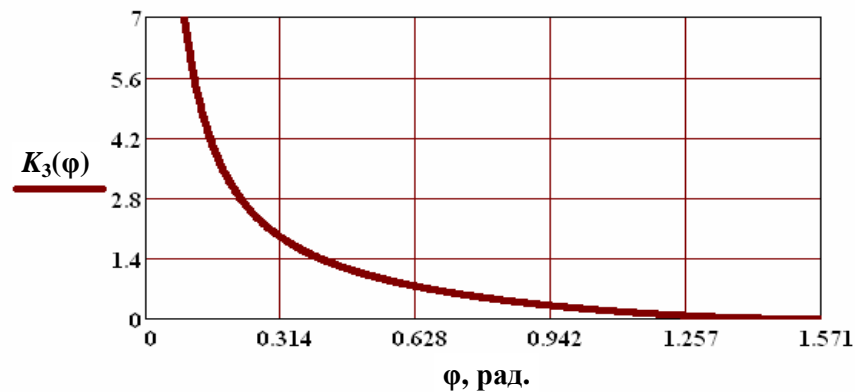


Рис. 3.4. Залежність коефіцієнта передачі  $K_3$  від азимутального кута  $\varphi$

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

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

Схемна реалізація виведених функціональних зв'язків для визначення напруги корисного сигналу, напруги завади та азимутального кута положення джерела завади зображено на рис. 3.5 [8].

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

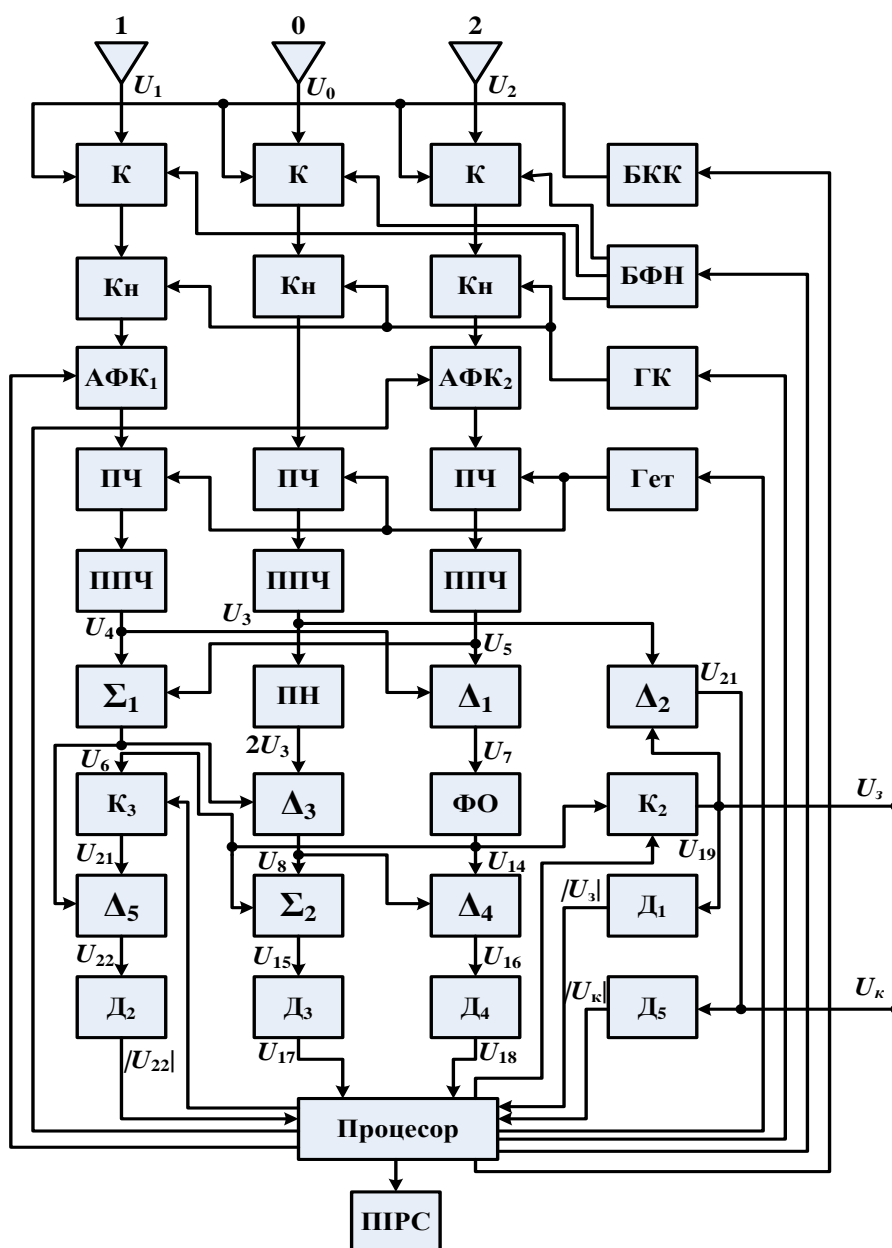


Рис. 3.5. Структурна схема триелементної АС

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

Передачу  $A$  каналу передачі сигналів елемента 0 вважаємо опорною, а в каналах елементів 1 і 2 передбачені амплітудно-фазові коректори АФК<sub>1</sub> і АФК<sub>2</sub>, за допомогою яких настроюють передачі  $A_1$  і  $A_2$  рівними передачі  $A$ . За допомогою гетеродина (Гет) і перетворювачів частоти (ПЧ) здійснюється ще одне частотне перенесення сигналів у досить вузьку смугу проміжної частоти, на якій більш доцільно використовувати подальші фазові і амплітудні перетворення сигналів. Підсилювачами проміжної частоти (ППЧ) напруги збільшуються до рівнів, які забезпечують впевнене функціонування вузлів пристрою.

На виході ППЧ отримуємо напруги  $U_3$ ,  $U_4$  і  $U_5$  згідно з виразами (3.1). Напряга  $U_6$  (3.3) утворюється за допомогою суматора  $\Sigma_1$ . Напряга  $U_7$  (3.4) з'явиться в результаті віднімання напруги  $U_5$  від напруги  $U_6$  пристроєм обчислення різниці напруг  $\Delta_1$ . Амплітуда напруги  $U_3$  збільшується вдвічі підсилювачем напруги ПН (масштабним операційним підсилювачем). Різниця напруг  $U_8$  (3.5) утворюється на виході блока  $\Delta_3$ . Фазообертач ФО зсуває фазу напруги  $U_7$  на  $90^\circ$  і на його вихідних затискачах з'являється напряга  $U_{14}$  (3.14). Сформовані напруги  $U_8$  і  $U_{14}$  дають можливість знайти після підсумування суматором  $\Sigma_2$  напругу  $U_{15}$  (3.15) і після віднімання блоком  $\Delta_4$  напругу  $U_{16}$  (3.16). Значення їх амплітуд  $U_{17}$  і  $U_{18}$ , отримані після амплітудних детекторів  $D_3$  і  $D_4$ , використовуються в процесорі для обчислення кута  $\psi$  за формулами (3.18) і (3.19).

Оскільки значення кута  $\psi$  стає відомим, то процесор відпрацьовує команди для встановлення коефіцієнта передачі  $K_2 = 0,5 \operatorname{cosec} \psi$  і  $K_3 = \operatorname{ctg} \psi$ . Напряга  $U_{14}$ , яка підведена до входу чотиріполюсника з коефіцієнтом передачі  $K_2$  набуває значення  $U_{19}$  (3.20). Отже, значення напруги завади  $U_3$  стає відомим. Це

дає можливість відняти від напруги  $U_3$ , яка складається з двох компонент (напруги корисного сигналу і напруги завади) за допомогою операційного підсилювача  $\Delta_2$  напругу завади і отримати напругу  $U_{20}$ , яка однозначно дорівнює напрузі корисного сигналу  $U_k$ . Амплітуди корисного сигналу і завади після детекторів  $D_1$  і  $D_5$  надходять у процесор.

Використовуючи ще три каскади, а саме чотириполосник з керованим коефіцієнтом передачі  $K_3$ , операційний підсилювач з диференційним входом  $\Delta_5$  і детектор  $D_2$  згідно з виразами (3.21) і (3.22), можемо отримати напругу корисного сигналу  $U_{22}$  і його амплітуду  $|U_{22}|$ . У процесорі за відомими діючою довжиною елементів АР  $l_d$  і коефіцієнтом передачі каналів  $A$  обчислюються напруженості поля корисного сигналу  $E_m^k$  і сигналу завади  $E_m^3$ . Результати обчислень  $\varphi$ ,  $|U_k|$ ,  $|U_3|$ ,  $E_m^k$  і  $E_m^3$  виводяться на пристрій індикації і реєстрації сигналів (ПРС).

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

### 3.1.2. Антенна система з фазовою компенсацією завади

В попередньому підрозділі була розглянута АС з амплітудною компенсацією завади. Її недоліками є необхідність використання каналів обробки сигналів з коефіцієнтами підсилення, пропорційними котангенсу кута, під яким надходить завада. Це обмежує можливість компенсації завади при малих кутових рознесеннях джерел корисного сигналу і завади. Крім того, схема автоматичної компенсації завади відносно складна [8]. Методи фазової компенсації не будуть вимагати від системи обробки сигналів значних коефіцієнтів підсилення та складних алгоритмів обробки радіочастотних сигналів.

Відомо [9], що АР, яка компенсує напругу завади за допомогою фазового зсуву, повинна складатися з парного числа елементів. Очевидно, що мінімальна кількість елементів, яка задовольняє таку умову, це два випромінювачі. Але АС двох випромінювачів – це звичайна рівноамплітудна АР, характеристики якої висвітлені у підручниках [10]. При великих відстанях між елементами ДС є багатопелюстковою з певною кількістю нулів і пелюсток однакової інтенсивності. Така ДС практично не забезпечує просторову фільтрацію, тому мінімальне число елементів необхідно збільшити вдвічі.

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

Схема АР зображена на рис. 3.6 [11]. Розглянемо її функціонування в режимі випромінювання. Точка спостереження знаходиться в дальній зоні під кутом  $\theta$  до перпендикуляра, який проведений до лінії розташування випромінювачів  $pq$ . Вважаємо, що випромінювачі ненапрявлені. Це можуть бути симетричні вібратори, перпендикулярні площині креслення. Напрями поширення радіохвиль від кожного з випромінювачів позначені як  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_3$  та  $r_4$  і вони паралельні один одному.

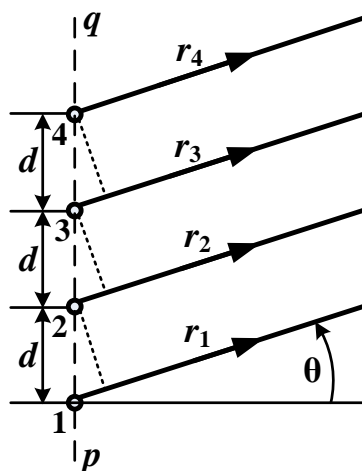


Рис. 3.6. Формування поля випромінювання.



Відстані між випромінювачами однакові і дорівнюють  $d$ . З рис. 3.6 видно, що відстань від  $s$ -го випромінювача до точки спостереження можемо представити у вигляді

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

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

$$\psi_s = (-1)^{s-1} \psi_0. \quad (3.23)$$

Як випливає з виразу (3.23), АР можна розглядати як дві рівноамплітудні синфазні АС, амплітудно-фазові характеристики спрямованості яких

$$\left. \begin{aligned} \tilde{f}_{1,3}(\theta) &= e^{i\psi_0} + e^{-i(-\psi_0+2kd \sin \theta)}, \\ \tilde{f}_{2,4}(\theta) &= e^{-i(\psi_0+kd \sin \theta)} + e^{-i(-\psi_0+3kd \sin \theta)}. \end{aligned} \right\}$$

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

$$\tilde{f}(\theta) = \tilde{f}_{1,3}(\theta) + \tilde{f}_{2,4}(\theta) = \left[ e^{-i\psi_0} + e^{i(-\psi_0+2kd \sin \theta)} \right] \tilde{f}_c(\theta), \quad (3.24)$$

де  $\tilde{f}_c(\theta) = e^{-ikd \sin \theta} + e^{-i3kd \sin \theta} = e^{-ikd \sin \theta} (1 + e^{-i2kd \sin \theta})$ .

З виразу (3.24) знаходимо амплітудну характеристику спрямованості:

$$f_c(\theta) = |\tilde{f}_c(\theta)| = |1 + \cos(2kd \sin \theta) - i \sin(2kd \sin \theta)| = 2 \cos(kd \sin \theta).$$

Амплітудний множник у квадратних дужках (3.24) дорівнює

$$\left[ e^{-i\psi_0} + e^{i(-\psi_0+2kd \sin \theta)} \right] = 2 \cos \left( \psi_0 + \frac{kd \sin \theta}{2} \right). \quad (3.25)$$

Знайдемо значення фазового зсуву  $\psi_0$  з умови компенсації завади. Очевидно, що при падінні на антену хвилі завади під кутом  $\theta = \theta_3$  множник (3.25) повинен набувати нульового значення. Отже,

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

При  $q = 1$  знаходимо мінімальне значення фазового зсуву

$$\psi_0 = \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{2d}{\lambda} \sin \theta_3 \right). \quad (3.26)$$

Характеристика спрямованості АР набуває вигляду

$$f(\theta) = \cos \left( \psi_0 + \frac{kd \sin \theta}{2} \right) \cos(kd \sin \theta). \quad (3.27)$$

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

$$x^3 + 5ax^2 - 5x - a = 0, \quad (3.28)$$

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

Для заданого значення  $\psi_0$  при  $d < \lambda$  знаходимо три дійсних кореня рівняння (3.28), які відповідають напрямам максимумів головної і двох бічних пелюсток, тобто

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

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

Придушення завади можна досягти і при фазовому розподілі, який буде відрізнятися від розподілу (3.23). Так, можна запропонувати фазові зсуви, за яких АР, що зображена на рис. 3.6, перетворюється на дві синфазні підрешітки без перекриття апертурою, тобто

$$\psi_1 = \psi_2 = \psi_0 \text{ і } \psi_3 = \psi_4 = -\psi_0. \quad (3.29)$$

Тоді формується ДС

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

де  $d_1$  – відстань між фазовими центрами АР.

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

$$f(\theta) = \cos(\psi_0 + kd \sin \theta) \cos\left(\frac{kd}{2} \sin \theta\right). \quad (3.30)$$

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

$$\psi_0 = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{4d}{\lambda} \sin \theta_3\right). \quad (3.31)$$

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

Структурна схема антени з фазовою компенсацією завади (рис. 3.7) складається з чотирьох каналів обробки сигналів, суматора  $\Sigma$  і процесора.

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

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

$$\dot{U}_s = \dot{U}_k + \dot{U}_3 e^{-i(s-1)\alpha}, \quad (3.32)$$

де  $\dot{U}_k$  – комплексна амплітуда корисного сигналу;  $\dot{U}_3$  – комплексна амплітуда завади.

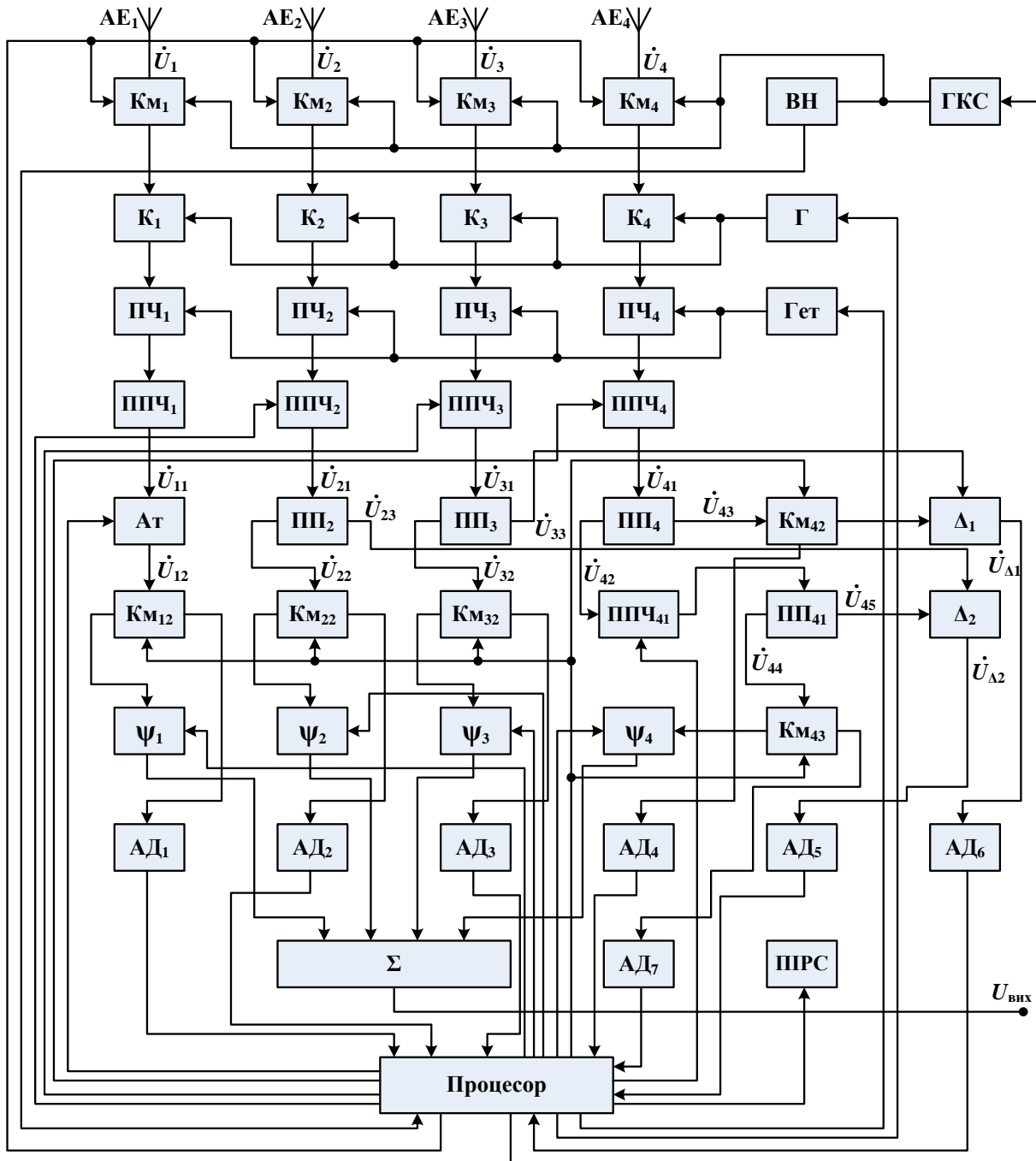


Рис. 3.7. Структурна схема антени з фазовою компенсацією завади

В режимі нормальної роботи комутатори приєднують виходи антенних елементів до входів конверторів K<sub>1</sub>-K<sub>4</sub>, які працюють із спільним генератором Г.

На виходах конверторів характер напруг залишається таким же, як і на виходах антенних елементів (3.32). Далі частоти напруг перетворюються перетворювачами частоти ПЧ<sub>1</sub>-ПЧ<sub>3</sub> в проміжну частоту знову без зміни амплітудно-фазових співвідношень. Після підсилення напруг підсилювачами проміжної частоти в кожному з чотирьох каналів маємо напруги ідентичні напругам (3.32), тобто

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

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

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

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

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

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

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

У четвертому каналі потужність сигналу  $\dot{U}_{42}$  збільшується вдвічі за допомогою підсилювача проміжної частоти ППЧ<sub>41</sub> і ділиться навпіл подільником потужності ПП<sub>41</sub>. Таким чином отримуємо три сигнали з однаковою напругою  $\dot{U}_{43} = \dot{U}_{44} = \dot{U}_{45}$ . Напруга  $\dot{U}_{43}$  в нормальному режимі – прийманні корисного

сигналу через комутатор  $K_{M42}$  надходить в блок  $\Delta_1$ , який формує різницевий сигнал. Беручи до увагу вираз (3.32), отримаємо

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

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

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

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

$$\dot{U}_{\Delta_2} = \dot{U}_{23} - \dot{U}_{45} = A[\dot{U}_k + \dot{U}_3 e^{-i\alpha}] - A[\dot{U}_k + \dot{U}_3 e^{-i3\alpha}], \text{ або}$$

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

В результаті детектування амплітудним детектором  $AD_5$  отримаємо напругу

$$U_{\Delta_2} = i4AU_3 \cos \frac{\alpha}{2} \sin \frac{\alpha}{2}. \quad (3.33)$$

На виході детектора  $AD_6$  утворюється постійна напруга

$$U_{\Delta_1} = i2AU_3 \sin \frac{\alpha}{2}. \quad (3.34)$$

В процесорі за значеннями напруг (3.33) і (3.34) обчислюється кут  $\theta_3$ , під яким падає хвиля завади на АР

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

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

В загальному випадку може виникнути ситуація, коли невідомим є квадрант, в якому знаходиться джерело завади. Тоді доцільно використати додаткову обробку сигналів  $\dot{U}_{\Delta_1}$  і  $\dot{U}_{\Delta_2}$  схемою, що зображена на рис. 3.8.

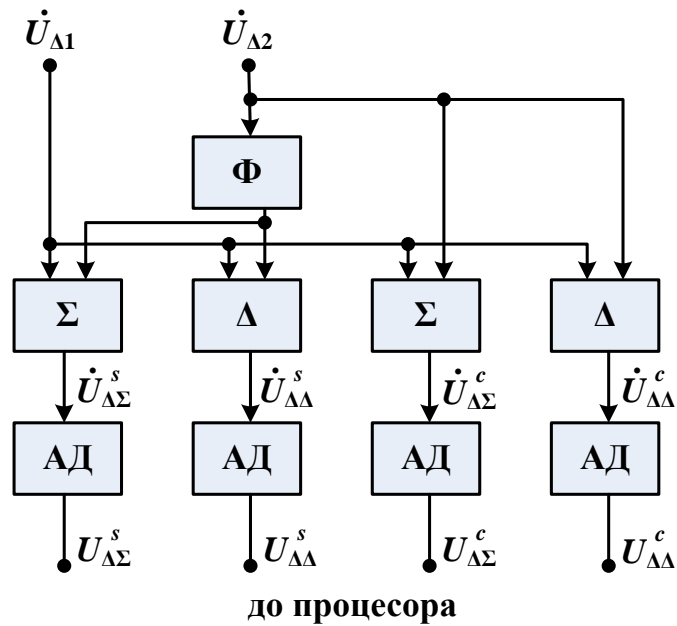


Рис. 3.8. Схема додаткової обробки сигналів

Напругу (3.34) запишемо у вигляді

$$\dot{U}_{\Delta 1} = ae^{-i\left(\frac{5}{2}\alpha - \frac{\pi}{2}\right)},$$

і напругу (3.33) так

$$\dot{U}_{\Delta 2} = ibe^{-i2\alpha},$$

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

Після фіксованого фазообертача  $\Phi$  фаза напруги  $\dot{U}_{\Delta 2}$  зсувається на  $90^\circ$ .

Тому

$$\tilde{U}_{\Delta 2} = be^{-i2\alpha}.$$

Сумарна напруга дорівнюватиме

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

Різницева напруга

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

Після амплітудних детекторів отримаємо

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

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

Очевидно, що синус необхідного кута визначатиметься як

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

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

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

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

Сигнал з напругою  $\dot{U}_{44}$  комутатором КМ<sub>43</sub> в режимі нормальної роботи спрямовується до фазообертача  $\psi_4$ . В режимі контролю ця напруга випрямляється за допомогою амплітудного детектора АД<sub>7</sub> і використовується у процесорі для настроювання коефіцієнта передачі ланцюга, що складається з підсилювача ППЧ<sub>41</sub> і подільника потужності ПП<sub>41</sub>. Очевидно, що цей коефіцієнт передачі за потужністю повинен дорівнювати одиниці для того, щоб задовольнялось рівняння  $\dot{U}_{42} = \dot{U}_{43} = \dot{U}_{44} = \dot{U}_{45}$ .

Процесор за відомими значеннями знака і величини  $\sin \theta_3$  формує команди для фазообертачів так, щоб  $\psi_1 = \psi_3 = \psi_0$  і  $\psi_2 = \psi_4 = -\psi_0$ , де  $\psi_0$  обчислюється за формулою (3.26), або  $\psi_1 = \psi_2 = \psi_0$  і  $\psi_3 = \psi_4 = -\psi_0$ , де  $\psi_0$  обчислюється за формулою (3.31). На виході суматора  $\Sigma$ , на входи якого надходять напруги з виходів фазообертачів, утворюється напруга корисного сигналу  $U_{\text{вих}}$ . При цьому



в діаграмі спрямованості АР утворюється нуль в напрямі розташування джерела завади  $\theta_3$ .

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

У синфазній рівноамплітудній АР струми живлення знаходяться в фазі ( $\psi_0 = 0$ ). Але для компенсації завади необхідно повернути у просторі решітку так, щоб перший нуль ДС збігався з напрямом на джерело завади. Отже, схема обробки сигналів майже не відрізняється від зображеної на рис. 3.7. Для такої антени не потрібні фазообертачі, але необхідно застосовувати електромеханічний поворотний пристрій. ДС решітки з чотирьох елементів при  $d = \lambda/2$  має вигляд

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

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

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

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

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

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

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

Тут прийнято, що  $d = \lambda/2$ .

Фазовий зсув  $\psi_0$  обчислюється за формулою

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

Відносна напруга корисного сигналу дорівнюватиме

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

Відстань між антенними елементами решітки в виразах (3.26), (3.27) і (3.30), (3.31) також візьмемо рівною половині довжини хвилі ( $d = \lambda/2$ ). Тоді за умови повного придушення завади відносний рівень вихідної напруги корисного сигналу буде дорівнювати

$$f_3(\theta = 0) = \cos\left(\frac{\pi}{2}(1 - \sin \theta_3)\right), \quad (3.35)$$

$$f_4(\theta = 0) = \cos\left(\frac{\pi}{2}(1 - 2\sin \theta_3)\right). \quad (3.36)$$

Вирази (3.27) і (3.30) ненормовані, їх максимальні значення при будь-яких значеннях  $\psi_0$  не перевищують одиниці. Тому, обчислені за формулами (3.35) і (3.36) відносні значення напруг корисних сигналів можуть для деяких кутів  $\theta_3$  бути дещо більшими, чим можна отримати в дійсності. На рис. 3.9 зображений характер залежності вихідної напруги від кутового рознесення джерел корисного сигналу і завади, а в табл. 3.1 приведені числові значення.

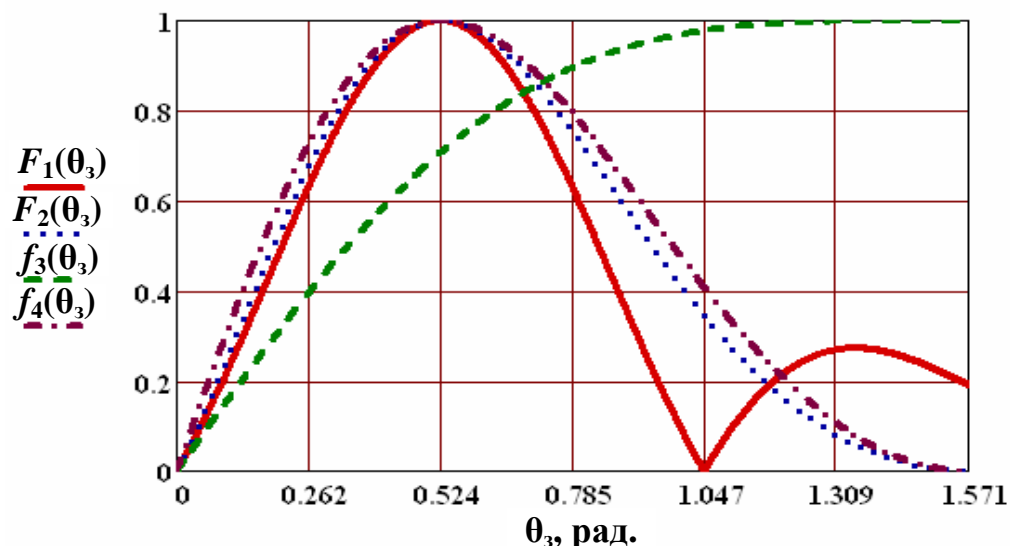


Рис. 3.9. Залежності вихідної напруги від кутового рознесення джерел корисного сигналу і завади

Таблиця 3.1

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

	Кутове рознесення джерел корисного сигналу і завади $\theta_3$							
	5°	10°	15°	30°	41,8°	50°	70°	90°
$F_1(\theta = 0)$	0,1896	0,4091	0,6312	1,0	0,7776	0,4091	0,2307	0,1907
$F_2(\theta = 0)$	0,2156	0,4522	0,6749	1,0	0,8368	0,6129	0,1452	0,0
$f_3(\theta = 0)$	0,1365	0,269	0,3954	0,7071	0,8659	0,933	0,9955	1,0
$f_4(\theta = 0)$	0,2704	0,5189	0,7264	1,0	0,8662	0,6706	0,1883	0,0

Як впливає з табл. 3.1, антена з придушенням завади повинна працювати за двома програмами. При  $\theta_3 < 41,8^\circ$  фазові зсуви встановлюються згідно з рівняннями (3.29), а при  $\theta_3 > 41,8^\circ$  фазові зсуви визначаються співвідношенням (3.23). За таких умов рівень корисного сигналу з повним придушенням завади буде найвищим.

### 3.1.3. Двоелементна адаптивна антена

Розглянемо найпростіший випадок побудови адаптивної антени, яка складається лише з двох елементів [1, 2]. Нажаль, в даному випадку просторова вибірковість антени безпосередньо не може бути використана. Це обумовлено тим, що напрямок на джерело перешкоди заздалегідь невідомо і до того ж джерело перешкоди може переміщатися. Крім того, двоелементна АР має досить широку ДС, що істотно знижує просторову роздільну здатність. Збільшення ж кількості елементів з метою підвищення просторової вибірковості призводить до збільшення витрат на виготовлення і обслуговування антени і може позбавити можливості використовувати її як антену мобільних станцій радіоконтролю.

Тобто в малоелементній АР необхідно щоб просторова вибірковість забезпечувалась обробкою сигналів. Принцип дії такої двоелементної антени

описаний в монографії [6]. Щоб побудувати на цьому принципі антену необхідно вирішити два завдання: автоматичне виявлення та визначення просторового розташування джерела завади, автоматична компенсація завади в прийнятому сигналі.

Рішення сформульованих завдань може бути реалізоване за допомогою схеми, представленої на рис. 3.10. Два ненапрямлених в горизонтальній площині випромінювача  $A_1$  і  $A_2$  розташовуються на відстані  $d$  один від одного таким чином, щоб лінія, яка з'єднує їх фазові центри, була перпендикулярна напрямку приходу хвилі з корисним сигналом (рис. 3.11).

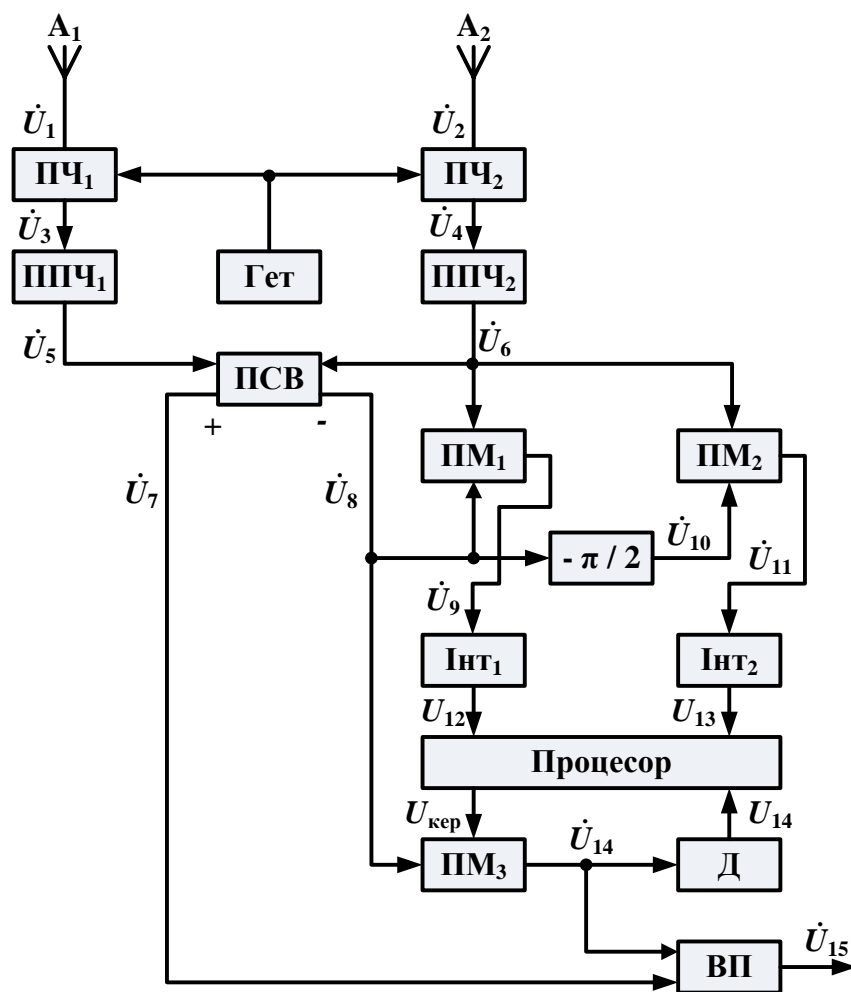


Рис. 3.10. Структурна схема двоелементної АР

Нехай напрямок приходу хвилі завади відхиляється на кут  $\theta$  від напрямку перпендикуляра до лінії розташування елементів АР. Завдяки цьому напруги

завади на затискачах елементів решітки будуть зсунуті за фазою, тоді як напруги корисного сигналу будуть у фазі

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= l_d \dot{E}_c + l_d \dot{E}_3 e^{i\psi} = \dot{U}_c + \dot{U}_3 e^{i\psi}; \\ \dot{U}_2 &= l_d \dot{E}_c + l_d \dot{E}_3 e^{-i\psi} = \dot{U}_c + \dot{U}_3 e^{-i\psi}, \end{aligned} \right\} \quad (3.37)$$

де  $l_d$  – діючі довжини елементів АР (повинні бути рівними один одному);  $\dot{E}_c$  – напруженість поля сигналу;  $\dot{E}_3$  – напруженість поля завади;  $\psi = \frac{kd}{2} \sin \theta$  – фазовий зсув, який обумовлений різницею ходу променів  $OB$  і  $CA_2$  (рис. 3.11);  $\dot{U}_c$ ,  $\dot{U}_3$  – комплексні амплітуди напруг сигналу та завади на затискачах антени.

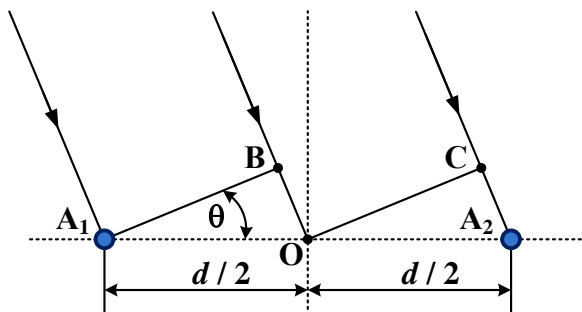


Рис. 3.11. Схематичне зображення елементів АР відносно напрямку приходу електромагнітної хвилі

Для забезпечення високої точності обробки сигналів і використання стандартних інтегральних мікросхем в пристрої обробки частоти, прийняті електромагнітні хвилі перетворюються за допомогою гетеродина Гет і перетворювачів частоти ПЧ<sub>1</sub> і ПЧ<sub>2</sub>. Завдяки цьому перетворені за частотою напруги зберігають фазові і амплітудні співвідношення. Напруги на виходах ПЧ<sub>1</sub> і ПЧ<sub>2</sub> можуть бути записані у вигляді

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_3 &= K_{\text{ПЧ1}} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_4 &= K_{\text{ПЧ2}} \dot{U}_2 \end{aligned} \right\} \quad (3.38)$$

де  $K_{\text{ПЧ1}}$ ,  $K_{\text{ПЧ2}}$  – коефіцієнти передачі перетворювачів частоти ПЧ<sub>1</sub> і ПЧ<sub>2</sub>.

Амплітуди перетворених сигналів збільшуються, проходячи через підсилювачі проміжної частоти ППЧ<sub>1</sub> та ППЧ<sub>2</sub>. Сигнали з виходів підсилювачів мають вигляд

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_5 &= a_1 K_{\text{ПЧ1}} \dot{U}_1 = a_1 K_{\text{ПЧ1}} (\dot{U}_c + \dot{U}_3 e^{i\psi}) \\ \dot{U}_6 &= a_2 K_{\text{ПЧ2}} \dot{U}_2 = a_2 K_{\text{ПЧ2}} (\dot{U}_c + \dot{U}_3 e^{-i\psi}) \end{aligned} \right\}, \quad (3.39)$$

де  $a_1, a_2$  – коефіцієнти підсилення.

В пристрої сумування-віднімання ПСВ утворюються сигнали, які з урахуванням (3.37), (3.38) і (3.39) записуються у вигляді

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_7 &= \dot{U}_5 + \dot{U}_6 = 2A(\dot{U}_c + \dot{U}_3 \cos\psi), \\ \dot{U}_8 &= \dot{U}_5 - \dot{U}_6 = i2A\dot{U}_3 \sin\psi. \end{aligned} \right\} \quad (3.40)$$

де  $A = a_1 K_{\text{ПЧ}} K_C = a_2 K_{\text{ПЧ2}} K_B$ ;  $K_C$  – коефіцієнти передачі каналу сумування напруг,  $K_B$  – коефіцієнт передачі каналу віднімання напруг.

Одночасно сигнал  $\dot{U}_6$  надходить на помножувачі ПМ<sub>1</sub> і ПМ<sub>2</sub>. На інші входи помножувачів підключається напруга  $\dot{U}_8$  і  $\dot{U}_{10}$ , яка являє собою зсунуту на  $90^\circ$  (за допомогою елемента зсуву фаз) напругу  $\dot{U}_8$ , тобто

$$\dot{U}_{10} = 2\dot{U}_3 \sin\psi. \quad (3.41)$$

На виході першого помножувача ПМ<sub>1</sub> отримуємо напругу  $\dot{U}_9$ , яка визначається в часовій області таким чином

$$\begin{aligned} U_9(t) &= M_1 U_6(t) U_8(t) = \\ &= M \left[ U_c U_3 \cos\omega_c t \cos\omega_3 t \sin\psi + U_3^2 \sin\psi \sin\omega_3 \cos(\omega_3 t - \psi) \right], \end{aligned} \quad (3.42)$$

де  $M = K_M a_2^2 K_{\text{ПЧ2}}^2 K_B$ ;  $K_M$  – коефіцієнт передачі помножувачів ПМ<sub>1</sub> і ПМ<sub>2</sub>;  $\omega_c$  і  $\omega_3$  – колові частоти напруги сигналу та завади.

На виході помножувача ПМ<sub>2</sub>, враховуючи (3.39) і (3.41), отримуємо

$$\begin{aligned} U_{11}(t) &= M_2 U_6(t) U_{10}(t) = \\ &= M \left[ U_c U_3 \cos\omega_c t \cos\omega_3 t \sin\psi + U_3^2 \sin\psi \cos\omega_3 \cos(\omega_3 t - \psi) \right]. \end{aligned}$$

Після інтегрування сигналів  $U_9(t)$  і  $U_{11}(t)$  за часом за період  $T$  знаходимо середнє значення напруг на виходах інтеграторів Інт<sub>1</sub> та Інт<sub>2</sub>

$$\left. \begin{aligned} U_{12} &= K_i \int_0^T U_9(t) dt \\ U_{13} &= K_i \int_0^T U_{11}(t) dt \end{aligned} \right\},$$

де  $K_i$  – коефіцієнт передачі інтеграторів.

Оскільки напруги сигналу і завади некогерентні ( $\omega_c \neq \omega_3$ ), то після інтегрування напруги  $U_{12}$  і  $U_{13}$  будуть постійними і рівними

$$\left. \begin{aligned} U_{12} &= K_i M U_3^2 \sin^2 \psi \\ U_{13} &= K_i M U_3^2 \sin \psi \cos \psi \end{aligned} \right\} \quad (3.43)$$

У процесорі обчислюється значення  $\text{ctg}\psi$  за значеннями напруг (3.43)

$$\text{ctg}\psi = \frac{U_{13}}{U_{12}}$$

і формується керуюча напруга

$$U_{\text{кер}} = b \text{ctg}\psi = b \frac{U_{13}}{U_{12}}. \quad (3.44)$$

Керуюча напруга прикладається до одного з входів третього помножувача ПМ<sub>3</sub>, до другого входу якого підведемо напругу  $\dot{U}_8$ . Очевидно, що на виході ПМ<sub>3</sub> напруга буде дорівнювати

$$\dot{U}_{14} = \dot{U}_8 b \text{ctg}\psi = b \dot{U}_8 \frac{U_{13}}{U_{12}}. \quad (3.45)$$

Якщо напругу  $\dot{U}_{14}$  продетектувати детектором Д, то, як впливає з виразів (3.40) і (3.45), отримуємо амплітуду напруги

$$U_{14} = 2AbU_3 \cos\psi.$$

Для правильного формування напруги  $\dot{U}_{14}$  її амплітуда в процесорі порівнюється з опорною напругою, яка обчислюється як

$$U_0 = \sqrt{\frac{U_{13}^2}{U_{12}}} = \sqrt{K_i M} U_3 \cos\psi. \quad (3.46)$$

Напруга  $\dot{U}_{14}$  (3.45) і напруга  $\dot{U}_7$  (3.40) надходять на входи віднімаючого пристрою ВП, на виході якого утворюється вихідний сигнал

$$\dot{U}_{15} = \dot{U}_7 - \dot{U}_{14} = 2A\dot{U}_c. \quad (3.47)$$

З рівності (3.47) визначається необхідні коефіцієнти передач розглянутих ланцюгів. Очевидно, що постійний множник з виразу (3.46) повинен задовольняти рівність

$$\sqrt{K_i M} = 2A, \quad (3.48)$$

а множник  $b$  з виразу (3.44) повинен дорівнювати одиниці. Якщо задовольняються ці вимоги, то значення керуючої напруги (3.44) обчислюється з умови

$$|U_0 - U_{14}| \leq \varepsilon,$$

де  $\varepsilon$  – допустима похибка, яка визначається за мінімально допустимим відношенням сигналу до завади.

З виразу (3.42) видно, що при коефіцієнті передачі пристрою сумування-віднімання ПСВ, рівному одиниці і коефіцієнті передачі помножувачів ПМ<sub>1</sub> і ПМ<sub>2</sub>  $K_M = 1$ , рівність (3.48) буде задовільною при  $K_i = 1$ . При стабільних значеннях коефіцієнтів передачі реалізація умови (3.48) не зустрічає будь-яких труднощів.

В результаті, на виході антенного пристрою напруга  $\dot{U}_{15}$  з точністю до адитивної складової  $2A\varepsilon\dot{U}_3 \cos\psi$  буде представляти собою корисний сигнал.

### **3.2. Універсальна антена для вимірювання параметрів електромагнітного поля**

Як було сказано раніше, функціонування РЕЗ у сучасних умовах регламентується цілою низкою технічних та організаційних положень. Для забезпечення безумовного виконання правил та норм Регламенту Радіозв'язку всіма користувачами радіочастотного ресурсу створені державні служби, які контролюють параметри випромінювання РЕЗ і які оснащуються апаратурою для радіомоніторингу електромагнітної обстановки та вимірювань параметрів електромагнітних полів. Очевидно, що одним із основних елементів такої апаратури є вимірювальна антена. Зв'язок між параметрами електромагнітного поля і ЕРС на вихідних затискачах антени визначається характеристикою спрямованості, діючою довжиною, діючою площею, коефіцієнтом підсилення та поляризаційними властивостями антени.



Параметри вимірювальної антени повинні бути відомими і визначені з великою точністю. Крім того, до таких параметрів антени як діюча площа, діюча довжина, коефіцієнт підсилення, коефіцієнт еліптичності висувають жорсткі вимоги щодо їх стабільності у часі та незалежності в робочому діапазоні від частоти. Але навіть якщо ці вимоги задовольняються, вимірювальна антена високої якості не гарантує високої точності вимірювання параметрів електромагнітного поля. Це обумовлене тим, що параметри антени визначають для випадків, коли досліджувана хвиля падає на антену в напрямі максимуму діаграми спрямованості. Якщо напрям поширення хвилі не збігається з максимумом ДС, то виникають залежності результатів вимірювання від координатних кутів та похибки у вимірюваннях напруженості електричного поля та параметрів поляризації радіохвилі.

Щоб усунути або мінімізувати такі похибки необхідно площину (лінію) розкриття антени орієнтувати перпендикулярно напрямку падіння радіохвилі. Зміна положення антени, її просторова орієнтація в процесі вимірювання вимагає певного часу і супроводжується деякими додатковими похибками. Це може унеможливити вимірювання у випадках, якщо джерело випромінювання пересувається у просторі, або тривалість випромінювання менша, чим тривалість просторового настроювання антени. Такий недолік звичайних вимірювальних антен робить їх використання в службах радіоконтролю неефективним.

Для виключення такого недоліку необхідно використовувати антену або антенну систему, яка б не потребувала просторового настроювання. Такі вимоги може задовольняти самофокусувальна АР [12]. Однак, АР, апертура якої орієнтується в напрямку приходу хвилі, досить громіздка і в більшості випадків не може бути використана як антена вимірювального пристрою.

Вимоги щодо швидкості та точності настроювання просторового положення вимірювальної антени можна задовольнити в деякій мірі за допомогою електромеханічного приводу з автоматичним пошуком напрямку приходу радіохвилі. Такий спосіб розв'язує проблему не в повній мірі, оскільки швидкодія

буде обмежена інерційними властивостями електромеханічного приводу і масою антени, а надійність конструкції беззаперечно зменшиться.

Тому найбільш радикальним способом розв'язання проблеми є створення антенної системи з застосуванням інформаційних технологій визначення будь-яких параметрів електромагнітного поля. При такому підході антенна система, що використовується або на фіксованій станції радіомоніторингу або на пересувній станції спостереження, не змінює свого положення відносно вибраної системи координат, тобто її просторове положення встановлюється так, щоб зберігались лише кутові координати між характерними напрямками діаграми спрямованості і географічними лініями перерізу земної кулі. При цьому наведені ЕРС будуть відображати параметри електромагнітного поля з урахуванням діаграми спрямованості антенної системи, напряму поширення радіохвилі і її поляризації.

### 3.2.1. Принципи побудови п'ятиелементної вимірювальної антени

Поляризаційні властивості електромагнітних хвиль вже багато десятиліть використовуються в радіотехніці [13]. Найчастіше поляризацію електромагнітної хвилі визначають, використовуючи лінійні ортогональні поляризаційні базиси, тобто представляючи будь-яку радіохвилю у вигляді двох складових [10]:

$$\left. \begin{aligned} e_{\theta} &= E_{\max}^{\theta} \cos \omega t; \\ e_{\varphi} &= E_{\max}^{\varphi} \cos(\omega t + \psi), \end{aligned} \right\} \quad (3.49)$$

де  $E_{\max}^{\theta}$  – амплітуда складової, площина поляризації якої збігається з меридіональною площиною сферичної системи координат ( $\varphi = \text{const}$ );  $E_{\max}^{\varphi}$  – амплітуда складової, площина поляризації якої збігається з азимутальною площиною ( $\theta = \pi/2$ );  $\omega$  – колова частота коливань;  $\psi$  – фазовий зсув векторів напруженості складових електричного поля з ортогональною поляризацією.

З виразів (3.49) випливає, що для обчислення поляризаційних параметрів – коефіцієнта еліптичності, напряму обходу вектором напруженості поляризаційного еліпса і кута нахилу поляризаційного еліпса необхідно виміряти три параметри:  $E_{\max}^{\theta}$ ,  $E_{\max}^{\varphi}$  і  $\psi$ .

Принцип побудови АС поляриметра, яка складається з чотирьох лінійних елементів було розглянуто в матеріалах конференції [3-5]. Розширимо функціональні можливості цієї АС.

Напрямок поширення електромагнітної хвилі визначається меридіональним кутом  $\theta$  і азимутальним кутом  $\varphi$ . Для однозначного вимірювання кута  $\theta$  можна використати систему, що складається з двох антен розташованих по вертикалі, оскільки кут  $\theta$  знаходиться в двох квадрантах ( $0 \leq \theta \leq \pi$ ).

Однозначне визначення азимутального кута вимагає використання АС, що складатиметься не менше чим з трьох елементів, але розташованих в горизонтальній площині. Отже, в принципі, використовуючи АС, побудовану з п'яти елементів лінійної поляризації можна визначити всі пошукувані параметри електромагнітного поля. Тому завдання полягає в створенні аналітичного апарату, який би при мінімальній кількості елементів в АР забезпечував за виміряними ЕРС обчислення всіх параметрів електромагнітного поля.

АС для вимірювань параметрів поляризації радіохвилі в лінійному поляризаційному ортогональному базисі доцільно утворити з елементів лінійної поляризації. Очевидно, що для цієї мети підходять симетричні або несиметричні вібратори. Як було визначено раніше, АС повинна складатися з п'яти елементів.

Розташуємо вібратори так, щоб осі трьох із них були взаємно перпендикулярні (рис. 3.12). Решта два вібратори встановлюються співвідносно з вібратором 3 і вібратором 2 [14, 15].

Вібратор 1 орієнтують у заздалегідь вибраному напрямі, наприклад, паралельно лінії меридіану, а вісь вібратора 3 встановлюють перпендикулярно поверхні Землі. Тоді вісь вібратора 2 буде паралельна лініям географічної широти. Прив'язуємо до антени прямокутну і сферичну системи координат.

Нехай електромагнітна хвиля з вектором напруженості електричного поля  $\vec{E}$  падає на АС під довільно взятими кутами  $\theta$  і  $\varphi$ . На відстані  $r$  від початку системи координат  $(r, \theta, \varphi)$  на промені, що проходить через суміщені фазові центри вібраторів 1, 2 і 3, виокремимо точку спостереження  $M$  і проведемо

площину  $S$  перпендикулярно напрямку поширення хвилі  $MO$ . В площині  $S$  знаходяться вектори  $\vec{E}$  і його складові  $\vec{E}_\theta$  і  $\vec{E}_\varphi$ , а також орти системи координат  $\vec{\theta}_0$  і  $\vec{\varphi}_0$ .

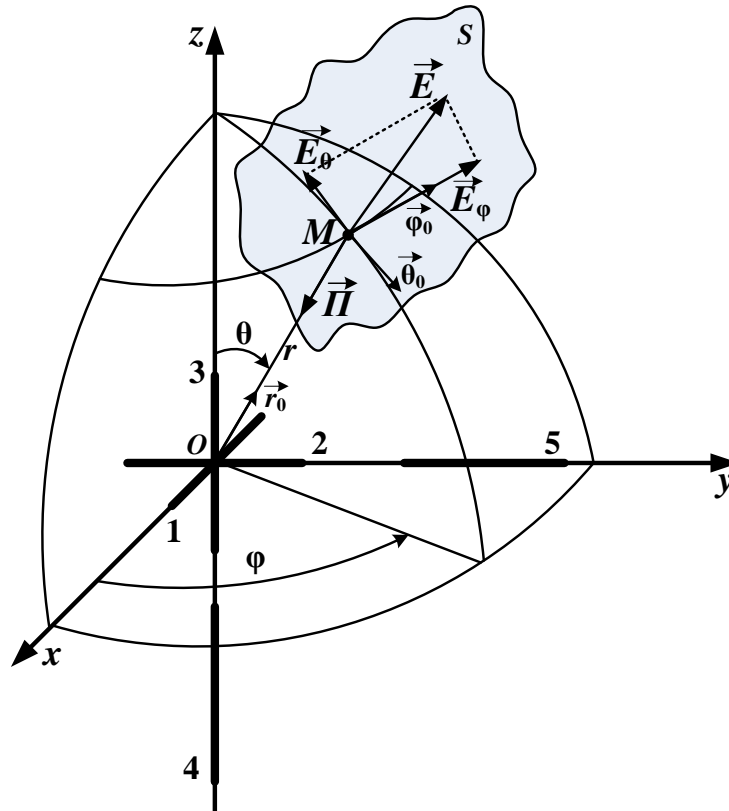


Рис. 3.12. Розташування лінійних елементів антени в системах координат

Для спрощення аналітичних виразів у подальшому для гармонійних змінних величин використовуватимемо комплексні методи. Вектор Пойтінга  $\vec{\Pi}$  спрямований в точку  $O$  – фазовий центр антенної системи. Всі вібратори мають однакову діючу довжину  $l_d$ . Фазові центри вібраторів 2 і 5, 3 і 4 віддалені один від одного на відстань  $d$ .

За допомогою вібраторів 3 і 4 визначають меридіональний кут  $\theta$ . На рис. 3.13 зображена система двох вібраторів (3 і 4) і напрям падіння електромагнітної хвилі.

Електрорушійна сила на затискачах вібратора 3 дорівнюватиме

$$\dot{\varepsilon}_3 = l_d \dot{E}_\theta F_3(\theta), \quad (3.50)$$

де  $F_3(\theta)$  – характеристика спрямованості (ХС) вібратора 3.

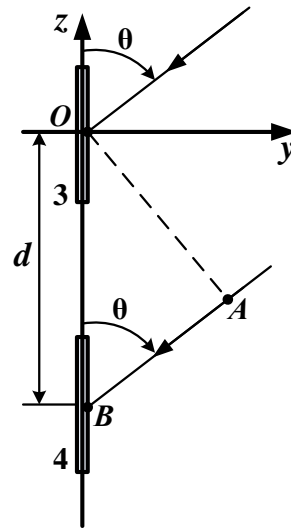


Рис. 3.13. Система двох вібраторів

Оскільки фронт хвилі проходить по лінії  $OA$ , то ЕРС на затискачах вібратора 4 буде такою

$$\dot{\epsilon}_4 = l_d \dot{E}_\theta F_4(\theta) e^{ikd \cos \theta}, \quad (3.51)$$

де  $F_4(\theta)$  – ХС вібратора 4.

ХС вібраторів 3 і 4 завдяки осьовій симетрії не залежать від азимутального кута  $\varphi$ . Використовуючи ідентичні конструкції вібраторів 3 і 4 та однакові відносні довжини плечей, отримаємо однакові ХС. Тобто вважаючи, що

$$F_3(\theta) = F_4(\theta) = F(\theta),$$

знайдемо різницю ЕРС (3.51) і (3.50)

$$\begin{aligned} \dot{\epsilon}_\Delta &= \dot{\epsilon}_4 - \dot{\epsilon}_3 = l_d \dot{E}_\theta F(\theta) e^{-ikd \cos \theta} - l_d \dot{E}_\theta F(\theta) = \dot{\epsilon}_3 e^{-i \frac{kd}{2} \cos \theta} \left( e^{-i \frac{kd}{2} \cos \theta} - e^{i \frac{kd}{2} \cos \theta} \right) = \\ &= i 2 \dot{\epsilon}_3 e^{-i \frac{kd}{2} \cos \theta} \sin \left( \frac{kd}{2} \cos \theta \right). \end{aligned} \quad (3.52)$$

Аналогічно знаходимо суму напруг

$$\dot{\epsilon}_\Sigma = 2 \dot{\epsilon}_3 e^{-i \frac{kd}{2} \cos \theta} \cos \left( \frac{kd}{2} \cos \theta \right). \quad (3.53)$$

Відношення амплітуди напруг, що входять в ліву частину рівнянь (3.52) і (3.53), дає можливість визначити меридіональний кут  $\theta$

$$\frac{|\dot{\epsilon}_{\Delta}|}{|\dot{\epsilon}_{\Sigma}|} = \operatorname{tg}\left(\frac{kd}{2} \cos\theta\right). \quad (3.54)$$

Кут  $\theta$  може змінюватись від 0 до  $\pi$ . Реально кут  $\theta$  може набувати значень більших  $\pi/2$ . Але вираз (3.54) дає можливість однозначно обчислити кут  $\theta$  лише для випадку, якщо задовольняється нерівність ( $0 \leq \theta \leq 90^\circ$ ), оскільки ліва частина виразу (3.54) може приймати лише позитивні значення. Для однозначного результату обчислень кута  $\theta$  представимо модулі напруг (3.52) і (3.53) у вигляді [16]

$$|\dot{\epsilon}_{\Delta}| = |\dot{\epsilon}_4 - \dot{\epsilon}_3| = \sqrt{\epsilon_3^2 + \epsilon_4^2 - 2\epsilon_3\epsilon_4 \cos(kd \cos\theta)} = \epsilon_{\Delta}, \quad (3.55)$$

$$|\dot{\epsilon}_{\Sigma}| = |\dot{\epsilon}_3 + \dot{\epsilon}_4| = \sqrt{\epsilon_3^2 + \epsilon_4^2 + 2\epsilon_3\epsilon_4 \cos(kd \cos\theta)} = \epsilon_{\Sigma}. \quad (3.56)$$

Тоді, підносячи в квадратах вирази (3.55) і (3.56), отримаємо

$$\cos(kd \cos\theta) = \frac{\epsilon_{\Sigma}^2 - \epsilon_{\Delta}^2}{4\epsilon_3\epsilon_4} = \frac{\epsilon_{\Sigma}^2 - \epsilon_{\Delta}^2}{4\epsilon_3^2}. \quad (3.57)$$

Прийmemo, що  $d = \lambda/2$ , тоді  $kd = \pi$ . На жаль із виразу (3.57) однозначний кут  $\theta$  не можна розрахувати. Це добре видно з графіка залежності  $y_1 = f(\theta)$ , зображеного на рис. 3.14, де  $f(\theta) = \cos(\pi \cos\theta)$ .

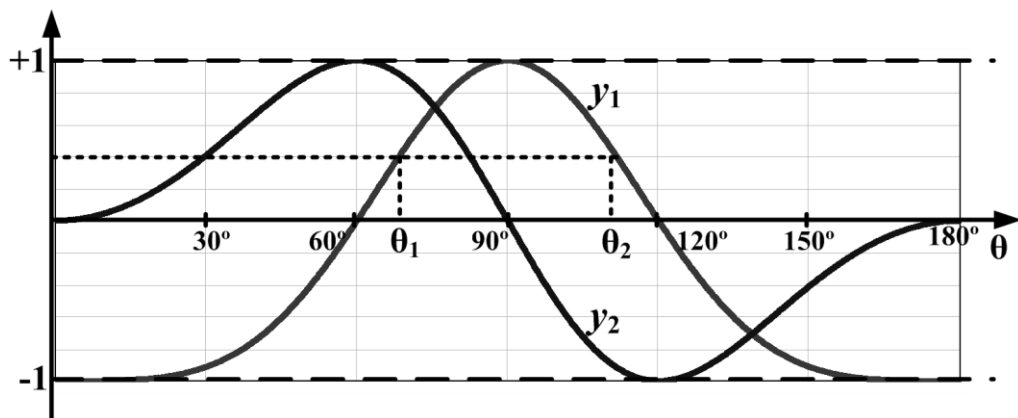


Рис. 3.14. Графік залежності  $y_1 = \cos(\pi \cos\theta)$

Функція має максимум при  $\theta = 90^\circ$  і тому для одного і того ж значення правої частини рівняння (3.57) отримуємо два значення кута  $\theta$ . На рис. 3.14 показано, що для числа  $y_1$  маємо два значення кутів  $\theta_1$  і  $\theta_2$ .

Щоб розширити область однозначного розрахунку азимутального кута за межі інтервалу  $0..90^\circ$ , використаємо зсув фази напруги  $\dot{\varepsilon}_4$  на кут  $\pi/2$ . При цьому вираз (3.51) набуває вигляду

$$\dot{\varepsilon}_4 = \dot{\varepsilon}_3 e^{-i\left(kd\cos\theta - \frac{\pi}{2}\right)}.$$

Оскільки  $\cos(\pi\cos\theta - \pi/2) = \sin(\pi\cos\theta)$ , то вирази (3.55) і (3.56) приймають такі значення

$$\tilde{\varepsilon}_\Delta = \varepsilon_3 \sqrt{2 - 2\sin(\pi\cos\theta)},$$

$$\tilde{\varepsilon}_\Sigma = \varepsilon_3 \sqrt{2 + 2\sin(\pi\cos\theta)}.$$

Звідси

$$\sin(\pi\cos\theta) = \frac{\tilde{\varepsilon}_\Sigma^2 - \tilde{\varepsilon}_\Delta^2}{4\varepsilon_3\varepsilon_4}. \quad (3.58)$$

Функція  $y_2 = \sin(\pi\cos\theta)$  також зображена на рис. 3.14. Функції  $y_1$  і  $y_2$  сумісно дають змогу однозначно виміряти меридіональний кут. Праві частини рівнянь (3.57) і (3.58), незважаючи на те, що туди входять амплітуди змінних величин, в залежності від співвідношень між сумою і різницею ЕРС, можуть бути і позитивними і від'ємними. Значення кута  $\theta$  за обчисленими значеннями правих частин ( $y_1$  і  $y_2$ ) знаходяться в результаті таких логічних операцій [17]:

1) якщо  $\text{sign}y_1 = -1$  і  $\text{sign}y_2 = +1$ , то кут  $\theta$  знаходиться в інтервалі  $(0^\circ \leq \theta \leq 60^\circ)$ ;

2) якщо  $\text{sign}y_1 = +1$  і  $\text{sign}y_2 = +1$ , то кут  $\theta$  знаходиться в інтервалі  $(60^\circ \leq \theta \leq 90^\circ)$ ;

3) якщо  $\text{sign}y_1 = +1$ , а  $\text{sign}y_2 = -1$ , то кут  $\theta$  знаходиться в інтервалі  $(90^\circ \leq \theta \leq 120^\circ)$ ;

4) якщо  $\text{sign}y_1 = -1$ , а  $\text{sign}y_2 = -1$ , то кут  $\theta$  знаходиться в інтервалі  $(120^\circ \leq \theta \leq 180^\circ)$ .

На перший погляд випадок 4 здається малоімовірним, але при встановленні вимірювальної апаратури на літаку або гелікоптері кут приходу хвилі  $\theta$  може суттєво перевищувати  $120^\circ$ . Випадок 3 зустрічатиметься частіше, оскільки вимірювальну антену можна розміщувати на щоглах, висотних спорудах, дахах будинків тощо. Отже, за допомогою вібраторів 3 і 4 однозначно вимірюється кут  $\theta$  у всій області його існування

$$\theta_{1,2} = \arccos \left[ \frac{1}{\pi} \arccos \left( \frac{\varepsilon_\Sigma^2 - \varepsilon_\Delta^2}{4\varepsilon_3^2} \right) \right],$$

$$\theta_{3,4} = \arcsin \left[ \frac{1}{\pi} \arccos \left( \frac{\tilde{\varepsilon}_\Sigma^2 - \tilde{\varepsilon}_\Delta^2}{4\varepsilon_3^2} \right) \right].$$

З чотирьох можливих варіантів реальне значення кута  $\theta$  визначається або за допомогою логічних операцій або із рівняння  $\theta_p = \theta_q$ , де  $p = 1, 2$ ,  $q = 3, 4$ .

Отриманий меридіональний кут  $\theta$  використовуємо для обчислення меридіональної складової вектора напруженості електричного поля. Для цього знаходимо амплітудне значення ЕРС  $\varepsilon_3$  і вираз (3.50) перетворюємо до вигляду

$$E_{\max}^\theta = \frac{\varepsilon_3}{l_d F(\theta)}. \quad (3.59)$$

Для визначення азимутального кута  $\varphi$ , під яким падає на антенну систему електромагнітна хвиля та азимутальної складової вектора напруженості електричного поля  $E_{\max}^\varphi$  використовуємо вібратори 1, 2, 5 (рис. 3.12).

Передусім потрібно їх характеристики спрямованості представити як функції кутів  $\theta$  і  $\varphi$ . Очевидно, що всі вібратори мають однакові характеристики спрямованості, які у власних сферичних системах координат описуються ідентичними формулами. Для вібраторів 2 і 5 власна система координат  $(r, \alpha, \beta)$  зображена на рис. 3.15.



Полярна вісь системи збігається з віссю  $Oy$ . Меридіональна площина ( $\beta = \text{const}$ ) проходить через вісь  $Oy$  і точку спостереження  $M$ , координати якої в новій системі  $(r, \alpha, \beta)$ . Орт  $\vec{r}_0$  є спільним для обох сферичних систем координат, що дає можливість знайти зв'язок між координатами  $(r, \theta, \varphi)$  і  $(r, \alpha, \beta)$ .

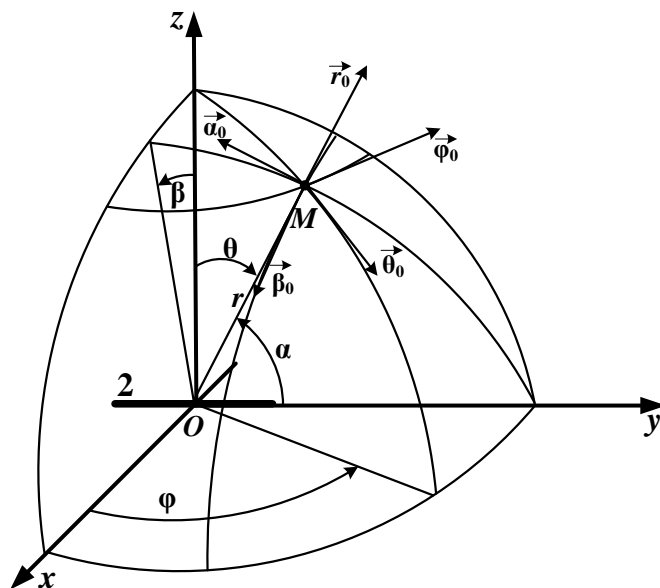


Рис. 3.15. Власна система координат для вібраторів 2 і 5

Власна система координат вібратора 1 зображена на рис. 3.16.

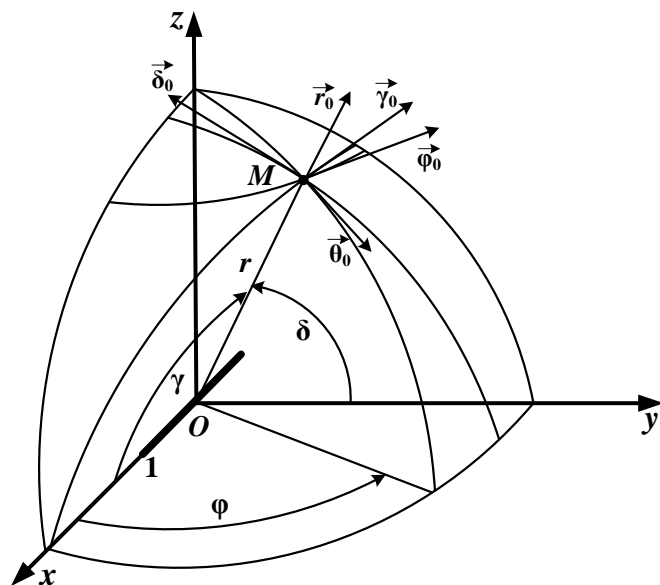


Рис. 3.16. Власна система координат для вібратора 2

Меридіональний кут  $\gamma$  відраховується від осі  $Ox$ . Азимутальний кут  $\delta$  точки спостереження  $M$  є кутом між координатами  $xOy$  і меридіональною площиною, яка проходить через вісь  $Ox$  і точку  $M$ . Як і в попередньому випадку орт  $\vec{r}_0$  є спільним і для системи координат  $(r, \gamma, \delta)$  і  $(r, \theta, \varphi)$ . Оскільки ці три сферичні системи координат прив'язані до однієї і тієї ж прямокутної системи координат  $xOyZ$ , то представимо вектор  $\vec{r}_0$  через орти  $\vec{x}_0, \vec{y}_0, \vec{z}_0$ .

В основній сферичній системі координат

$$\vec{r}_0 = \vec{x}_0 \sin \theta \cos \varphi + \vec{y}_0 \sin \theta \sin \varphi + \vec{z}_0 \cos \theta. \quad (3.60)$$

У власній системі координат вібраторів 2 і 5

$$\vec{r}_0 = \vec{x}_0 \sin \alpha \sin \beta + \vec{y}_0 \cos \alpha + \vec{z}_0 \sin \alpha \cos \beta. \quad (3.61)$$

У власній системі координат вібратора 1

$$\vec{r}_0 = \vec{x}_0 \cos \gamma + \vec{y}_0 \sin \gamma \cos \delta + \vec{z}_0 \sin \gamma \sin \delta. \quad (3.62)$$

Враховуючи, що орт  $\vec{r}_0$  для трьох сферичних систем координат спільний, з виразів (3.60), (3.61), (3.62), знаходимо

$$\left. \begin{aligned} \cos \alpha &= \sin \theta \sin \varphi; \\ \sin \alpha &= R_\alpha = \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \varphi}; \\ \cos \beta &= \cos \theta / R_\alpha; \\ \sin \beta &= \sin \theta \cos \varphi / R_\alpha; \\ \cos \gamma &= \sin \theta \cos \varphi; \\ \sin \gamma &= R_\gamma = \sqrt{1 - \sin^2 \theta \cos^2 \varphi}; \\ \cos \delta &= \sin \theta \sin \varphi / R_\gamma; \\ \sin \delta &= \cos \theta / R_\gamma. \end{aligned} \right\} \quad (3.63)$$

У власних сферичних системах координат ХС всіх п'яти вібраторів визначається однаковими формулами, аргументом яких є лише меридіональний кут, тобто для вібраторів 3 і 4 це  $F(\theta)$ , для вібраторів 2 і 5 це  $F(\alpha)$  і для вібратора 1 це  $F(\gamma)$ . ЕРС на затискачах будь-якого вібратора і фазовий центр якого збігається з початком системи координат, визначається аналогічно формулі (3.50)

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varepsilon}_1 &= l_d \dot{E}_\gamma F(\gamma); \\ \dot{\varepsilon}_2 &= l_d \dot{E}_\alpha F(\alpha). \end{aligned} \right\} \quad (3.64)$$

ЕРС вібратора 5 визначається виразом аналогічним ЕРС вібратора 4,

$$\dot{\varepsilon}_5 = l_d \dot{E}_\alpha F(\alpha) e^{ikd \cos \alpha}. \quad (3.65)$$

Щоб записати формули (3.64) і (3.65) через координати  $\theta$  і  $\varphi$ , використовуємо зв'язок між ортами сферичних систем координат і ортами прямокутної системи координат [10]:

$$\left. \begin{aligned} \vec{\theta}_0 &= \vec{x}_0 \cos \theta \cos \varphi + \vec{y}_0 \cos \theta \sin \varphi - \vec{z}_0 \sin \theta; \\ \vec{\alpha}_0 &= \vec{z}_0 \cos \alpha \cos \beta + \vec{x}_0 \cos \alpha \sin \beta - \vec{y}_0 \sin \alpha; \\ \vec{\gamma}_0 &= \vec{y}_0 \cos \gamma \cos \delta + \vec{z}_0 \cos \gamma \sin \delta - \vec{x}_0 \sin \gamma; \\ \vec{\varphi}_0 &= -\vec{x}_0 \sin \varphi + \vec{y}_0 \cos \varphi; \\ \vec{\beta}_0 &= -\vec{z}_0 \sin \beta + \vec{x}_0 \cos \beta; \\ \vec{\delta}_0 &= -\vec{y}_0 \sin \delta + \vec{z}_0 \cos \delta. \end{aligned} \right\} \quad (3.66)$$

Враховуючи співвідношення (3.63) і (3.66), визначаємо скалярні добутки одиничних векторів

$$\left. \begin{aligned} (\vec{\theta}_0, \vec{\alpha}_0) &= -\cos \theta \sin \varphi / R_\alpha; \\ (\vec{\theta}_0, \vec{\gamma}_0) &= -\cos \theta \cos \varphi / R_\gamma; \\ (\vec{\varphi}_0, \vec{\theta}_0) &= -\cos \varphi / R_\alpha; \\ (\vec{\varphi}_0, \vec{\gamma}_0) &= \sin \varphi / R_\gamma. \end{aligned} \right\} \quad (3.67)$$

За допомогою співвідношень (3.63) і (3.67) вирази (3.64) і (3.65) для напруг на затискачах вібраторів 1, 2 і 5 перетворимо до вигляду

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varepsilon}_1 &= l_d \left[ -\cos \theta \cos \varphi \dot{E}_\theta + \sin \varphi \dot{E}_\varphi e^{i\nu} \right] F(\gamma) / R_\gamma; \\ \dot{\varepsilon}_2 &= l_d \left[ -\cos \theta \sin \varphi \dot{E}_\theta - \cos \varphi \dot{E}_\varphi e^{i\nu} \right] F(\alpha) / R_\alpha; \\ \dot{\varepsilon}_5 &= l_d \left[ -\cos \theta \sin \varphi \dot{E}_\theta - \cos \varphi \dot{E}_\varphi e^{i\nu} \right] e^{ikd \sin \theta \sin \varphi} F(\alpha) / R_\alpha. \end{aligned} \right\} \quad (3.68)$$

Для спрощення залежностей (3.68) використаємо короткі вібратори, для яких ХС має вигляд  $F(\theta) = \sin(\theta)$ ,  $F(\gamma) = \sin(\gamma)$ ,  $F(\alpha) = \sin(\alpha)$ . Найбільш придатними для такої мети можуть бути несиметричні активні вібратори, у яких

ХС з великою точністю описуються приведеними формулами у широкій смузі частот. В цьому випадку формули (3.50) і (3.68) набувають вигляду

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varepsilon}_1 &= l_d \left( -\cos\theta \cos\varphi \dot{E}_\theta + \sin\varphi \cos\psi \dot{E}_\varphi + i \sin\varphi \sin\psi \dot{E}_\varphi \right); \\ \dot{\varepsilon}_2 &= l_d \left( -\cos\theta \sin\varphi \dot{E}_\theta - \cos\varphi \cos\psi \dot{E}_\varphi - i \cos\varphi \sin\psi \dot{E}_\varphi \right); \\ \dot{\varepsilon}_3 &= l_d \dot{E}_\theta \sin\theta; \\ \dot{\varepsilon}_5 &= l_d \left( -\cos\theta \sin\varphi \dot{E}_\theta - \cos\varphi \cos\psi \dot{E}_\varphi - i \cos\varphi \sin\psi \dot{E}_\varphi \right) e^{ikd \sin\theta \sin\varphi}. \end{aligned} \right\} \quad (3.69)$$

Сума квадратів модулів ЕРС  $\dot{\varepsilon}_1$  і  $\dot{\varepsilon}_2$  дає можливість визначати складову  $E_\varphi$ .

Дійсно

$$\begin{aligned} \varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2 &= l_d^2 (\cos^2\theta \cos^2\varphi E_\theta^2 + \sin^2\varphi \cos^2\psi E_\varphi^2 - 2\cos\theta \cos\varphi \sin\varphi \cos\psi E_\theta E_\varphi + \\ &+ \sin^2\varphi \sin^2\psi E_\varphi^2 + \cos^2\theta \sin^2\varphi E_\theta^2 + \cos^2\varphi \cos^2\psi E_\varphi^2 + \\ &+ 2\cos\theta \cos\varphi \sin\varphi \cos\psi E_\theta E_\varphi + \cos^2\theta \sin^2\psi E_\varphi^2) = l_d^2 (\cos^2 E_\theta^2 + E_\varphi^2). \end{aligned}$$

Отже, обчислюємо амплітуду азимутальної складової за формулою

$$E_\varphi = \sqrt{\frac{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}{l_d^2} - \cos^2\theta E_\theta^2}. \quad (3.70)$$

Напрягу  $\dot{\varepsilon}_3$  використаємо, щоб розділяти дійсні і уявні складові  $\dot{\varepsilon}_1$  та  $\dot{\varepsilon}_2$ .

Оскільки дійсні складові знаходяться у фазі з напругою  $\dot{\varepsilon}_3$ , то кути між векторами  $\dot{\varepsilon}_1$  і  $\dot{\varepsilon}_3$ ;  $\dot{\varepsilon}_2$  і  $\dot{\varepsilon}_3$  будуть дорівнювати кутам між векторами  $\dot{\varepsilon}_1$  та  $\dot{\varepsilon}_2$  і їх дійсними складовими. Використовуючи обчислення кутів методом підсумовування і віднімання, можемо записати значення фазового зсуву між векторами  $\dot{\varepsilon}_1$  і  $\dot{\varepsilon}_3$

$$\chi_1 = \arccos \frac{\varepsilon_{\Sigma 1}^2 - \varepsilon_{\Delta 1}^2}{4\varepsilon_1 \varepsilon_3}, \quad (3.71)$$

де  $\varepsilon_{\Sigma 1} = |\dot{\varepsilon}_1 + \dot{\varepsilon}_3| = \sqrt{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_3^2 + 2\varepsilon_1 \varepsilon_3 \cos\chi_1}$  і  $\varepsilon_{\Delta 1} = |\dot{\varepsilon}_1 - \dot{\varepsilon}_3| = \sqrt{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_3^2 - 2\varepsilon_1 \varepsilon_3 \cos\chi_1}$ .

Аналогічно знаходимо фазовий зсув  $\chi_2$  для напруг  $\dot{\varepsilon}_2$  і  $\dot{\varepsilon}_3$

$$\chi_2 = \arccos \frac{\varepsilon_{\Sigma 2}^2 - \varepsilon_{\Delta 2}^2}{4\varepsilon_2 \varepsilon_3}, \quad (3.72)$$

де  $\varepsilon_{\Sigma 2} = |\dot{\varepsilon}_2 + \dot{\varepsilon}_3| = \sqrt{\varepsilon_2^2 + \varepsilon_3^2 + 2\varepsilon_2 \varepsilon_3 \cos\chi_2}$  і  $\varepsilon_{\Delta 2} = |\dot{\varepsilon}_2 - \dot{\varepsilon}_3| = \sqrt{\varepsilon_2^2 + \varepsilon_3^2 - 2\varepsilon_2 \varepsilon_3 \cos\chi_2}$ .

Оскільки фазові зсуви між напругами можуть приймати значення в інтервалі від  $0^\circ$  до  $180^\circ$ , то формули (3.71) і (3.72) зумовлюють однозначне обчислення фазових зсувів  $\chi_1$  і  $\chi_2$ .

За відомими кутами  $\chi_1$  і  $\chi_2$  перші два рівняння системи (3.69) перетворимо до вигляду

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_1 \cos \chi_1 &= l_d (\cos^2 \theta \cos^2 \varphi E_\theta^2 + \sin^2 \varphi \cos^2 \psi E_\varphi^2 - 2 \cos \theta \cos \varphi \sin \varphi \cos \psi E_\theta E_\varphi)^{\frac{1}{2}}; \\ \varepsilon_1 \sin \chi_1 &= l_d (\sin^2 \varphi \sin^2 \psi E_\varphi^2)^{\frac{1}{2}}; \\ \varepsilon_2 \cos \chi_2 &= l_d (\cos^2 \theta \sin^2 \varphi E_\theta^2 + \cos^2 \varphi \cos^2 \psi E_\varphi^2 + 2 \cos \theta \sin \varphi \cos \varphi \cos \psi E_\theta E_\varphi)^{\frac{1}{2}}; \\ \varepsilon_2 \sin \chi_2 &= l_d (\cos^2 \varphi \sin^2 \psi E_\varphi^2)^{\frac{1}{2}}. \end{aligned} \right\} (3.73)$$

Використовуючи друге та четверте рівняння системи (3.73), знаходимо

$$\cos 2\varphi = \frac{\varepsilon_2^2 \sin^2 \chi_2 - \varepsilon_1^2 \sin^2 \chi_1}{\varepsilon_1^2 \sin^2 \chi_1 + \varepsilon_2^2 \sin^2 \chi_2}. \quad (3.74)$$

Для того, щоб звузити область існування кутів  $\varphi$ , які визначаються за формулою (3.74), необхідно знайти значення величини  $\sin 2\varphi$ . Необхідно врахувати, що при розкладанні електромагнітної хвилі в лінійному поляризаційному базисі кут  $\psi$  може знаходитися в межах від  $-90^\circ$  до  $+90^\circ$  [18].

Отже, для всіх кутів  $\psi$  функція  $\cos \psi \geq 0$ . З другого з рівнянь системи (3.73) маємо

$$\sin \psi = \pm \frac{\sqrt{\varepsilon_1^2 \sin^2 \chi_1 + \varepsilon_2^2 \sin^2 \chi_2}}{l_d E_\varphi}, \quad (3.75)$$

$$\cos \psi = \frac{\sqrt{l_d^2 E_\varphi^2 - \varepsilon_1^2 \sin^2 \chi_1 - \varepsilon_2^2 \sin^2 \chi_2}}{l_d E_\varphi}. \quad (3.76)$$

Обчислене значення  $\cos \psi$  за формулою (3.76) підставляємо в перше і третє рівняння системи (3.73). Крім того, використовуємо значення  $\cos 2\varphi$  з формули (3.74). Це дає нам змогу отримати знак і модуль функції  $\sin 2\varphi$

$$\sin 2\varphi = \frac{A - B - C}{D}, \quad (3.77)$$

де  $A = \frac{\varepsilon_2^2 \cos^2 \chi_2}{l_d^2}$  ;  $B = \frac{\varepsilon_1^2 \cos^2 \chi_1}{l_d^2}$  ;  $C = \cos^2 \theta \cos 2\varphi E_\theta^2 - \cos^2 \psi \cos 2\varphi E_\psi^2$  і

$$D = \cos \theta \cos \psi E_\varphi.$$

Формула (3.74) або (4.77) визначає азимутальний кут з точністю до  $180^\circ$ . Цей висновок впливає з методики вимірювання кута  $\varphi$ . На рис. 3.17,а зображено координатні осі прямокутної системи координат в горизонтальній площині.  $M'O$  і  $M''O$  – проекції приходу хвилі до фазових центрів вібраторів 1, 2 і 3.

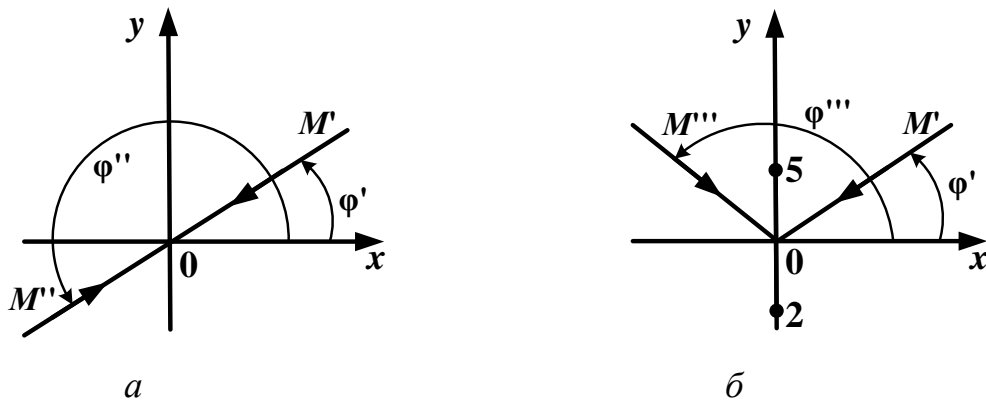


Рис. 3.17. Визначення знаку азимутального кута

Очевидно, що значення  $\cos 2\varphi'$  і  $\cos 2\varphi''$  будуть збігатися, незважаючи на те, що  $\varphi'' = \varphi' + 180^\circ$ . Отже, похибка може дорівнювати  $180^\circ$ .

Таблиця 3.2

Визначення знаку азимутального кута

	Квадрант I		Квадрант II		Квадрант III		Квадрант IV	
Кут $\varphi$	$0^\circ-45^\circ$	$45^\circ-90^\circ$	$90^\circ-$ $135^\circ$	$135^\circ-$ $180^\circ$	$180^\circ-$ $225^\circ$	$225^\circ-$ $270^\circ$	$270^\circ-$ $315^\circ$	$315^\circ-$ $360^\circ$
$2\varphi$	$0^\circ-90^\circ$	$90^\circ-$ $180^\circ$	$180^\circ-$ $270^\circ$	$270^\circ-$ $360^\circ$	$360^\circ-$ $450^\circ$	$450^\circ-$ $540^\circ$	$540^\circ-$ $630^\circ$	$630^\circ-$ $720^\circ$
Значення $\cos 2\varphi$	+	-	-	+	+	-	-	+
	1...0	0...-1	-1...0	0...1	1...0	0...-1	-1...0	0...1

Значення	0...1	1...0	0...-1	-1...0	0...1	1...0	0...-1	-1...0
$\sin 2\varphi$	+	+	-	-	+	+	-	-

Як видно з табл. 3.2, напрям приходу хвилі за формулами (3.75) або (3.77) визначається як можливість його знаходження в квадрантах I і III, або II і IV. Для уточнення кута  $\varphi$  використовуємо напруги  $\dot{\varepsilon}_2$  і  $\dot{\varepsilon}_5$  (3.69).

Напругу  $\dot{\varepsilon}_5$  представимо так

$$\dot{\varepsilon}_5 = \dot{\varepsilon}_2 e^{i\xi \sin \varphi}, \quad (3.78)$$

де  $\xi = kd \sin \theta$ .

Зсунемо напругу  $\dot{\varepsilon}_5$  на кут  $\pi/2$ . Тоді

$$\dot{\tilde{\varepsilon}}_5 = \dot{\varepsilon}_2 e^{i(\xi \sin \varphi - \pi/2)}.$$

Обчислюємо модуль різниці напруг

$$\tilde{\varepsilon}_{\Delta 5} = |\dot{\tilde{\varepsilon}}_5 - \dot{\varepsilon}_1| = \varepsilon_2 \sqrt{2 - 2 \cos(\xi \sin \varphi - \pi/2)} = \varepsilon_2 \sqrt{2 - 2 \sin(\xi \sin \varphi)}.$$

і модуль суми різниць

$$\tilde{\varepsilon}_{\Sigma 5} = |\dot{\varepsilon}_2 + \dot{\tilde{\varepsilon}}_5| = \varepsilon_2 \sqrt{2 + 2 \sin(\xi \sin \varphi)}.$$

За допомогою обчислених величин знаходимо необхідний фазовий зсув

$$\frac{\tilde{\varepsilon}_{\Sigma 5}^2 - \tilde{\varepsilon}_{\Delta 5}^2}{4\varepsilon_2^2} = \sin(\xi \sin \varphi). \quad (3.79)$$

Звідси

$$\sin \varphi = \frac{1}{\xi} \arcsin \left( \frac{\tilde{\varepsilon}_{\Sigma 5}^2 - \tilde{\varepsilon}_{\Delta 5}^2}{4\varepsilon_2^2} \right). \quad (3.80)$$

Величина  $\xi$  може приймати малі значення, оскільки кут  $\theta$  приймає значення від 0 до 180° (3.78).

Незважаючи на це, як впливає з виразів (3.79) і (3.80), знак функції  $\sin \varphi$  збігається із знаком лівої частини рівняння (3.79). Отже, оцінка кута  $\varphi$  також супроводжується певною невизначеністю. Але в цьому випадку кут  $\varphi'$  між віссю  $Ox$  і напрямом приходу хвилі  $OM'$  (рис. 3.17,б) може знаходитися у двох суміжних

квадрантах. Так, з рис. 3.17,б видно, що значення функції  $\sin \varphi'$  буде таким же як і функції  $\sin \varphi''$ , оскільки  $\varphi''' = 180^\circ - \varphi'$ .

При значеннях  $\xi > 90^\circ$  доцільно використовувати для обчислень азимутального кута сумарну і різницеву ЕРС без зсуву фази на  $90^\circ$ , тобто

$$\sin \varphi = \frac{1}{\xi} \arccos \frac{(\varepsilon_{\Sigma 5}^2 - \varepsilon_{\Delta 5}^2)}{4\varepsilon_2^2}, \quad (3.81)$$

де  $\varepsilon_{\Sigma 5} = |\dot{\varepsilon}_2 + \dot{\varepsilon}_5|$  і  $\varepsilon_{\Delta 5} = |\dot{\varepsilon}_5 - \dot{\varepsilon}_2|$ .

Порівнюючи результати обчислень за формулами (3.74), (3.77) і (3.80), (3.81), визначаємо квадрант, в якому знаходиться напрям приходу хвилі і азимутальний кут  $\varphi$ . В результаті наведених обчислень отримуємо значення величин  $E_\theta$ ,  $E_\varphi$ ,  $\theta$  і  $\varphi$ .

Залишається уточнити фазовий зсув  $\psi$ . Для цього напругу  $\dot{\varepsilon}_1$  (перше рівняння системи (3.69)) помножуємо на величину  $\sin \varphi$ , а напругу  $\dot{\varepsilon}_2$  (друге рівняння системи (3.69)) на величину  $\cos \varphi$ . Після чого знаходимо різницю ЕРС

$$\dot{\varepsilon}_{12} = \dot{\varepsilon}_1 \sin \varphi - \dot{\varepsilon}_2 \cos \varphi = l_d (\cos \psi \dot{E}_\varphi + i \sin \psi \dot{E}_\varphi) = l_d \dot{E}_\varphi e^{i\psi}. \quad (3.82)$$

Очевидно, що модуль азимутальної складової дорівнює

$$E_\varphi = \frac{|\dot{\varepsilon}_{12}|}{l_d}. \quad (3.83)$$

Це значення повинне збігатися з величиною, обчисленою за формулою (3.70).

Зсуваємо фазу напруги  $\dot{\varepsilon}_{12}$  на  $90^\circ$ :

$$\dot{\tilde{\varepsilon}}_{12} = l_d \dot{E}_\varphi e^{i(\psi - \frac{\pi}{2})}.$$

Знаходимо модуль різниці напруг

$$\varepsilon_{\Delta 12} = |\dot{\tilde{\varepsilon}}_{12} - \dot{\varepsilon}_3| = \sqrt{\tilde{\varepsilon}_{12}^2 + \varepsilon_3^2 - 2\tilde{\varepsilon}_{12}\varepsilon_3 \cos(\psi - \pi/2)} \quad (3.84)$$

і модуль суми напруг

$$\varepsilon_{\Sigma 12} = |\dot{\tilde{\varepsilon}}_{12} + \dot{\varepsilon}_3| = \sqrt{\tilde{\varepsilon}_{12}^2 + \varepsilon_3^2 + 2\tilde{\varepsilon}_{12}\varepsilon_3 \cos(\psi - \pi/2)}. \quad (3.85)$$



В результаті простих перетворень знаходимо

$$\sin \psi = \frac{\varepsilon_{\Sigma 12}^2 - \varepsilon_{\Delta 12}^2}{4\tilde{\varepsilon}_{12}\varepsilon_3}. \quad (3.86)$$

З виразів (3.84), (3.85) і (3.86) видно, що при  $\psi = \pi/2$  функція  $\sin \psi$  набуває значення  $+1$ , а при  $\psi = -\pi/2$  –  $\sin \psi = -1$ . Отже, вираз (3.86) дає можливість визначити кут  $\psi$  і його знак.

### 3.2.2. Структурна схема п'ятиелементної вимірювальної антени

Аналітичне дослідження підтверджує можливість вимірювання запропонованою універсальною антеною напряму приходу радіохвилі, напруженості електричного поля хвилі і параметрів поляризації.

Теоретичне дослідження зв'язків між ЕРС, що наводяться на вібраторах АС і параметрами електромагнітної хвилі (кутові координати джерела випромінювання  $\theta$  і  $\varphi$ , а також амплітуди меридіональної і азимутальної складової вектора напруженості електричного поля  $E_\theta$  і  $E_\varphi$  та фазовий зсув  $\psi$ ) встановлює необхідність використання двадцяти електричних величин. З них п'ять значень ЕРС на затискачах вібраторів:  $\dot{\varepsilon}_1, \dot{\varepsilon}_2, \dot{\varepsilon}_3, \dot{\varepsilon}_4, \dot{\varepsilon}_5$  і п'ятнадцять допоміжних величин  $\dot{\varepsilon}_{\Delta 1}, \dot{\varepsilon}_{\Sigma 1}, \dot{\varepsilon}_{\Delta 2}, \dot{\varepsilon}_{\Sigma 2}, \dot{\varepsilon}_{12}, \dot{\varepsilon}_{\Delta 12}, \dot{\varepsilon}_{\Sigma 12}, \dot{\varepsilon}_\Delta, \dot{\varepsilon}_\Sigma, \ddot{\varepsilon}_\Delta, \ddot{\varepsilon}_\Sigma, \dot{\varepsilon}_{\Delta 5}, \dot{\varepsilon}_{\Sigma 5}, \ddot{\varepsilon}_{\Delta 5}, \ddot{\varepsilon}_{\Sigma 5}$ . Формування допоміжних величин доцільно здійснювати на одній фіксованій частоті, що забезпечить як простоту структурної схеми пристрою первинної обробки сигналів, так і мінімізацію спотворень оброблюваних сигналів.

У структурній схемі [17], що зображена на рис. 3.18, сигнал з виходу кожного вібратора зазнає певних перетворень у блоках, які утворюють п'ять каналів передачі сигналів.

Можливість контролю і настроювання кожного з каналів забезпечується комутаторами  $K_1, K_2, K_3, K_4$  і  $K_5$ . В режимі контролю (настроювання) комутатори з'єднують входи кожного з п'яти каналів з виходами блока формування зразкових напруг (БФН). В режимі нормальної роботи виходи вібраторів приєднуються до входів каналів. Першим (вхідним) елементом кожного з каналів є конвертор ( $K_{н1}, K_{н2}, K_{н3}, K_{н4}$  і  $K_{н5}$ ), який зміщує частоту прийнятого сигналу в діапазон більш

придатний для подальшої обробки сигналів. Оскільки конвертори працюють від одного для всіх п'яти каналів генератора Г, то всі фазові амплітудні співвідношення між сигналами зберігаються. Наявність конверторів розширює частотний діапазон, в якому може працювати пристрій обробки сигналів.

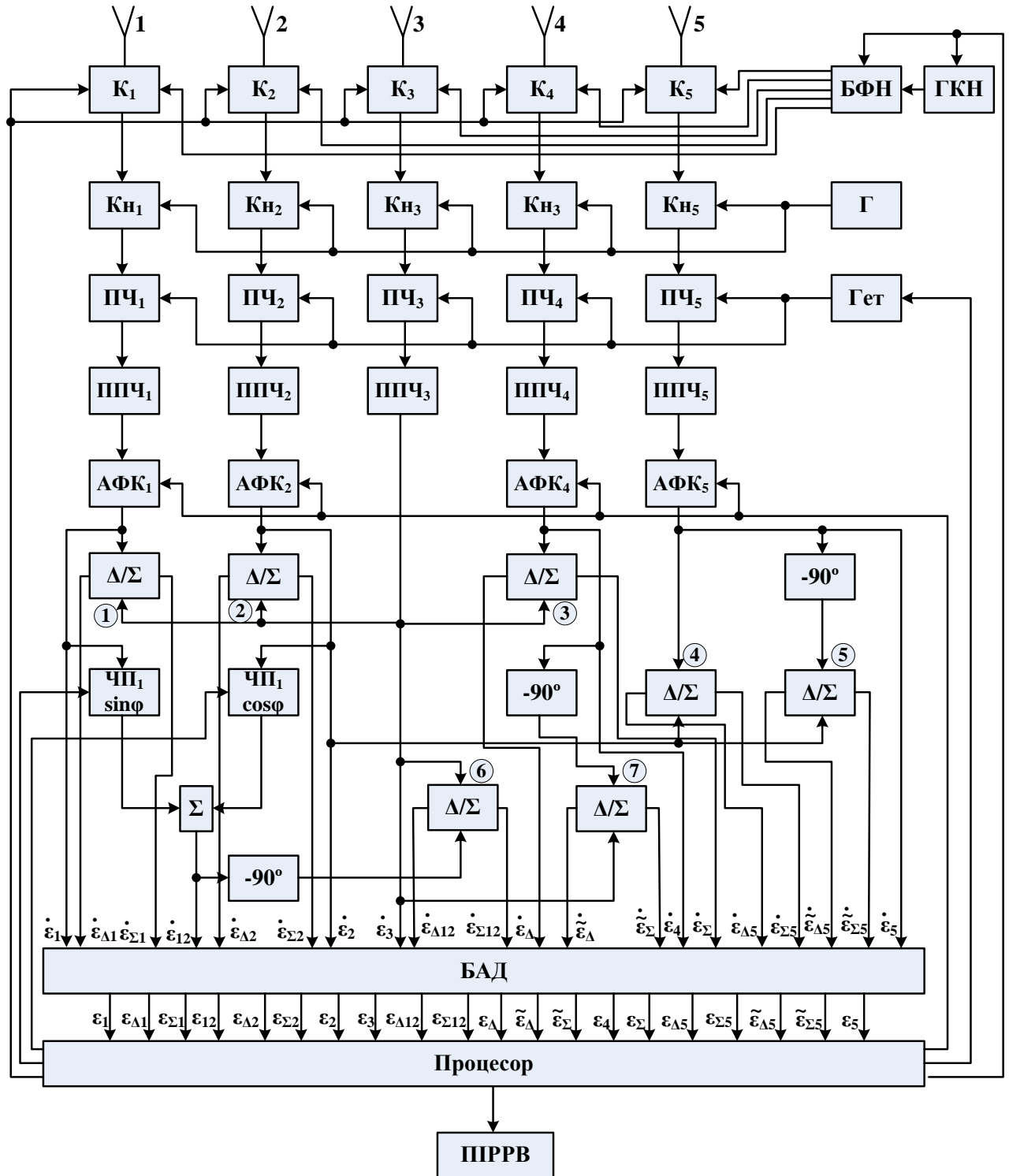


Рис. 3.18. Структурна схема п'ятиелементної виміральної антени

Сигнали після конвертування частоти надходять до перетворювачів частоти (ПЧ<sub>1</sub>, ПЧ<sub>2</sub>, ПЧ<sub>3</sub>, ПЧ<sub>4</sub>, ПЧ<sub>5</sub>), які також працюють з одним і тим же гетеродином (Гет), що забезпечує незмінність амплітудно-фазових співвідношень між сигналами на проміжній частоті.

Після перетворювачів частоти сигнали підсилюються в підсилювачах проміжної частоти (ППЧ<sub>1</sub>,...,ППЧ<sub>5</sub>), а також в певній мірі відфільтровуються від завад. Для збереження ідентичності коефіцієнтів передач всіх п'яти каналів в канали 1, 2 і 4, 5 включені амплітудно-фазові коректори (АФК<sub>1</sub>, АФК<sub>2</sub>, АФК<sub>3</sub>, АФК<sub>4</sub>, АФК<sub>5</sub>).

Канал 3 при настроюванні пристрою обробки сигналів прийнятий як еталон, і в процесорі в режимі контролю порівнюються сигнали, які при подачі на входи каналів зразкових напруг утворюються на виходах, з вхідним сигналом 3-го каналу. Результат порівняння використовується для формування сигналів управління, які діють на АФК з метою встановлення ідентичних коефіцієнтів передач у всіх п'яти каналах. Після АФК п'ять сигналів  $\dot{\epsilon}_1, \dot{\epsilon}_2, \dot{\epsilon}_3, \dot{\epsilon}_4, \dot{\epsilon}_5$  уже повністю сформовані.

Для утворення решти сигналів використовуються блоки формування різницевих і сумарних напруг  $\Delta/\Sigma$ . На перші три блоки  $\Delta/\Sigma$  надходять напруги  $\dot{\epsilon}_1, \dot{\epsilon}_2, \dot{\epsilon}_4$  і напруга  $\dot{\epsilon}_3$ . З виходів блоків 1, 2, 3 знімаються напруги  $\dot{\epsilon}_{\Delta 1}, \dot{\epsilon}_{\Sigma 1}, \dot{\epsilon}_{\Delta 2}, \dot{\epsilon}_{\Sigma 2}, \dot{\epsilon}_{\Delta 3}, \dot{\epsilon}_{\Sigma 3}$ . На входи блоків різницевих і сумарних напруг 4 і 5 надходять напруги  $\dot{\epsilon}_5$  і зсунута за фазою на  $90^\circ$  напруга  $\dot{\epsilon}_5 e^{-i\pi/2}$ , а також напруга  $\dot{\epsilon}_2$ . На виходах цих блоків отримуємо високочастотні напруги  $\dot{\epsilon}_{\Delta 5}, \dot{\epsilon}_{\Sigma 5}, \ddot{\epsilon}_{\Delta 5}$  і  $\ddot{\epsilon}_{\Sigma 5}$ .

Напруги  $\dot{\epsilon}_1$  і  $\dot{\epsilon}_2$  з каналів 1 і 2 надходять до чотиріполюсників ЧП<sub>1</sub> і ЧП<sub>2</sub>, коефіцієнти передачі яких встановлюються процесором. Передача чотиріполюсників не вносить фазових зсувів і менша одиниці. Коефіцієнт передачі ЧП<sub>1</sub> дорівнює  $\sin \varphi$ , а коефіцієнт передачі ЧП<sub>2</sub> дорівнює  $\cos \varphi$ . Вихідні напруги чотиріполюсників підсумовуються суматором  $\Sigma$  утворюючи напругу  $\dot{\epsilon}_{12}$  (3.82).

Фіксований фазообертач зсуває фазу цієї напруги на  $90^\circ$ , після чого напруга підводиться до блока 6, на виходах яких виникають напруги  $\dot{\epsilon}_{\Delta 12}$  і  $\dot{\epsilon}_{\Sigma 12}$ . Канал 4 також має відгалуження, в якому  $\dot{\epsilon}_4$  зсувається за фазою фіксованим фазообертачем на  $90^\circ$  і надходить від блоку 7. На вихідних затискачах цього блоку утворюються напруги  $\dot{\epsilon}_\Delta$  і  $\dot{\epsilon}_\Sigma$ . Таким чином формуються всі двадцять напруг, які підводяться до входів блока амплітудних детекторів (БАД).

З виходів БАД модулі напруг надходять у процесор, який за формулами (3.57), (3.58), (3.74) і (3.77) обчислює координатні кути  $\theta$  і  $\varphi$ , за формулами (3.59), (3.70), (3.83), (3.86) величини  $E_\theta$ ,  $E_\varphi$  та фазовий зсув  $\psi$ .

Отримані величини дають можливість за відомими співвідношеннями [18] розрахувати коефіцієнт еліптичності, кут нахилу поляризаційного еліпса і напрям обходу вектором напруженості електричного поля поляризаційного еліпса.

Контроль всіх коефіцієнтів передач як каналів, так і їх розгалужень здійснюється процесором за допомогою генератора контрольних напруг ГКН і блока формування зразкових напруг БФН. В режимі контролю комутатори К від'єднують виходи антенної системи від входів каналів і приєднують виходи антенної системи від входів каналів і приєднують виходи БФН. Це переключення відбувається під дією сигналів управління, які генеруються процесором. Також процесор активізує функціонування генератора ГКН і блока БФН. Ці два блока створюють низку тестових сигналів. Так, наприклад, якщо всі зразкові напруги за амплітудами і фазами однакові, то тоді  $\dot{\epsilon}_1 = \dot{\epsilon}_2 = \dot{\epsilon}_3 = \dot{\epsilon}_4 = \dot{\epsilon}_5$ ;  $\dot{\epsilon}_{\Delta 1} = \dot{\epsilon}_{\Delta 2} = \dot{\epsilon}_\Delta = \dot{\epsilon}_{\Delta 5} = 0$ ;  $\dot{\epsilon}_{\Sigma 1} = \dot{\epsilon}_{\Sigma 2} = \dot{\epsilon}_\Sigma = \dot{\epsilon}_{\Sigma 5} = 2\dot{\epsilon}_1$ .

Ці співвідношення дають можливість процесору створити сигнали управління АФК і виявити похибки у функціонуванні блоків формування різницевих і сумарних напруг. Більш складні тестові сигнали визначатимуть будь-які параметри пристрою первинної обробки сигналів. Всі результати обчислень параметрів поля і результатів контролю пристрою виводяться в пристрій індикації та реєстрації результатів вимірювань (ПРРВ).

### **3.3. Антенна система для радіомоніторингу з розширеними можливостями**

Як відомо, електромагнітне поле визначається модулем вектора напруженості електричного поля і його орієнтацією в просторі. Іноді виникає необхідність і у одночасному визначенні положення джерел поля. Для дослідження таких параметрів поля використовують поляриметри і пеленгатори. Поляриметр вимірює напруженість електричного поля і положення вектора напруженості відносно вибраної системи координат. При пеленгації вимірюють кутові координати сферичної системи координат джерела випромінювання. Тобто пеленгація і вимірювання параметрів поля пов'язані між собою, в зв'язку з чим ці два процеси доцільно сумістити в одному пристрої, завдяки чому підвищується точність вимірювання і зменшуються часові витрати на отримання достовірних даних.

Для станцій радіомоніторингу зазвичай використовують прості антени [19, 20]. Від таких антен вимагають стабільності параметрів та можливість функціонування в певному частотному діапазоні [21].

Технічні засоби радіомоніторингу повинні забезпечувати виявлення джерел випромінювання, їх розпізнавання, визначення місцеположення, вимірювання частоти та напруженості поля випромінювання і т. ін. Виходячи з цих задач можна сформулювати основні вимоги до АС:

1. Антена радіомоніторингу мусить бути або ненапрявленою, або скануючою.
2. АС повинна забезпечувати пеленгування джерел випромінювання і виокремлення необхідних сигналів із сукупності радіохвиль, які падають на апертуру антени.
3. АС повинна мати схеми певних метрологічних перетворень параметрів електромагнітного поля в електричні сигнали.

Надання розглянутих функцій одній АС можливе за умови, що АС представлятиме АР з розмірністю щонайменше 2x2. Елементами АР будуть взаємно перпендикулярні симетричні вібратори. Система вібраторів повинна об'єднуватись з пристроєм обробки сигналів, який забезпечить певний режим роботи та визначить необхідні для радіомоніторингу дані.

### 3.3.1. Принципи побудови чотирьохелементної антенної решітки з розширеними можливостями.

АР з двох елементів  $p$  і  $q$  [10, 22 ,23] зображена на рис. 3.19.

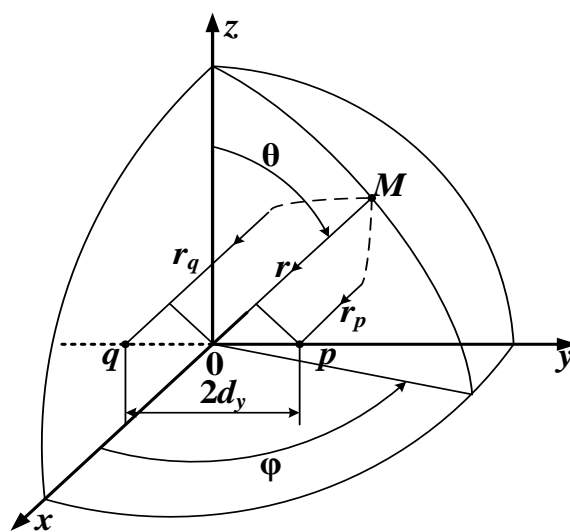


Рис. 3.19. Система двох випромінювачів

Через пряму розташування елементів АР, проведена вісь  $Oy$  прямокутної системи координат, тому відстань між елементами решітки позначимо як  $2d_y$ , де  $d_y$  – відстань від початку координат до елемента АР вздовж осі  $Oy$ . В точці  $M$  знаходиться джерело випромінювання. АР по відношенню до джерела випромінювання знаходиться в дальній зоні, тому

$$\left. \begin{aligned} r_q &= r + d_y \sin \theta \sin \varphi; \\ r_p &= r - d_y \sin \theta \sin \varphi; \end{aligned} \right\} \quad (3.87,a)$$

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

При розміщенні елементів АР вздовж осі  $0x$  рівняння (3.87,*a*) мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} r_q &= r + d_x \sin \theta \cos \varphi; \\ r_p &= r - d_x \sin \theta \cos \varphi, \end{aligned} \right\} \quad (3.87,б)$$

а при розміщенні елементів АР вздовж осі  $0z$ :

$$\left. \begin{aligned} r_q &= r + d_z \cos \theta; \\ r_p &= r - d_z \cos \theta. \end{aligned} \right\}$$

У елементах АР наводитимуться ЕРС з фазовими зсувами, які у випадку розміщення елементів на осі  $0x$  визначатимуться наступним чином:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varepsilon}_q &= \dot{E}' l_{dx} F_x(\theta, \varphi) e^{i\alpha_x}; \\ \dot{\varepsilon}_p &= \dot{E}' l_{dx} F_x(\theta, \varphi) e^{-i\alpha_x}, \end{aligned} \right\} \quad (3.88,а)$$

де  $\dot{E}' = (\mathbf{p}_x \dot{\mathbf{E}})$  – складова вектора напруженості електричного поля, яка поляризаційно узгоджена з поляризаційними характеристиками елементів АР;  $F_x(\theta, \varphi)$  – ХС антенного елемента на осі  $0x$ ;  $l_{dx}$  – діюча довжина антенних елементів;  $\alpha_x = kd_x \sin \theta \cos \varphi$  – фазовий зсув.

У випадку розміщення елементів АР на осі  $0y$ :

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varepsilon}_q &= \dot{E}'' l_{dy} F_y(\theta, \varphi) e^{i\alpha_y}; \\ \dot{\varepsilon}_p &= \dot{E}'' l_{dy} F_y(\theta, \varphi) e^{-i\alpha_y}, \end{aligned} \right\} \quad (3.88,б)$$

де  $\dot{E}''$ ,  $l_{dy}$  і  $F_y(\theta, \varphi)$  мають подібний зміст, що і у випадку (3.88,*a*);  $\alpha_y = kd_y \sin \theta \sin \varphi$ .

При розміщенні елементів АР на осі  $0z$ :

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varepsilon}_q &= \dot{E}''' l_{dz} F_z(\theta, \varphi) e^{i\alpha_z}; \\ \dot{\varepsilon}_p &= \dot{E}''' l_{dz} F_z(\theta, \varphi) e^{-i\alpha_z}, \end{aligned} \right\} \quad (3.88,в)$$

де  $\alpha_z = kd_z \cos \theta$ .

У випадку, якщо всі елементи АР подібні і орієнтовані однаково, тоді можемо записати, що  $F_x(\theta, \varphi) = F_y(\theta, \varphi) = F_z(\theta, \varphi)$ . Отримані ЕРС надходять у пристрій обробки сигналів, утворюючи напруги

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_p &= A\dot{\epsilon}_p; \\ \dot{U}_q &= A\dot{\epsilon}_q, \end{aligned} \right\} \quad (3.89)$$

де  $A = aK_\Phi$  – коефіцієнт передачі сигналу від затискачів елементів АР  $p$  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 напруги (3.89) на високій частоті віднімаються і підсумовуються:

$$\dot{U}_\Delta = \dot{U}_p - \dot{U}_q, \quad (3.90)$$

$$\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_p + \dot{U}_q. \quad (3.91)$$

Якщо елементи АР розміщуються вздовж осі  $Oy$ , то, згідно з рівнянням (3.88,б), отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_\Delta &= \dot{U}''(e^{i\alpha_y} - e^{-i\alpha_y}) = i2U'' \sin \alpha_y; \\ \dot{U}_\Sigma &= \dot{U}''(e^{i\alpha_y} + e^{-i\alpha_y}) = 2U'' \cos \alpha_y, \end{aligned} \right\} \quad (3.92)$$

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

При наявності в АР плаского металевого екрану необхідно враховувати різницю ходу променів (3.87,б):

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_\Delta &= -4\dot{U}'' \sin \alpha_y \sin \alpha_x; \\ \dot{U}_\Sigma &= i4\dot{U}'' \cos \alpha_y \sin \alpha_x, \end{aligned} \right\} \quad (3.93)$$

З виразів (3.93) та з урахуванням значень  $\alpha_x$  і  $\alpha_y$  (3.88,а, 3.88,б), знаходимо ХС АР:

$$\left. \begin{aligned} f_\Delta(\theta, \varphi) &= \sin(kd_y \sin \theta \sin \varphi) \sin(kd_x \sin \theta \cos \varphi); \\ f_\Sigma(\theta, \varphi) &= \cos(kd_y \sin \theta \sin \varphi) \sin(kd_x \sin \theta \cos \varphi). \end{aligned} \right\} \quad (3.94)$$

ДС за формулами (3.94) при  $\theta = 90^\circ$  представлені на рис. 3.20 –  $f_\Delta(\varphi)$  і на рис. 3.21 –  $f_\Sigma(\varphi)$ , де  $\beta = kd_y \sin \theta$  і  $\gamma = kd_x \sin \theta$  [24]. Можна зробити висновок, що різницеву ДС  $f_\Delta(\varphi) = \sin(\beta \sin \varphi) \sin(\gamma \cos \varphi)$  доцільно використовувати при пеленгації джерела випромінювання, а сумарну ДС



$f_{\Sigma}(\varphi) = \cos(\beta \sin \varphi) \sin(\gamma \cos \varphi)$  – для огляду простору та виявлення випромінювання.

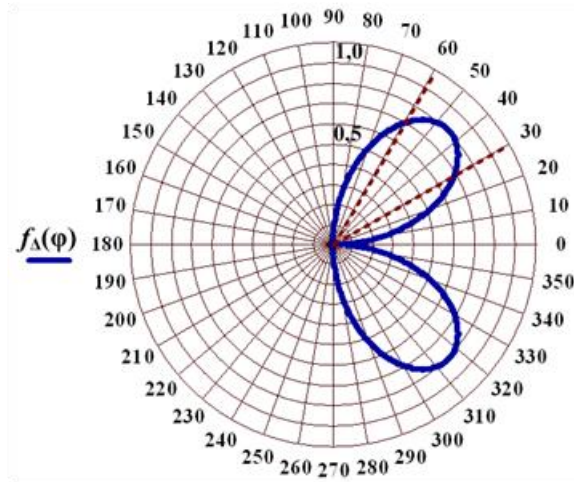


Рис. 3.20. Різницєва ДС двохелементної АР за наявності екрану

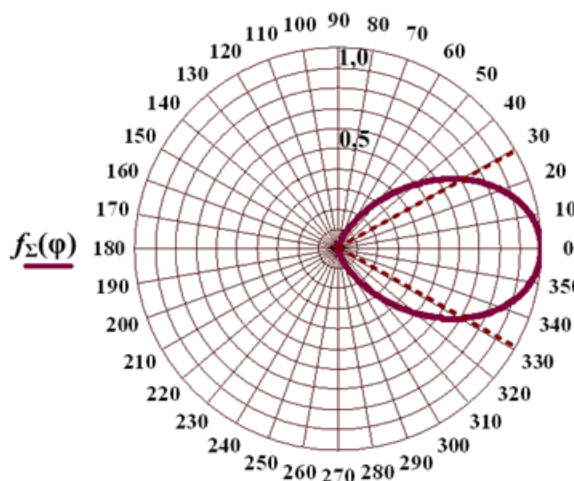


Рис. 3.21. Сумарна ДС двохелементної АР за наявності екрану

За наявності екрана і без механічного обертання АР можливий огляд півпростору у межах кута  $-90^\circ < \varphi < 90^\circ$ . Кутовий сектор хитання променя для охоплення майже всього півпростору залежить від допустимого значення зменшення ЕРС на затискачах антени. Якщо забезпечення впевненого прийому сигналу можливе при зменшенні ЕРС на рівні приблизно  $-5\text{дБ}$ , то ширина ДС перевищуватиме значення  $2\varphi_{0,5} \approx 45^\circ$  ненабагато. Тобто, при електричному хитанні променя необхідно зміщувати максимум ДС в секторі від  $\varphi_1 = -45^\circ$  до  $\varphi_1 = +45^\circ$ .

При електричному скануванні формули (3.94) перетворюються наступним чином:

$$\left. \begin{aligned} f_{\Delta}(\theta, \varphi) &= \sin[\beta(\sin \varphi - \sin \varphi_m)] \sin(\gamma \cos \varphi); \\ f_{\Sigma}(\theta, \varphi) &= \cos[\beta(\sin \varphi - \sin \varphi_m)] \sin(\gamma \cos \varphi), \end{aligned} \right\} \quad (3.95)$$

де  $\beta \sin \varphi_m = \psi$  – фазовий зсув напруг (3.89) в антенній системі з електричним скануванням при настроюванні нуля ДС  $f_{\Delta}(\theta, \varphi)$  або максимуму ДС  $f_{\Sigma}(\theta, \varphi)$  в напрямі на джерело випромінювання.

При аналізі рівнянь (3.95) видно, що при електричному хитанні променів виникає деформація ДС. Це може спричинити суттєві ускладнення у виокремленні сигналу при наявності завади на частотах, які близькі до частоти корисного сигналу. Наприклад, при  $\theta = 90^\circ$  сімейство ДС за формулами (3.95) зображені на рис. 3.22 [25].

При використанні механічного сканування форма ДС залишається незмінною і це забезпечує більшу ніж при електричному скануванні точність наведення на джерело випромінювання. У той же час фазовий зсув  $\psi$  при електричному скануванні залежить від меридіонального кута. Це ускладнює визначення азимутального пеленга джерела випромінювання. Враховуючи ці недоліки, доцільним є застосування механічного керування положенням антени в просторі, при якому ДС залишаються незмінними під час огляді простору в межах від  $0^\circ$  до  $360^\circ$  і описуються формулами (3.94).

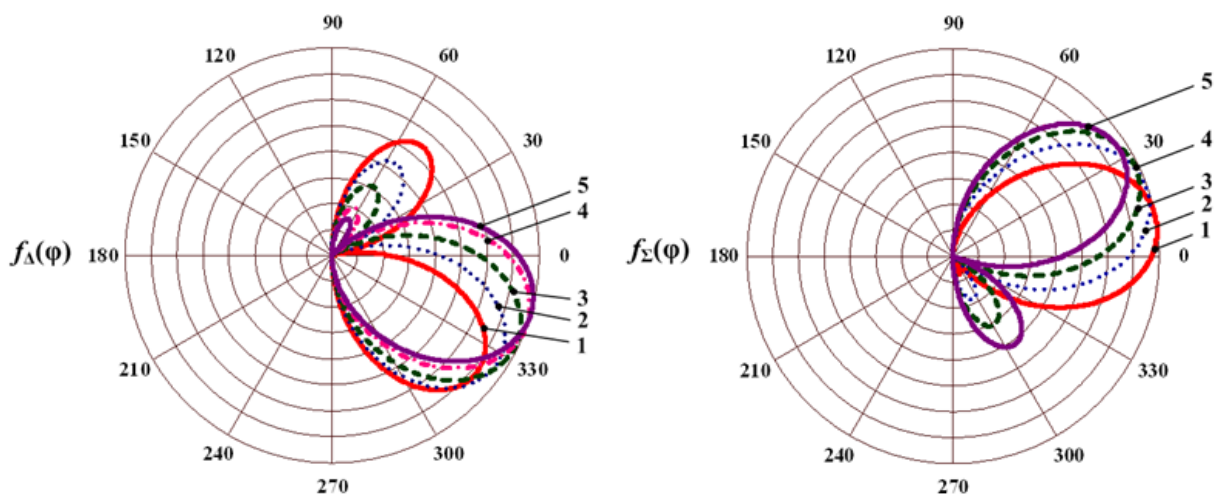


Рис. 3.22. Сімейство ДС, які побудовані за виразами (3.95) при  $\theta = 90^\circ$  та:

$$1 - \psi = 10^\circ; 2 - \psi = 20^\circ; 3 - \psi = 30^\circ; 4 - \psi = 40^\circ; 5 - \psi = 45^\circ$$

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

Нехай в одному квадранті діють два джерела випромінювання  $a$  та  $b$  з близькими частотами. Вирази (3.89) ускладнюються:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_p &= A(\dot{\epsilon}_p^a + \dot{\epsilon}_p^b) = \dot{U}_p^a + \dot{U}_p^b; \\ \dot{U}_q &= A(\dot{\epsilon}_q^a + \dot{\epsilon}_q^b) = \dot{U}_q^a + \dot{U}_q^b. \end{aligned} \right\} \quad (3.96)$$

ЕРС згідно з виразами (3.88,б)

$$\left. \begin{aligned} \dot{\epsilon}_p^a &= (\mathbf{p}, \dot{\mathbf{E}}_a) l_{dy} F(\theta_a, \varphi_a) e^{id_y} = A^{-1} \dot{U}_p^a = A^{-1} \dot{U}_a e^{i\alpha_y^a}; \\ \dot{\epsilon}_p^b &= (\mathbf{p}, \dot{\mathbf{E}}_b) l_{dy} F(\theta_b, \varphi_b) e^{id_y} = A^{-1} \dot{U}_p^b = A^{-1} \dot{U}_b e^{i\alpha_y^b}; \\ \dot{\epsilon}_q^a &= (\mathbf{p}, \dot{\mathbf{E}}_a) l_{dy} F(\theta_a, \varphi_a) e^{-id_y} = A^{-1} \dot{U}_q^a = A^{-1} \dot{U}_a e^{-i\alpha_y^a}; \\ \dot{\epsilon}_q^b &= (\mathbf{p}, \dot{\mathbf{E}}_b) l_{dy} F(\theta_b, \varphi_b) e^{-id_y} = A^{-1} \dot{U}_q^b = A^{-1} \dot{U}_b e^{-i\alpha_y^b}, \end{aligned} \right\} \quad (3.97)$$

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

Фазові зсуви дорівнюють:

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

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

Використовуючи формули (3.90), (3.91), (3.92) і (3.97), знаходимо:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_\Delta &= i2(\dot{U}_a \sin \alpha_y^a + \dot{U}_b \sin \alpha_y^b); \\ \dot{U}_\Sigma &= 2(\dot{U}_a \cos \alpha_y^a + \dot{U}_b \cos \alpha_y^b). \end{aligned} \right\} \quad (3.98)$$

За наявності екрана, який дозволяє однозначно пеленгувати азимут джерела випромінювання, рівняння (3.98) ускладнюються:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{\Delta} &= -4[\dot{U}_a \sin(\beta_a \sin \varphi_a) \sin(\gamma_a \sin \varphi_a) + \dot{U}_b \sin(\beta_b \sin \varphi_b) \sin(\gamma_b \sin \varphi_b)]; \\ \dot{U}_{\Sigma} &= i4[\dot{U}_a \cos(\beta_a \sin \varphi_a) \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_b \cos(\beta_b \sin \varphi_b) \sin(\gamma_b \cos \varphi_b)]. \end{aligned} \right\} (3.99)$$

де  $\gamma_a = kd_x \sin \theta_a$ ,  $\gamma_b = kd_x \sin \theta_b$ .

Різницева ДС має три нульових напрямки ( $\varphi = -90^\circ$ ,  $\varphi = 0$ ,  $\varphi = 90^\circ$ ), у сумарній ДС кількість нульових напрямків не може бути менше ніж два ( $\varphi = -90^\circ$ ,  $\varphi = 90^\circ$ ). Для визначення, яка з цих ДС більш придатна для пеленгування, необхідно знайти коефіцієнти чутливості [26] зміни кута  $\varphi$  за допомогою виразу (3.94):

$$\left. \begin{aligned} K_{\Delta}(\varphi) &= \beta \cos(\beta \sin \varphi) \sin(\gamma \cos \varphi) \cos \varphi - \gamma \sin(\beta \sin \varphi) \cos(\gamma \cos \varphi) \sin \varphi; \\ K_{\Sigma}(\varphi) &= -\beta \sin(\beta \sin \varphi) \sin(\gamma \cos \varphi) \cos \varphi - \gamma \cos(\beta \sin \varphi) \cos(\gamma \cos \varphi) \sin \varphi. \end{aligned} \right\} (3.100)$$

При  $\varphi = 0$  з виразів (3.100) отримуємо  $K_{\Delta}(\varphi = 0) = \beta \sin \gamma$  і  $K_{\Sigma}(\varphi = 0) = 0$ , а при  $\varphi = 90^\circ$  –  $K_{\Delta}(\varphi = 90^\circ) = \gamma \sin \beta$  і  $K_{\Sigma}(\varphi = 90^\circ) = \gamma \cos \beta$ . Параметри  $\beta$  і  $\gamma$  необхідно вибирати так, щоб їх значення дорівнювали, або незначно перевищували  $\pi/2$ . При великих значеннях  $\beta$  ДС стають багатопелюстковими (з великою кількістю нульових напрямів), що призводить до невизначеності азимутальних пеленгів джерел випромінювання. При цьому в характерних напрямках ( $\varphi = 0$  і  $\varphi = \pm 90^\circ$ ) коефіцієнт спрямованості різницевої ДС буде перевищувати коефіцієнт чутливості сумарної ДС. 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  $K_{\Sigma}(\varphi = 0) = K_{\Sigma}(\varphi = \pi/2) = 0$ .

Можна зробити висновок, що для пеленгації доцільно використовувати різницеву ДС. Сумарну ДС можна використовувати для огляду простору і виявлення джерел випромінювання. Якщо в наявності є завади, частоти яких близькі до частоти контрольованого джерела випромінювання, то необхідно переходити до моніторингу, використовуючи різницеву ДС. Головний нуль різницевої ДС при  $\varphi = 0$  поступовим обертальним рухом апертури АС

суміщається з напрямом випромінювання джерел  $a$  і  $b$ . Таким чином визначаються пеленги цих джерел.

Автоматичне пеленгування джерел  $a$  і  $b$  здійснюється, використовуючи амплітудне значення напруг (3.99):

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

де  $\phi$  – фазовий зсув 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, який обумовлений різницею ходу променів одного джерела випромінювання, що наводять ЕРС в елементах АР і в їх дзеркальних зображеннях.

Визначення фазового зсуву  $\phi$  вимагає представлення комплексних напруг  $\dot{U}_a$  і  $\dot{U}_b$  в часовій площині:

$$\begin{aligned} U_a &= A(\mathbf{p}, \mathbf{E}_a) l_{dy} F_a(\theta, \varphi) \cos(\omega_a t + \Psi_a); \\ U_b &= A(\mathbf{p}, \mathbf{E}_b) l_{dy} F_b(\theta, \varphi) \cos(\omega_b t + \Psi_b), \end{aligned} \quad (3.101)$$

де  $\omega_a$  і  $\omega_b$  – частоти радіохвиль від джерел  $a$  і  $b$ ;  $\Psi_a$ ,  $\Psi_b$  – початкові фази коливань джерел  $a$  і  $b$ .

З рівнянь (3.101) випливає:

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

Так як джерела  $a$  і  $b$  незалежні один від одного, тобто хвилі від них некогерентні, то, незалежно від близькості значень  $\omega_a$  і  $\omega_b$ , їх різниця завжди буде відрізнятися від нуля. Також значення  $\Omega = \omega_a - \omega_b$  буде змінюватися у часі через нестабільність частот  $\omega_a$  і  $\omega_b$ . Відповідно і доданки з множником  $\cos \phi$  будуть змінюватися у часі, а перші два доданки будуть постійними величинами. Ця особливість дає змогу виокремити змінну у часі величину:

$$\begin{aligned} U'_{\Delta} &= B_q U_a U_b \sin \alpha_a \sin \delta_a \sin \alpha_b \sin \delta_b \cos \phi, \\ U'_{\Sigma} &= B_q U_a U_b \cos \alpha_a \sin \delta_a \cos \alpha_b \sin \delta_b \cos \phi, \end{aligned} \quad (3.102)$$

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

Азимутальний пеленг джерела  $a$  або  $b$  знаходяться шляхом обертання апертури антени, наближуючи величини  $U'_\Delta$  і  $U'_\Sigma$  до нуля.

Різницева ДС більше чутлива до зміни кута  $\varphi$  ніж сумарна ДС (3.100). Тому можемо обмежитись аналізом процесів виокремлення корисного сигналу за допомогою величини  $U'_\Delta$ . З рівнянь (3.102) випливає, що за умови  $U'_\Delta = 0$  і при  $\varphi < 90^\circ$ , досягаються такі положення апертури АС, за якого нормаль до апертури суміщається з напрямом на джерело випромінювання  $a$  або  $b$ , тобто  $\alpha_a = 0$  або  $\alpha_b = 0$ .

Азимути  $\varphi_a$  або  $\varphi_b$  встановлюється за шкалою електромеханічного поворотного пристрою. Коли нормаль до апертури антени суміщається з напрямом на джерело  $a$  ( $\varphi_a$ ), пристрій блокує приймання радіохвиль джерела  $a$  і стає можливим прийом радіохвиль джерела  $b$ .

Для визначення кутової розрізняльної здатності АС, будемо вважати, що якісний прийом сигналу можливий при зменшенні його ЕРС на затискачах антени на 5 дБ (в 3,16 разів). За цієї умови мінімальне кутове рознесення джерел  $a$  і  $b$  визначатиметься з трансцендентного рівняння в припущенні, що  $E_a \approx E_b$ , тобто

$$\sin(\beta \sin \varphi_{\min}) \sin(\gamma \cos \varphi_{\min}) = 3.16 / f_\Delta(\varphi_{\min}), \quad (3.103)$$

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

Значення кута  $\varphi_{\min}$  знаходимо, використовуючи перше рівняння з системи (3.100)

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

За умови, що  $\beta = \gamma = \pi/2$ , напрям максимального випромінювання знаходиться під кутом  $\pm \pi/4$ , а нормуючий множник дорівнює  $1/f_\Delta(\varphi_{\min}) = 1,245563$ . Розв'язком рівняння (3.103) є  $\varphi_{\min} = \pm 9,4^\circ$ . Отже, при майже однаковій інтенсивності випромінювання джерел  $a$  і  $b$ , при кутовому рознесенні їх

не менше ніж на  $9,4^\circ$  різницева ДС дає можливість визначити їх азимуту і виокремити одне випромінювання від іншого.

Для визначення меридіональних кутів джерела випромінювання використовуються два однакові елементи АР, які знаходяться на відстань  $2d_z$  один від одного вздовж осі  $Oz$ . У цьому випадку, в вертикальній площині формується різницева ДС, яка, після настроювання на джерело випромінювання ( $\varphi = 0$ ), згідно з формулами (3.88,а) і (3.88,в) матиме вигляд:

$$f_{\Delta}(\theta) = \sin(kd_z \cos\theta) \sin(kd_x \sin\theta).$$

Властивості цієї ДС аналогічні властивостями різницевої діаграми (3.94).

Кутове рознесення джерел випромінювання в меридіональній площині часто буває меншим за  $9,5^\circ$ . У цьому випадку сигнал завади необхідно придушувати шляхом вибору орієнтації апертури антени в азимутальній площині. Точність вимірювання меридіонального кута залежить від точності суміщення нормалі до апертури антени з напрямом падіння хвилі в меридіональній площині.

Вимірювання поляризаційних характеристик радіохвиль виконують шляхом розкладання вектора напруженості електричного поля в ортогональному поляризаційному базисі. Можлива реалізація елементів АР у вигляді кільцевої антени при використанні колового ортогонального поляризаційного базису, або у вигляді вібраторів при лінійному ортогональному поляризаційному базисі. Вибір вібраторних елементів надає антенній системі певні переваги. Наприклад, можливість використання активних елементів для мініатюризації елементів АР і суттєвого розширення діапазону робочих частот. Вимірювання поляризаційних параметрів здійснюється за відомими технологіями [10], пристроями з відносно простою структурою.

### **3.3.2. Структурна схема чотирьохелементної антенної системи**

Схема апертури чотирьохелементної АР, кожен елемент якої складається з двох взаємно перпендикулярних симетричних вібраторів, зображена на рис. 3.23 [27]. Одиницними поляризаційними множниками будуть орти сферичної системи

координат  $\vec{\theta}_0$  і  $\vec{\Phi}_0$ . Вертикальні вібратори позначені одним штрихом, горизонтальні вібратори позначені двома штрихами.

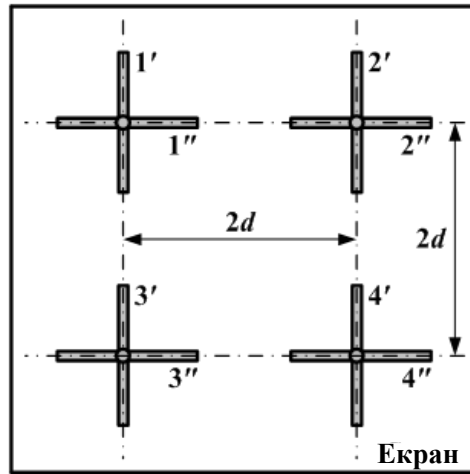


Рис. 3.23. Апертура чотирьохелементної АР 2x2

Для формування ДС (3.94), АР розміщується над прямокутним екраном. Відстань між екраном і фазовим центром будь-якого з вібраторів дорівнює  $d_x$ . Площина екрану збігається з площиною  $z=0$  системи координат. На вихідних затискачах фідерних трактів наводяться напруги:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{p\Phi} = \dot{U}'_p &= i2K_\Phi E_\theta l_d F(\theta) e^{i\alpha} \sin(\gamma \cos\varphi); \\ \dot{U}_{q\Phi} = \dot{U}'_q &= i2K_\Phi E_\theta l_d F(\theta) e^{-i\alpha} \sin(\gamma \cos\varphi); \\ \dot{U}_{p\Phi} = \dot{U}''_p &= i2K_\Phi E_\varphi l_d F(\theta, \varphi) e^{i\alpha} \sin(\gamma \cos\varphi); \\ \dot{U}_{q\Phi} = \dot{U}''_q &= i2K_\Phi E_\varphi l_d F(\theta, \varphi) e^{-i\alpha} \sin(\gamma \cos\varphi), \end{aligned} \right\} \quad (3.104)$$

де  $p = 1, 3$ ,  $q = 2, 4$ ;  $\alpha_z = kd_z \cos\theta$ ,  $\alpha_y = kd_y \sin\theta \sin\varphi$ ,  $\gamma = kd_x \sin\theta$  – фазовий зсув в залежності від осі розташування вібраторів.

ХС елементів АР у формулах (3.88), (3.97), (3.101) і (3.104) при використанні пасивних вібраторів мають вигляд [10]:

для вертикального вібратора:

$$F(\theta) = \frac{\cos(kl \cos\theta) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \sin\theta}, \quad (3.105, a)$$

для горизонтального вібратора:



$$F(\theta, \varphi) = \frac{\cos(kl \sin \theta \sin \varphi) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \varphi}}, \quad (3.105, б)$$

де  $l$  – довжина плеча вібратора.

При використанні активних елементів в антенній решітці, за умови, що  $kl \ll 1$ , ХС набувають вигляду:

для вертикальних вібраторів:

$$F(\theta) = \sin \theta ,$$

для горизонтальних вібраторів:

$$F(\theta, \varphi) = \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \varphi}.$$

На рис. 3.24 показано повну структурну схему АС [27]. Фідерні тракти з однаковими коефіцієнтами передачі  $K_{\phi}$  з'єднують затискачі антен з входами комутаторів  $K_1, K_2, K_3$  та  $K_4$ . Кожен комутатор має три розв'язані входи, два з яких з'єднані з виходами вібраторів, а третій – з виходом генератора тестових напруг (ГТН). В залежності від режиму роботи антенної системи блок керування комутаторами (БКК) здійснює з'єднання одного з входів з виходом комутатора. Утворюються чотири канали, в яких відбувається підсилення і частотне перетворення вхідних напруг. Перший канал, який йде від входу комутатора  $K_1$  до входу блока підсилення і частотного перетворення (БПЧП<sub>1</sub>) вважається зразковим. Інші три канали мають у своєму складі блоки підсилення і частотного перетворення (БПЧП<sub>2</sub> – БПЧП<sub>4</sub>) і амплітудно-фазові коректори (АФК), за допомогою яких досягається ідентичність коефіцієнтів передачі всіх каналів. Вихідними напругами чотирьох каналів є  $\dot{U}_5, \dot{U}_6, \dot{U}_7, \dot{U}_8$ .

Функціонування АС в режимі використання вібраторів  $1', 1''$  і  $2', 2''$  відбувається наступним чином.

При наявності в секторі огляду двох джерел випромінювання  $a$  і  $b$  згідно з формулами (3.96) і (3.97), за умови розташування вібраторів вздовж осі  $Oy$ , з врахуванням поляризаційних характеристик вібраторів (3.104) і екрану в антенному блоці отримуємо на виході комутаторів напруги:

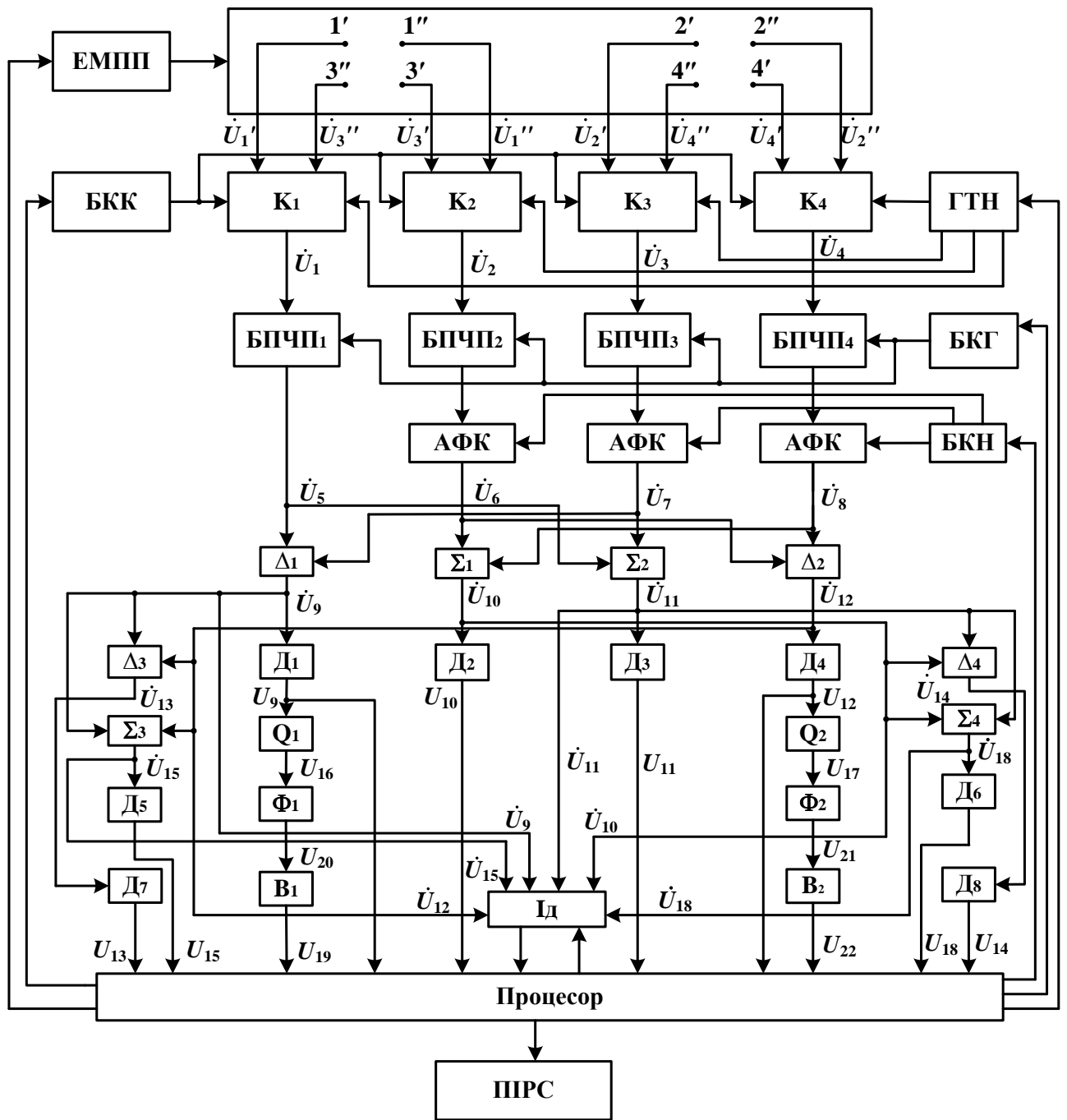


Рис. 3.24. Структурна схема АС з АР 2х2

$$\left. \begin{aligned}
 \dot{U}_1 &= \dot{U}_{a_0}^\theta e^{ikd \sin \theta_a \sin \varphi_a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_{b_0}^\theta e^{ikd \sin \theta_b \sin \varphi_b} \sin(\gamma_b \cos \varphi_b); \\
 \dot{U}_2 &= \dot{U}_{a_0}^\varphi e^{ikd \sin \theta_a \sin \varphi_a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_{b_0}^\varphi e^{ikd \sin \theta_b \sin \varphi_b} \sin(\gamma_b \cos \varphi_b); \\
 \dot{U}_3 &= \dot{U}_{a_0}^\theta e^{-ikd \sin \theta_a \sin \varphi_a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_{b_0}^\theta e^{-ikd \sin \theta_b \sin \varphi_b} \sin(\gamma_b \cos \varphi_b); \\
 \dot{U}_4 &= \dot{U}_{a_0}^\varphi e^{-ikd \sin \theta_a \sin \varphi_a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_{b_0}^\varphi e^{-ikd \sin \theta_b \sin \varphi_b} \sin(\gamma_b \cos \varphi_b),
 \end{aligned} \right\}$$

де

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{a_0}^\theta &= i2(\bar{\theta}_{a_0}, \dot{\bar{E}}_a) l_d F(\theta_a) K_\phi; \\ \dot{U}_{b_0}^\theta &= i2(\bar{\theta}_{b_0}, \dot{\bar{E}}_b) l_d F(\theta_b) K_\phi; \\ \dot{U}_{a_0}^\varphi &= i2(\bar{\varphi}_{a_0}, \dot{\bar{E}}_a) l_d F(\theta_a, \varphi_a) K_\phi; \\ \dot{U}_{b_0}^\varphi &= i2(\bar{\varphi}_{b_0}, \dot{\bar{E}}_b) l_d F(\theta_b, \varphi_b) K_\phi; \end{aligned} \right\}$$

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

Напруги  $\dot{U}_1, \dots, \dot{U}_4$  підсилюються і переносяться в більш зручний частотний діапазон. Для збереження при частотному перетворенні всіх амплітудних і фазових співвідношень між напругами  $\dot{U}_1, \dots, \dot{U}_4$ , частотні перетворювачі в БПЧП чотирьох каналах працюють з одним гетеродином з блоку керованих генераторів (БКГ). На виходах каналів утворюються напруги:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_5 = a\dot{U}_1 &= \dot{U}_a^\theta e^{i\alpha_y^a} \sin(\gamma_a \cos\varphi_a) + \dot{U}_b^\theta e^{i\alpha_y^b} \sin(\gamma_b \cos\varphi_b); \\ \dot{U}_6 = a\dot{U}_2 &= \dot{U}_a^\varphi e^{i\alpha_y^a} \sin(\gamma_a \cos\varphi_a) + \dot{U}_b^\varphi e^{i\alpha_y^b} \sin(\gamma_b \cos\varphi_b); \\ \dot{U}_7 = a\dot{U}_3 &= \dot{U}_a^\theta e^{-i\alpha_y^a} \sin(\gamma_a \cos\varphi_a) + \dot{U}_b^\theta e^{-i\alpha_y^b} \sin(\gamma_b \cos\varphi_b); \\ \dot{U}_8 = a\dot{U}_4 &= \dot{U}_a^\varphi e^{-i\alpha_y^a} \sin(\gamma_a \cos\varphi_a) + \dot{U}_b^\varphi e^{-i\alpha_y^b} \sin(\gamma_b \cos\varphi_b), \end{aligned} \right\}$$

де  $\dot{U}_a^\theta = a\dot{U}_{a_0}^\theta$ ,  $\dot{U}_a^\varphi = a\dot{U}_{a_0}^\varphi$ ,  $\dot{U}_b^\theta = a\dot{U}_{b_0}^\theta$ ,  $\dot{U}_b^\varphi = a\dot{U}_{b_0}^\varphi$  – комплексні амплітуди на виході каналів частотного перетворення і підсилення,  $a$  – коефіцієнт підсилення каналів;  $\alpha_y^a = kd \sin \theta_a \sin \varphi_a$ ,  $\alpha_y^b = kd \sin \theta_b \sin \varphi_b$  – фазові зсуви.

Ці напруги надходять на входи віднімачів  $\Delta_1$  і  $\Delta_2$ , та суматорів  $\Sigma_1$  і  $\Sigma_2$ , на виході яких отримуємо:

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

де  $\dot{U}_9, \dot{U}_{12}$  – вихідні напруги віднімачів  $\Delta_1$  та  $\Delta_2$ ;  $\dot{U}_{10}, \dot{U}_{11}$  – напруги на виході суматорів.

Вихідні напруги віднімачів і суматорів детектуються амплітудними детекторами  $D_1, D_2, D_3$  та  $D_4$ . В результаті виникають напруги з низькочастотними і постійними складовими. Це огинаючи різниці і суми високочастотних напруг  $U_5, \dots, U_8$ , тобто

$$\begin{aligned} U_9 &= 2\sqrt{(U_a^\theta \sin \alpha_y^a F_e^a)^2 + (U_b^\theta \sin \alpha_y^b F_e^b)^2 + 2U_a^\theta U_b^\theta F_e^a F_e^b \sin \alpha_y^a \sin \alpha_y^b \cos \Phi_\theta}; \\ U_{10} &= 2\sqrt{(U_a^\varphi \cos \alpha_y^a F_e^a)^2 + (U_b^\varphi \cos \alpha_y^b F_e^b)^2 + 2U_a^\varphi U_b^\varphi F_e^a F_e^b \cos \alpha_y^a \cos \alpha_y^b \cos \Phi_\varphi}; \\ U_{11} &= 2\sqrt{(U_a^\theta \cos \alpha_y^a F_e^a)^2 + (U_b^\theta \cos \alpha_y^b F_e^b)^2 + 2U_a^\theta U_b^\theta F_e^a F_e^b \cos \alpha_y^a \cos \alpha_y^b \cos \Phi_\theta}; \\ U_{12} &= 2\sqrt{(U_a^\varphi \sin \alpha_y^a F_e^a)^2 + (U_b^\varphi \sin \alpha_y^b F_e^b)^2 + 2U_a^\varphi U_b^\varphi F_e^a F_e^b \sin \alpha_y^a \sin \alpha_y^b \cos \Phi_\varphi}, \end{aligned}$$

де  $F_e^a = \sin(\gamma_a \cos \varphi_a)$ ,  $F_e^b = \sin(\gamma_b \cos \varphi_b)$ .

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

$$\left. \begin{aligned} U_{16} &= B[U_a^2(\theta) + U_b^2(\theta) + 2U_a(\theta)U_b(\theta)\cos\Phi_\theta]; \\ U_{17} &= B[U_a^2(\varphi) + U_b^2(\varphi) + 2U_a(\varphi)U_b(\varphi)\cos\Phi_\varphi]. \end{aligned} \right\} \quad (3.106)$$

де  $B/4$  – коефіцієнт передачі квадраторів;

$$\left. \begin{aligned} U_a(\theta) &= U_a^\theta \sin(kd \sin \theta_a \sin \varphi_a) \sin(kd_x \sin \theta_a \cos \varphi_a); \\ U_b(\theta) &= U_b^\theta \sin(kd \sin \theta_b \sin \varphi_b) \sin(kd_x \sin \theta_b \cos \varphi_b); \\ U_a(\varphi) &= U_a^\varphi \sin(kd \sin \theta_a \sin \varphi_a) \sin(kd_x \sin \theta_a \cos \varphi_a); \\ U_b(\varphi) &= U_b^\varphi \sin(kd \sin \theta_b \sin \varphi_b) \sin(kd_x \sin \theta_b \cos \varphi_b). \end{aligned} \right\}$$

У кожній з цих напруг можливо виділити три складові. Перші дві будуть постійними при прийманні коливань з частотною або фазовою модуляцією та при прийманні немодульованих несучих частот. Третя складова буде завжди змінюватись у часі при будь-яких видах модуляції. Для видалення постійних складових використовують смуго-пропускні фільтри з вікном прозорості в діапазоні низьких і дуже низьких частот, тобто у смузі  $0 < \Omega \leq \Omega_{в.гр.}$ , де верхня гранична частота вибирається з урахуванням діючих норм на рознесення сусідніх частотних призначень. При амплітудно-модульованих коливаннях всі три

складові будуть змінними і їх можна використовувати для визначення азимута за мінімальним рівнем  $U_{16}$  і  $U_{17}$ . Наприклад, за умови, що  $\varphi_b \approx 0$ , отримуємо  $U_b(\theta) \rightarrow \min$  і  $U_b(\varphi) \rightarrow \min$ . Тоді друга і третя складові співвідношень (3.106) дорівнюють нулю.

В діапазонах метрових і більш коротких хвиль використовують переважно модуляцію за частотою або фазою [19]. Тому подальша обробка напруг розрахована саме на такий тип радіовипромінювання.

На виході фільтрів  $\Phi_1$  і  $\Phi_2$  матимемо змінні складові напруг  $U_{16}$  і  $U_{17}$ . ( $U_{20}$  і  $U_{21}$ ), які надходять до випрямлячів  $B_1$  і  $B_2$ . Постійні напруги на виходах цих випрямлячів:

$$U_{19} = C \begin{bmatrix} U_a^0 U_b^0 \sin(kd \sin \theta_a \sin \varphi_a) \sin(kd \sin \theta_b \sin \varphi_b) \cdot \\ \cdot \sin(kd_x \sin \theta_a \cos \varphi_a) \sin(kd_x \sin \theta_b \cos \varphi_b) \end{bmatrix};$$

$$U_{22} = C \begin{bmatrix} U_a^\varphi U_b^\varphi \sin(kd \sin \theta_a \sin \varphi_a) \sin(kd \sin \theta_b \sin \varphi_b) \cdot \\ \cdot \sin(kd_x \sin \theta_a \cos \varphi_a) \sin(kd_x \sin \theta_b \cos \varphi_b) \end{bmatrix}$$

зменшуються до нуля у разі суміщенні нормалі до апертури антени з напрямом на джерело  $a$  або  $b$ , що дає можливість процесору формувати команди для БМПП на обертання апертури в азимутальній площині.

Після вимірювання азимутальних кутів  $\varphi_a$  і  $\varphi_b$  комутатори за командами процесора підключають вібратори  $1'$ ,  $2'$ ,  $3'$  і  $4'$ , тобто АР складається з чотирьох вертикальних вібраторів. Нехай за рахунок вибраного азимутального кута випромінювання джерела  $b$  буде придушене і напруги  $\dot{U}_9$  і  $\dot{U}_{12}$  набувають вигляду:

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

Ці напруги надходять до віднімача  $\Delta_3$  і суматора  $\Sigma_3$ , на виходах яких отримуємо:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{13} &= \dot{U}_9 - \dot{U}_{12} = -4U_a^0 \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) \sin \alpha_z; \\ \dot{U}_{15} &= \dot{U}_9 + \dot{U}_{12} = i4U_a^0 \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) \cos \alpha_z. \end{aligned} \quad (3.107)$$

Напруга  $\dot{U}_{13}$  (3.107) використовується для наведення апертури АР на напрям поширення хвиль від джерела випромінювання  $a$ . Найбільш чутливим множником до зміни кута  $\theta$ , враховуючи значення  $\alpha_x$ ,  $\gamma$  і  $\alpha_z$  з виразу (3.104), буде

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

Якщо меридіональний кут  $\theta \rightarrow 90^\circ$ , то напруга  $\dot{U}_{13} \rightarrow 0$ , а напруга  $\dot{U}_{15}$  набуває значення:

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

За умови, що вертикальна складова вектора напруженості електричного поля джерел випромінювання  $a$  і  $b$  значно перевищує горизонтальну складову, знаходимо меридіональні кути  $\theta_a$  і  $\theta_b$ . У іншому випадку, коли горизонтальна складова більше ніж вертикальна складова, використовується чотирьохелементна АР з горизонтальних вібраторів і комутатори приєднують вібратори 3", 1", 4" і 2" до входів каналів підсилення і частотного перетворення. На виходах віднімачів  $\Delta_1$  і  $\Delta_2$  отримуємо:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 = \dot{U}_5 - \dot{U}_7 &= i2\dot{U}_a^\varphi \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) e^{-i\alpha_z}; \\ \dot{U}_{12} = \dot{U}_6 - \dot{U}_8 &= i2\dot{U}_a^\varphi \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) e^{i\alpha_z}. \end{aligned} \right\}$$

З виходу віднімача  $\Delta_3$  знімається напруга, яка буде використана для настроювання положення апертури антени в меридіональній площині:

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

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

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

Після отримання значень кутів  $\theta_a$ ,  $\theta_b$ ,  $\varphi_a$  і  $\varphi_b$  система повертається до режиму з використанням вібраторів 1', 1" і 2', 2". Отже, на виходах віднімачів  $\Delta_1$  і  $\Delta_2$  отримуємо:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= i2\dot{U}_a^\theta \sin(kd \sin \varphi_a) \sin(kd_x \cos \varphi_a) \\ \dot{U}_{12} &= i2\dot{U}_a^\varphi \sin(kd \sin \varphi_a) \sin(kd_x \cos \varphi_a) \end{aligned} \right\} \quad (3.108)$$

Різниця цих напруг дорівнює:

$$\dot{U}_{13} = iL(\dot{U}_a^\theta - \dot{U}_a^\varphi),$$

а сума

$$\dot{U}_{15} = iL(\dot{U}_a^\theta + \dot{U}_a^\varphi), \quad (3.109)$$

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

На виході детекторів  $D_5$  і  $D_6$  отримуємо напруги:

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

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

Значення напруг  $U_{13}$  і  $U_{15}$  використовуються в процесорі для розрахунку параметрів поляризації за такими основними співвідношеннями:

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

де  $U_9$  і  $U_{12}$  – вихідні напруги з детекторів  $D_1$  і  $D_4$ .

Кут нахилу поляризаційного еліпса:

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

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

$$\cos \psi = \frac{U_{15}^2 - U_{13}^2}{4U_9 U_{12}}.$$

Коефіцієнт еліптичності визначається за формулою:

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

Напруженість вектора електричного поля джерела випромінювання  $a$ :

$$\left. \begin{aligned} E_a^0 &= U_9 / 2aK_\phi Ll_\delta; \\ E_a^\varphi &= U_{12} / 2aK_\phi Ll_\delta F(\varphi_a), \end{aligned} \right\} \quad (3.110)$$

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 (3.110) отримані за допомогою співвідношень (3.104), (3.105) і (3.108).

Результати розрахунків і вимірювань використовуються в пристрої ідентифікації джерел випромінювання (ІД). Параметрами для автоматичної ідентифікації джерел випромінювання можуть бути наступними: частота, характер модуляції, позивні або коди джерел випромінювання, які закладені в коливаннях напруг  $\dot{U}_9$  і  $\dot{U}_{12}$  (3.108), а також повної напруги джерела  $a \dot{U}_{15}$  (3.109), кутові координати джерел випромінювання, поляризаційні характеристики тощо. Результати випромінювань та ідентифікації з процесора надходять в пристрій індикації і реєстрації сигналів (ПРС).

Найбільш простий випадок – в секторі огляду простору завада відсутня і можна спостерігати випромінювання на певній частоті тільки одного джерела. На першому етапі моніторингу комутатори приєднують затискачі вібраторів 1', 1'' і 2', 2'' до входів чотирьох каналів БПЧП. Напруги на виходах каналів при  $U_b^0 = 0$  і  $U_b^\varphi = 0$  набувають вигляду:

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

Напруги суми і різниці на виходах віднімачів  $\Delta_1$ ,  $\Delta_2$  і суматорів  $\Sigma_1$ ,  $\Sigma_2$ :



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

Напруги  $U_9$  і  $U_{12}$  після детектування використовуються процесором для визначення азимуту джерела випромінювання  $a$ . Після суміщення нормалі до апертури антени з меридіональною площиною поширення хвилі джерела  $a$ , напруги  $U_9$  і  $U_{12}$  наближаються до нуля і можна спостерігати за джерелом  $a$  лише за допомогою напруг  $\dot{U}_{10}$  і  $\dot{U}_{11}$ .

На другому етапі моніторингу (визначення меридіональної кутової координати джерела  $a$ ) використовується конфігурація АР, яка складається з вібраторів  $1'$ ,  $2'$ ,  $3'$  і  $4'$ . Сигнали

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

надходять до віднімача  $\Delta_4$ , на виході якого матимемо:

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

Амплітуда цієї напруги після детектора  $D_8$  використовується процесором як індикатор наведення апертури антени в меридіональній площині на напрям падіння хвилі від джерела випромінювання. Процесор виробляє команди для обертання апертури антени в меридіональній площині електромеханічним пристроєм (ЕМПП) для досягнення нульового значення напруги  $U_{14}$

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

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

При суміщенні нормалі до апертури антени з напрямом на джерело випромінювання на виході суматора  $\Sigma_4$  отримуємо:

$$\dot{U}_{18} = \dot{U}_{10} + \dot{U}_{11} = 4\dot{U}_a^\theta \sin \gamma_a.$$

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

$$E_a^\theta = U_{19} / 4aK_\phi l_d \sin \gamma_a.$$

У випадку, коли меридіональна складова значно менше за азимутальну, використовуємо АР, яка утворюється чотирма горизонтальними вібраторами 3", 1" і 4", 2". При  $\varphi_a = 0$  наруги на виходах каналів підсилення і частотного перетворення дорівнюватимуть:

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

Після віднімання та підсумовування отримаємо:

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

Напруга з виходу віднімача  $\Delta_4$ :

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

після детектування використовується для орієнтації антени на джерело випромінювання:

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

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

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

і після детектора  $D_6$ :

$$U_{18} = 4U_a^\varphi \sin \gamma_a.$$

Після настроювання просторового положення апертури антени комутатори перемикають АР до початкової конфігурації. Це призведе до утворення напруг:

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

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

В режимі автоконтроля процесор через БКК переводить комутатор в стан, при якому на входи чотирьох каналів надходять сигнали від ГТН. ГТН формує чотири сигнали, які можуть мати певні фазові зсуви і амплітудні співвідношення. При синфазних і однакових за амплітудою сигналах коректуються коефіцієнти передачі трьох каналів. Очевидно, що в цьому випадку продетектовані напруги повинні дорівнювати:  $U_9 = 0$ ,  $U_{10} = 2U_T$ ,  $U_{11} = 2U_T$ ,  $U_{12} = 0$ . Якщо ці рівняння не задовольняються, то коефіцієнт передачі третього каналу підстроюється за допомогою АФК та блоку коректуючих напруг (БКН), яким керує процесор.

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.

### **Висновки до третього розділу**

1. З принципу дії синтезованої антенної системи з амплітудною компенсацією завади впливає декілька наступних положень. Якщо завада надходить до антенної системи під певним кутом  $\varphi$  до напрямку падіння електромагнітної хвилі з корисним сигналом, то можлива точна компенсація завади (досягається задане користувачем відношення сигналу до завади), навіть

якщо частота повністю збігається з частотою сигналу. Динамічний діапазон (лінійність амплітудної характеристики) коефіцієнта передачі  $K_3 = \text{ctg}\psi$  значно ширший, ніж у коефіцієнта передачі  $K_2 = 0,5 \text{ cosec}\psi$ , що забезпечує більш точну амплітудну компенсацію. Особливо це важливо в інтервалі кутів  $\psi$  від  $50^\circ$  до  $90^\circ$ . Визначення положення джерела завади лінійно решіткою, що зображена на рис. 3.5, можливе з похибкою, яка дорівнює  $180^\circ$ . Щоб позбутися цієї невизначеності, можна запропонувати використання екрана. В цьому випадку антенна система прийматиме радіохвилі лише з одного півпростору.

2. У порівнянні з антенною системою з амплітудною компенсацією завади антенна система з фазовою компенсацією, представлена на рис. 3.7 завади має ряд переваг. Це: можливість формувати діаграми спрямованості чотирьох типів  $\psi_0 = 0$ ,  $\psi_s = (s-1)\psi_0$ ,  $\psi_s = (-1)^{s-1}\psi_0$  та  $\psi_{1,2} = \psi_0$  і  $\psi_{3,4} = -\psi_0$ ; здійснення просторової фільтрації в двоелементному режимі, що забезпечує високий рівень корисного сигналу при кутовому рознесенні джерел корисного сигналу і завади від  $5^\circ$  до  $90^\circ$ ; точна пеленгація місцезнаходження джерела завади; можливість моніторингу джерела завади.

3. З розглянутого принципу дії запропонованої схеми двоелементної адаптивної антени на рис. 3.10 випливає, що завада на частоті корисного сигналу може ефективно придушуватися двоелементною антенною решіткою, якщо випромінювання джерела завади приходить під деяким кутом  $\psi$  до напрямку приходу сигналу. Мінімальне значення кута залежить від динамічних характеристик помножувачів і формувачів керуючого сигналу. Антенна система дозволяє визначати напрям приходу сигналу, для чого в процесорі повинна бути програма обчислення кута  $\theta$ .

4. Результати аналітичного дослідження показують, що антенна система, яка складається з п'яти активних несиметричних вібраторів, однозначно пеленгує місцеположення джерела випромінювання і вимірює параметри електромагнітного поля. При цьому антенну систему не потрібно орієнтувати у просторі згідно з напрямом падіння електромагнітної хвилі. Це суттєво збільшує

швидкодію вимірювального пристрою і підвищує точність вимірювань. Використання активних несиметричних вібраторів в антенній системі дає можливість працювати у широкій смузі частот, оскільки діюча довжина кожного із вібраторів мало залежить від частоти.

5. Розроблена чотирьохелементна антенна решітка з пристроєм первинної обробки сигналів забезпечує виконання низки важливих для радіомоніторингу функцій: автоматизований огляд простору та виявлення джерела випромінювання; автоматичне визначення кутових координат джерел випромінювання; придушення завади на частотах близьких до частоти контрольованого радіовипромінювання; вимірювання напруженості електричного поля; вимірювання параметрів поляризації поля випромінювання. Синтезована структурна схема антенної системи забезпечена колами автоконтроля, що гарантує своєчасне виявлення відмов та підтримання системи в робочому стані, а також її функціонування в межах закладених в конструкцію характеристик точності.

## Список використаних джерел у третьому розділі

1. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Сібрук Л.В. Малоелементна антенна решітка з придушенням завади на частоті сигналу: патент на корисну модель №70876 Україна, опубл. 26.06.2012, Бюл. №12.
2. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Щербина О.А., Тураби Осам. Погрешности определения направления прихода сигнала помехи двухэлементной адаптивной антенной. *Проблеми інформатизації та управління*. 2009. № 4 (28). С. 66–71.
3. Ільницький Л.Я., Щербина О.А. Чотирьохелементна вимірювальна антенна поляриметра. *Авіа-2013*: тези доповідей XI міжнародної науково-технічної конференції, Київ, 21-23 травня 2013 р., Київ, 2013. Т.4. С.24.26–24.29.
4. Yashanov I., Shcherbyna O., Zaliskyi M., Kozhokhina O., Odarchenko R., Tereshchenko L. Diagnostics Program Efficiency Analysis for Antenna System. *Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET): Proceedings of IEEE 15th International Conference, Lviv-Slavske (Ukraine), 25-29 February 2020*. P. 583-586.
5. Ilitskiy L.Y., Shcherbyna O.A. Antenna system for radiomonitoring. *Antenna Theory Techniques (ICATT): Proceedings of IX International Conference, Odessa (Ukraine), 16-20 September 2013*. P. 358-360.
6. Thomas A. Milligan. *Modern antenna design*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005. 614 p.
7. Монзиго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Москва: Радио и связь, 1986. 448 с.
8. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Білоус Н.М. Антенна система з амплітудною компенсацією завад. *Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем*. 2013. №8. С. 70–79.
9. Ямпольський В.Г., Фролов О.П. Антенны и ЭМС. Москва: Радио и связь, 1983. 272 с.

10. Ільницький Л.Я., Савченко О.Я., Сібрук Л.В. Антени та пристрої надвисоких частот: підручник для ВНЗ. Київ: Укртелеком, 2003. 496 с.
11. Щербина О.А., Ільницький Л.Я. Антенна решітка з фазовою компенсацією завади. *Вісник інженерної академії України*. 2019. №3. С. 84-89.
12. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Михальчук І.І. Антенна решітка обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості. *Проблеми інформатизації та управління*. 2010. № 1(29). С. 82-85.
13. Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А. Поляризация радиоволн. Москва: Радиотехника, 2005. 704 с.
14. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Мартиновченко К.В. Принцип побудови універсальної вимірювальної антени. *Наукоємні технології*. 2014. № 1(21). С. 41-48.
15. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Сібрук Л.В. П'ятиелементна вимірювальна антенна система: патент на винахід №107019 Україна, опубл. 10.11.2014, Бюл. №21.
16. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. Москва: Наука, 1986. 544 с.
17. Ilnitskiy, L.Ya., Shcherbina, O.A. Antenna system for measuring electromagnetic field parameters. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2014. Vol. 57, No. 1. P. 50-60.
18. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Слободянюк П.В., Благодарний В.Г. Антени телекомунікаційних і моніторингових систем. Київ: Український державний центр радіочастот, 2012. 240с.
19. Справочник по радиоконтролю. Женева: Бюро радиосвязи МСЭ, 2002. 585с.
20. Слободянюк П.В., Благодарный В.Г. Справочник для инженеров по радиомониторингу. Киев, 2012. 720 с.
21. Слободянюк П.В., Благодарный В.Г. Радиомониторинг: вчера, сегодня, завтра (теория и практика построения системы радиомониторинга). Прилуки: ООО «Изд-во Air-Поліграф», 2010. 296 с.

22. Balanis C.A. Antenna Theory: Analysis and Design. 4th Edition. New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2016. 534 p.
23. Randy L. Haupt. Antenna Arrays: A Computational Approach. New Jersey : John Wiley & Sons Inc., 2010. 1095 p.
24. Ilnitsky L.Y., Shcherbyna O.A., Mykhalchuk I.I. Antenna system of radiomonitoring with advanced features. *Methods and Systems of Navigation and Motion Control: Proceedings of IEEE 4th International Conference, Kyiv (Ukraine), 18-20 October 2016*. P. 67–71.
25. Ilnitsky L., Shcherbyna O., Mykhalchuk I., Kozhokhina O. Control of the antenna radiation pattern for radiomonitoring systems. *Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments: Proceedings of IEEE 5th International Conference, Kyiv (Ukraine), 22-24 October 2019*. P. 67–71.
26. Гехер К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей. Москва: Сов. радио, 1973. 200 с.
27. Щербина О.А., Ільницький Л.Я., Михальчук І.І. Антенна система для станцій радіомоніторингу. *Наукоємні технології*. 2020. № 1(45). С. 28–40.



## РОЗДІЛ 4

### РОЗРОБЛЕННЯ АНТЕННИХ СИСТЕМ РАДІОМОНІТОРИНГУ З КІЛЬЦЕВИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ АНТЕННИХ РЕШІТОК

Іноді в системах радіомоніторингу доцільно використовувати кільцеві антени як елементи АР. Кільцеві елементи мають низку переваг у порівнянні з лінійними симетричними або несиметричними вібраторами. Перш за все – це можливість розкласти будь-яку електромагнітну хвилю в коловому ортогональному поляризаційному базисі. На відміну від симетричних вібраторних елементів, які мають вигляд турнікетних антен і які для зменшення похибок вимірювань мусять мати суміщені фазові центри, достатньо одного кільця, яке повністю забезпечує повний цикл поляризаційних вимірювань.

При обтіканні кільця хвилею струму [1] антена випромінює або приймає електромагнітні хвилі з обертовою поляризацією. В напрямі осі кільця поляризація випромінюваної електромагнітної хвилі колова. Кільцева антена в режимі приймання з узгодженим навантаженням при довжині провідника антени близькій довжині хвилі і при падінні хвилі в напрямі осі розкладатиме її в ортогональному коловому поляризаційному базисі.

Другою, не менш важливою, перевагою є те, що кільцева антена має менші габарити ніж лінійні турнікетні антени при досить широкій смузі робочих частот. Тому доцільно розглянути принципи побудови антенних решіток з кільцевими елементами, а також структурних схем антенних систем для вимірювання параметрів електромагнітного поля, які побудовані з використанням різної кількості кільцевих елементів.

#### **4.1. Принципи побудови кільцевих антен для вимірювання параметрів електричного поля**

Кільцева антена (КА) – це металеве кільце з радіусом  $a$  з розривом між затискачами антени. До затискачів антени 1 і 2 приєднують джерело струму в

режимі випромінювання, або приймач – в режимі приймання радіохвиль (рис. 4.1).

Розглянемо роботу антени в режимі випромінювання при живленні кільця біжучою хвилею струму. Із загального аналізу поля випромінювання КА біжучої хвилі [2] виокремимо випадок, коли вздовж кільця вкладається тільки одна довжина хвилі електричного струму.

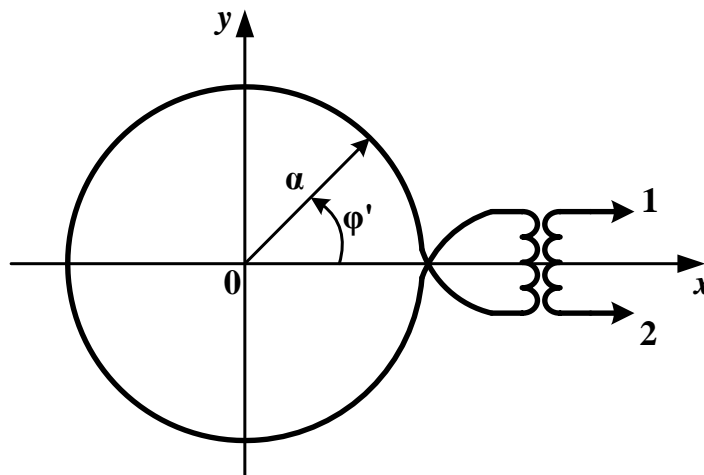


Рис. 4.1. Кільцева антена

Очевидно, можна записати, що

$$2\pi a = \Lambda, \quad (4.1)$$

де  $\Lambda$  – довжина хвилі струму в кільцевому провіднику.

Струм в будь-якій точці антени (рис. 4.1) визначаємо формулою:

$$I(\varphi') = I_0 e^{\pm ika\varphi'}, \quad (4.2)$$

де  $k = 2\pi/\Lambda$  – коефіцієнт фази хвилі; знак «+» беремо, коли хвиля струму поширюється за годинниковою стрілкою (у бік зменшення полярного кута  $\varphi'$ ), а знак «-» – у випадку, коли хвиля поширюється від осі  $0x$  ( $\varphi'=0$ ) у бік зростання полярного кута  $\varphi'$  (тобто, проти годинникової стрілки);  $I_0$  – комплексна амплітуда струму.

Для зручності подальшого аналізу вираз (4.2) запишемо у вигляді

$$I(\varphi') = I_0 e^{-in\varphi'}, \quad (4.3)$$

де введено позначення  $n = 2\pi a/\Lambda = \pm 1, 2, 3$  – кількість хвиль на кільці.

Беручи до уваги рівняння (4.1) і вираз для струму (4.3) вихідні рівняння [2] для поля випромінювання кільцевої антени набудуть такого вигляду

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_\theta &= i \frac{30\dot{I}_0 \cos\theta}{r} e^{-ikr} \int_0^{2\pi} e^{-in\varphi'} e^{i\sin\theta \cos\varphi'} \sin\varphi' d\varphi'; \\ \dot{E}_\varphi &= -i \frac{30\dot{I}_0}{r} e^{-ikr} \int_0^{2\pi} e^{-in\varphi'} e^{i\sin\theta \cos\varphi'} \cos\varphi' d\varphi', \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

де  $k = 2\pi/\lambda$  – коефіцієнт фази хвилі в просторі;  $\lambda$  – довжина хвилі у вільному просторі.

Позначимо величину  $\sin\theta$  у показнику степені експоненти, як аргумент  $\sin\theta = u$ .

Тоді рівняння (4.4) набувають вигляду

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_\theta &= i \frac{30\dot{I}_0 \cos\theta}{r} e^{-ikr} \int_0^{2\pi} e^{i(u \cos\varphi' - n\varphi')} \sin\varphi' d\varphi'; \\ \dot{E}_\varphi &= -i \frac{30\dot{I}_0}{r} e^{-ikr} \int_0^{2\pi} e^{i(u \cos\varphi' - n\varphi')} \cos\varphi' d\varphi'. \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

Враховуючи, що тригонометричні функції  $\sin\varphi'$  і  $\cos\varphi'$  можна виразити через експоненціальні від уявного аргументу, інтеграли в рівняннях (4.5) представимо так

$$\begin{aligned} \text{Int}_1 &= \int_0^{2\pi} e^{i(u \cos\varphi' - n\varphi')} \sin\varphi' d\varphi' = \frac{1}{2i} \int_0^{2\pi} e^{i(u \cos\varphi' - (n-1)\varphi')} d\varphi' - \frac{1}{2i} \int_0^{2\pi} e^{i(u \cos\varphi' - (n+1)\varphi')} d\varphi'; \\ \text{Int}_2 &= \int_0^{2\pi} e^{i(u \cos\varphi' - n\varphi')} \cos\varphi' d\varphi' = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} e^{i(u \cos\varphi' - (n-1)\varphi')} d\varphi' - \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} e^{i(u \cos\varphi' - (n+1)\varphi')} d\varphi'. \end{aligned}$$

Отримані інтеграли представляють собою функції Беселя [2, 3]. У результаті відомих перетворень [3] знаходимо значення інтегралів

$$\left. \begin{aligned} \text{Int}_1 &= -2\pi \frac{n}{u} i^n J_n(u); \\ \text{Int}_2 &= \pi i^{(n-1)} [J_{n-1}(u) - J_{n+1}(u)], \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

де  $J_{n-1}(u)$ ;  $J_n(u)$ ;  $J_{n+1}(u)$  – функції Беселя першого роду  $(n-1)$ -го,  $n$ -го та  $(n+1)$ -го порядків.

Підставляємо обчислені інтеграли (4.6) у вирази (4.5)

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_\theta &= i\dot{A}\cos\theta e^{-ikr} \left[ -2\pi \frac{n}{\sin\theta} i^n J_n(\sin\theta) \right]; \\ \dot{E}_\varphi &= -i\dot{A}e^{-ikr} \left\{ \pi i^{(n-1)} [J_{n-1}(\sin\theta) - J_{n+1}(\sin\theta)] \right\}; \end{aligned} \right\} \quad (4.7)$$

де  $\dot{A} = 30\dot{I}_0/r$ .

Упорядковуюючи множники у виразах (4.7), отримуємо формули для напруженостей електричного поля у вигляді

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_\theta &= i^{(n+1)}\pi n\dot{A}[2\text{ctg}\theta J_n(\sin\theta)]; \\ \dot{E}_\varphi &= -i^n\pi\dot{A}[J_{n-1}(\sin\theta) - J_{n+1}(\sin\theta)]. \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

Якщо біжуча хвиля струму поширюється за годинниковою стрілкою, то  $n = 1$  і формули (4.8) записуємо так

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_\theta &= -\pi\dot{A}[2\text{ctg}\theta J_1(\sin\theta)] = -\dot{A}_0 F_\theta(\theta); \\ \dot{E}_\varphi &= -i\pi\dot{A}[J_0(\sin\theta) - J_2(\sin\theta)] = -\dot{A}_0 e^{i\frac{\pi}{2}} F_\varphi(\theta), \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

де  $\dot{A}_0 = \pi\dot{A}$ ;

$$\left. \begin{aligned} F_\theta(\theta) &= 2\text{ctg}\theta J_1(\sin\theta); \\ F_\varphi(\theta) &= J_0(\sin\theta) - J_2(\sin\theta). \end{aligned} \right\} \quad (4.10)$$

За формулами (4.10) в програмі Mathcad побудовано ДС КА (рис. 4.2).

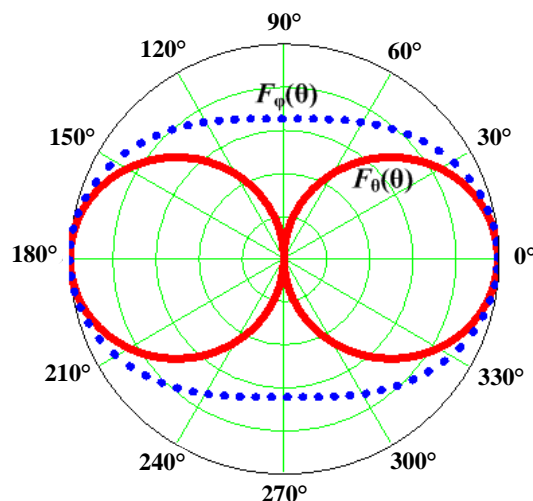


Рис. 4.2. Діаграми спрямованості КА

При протилежному напрямі поширення хвилі струму в кільцевому провіднику  $n = -1$  і вирази (4.8) трансформуються таким чином

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_\theta &= -\pi\dot{A}[2\text{ctg}\theta J_{-1}(\sin\theta)] = \dot{A}_0 F_\theta(\theta); \\ \dot{E}_\varphi &= i\pi\dot{A}[J_{-2}(\sin\theta) - J_0(\sin\theta)] = -\dot{A}_0 e^{i\frac{\pi}{2}} F_\varphi(\theta). \end{aligned} \right\} \quad (4.11)$$

У виразах (4.11) враховано, що функції Беселя від'ємного порядку зв'язані з функціями Беселя позитивного порядку співвідношенням [3]

$$J_{-n}(z) = (-1)^n J_n(z).$$

З виразів (4.9) і (4.11) випливає, що ХС КА не залежать від напрямку поширення хвилі струму живлення і визначаються формулами (4.10), а фазові співвідношення між складовими вектора напруженості поля змінюються суттєво.

В площині  $\theta\varphi$ , осі  $\theta$  і  $\varphi$  якої збігаються з напрямками ортів  $\vec{\theta}_0$  і  $\vec{\varphi}_0$  сферичної системи координат у точці спостереження  $M(r, \theta, \varphi)$ , з урахуванням часової залежності множника  $\dot{A}_0 \Rightarrow A_0 \cos\omega t$ , вектор напруженості електричного поля

$$\dot{\vec{E}} = \vec{\theta}_0 \dot{E}_\theta + \vec{\varphi}_0 \dot{E}_\varphi \quad (4.12)$$

згідно з рівняннями (4.9) обератиметься за годинниковою стрілкою з коловою частотою  $\omega$ .

При поширенні струму живлення кільця за годинниковою стрілкою, якщо ( $n = -1$ ), вектор напруженості електричного поля (4.12), як випливає з виразів (4.11), обератиметься проти годинникової стрілки.

В напрямі  $\theta = 0$ , тобто в напрямі осі  $0z$ , ХС (4.10) приймають одиничні значення. Отже, в напрямі осі КА випромінюватиме хвилі з коловою поляризацією: при  $n = -1$  буде правий напрям обертання, а при  $n = 1$  – лівий напрям обертання.

Оскільки антена виконана з елементів, електричні параметри яких не залежать від інтенсивності струмів або напруг, що збуджуються в провідниках, не містить в собі джерел струмів або напруг, то кільцева антена підкоряється принципу взаємності і принципу оборотності. Тобто при падінні на антену електромагнітної хвилі колової поляризації у провіднику виникне біжуча хвиля,

яка поширюватиметься за або проти годинникової стрілки в залежності від напрямку обертання вектора напруженості електричного поля.

В загальному випадку, коли хвиля падатиме на антену в напрямі осі кільця, в провідниках з'являться дві хвилі, які поширюватимуться назустріч одна одній. Це означає, що КА розкладає хвилю, хвильова поверхня якої збігається з площиною кільця, на дві складові в коловому ортогональному поляризаційному базисі.

В режимі приймання радіохвиль в полярній системі координат вектор напруженості електричного поля в ортогональному коловому поляризаційному базисі має вигляд

$$\vec{e}(t) = \begin{cases} \vec{\rho}_0 E_1 + \vec{\varphi}_0 (\omega t + \phi_1); \\ \vec{\rho}_0 E_2 + \vec{\varphi}_0 (-\omega t + \phi_2), \end{cases} \quad (4.13)$$

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  $Ox$ .

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

$$\vec{e}(t) = \vec{x}_0 E_x \cos(\omega t) + \vec{y}_0 E_y \cos(\omega t + \psi), \quad (4.14)$$

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 (4.14) можна представити таким чином

$$\left. \begin{aligned} \vec{e}_x = \vec{x}_0 E_x \cos \omega t &= \left\{ \begin{aligned} \vec{e}_{\text{пр}}^x &= \vec{x}_0 \frac{E_x}{2} \cos \omega t + \vec{y}_0 \frac{E_x}{2} \sin \omega t; \\ \vec{e}_{\text{лів}}^x &= \vec{x}_0 \frac{E_x}{2} \cos \omega t - \vec{y}_0 \frac{E_x}{2} \sin \omega t; \end{aligned} \right. \\ \vec{e}_y = \vec{y}_0 E_y \cos(\omega t + \psi) &= \left\{ \begin{aligned} \vec{e}_{\text{пр}}^y &= -\vec{x}_0 \frac{E_y}{2} \sin(\omega t + \psi) + \vec{y}_0 \frac{E_y}{2} \cos(\omega t + \psi); \\ \vec{e}_{\text{лів}}^y &= \vec{x}_0 \frac{E_y}{2} \sin(\omega t + \psi) + \vec{y}_0 \frac{E_y}{2} \cos(\omega t + \psi). \end{aligned} \right. \end{aligned} \right\} \quad (4.15)$$

Введемо позначення

$$\left. \begin{aligned} m &= E_y / E_x; \\ b_1 &= \sqrt{1 - 2m \sin \psi + m^2}; \quad b_2 = \sqrt{1 + 2m \sin \psi + m^2}; \\ \sin \phi_1 &= \frac{m \cos \psi}{b_1}; \quad \cos \phi_1 = \frac{1 - m \sin \psi}{b_1}; \\ \sin \phi_2 &= \frac{m \cos \psi}{b_2}; \quad \cos \phi_2 = \frac{1 + m \sin \psi}{b_2}. \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

За допомогою виразів (4.15) і (4.16) знаходимо вектори напруженості електричного поля правого і лівого обертання

$$\left. \begin{aligned} \vec{e}_{\text{пр}} &= \vec{e}_{\text{пр}}^x + \vec{e}_{\text{пр}}^y = E_1 [\vec{x}_0 \cos(\omega t + \phi_1) + \vec{y}_0 \sin(\omega t + \phi_1)]; \\ \vec{e}_{\text{лів}} &= \vec{e}_{\text{лів}}^x + \vec{e}_{\text{лів}}^y = E_2 [\vec{x}_0 \cos(-\omega t + \phi_2) + \vec{y}_0 \sin(-\omega t + \phi_2)]. \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

де  $E_1 = \frac{E_x b_1}{2}$ ,  $E_2 = \frac{E_x b_2}{2}$ .

Вирази (4.13) і (4.17) 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 кільцевого елемента. Вважаємо, що на КА 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  $\vec{l}_d^k$

$$U_{\text{пр}} = (\vec{e}_{\text{пр}}, \vec{l}_d^k). \quad (4.18)$$

Математичний зміст діючої довжини кільця у виразі (4.18) збігається з визначенням діючої довжини приймальної антени [1]. Але діюча довжина – це

параметр, який, у відповідності до основного визначення, може характеризувати антену лише для складових, отриманих при розкладанні хвилі у лінійному ортогональному поляризаційному базисі [1]. Використовуючи перше рівняння системи (4.17), вираз (4.18) запишемо у вигляді

$$U_{\text{пр}} = E_1 \left( \left[ \vec{x}_0 \cos(\omega t + \phi_1) + \vec{y}_0 \sin(\omega t + \phi_1) \right], \vec{l}_d^{\text{к}} \right). \quad (4.19)$$

З виразу (4.19) випливає, що при лінійній поляризації

$$\vec{l}_d^{\text{к}} = \vec{x}_0 l_d \quad \text{або} \quad \vec{l}_d^{\text{к}} = \vec{y}_0 l_d,$$

де  $l_d$  – діюча довжина кільця за умови, що хвиля, яка падає на антену, лінійно поляризована.

При коловій поляризації діюча довжина кільця визначається як

$$\vec{l}_d^{\text{к}} = \vec{x}_0 l_d + \vec{y}_0 l_d = l_d (\vec{x}_0 + \vec{y}_0). \quad (4.20)$$

Підставляючи значення  $l_d^{\text{к}}$  з (4.20) у (4.19), знаходимо напругу на затискачах антени колової поляризації при прийманні хвилі правої поляризації

$$U_{\text{пр}} = \sqrt{2} E_1 l_d \cos \left( \omega t + \phi_1 - \frac{\pi}{4} \right) \quad (4.21)$$

і при прийманні хвилі лівої поляризації

$$U_{\text{лів}} = \sqrt{2} E_2 l_d \cos \left( \omega t - \phi_2 + \frac{\pi}{4} \right). \quad (4.22)$$

З формул (4.19), (4.21) і (4.22) можна зробити висновок, що КА у порівнянні з симетричним вібратором, діюча довжина якого  $l_d$ , створює напругу на затискачах в  $\sqrt{2}$  разів більшу.

З виразів (4.13) видно що в певні моменти часу вектори напруженості електричного поля правого і лівого обертання будуть збігатися. В ці моменти кутові координати векторів дорівнюватимуть одному і тому ж куту, тобто

$$\left. \begin{aligned} \omega t_s + \phi_1 - 2\pi s &= \gamma; \\ -\omega t_s + \phi_1 + 2\pi s &= \gamma, \end{aligned} \right\} \quad (4.23)$$

де  $t_s = t_1 + (s-1)T$ ,  $s = \overline{1, \infty}$ ,  $t_1$  – перший момент часу, при якому виконуються рівняння (4.23),  $T$  – період електромагнітних коливань,  $\gamma$  – кут, який



відраховується від осі  $Ox$  і при якому модуль вектора  $\vec{e}(t)$  набуває максимального значення.

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 (4.23) випливає, що кут нахилу великої осі поляризаційного еліпса визначається як

$$\gamma = \frac{\phi_1 + \phi_2}{2}. \quad (4.24)$$

Зсув фаз  $\phi$  напруг правого (4.21) і лівого (4.22) напрямку обертання дорівнює

$$\phi = \phi_1 + \phi_2 - \pi/2. \quad (4.25)$$

Порівнюючи вирази (4.24) і (4.25), знаходимо

$$\gamma = \frac{\phi - \pi/2}{2}. \quad (4.26)$$

Велика піввісь поляризаційного еліпса  $a_e = E_1 + E_2$ , а мала піввісь –  $b_e = E_1 - E_2$ . Звідси коефіцієнт еліптичності визначається як

$$K_e = \frac{b_e}{a_e} = \frac{E_1 - E_2}{E_1 + E_2}.$$

Оскільки амплітуди напруг (4.21) і (4.22) однозначно залежать від напруженостей полів  $E_1$  і  $E_2$

$$\begin{aligned} U_{\text{пр}}^A &= \sqrt{2}E_1 l_d; \\ U_{\text{лів}}^A &= \sqrt{2}E_2 l_d, \end{aligned} \quad (4.27)$$

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

$$K_e = \frac{U_{\text{пр}}^A - U_{\text{лів}}^A}{U_{\text{пр}}^A + U_{\text{лів}}^A}. \quad (4.28)$$

Формули (4.26) і (4.28) доводять, що всі параметри поляризаційного еліпса однозначно можна обчислити за напругами на затискачах КА.

При побудові кільцевої вимірювальної антени необхідно створити схему виокремлення напруг (струмів) правого і лівого обертання векторів напруженостей електричного поля.

На затискачах 1 і 2 кільця (рис. 4.1) наводиться напруга, яка представляє собою суму напруг хвиль правої і лівої колової поляризації  $U_{\text{пр}}$  і  $U_{\text{лів}}$ . Електромагнітна хвиля обертової поляризації в провіднику кільцевої форми буде наводити розподілені ЕРС, під дією яких протікатиме хвиля електричного струму. При узгодженому навантаженні хвиля струму правого обертання протікатиме по колу від затискача 1 до затискача 2, а хвиля струму лівого обертання – від 2 до 1.

З метою виокремлення напруг на затискачах антени можна використовувати спрямовані відгалужувачі або циркулятори. Досить проста схема розділення сигналів КА на циркуляторах представлена на рис. 4.3 [4].

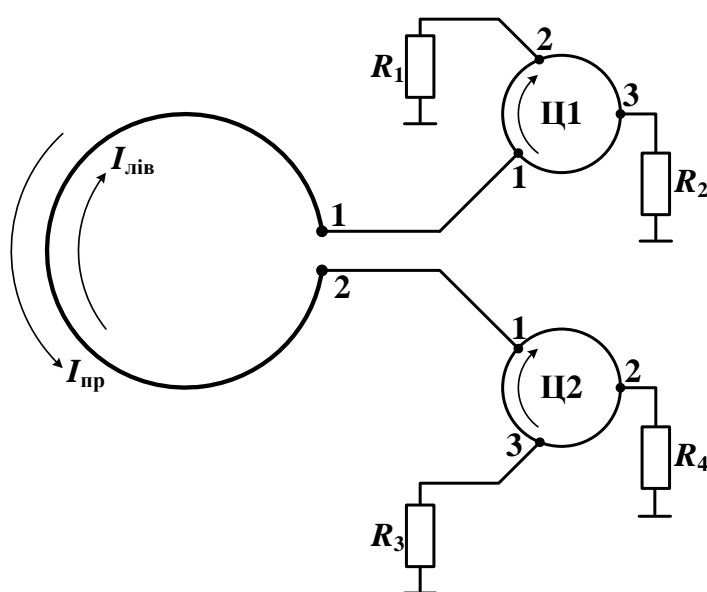


Рис. 4.3. Схема виокремлення сигналів правого і лівого обертання на циркуляторах

Циркулятори працюють таким чином, щоб хвиля електричного струму, яка надходить в плече 1 проходила лише в плече 2, з плеча 2 – лише в плече 3, а із плеча 3 – тільки в плече 1. Шестиполюсні Y-циркулятори можна побудувати в мікросмужковому виконанні на феритах [5, 6].

При правому напрямі поширення хвиля струму проходить від затискача 1 кільця до затискача 2. Струм  $I_{\text{пр}}$  надходить до плеча 1 циркулятора Ц2 і протікає через плече 2 та приєднаний до нього опір  $R_4$ . Всі опори одним кінцем з'єднані між собою, тому струм  $I_{\text{пр}}$  через опір  $R_2$  і циркулятор Ц1 надходить до затискача

1. Таким чином контур струму  $I_{\text{пр}}$  замкнутий. Аналогічно струм лівого обертання  $I_{\text{лів}}$  протікає через кільце антени від затискача 2 до затискача 1 і за допомогою циркулятора Ц1 спрямовується у навантаження плеча 2 ( $R_1$ ), а через шину нульового потенціалу, опір  $R_3$  плеча 3 циркулятора Ц2 повертається до затискача 2.

Навантаження на кільцеву антену повинно узгоджуватись із вхідним опором (опором випромінювання  $R_{\Sigma}$ ). За умови узгодження всіх елементів структурної схеми між собою теоретично досягається повний розподіл хвиль правого і лівого обертання.

Подальша обробка сигналів забезпечує вимірювання всіх необхідних величин. Повна структурна схема такої антенної системи наведена на рис. 4.4 [7].

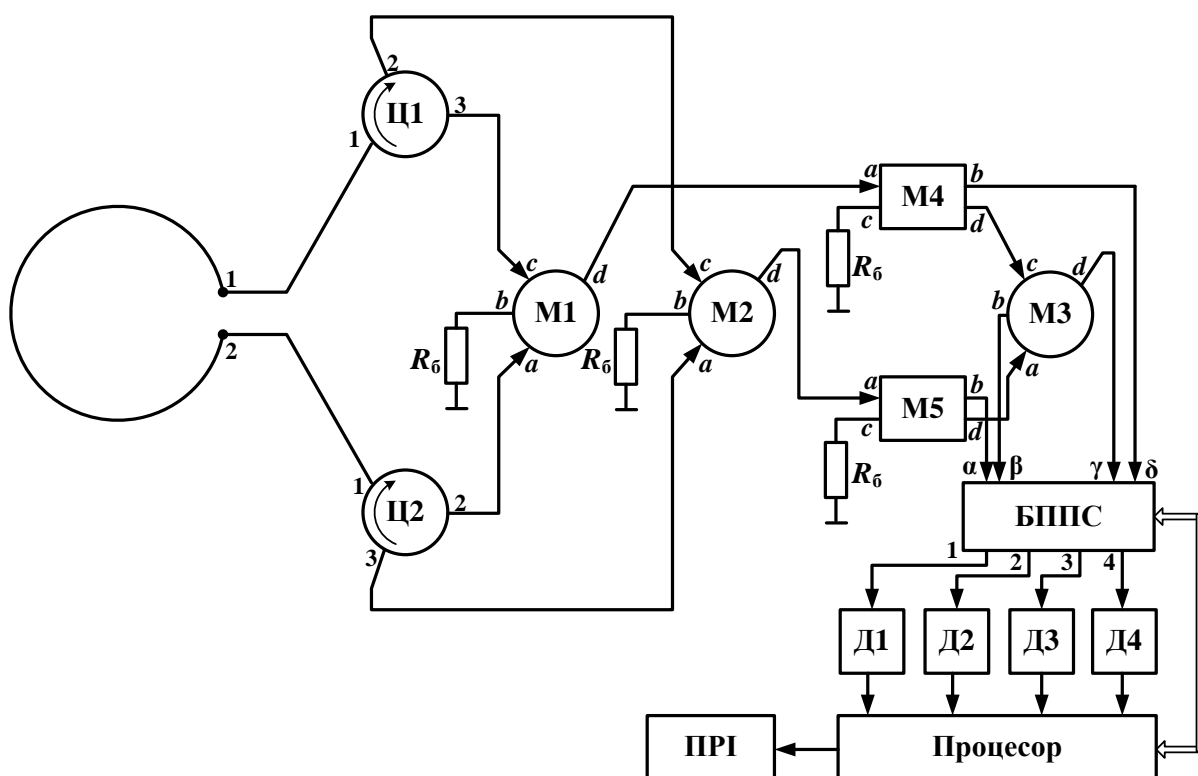


Рис. 4.4. Структурна схема кільцевої антенної системи для вимірювача параметрів електромагнітного поля

У повній схемі додано три кільцевих моста М1, М2 і М3, два квадратних моста М4 і М5, чотири детекторних секції Д1-Д4, чотири баластних опори  $R_6$ , процесор і пристрій реєстрації та індикації результатів вимірювань (ПРІ).

Функції опорів  $R_1 - R_4$  у схемі виокремлення сигналів на рис. 4.3 виконують вхідні опори мостів М1 і М2. Напруги правого обертаня на виході 3 циркулятора Ц1 і на виході 2 циркулятора Ц2 знаходяться у протифазі. В плечі  $d$  моста М1 утворюється повне значення напруги (4.21), а в плечі  $b$  - різниця напруг. Аналогічно, в плечі  $d$  моста М2 виникне повна напруга лівого обертаня (4.22).

При знаходженні значення фазового зсуву  $\phi$  (4.25) потужності хвиль правого і лівого обертаня діляться мостами М4 і М5 на дві рівні частини. Одна частина (з виходів  $b$ ) використовується для утворення напруг правого і лівого обертаня. Друга частина надходить на входи  $a$  і  $b$  кільцевого моста М3. Необхідно забезпечити однакові довжин шляхів струмів від затискачів 1 і 2 кільцевої антени до плечей  $a$  і  $c$  кільцевого моста М3. На виході плеча  $b$  кільцевого моста М3 утворюється 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 аналогічним коефіцієнтом пропорційності.

У блоці перетворення і підсилення сигналів (БППС), структурна схема якого у своєму складі має чотири канали перетворення напруг і кола корекції коефіцієнтів передач (рис. 4.5), високочастотні напруги зазнають частотного перетворення і підсилення.

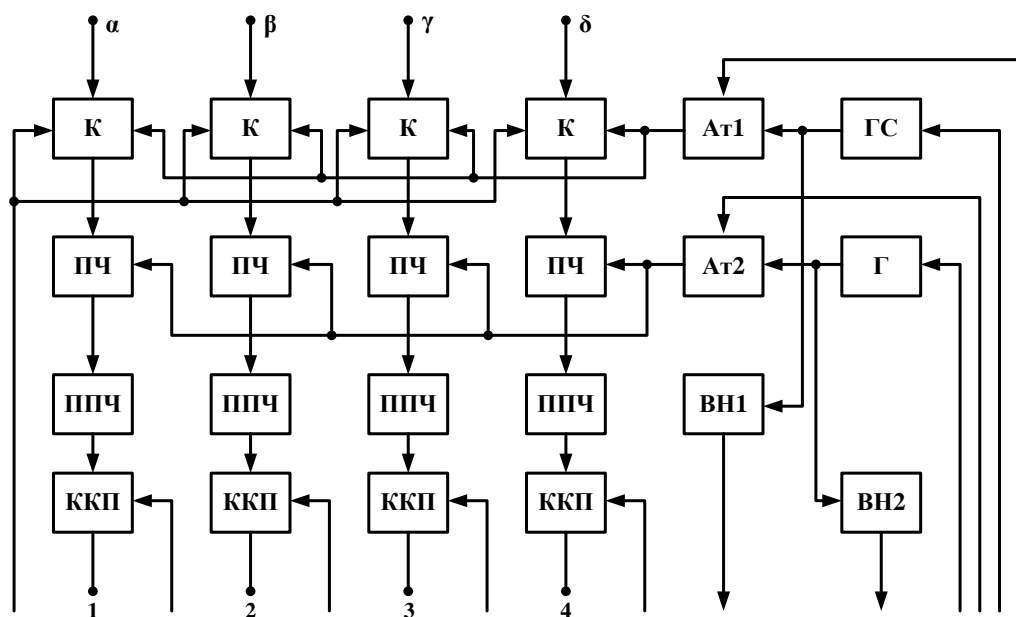


Рис. 4.5. Структурна схема блока перетворення і підсилення сигналів

На входи БППС  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ ,  $\delta$  надходять сигнали з мостів М3, М4 і М5. В режимі «Вимірювання» комутатори К з'єднують входи БППС з входами перетворювачів частоти ПЧ. ПЧ працюють з гетеродином Г, що забезпечує збереження фазових співвідношень напруг. За допомогою атенюатора Ат2 процесор підтримує стабільну напругу гетеродина, яка вимірюється вимірювачем напруг ВН2 і інформація про яку і використовується процесором 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. Для забезпечення однакових значень коефіцієнтів передач у кожному каналі використовуються генератор контрольного сигналу (ГС), атенюатор Ат1 і вимірювач напруги ВН1.

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 (4.27). З виходу детектора Д1 на вході процесора буде надходити напруга

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

На виході детектора Д2 діє 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, яка пропорційна напруженості поля правого обертання

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

Фазовий зсув обчислюється як

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

Коефіцієнт еліптичності і його знак знаходяться за формулою (4.28).

В режимі «Контроль» процесор відмикає входи БППС від перетворювачів частоти, вмикає ГС і керованим атенюатором встановлює необхідний рівень напруги згідно з даними вимірювача ВН1. Вихідні напруги кожного каналу після детектування детекторами Д1-Д4 (рис. 4.4) порівнюються між собою і заданим рівнем у процесорі. У результаті приводяться в дію коректори ККП і досягається необхідний рівень коефіцієнта передач кожного каналу.

#### **4.2. Двокільцева антенна система для вимірювання параметрів електричного поля**

Використовуючи будь-яку антену як датчик електромагнітного поля можна виміряти частоту електромагнітних коливань і напруженість електричного або магнітного поля. Щоб знайти напрям приходу електромагнітних хвиль необхідно передбачити або можливість зміни положення простого випромінювача у просторі, або використовувати декілька простих антенних пристроїв. Одночасно і визначення поляризаційних параметрів досліджуваного поля вимагає використання пристроїв механічного зміщення положення антени, або двох чи трьох випромінювачів лінійної поляризації.

Отже, необхідно створити антенну систему, яка б при відносній простоті могла б одночасно вимірювати напрям приходу хвилі та модуль і орієнтацію вектора напруженості електричного поля. З цією метою доцільно використовувати як мінімум два кільцевих випромінювачі [8, 9], які розкладають електромагнітну хвилю, що падає на них в коловому ортогональному поляризаційному базисі. Як було доведено раніше [4, 7]., при цьому суттєво спрощуються аналітичні залежності між величинами, що вимірюються кільцевою антеною і поляризаційними параметрами електромагнітного поля. Крім того, кільцева антена працює в смузі частот, ширшій, чим робоча смуга частот симетричного вібратора.

У попередньому підрозділі 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  $U_{\text{лів}}$ , було представлено схему на циркуляторах (рис. 4.3). Але в деяких випадках більш зручною для реалізації є схема виокремлення з використанням спрямованого трьохдецибельного відгалужувача на симетричних лініях, яка наведена на структурній схемі АС (рис. 4.6) [10].

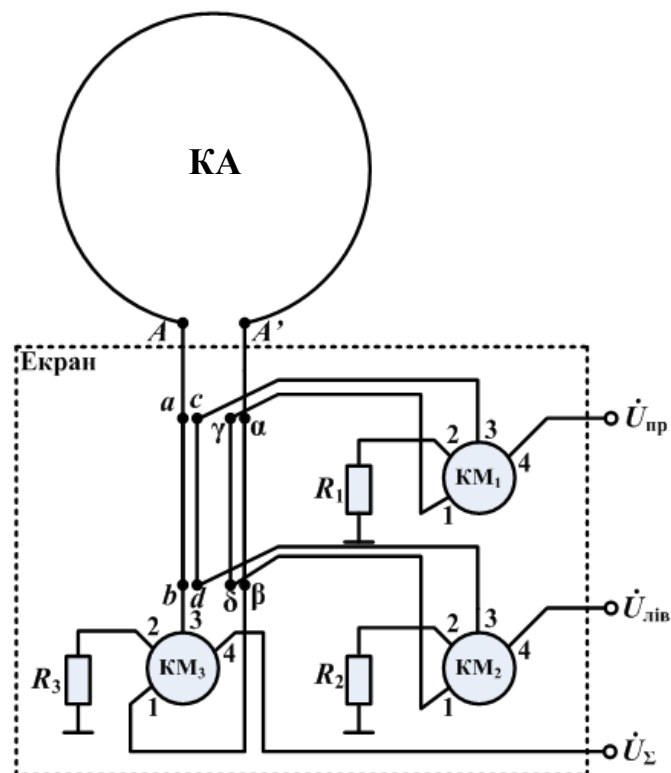


Рис. 4.6. КА з блоком формування напруг на смужкових симетричних лініях

До затискачів AA' КА приєднується симетрична лінія передачі, яка з одного боку екранується. Це дає можливість від симетричної лінії перейти до мікросмужкової симетричної лінії і виконати схему блока формування напруг (рис. 4.6) на відрізках смужкових несиметричних ліній.

В точках  $a, \alpha, b, \beta$  первинної лінії, що приєднана до затискачів антени, зв'язана вторинна симетрична лінія  $c, \gamma, d, \delta$ . Це утворює спрямований відгалужувач на симетричних лініях. З іншого боку, так як ці лінії проходять над

екраном, їх можна розглядати як два спрямованих відгалужувачі на несиметричних смужкових лініях  $a, b, c, d$  і  $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ .

На затискачах антени потужність наведених досліджуваною хвилею струмів дорівнює  $P_{\Sigma} = P_{\text{пр}} + P_{\text{лів}}$ . У цьому випадку на вихідних затискачах  $c$  і  $\gamma$  спрямованих відгалужувачів будуть виокремлюватися хвилі правого обертання з потужністю  $P_{\text{пр}}^c = \frac{1}{4} P_{\text{пр}}$  та  $P_{\text{пр}}^{\gamma} = \frac{1}{4} P_{\text{пр}}$  і 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  $\text{KM}_1$ . На виході 2 моста  $\text{KM}_1$  утворюється різниця потужностей, а на виході 4 – сума потужностей. При ідеальній симетрії схеми через баластний опір  $R_1$  струм протікати не буде (напруга дорівнює нулю). В плечі 4 хвилі струму знаходяться у фазі і вихідна напруга  $\dot{U}_{\text{пр}}^4$  дорівнює  $\frac{1}{\sqrt{2}} \dot{U}_{\text{пр}}^{AA'}$ , де  $U_{\text{пр}}^{AA'}$  – напруга на затискачах антени  $AA'$ , що наводиться хвилею з коловою поляризацією правого обертання.

Аналогічно на виході моста  $\text{KM}_2$  утворюється напруга хвилі з коловою поляризацією лівого обертання –  $\dot{U}_{\text{лів}}$ .

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

При вимірюванні азимуту напрямку поширення радіохвиль необхідно використовувати гостронаправлену антену або АР. Оскільки КА слабонаправлена, то для пеленгації джерел випромінювання необхідно використовувати як мінімум антенну систему, яка складається з двох кільцевих елементів [11]. На рис. 4.7 зображена функціональна схема двокільцевої антенної системи, яка може бути використана для визначення як параметрів електромагнітного поля, так і напрям приходу електромагнітних хвиль.

З виходів двох кільцевих антен  $\text{KA}_1$  і  $\text{KA}_2$  через блоки формування напруг  $\text{БФН}_1$  і  $\text{БФН}_2$  струми надходять до кільцевих мостів  $\text{KM}_1, \text{KM}_2$  і  $\text{KM}_3$ . Через вхідні



плечі 1 та 3 мостів протікають струми від першого і другого кільцевого елемента. Ці струми пропорційні відповідно модулям векторів напруженості електричного поля правого та лівого обертання, а також сумарному вектору напруженості. На виходах 2 і 4 кільцевого моста  $КМ_1$  виникають відповідні напруги

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

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

де  $\dot{U}_{пр1}$  – напруга на виході блока формування напруг антени  $КА_1$ ;  $\dot{U}_{пр2}$  – напруга на виході БФН<sub>2</sub> антени  $КА_2$ .

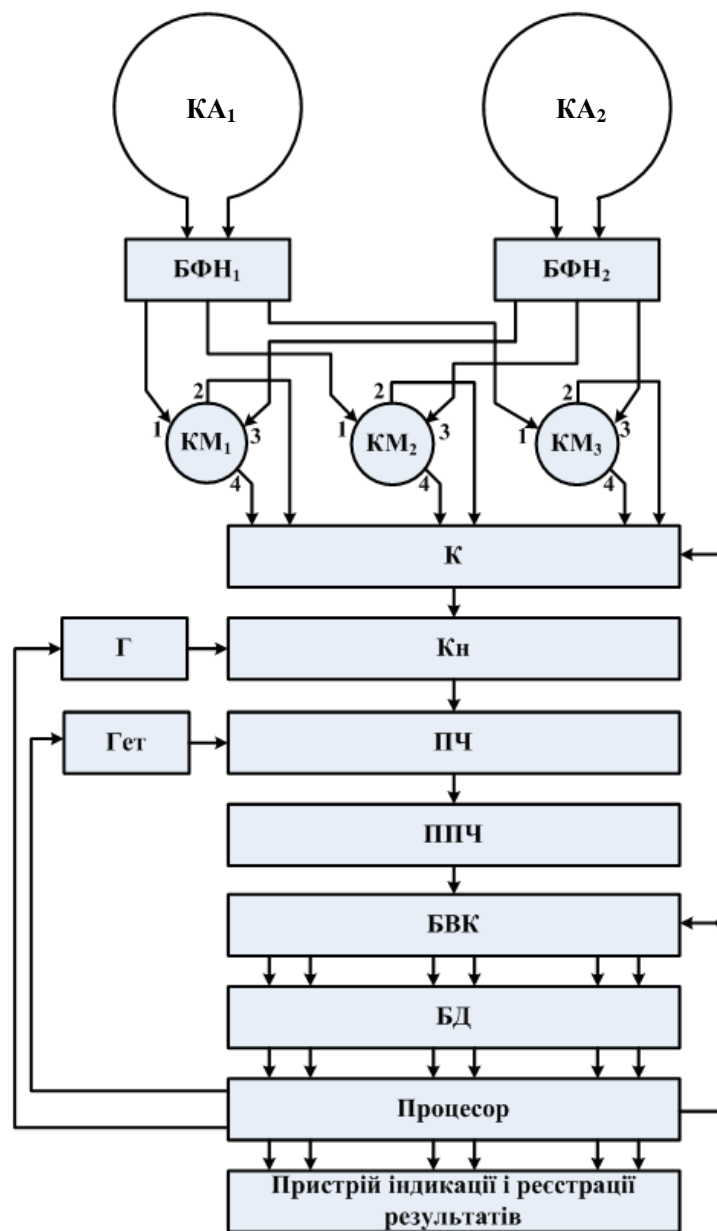


Рис. 4.7. Функціональна схема двокільцевої АС

На виходах 2 і 4 моста КМ<sub>2</sub>

$$\begin{aligned}\dot{U}'_{\text{лів}} &= \dot{U}_{\text{лів1}} + \dot{U}_{\text{лів2}}; \\ \dot{U}''_{\text{лів}} &= \dot{U}_{\text{лів1}} - \dot{U}_{\text{лів2}}.\end{aligned}$$

На виходах 2 і 4 моста КМ<sub>3</sub>

$$\begin{aligned}\dot{U}'_{\Sigma} &= \dot{U}_{\Sigma1} + \dot{U}_{\Sigma2}; \\ \dot{U}''_{\Sigma} &= \dot{U}_{\Sigma1} - \dot{U}_{\Sigma2}.\end{aligned}$$

Сумарні і різницеві напруги надходять на входи комутатора К, за допомогою якого ущільнюється лінія передачі (конвертер Кн., перетворювач частоти ПЧ, підсилювач проміжної частоти ППЧ, блок виокремлення каналів БВК). Після виокремлення сигналів напруги, які були перетворені за частотою і однаково підсилені, надходять до блоку детекторів БД, на виході якого отримуються постійні напруги, що пропорційні амплітудам високочастотних 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  $E_{\text{пр}}$ ,  $E_{\text{лів}}$ ,  $E_{\Sigma}$ , параметрів поляризації ( $\pm K_e$ ,  $\gamma$ ) і напрям приходу електромагнітної хвилі (азимутальний кут  $\varphi$ ). Результати обчислень фіксуються пристроєм індикації.

Коротко опишемо положення, на яких ґрунтується програма обробки сигналів. Нехай хвиля падає на антенну систему під кутом  $\varphi$  до перпендикуляра, проведеного в горизонтальній площині відносно прямої, що з'єднує центри кільцевих елементів КА<sub>1</sub> і КА<sub>2</sub> (джерело електромагнітних хвиль знаходиться зліва відносно АС на рис. 4.7). На затискачах антен утворюються напруги

$$\left. \begin{aligned}\dot{U}_{\text{пр1}} &= \dot{U}_{\text{пр.m1}} e^{ik\frac{d}{2}\sin\varphi}; \\ \dot{U}_{\text{пр2}} &= \dot{U}_{\text{пр.m2}} e^{-ik\frac{d}{2}\sin\varphi}.\end{aligned} \right\}$$

де  $d$  – відстань між антенними елементами КА<sub>1</sub> і КА<sub>2</sub>;  $\dot{U}_{\text{пр.m1}}$ ,  $\dot{U}_{\text{пр.m2}}$  – комплексні амплітуди напруг на затискачах.

Фронт хвилі в місці розташування АС локально плоский, тобто  $\dot{U}_{\text{пр.m1}} = \dot{U}_{\text{пр.m2}} = \dot{U}_{\text{пр.m}}$ . Тоді сума напруг буде визначатись за допомогою формули

$$\dot{U}'_{\text{пр}} = 2\dot{U}_{\text{пр.м}} \cos\left(k \frac{d}{2} \sin \varphi\right) \quad (4.29)$$

а їх різниця

$$\dot{U}''_{\text{пр}} = i2\dot{U}_{\text{пр.м}} \sin\left(k \frac{d}{2} \sin \varphi\right). \quad (4.30)$$

На виході блоку детекторів отримуємо модулі виразів (4.29) і (4.30)

$$\begin{aligned} U'_{\text{пр}} &= 2U_{\text{пр.м}} \cos\left(k \frac{d}{2} \sin \varphi\right); \\ U''_{\text{пр}} &= 2U_{\text{пр.м}} \sin\left(k \frac{d}{2} \sin \varphi\right). \end{aligned} \quad (4.31)$$

Процесор за величинами (4.31) обчислює напруженість електричного поля з правою обертовою поляризацією

$$E_{\text{пр}} = K_{\text{о.с}} U_{\text{пр.м}} = K_{\text{о.с}} \frac{\sqrt{(U'_{\text{пр}})^2 + (U''_{\text{пр}})^2}}{2}, \quad (4.32)$$

де  $K_{\text{о.с}}$  – коефіцієнт пропорційності між вихідними напругами і напруженістю поля, та азимут напрямку приходу хвилі

$$\varphi = \arctg \frac{U''_{\text{пр}}}{U'_{\text{пр}}}. \quad (4.33)$$

Аналогічно обчислюється напруженість електричного поля лівою обертовою поляризацією

$$E_{\text{лів}} = K_{\text{о.с}} U_{\text{лів.м}} = K_{\text{о.с}} \frac{\sqrt{(U'_{\text{лів}})^2 + (U''_{\text{лів}})^2}}{2} \quad (4.34)$$

і значення азимута

$$\varphi = \arctg \frac{U''_{\text{лів}}}{U'_{\text{лів}}}. \quad (4.35)$$

Таким же чином визначається сумарна напруженість поля

$$E_{\Sigma} = K_{\text{о.с}} U_{\Sigma.м} = K_{\text{о.с}} \frac{\sqrt{(U'_{\Sigma})^2 + (U''_{\Sigma})^2}}{2} \quad (4.36)$$

і напрям приходу хвилі

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{U''_{\Sigma}}{U'_{\Sigma}}. \quad (4.37)$$

Значення азимута напрямку приходу хвилі за формулами (4.33), (4.35) і (4.37) визначаються з похибками, які можна зменшити, використовуючи середнє арифметичне кута  $\varphi$ . Коефіцієнт еліптичності і його знак розраховується за формулою (4.28)

Для визначення кута нахилу поляризаційного еліпса необхідно розкрити залежність сумарної напруги  $U_{\Sigma}$  від напруг складових лівого і правого обертання (4.21) та (4.22). Переходячи до напруг на затискачах антени в часовій площині, можна записати

$$U_{\Sigma}(t) = \sqrt{2}l_d \left[ E_{\text{пр.}m} \cos\left(\omega t + \phi_1 - \frac{\pi}{4}\right) + E_{\text{лів.}m} \cos\left(\omega t + \phi_2 + \frac{\pi}{4}\right) \right],$$

де  $\phi_1$  і  $\phi_2$  – початкові фазові зсуви ( $t = 0$ );  $\sqrt{2}l_d$  – діюча довжина КА.

Так як  $U_{\text{пр.}m} = \sqrt{2}l_d E_{\text{пр.}m}$  і  $U_{\text{лів.}m} = \sqrt{2}l_d E_{\text{лів.}m}$ , то можна знайти амплітуду сумарної напруги

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

де  $\phi = \phi_1 + \phi_2 - \frac{\pi}{2}$ .

За знайденими значеннями напруг (4.32), (4.34) і (4.36) обчислюється фазовий зсув між напрямками правого і лівого обертання

$$\cos\phi = \frac{U_{\Sigma m}^2 - U_{\text{пр.}m}^2 - U_{\text{лів.}m}^2}{2U_{\text{пр.}m}U_{\text{лів.}m}}. \quad (4.38)$$

Кут нахилу поляризаційного еліпса  $\gamma$  розраховується за формулою

$$\gamma = \frac{\phi + \pi/2}{2} \quad (4.39)$$

і відраховується від прямої, що проходить по діаметру кільцевого елемента (КА<sub>1</sub> або КА<sub>2</sub>) через середину проміжку між затискачами антени.

### 4.3. Трикілецева антенна система для вимірювання параметрів електричного поля

За допомогою двокілецевої АС можна одночасно вимірювати параметри поля і пеленгувати джерело випромінювання в азимутальній площині, як це було показано в попередньому підрозділі. Якщо ж напрям падіння може приймати різні кути у меридіональній площині, то АС мусить складатися як мінімум з трьох КА.

Для створення автоматизованого пристрою кутового зміщення, розглянемо антенну систему, що складається з трьох кілець (рис. 4.8), які знаходяться в площині  $xOy$  і їх фазові центри позначені як  $O$ ,  $A$  і  $C$ .

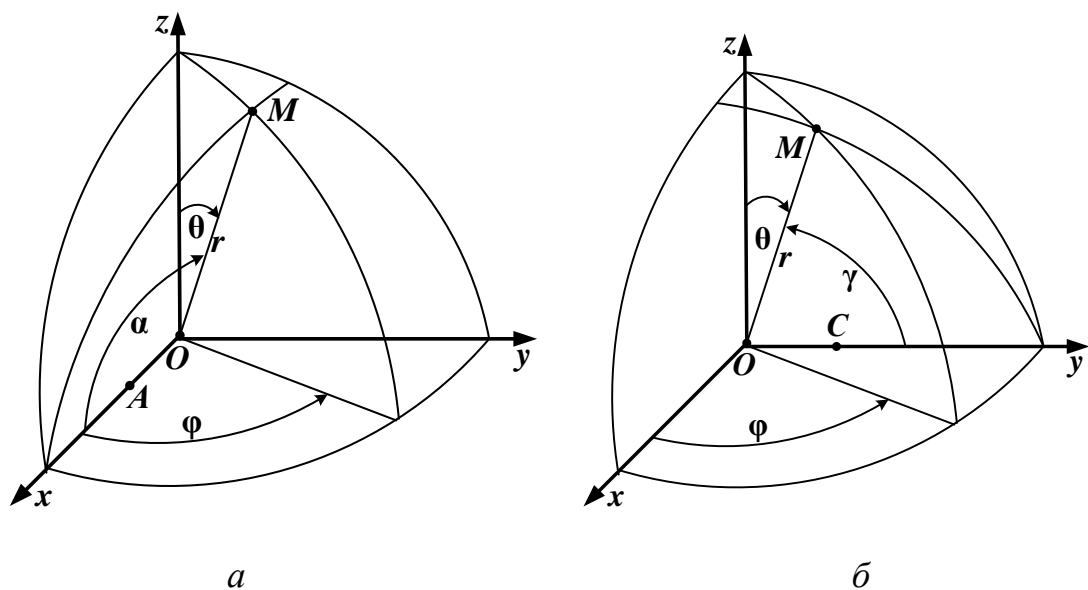


Рис. 4.8. Схематичне зображення розташування фазових центрів КА в антенному блоці

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 (рис. 4.8, *a*)

$$\cos \alpha = \sin \theta \cos \varphi, \quad (4.40)$$

де  $\theta$  і  $\varphi$  – меридіональний і азимутальний кути сферичної системи координат, полярна вісь якої збігається з віссю кільця в точці  $O$ .

З рис. 4.8, *б* можна визначити кут між напрямом поширення хвилі і віссю  $Oy$ , на якій розташовані кільця  $O$  та  $C$

$$\cos \gamma = \sin \theta \sin \varphi. \quad (4.41)$$

Щоб знайти різницю ходу променів наведемо взаємне розташування кілець і джерела випромінювання в площині, проведеної через вісь  $Ox$  і точку  $M$  (рис. 4.9,а) та в площині, проведеної через вісь  $Oy$  і точку  $M$  (рис. 4.9, б).

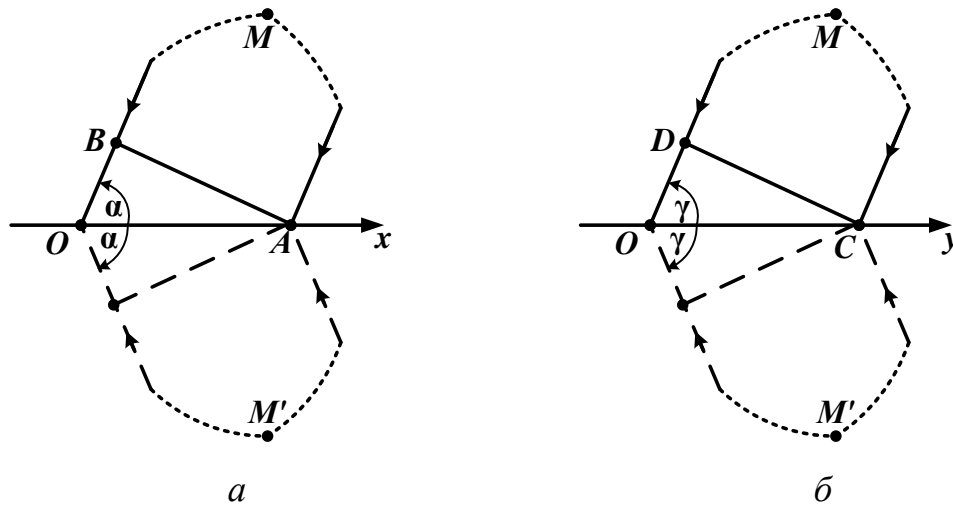


Рис. 4.9. Взаємне розташування кілець і джерела випромінювання

З рис. 4.9 випливає, що різниця ходу променів з урахуванням виразів (4.40) і (4.41) дорівнює

$$\left. \begin{aligned} OB &= d \cos \alpha = d \sin \theta \cos \varphi; \\ OD &= d \cos \gamma = d \sin \theta \sin \varphi, \end{aligned} \right\}$$

де  $d$  – відстань між фазовими центрами КА.

При локально плоскому фронті хвилі напруги на затискачах кільцевих антенних елементів будуть однаковими за амплітудами, але зсунуті за фазами

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{\Sigma_O} &= \dot{U}_{\Sigma}; \\ \dot{U}_{\Sigma_A} &= \dot{U}_{\Sigma} e^{ikd \sin \theta \cos \varphi}; \\ \dot{U}_{\Sigma_C} &= \dot{U}_{\Sigma} e^{ikd \sin \theta \sin \varphi}, \end{aligned} \right\}$$

де індекси  $O, A, C$  – відносяться до розміщення антен у відповідних точках системи координат (рис. 4.9).

Визначимо різницю і суму напруг кілець, що розташовані на осі  $Ox$ :

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}'_{\Sigma_x} &= \dot{U}_{\Sigma_A} - \dot{U}_{\Sigma_O} = i2\dot{U}_{\Sigma} e^{i\frac{kd}{2} \sin \theta \cos \varphi} \sin\left(\frac{kd}{2} \sin \theta \cos \varphi\right); \\ \dot{U}''_{\Sigma_x} &= \dot{U}_{\Sigma_A} + \dot{U}_{\Sigma_O} = 2\dot{U}_{\Sigma} e^{i\frac{kd}{2} \sin \theta \cos \varphi} \cos\left(\frac{kd}{2} \sin \theta \cos \varphi\right). \end{aligned} \right\} \quad (4.42)$$

Різниця і сума напруг кілець, що розташовані вздовж осі  $Oy$ :

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}'_{\Sigma y} = \dot{U}_{\Sigma c} - \dot{U}_{\Sigma o} &= i2\dot{U}_{\Sigma} e^{i\frac{kd}{2}\sin\theta\sin\varphi} \sin\left(\frac{kd}{2}\sin\theta\sin\varphi\right); \\ \dot{U}''_{\Sigma y} = \dot{U}_{\Sigma c} + \dot{U}_{\Sigma o} &= 2\dot{U}_{\Sigma} e^{i\frac{kd}{2}\sin\theta\sin\varphi} \cos\left(\frac{kd}{2}\sin\theta\sin\varphi\right). \end{aligned} \right\} \quad (4.43)$$

Вирази (4.42) показують, що АС і сферичну систему координат можна повернути навколо осі  $Oz$  так, щоб площина з променем  $OM$  і вісь  $Oz$ , збіглась з площиною сферичної системи координат  $\varphi = 90^\circ$  (або  $yOz$ ). У цьому випадку різницева напруга дорівнюватиме нулю ( $\dot{U}'_{\Sigma x} = 0$ ), а сумарна напруга набуде максимального значення. З виразів (4.43) випливає, що напруги  $\dot{U}'_{\Sigma y}$  і  $\dot{U}''_{\Sigma y}$  залежатимуть тільки від кута  $\theta$

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}'_{\Sigma y} &= i2\dot{U}_{\Sigma} e^{i\frac{kd}{2}\sin\theta} \sin\left(\frac{kd}{2}\sin\theta\right); \\ \dot{U}''_{\Sigma y} &= 2\dot{U}_{\Sigma} e^{i\frac{kd}{2}\sin\theta} \cos\left(\frac{kd}{2}\sin\theta\right). \end{aligned} \right\} \quad (4.44)$$

Використовуючи формули (4.44), можна шляхом обертання АС навколо осі  $Ox$  сумістити вісь  $Oz$  з напрямом падіння хвилі  $OM$ . У цьому випадку  $\theta = 0$ , різницеві напруги зменшуються до нуля, сумарні збільшуються до подвоєного значення  $\dot{U}_{\Sigma}$ .

Отже, для вимірювання параметрів електромагнітного поля і визначення напрямку приходу електромагнітної хвилі в двох площинах – азимутальній і меридіональній структурна схема АС (рис. 4.10) повинна складатись з таких частин [12, 13]: панель кільцевих антен (ПКА), двокоординатний електромеханічний привід (ЕМП), блок каналів (БК) для передачі і підсилення напруг з виходів антен, блок перетворення форми сигналів (БПФС), процесор, пристрій формування сигналів управління (ФСУ) привід ЕМП за сигналами процесора і пристрій індикації і реєстрації сигналів (ПІРС).

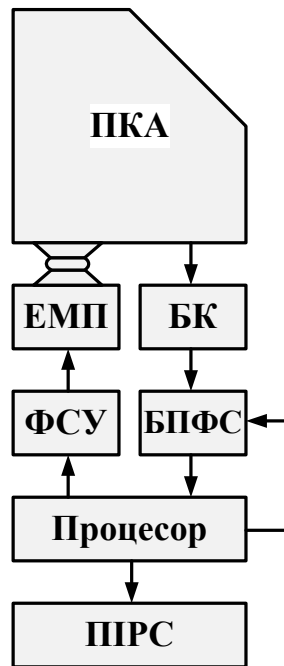


Рис. 4.10. Структурна схема трикільцевої АС

ПКА (рис. 4.11) складається з блока КА, розташованих на взаємно перпендикулярних осях, блоків формування напруг БФН (рис. 4.6) і блоків формування різницевих і сумарних напруг  $\Delta/\Sigma$  (4.42) та (4.43).

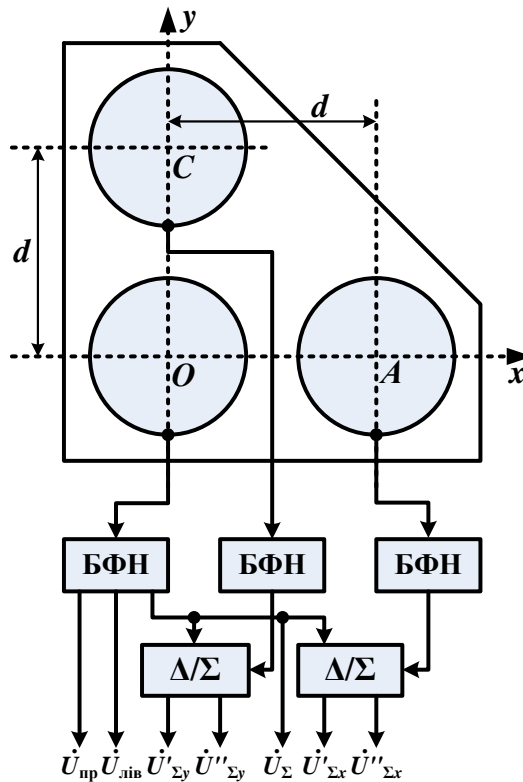


Рис. 4.11. Схема панелі КА



БФН кільцевих елементів  $A$  і  $C$  можуть бути спрощеними за рахунок видалення кільцевих мостів  $КМ_1$  і  $КМ_2$  (рис. 4.6) і приєднання до затискачів  $a, \gamma, d, \delta$  вторинної лінії спрямованого розгалужувача узгоджених опорів.

Блоки формування різницево-сумарних напруг представляють собою кільцеві мости. На виході панелі кільцевих мостів утворюється сім напруг:  $\dot{U}_{пр}$ ,  $\dot{U}_{лів}$ ,  $\dot{U}_{\Sigma}$ ,  $\dot{U}'_{\Sigma x}$ ,  $\dot{U}''_{\Sigma x}$ ,  $\dot{U}'_{\Sigma y}$ ,  $\dot{U}''_{\Sigma y}$ . 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. 4.12). Цей блок містить в собі комутатор  $К$ , конвертер  $Кн.$ , перетворювач частоти  $ПЧ$ , підсилювач проміжної частоти і блок виокремлення каналів  $БВК$ .

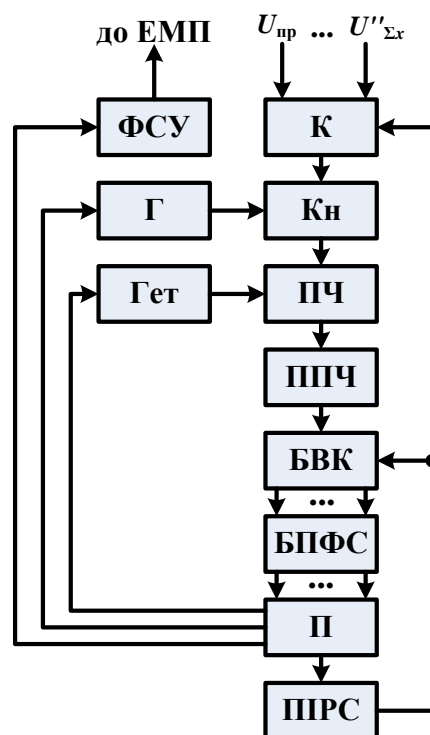


Рис. 4.12. Пристрій формування сигналів управління та обчислення результатів вимірювань

Блок на рис. 4.12 представляє собою лінію передачі з часовим ущільненням семи каналів. Вихідні напруги ПКА надходять на входи комутатора  $К$ , який почергово кожний із семи входів приєднує до конвертера  $Кн.$  Функція конвертера

полягає в переносі смуги частот, в якій працює антенна система, у смугу, найбільш сприятливу для подальшої обробки сигналів.

З виходу конвертера напруга передається на вхід перетворювача частоти ПЧ, який працює сумісно з гетеродином Гет. Частота гетеродина і генератора Г, який живить 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, який працює синхронно з комутатором К.

Блок перетворення форми сигналів (БПФС) з високочастотних напруг  $\dot{U}_{\text{пр}}, \dots, \dot{U}_{\Sigma y}''$  утворює аналогові сигнали з амплітудами  $U_{\text{пр}}, U_{\text{лів}}, U_{\Sigma}, U'_{\Sigma x}, U''_{\Sigma x}, U'_{\Sigma y}, U''_{\Sigma y}$  за допомогою амплітудних і синхронних детекторів. 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 і їх амплітуди матимуть знаки, що визначаються аргументами

$$\left. \begin{aligned} U'_{\Sigma x} &= 2U_{\Sigma} \sin\left(\frac{kd}{2} \sin \theta \cos \varphi\right); \\ U''_{\Sigma y} &= 2U_{\Sigma} \sin\left(\frac{kd}{2} \sin \theta \sin \varphi\right). \end{aligned} \right\} \quad (4.45)$$

Меридіональний кут  $\theta$  змінюється в межах від 0 до  $\pi$ , тому  $\sin \theta \geq 0$ , що не впливає на знак аргументу. Відстань  $d$  між фазовими центрами кільця вибираємо так, щоб виконувалося рівняння  $kd/2 = \pi/2$ . З цього рівняння випливає, що  $d = \lambda/2$ .

Оскільки діаметр кільця  $2a = \lambda/\pi$ , то мінімальна відстань між провідниками сусідніх кілець  $\Delta\lambda = \frac{\lambda}{2\pi}(\pi - 2)$ .

За такої умови аргумент виразів (4.45) не перевищує значень  $\pi/2$  і його знак визначається лише азимутальним кутом  $\varphi$ . На рис. 4.13 зображені проекції

напрямів падіння хвиль на площину апертури антенної системи, тобто на площину  $xOy$ . Можливі чотири положення джерела випромінювання  $M^I$ ,  $M^{II}$ ,  $M^{III}$ ,  $M^{VI}$ .

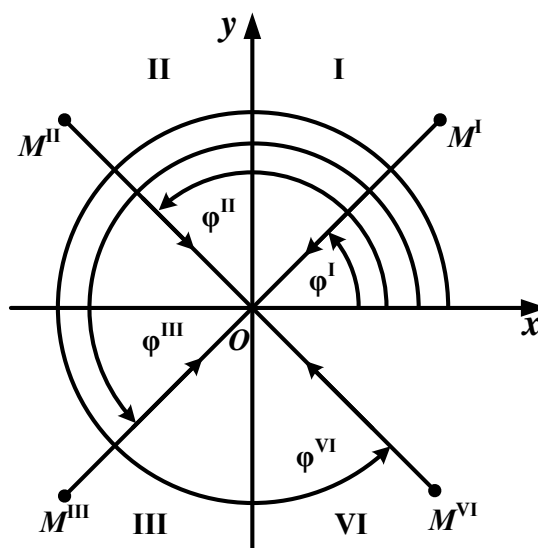


Рис. 4.13. Проекції променів від джерел випромінювань на площину апертури АС

Амплітуди напруг (4.45) отримані в результаті амплітудного детектування, тому всі напруги дорівнюватимуть величинам більшим або рівним нулю і азимутальний кут  $\varphi$  можна обчислити тільки з похибкою  $\pm\pi$ . Якщо знаки амплітуд за рахунок синхронного детектування зберігаються, то можливе однозначне обчислення кута  $\varphi$ . У табл. 4.1 наведені залежності знаків тригонометричних функцій від значення азимутального кута.

Таблиця 4.1

Залежності знаків тригонометричних функцій від значення азимутального кута

	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

Коли  $U_{\Sigma} > 0$ , амплітуди напруг (4.45) мають такі ж знаки, як і функції  $\cos \varphi$  і  $\sin \varphi$ . Це однозначно дає можливість обчислити кут  $\varphi$ . У іншому випадку (коли  $U_{\Sigma} < 0$ ) знаки в табл. 4.1 треба замінити на протилежні для напруг (4.45).

Процесор визначає квадрант, в якому знаходиться джерело випромінювання, і формує команди блоку ФСУ для обертання панелі антен навколо перпендикуляра до апертури для суміщення осі  $0y$  з проекцією напрямку приходу хвилі.

Наприклад, якщо джерело випромінювання знаходиться у другому квадранті в точці  $M^{\text{II}}$  (рис. 4.13), то електричні сигнали ФСУ повинні обертати ПКА проти годинникової стрілки, поки вісь  $0y$  не суміститься з променем  $M^{\text{II}}O$ . 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 фіксує кутове положення джерела випромінювання відносно вибраного напрямку в площині апертур антени. Амплітуди напруг (4.45) набудуть значень

$$\left. \begin{aligned} U'_{\Sigma y} &= 2U_{\Sigma} \sin\left(\frac{kd}{2} \sin \theta\right); \\ U''_{\Sigma y} &= 2U_{\Sigma} \cos\left(\frac{kd}{2} \sin \theta\right). \end{aligned} \right\}$$

Так як кут  $\varphi = \pi/2$ , то функція  $\cos \gamma = \sin \varphi$  (рис. 4.9, б) і команди процесора будуть спрямовані на те, щоб у результаті обертання ПКА відносно осі  $0x$  напруга  $U'_{\Sigma y}$  зменшувалася до нуля. З рис. 4.9, б видно, що це можливе у тому випадку, коли обертання панелі антен буде приводити до суміщення осі  $0z$  з променем  $OM$  або  $OM'$  в залежності від розміщення джерела випромінювання. Таким чином, кут  $\theta$  також визначається однозначно.

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

Коефіцієнт еліптичності обчислюється за формулою (4.28). Фазовий зсув  $\phi$  розраховується за формулою (4.38). Кут нахилу поляризаційного еліпса знаходиться з виразу (4.39). Напруженості поля  $E_{\text{пр}}$ ,  $E_{\text{лів}}$  і  $E_{\Sigma}$  визначаються за напругами  $U_{\text{пр}}$ ,  $U_{\text{лів}}$  і  $U_{\Sigma}$ , поділеними на діючу довжину антени і коефіцієнт передачі напруги в лінії від затискачів кільцевої антени до входу в процесор.

Кутові координати джерела випромінювання і результати обчислень напруженості електричних полів та параметри поляризації фіксуються пристроєм індикації та реєстрації сигналів (ПРС).

#### 4.4. Чотирьохкільцева антенна система для систем радіоконтролю

В попередньому розділі було описано принцип побудови чотирьохелементної АС, антенна панель якої складається з лінійних елементів – симетричних вібраторів [14, 15] (рис. 3.13). Використовуючи всі викладені вище положення, замінимо антенну панель з лінійних випромінювачів на панель кільцевих антен [16, 17]. Схема такого антенного блоку зображена на рис. 4.14.

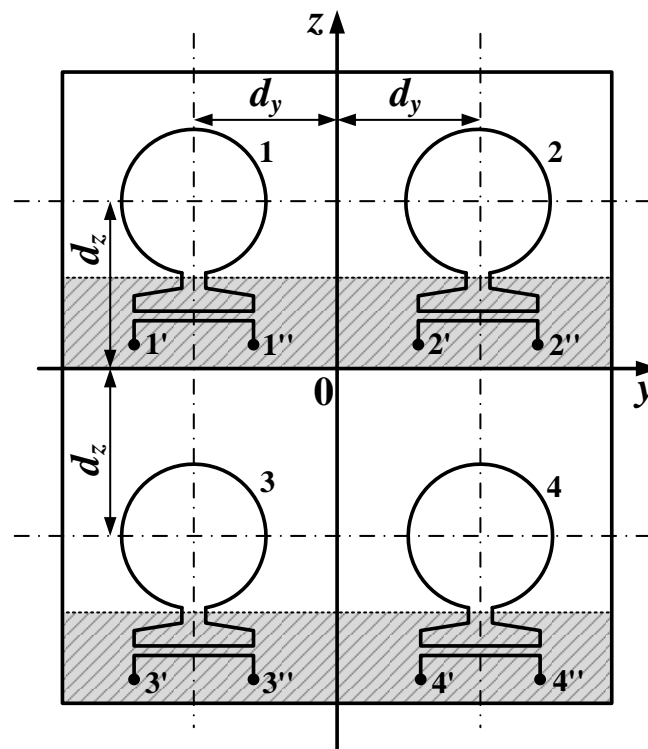


Рис. 4.14. Схема кільцевого антенного блоку

Кільцеві елементи антени розташовані на відстані  $d_x$  над металевим екраном. Спрямовані відгалужувачі і затискачі КА виконані із смужкових ліній передачі (рис. 4.15). До КА в точках  $c$  і  $d$  приєднується мікросмужкова симетрична лінія, яка переходить у дві смужкові несиметричні лінії над екраном, вкритим шаром діелектрика. Смужкові лінії в точках  $e$  і  $f$  навантажені первинною лінією спрямованого відгалужувача. Вторинна лінія спрямованого відгалужувача навантажена на пристрої обробки сигналів з вхідними опорами  $R_n$ . Очевидно, що бездоганна робота такого пристрою буде лише за умови доброго узгодження вихідних і вхідних опорів окремих вузлів. При цьому в точці  $g$  буде утворюватись напруга  $U_{\text{лів}}$ , пропорційна напруженості поля  $E_2$  хвилі з лівим напрямом обертання, а в точці  $h$  утворюватиметься напруга  $U_{\text{пр}}$ , пропорційна напруженості поля  $E_1$  хвилі правого напрямку обертання.

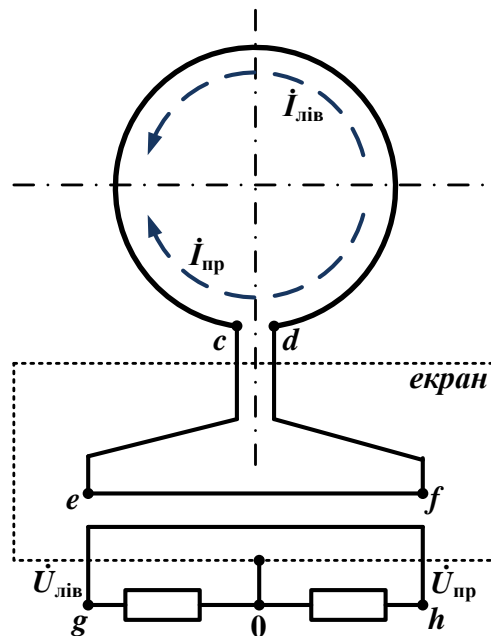


Рис. 4.15. КА з навантаженням у вигляді спрямованого відгалужувача

Щоб позбутись залежності напруг на затискачах антени від координатних кутів, необхідно сумістити вісь антени з напрямом падіння хвилі від джерела випромінювання ( $\theta' = 0$  або  $\theta = 90^\circ$  і  $\phi = 0$ ). Тоді ЕРС на затискачах антени, дорівнюватимуть

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varepsilon}_1 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \dot{E}_1 \lambda e^{i\left(\varphi_1 - \frac{\pi}{4}\right)}; \\ \dot{\varepsilon}_2 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \dot{E}_2 \lambda e^{-i\left(\varphi_2 - \frac{\pi}{4}\right)}, \end{aligned} \right\} \quad (4.46)$$

де індексом 1 позначені комплексні амплітуди, що відносяться до хвилі з коловою поляризацією правого напрямку обертання, а індексом 2 позначені величини, що характеризують хвилі з лівим напрямом обертання вектора напруженості електричного поля.

Як було відмічено раніше, при побудові АР з колових елементів пеленгація джерел випромінювання і просторове настроювання положення апертури антени необхідно здійснювати лише електромеханічним, або просто механічним способом. У випадку довільного просторового положення апертури антени напруги на затискачах кільця з узгодженим навантаженням визначається як

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{\text{пр}}^{\kappa} &= \frac{K_{\phi}}{2} \dot{\varepsilon}_1(\theta, \varphi) = \frac{K_{\phi}}{2\sqrt{2}} \dot{E}_1(\theta, \varphi) \lambda e^{i\left(\varphi_1 - \frac{\pi}{4}\right)}; \\ \dot{U}_{\text{лів}}^{\kappa} &= \frac{K_{\phi}}{2} \dot{\varepsilon}_2(\theta, \varphi) = \frac{K_{\phi}}{2\sqrt{2}} \dot{E}_2(\theta, \varphi) \lambda e^{-i\left(\varphi_2 - \frac{\pi}{4}\right)}, \end{aligned} \right\}$$

де  $K_{\phi}$  – коефіцієнт передачі фідерного тракту від точок  $c$  і  $d$  до точок  $g$  і  $h$ ;  $\dot{E}_1(\theta, \varphi)$  – складова вектора напруженості електричного поля правого напрямку обертання хвилі;  $\dot{E}_2(\theta, \varphi)$  – складова вектора напруженості електричного поля лівого напрямку обертання.

Очевидно, що величини  $\dot{\varepsilon}_1(\theta, \varphi)$ ,  $\dot{\varepsilon}_2(\theta, \varphi)$ ,  $\dot{E}_1(\theta, \varphi)$  і  $\dot{E}_2(\theta, \varphi)$  змінюються із зміною положення апертури антени при незмінних параметрах самої електромагнітної хвилі. Якщо вісь кільця і напрям падіння хвилі на антену сумістяться, то  $\dot{\varepsilon}_1(\theta = 90^\circ, \varphi = 0) = \dot{\varepsilon}_1$ ,  $\dot{\varepsilon}_2(\theta = 90^\circ, \varphi = 0) = \dot{\varepsilon}_2$ ,  $\dot{E}_1(\theta = 90^\circ, \varphi = 0) = \dot{E}_1$  і  $\dot{E}_2(\theta = 90^\circ, \varphi = 0) = \dot{E}_2$ . В цьому випадку кільце буде функціонувати як антена колової поляризації і зв'язок між напругами та напруженостями електричних полів не залежатиме від координатних кутів, тобто

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{\text{пр}}^{\text{к}} &= \frac{1}{2\sqrt{2}} \dot{E}_1 K_{\phi} \lambda e^{i\left(\varphi_1 - \frac{\pi}{4}\right)}; \\ \dot{U}_{\text{лів}}^{\text{к}} &= \frac{1}{2\sqrt{2}} \dot{E}_2 K_{\phi} \lambda e^{-i\left(\varphi_2 - \frac{\pi}{4}\right)}. \end{aligned} \right\} \quad (4.47)$$

Відносно коефіцієнта передачі фідерного тракту  $K_{\phi}$  необхідно зауважити, що його значення залежить від перехідного ослаблення спрямованого відгалужувача, втрат енергії в відрізках ліній передачі і якості узгодження вхідних і вихідних опорів елементів фідерного тракту.

Затискачі, на яких утворюється ЕРС від напруженості електричного поля лівого напрямку обертання позначені одним штрихом, правого обертання – двома штрихами. Відстань між центрами кілець вздовж осі  $Oy - 2d_y$ , а відстань вздовж осі  $Oz - 2d_z$ . Напруги на узгоджених навантаженнях плечей вторинної лінії спрямованого відгалужувача визначаються наступним чином

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}'_s &= \dot{U}_{\text{лів}} \sin \alpha_x \exp\left[(-1)^s \alpha_y\right] \exp\left[(-1)^q \alpha_z\right]; \\ \dot{U}''_s &= \dot{U}_{\text{пр}} \sin \alpha_x \exp\left[(-1)^s \alpha_y\right] \exp\left[(-1)^q \alpha_z\right] \end{aligned} \right\} \quad (4.48)$$

де  $s = \overline{1,4}$  – номер кільця;  $\dot{U}_{\text{лів}}$ ,  $\dot{U}_{\text{пр}}$  – амплітудні множники, які за наявності екрана визначаються із співвідношень (4.47) таким чином  $\dot{U}_{\text{лів}} = 2\dot{U}_{\text{лів}}^{\text{к}}$  і  $\dot{U}_{\text{пр}} = 2\dot{U}_{\text{пр}}^{\text{к}}$ ;  $\alpha_x = kd_x \sin \theta \cos \varphi$ ;  $\alpha_y = kd_y \sin \theta \sin \varphi$ ;  $\alpha_z = kd_z \cos \theta$  – 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 (рис. 4.16) ідентична схемі, зображеній на рис. 3.13 [14, 15]. Позначення вихідних затискачів на антенному блоку збігається з позначеннями, використаними на рис. 4.14.

Режим роботи АС задається процесором і комутаторами  $K_1$ - $K_4$ . В основному режимі виходи комутаторів з'єднуються з затискачами антенного блока 1', 1'', 2' і 2''. За наявності двох джерел випромінювання  $a$  і  $b$ , які працюють на однакових або близьких частотах, напруги на входах БПЧП згідно з (4.48) дорівнюють



$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_{\text{ліВ}}^a \sin \alpha_x^a e^{-i\alpha_y} + \dot{U}_{\text{ліВ}}^b \sin \alpha_x^b e^{-i\alpha_y}; \\ \dot{U}_2 &= \dot{U}_{\text{пр}}^a \sin \alpha_x^a e^{-i\alpha_y} + \dot{U}_{\text{пр}}^b \sin \alpha_x^b e^{-i\alpha_y}; \\ \dot{U}_3 &= \dot{U}_{\text{ліВ}}^a \sin \alpha_x^a e^{i\alpha_y} + \dot{U}_{\text{ліВ}}^b \sin \alpha_x^b e^{i\alpha_y}; \\ \dot{U}_4 &= \dot{U}_{\text{пр}}^a \sin \alpha_x^a e^{i\alpha_y} + \dot{U}_{\text{пр}}^b \sin \alpha_x^b e^{i\alpha_y}. \end{aligned} \right\}$$

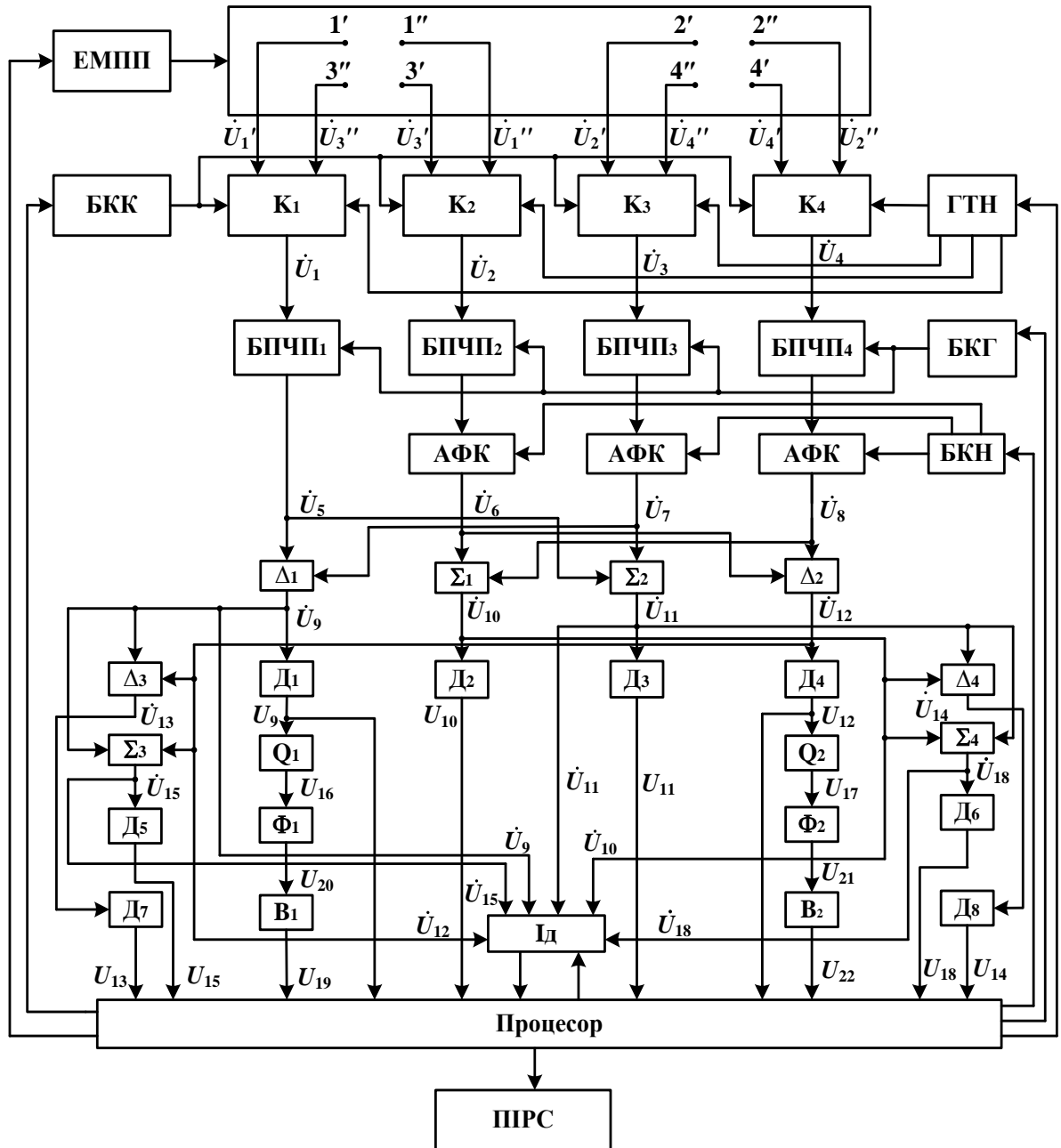


Рис. 4.16. Структурна схема чотирьохкільцевої АС

Оскільки кільцеві елементи 1 і 2 розміщені на одній лінії, паралельній осі  $Oy$ , то фазові зсуви  $\alpha_z$  втрачають сенс і можна прийняти, що їх значення дорівнюють нулю.

У БПЧП електричні сигнали підсилюються і їх інформаційні параметри (амплітуди і фази) переносяться в інший частотний діапазон, в якому можна з більшою точністю виконувати необхідні перетворення. Всі чотири БПЧП працюють сумісно з одним і тим же блоком керованого гетеродина (БКГ), що дає можливість в подальшому обробляти сигнали з однією і тією ж частотою. Завдяки цьому мінімізуються частотні похибки. Перший канал (БПЧП<sub>1</sub>) вважається еталонним і по ньому коректуються в режимі автоконтроля коефіцієнти передач решти трьох каналів. З цією метою в трьох каналах використовуються амплітудно-фазові коректори (АФК) і блок керуючих напруг (БКН). На виходах каналів маємо напруги

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_5 &= \dot{U}'_a \sin \alpha_x^a e^{-i\alpha_y^a} + \dot{U}'_b \sin \alpha_x^b e^{-i\alpha_y^b}; \\ \dot{U}_6 &= \dot{U}''_a \sin \alpha_x^a e^{-i\alpha_y^a} + \dot{U}''_b \sin \alpha_x^b e^{-i\alpha_y^b}; \\ \dot{U}_7 &= \dot{U}'_a \sin \alpha_x^a e^{i\alpha_y^a} + \dot{U}'_b \sin \alpha_x^b e^{i\alpha_y^b}; \\ \dot{U}_8 &= \dot{U}''_a \sin \alpha_x^a e^{i\alpha_y^a} + \dot{U}''_b \sin \alpha_x^b e^{i\alpha_y^b}, \end{aligned} \right\} \quad (4.49)$$

де  $\dot{U}' = 2g\dot{U}_{\text{лів}}^k$ ;  $\dot{U}'' = 2g\dot{U}_{\text{пр}}^k$  – комплексні амплітудні множники (нижній індекс означає приналежність напруги до випромінювання джерела  $a$  або  $b$ );  $g$  – коефіцієнт передачі за напругою каналу, утвореного блоками БПЧП і АФК.

Напруги (4.49) надходять до віднімачів  $\Delta_1$  і  $\Delta_2$  та суматорів  $\Sigma_1$  і  $\Sigma_2$ . На їх виходах утворюються напруги напруга

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= \dot{U}_7 - \dot{U}_5 = i2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a + i2\dot{U}'_b \sin \alpha_x^b \sin \alpha_y^b; \\ \dot{U}_{10} &= \dot{U}_6 + \dot{U}_8 = 2\dot{U}''_a \sin \alpha_x^a \cos \alpha_y^a + 2\dot{U}''_b \sin \alpha_x^b \cos \alpha_y^b; \\ \dot{U}_{11} &= \dot{U}_5 + \dot{U}_7 = 2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \cos \alpha_y^a + 2\dot{U}'_b \sin \alpha_x^b \cos \alpha_y^b; \\ \dot{U}_{12} &= \dot{U}_8 - \dot{U}_6 = i2\dot{U}''_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a + i2\dot{U}''_b \sin \alpha_x^b \sin \alpha_y^b. \end{aligned} \right\} \quad (4.50)$$

Огинаючі різниці і суми високочастотних напруг утворюються на виходах детекторів  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  і  $D_4$ . За наявності двох джерел випромінювання в подальшому для придушення завади використовуються напруги

$$\left. \begin{aligned} U_9 &= g_d \sqrt{(U'_a S_{xy}^a)^2 + (U'_b S_{xy}^b)^2 + 2U'_a U'_b S_{xy}^a S_{xy}^b \cos \Phi_{\text{лів}}}; \\ U_{12} &= g_d \sqrt{(U''_a S_{xy}^a)^2 + (U''_b S_{xy}^b)^2 + 2U''_a U''_b S_{xy}^a S_{xy}^b \cos \Phi_{\text{пр}}}. \end{aligned} \right\}$$

де  $S'_{xy} = 2 \sin \alpha'_x \sin \alpha'_y$  – добуток множників системи двох випромінювачів зі значеннями кутів  $\theta$  і  $\varphi$ , які визначають напрям падіння хвилі, що випромінюється  $t$ -им джерелом ( $t = a, b$ );  $g_d$  – коефіцієнт передачі детектора;  $\Phi_q$  – зсув фаз векторів напруженостей електричних полів джерел  $a$  і  $b$  лівого ( $q = \text{лів}$ ), або правого ( $q = \text{пр}$ ) напрямку обертання.

Як було зазначено в [15] в зв'язку з некогерентністю коливань джерел  $a$  і  $b$ , фазові кути  $\Phi_{\text{лів}}$  і  $\Phi_{\text{пр}}$  є функціями часу. Щоб виокремити складові напруг залежні від часу, підносимо напруги  $U_9$  і  $U_{12}$  до квадрату блоками  $Q_1$  і  $Q_2$ . Отримаємо

$$\left. \begin{aligned} U_{16} &= B \left[ (U'_a S'_{xy})^2 + (U'_b S'_{xy})^2 + 2U'_a U'_b S'_{xy} S'_{xy} \cos \Phi_{\text{лів}} \right] \\ U_{17} &= B \left[ (U''_a S''_{xy})^2 + (U''_b S''_{xy})^2 + 2U''_a U''_b S''_{xy} S''_{xy} \cos \Phi_{\text{пр}} \right] \end{aligned} \right\} \quad (4.51)$$

де  $B/g_d$  – коефіцієнт передачі квадратора.

Оскільки перші дві складові у правій частині виразів (4.51) є постійними величинами, то за допомогою фільтрів  $\Phi_1$  та  $\Phi_2$  можна виокремити третю складову. Розкриваючи значення функції  $S'_{xy}$ , запишемо вирази для постійних напруг на виходах випрямлячів  $B_1$  і  $B_2$ .

$$\left. \begin{aligned} U_{19} &= C \left[ U'_a U'_b \sin \alpha_x^a \sin \alpha_x^b \sin(k\alpha_y \sin \theta_a \sin \varphi_a) \sin(k\alpha_y \sin \theta_b \sin \varphi_b) \right] \\ U_{22} &= C \left[ U''_a U''_b \sin \alpha_x^a \sin \alpha_x^b \sin(k\alpha_y \sin \theta_a \sin \varphi_a) \sin(k\alpha_y \sin \theta_b \sin \varphi_b) \right] \end{aligned} \right\}$$

де  $C = 2Bt_\phi t_b$  – коефіцієнт пропорційності з розмірністю  $1/B$ ;  $t_\phi$  – коефіцієнт передачі фільтра;  $t_b$  – коефіцієнт передачі напруги випрямляча.

В процесорі напруги  $U_{19}$  і  $U_{22}$  використовуються для створення команд для електромеханічного поворотного пристрою (ЕМПП) на зміну положення антенного блока в азимутальній площині. Внаслідок кутового зміщення ЕМПП досягається мінімізація напруг  $U_{19}$  і  $U_{22}$ , що відбувається у випадку, коли нормаль до апертури (вісь  $Ox$ ) збігається з азимутом падіння або хвиль джерела  $a$  ( $\varphi - \varphi_a = 0$ ), або з азимутом напрямку поширення хвиль джерела  $b$  ( $\varphi - \varphi_b = 0$ ). В результаті визначаються кути  $\varphi_a$  і  $\varphi_b$  відносно початкового положення осі  $Ox$ .

Ідентифікація азимутального положення джерел відбувається за допомогою напруг  $\dot{U}_9$  і  $\dot{U}_{12}$  у пристрої ідентифікації (Ід).

Розглянемо випадок, коли необхідно вести моніторинг випромінювання джерела  $a$ . Тоді джерело  $b$  випромінює заваду. Щоб придушити заваду апертуру антени повертаємо так, щоб нормаль до апертури збігалась з меридіональною площиною, в якій знаходиться напрям падіння хвилі джерела  $b$ , тобто азимут  $\varphi_b$  дорівнюватиме нулю. Напруги  $\dot{U}_9$  і  $\dot{U}_{12}$  з виразів (4.50) при  $\varphi_b = 0$  набувають вигляду

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= i2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a; \\ \dot{U}_{12} &= i2\dot{U}''_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a, \end{aligned} \right\} \quad (4.52)$$

де  $\alpha_x^a = kd_x \cos(\theta - \theta_a) \cos(\Delta\varphi)$ ;  $\alpha_y^a = kd_y \cos(\theta - \theta_a) \sin(\Delta\varphi)$ ;  $\Delta\varphi = \varphi_a - \varphi_b$  – кутове рознесення джерел випромінювання в азимутальній площині.

Для визначення меридіональних кутів  $\theta_a$  і  $\theta_b$  комутатори приєднують затискачі елементів антенної решітки 1', 2', 3' і 4'. На виходах комутаторів отримуємо напруги, у яких з'являється фазовий зсув  $\alpha_z$ . Отже вирази (4.52) доповнюються експоненційними множниками і описують напруги, наведені вектором напруженості поля лівого обертання

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= i2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a e^{-i\alpha_z}; \\ \dot{U}_{12} &= i2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a e^{i\alpha_z}, \end{aligned} \right\}$$

$$\alpha_z = kd_z \sin(\theta - \theta_a).$$

Сигнали з напругами  $\dot{U}_9$  і  $\dot{U}_{12}$  надходять до віднімача  $\Delta_3$  і суматора  $\Sigma_3$ . На їх виходах отримуємо

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{13} &= \dot{U}_9 - \dot{U}_{12} = 4\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a \sin \alpha_z^a; \\ \dot{U}_{15} &= \dot{U}_9 + \dot{U}_{12} = i4\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a \cos \alpha_z^a. \end{aligned} \right\} \quad (4.53)$$

Тепер апертура антени змінює своє кутове положення в меридіональній площині до такого стану, при якому напруга  $\dot{U}_{13}$  зменшується до нуля. В цьому випадку  $\theta - \theta_a$  і напруга  $\dot{U}_{15}$  дорівнюватиме

$$\dot{U}_{15} = i4\dot{U}'_a \sin(kd_x \cos \Delta\varphi) \sin(kd_y \sin \Delta\varphi).$$

За відсутності або малої інтенсивності лівополяризованої хвилі, кут  $\theta_a$  можна визначити за напругами, наведеними правополяризованою хвилею. Для цього знімаються ЕРС з затискачів 1", 2", 3" і 4". Формули для напруг  $\dot{U}_{13}$  і  $\dot{U}_{15}$  матимуть такий же вигляд, як і формули (4.53), але амплітудне значення  $U'_a$  необхідно замінити на  $U''_a$ . Завдяки цим двом режимам за наявності завади встановлюються кутові координати джерела  $a$  ( $\theta_a, \varphi_a$ ) і джерела  $b$  ( $\theta_b, \varphi_b$ ).

Після цього антенна система повертається в початковий стан, тобто комутатори приєднують до входів каналів БПЧП затискачі 1', 1'', 2' і 2''. Напруги різних сигналів дорівнюють

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= i2\dot{U}'_a \sin(kd_x \cos \Delta\varphi) \sin(kd_y \sin \Delta\varphi); \\ \dot{U}_{12} &= i2\dot{U}''_a \sin(kd_x \cos \Delta\varphi) \sin(kd_y \sin \Delta\varphi). \end{aligned} \right\}$$

Щоб знайти кут  $\gamma$ , використовуємо напруги  $\dot{U}_{13}$  і  $\dot{U}_{15}$

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{13} &= i2S_{xy}^a (\dot{U}'_a - \dot{U}''_a); \\ \dot{U}_{15} &= i2S_{xy}^a (\dot{U}'_a + \dot{U}''_a); \end{aligned} \right\}$$

де  $S_{xy}^a = \sin(kd_x \cos \Delta\varphi) \sin(kd_y \sin \Delta\varphi)$ .

Амплітуди напруг з виходів детекторів  $D_5$  і  $D_7$  визначаються

$$\left. \begin{aligned} U_{13} &= 2S_{xy}^a \sqrt{(U'_a)^2 + (U''_a)^2 - 2U'_a U''_a \cos \varphi_\Delta}; \\ U_{15} &= 2S_{xy}^a \sqrt{(U'_a)^2 + (U''_a)^2 + 2U'_a U''_a \cos \varphi_\Delta}, \end{aligned} \right\}$$

де  $\varphi_\Delta = \arg\{U_{\text{пр}}(t)\} - \arg\{U_{\text{лів}}(t)\} = \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2}$  – зсув фаз напруг  $\dot{U}_{13}$  і  $\dot{U}_{15}$ .

Процесор за відомими значеннями  $U_9$  і  $U_{12}$ , отриманими на виходах детекторів  $D_1$  і  $D_4$ , обчислює кут  $\varphi_\Delta$  за формулою

$$\varphi_\Delta = \arccos \frac{U_{15}^2 - U_{13}^2}{4U_9 U_{12}}$$

і кут нахилу поляризаційного еліпса

$$\gamma_{ab} = (\varphi_\Delta + 0.5\pi)/2.$$

Індекс  $ab$  означає, що поляризаційний еліпс утворюється при відхиленні осі кільцевої антени від напрямку падіння хвилі, що випромінюється джерелом в площині  $yOz$  основної системи координат на кут  $\Delta\varphi = \varphi_a - \varphi_b$ .

Процесором розраховується величини  $U_\theta^{ab}$ ,  $U_\varphi^{ab}$ ,  $\cos\psi$  і  $\sin\psi$ :

$$\begin{aligned} U_\theta^{ab} &= \sqrt{U_9^2 + U_{12}^2 + 2U_9U_{12}\cos 2\gamma_{ab}}; \\ U_\varphi^{ab} &= \sqrt{U_9^2 + U_{12}^2 - 2U_9U_{12}\cos 2\gamma_{ab}}; \\ \cos\psi &= 2\sin 2\gamma_{ab} \frac{U_9U_{12}}{R_{ab}}; \\ \sin\psi &= (U_9^2 - U_{12}^2)/R_{ab}; \\ R_{ab} &= \sqrt{(U_9^2 + U_{12}^2)^2 - 4U_9^2U_{12}^2\cos^2 2\gamma_{ab}} = U_\theta^{ab}U_\varphi^{ab}. \end{aligned}$$

Фазовий зсув  $\psi$  не залежить від напрямку поширення лінійно поляризованих хвиль. Отже, щоб знайти амплітудні значення напруг  $U_\theta^{\max}$  і  $U_\varphi^{\max}$  необхідно лише напруги  $U_\theta^{ab}$  і  $U_\varphi^{ab}$  розділити на значення характеристик спрямованості в напрямі кута  $\Delta\varphi$ . Отримуємо

$$\left. \begin{aligned} F_\theta(\Delta\varphi) &= 2\operatorname{ctg}\Delta\varphi J_1(\sin\Delta\varphi); \\ F_\varphi(\Delta\varphi) &= J_0(\sin\Delta\varphi) - J_2(\sin\Delta\varphi). \end{aligned} \right\}$$

Розраховані значення характеристик спрямованості при падінні хвиль під кутом  $\Delta\varphi$  до осі кільця в процесорі використовуються для визначення напруг, які б наводилися при суміщенні осі кільця з азимутом джерела  $a$ , тобто

$$\begin{aligned} U_\theta^{\max} &= U_\theta^{ab} [F_\theta(\Delta\varphi) S_{xy}^a]^{-1}; \\ U_\varphi^{\max} &= U_\varphi^{ab} [F_\varphi(\Delta\varphi) S_{xy}^a]^{-1}, \end{aligned}$$

де  $S_{xy}^a = \sin(kd_x \cos\Delta\varphi) \sin(kd_y \sin\Delta\varphi)$  – добуток множника системи на вплив екрана.

Напруженість плоскополяризованих хвиль за відомими значеннями напруг розраховуємо таким чином

$$\vec{E} = \frac{1}{\sqrt{2}gg_d\lambda K_\phi} (\vec{\theta}_0 U_\theta^{\max} + \vec{\varphi}_0 U_\varphi^{\max}),$$

де  $g$  – коефіцієнт передачі каналу БПЧП;  $g_d$  – коефіцієнт передачі детектора.

Щоб перейти до опису напруг в коловому ортогональному поляризаційному базисі, обчислюємо кут нахилу поляризаційного еліпса

$$\operatorname{tg}2\gamma = \frac{2U_{\theta}^{\max}U_{\phi}^{\max} \cos\psi}{(U_{\theta}^{\max})^2 - (U_{\phi}^{\max})^2},$$

а також напругу наведену правополяризованою хвилею

$$U_{\text{пр}} = \frac{1}{2} \sqrt{(U_{\theta}^{\max})^2 + (U_{\phi}^{\max})^2 - 2U_{\theta}^{\max}U_{\phi}^{\max} \sin\psi}$$

і напругу наведену лівополяризаційною хвилею

$$U_{\text{лів}} = \frac{1}{2} \sqrt{(U_{\theta}^{\max})^2 + (U_{\phi}^{\max})^2 + 2U_{\theta}^{\max}U_{\phi}^{\max} \sin\psi}.$$

Враховуючі формули (4.47), визначаємо модулі векторів напруженості поля в коловому поляризаційному базисі:

$$E_1 = \frac{U_{\text{пр}}}{\sqrt{2}gg_{\text{д}}\lambda K_{\phi}};$$

$$E_2 = \frac{U_{\text{лів}}}{\sqrt{2}gg_{\text{д}}\lambda K_{\phi}}.$$

За даними, отриманими в результаті розрахунків, можемо описати поле випромінювання джерела  $a$  в полярній системі координат

$$\left. \begin{aligned} \dot{\vec{E}}_1 &= \vec{\rho}_0 D U_{\text{пр}} e^{i\omega t}; \\ \dot{\vec{E}}_2 &= \vec{\rho}_0 D U_{\text{лів}} e^{-i(\omega t - \phi_{\Delta})}, \end{aligned} \right\}$$

де  $D = [\sqrt{2}gg_{\text{д}}\lambda K_{\phi}]^{-1}$ ;  $\phi_{\Delta} = 2\gamma - 0,5\pi$ .

Коефіцієнт еліптичності поляризаційного еліпса дорівнює

$$K_e = \frac{U_{\text{пр}} - U_{\text{лів}}}{U_{\text{пр}} + U_{\text{лів}}}.$$

Результати вимірювань та ідентифікації з процесора надходять у ПІРС.

Режим роботи з придушенням завади є найбільш складним з точки зору методик обчислення параметрів поля випромінювання і з точки зору процесу вимірювання. У випадку випромінювання одного джерела в секторі огляду простору функціонування АС спрощується.

Розглянемо простий випадок, коли випромінює лише джерело  $a$ . В основному режимі приєднані до пристрою обробки сигналів затискачі антенного блоку  $1'$ ,  $1''$ ,  $2'$  і  $2''$ . Напруги на виходах каналів БПЧП з рівнянь (4.49) набувають вигляду

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}'_a \sin \alpha_x^a e^{-i\alpha_y^a}; \\ \dot{U}_2 &= \dot{U}''_a \sin \alpha_x^a e^{-i\alpha_y^a}; \\ \dot{U}_3 &= \dot{U}'_a \sin \alpha_x^a e^{i\alpha_y^a}; \\ \dot{U}_4 &= \dot{U}''_a \sin \alpha_x^a e^{i\alpha_y^a}. \end{aligned} \right\}$$

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. При  $\varphi - \varphi_a = 0$  напруги  $U_9$  і  $U_{12}$  приймуть нульові значення. Таким чином визначається азимутальне кутове положення джерела випромінювання.

Пеленгація джерела випромінювання 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

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{10} &= 2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a e^{-i\alpha_z^a}; \\ \dot{U}_{11} &= 2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a e^{i\alpha_z^a}, \end{aligned} \right\} \quad (4.54)$$

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



$$\dot{U}_{14} = \dot{U}_{10} - \dot{U}_{11} = i4\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \sin[kd_z \sin(\theta - \theta_a)]. \quad (4.55)$$

Проектоване детектором  $D_8$  значення цієї напруги представляє собою індикатор наведення апертури антени на напрям поширення хвиль в меридіональній площині. З виразу (4.55) 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

$$\dot{U}_{18} = \dot{U}_{10} + \dot{U}_{11} = 4\dot{U}'_a \sin kd_x. \quad (4.56)$$

Огинаюча 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 (4.54), (4.55) і (4.56) 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 ( $\theta_a$  та  $\phi_a$ ) 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 віднімачів 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 до четвертого розділу**

1. В результаті аналізу поляризаційних властивостей КА доведено, що КА можна використовувати для розкладання електромагнітних хвиль з будь-якою поляризацією на складові в коловому ортогональному поляризаційному базисі. При живленні КА біжучою хвилею струму випромінюється хвиля обертової поляризації, напрям обертання вектора  $E$  якої однозначно залежить від напрямку поширення хвилі струму живлення.

2. Діюча довжина КА осьового випромінювання є векторною величиною і в режимі приймання лінійно поляризованої хвилі вона перевищує діючу довжину півхвильового симетричного вібратора в  $\pi/2$  разів. Для КА виведена аналітична формула діючої довжини, яка забезпечує визначення ЕРС на затискачах антени за відомими значеннями напруженості право- і лівополяризованих хвиль.

3. Кільцева АС за наявності конвертера в пристрої первинної обробки сигналів може працювати в смузі частот від короткохвильового метрового діапазону до довгохвильового сантиметрового діапазону.

4. Синтезована схема виокремлення наведених в антені струмів правого та лівого напрямку обертання вектора напруженості електричного поля створена на пасивних лінійних елементах надвисоких частот, що забезпечує стабільність параметрів і надійність функціонування. Поляризаційні параметри електромагнітних хвиль вимірюються автоматично. Для забезпечення точності вимірювання необхідно суміщати напрям приходу хвилі з віссю антени. Необхідно також відмітити простоту функціональних зв'язків між результатами вимірювань і параметрами поляризації електромагнітного поля.

5. Двокільцева антена дає можливість одночасного визначення напрямку приходу хвилі та її поляризаційні властивості. Коефіцієнт пропорційності (обернене значення коефіцієнта передачі системи обробки сигналів) залежить не тільки від коефіцієнта передачі каналу перетворення напруг, але і від напрямлених властивостей КА. Для точного визначення параметрів поляризації необхідно передбачити роботу двокільцевої антени у двох режимах: пеленгації і вимірювання. Режим пеленгації вимагає прив'язки лінії розташування антени до вибраної системи координат місцевості. Режим вимірювання використовується після режиму пеленгації і для цього режиму необхідно передбачити можливість механічного повороту площин кільцевих антен для суміщення їх осей з напрямом приходу хвилі.

6. Трикільцева АС з електромеханічним двокоординатним приводом може працювати в автоматичному режимі і однозначно встановлювати кут місця і азимут джерела випромінювання. Розроблена трикільцева АС може працювати як в стаціонарних, так і в мобільних станціях системи моніторингу та радіоконтролю.

7. Показано, що об'єднання пристроїв обробки сигналів з малоелементними АР з кільцевими елементами дає можливість створити

багатофункціональні системи моніторингу при відносно невеликих габаритах апертур.

8. АР з розмірністю  $2 \times 2$  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 АР не перевищують розмірів  $\lambda \times \lambda$ , тому такі антенні системи доцільно використовувати в високочастотній частині метрового діапазону, дециметровому і сантиметровому діапазонах хвиль.

9. Отримано аналітичні вирази, які дають можливість використовувати вимірювання електричних полів в коловому поляризаційному ортогональному базисі і обчислювати складові плоскополяризованих хвиль, а також навпаки – вимірювати напруженість лінійно поляризованих хвиль в коловому поляризаційному базисі.

### Список використаних джерел у четвертому розділі

1. Ільницький Л.Я., Савченко О.Я., Сібрук Л.В. Антени та пристрої надвисоких частот: підручник для ВНЗ. Київ: Укртелеком, 2003. 496 с.
2. Драбкин А.Л., Зузенко В.Л. Антенно-фидерные устройства. Москва: Сов. радио, 1961. 816 с.
3. Розетт Т.А. Элементы теории цилиндрических функций с приложениями к радиотехнике. Москва: Сов. радио, 1956. 224 с.
4. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Пепа Ю.В. Синтез однокольцевой антенной системы для измерения параметров электромагнитного поля. *Journal of Qafqaz University: Mathematics and Computer Science*. 2013. Vol. 1, No. 1. P. 31–38.
5. Семёнов Н.А. Техническая электродинамика: учебное пособие для ВУЗов. Москва: Связь, 1973. 463 с.
6. Григорьев А.Д. Электродинамика и техника СВЧ: учебник для ВУЗов. Москва: Высшая школа, 1990. 335с.
7. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Сібрук Л.В., Михальчук І.І. Кільцева вимірювальна антенна система: патент на винахід №103714 Україна, опубл. 11.11.2013, Бюл. №21.
8. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Михальчук І.І. Антенна решітка обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості. *Проблеми інформатизації та управління*. 2010. №.1 (29). С.82–85.
9. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Михальчук І.І. Малоелементна антенна решітка обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості: патент на корисну модель № 44847 Україна, опубл. 12.10.2009, Бюл. №19.
10. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Кленецька К.В. Розробка структурної схеми двокільцевої вимірювальної антени. *Наукоємні технології*. 2013. № 4(20). С. 373–376.
11. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Сібрук Л.В., Михальчук І.І. Двокільцева вимірювальна антенна систем: патент на винахід №107015 Україна, опубл. 10.11.2014, Бюл. №21.

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

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

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

15. Щербина О.А., Ільницький Л.Я., Михальчук І.І. Антенна система для станцій радіомоніторингу. *Наукоємні технології*. 2020. № 1(45). С. 28–40.

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

17. Щербина О.А., Ільницький Л.Я., Михальчук І.І. Кільцева антенна решітка для систем радіомоніторингу. *Наукоємні технології*. 2020. № 2(46). С. 153–163.

## РОЗДІЛ 5

### ДОСЛІДЖЕННЯ ПОХИБОК ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ АНТЕНАМИ З ПРИДУШЕННЯМ ЗАВАДИ

АР радіомоніторингу використовуються не тільки як засіб спостереження за електромагнітною обстановкою, але і як вимірювальні пристрої, які дають можливість визначати кутові координати джерел випромінювання, поляризаційні характеристики електромагнітних хвиль, оцінювати напруженість електромагнітних полів і т. ін. В зв'язку з цим є необхідність в забезпеченні антени радіомоніторингу метрологічними характеристиками, як вимірювального пристрою. Такі характеристики можна отримати в результаті експериментального дослідження готового виробу. Наприклад, для вимірювання характеристик точності розробленої вимірювальної АС можна використовувати метод стандартного поля [1-3]. З аналізу цього методу випливає, що він практично дає можливість виконати градування або калібрування вимірювального пристрою від входу до виходу, не виключаючи будь-якого елемента схеми. Це його значна перевага перед іншими методами. Деякі особливості цього методу представлено в Додатку А.

Але у випадку експериментального вимірювання метрологічних характеристик приладу, можна лише констатувати той чи інший рівень точності і практично поліпшити його важко. Необхідно виводити аналітичні співвідношення, які розкривають вплив різних елементів та кіл пристрою на точність вимірювань параметрів полів випромінювання. Це дозволить за рахунок вибору певних конструктивних елементів приводити похибки вимірювань до необхідних рівнів.

## **5.1. Похибки визначення напрямку приходу сигналу завади двоелементною антеною**

В третьому розділі дисертаційної роботи була описана структурна схема ААР, що складається з двох ненапрямлених елементів [4]. За допомогою даної антени можна не тільки придушувати завадовий сигнал, але і визначати напрямок його приходу. Відомо [5], що антена, в якій використовується виключення завадового сигналу у вихідній напрузі за рахунок порівняно простої обробки, не може ефективно працювати при невеликих кутових рознесеннях між джерелами сигналу і завади. Але тим не менш, простота пристрою обробки сигналів і можливість отримувати додаткову інформацію про місцезнаходження джерела сигналу роблять таку антенну решітку перспективною. Застосування таких антенних решіток для цілей радіомоніторингу і радіоконтролю може бути забезпечено за умови, що будуть знайдені відповіді на два основних питання: яке мінімальне рознесення джерел сигналу і завади дозволяє позбутися від напруги завади, і якою є похибка визначення напрямку на джерело завади.

Необхідно насамперед розглянути як змінюється відношення сигнал/завада в залежності від кута напрямку приходу завадової хвилі  $\theta$  [6]. Крім того слід визначити мінімальне значення кута  $\theta_{\min}$  виходячи з реально допустимих змін керуючих напруг в пристрої, тобто оцінити  $\theta_{\min}$  при максимально допустимих значеннях напруг, які виробляються процесором. І, нарешті, використовуючи виведені в третьому розділі аналітичні вирази, визначити залежність точності вимірювання кута  $\theta$  від стабільності параметрів АР і функціональних вузлів структурної схеми обробки сигналів. Очевидно, що в описі принципу дії двоелементної АР [4] всі необхідні вихідні величини входять в різні аналітичні співвідношення і являють собою основу для з'ясування проблемних питань.

### **5.1.1. Оцінка відношення сигнал / завада**

На схемі, яка представлена на рис. 3.10 третього розділу показані напруги у відповідних точках системи обробки сигналів. Вихідна напруга  $U_{15}$  несе потрібну



для контролю інформацію, тобто  $\dot{U}_{15}$  являє собою корисний сигнал. Сигнали  $\dot{U}_1$  і  $\dot{U}_2$  містять суміш сигналу  $\dot{U}_c$  і завади  $\dot{U}_3$ . Відношення амплітуд цих двох сигналів визначається як  $\gamma = U_c/U_3$ .

З принципу дії пристрою випливає, що на виході напруга сигналу становитиме

$$\dot{U}_c = (\dot{U}_7 - \dot{U}_{14})/2A = \dot{U}_{15}/2A,$$

де  $A$  – деяка постійна, яка визначається коефіцієнтами передачі вузлів схеми обробки сигналів.

У ланцюгах зворотного зв'язку напруга  $U_{14}$  порівнюється з опорною напругою  $U_0$  і за величиною неузгодженості цих напруг генерується керуюча напруга  $U_{кер}$ , яка змінює коефіцієнт передачі блоку помножувача ПМЗ. Ця напруга визначається як

$$\dot{U}_{14} = 2A\dot{U}_3 \cos\psi + |\varepsilon| = \dot{U}_0 + |\varepsilon|,$$

де  $\varepsilon$  – допустима похибка, яка визначається за мінімально допустимим відношенням сигналу до завади.

Враховуючи що

$$\dot{U}_7 = 2A(\dot{U}_c + \dot{U}_3 \cos\psi),$$

знаходимо відношення сигнал/завада на виході пристрою обробки сигналів

$$\gamma^* \leq |\dot{U}_{15}/(U_0 - U_{14})| = 2AU_c/|\varepsilon|.$$

Очевидно, що процесор може забезпечити значення неузгодженості порядку 0,01 і навіть менше. Тому відношення сигнал / завада на виході пристрою обробки сигналів зростає на кілька порядків.

### 5.1.2. Оцінка мінімального кута рознесення джерел сигналу і завади

Для оцінки мінімального кута рознесення джерел сигналу і завади використовуємо зв'язок між керуючою напругою  $U_{кер}$ , який формується в процесорі, і фазовим зсувом  $\psi$  між складовими сигналу завади. З принципу дії антени випливає, що

$$U_{\text{кер}} = b \operatorname{ctg} \psi,$$

де  $b$  – постійний коефіцієнт, який має розмірність в вольтах.

Зважаючи на те, що фазовий зсув  $\psi$  визначається різницею ходу променів до елементів АР

$$\psi = \frac{kd}{2} \sin \theta,$$

де  $k = 2\pi/\lambda$  – хвильове число,  $d$  – відстань між елементами решітки, знаходимо

$$U_{\text{кер}} = b \operatorname{ctg} \left( \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \right), \quad (5.1)$$

$$\theta = \arcsin \left[ \frac{\lambda}{\pi d} \operatorname{arctg} \left( \frac{U_{\text{кер}}}{b} \right) \right]. \quad (5.2)$$

Вирази (5.1) і (5.2) дають можливість визначити кут  $\theta_{\min}$ . Мінімальний кут рознесення джерел сигналу і завади залежить від відстані між елементами АР  $d/\lambda$  та максимально можливого значення відношення керуючої напруги до коефіцієнта  $b$ . За формулою (5.1) побудовано графік (рис. 5.1).

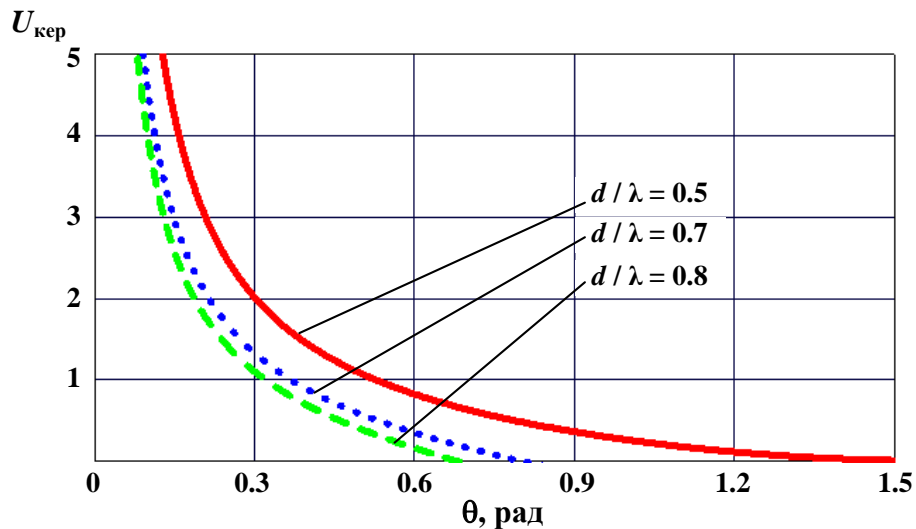


Рис. 5.1. Графік залежності керуючої напруги  $U_{\text{кер}}$  від кута приходу  $\theta$  завадової електромагнітної хвилі при фіксованій відносній відстані між елементами АР  $d/\lambda$

Графік на рис. 5.1 дозволяє без обчислень визначити сектор, в якому завадовий сигнал за допомогою аналізованої АС неможливо придушити.

### 5.1.3. Похибки вимірювання напрямку приходу сигналу завади

Виходячи з наведеної у [4] схеми, видно, що напрямок приходу електромагнітної хвилі визначається за формулою

$$\theta = \arcsin \frac{\lambda \psi}{\pi d} = \arcsin \left[ \frac{\lambda}{\pi d} \operatorname{arctg} \left( \frac{U_{12}}{U_{13}} \right) \right].$$

Очевидно, що кутова похибка буде мати таке значення

$$\Delta\theta = \frac{1}{\sqrt{1-v^2}} \left( \frac{\partial v}{\partial U_{12}} \Delta U_{12} + \frac{\partial v}{\partial U_{13}} \Delta U_{13} + \frac{\partial v}{\partial \lambda} \Delta \lambda + \frac{\partial v}{\partial d} \Delta d \right), \quad (5.3)$$

де  $v = \left[ \frac{\lambda}{\pi d} \operatorname{arctg} \left( \frac{U_{12}}{U_{13}} \right) \right]$ ;  $\Delta U_{12}$ ,  $\Delta U_{13}$ ,  $\Delta \lambda$ ,  $\Delta d$  – похибки вимірювання відповідних величин.

Частинні похідні за своєю суттю є коефіцієнтами впливу. Їх значення дорівнюють

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial v}{\partial U_{12}} &= \frac{\lambda}{\pi d} \frac{U_{13}^2}{U_{12}^2 + U_{13}^2} \frac{U_{12}}{U_{13}} \frac{1}{U_{12}}; \\ \frac{\partial v}{\partial U_{13}} &= \frac{\lambda}{\pi d} \frac{U_{13}^2}{U_{12}^2 + U_{13}^2} \frac{U_{12}}{U_{13}} \frac{1}{U_{13}}; \\ \frac{\partial v}{\partial \lambda} &= v \frac{1}{\lambda}; \quad \frac{\partial v}{\partial d} = v \frac{1}{d}. \end{aligned} \right\}$$

Значення похибок  $\Delta U_{12}$  і  $\Delta U_{13}$  можна знайти із способу формування напруг  $U_{12}$  і  $U_{13}$ . З рис. 3.10 випливає, що напруга  $U_{12}$  представляє собою усереднене значення добутку напруг  $\dot{U}_6$  і  $\dot{U}_8$ , або

$$U_{12} = K_i \int_0^T M [\dot{U}_5(t) \dot{U}_6(t) - \dot{U}_6^2(t)] dt,$$

де  $K_i$  – коефіцієнт передачі інтеграторів,  $M$  – коефіцієнт передачі помножувачів,  $T$  – період інтегрування.

Напруги  $\dot{U}_5$  і  $\dot{U}_6$  містять принаймні два гармонічних процеси, один з яких відноситься до корисного сигналу, другий – до завадового. Тому, нехтуючи малими величинами другого порядку, можемо записати

$$\Delta U_{12} = K_i M \left\{ \overline{[\dot{U}_5(t)\Delta\dot{U}_6(t) + -\dot{U}_6(t)\Delta\dot{U}_5(t)]} - 2\overline{\dot{U}_6(t)\Delta\dot{U}_6(t)} \right\},$$

де риска над виразами в фігурних дужках означає усереднення.

Таке ж значення має помилка  $\Delta U_{13}$ . Різниця полягає лише в тому, що при формуванні сигналу  $\dot{U}_{13}$  можлива поява похибки, яка обумовлена неточністю установки фазового зсуву  $-\pi/2$  в фазообертаючому вузлі. Якщо знехтувати цією помилкою, то можна прийняти що  $\Delta U_{13} \approx \Delta U_{12}$ .

Установку частоти, а відповідно, і довжини хвилі можна виконати з високою точністю. Також і похибка визначення відстані між елементами  $d$  може бути зневажливо малою. Ці передумови дозволяють істотно спростити вираз (5.3)

$$\Delta\theta = \frac{2\lambda}{\pi d \sqrt{1 - \left[ \frac{\lambda}{\pi d} \operatorname{arctg} \frac{U_{12}}{U_{13}} \right]^2}} \frac{U_{13}^2}{U_{12}^2 + U_{13}^2} \frac{U_{12}}{U_{13}} \delta U_{12}, \quad (5.4)$$

де  $\delta U_{12}$  – відносна похибка вимірювання напруги  $U_{12}$ .

Значення похибки  $\Delta\theta$  (5.4) змінюється в залежності від відношень  $d/\lambda$  і  $U_{12}/U_{13}$ . Ці залежності відображені за допомогою графіків (рис. 5.2 - 5.4).

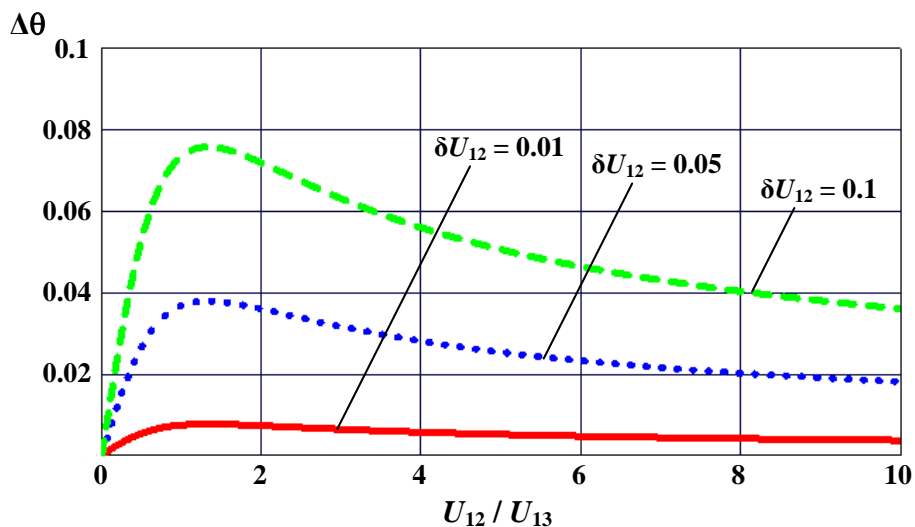


Рис. 5.2. Графіки залежності кутової похибки вимірювання напрямку приходу сигналу завади від відношення напруг  $U_{12}/U_{13}$  при фіксованому значенні

відносної відстані між елементами АР  $d/\lambda = 0,5$  і відносної похибки вимірювання  
напруги  $\delta U_{12}$

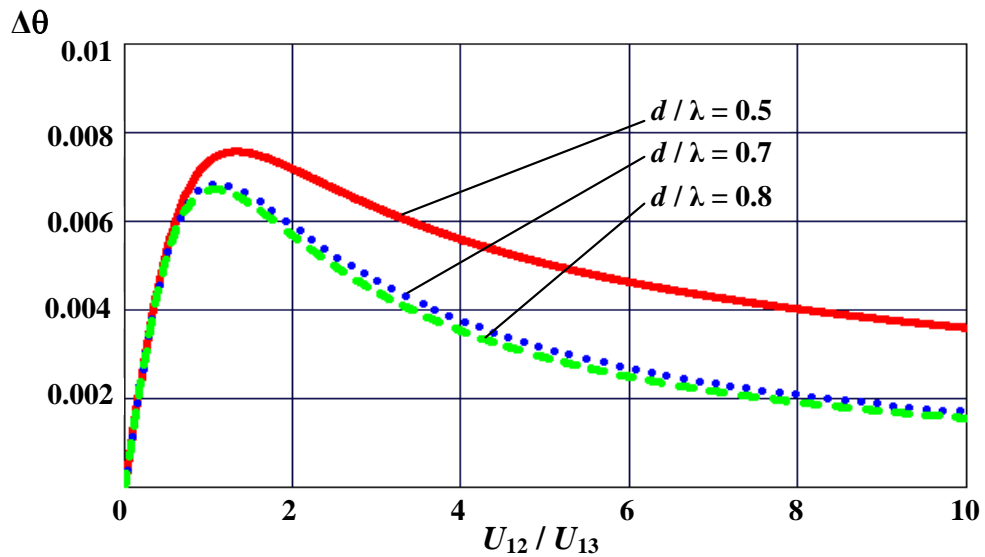


Рис. 5.3. Графіки залежності кутової похибки вимірювання напрямку приходу сигналу завади від відношення  $U_{12}/U_{13}$  при фіксованих значеннях відносної відстані між елементами АР  $d/\lambda$  і відносної похибки вимірювання напруги  $\delta U_{12} = 0.01$

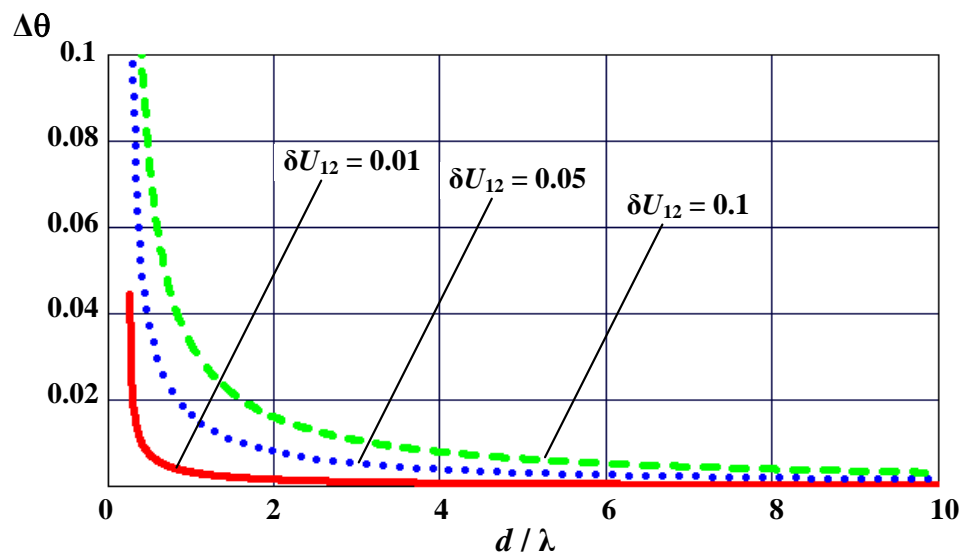


Рис. 5.4. Графік залежності кутової похибки вимірювання напрямку приходу сигналу завади від відносної відстані між елементами АР  $d/\lambda$  при фіксованих значеннях відношення  $U_{12}/U_{13} = 1$  і відносної похибки вимірювання напруги  $\delta U_{12}$

## 5.2. Метрологічні характеристики п'ятиелементної антенної системи для вимірювання параметрів електромагнітного поля

Для радіомоніторингу електромагнітної обстановки, радіоконтролю електромагнітних випромінювань, дослідження особливостей поширення електромагнітних хвиль та інших подібних застосувань в третьому розділі була розроблена універсальна п'ятиелементна вимірювальна АС [7]. Основні переваги даної АС полягають в тому, що вона дає можливість за результатами ідентифікації необхідного випромінювання без будь-якої орієнтації на джерело досліджуваного випромінювання виміряти меридіональний  $\theta$  і азимутальний  $\varphi$  кути приходу електромагнітної хвилі, вертикальну  $E_\theta$  і горизонтальну  $E_\varphi$  складові вектора напруженості електричного поля, а також фазовий зсув  $\psi$  між цими складовими. Крім того, оскільки в пристрої обробки сигналів здійснюється настройка каналів обробки на частоту досліджуваного випромінювання, то вимірюється також і частота радіохвилі. Якщо не брати до уваги параметри модуляції, то на виході АС отримуємо всі необхідні величини, які характеризують будь-яке випромінювання [8].

В даному розділі викладені результати дослідження характеристик точності [9], які висвітлюють можливості розробленої АС як пристрою для вимірювання параметрів електромагнітного поля.

На рис. 5.5 представлена узагальнена схема універсальної АС з рис. 3.18 [7]. Вона складається з п'яти вібраторів, інтегрованих з блоками обробки сигналів і процесором. Вібратори 1 і 2 розташовуються в горизонтальній площині і взаємно перпендикулярні. Вібратор 3 розміщений у вертикальній площині. Фазові центри вібраторів 1, 2 і 3 суміщені і збігаються з початком координат обраної координатної системи. Вібратор 4, що співвісний з вібратором 3, знаходиться на відстані  $d$  від нього. Вібратор 5 співвісний з вібратором 2 і знаходиться на аналогічній відстані  $d$  від нього.

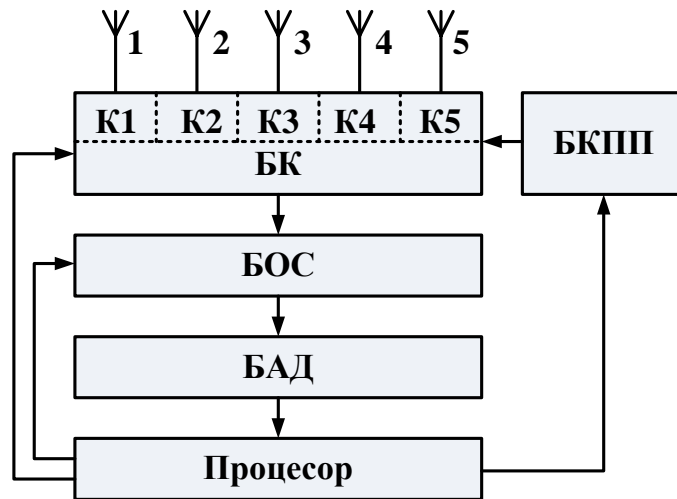


Рис. 5.5. Узагальнена схема універсальної АС

З виходів кожного вібратора напруги надходять до відповідних каналів підсилення і перетворення частоти. Коефіцієнти передачі каналів позначені як  $K_s$  ( $s = \overline{1,5}$ ) і характеризують властивості блоку каналів (БК). Підсилені напруги перетворюються в блоці обробки сигналів (БОС) на високій частоті в величини, які необхідні для розрахунку параметрів поля. У блоці амплітудних детекторів (БАД) визначаються амплітудні значення напруг, які в процесорі представляють вихідні дані для розрахунку величин  $\theta$ ,  $\varphi$ ,  $E_\theta$ ,  $E_\varphi$  і  $\psi$ . Пристрій забезпечений блоком контролю і корекції коефіцієнтів передачі (БККП), що забезпечує мінімізацію похибок в оцінці коефіцієнтів передачі трактів від виходів вібраторів до входів в процесор.

Виходячи з узагальненої схеми АС, зображеної на рис. 5.5, і функціональних зв'язків [7] між вхідними величинами (ЕРС на затискачах вібраторів) та вихідними величинами ( $\theta$ ,  $\varphi$ ,  $E_\theta$ ,  $E_\varphi$  і  $\psi$ ), необхідно показати можливі похибки вимірювань і основні джерела похибок.

Очевидно, що похибка вимірювання кожної вихідної величини має бути подана у вигляді деякої суми складових з певними коефіцієнтами впливу. Аналіз коефіцієнтів впливу дозволить виявити домінуючі джерела похибок і тим самим дасть можливість в процесі проектування забезпечувати необхідні характеристики пристрою [8].

### 5.2.1. Похибка вимірювання вертикальної складової вектора напруженості електричного поля

Функціональний зв'язок між модулем напруженості  $E_\theta$  і напругою на виході каналу 3 (вібратора 3) на вході процесора має вигляд

$$E_\theta = \frac{U_3}{l_d K_\phi K_3 F_3(\theta)},$$

де  $U_3 = |K_3 K_\phi \dot{\epsilon}_3|$ ;  $\dot{\epsilon}_3$  – ЕРС на затискачах вібратора 3;  $l_d$  – діюча довжина антени;  $K_\phi$  – коефіцієнт передачі за напругою фідерного тракту від затискачів антени до входу комутатора;  $K_3$  – модуль коефіцієнта передачі каналу 3;  $F_3(\theta)$  – нормована ХС вібратора 3.

Звідси, максимально можливу абсолютну похибку розрахунку  $E_\theta$  визначаємо як [10-12]

$$\Delta E = E_\theta \left[ \frac{\Delta U_3}{U_3} + \frac{\Delta l_d}{l_d} + \frac{\Delta K_\phi}{K_\phi} + \frac{\Delta K_3}{K_3} + \frac{\Delta F_3(\theta)}{F_3(\theta)} \right], \quad (5.5)$$

де  $\Delta U_3$  – похибка вимірювання напруги на виході амплітудного детектора (відносна похибка  $\delta U_3 = \Delta U_3 / U_3$  може бути досить малою – менше 1%);  $\Delta l_d / l_d$  – відносна похибка в розрахунку діючої довжини вібратора;  $\Delta K_\phi / K_\phi$  – відносна похибка коефіцієнта передачі фідерного тракту, який включає в себе відрізки ліній передачі, пристрої узгодження, трансформатори опорів, шлейфи і т.п.;  $\Delta K_3 / K_3$  – відносна похибка коефіцієнта передачі каналу 3 (оскільки коефіцієнти передачі контролюються у вимірювальному пристрої, тобто вимірюються безпосередньо перед початком дослідження параметрів поля, то ця похибка може бути такого ж рівня, як і похибка вимірювання напруги);  $\Delta F_3(\theta)$  – похибка в значенні ХС.

Перша і четверта складові в правій частині рівності (5.5) значно менше другої і четвертої складових, оскільки напруги можна вимірювати з високою точністю. До того ж слід зазначити, що вібратор не охоплений контуром



вбудованого контролю. При використанні активних вібраторних антен похибка у визначенні діючої довжини визначається як

$$\Delta l_d = l_d \left( \frac{\Delta l_d^n}{l_d} + \frac{\Delta K_U}{K_U} \right), \quad (5.6)$$

де  $\Delta l_d^n$  – похибка визначення діючої довжини пасивного антенного елемента;  $\Delta K_U$  – похибка визначення коефіцієнта передачі за напругою активного елемента антени.

Для несиметричного вібратора [13] при  $l < 0,5\lambda$ , де  $l$  – довжина вібратора;  $\lambda$  – довжина хвилі, похибка  $\Delta l_d^n$  містить дві складові

$$\Delta l_d^n = l_d^n \left[ \left( 1 + \frac{l}{2l_d^n \cos^2 \frac{kl}{2}} \right) \frac{\Delta \lambda}{\lambda} + \frac{1}{2 \cos^2 \frac{kl}{2}} \frac{\Delta l}{l_d^n} \right], \quad (5.7)$$

де  $l_d^n = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{tg} \frac{kl}{2}$ .

Друга складова правої частини виразу (5.6) визначається на підставі аналізу конкретної схеми активного чотиріполюсника. Її значення залежить від нестабільності параметрів чотиріполюсника з плином часу (зокрема, від параметрів використовуваного транзистора), від залежності параметрів від метеофакторів, а також від точності вимірювання коефіцієнта передачі.

При використанні пасивних вібраторів  $l_d = l_d^n$  і похибка  $l_d$  розраховується за формулою (5.7). Друга складова похибки  $\Delta l_d^n$  може бути досить малою, так як  $\Delta l$  – це похибка вимірювання геометричної довжини стержня і зміни цієї довжини при зміні температури. Перша складова залежить від точності вимірювання частоти досліджуваного випромінювання. Якщо ускладнити антенний пристрій за рахунок застосування вимірювачів частоти, то цією похибкою практично можна знехтувати. Без вимірювачів частоти високої точності похибка може досягати декількох відсотків. Її значення залежить від вибірковості каналів.

Третя складова похибки  $\Delta E$  може бути розрахована за конкретною схемою фідерного пристрою. Очевидно, що ця похибка може бути суттєвою у разі використання пасивних елементів АС, оскільки у пасивних вібраторів із частотою змінюється комплексний вихідний опір, що призводить до зміни коефіцієнта відбиття в лінії, яка з'єднує вібратор зі схемою обробки сигналів. У разі використання активних вібраторів в заданому діапазоні частот буде мало змінюватися не тільки діюча довжина, але і вихідний опір. До того ж схема фідерного тракту спрощується до простої лінії передачі. У зв'язку з цим використання активних вібраторів дає можливість помітно підвищити точність вимірювання.

П'ята складова у формулі (5.5) визначається точністю апроксимації ХС і точністю збігу осі вібратора з вертикаллю. Отже, можемо записати

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

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

В роботі [7] прийнято, що  $\Delta F(\theta) = \sin \theta$ . При такій апроксимації ДС виникає похибка [12], значення якої дорівнює

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

Це детермінована методична похибка [14], значення якої залежить від параметра  $l/\lambda$  і кута  $\theta$ . Її приведені значення дорівнює

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

При прийомі плоскої хвилі, що падає на антену під кутом  $\theta = 90^\circ$ , ця похибка стає рівною нулю. На рис. 5.6 представлені залежності похибки апроксимації від кута  $\theta$  при різних значеннях відносної довжини вібратора.

Абсолютна похибка, яка обумовлена неточністю установки вібратора, визначається як

$$\Delta F_y(\theta) = \frac{k l \sin^2 \theta \sin(k l \cos \theta) - \cos \theta \cos(k l \cos \theta) + \cos \theta \cos k l}{(1 - \cos k l) \sin^2 \theta} \Delta \theta_B, \quad (5.8)$$

де  $\Delta \theta_B$  – кутове відхилення осі вібратора від вертикалі

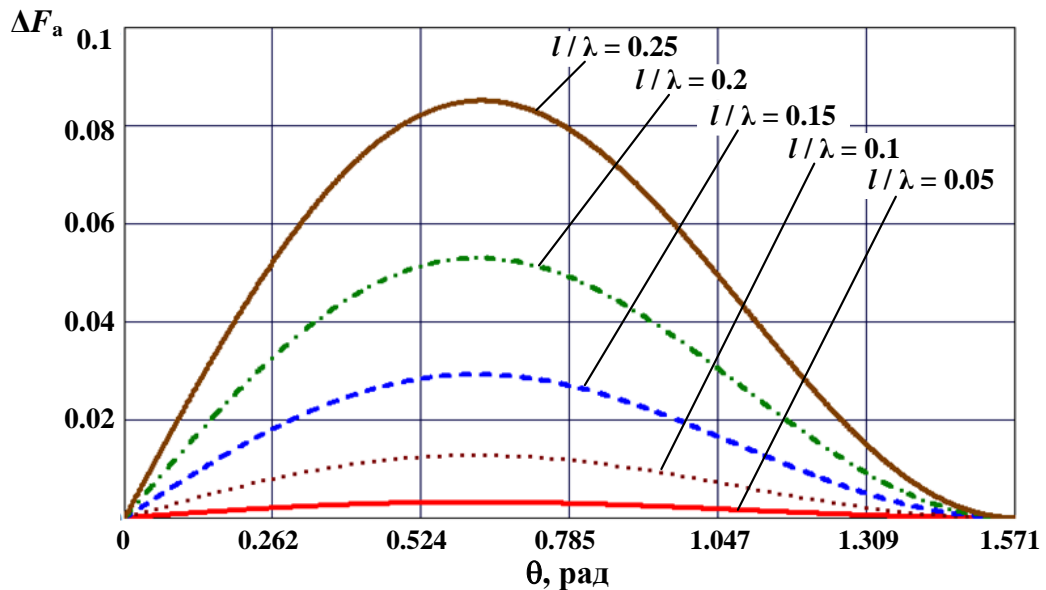


Рис. 5.6. Залежності похибки апроксимації від меридіонального кута при різних значеннях відносної довжини вібратора  $l / \lambda$

Похибка, обумовлена неточністю вимірювання довжини хвилі і довжини вібратора розраховується за формулою

$$\Delta F_d(\theta) = K_d \left( \frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta \lambda}{\lambda} \right),$$

де  $K_d$  – коефіцієнт чутливості, що дорівнює

$$K_d = \frac{\sin k l + \cos \theta \cos k l \sin(k l \cos \theta) - \sin(k l \cos \theta) \cos \theta - \sin k l \cos(k l \cos \theta)}{(1 - \cos k l)^2 \sin \theta}.$$

Коефіцієнт чутливості перетворюється на нуль при  $\theta = 90^\circ$  і стає невизначеним при  $\theta = 0^\circ$ , що обумовлено нулем в ДС вібратора. Можна показати, що при  $kl \rightarrow 0$  коефіцієнт чутливості також прямує до нуля. На рис. 5.7 показані залежності коефіцієнта чутливості від відносної довжини вібратора при різних значеннях меридіонального кута.

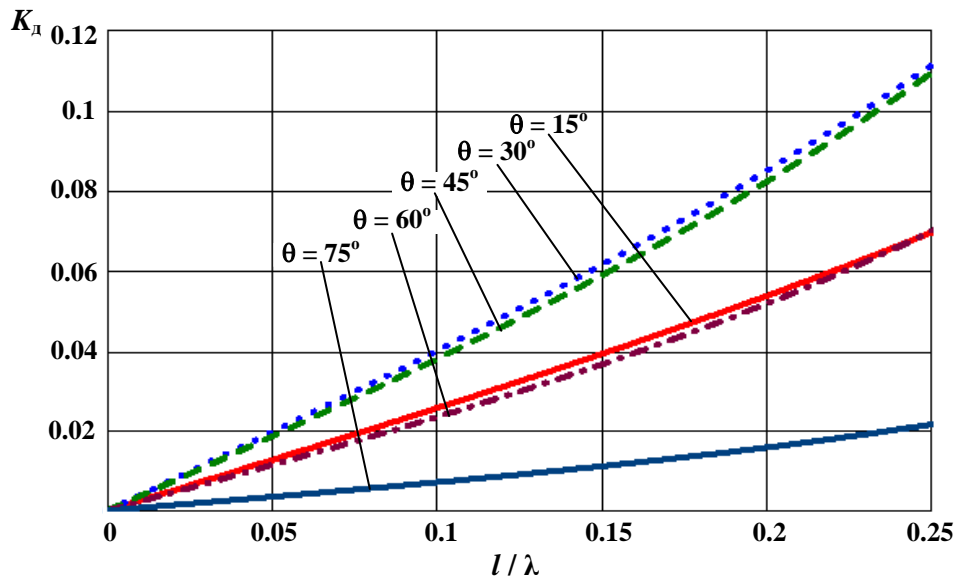


Рис. 5.7. Залежності коефіцієнта чутливості від відносної довжини вібратора при різних значеннях меридіонального кута

У зв'язку з цим, для дуже коротких вібраторів можна прийняти, що  $\Delta F_d(\theta)$  набуває мале значення, яким можна знехтувати. За цієї ж умови, похибка установки вібратора з виразу (5.8) визначається як  $\Delta F_y(\theta) = \cos\theta\Delta\theta_B$ .

### 5.2.2. Похибка вимірювання меридіонального кута $\theta$

За результатами вимірювань напруг на затискачах третього і четвертого вібраторів кут  $\theta$  розраховується за формулою

$$\theta = \arccos\left(\frac{1}{kd} \arccos A_\theta\right), \quad (5.9)$$

де  $d$  – відстань між вібраторами 3 і 4;  $A_\theta = \frac{\varepsilon_\Sigma^2 - \varepsilon_\Delta^2}{4\varepsilon_3\varepsilon_4}$  – розрахункова величина;  $\varepsilon_3$  і  $\varepsilon_4$  – напруги на затискачах вібраторів 3 і 4 відповідно;  $\varepsilon_\Sigma = \varepsilon_3 + \varepsilon_4$  – сума комплексних амплітуд;  $\varepsilon_\Delta = \varepsilon_4 - \varepsilon_3$  – різниця комплексних амплітуд напруг.

З виразу (5.9) знаходимо максимальне значення абсолютної похибки меридіонального кута

$$\Delta\theta = \frac{1}{kd\sqrt{1-B_\theta^2}} \left[ \frac{\Delta A_\theta}{\sqrt{1-A_\theta^2}} + \arccos A_\theta \left( \frac{\Delta\lambda}{\lambda} + \frac{\Delta d}{d} \right) \right], \quad (5.10)$$

де  $B_\theta = \frac{1}{kd} \arccos A_\theta$ .

Значення похибки  $\Delta A_\theta$  визначається зі співвідношення

$$\Delta A_\theta = \frac{1}{2\varepsilon_3\varepsilon_4} (\varepsilon_\Sigma \Delta\varepsilon_\Sigma - \varepsilon_\Delta \Delta\varepsilon_\Delta) + A_\theta \left( \frac{\Delta\varepsilon_3}{\varepsilon_3} + \frac{\Delta\varepsilon_4}{\varepsilon_4} \right). \quad (5.11)$$

Напруги на затискачах вібратора  $s$  ( $s = \overline{1,5}$ ) представляють собою залежність [13]

$$\varepsilon_s = \frac{U_s}{K_s K_\phi} = E_s I_d F_s(\theta, \varphi), \text{ при } s = \overline{1,5},$$

де  $U_s$  – виміряна напруга на виході каналу  $s$ ;  $K_s$  – модуль коефіцієнта передачі каналу  $s$ ;  $K_\phi$  – модуль коефіцієнта передачі фідерного тракту.

Отже, похибка вимірювання напруги на затискачах вібратора дорівнює

$$\Delta\varepsilon_s = \varepsilon_s \left( \frac{\Delta U_s}{U_s} + \frac{\Delta K_s}{K_s} + \frac{\Delta K_\phi}{K_\phi} \right). \quad (5.12)$$

Значення цих складових похибки  $\Delta\varepsilon_s$  можуть бути, як було зазначено раніше, зведені до досить малих рівнів.

Напруги  $\varepsilon_\Sigma$  і  $\varepsilon_\Delta$  функціонально визначаються аналогічно, тому можна прийняти, що

$$|\Delta\varepsilon_\Sigma|_{\max} \approx |\Delta\varepsilon_\Delta|_{\max}.$$

Із залежності [15]

$$\varepsilon_\Sigma = |\dot{\varepsilon}_3 + \dot{\varepsilon}_4| = \sqrt{\varepsilon_3^2 + \varepsilon_4^2 + 2\varepsilon_3\varepsilon_4 \cos\Phi},$$

де  $\Phi$  – фазовий зсув між напругами  $\dot{\varepsilon}_3$  та  $\dot{\varepsilon}_4$ , знаходимо похибку

$$\Delta\varepsilon_\Sigma = \varepsilon_\Sigma \left[ \frac{\Delta\varepsilon_3}{\varepsilon_3} + \frac{\varepsilon_3\varepsilon_4}{\varepsilon_\Sigma^2} \Phi \sin\Phi \left( \frac{\Delta d}{d} + \frac{\Delta\lambda}{\lambda} + \frac{\Delta\Phi_{34}}{\Phi} + \operatorname{tg}\theta \Delta\theta_B \right) \right], \quad (5.13)$$

де  $\Phi = kd \cos\theta$  – фазовий зсув, який обумовлено різницею ходу променів від джерела до вібраторів 3 і 4;  $\Delta\Phi_{34}$  – різниця аргументів коефіцієнтів передачі каналів 3 і 4;  $\Delta\theta_B$  – похибка установки вібраторів.

Враховуючи наближену рівність (5.12), вираз (5.11) приведемо до вигляду

$$\Delta A_0 = 2A_0 \left( \frac{\Delta \varepsilon_\Sigma}{\varepsilon_\Sigma} + \frac{\Delta \varepsilon_3}{\varepsilon_3} \right). \quad (5.14)$$

Похибку вимірювання відстані між фазовими центрами вібраторів  $\Delta d$  практично легко звести до дуже малих значень, що дозволить знехтувати нею.

Використовуючи вирази (5.12), (5.13) і (5.14), визначаємо похибку вимірювання меридіонального кута за формулою (5.10).

### 5.2.3. Похибка вимірювання азимутальної складової вектора напруженості електричного поля

Значення азимутальної складової  $E_\varphi$  вектора напруженості електричного поля розраховують за формулою [7]

$$E_\varphi = \sqrt{\frac{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}{l_d^2} - E_\theta^2 \cos^2 \theta}.$$

Звідси похибка вимірювання складової  $E_\varphi$  дорівнює

$$\Delta E_\varphi = \frac{1}{E_\varphi} \left[ \frac{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}{l_d^2} \left( \frac{\Delta \varepsilon_1}{\varepsilon_1} + \frac{\Delta l_d}{l_d} \right) + E_\theta^2 \cos \theta \left( \sin \theta \Delta \theta + \frac{\Delta E_\theta}{E_\theta} \cos \theta \right) \right]. \quad (5.15)$$

Всі величини, що входять в праву частину рівності (5.15) знаходяться за допомогою виразів (5.7), (5.9), (5.10), (5.11) і (5.12).

### 5.2.4. Похибка вимірювання азимутального кута

Азимутальний кут відрховується від осі вібратора 1 і визначається через напруги на затискачах співвісно розташованих вібраторів 2 та 5. Між напругами  $\varepsilon_2$  і  $\varepsilon_5$  фазовий зсув  $\Psi_a$  залежить від відстані між вібраторами  $d$  і дорівнює  $kd \sin \theta \sin \varphi$ . За значенням фазового зсуву розраховується азимутальний кут

$$\varphi = \arcsin \left( \frac{1}{kd \sin \theta} \arccos A_\varphi \right), \quad (5.16)$$

де  $A_\varphi = (\varepsilon_{\Sigma 5}^2 - \varepsilon_{\Delta 5}^2) / 4\varepsilon_2 \varepsilon_5$  – розрахункова величина;  $\varepsilon_2$  і  $\varepsilon_5$  – напруги на затискачах вібраторів 2 та 5;

$\varepsilon_{\Sigma 5} = |\dot{\varepsilon}_2 + \dot{\varepsilon}_5|$  – амплітуда суми комплексних амплітуд напруг вібраторів 2 та 5;

$\varepsilon_{\Delta 5} = |\dot{\varepsilon}_2 - \dot{\varepsilon}_5|$  – амплітуда різниці комплексних амплітуд напруг.

З виразу (5.16) знаходимо

$$\Delta\varphi = \frac{1}{kd \sin \theta \sqrt{1 - B_\varphi^2}} \left[ \frac{\Delta A_\varphi}{\sqrt{1 - A_\varphi^2}} + \arccos A_\varphi \left( \frac{\Delta\lambda}{\lambda} + \frac{\Delta d}{d} + \operatorname{ctg} \theta \Delta\theta \right) \right], \quad (5.17)$$

де  $B_\varphi = \frac{1}{kd \sin \theta} \arccos A_\varphi$ .

У формулу (5.17) входять крім  $\Delta A_\varphi$  всі величини, значення яких визначалися раніше. Похибка  $\Delta A_\varphi$  розраховується за формулою, аналогічною виразу (5.14)

$$\Delta A_\varphi \approx 2A_\varphi \left( \frac{\Delta\varepsilon_{\Sigma 5}}{\varepsilon_{\Sigma 5}} + \frac{\Delta\varepsilon_2}{\varepsilon_2} \right).$$

Для похибки  $\Delta\varepsilon_{\Sigma 5}$  вимірювання напруги  $\varepsilon_{\Sigma 5}$  справедливий наступний вираз

$$\Delta\varepsilon_{\Sigma 5} = \varepsilon_{\Sigma 5} \left[ \frac{\Delta\varepsilon_2}{\varepsilon_2} + \frac{\varepsilon_2 \varepsilon_5}{\varepsilon_{\Sigma 5}^2} (\Delta\Psi_a + \Delta\Psi_{a25}) \sin \Psi_a \right],$$

де  $\Delta\varepsilon_2$  – похибка вимірювання напруги на затискачах вібратора 2 (5.12);

$\Psi_a = kd \sin \theta \sin \varphi$  – фазовий зсув, обумовлений різницею ходу радіохвиль, які

приймаються вібраторами 2 і 5;  $\Delta\Psi_a = \Psi_a \left( \frac{\Delta\lambda}{\lambda} + \frac{\Delta d}{d} \right) + kd \cos \theta \sin \varphi \Delta\theta +$

$+ kd \sin \theta \cos \varphi \Delta\varphi_{25} = \Psi_a \left( \frac{\Delta\lambda}{\lambda} + \frac{\Delta d}{d} + \operatorname{ctg} \theta \Delta\theta + \operatorname{ctg} \varphi \Delta\varphi_{25} \right)$ ;  $\Delta\Psi_{a25}$  – похибка, що

обумовлена відмінністю фазових характеристик коефіцієнтів передачі каналів 2 і 5;  $\Delta\varphi_{25}$  – кутова похибка установки вібраторів 2 та 5.

При падінні хвилі на антену під кутом  $\theta$  близьким до  $90^\circ$  (поширення хвилі в горизонтальній площині) похибка вимірювання кута  $\varphi$  не залежить від меридіонального кута і похибки його вимірювання.

### 5.2.5. Похибка вимірювання фазового зсуву між складовими вектора напруженості електричного поля

Фазовий зсув азимутальної складової вектора напруженості електричного поля відносно складової  $\dot{E}_0$  розраховується за допомогою формули [15]

$$\psi = \arcsin A_\psi,$$

$$\text{де } A_\psi = \frac{\varepsilon_{\Sigma 12}^2 - \varepsilon_{\Delta 12}^2}{4\varepsilon_{12}\varepsilon_3}.$$

Очевидно, що похибка непрямого вимірювання фазового зсуву  $\psi$  дорівнює

$$\Delta\psi = \frac{1}{\sqrt{1 - A_\psi^2}} \Delta A_\psi. \quad (5.18)$$

Враховуючи те, що відносні похибки  $\Delta\varepsilon_{\Sigma 12} / \varepsilon_{\Sigma 12}$  і  $\Delta\varepsilon_{\Delta 12} / \varepsilon_{\Delta 12}$  одного порядку, можемо представити похибку  $\Delta A_\psi$  у вигляді

$$\Delta A_\psi \approx A_\psi \left( 2 \frac{\Delta\varepsilon_{\Sigma 12}}{\varepsilon_{\Sigma 12}} + \frac{\Delta\varepsilon_{12}}{\varepsilon_{12}} + \frac{\Delta\varepsilon_3}{\varepsilon_3} \right). \quad (5.19)$$

Складові в правій частині виразу (5.19) визначаються таким чином. Похибка  $\Delta\varepsilon_{\Sigma 12}$  в припущенні, що  $\Delta\varepsilon_{12} / \varepsilon_{12} \approx \Delta\varepsilon_3 / \varepsilon_3$ , знаходиться за спрощеною формулою

$$\Delta\varepsilon_{\Sigma 12} \approx \varepsilon_{12} \left( \frac{\Delta\varepsilon_{12}}{\varepsilon_{12}} + \frac{\varepsilon_3 \varepsilon_{12}}{\varepsilon_{\Sigma 12}^2} \cos \psi \Delta\psi_a \right). \quad (5.20)$$

Тут  $\Delta\psi_a$  – похибка у зсуві фази напруги  $\varepsilon_{12}$  на  $90^\circ$  і кутового відхилення фазових характеристик каналів передачі сигналів вібраторів 2 та 3.

Похибка  $\Delta\varepsilon_{12}$  в оцінці значення амплітуди напруги  $\varepsilon_{12}$  знаходиться як

$$\Delta\varepsilon_{12} = \varepsilon_{12} \left( \frac{\Delta K_1}{K_1} + \frac{\Delta a}{a} + \frac{\Delta E_\varphi}{E_\varphi} + \sin 2\varphi \Delta\varphi \right), \quad (5.21)$$

де  $\Delta K_1 / K_1$  – похибка вимірювання коефіцієнта передачі каналу вібратора 1 або 2;  $\Delta a / a$  – похибки коефіцієнтів передачі керованих підсилювачів з передачами  $a \sin \varphi$  і  $a \cos \varphi$ ;  $\Delta\varphi$  – похибка установки кута  $\varphi$  в коефіцієнтах передачі керованих підсилювачів.



Похибка  $\Delta \epsilon_3$  розраховується за формулою (5.12).

За допомогою формул (5.18) - (5.21) побудовані графіки залежності похибки вимірювання фазового зсуву між ортогональними складовими вектора напруженості електричного поля від розрахункової величини  $A_\psi$  при різних значеннях її похибки (рис. 5.8).

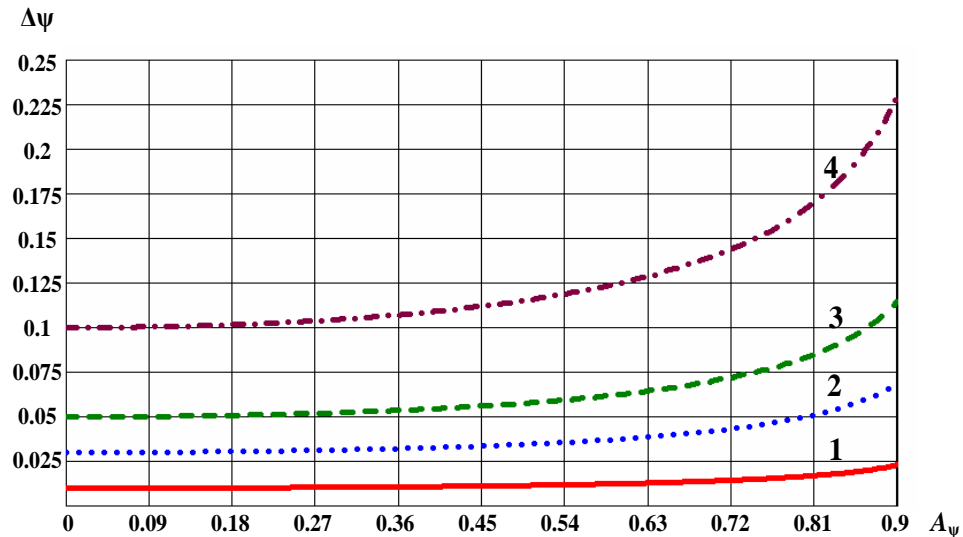


Рис. 5.8. Залежності похибки вимірювання фазового зсуву між ортогональними складовими вектора напруженості електричного поля від розрахункової величини

$A_\psi$  при різних значеннях її похибки: крива 1 - при  $\Delta A_\psi = 0,01$ ;

крива 2 - при  $\Delta A_\psi = 0,03$ ; крива 3 - при  $\Delta A_\psi = 0,05$ ; крива 4 - при  $\Delta A_\psi = 0,1$

### 5.3. Характеристики точності чотирьохелементної вимірювальної антенної решітки для станції радіомоніторингу

Принцип побудови чотирьохелементної АР для вимірювання параметрів електромагнітного поля було розглянуто в третьому розділі даної роботи. Ця АС дає можливість визначати кутові координати джерел випромінювання, поляризаційні характеристики, напруженість електромагнітного поля тощо. Тобто, існує необхідність забезпечення антени радіомоніторингу метрологічними характеристиками, як вимірювального пристрою.

Важливими метрологічними характеристиками вимірювального засобу є залежності методичної і інструментальної похибок від параметрів конструктивних елементів пристрою обробки сигналів, який інтегрується з

антенною решіткою. В даному підрозділі буде побудована математична модель АС, в якій буде обмежено кількість змінних інформативних напруг для забезпечення прозорих функціональних зв'язків. Це суттєво спростить визначення інструментальних похибок і аналітичні вирази стануть більш придатними для оцінки впливу конструктивних елементів на точність вимірювальних процесів.

### 5.3.1. Математична модель антенної системи

Структурну схему чотирьохелементної універсальної АС [16-19], принцип побудови якої було розглянуто вище (рис. 3.24), можна умовно розділити на дві складові: АР і блок підсилення та частотного перетворення сигналів. Останній включає в себе такі частини, як:

- вимірювальний перетворювач (ВП), що створює напруги, які пропорційні складовим напруженості електричного поля в лінійному ортогональному поляризаційному базисі;
- дворівневий лінійний перетворювач на лінійних суматорах, який складається з блоків 1-го (I БЛП) та 2-го (II БЛП) рівнів;
- блок нелінійних перетворень (БНП);
- пристрій ідентифікації сигналів (Ід);
- процесор і пристрій індикації та реєстрації сигналів (ПІРС).

Функціональні зв'язки між цими блоками зображені на рис. 5.9 [20].

Перехід від напруг на структурній схемі, яка була розроблена в третьому розділі (рис. 3.24), до напруг в блок-схемі на рис. 5.9 приведений в табл. 5.1.

Таблиця 5.1

Перехід від напруг на структурній схемі (рис. 3.24) до напруг в блок-схемі  
(рис. 5.9)

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 представляє собою чотирьохелементну АР, елементами якої є два взаємно перпендикулярних вібратори, осі яких збігаються або з перпендикуляром до поверхні землі, або з лінією горизонту. ХС вертикального вібратора:

$$F(\theta) = \sin \theta, \quad (5.22)$$

де  $\theta$  – меридіональний кут сферичної системи координат, початок якої збігається з фазовим центром вібратора, а полярна вісь з віссю вібратора.

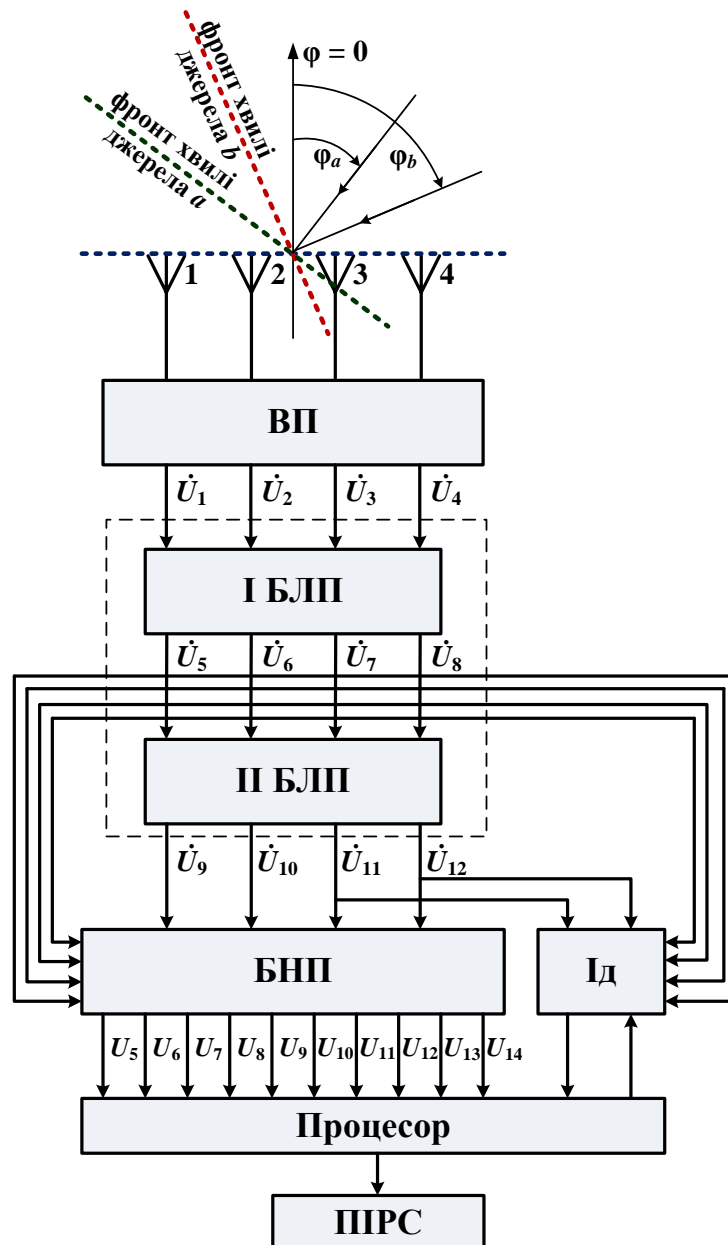


Рис. 5.9. Блок-схема виміральної антенної системи

ХС горизонтального вібратора:

$$F(\theta, \varphi) = \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \varphi}, \quad (5.23)$$

де  $\varphi$  – азимутальний кут, який відраховується від нормалі до апертури антени.

Вирази (5.22) і (5.23) є справедливими при  $l \ll \lambda$ , де  $l$  – довжина плеча симетричного вібратора. Ця умова задовольняється при використанні активних антен.

Як було відмічено в третьому розділі, антенна система може працювати в трьох режимах. В основному режимі (режим  $A$ ), АР складається з двох елементів – двох вертикальних і двох горизонтальних вібраторів. В режимі  $B$  використовуються чотири вертикальних вібратора. В режимі  $C$  створюється така ж сама АР, як в режимі  $B$ , але з горизонтальних вібраторів.

В режимі  $A$  залежність вихідних напруг від напруженостей електричних полів визначається наступним матричним рівнянням:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \end{bmatrix} = iT_1 \begin{bmatrix} \theta_0 F(\theta_a) e^{i\alpha_s^a} & \theta_0 F(\theta_b) e^{i\alpha_s^b} \\ \varphi_0 F(\theta_a, \varphi_a) e^{i\alpha_s^a} & \varphi_0 F(\theta_b, \varphi_b) e^{i\alpha_s^b} \\ \theta_0 F(\theta_a) e^{-i\alpha_s^a} & \theta_0 F(\theta_b) e^{-i\alpha_s^b} \\ \varphi_0 F(\theta_a, \varphi_a) e^{-i\alpha_s^a} & \varphi_0 F(\theta_b, \varphi_b) e^{-i\alpha_s^b} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \mathbf{E}_a \sin \gamma_e^a \\ \mathbf{E}_b \sin \gamma_e^b \end{bmatrix}, \quad (5.24)$$

де  $\alpha_s^a = k_a d \sin \theta_a \sin \varphi_a$  – фазовий зсув, що виникає при падінні хвиль від джерела  $a$  на апертуру антени (рис. 5.9);  $\alpha_s^b = k_b d \sin \theta_b \sin \varphi_b$  – фазовий зсув, який виникає при падінні хвиль від джерела  $b$ ;  $\gamma_e^a = k_b d_e \sin \theta_b \cos \varphi_b$  – фазовий зсув хвиль джерела  $a$ , обумовлений наявністю екрана;  $\gamma_e^b = k_b d_e \sin \theta_b \cos \varphi_b$  – фазовий зсув хвиль джерела  $b$ , обумовлений наявністю екрана;  $k_a = 2\pi/\lambda_a$ ,  $k_b = 2\pi/\lambda_b$  – хвильові числа для хвиль джерел  $a$  і  $b$ ;  $\mathbf{E}_a, \mathbf{E}_b$  – вектори напруженості полів від джерел  $a$  і  $b$  відповідно;  $T_1 = 2al_d K_\phi$  – коефіцієнт передачі вимірювального перетворювача;  $a$  – коефіцієнт передачі частотних перетворювачів і підсилювачів проміжної частоти;  $l_d$  – діюча довжина вібраторів;  $K_\phi$  – коефіцієнт передачі від затискачів вібраторів до вхідних затискачів частотних перетворювачів.

Отримані сигнали з напругами  $\dot{U}_1, \dots, \dot{U}_4$  зазнають перетворень на першому рівні БЛП згідно з матричним рівнянням:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_5 \\ \dot{U}_6 \\ \dot{U}_7 \\ \dot{U}_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_c & 0 & -t_c & 0 \\ 0 & t_c & 0 & t_c \\ t_c & 0 & t_c & 0 \\ 0 & t_c & 0 & -t_c \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \end{bmatrix}, \quad (5.25)$$

де  $t_c$  – коефіцієнти передачі суматорів. При розгляді інструментальних похибок величину  $t_c$  не можна розглядати як загальний множник і винести її за межі матриці передач. Коефіцієнти передачі  $t_c$  для кожної напруги встановлюються незалежно одна від одної.

Після БЛП другого рівня отримуємо сигнали з напругами:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_9 \\ \dot{U}_{10} \\ \dot{U}_{11} \\ \dot{U}_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_c & 0 & 0 & -t_c \\ 0 & -t_c & t_c & 0 \\ t_c & 0 & 0 & t_c \\ 0 & t_c & t_c & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{U}_5 \\ \dot{U}_6 \\ \dot{U}_7 \\ \dot{U}_8 \end{bmatrix}. \quad (5.26)$$

БНП має в своєму складі дванадцять амплітудних детекторів, за допомогою яких утворюються постійні напруги, які пропорційні амплітудам змінних напруг. На виходах БНП отримуємо:

$$U_s = t_d |\dot{U}_s|, \quad s = 5, 6, \dots, 12,$$

де  $t_d$  – коефіцієнт передачі напруги детектора.

В БНП також 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  $\varphi_b$ .

Введемо більш спрощені позначення деяких величин. Напруги, що використовуються в рівняннях (5.24), (5.25) і (5.26), доцільно представити у вигляді:

$$\dot{U}_p = (\dot{U}_p^a \psi_p^a + \dot{U}_p^b \psi_p^b) e^{i w_p \frac{\pi}{2}}, \quad (5.27)$$

де  $\dot{U}_p^a$ ,  $\dot{U}_p^b$  – амплітудні множники, що залежать від напруженості полів  $\vec{E}_a$  і  $\vec{E}_b$ ;  $\psi_p^a$  і  $\psi_p^b$  – добутки гармонічних величин;  $w_p$  – функція, яка дорівнює  $w_p = 0$  при  $p = 5, 8, 9, 11$  і  $w_p = 1$  при  $p = 1, 2, 3, 4, 6, 7, 10, 12$ .

Зазначимо, що формули, якими було описано принцип роботи структурної схеми на рис. 3.13 і величини, що використовуються в рівнянні (5.24), записані для статичного режиму. Тобто, коли нормаль до апертури АР збігається з кутами  $\theta = 90^\circ$  і  $\varphi = 0$  (збігається з напрямом на одне із джерел випромінювання). Але в процесі пеленгації апертура АР може обертатись в меридіональній і азимутальній площинах. Тому фазові зсуви необхідно записати наступним чином:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_s^a &= k_a d \cos(\theta_a - \theta) \sin(\varphi_a - \varphi); \\ \alpha_s^b &= k_b d \cos(\theta_b - \theta) \sin(\varphi_b - \varphi); \\ \gamma_e^a &= k_a d_e \cos(\theta_a - \theta) \cos(\varphi_a - \varphi); \\ \gamma_e^b &= k_b d_e \cos(\theta_b - \theta) \cos(\varphi_b - \varphi), \end{aligned} \right\}$$

де  $\theta$  і  $\varphi$  – відхилення антени від заданого початкового стану.

Формули (5.22) і (5.23) для ХС перетворюються аналогічно

$$F(\theta_q) = \cos(\theta_q - \theta), \quad q = a, b;$$

$$F(\theta_q, \varphi_q) = \sqrt{1 - \cos^2(\theta_q - \theta) \sin^2(\varphi_q - \varphi)}, \quad q = a, b.$$

Вирази для амплітудних множників  $\dot{U}_p^a$  і  $\dot{U}_p^b$  при значенні індексу  $p = \overline{1,4}$  приймають такі значення

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \end{bmatrix} = i \begin{bmatrix} \psi_1^a & \psi_1^b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \psi_2^a & \psi_2^b \\ \psi_3^a & \psi_3^b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \psi_4^a & \psi_4^b \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{U}_a^\theta \\ \dot{U}_b^\theta \\ \dot{U}_a^\varphi \\ \dot{U}_b^\varphi \end{bmatrix}, \quad (5.28)$$

де функції  $\psi_p^q$  визначаються як

$$\left. \begin{aligned} \psi_{1,3}^q &= e^{\pm i \alpha_s^q} \cos(\theta_q - \theta) \sin \gamma_e^q, \quad q = a, b; \\ \psi_{2,4}^q &= e^{\pm i \alpha_s^q} \sqrt{1 - \cos^2(\theta_q - \theta) \sin^2(\varphi_q - \varphi)} \sin \gamma_e^q, \quad q = a, b. \end{aligned} \right\} \quad (5.29)$$

Напруги в правій матриці-стовпці (5.28) запишемо як

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_q^\theta &= T_1 E_q^\theta; \\ \dot{U}_q^\varphi &= T_1 E_q^\varphi, \quad q = a, b, \end{aligned} \right\} \quad (5.30)$$

де  $T_1 = 2al_d K_\phi$  і  $\dot{E}_q^\theta = (\theta_0, \dot{E}_q)$ ,  $\dot{E}_q^\varphi = (\varphi_0, \dot{E}_q)$ .

Запишемо вирази для індикаторних напруг  $U_{13}$  і  $U_{14}$  в такому вигляді:

$$\left. \begin{aligned} U_{13} &= T_{iN} U_a^\theta U_b^\theta \psi_5^a \psi_5^b; \\ U_{14} &= T_{iN} U_a^\varphi U_b^\varphi \psi_8^a \psi_8^b, \end{aligned} \right\} \quad (5.31)$$

де  $T_{iN} = 4t_b t_d t_c t_{KB} t_\phi$  – коефіцієнт передачі ланцюга, який складається з суматора з коефіцієнтом передачі  $t_c$ , детектора з коефіцієнтом передачі  $t_d$ , випрямляча з передачею  $t_b$ , квадратора з передачею  $t_{KB}$  і фільтра з передачею  $t_\phi$ ;  $\psi_5^q = \cos(\theta_q - \theta) \sin \alpha_s^q \sin \gamma_e^q$ ,  $\psi_8^q = \sqrt{1 - \cos^2(\theta_q - \theta) \sin^2(\varphi_q - \varphi)} \sin \alpha_s^q \sin \gamma_e^q$ ,  $q = a, b$ .

Використовуючи вирази (5.31) було побудовано залежності індикаторних напруг  $U_{13}$  і  $U_{14}$  від азимутального відхилення антени від початкового стану (рис. 5.10, 5.11).

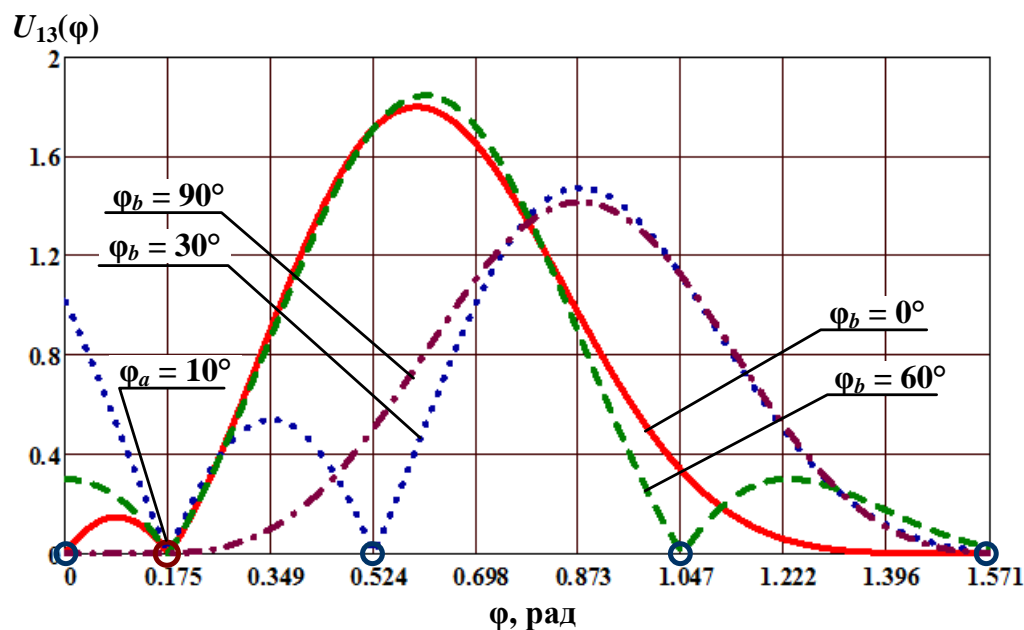


Рис. 5.10. Залежність індикаторної напруги  $U_{13}$  від азимутального відхилення антени від початкового стану при фіксованому значенні кута  $\theta = 90$  град

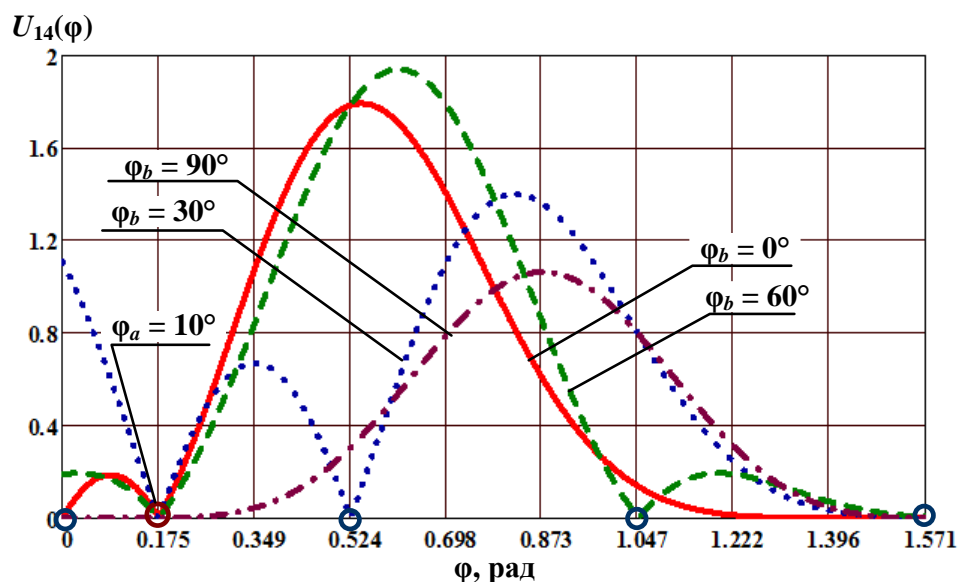


Рис. 5.11. Залежність індикаторної напруги  $U_{14}$  від азимутального відхилення антени від початкового стану при фіксованому значенні кута  $\theta = 90$  град

З виразів (5.30) та графіків на рис. 5.10 та 5.11 можна зробити висновок, що індикаторні напруги  $U_{13}$  і  $U_{14}$  дорівнюють нулю при  $\varphi_a = \varphi$  або  $\varphi_b = \varphi$ . Тобто, для знаходження азимутальних пеленгів джерел  $a$  і  $b$  апертуру антени необхідно обертати в азимутальній площині до досягнення нульового значення індикаторних напруг. Необхідно оцінити похибку визначення азимутальних кутів  $\varphi_a$  і  $\varphi_b$ . Для цього розглянемо випадок, коли кут  $\varphi$  наближається до кута  $\varphi_b$ . Коли індикаторні напруги  $U_{13}$  і  $U_{14}$  наблизяться до певного порогового значення  $U_{\pi}$ , настроювання положення АР завершується. З виразів (5.31) при  $\Delta\varphi_b \ll 1$  ( $\varphi_b - \varphi = \Delta\varphi$ ) отримуємо:

$$\begin{aligned} \sin[k_b d \cos(\theta_b - \theta) \sin \Delta\varphi_b] &\leq M_{\theta}^b; \\ \sin[k_b d \cos(\theta_b - \theta) \sin \Delta\varphi_b] &\leq M_{\varphi}^b, \end{aligned} \quad (5.32)$$

$$\text{де } M_{\theta}^b = U_{\pi} \sqrt{\left[ C_{\theta} \cos(\theta_a - \theta) \cos(\theta_b - \theta) \sin[k_a d \cos(\theta_a - \theta) \sin \chi] \times \right. \\ \left. \times \sin[k_a d_e \cos(\theta_a - \theta) \cos \chi] \sin[k_b d_e \cos(\theta_b - \theta)] \right]};$$

$$M_{\varphi}^b = U_{\pi} \sqrt{\left[ C_{\varphi} \sqrt{1 - \cos^2(\theta_a - \theta) \sin^2 \chi} \sin[k_a d \cos(\theta_a - \theta) \sin \chi] \times \right. \\ \left. \times \sin[k_a d_e \cos(\theta_a - \theta) \cos \chi] \sin[k_b d_e \cos(\theta_b - \theta)] \right]};$$



$C_\theta = T_{iN} U_a^\theta U_b^\theta$ ,  $C_\varphi = T_{iN} U_a^\varphi U_b^\varphi$  – величини, які не залежать від координатних кутів;  $\chi = \varphi_a - \varphi_b$  – кутове рознесення джерел випромінювання; значення меридіонального кута  $\theta$  в функціях  $M_\theta^b$  і  $M_\varphi^b$  дорівнює  $\pi/2$ .

Використовуючи вирази (5.32), знаходимо, що

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi'_b &\leq \arcsin\left(\frac{\arcsin M_\theta^b}{k_b d \sin \theta_b}\right), \\ \text{або} \\ \Delta\varphi''_b &\leq \arcsin\left(\frac{\arcsin M_\varphi^b}{k_b d \sin \theta_b}\right). \end{aligned} \right\} \quad (5.33)$$

Похибка визначення азимута  $\varphi_a$  визначається за формулами (5.33) при заміні індексу  $b$  на  $a$ .

Похибки вимірювання меридіонального кута  $\theta_a$  розглядаються при роботі антенної системи в режимі  $B$ . Так як перпендикуляр до апертури збігається з азимутальним кутом  $\varphi_b$ , рівняння (5.24) спрощується

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \end{bmatrix} = i \begin{bmatrix} e^{i\alpha_s^a} e^{i\alpha_z^a} & e^{i\alpha_z^b} \\ e^{i\alpha_s^a} e^{-i\alpha_z^a} & e^{-i\alpha_z^b} \\ e^{-i\alpha_s^a} e^{i\alpha_z^a} & e^{i\alpha_z^b} \\ e^{-i\alpha_s^a} e^{-i\alpha_z^a} & e^{-i\alpha_z^b} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{U}_a^\theta \cos(\theta_a - \theta) \sin \gamma_e^a \\ \dot{U}_b^\theta \cos(\theta_b - \theta) \sin \gamma_e^b \end{bmatrix}, \quad (5.34)$$

де  $\alpha_s^a = k_a d \cos(\theta_a - \theta) \sin \chi$  ;  $\alpha_s^b = 0$  ;  $\gamma_e^a = k_a d_e \cos(\theta_a - \theta) \cos \chi$  ;  
 $\gamma_e^b = k_b d_e \cos(\theta_b - \theta)$  ;  $\alpha_z^q = k_q d \sin(\theta_q - \theta)$  ;  $q = a, b$ .

Після першого рівня БЛП утворюються напруги, які залежатимуть лише від напруженості поля джерела  $a$  і значення яких, згідно з рівнянням (5.25), дорівнюють

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_5 &= 2\dot{U}_a^\theta \sin \alpha_s^a \cos(\theta_a - \theta) \sin \gamma_e^a e^{i\alpha_z} \\ \dot{U}_8 &= 2\dot{U}_a^\theta \sin \alpha_s^a \cos(\theta_a - \theta) \sin \gamma_e^a e^{-i\alpha_z} \end{aligned} \right\}$$

Після другого рівня БЛП з цих напруг формуються наступні напруги:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= i4\dot{U}_a^\theta \cos(\theta_a - \theta) \sin \alpha_s^a \sin \gamma_e^a \sin \alpha_z \\ \dot{U}_{11} &= 4\dot{U}_a^\theta \cos(\theta_a - \theta) \sin \alpha_s^a \sin \gamma_e^a \cos \alpha_z \end{aligned} \right\}$$

Використовуючи вирази для напруг  $U_9$  і  $U_{11}$  було побудовано залежності цих напруг від меридіонального відхилення антени від початкового стану (рис.5.12 - 5.14).

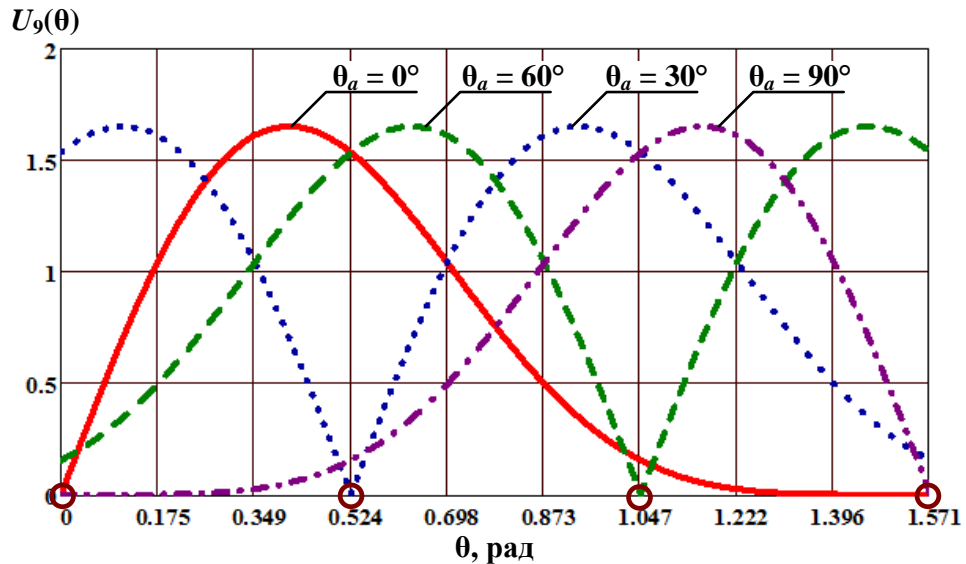


Рис. 5.12. Залежність індикаторної напруги  $U_9$  від меридіонального відхилення антени від початкового стану при фіксованому значенні кутового рознесення джерел випромінювання  $\chi = \varphi_a - \varphi_b = 10$  град

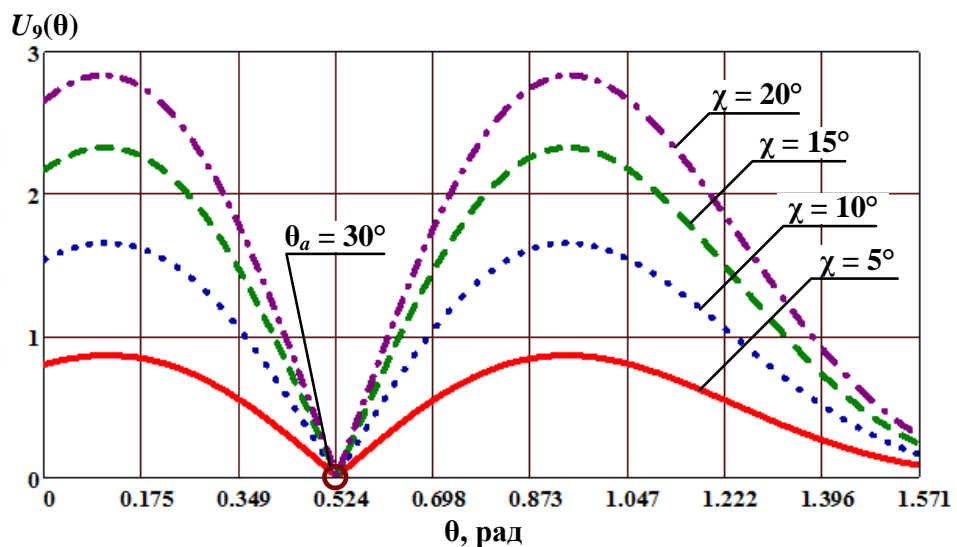


Рис. 5.13. Залежність індикаторної напруги  $U_9$  від меридіонального відхилення антени від початкового стану при фіксованому значенні меридіонального кута приходу сигналу  $\theta_a = 30$  град

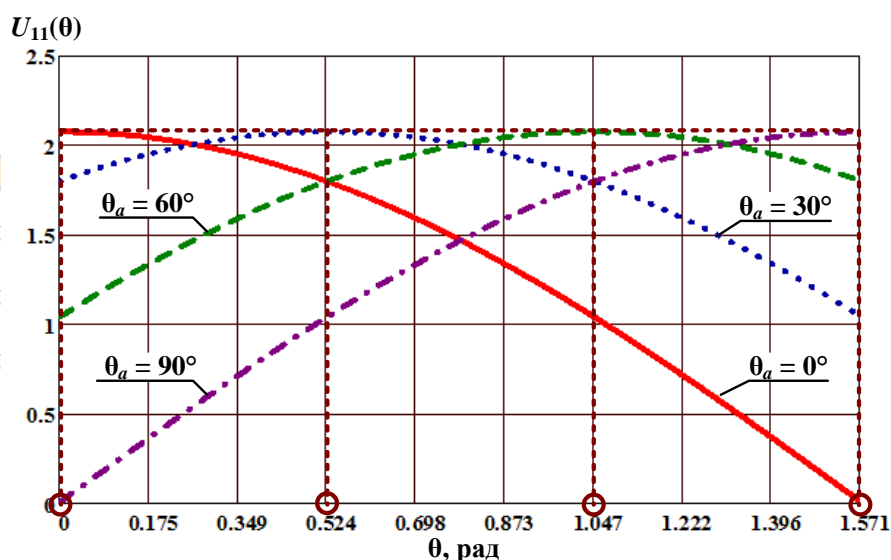


Рис. 5.14. Залежність напруги  $U_{11}$  від меридіонального відхилення антени від початкового стану при фіксованому значенні кутового рознесення джерел випромінювання  $\chi = \varphi_a - \varphi_b = 10$  град

Шляхом обертання апертури АР в меридіональній площині досягаємо значення  $U_{11} > \dot{U}_9$ . Тобто, відбувається наведення нормалі до апертури антени на напрям випромінювання хвиль від джерела  $a$ . Напруга  $\dot{U}_{11}$  набуває значення

$$\dot{U}_{11} = 4\dot{U}_a^0 \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_e \cos \chi). \quad (5.35)$$

Похибка визначення меридіонального кута  $\theta_a$  залежить від рівня порогової напруги  $U_{11}$  і, за умови що  $U_9 \approx 0$ , дорівнює

$$\Delta\theta_a \leq \arcsin\left(\frac{1}{k_a d} \arcsin B_0^a\right),$$

де  $B_0^a = \frac{U_{11}}{4U_a^0 \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_e \cos \chi)}$ .

Використовуючи амплітудне значення напруги  $U_{11}$  з формули (5.35) і відношення (5.30), можна обчислити меридіональну складову вектора напруженості електричного поля джерела випромінювання  $a$ :

$$E_a^0 = \frac{U_{11}}{4t_d t_c^2 T_1 \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_e \cos \chi)}. \quad (5.36)$$

У тому випадку, коли горизонтальна складова  $E_a^\varphi$  стає більшою за вертикальну складову  $E_a^\theta$ , меридіональну кутову координату джерела  $a$  визначають, використовуючи режим роботи  $C$ . В режимі  $C$  АР складається з чотирьох горизонтальних вібраторів. Матричне рівняння (5.34) змінюється лише за рахунок множників в правій матриці-стовпці. Ці множники – характеристики спрямованості окремого вібратора, тобто:  $U_a^\theta \cos(\theta_a - \theta)$  змінюється на  $U_a^\varphi \sqrt{1 - \cos^2(\theta_a - \theta) \sin^2 \chi}$ , а  $U_b^\theta \cos(\theta_b - \theta)$  на  $U_b^\varphi$ . Завдяки цій трансформації рівняння для похибки  $\Delta\theta_a$  можна записати як

$$\Delta\theta_a \leq \arcsin(k_a \arcsin B_\varphi^a),$$

де  $B_\varphi^a = \frac{U_\Pi}{4U_a^\varphi \cos \chi \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_e \cos \chi)}$ .

Азимутальна складова вектора напруженості поля дорівнюватиме

$$E_a^\varphi = \frac{U_{11}}{4t_d t_c^2 T_1 \cos \chi \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_e \cos \chi)}. \quad (5.37)$$

Після визначення кутових координат джерел випромінювання АС повертається в основний режим роботи – режим  $A$ .

### 5.3.2. Аналіз інструментальних похибок чотирьохелементної антенної системи радіомоніторингу при наявності джерела завади

Будемо вважати, що АС придушує випромінювання від джерела  $b$ . У цьому випадку полярна вісь сферичної системи координат буде паралельною осям вертикальних вібраторів при  $\theta_a = 90^\circ$ , а напрям на джерело випромінювання  $b$  збігається з перпендикуляром до апертури АР ( $\varphi_b = 0$ ).

Кутове рознесення джерел випромінювання в азимутальній площині позначимо як  $\chi = \varphi_a - \varphi_b$ , а в меридіональній площині – як  $\chi_\theta = \theta_a - \theta_b$ . Фазові зсуви внаслідок різниці ходу променів набувають наступних значень:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_s^a &= k_a d \sin \chi; \\ \alpha_s^b + \Delta \alpha_s^b &= 0 \pm (k_b d \cos \chi_\theta) \Delta \varphi; \\ \gamma_e^a &= k_a d_e \cos \chi; \\ \gamma_e^b &= k_b d_e \cos \chi_\theta. \end{aligned} \right\} \quad (5.38)$$

Використовуючи формули (5.29) і (5.38) та, зважаючи на те, що  $\alpha_s^a \ll 1$ , отримаємо вирази для функцій  $\Psi_p^a$

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{1,3}^a &= e^{\pm i \alpha_s^a} \sin \gamma_e^a; \\ \Psi_{1,3}^b + \Delta \Psi_{1,3}^b &= (1 \pm i \Delta \varphi k_b d \cos \chi_\theta) \cos \chi_\theta \sin \gamma_e^b; \\ \Psi_{2,4}^a &= e^{\pm i \alpha_s^a} \cos \chi \sin \gamma_e^a; \\ \Psi_{2,4}^b &= (1 \pm i \Delta \varphi k_b d \cos \chi_\theta) \sin \gamma_e^b. \end{aligned} \right\} \quad (5.39)$$

Напруги  $U_p$ , використовуючи вирази (5.38) і (5.39) ( $p = \overline{1,4}$ ), запишемо у вигляді формул (5.27). Це дає можливість вивести співвідношення для розрахунку інструментальних похибок. Так як окремі складові загальної похибки  $\Delta U_p$  відрізняються як за амплітудою, так і за фазою, тому найбільш коректною оцінкою похибки буде середньоквадратичне значення. Середньоквадратичні похибки напруг  $U_1$  і  $U_3$ ,  $U_2$  і  $U_4$  однакові, тобто  $\sigma U_3 = \sigma U_1$  і  $\sigma U_4 = \sigma U_2$ . Враховуючи ці положення, знаходимо похибку напруги  $U_1$ :

$$\sigma U_1 = U_a^0 \theta \left\{ (\sigma T_1)^2 \sin^2 \gamma_e^a + (\sigma \Psi_1^a)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} + U_b^0 \left\{ (\sigma T_1)^2 \cos^2 \chi_\theta \sin^2 \gamma_e^b + (\sigma \Psi_1^b)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (5.40)$$

У формулі (5.40) зміст складових похибки визначається як  $\sigma T_1 = \sqrt{(\delta a)^2 + (\delta l_d)^2 + (\delta K_\phi)^2}$  – відносна середньоквадратична похибка коефіцієнта передачі  $T_1$ ;  $\delta a$ ,  $\delta l_d$ ,  $\delta K_\phi$  – відносні похибки коефіцієнта передачі вимірювального перетворювача (коефіцієнта підсилення  $a$ , діючої довжини  $l_d$  і передачі фідера  $K_\phi$ );  $\sigma \Psi_1^a = \left\{ (K_{\phi_1}^a \Delta \varphi)^2 + (K_{d_1}^a \delta d)^2 + (K_{e_1}^a \delta d_e)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}$ ;  $\sigma \Psi_1^b = \left\{ (K_{\theta_1}^b \Delta \theta)^2 + (K_{\phi_1}^b \Delta \varphi)^2 + (K_{e_1}^b \delta d_e)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}$ ;  $K_{\phi_1}^a = \sqrt{(\alpha_c^a \sin \gamma_e^a)^2 + (\gamma_s^a \cos \gamma_e^a)^2}$  –

коефіцієнт чутливості напруги  $U_1^a$  до похибки азимута на джерело  $b$ ;  $\alpha_c^a = k_a d \cos \chi$  – похідна фази  $\alpha_s^a$ ;  $\gamma_s^a = k_a d_e \sin \chi$  – похідна за азимутальним кутом фази  $\gamma_e^a$ ;  $K_{d_1}^a = \alpha_s^a \sin \gamma_e^a$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_1^a$ , до неточності оцінки відстані  $d$  між фазовими центрами вібраторів;  $K_{e_1}^a = \gamma_e^a \cos \gamma_e^a$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_1^a$ , до неточності встановлення відстані  $d_e$  між фазовими центрами вібраторів і екраном;  $K_{\theta_1}^b = \sin \chi_\theta \sin \gamma_e^b - \gamma_s^b \cos \chi_\theta \cos \gamma_e^b$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_1^b$ , до неточності встановлення кута  $\theta_a = 90^\circ$ ;  $\gamma_s^b = k_b d_e \sin \chi_\theta$  – похідна фази  $\gamma_e^b$  за меридіональним кутом;  $K_{\phi_1}^b = k_b d \cos^2 \chi_\theta \sin \gamma_e^b$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_1^b$  до похибки в азимуті джерела  $b$ ;  $K_{e_1}^b = \gamma_e^b \cos \chi_\theta \cos \gamma_e^b$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_1^b$  до похибок у відстані між вібраторами і екраном.

Похибка напруги  $U_2$  ( $U_4$ )

$$\sigma U_2 = U_a^\phi \left\{ (\sigma T_1)^2 \cos^2 \chi \sin^2 \gamma_e^a + (\sigma \psi_2^a)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} + U_b^\phi \left\{ (\sigma T_1)^2 \sin^2 \gamma_e^b + (\sigma \psi_2^b)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}, \quad (5.41)$$

де  $\sigma \psi_2^a = \left\{ (K_{\phi_2}^a \Delta \phi)^2 + (\alpha_s^a \cos \chi \sin \gamma_e^a \delta d)^2 + (\gamma_e^a \cos \chi \cos \gamma_e^a \delta d_e)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}$ ;

$K_{\phi_2}^a = \sqrt{(\alpha_c^a \cos \chi \sin \gamma_e^a)^2 + (\sin \chi \sin \gamma_e^a + \gamma_s^a \cos \chi \cos \gamma_e^a)^2}$  – коефіцієнт чутливості напруги джерела  $a$  до неточності азимутального пеленгу на джерело  $b$ ;

$\sigma \psi_2^b = \left\{ (\gamma_s^b \cos \gamma_e^b \Delta \theta)^2 + (k_b d \cos^2 \chi \sin \gamma_e^b \Delta \phi)^2 + (\gamma_e^b \cos \gamma_e^b \delta d_e)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}$  – середньоквадратична похибка функції  $\psi_2^b$ .

Аналогічно знаходимо похибки напруг  $U_5$ , ...,  $U_8$ , використовуючи рівняння (5.25).

Абсолютне значення похибки напруги  $U_5$  дорівнює

$$\Delta U_5 = \Delta t_c (U_1 + U_3) + t_c (\Delta U_1 + \Delta U_3). \quad (5.42)$$

Використовуючи співвідношення (5.28), (5.38) і (5.39), можна розкрити значення величин в рівнянні (5.42). Отримуємо середньоквадратичну величину похибки напруги  $U_5$

$$\begin{aligned} \sigma U_5 = & 2t_c U_a^0 \left\{ \sin^2 \gamma_e^a [(\delta t_c \cos \alpha_c^a)^2] + (\sigma T_1)^2 \right\}^{1/2} + \\ & + 2t_c U_b^0 \left\{ [(\delta t_c)^2 + (\sigma T_1)^2] \cos^2 \chi_\theta \sin^2 \gamma_e^b + (\sigma \Psi_1^b)^2 \right\}^{1/2}. \end{aligned} \quad (5.43)$$

Похибка напруги  $U_6$ :

$$\Delta U_6 = \Delta t_c (U_2 + U_4) + t_c (\Delta U_2 + \Delta U_4)$$

Середньоквадратична похибка напруги  $U_6$

$$\begin{aligned} \sigma U_6 = & 2t_c U_a^0 \left\{ [(\delta t_c \cos \alpha_c^a)^2 + (\sigma T_1)^2] \cos^2 \chi \sin^2 \gamma_e^a + (\sigma \Psi_2^a)^2 \right\}^{1/2} + \\ & + 2t_c U_b^0 \left\{ [(\delta t_c)^2 + (\sigma T_1)^2] \sin^2 \gamma_e^b + (\sigma \Psi_2^b)^2 \right\}^{1/2}. \end{aligned} \quad (5.44)$$

Як впливає з рівняння (5.25):  $\sigma U_7 = \sigma U_5$  і  $\sigma U_8 = \sigma U_6$ .

Амплітуди напруг  $\dot{U}_s$ , де  $s = \overline{1,8}$ , використовуються процесором для обчислення параметрів поля випромінювання. Тому формули (5.40), (5.41), (5.43) і (5.44) повинні мати складову, яка обумовлена неточністю встановлення коефіцієнта передачі амплітудних детекторів  $t_d$ . Так, наприклад, формула (5.40) набуває вигляду

$$\begin{aligned} \sigma U_1 = & t_d U_a^0 \left\{ [(\sigma T_1)^2 + (\sigma t_d)^2] \sin^2 \gamma_e^a + (\sigma \Psi_1^a)^2 \right\}^{1/2} + \\ & + t_d U_b^0 \left\{ [(\sigma T_1)^2 + (\sigma t_d)^2] \cos^2 \chi_\theta \sin^2 \gamma_e^b + (\sigma \Psi_1^b)^2 \right\}^{1/2}, \end{aligned}$$

де  $\delta t_d = \frac{\Delta t_d}{t_d}$  – відносна похибка коефіцієнта передачі детектора.

Аналогічно записуються вирази для напруг  $\dot{U}_2$ ,  $\dot{U}_3$ ,  $\dot{U}_4$ .

Вираз для похибки напруги  $\dot{U}_5$  змінюється так

$$\begin{aligned} \sigma U_5 = & 2t_c t_d U_a^0 \left\{ \sin^2 \gamma_e^a \left[ (\delta t_c \cos \alpha_c^a)^2 + (\delta t_d \cos \alpha_c^a)^2 + (\sigma T_1)^2 \right] + (\sigma \Psi_1^a)^2 \right\}^{1/2} + \\ & + 2t_c t_d U_b^0 \left\{ [(\delta t_c)^2 + (\delta t_d)^2 + (\sigma T_1)^2] \cos^2 \chi_\theta \sin^2 \gamma_e^b + (\sigma \Psi_1^b)^2 \right\}^{1/2}. \end{aligned}$$

В похибках напруг  $\dot{U}_6$ ,  $\dot{U}_7$  і  $\dot{U}_8$  неточності передачі детекторів враховуються аналогічно.

В режимі  $A$  за наявності завади від джерела  $b$  використовуються напруги  $U_9$  і  $U_{11}$  (5.26). Для аналізу похибок запишемо значення їх амплітуд:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= t_d |\dot{U}_9| = t_d \sqrt{(t_c U_5)^2 + (t_c U_8)^2 - 2(t_c U_5)(t_c U_8) \cos \psi}; \\ \dot{U}_{11} &= t_d |\dot{U}_{11}| = t_d \sqrt{(t_c U_5)^2 + (t_c U_8)^2 + 2(t_c U_5)(t_c U_8) \cos \psi}, \end{aligned} \right\}$$

де  $\psi$  – фазовий зсув між фазами векторів  $\dot{E}_a^\theta$  і  $\dot{E}_a^\varphi$ ,  $U_5 = 2t_c U_a^\theta \sin \alpha_s^a \sin \gamma_e^\theta$  – амплітуда напруги  $\dot{U}_5$ ;  $U_8 = 2t_c U_a^\varphi \cos \chi \sin \alpha_s^a \sin \gamma_e^\theta$ , – амплітуда напруги  $\dot{U}_8$ .

Введемо наступні позначення:

$$\left. \begin{aligned} U_9 &= 2t_d t_c^2 \sin \alpha_s^a \sin \gamma_e^a U_a^\Delta; \\ U_{11} &= 2t_d t_c^2 \sin \alpha_s^a \sin \gamma_e^a U_a^\Sigma; \\ U_a^\Delta &= \sqrt{(U_a^\theta)^2 + (U_a^\varphi \cos \chi)^2 - 2U_a^\theta U_a^\varphi \cos \chi \cos \psi}; \\ U_a^\Sigma &= \sqrt{(U_a^\theta)^2 + (U_a^\varphi \cos \chi)^2 + 2U_a^\theta U_a^\varphi \cos \chi \cos \psi}. \end{aligned} \right\}$$

Середньоквадратичні похибки напруг  $U_9$  і  $U_8$  знаходимо через коефіцієнт чутливості

$$\begin{aligned} \sigma U_9 &= \sqrt{(\sigma T_2 U_9)^2 + (K_5^9 \sigma U_5)^2 + (K_8^9 \sigma U_8)^2}; \\ \sigma U_{11} &= \sqrt{(\sigma T_2 U_{11})^2 + (K_5^{11} \sigma U_5)^2 + (K_8^{11} \sigma U_8)^2}, \end{aligned}$$

де  $\sigma T_2 = \sqrt{(\delta t_d)^2 + (\delta t_c)^2}$  – похибки детекторів і суматорів БЛП 2-го рівняння ( $T_2 = t_d t_c$ );  $K_5^9 = T_2 (U_a^\theta - U_a^\varphi \cos \chi \cos \psi) / U_a^\Delta$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_9$  до інструментальної похибки напруги  $\dot{U}_5$ ;  $K_8^9 = T_2 (U_a^\varphi \cos \chi - U_a^\theta \cos \psi) / U_a^\Delta$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_9$  до похибки напруги  $\dot{U}_8$ ;  $K_5^{11} = T_2 (U_a^\theta + U_a^\varphi \cos \chi \cos \psi) / U_a^\Delta$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_{11}$  до похибки напруги  $\dot{U}_5$ ;  $K_8^{11} = T_2 (U_a^\varphi \cos \chi + U_a^\theta \cos \psi) / U_a^\Delta$  – коефіцієнт чутливості напруги  $U_{11}$  до похибки напруги  $\dot{U}_8$ .



Отримані напруги використовуються для обчислення параметрів електромагнітного поля джерела  $a$ .

Фазовий зсув розраховується наступним чином

$$\cos \psi = \frac{U_{11}^2 - U_9^2}{4T_2^2 U_5 U_8} \quad (5.45)$$

Похибка тригонометричної функції дорівнює

$$\sigma(\cos \psi) = \sqrt{(K_9^\Psi \sigma U_9)^2 + (K_{11}^\Psi \sigma U_{11})^2 + \cos^2 \psi [(2\sigma T_2)^2 + (\sigma U_5)^2 + (\sigma U_8)^2]}, \quad (5.46)$$

де  $K_9^\Psi = U_9^2 / 2T_2^2 U_5 U_8$  – чутливість до змін напруги  $U_9$ ;  $K_{11}^\Psi = U_{11}^2 / 2T_2^2 U_5 U_8$  – чутливість до змін напруги  $U_{11}$ .

Відношення меридіональної складової напруженості поля до азимутальної:

$$m = \frac{U_5}{U_8} \cos \chi. \quad (5.47)$$

Середньоквадратична похибка відношення  $m$ :

$$\sigma m = m \sqrt{(\sigma U_5)^2 + (\sigma U_8)^2 + (\text{tg} \chi \Delta \varphi)^2}. \quad (5.48)$$

Тангенс подвоєного кута нахилу поляризаційного еліпса дорівнює

$$\text{tg} 2\gamma = \frac{2m \cos \psi}{m^2 - 1}. \quad (5.49)$$

Використовуючи формулу (5.49), знаходимо похибку кута нахилу поляризаційного еліпса

$$\sigma \gamma = \frac{m}{(m^2 + 1)^2 - 4m^2 \sin^2 \psi} \left\{ (m^2 - 1)^2 (\sin \psi \Delta \psi)^2 + (m^2 + 1)^2 (\cos \psi \sigma m)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (5.50)$$

З формули (5.50) можна зробити висновок, що при  $\psi = 90^\circ$  і  $m = 1$  похибка  $\sigma \gamma$  стає невизначеною, поляризація досліджуваної хвилі стає коловою і кут нахилу поляризаційного еліпса  $\gamma$  втрачає сенс.

Коефіцієнт еліптичності обчислюється за формулою [13]

$$K_e = \sqrt{\frac{m \sin^2 \gamma - \sin 2\gamma \cos \psi + \frac{1}{m} \cos^2 \gamma}{m \cos^2 \gamma + \sin 2\gamma \cos \psi + \frac{1}{m} \sin^2 \gamma}}. \quad (5.51)$$

Похибки обчислення коефіцієнту еліптичності визначаються як

$$\sigma K_e = \frac{m^2 + 1}{m K_e Q^2} \sqrt{(K_m^e \sigma m)^2 + (K_\gamma^e \sigma \gamma)^2 + (K_\psi^e \Delta \psi)^2}, \quad (5.52)$$

де  $Q = m \cos^2 \gamma + \sin 2\gamma \cos \psi + \frac{1}{m} \sin^2 \gamma$ ;

$K_m^e = \frac{m^2 - 1}{m(m^2 + 1)} \sin \gamma \cos \gamma \cos \psi - \frac{1}{m^2 + 1} \cos 2\gamma$  – 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 можна знайти із співвідношень, які зв'язують напруженості  $E_a^\theta$  і  $E_a^\varphi$  з напругами  $U_5$  і  $U_8$ , або з виразів (5.36) і (5.37) в режимах  $B$  і  $C$ .

Можемо записати, що меридіональна складова вектора напруженості електричного поля дорівнює

$$E_a^\theta = \frac{U_5}{2T_1 T_2 \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_e \cos \chi)}. \quad (5.53)$$

Використовуючи вираз (5.53), отримуємо середньоквадратичне значення абсолютної похибки вимірювання меридіональної складової вектора напруженості

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

де  $K_\chi^E = [k_a d \cos \chi \operatorname{ctg}(k_a d \sin \chi) - k_a d_e \sin \chi \operatorname{ctg}(k_a d_e \cos \chi)]$  – чутливість результату обчислення до похибки азимутального кута;  $K_d^E = k_a d \sin \chi \operatorname{ctg}(k_a d \sin \chi)$  – чутливість обчисленого значення напруженості поля до похибок у 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 між вібратором та екраном.

Напруженість електричного поля для азимутальної складової можна записати наступним чином

$$E_a^\varphi = \frac{U_8}{2T_1 T_2 \cos \chi \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_e \cos \chi)}.$$

Похибка розрахунку азимутальної складової напруженості поля дорівнює

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

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

З виразів для коефіцієнта чутливості  $K_d^E$  можна зробити висновок, що неточність в розмірах відстані  $d$  може обмежити розрізнявальну здатність АС. Це пов'язано зі зменшенням аргументу котангенсної функції, що призводить до збільшення чутливості похибки  $\sigma E$  до відхилення відстані  $d$  від номінального значення.

Для підтвердження правильності отриманих співвідношень у програмі MathCad було побудовано графіки (рис. 5.15 та 5.16) залежностей похибок вимірювання параметрів поляризації досліджуваної хвилі, які розраховуються за формулами (5.50) та (5.52).

У цих формулах було вирішено зафіксувати деякі складові відносної та абсолютної похибок вимірювання кута нахилу поляризаційного еліпса та коефіцієнта еліптичності. Похибка визначення меридіональної  $\dot{E}_a^\theta$  складової напруженості поля до азимутальної  $\dot{E}_a^\varphi$  складової  $\sigma m = 0.01$ . Похибка  $\sigma m$  у свою чергу у відповідності із формулою (5.48) залежить від помилок визначення напруг  $U_5$  та  $U_8$ , кута рознесення джерел випромінювань та похибки визначення азимутального кута у випадку режиму роботи А.  $\Delta\psi = 1$  град – похибка

визначення фазового зсуву між фазами векторів  $\dot{E}_a^\theta$  та  $\dot{E}_a^\varphi$ . Збільшення цих складових веде до різкого зростання помилок вимірювання поляризаційних параметрів і зміни характеру залежностей.

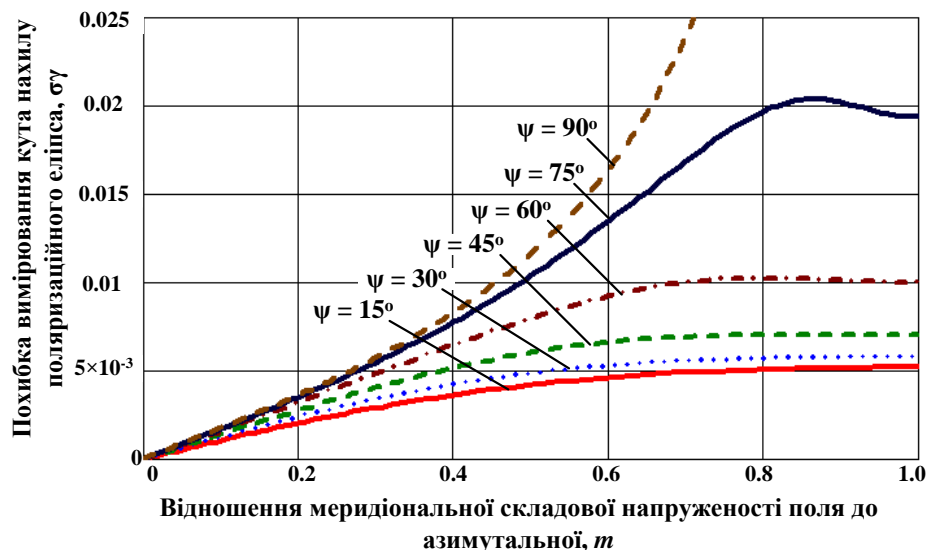


Рис. 5.15. Залежності похибки вимірювання кута нахилу поляризаційного еліпса від відношення меридіональної складової напруженості поля до азимутальної при фіксованих значеннях фазового зсуву між проекціями векторів

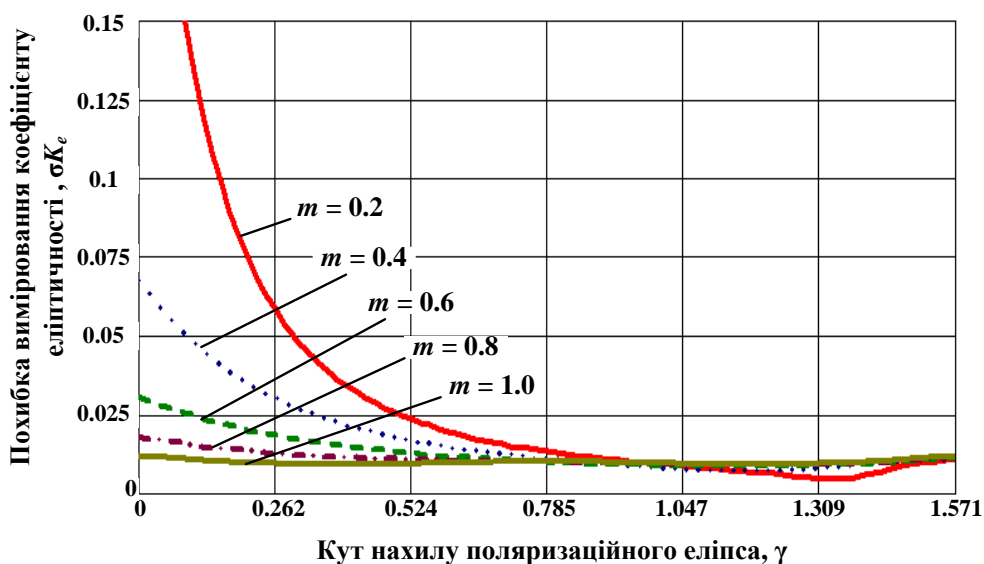


Рис. 5.16. Залежності похибки вимірювання коефіцієнту еліптичності від кута нахилу поляризаційного еліпса при фіксованих значеннях відношення меридіональної складової напруженості поля до азимутальної

Для побудови залежності похибки визначення коефіцієнта поляризації від кута нахилу поляризаційного еліпса (рис. 5.16) була обрана помилка визначення кута нахилу поляризаційного еліпса  $\sigma\gamma = 0.5$  град. ( $\approx 0.009$  рад.). При підвищенні цієї похибки значення похибки визначення коефіцієнта еліптичності неприпустимо зростає.

З результатів моделювання помилок вимірювання поляризаційних характеристик хвилі можна зробити наступні висновки.

З формули (5.50) і рис. 5.15 випливає, що при  $\psi = 90^\circ$  і  $m = 1$  похибка вимірювання кута нахилу поляризаційного еліпса стає невизначеною. У цих умовах поляризація хвилі стає круговою і кут нахилу поляризаційного еліпса втрачає сенс.

Використовуючи формулу (5.52) і графіки на рис. 5.16, можна зробити висновок, що, коли  $\gamma = 90^\circ$  і  $m = 0$ , помилка вимірювання коефіцієнта еліптичності також стає невизначеною. У цьому випадку поляризація хвилі стає лінійною, а коефіцієнт еліптичності втрачає сенс.

Найменші помилки вимірювання поляризаційних параметрів можливі для випадків лінійної поляризації (при вимірюванні кута нахилу поляризаційного еліпса) і кругової поляризації (при вимірюванні коефіцієнта еліптичності).

### **5.3.3. Аналіз інструментальних похибок чотирьохелементної антенної системи радіомоніторингу при відсутності джерела завади**

За відсутності випромінювань ( $E_b = 0$ ), частота яких близька до частоти джерела  $a$ , процеси в АС суттєво відрізняються від процесів з придушенням завади. Опишемо їх більш детально. В режимі  $A$  утворюються напруги, які визначаються з виразів (5.28) і (5.29) за умови  $U_b = 0$  і  $q = a$ :

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{1,3} &= iU_a^\theta e^{\pm i\alpha_s^a} \cos(\theta_a - \theta) \sin \gamma_e^a; \\ \dot{U}_{2,4} &= iU_a^\theta e^{\pm i\alpha_s^a} \sqrt{1 - \cos^2(\theta_a - \theta) \sin^2(\varphi_a - \varphi)} \sin \gamma_e^a, \end{aligned} \right\} \quad (5.54)$$

де  $\alpha_s^a = kd \cos(\theta_a - \theta) \sin(\varphi_a - \varphi)$  – фазовий зсув, який обумовлено різницею ходу променів до фазових центрів елементів АР;  $\gamma_e^a = kd \cos(\theta_a - \theta) \cos(\varphi_a - \varphi)$  – фазовий зсув, який обумовлено різницею ходу променів до фазових центрів вібраторів і їх дзеркальних зображень.

Після БЛП (рис. 5.9) першого рівня отримуємо напруги, які формуються у відповідності з рівнянням (5.25)

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_5 &= 2t_c U_a^\theta \cos(\theta_a - \theta) \sin \alpha_s^a \sin \gamma_e^a; \\ \dot{U}_6 &= i2t_c \dot{U}_a^\varphi \sqrt{1 - \cos^2(\theta_a - \theta) \sin^2(\varphi_a - \varphi)} \cos \alpha_s^a \sin \gamma_e^a; \\ \dot{U}_7 &= i2t_c \dot{U}_a^\theta \cos(\theta_a - \theta) \cos \alpha_s^a \sin \gamma_e^a; \\ \dot{U}_8 &= 2t_c \dot{U}_a^\varphi \sqrt{1 - \cos^2(\theta_a - \theta) \sin^2(\varphi_a - \varphi)} \sin \alpha_s^a \sin \gamma_e^a. \end{aligned} \right\} \quad (5.55)$$

Напруги  $\dot{U}_5$  та  $\dot{U}_8$  використовуються для знаходження азимута джерела випромінювання. З виразів (5.55) можна зробити висновок, що при  $\varphi = \varphi_a$  напруги  $\dot{U}_5$  та  $\dot{U}_8$  дорівнюють нулю.

Таким чином, азимутальну координату джерела  $a$  можна знайти шляхом обертання апертури антени до визначеного положення, при якому  $U_5 \leq U_{\text{п}}$  та  $U_8 \leq U_{\text{п}}$ , де  $U_{\text{п}}$  – пороговий рівень напруги. Наступним кроком антенна система переходить до режиму  $B$ . В виразах для напруг  $\dot{U}_6$  і  $\dot{U}_7$  з'являються додаткові експоненціальні множники з показником степені, що залежить від меридіонального кута

$$U_{6,7} = i2t_c \dot{U}_a^\theta e^{\pm i\alpha_z} \cos(\theta_a - \theta) \sin \gamma_e^a,$$

де  $\alpha_z = kd \sin(\theta_a - \theta)$  – фазовий зсув, який обумовлено різницею ходу променів до вібраторів 1', 3' та 2', 4' в меридіональній площині.

На виході БЛП другого рівня виникає напруга

$$U_{10} = t_d |\dot{U}_7 - \dot{U}_6| = 4t_d t_c^2 U_a^\theta \cos(\theta_a - \theta) \sin \gamma_e^a \sin \alpha_z. \quad (5.56)$$

Обертанням апертури антени в меридіональній площині досягається нульове значення напруги  $U_{10}$ , при якому  $\sin \alpha_z = 0$ . У цьому випадку  $\theta = \theta_a$ ,  $\cos(\theta_a - \theta) = 1$  і  $\gamma_e^a = kd_e$ .

В режимі  $B$  виникає можливість коректування 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, використовуючи формулу

$$\Delta\varphi \leq \arcsin\left(\frac{1}{kd} \arcsin B_\varphi^a\right),$$

де  $B_\theta^a = \frac{U_\Pi}{2t_d t_c U_a^\theta \sin(kd_e)}$ , якщо  $U_5 > U_8$ ;  $B_\varphi^a = \frac{U_\Pi}{2t_d t_c U_a^\varphi \sin(kd_e)}$ , якщо  $U_8 > U_5$ .

Пеленг знаходимо за напругою  $U_8$ .

Похибку меридіонального кута отримуємо, використовуючи вираз (5.56)

$$\Delta\theta \leq \arcsin\left(\frac{1}{kd} \arcsin B_\theta^a\right), \quad (5.57)$$

де  $B_\theta^a = \frac{U_\Pi}{4t_d t_c^2 U_a^\theta \sin(kd_e)}$ .

У випадку, коли  $U_a^\varphi > U_a^\theta$ , кут  $\theta_a$  доцільно визначити в режимі  $C$ . Тоді похибка визначення меридіонального кута оцінюється формулою (5.57) при заміні напруги  $U_a^\theta$  на  $U_a^\varphi$ .

Після визначення меридіонального кута  $\theta_a$  і уточнення азимутального кута  $\varphi_a$  АС повертається в основний режим  $A$ . Вирази (5.54) спрощуються

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{1,3} &= i\dot{U}_a^\theta \sin kd_e; \\ \dot{U}_{2,4} &= i\dot{U}_a^\varphi \sin kd_e. \end{aligned} \right\} \quad (5.58)$$

Інструментальні середньоквадратичні похибки напруг (5.58) визначаються за формулами

$$\begin{aligned}\sigma U_{1,3} &= U_a^0 \left\{ (\sigma T_1 \sin kd_e)^2 + (\sigma \psi_1)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}; \\ \sigma U_{2,4} &= U_a^0 \left\{ (\sigma T_1 \sin kd_e)^2 + (\sigma \psi_1)^2 \right\}^{\frac{1}{2}},\end{aligned}\tag{5.59}$$

де  $\sigma \psi_1 = \left\{ (kd \sin kd_e)^2 (\Delta\varphi)^2 + (kd_e \cos kd_e)^2 (\delta d_e)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}$ .

Необхідно відзначити особливості похибок (5.59). Одна з особливостей полягає в низькій чутливості напруг до похибок меридіонального кута. Це пояснюється тим, що різниця кутів  $\theta_a - \theta$  використовується лише в косинусоїдних функціях. Друга особливість – це відсутність залежності похибок (5.59) від неточності відстані  $d$ . Це обумовлено тим, що апертура антени практично збігається з фронтом хвилі, яка падає на антену.

Після проходження сигналами (5.58) детекторів інструментальна похибка може збільшитися відносно похибок в (5.59) за рахунок неточності визначення коефіцієнтів передач детекторів  $t_d$ :

$$\begin{aligned}\sigma U_{1,3}^d &= U_a^0 \left\{ [(\sigma t_d)^2 + (\sigma T_1)^2] \sin^2 kd_e + (\sigma \psi_1)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}; \\ \sigma U_{2,4}^d &= U_a^0 \left\{ [(\sigma t_d)^2 + (\sigma T_1)^2] \sin^2 kd_e + (\sigma \psi_1)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}.\end{aligned}\tag{5.60}$$

Похибки напруг після БЛП першого рівня обчислюються за виразами, які аналогічні формулам (5.59) і (5.60)

$$\begin{aligned}\sigma \dot{U}_6 &= \sqrt{2} T_2 U_a^0 \left\{ [(\sigma T_1)^2 + (\sigma T_2)^2] \sin^2 kd_e + (\sigma \psi_1)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}; \\ \sigma \dot{U}_7 &= \sqrt{2} T_2 U_a^0 \left\{ [(\sigma T_1)^2 + (\sigma T_2)^2] \sin^2 kd_e + (\sigma \psi_1)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}.\end{aligned}\tag{5.61}$$

У формулі (5.61) для напруг на вході БНП замість  $T_2$  необхідно брати коефіцієнт передачі суматорів  $t_c$  першого рівня перетворень, а для напруг на виході БНП –  $T_2 = t_d t_c$ .

Значення напруг  $\dot{U}_5$ ,  $\dot{U}_8$ ,  $\dot{U}_9$  та  $\dot{U}_{11}$  нижче порогового рівня  $U_{\text{п}}$ , тому їх похибки можна не враховувати.

Для розрахунку фазового зсуву  $\psi$  використовуються напруги  $U_{10}$  і  $U_{12}$ , значення яких дорівнюють



$$\left. \begin{aligned} U_{10} &= T_2 \sqrt{U_6^2 + U_7^2 - 2U_6 U_7 \cos \psi}; \\ U_{12} &= T_2 \sqrt{U_6^2 + U_7^2 + 2U_6 U_7 \cos \psi}. \end{aligned} \right\}$$

Для напруг  $U_{10}$  і  $U_{12}$  похибки визначаються за формулами

$$\left. \begin{aligned} \sigma U_{10} &= \sqrt{(\sigma T_2)^2 U_{10}^2 + (K'_6 \sigma U_6)^2 + (K'_7 \sigma U_7)^2}; \\ \sigma U_{12} &= \sqrt{(\sigma T_2)^2 U_{12}^2 + (K''_6 \sigma U_6)^2 + (K''_7 \sigma U_7)^2}, \end{aligned} \right\}$$

де коефіцієнти чутливості  $K'_6 = T_2 \frac{U_a^\varphi - U_a^\theta \cos \psi}{U_\Delta}$ ;  $K''_6 = T_2 \frac{U_a^\varphi + U_a^\theta \cos \psi}{U_\Sigma}$ ;

$$K'_7 = T_2 \frac{U_a^\theta - U_a^\varphi \cos \psi}{U_\Delta}; \quad K''_7 = T_2 \frac{U_a^\theta + U_a^\varphi \cos \psi}{U_\Sigma}; \quad U_\Delta = \sqrt{(U_a^\theta)^2 + (U_a^\varphi)^2 - 2U_a^\theta U_a^\varphi \cos \psi};$$

$$U_\Sigma = \sqrt{(U_a^\theta)^2 + (U_a^\varphi)^2 + 2U_a^\theta U_a^\varphi \cos \psi}.$$

Використовуючи вирази (5.45) і (5.46), знаходимо фазовий зсув  $\psi$  і його похибку при заміні  $U_{11}$  на  $U_{12}$ ,  $U_9$  на  $U_{10}$ ,  $U_5$  на  $U_7$  і  $U_8$  на  $U_6$ .

Формула для відношення (5.47) спрощується

$$m = \frac{U_7}{U_8},$$

Також спрощується і вираз (5.48) для похибки  $\sigma m$

$$\sigma m = m \sqrt{(\sigma U_6)^2 + (\sigma U_7)^2}.$$

Поляризаційні параметри і їх похибки розраховуються за формулами (5.49), (5.50), (5.51) і (5.52).

Меридіональну і азимутальну складові вектора напруженості електричного поля можна знаходити або за амплітудами напруг (5.54), або використовуючи напруги  $U_7$  і  $U_6$ :

$$\left. \begin{aligned} E_a^\theta &= U_7 / 2T_1 T_2 \sin kd_e, \\ E_a^\varphi &= U_6 / 2T_1 T_2 \sin kd_e. \end{aligned} \right\}$$

Середньоквадратичні похибки складових напруженості поля:

$$\sigma E_a^\theta = \sqrt{[(\sigma T_1)^2 + (\sigma T_2)^2 + (kd_e \operatorname{ctg} kd_e)^2 (\delta d_e)^2] (E_a^\theta)^2 + \left( \frac{\sigma U_7}{2T_1 T_2 \sin kd_e} \right)^2}, \quad (5.62)$$

$$\sigma E_a^\varphi = \sqrt{[(\sigma T_1)^2 + (\sigma T_2)^2 + (kd_e \operatorname{ctg} kd_e)^2 (\delta d_e)^2] (E_a^\varphi)^2 + \left( \frac{\sigma U_6}{2T_1 T_2 \sin kd_e} \right)^2}.$$

З формул (5.62) можна зробити висновок, що діапазон робочих частот антенної системи істотно залежить від похибки  $\delta d_e$  – точності встановлення відстаней між фазовими центрами вібраторів і екраном.

### Висновки до п'ятого розділу

З аналізу вимірювань кутових координат джерел випромінювання та параметрів полів випромінювання можна зробити наступні висновки:

1. Значення мінімального кута рознесення між джерелами сигналу і завади в двоелементній адаптивній антені залежить від можливих максимальних значень керуючих напруг і відносної відстані  $d/\lambda$  між елементами АР. Причому, залежність кута  $\theta_{\min}$  від відношення  $d/\lambda$  слабка, що дозволяє орієнтуватися при реалізації пристрою обробки сигналів лише на максимально можливе значення  $U_{\text{кер}}$ . Похибки визначення кута  $\theta$ , під яким надходить завада, в значній мірі залежить від похибок вимірювання електричних напруженостей поля (напруг на виходах антен). Зменшення похибки можна досягти збільшенням відстані між елементами антени. Найбільш різко знижується похибка при великих відстанях ( $d/\lambda > 1$ ). Максимальна похибка  $\Delta\theta$  спостерігається при однакових значеннях напруг  $U_{12}$  і  $U_{13}$ .

2. З аналізу точнісних характеристик спрямованості універсальної п'ятиелементної антени радіомоніторингу впливає, що похибка апроксимації характеристик спрямованості вібраторів при вимірюванні меридіонального кута для переважної більшості кутових положень джерел випромінювання практично дуже мала, що дозволяє її не враховувати. Похибка апроксимації характеристик спрямованості при вимірюванні азимутального кута може приймати всі значення, які представлені на рис. 5.6. У зв'язку з цим для зниження похибок обчислення

параметрів поля, необхідно застосовувати короткі вібратори з довжиною менше  $0,2\lambda$ . При цьому похибка апроксимації не перевищуватиме 5%.

3. При вимірюванні відносної довжини вібраторів (відношення  $l/\lambda$ ) і відстаней між вібраторами ( $d/\lambda$ ) з похибками 0,5%, що практично легко можна здійснити, впливом похибки вимірювання довжини хвилі на точність обчислення параметрів поля можна знехтувати. При вимірюванні напруг на затискачах вібраторів з похибками менше ніж 0,5% похибки обчислення меридіонального, азимутального кутів і фазового зсуву між ортогональними складовими вектора напруженості електричного поля не перевищуватимуть 1%.

4. Розроблена універсальна п'ятиелементна АС може використовуватися як вимірювальний пристрій параметрів електромагнітного поля і пеленгатор джерел випромінювань за умови, що забезпечені висока точність вимірювання напруг, стабільність коефіцієнтів передач каналів обробки напруг і висока точність вимірювання частоти прийнятих високочастотних коливань.

5. З аналізу характеристик точності чотирьохелементної АС випливає, що кутова розрізнявальна здатність – можливість виокремлювати сигнали при незначних кутових рознесеннях джерел сигналу і завади – залежить як від характеристики спрямованості антенної решітки, так і від точності встановлення відстаней між фазовими центрами реальних і віртуальних вібраторів. Робочий діапазон частот АР обмежується не лише деформацією ДС, але і похибками виконання конструктивних елементів антени.

6. При визначенні кутових координат джерела випромінювання чотирьохелементною АС за відсутності завади можна напрями в азимутальній і меридіональній площинах знаходити без використання режиму  $A$ , тобто пеленг на джерело випромінювання можна знаходити або в режимі  $B$ , або в режимі  $C$  АР.

## Список використаних джерел у п'ятому розділі

1. Ільницький Л.Я., Щербина О.А. Особливості вимірювальних процесів при використанні методу стандартного поля. *Електроніка та системи управління*. 2008. Вип.4. С.34–39.
2. Щербина О.А. Первинний перетворювач у стандартному полі. *Защита информации*. 2008. Спец. выпуск. С.149–152.
3. Щербина О.А. Вплив сферичності хвилі на точність вимірювання напруженості поля. *Защита информации*. 2009. Вип.16. С.215-219.
4. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Сібрук Л.В. Малоелементна антенна решітка з придушенням завади на частоті сигналу: патент на корисну модель №70876 Україна, опубл. 26.06.2012, Бюл. №12.
5. Монзиго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Москва: Радио и связь, 1986. 448 с.
6. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Щербина О.А., Тураби Осамі. Погрешности определения направления прихода сигнала помехи двухэлементной адаптивной антенной. *Проблеми інформатизації та управління*. 2009. № 4 (28). С. 66–71.
7. Іlnitskiy, L.Ya., Shcherbina, O.A. Antenna system for measuring electromagnetic field parameters. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2014. Vol. 57, No. 1. P. 50–60.
8. Слободянюк П.В., Благодарный В.Г. Радиомониторинг: вчера, сегодня, завтра (теория и практика построения системы радиомониторинга). Прилуки: ООО «Изд-во Аир-Поліграф», 2010. 296 с.
9. Іlnitskiy 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, No. 3. P. 141-149.
10. Пиотровский Я. Теория измерений для инженеров. Москва: Мир, 1989. 335 с.
11. Гехер К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей. Москва: Сов. радио, 1973. 200с.

12. Розенберг В.Я. Введение в теорию точности измерительных систем. Москва: Сов. радио, 1975. 304 с.
13. Ільницький Л.Я., Савченко О.Я., Сібрук Л.В. Антени та пристрої надвисоких частот: підручник для ВНЗ. Київ: Укртелеком, 2003. 496 с.
14. Боженко Л.И. Метрологія, сертифікація та акредитація. Львів: Афіша, 2006. 324с.
15. Измерения в электронике: Справочник / Под ред. В.А. Кузнецова. Москва: Энергоатомиздат, 1987. 512 с.
16. Іlnitsky L.Y., Shcherbyna O.A., Mykhalchuk I.I. Antenna System of Radiomonitoring with Advanced Features. *Methods and Systems of Navigation and Motion Control: Proceedings of IEEE 4th International Conference, Kyiv (Ukraine), 18-20 October 2016*. P. 67–71.
17. Щербина О.А., Ільницький Л.Я., Михальчук І.І. Антенна система для станцій радіомоніторингу. *Наукоємні технології*. 2020. № 1(45). С. 28–40.
18. Іlnitsky L., Shcherbyna O., Mykhalchuk I., Kozhokhina O. The Antenna Array with Ring Elements. *Signal Processing Symposium (SPSymposium): Proceedings of IEEE Symposium, Jachranka (Poland), 12-14 September 2017*. P. 1–4.
19. Щербина О.А., Ільницький Л.Я., Михальчук І.І. Кільцева антенна решітка для систем радіомоніторингу. *Наукоємні технології*. 2020. № 2(46). С. 153–163.
20. Shcherbyna O.A., Іlnitsky L.Y., Mykhalchuk I.I., Kozhokhina O.V. Accuracy characteristics of radio monitoring antennas. *Radio Electronics, Computer Science, Control*. 2020. No. 3. P. 42–55.

## РОЗДІЛ 6

### КОНСТРУЮВАННЯ СТРУКТУРНИХ ЕЛЕМЕНТІВ МОНІТОРИНГОВИХ АНТЕННИХ РЕШТОК

На точність вимірювання АС характеристик електромагнітного поля впливає не тільки вибрана методика вимірювання, але і конструктивні елементи, з яких складається система, в тому числі і випромінювачі АР. Тому їх вибір і точність виготовлення мають велике значення.

Як було відмічено у попередніх розділах роботи, в АР систем радіомоніторингу доцільно використовувати прості антени – лінійні вібраторні або кільцеві антени. В залежності від частотного діапазону, в якому буде працювати система, ці елементи можна виробляти або в дротовому або в друкованому вигляді.

Елементами АР також можуть бути і більш складні типи антен. Наприклад, можна використати директорну [1] або логоперіодичну антену, як елемент АР лінійної поляризації. Це дозволить суттєво розширити робочий діапазон частот.

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

В діапазонах дециметрових хвиль і більше, розміри пасивного вібраторного випромінювача потребують зменшення для більш зручного використання у якості елементів АР. Для зменшення розмірів лінійного півхвильового вібратора використовують різні принципи згортання плечей. В роботі [2] представлений укорочений симетричний вібратор, який містить плечі, що виконані у вигляді меандру. Доцільною є реалізація класичного лінійного симетричного вібратора у вигляді симетричного вібратора зі навантаженням у вигляді спіралей [3], які будуть вирівнювати амплітудний розподіл струму в лінійних частинах. Вплив спіралі, яка обтікається стоячою хвилею струму, на розподіл поля в просторі

детально описано в роботах [4,5]. Деякі особливості характеристик симетричного короткого вібратора з навантаженням у вигляді спіралі представлені в Додатку Б.

Вибір елементу АР залежить від конструктора, можливостей виготовлення, потреб та умов експлуатації антенної системи. В даному розділі буде більш детально розглянуто конструювання декількох можливих типів антен, які можуть бути використані як елементи АР систем радіомоніторингу.

### **6.1. Кільцевий елемент антенної решітки**

Найпростішою антеною колової поляризації є кільцева антена з біжучою хвилею струму. В літературних джерелах описана досить велика кількість різних реалізацій окремих кільцевих антенних елементів та АР з кільцевими елементами.

В статті [6] розглянута проста щілинна мікросмужкова антена з ємнісним навантаженням для реалізації випромінювання з коловою поляризацією. У статтях [7, 8] представлена щілинна кільцева АР, яка може перемикатися між S- та C-діапазоном або між діапазонами S, C і X відповідно. В режимі C-діапазону використовується метод діагонального живлення для збудження решітки 2×2. Цей метод здатний забезпечити вертикальну або горизонтальну поляризацію з гарною розв'язкою. Стаття [9] представляє дводіпазонну щілину кільцеву АР для діапазонів L і C. Апертура L-діапазонної щілинної антени може бути перетворена на АР з розмірністю 2×2 для C-діапазону за допомогою рін-діодів.

При збудженні КА біжучою хвилею струму і виконанні умови  $L/\lambda = 1$ , електромагнітні хвилі найбільш інтенсивно випромінюються в напрямі осі. Аналіз поля випромінювання такої антени досить складний. Поле випромінювання в напрямі осі кільцевої антени детально розглянуто на якісному рівні в роботі [10].

Струм в будь-якій точці кільця визначається як

$$I = I_0 e^{-i\beta l},$$

де  $I_0$  – амплітуда струму;  $\beta$  – коефіцієнт фази хвилі в кільці;  $l$  – відстань по кільцю, яка відраховується від вибраної початкової точки на кільці.

Біжуча хвиля струму складається з двох стоячих хвиль

$$I = I_0 \cos\beta l - iI_0 \sin\beta l.$$

Отже, КА можемо розглядати як систему двох кільцевих випромінювачів, збуджуваних стоячими хвилями  $I_0 \cos \beta l$  та  $iI_0 \sin \beta l$ .

Характеристика спрямованості кільця, яке обтікається біжучою хвилею струму і має відносну довжину  $L/\lambda = 1$ , визначається як [11]:

$$F_{\theta}^k(\theta) = 2 \operatorname{ctg} \theta J_1(\sin \theta), \quad F_{\varphi}^k(\theta) = J_0(\sin \theta) - J_2(\sin \theta),$$

де  $J_0(u)$ ,  $J_1(u)$ ,  $J_2(u)$  – функції Бесселя нульового, першого та другого порядків.

В розділі 4 було розглянуто АР, які складаються з кільцевих елементів. Для зменшення розмірів АР і спрощення узгодження елементів решітки з схемою обробки кільцеві елементи АР доцільно виготовляти за допомогою друкованих технологій. Результати моделювання і дослідження КА, як випромінюючого елементу з лінійною поляризацією представлено в Додатку В.

Для дослідження характеристик випромінювання і узгодження кільцевих елементів АР було проведено моделювання кільцевої антени з навантаженням у вигляді спрямованого відгалужувача (рис. 6.1), який слугує для розділення напруг, що наводяться в кільці електромагнітними хвилями з правою або лівою обертовою поляризацією.

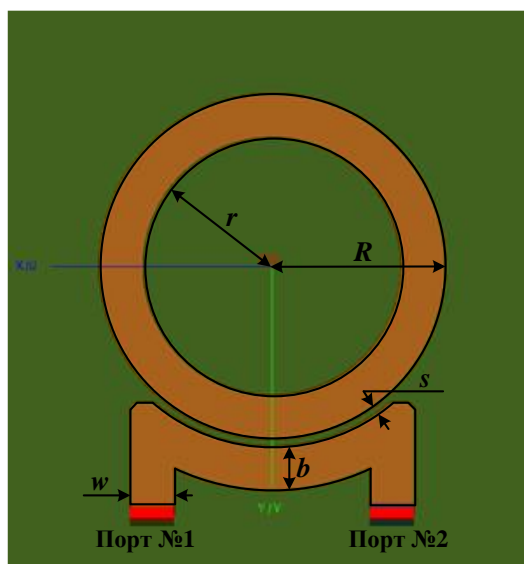


Рис. 6.1. Креслення мікросмушкового кільцевого елемента

Для моделювання було вибрано середню частоту роботи 2,4 ГГц (діапазон Wi-Fi). В якості діелектричної підкладки для кільцевого елемента вибираємо склотекстоліт FR-4 з наступними параметрами: товщина  $h = 0,16$  см; відносна



діелектрична проникність  $\varepsilon_r = 4.4$ ; тангенс кута діелектричних втрат  $\operatorname{tg}\delta = 0.002$ ; товщина мідного шару  $\Delta = 35$  мкм.

Для розрахунку розмірів конструкції мікросмушкової кільцевої антени [12, 13] зі спрямованим відгалужувачем на зв'язаних лініях були використані наступні орієнтовні співвідношення:

- радіус кільця

$$R = \frac{\lambda_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{eff}}},$$

де  $\lambda_0$  – середнє значення робочої довжини хвилі;

$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w_k}} \right)$  – ефективна діелектрична проникність;  $w_k$  –

ширина смужки кільця  $w_k$  – ширина смужки кільця.

- амплітудний коефіцієнт зв'язку

$$K_{зв} = \frac{1}{\sqrt{\operatorname{anti\,lg} \frac{C_{13}}{10}}},$$

де  $C_{13} \geq 10$  дБ за умови слабкого зв'язку;

- характеристичні опори

$$Z_{0с} = W \sqrt{\frac{1 + K_{зв}}{1 - K_{зв}}}; \quad Z_{00} = W \sqrt{\frac{1 - K_{зв}}{1 + K_{зв}}},$$

де  $W = \frac{300}{(1 + b/h)\sqrt{\varepsilon_r}}$  – хвильовий опір,  $b$  – ширина мікросмушки спрямованого

відгалужувача;

- відстань між смужкою кільця (первинною лінією спрямованого відгалужувача) і вторинною лінією спрямованого відгалужувача:

$$s = \frac{2h}{\pi} \ln \left( \operatorname{ctg} \left( \frac{94,15 K_{зв}}{W \sqrt{\varepsilon_r} \sqrt{1 - K_{зв}^2}} \right) \right);$$

- ширина смужки в області зв'язку

$$b = \left( \frac{188,3}{Z_{0e} \sqrt{\epsilon_r}} - \frac{1}{\pi} \ln \left( 2 \left( 1 + \exp \frac{-188,3\pi K_{3B}}{W \sqrt{\epsilon_r} \sqrt{1 - K_{3B}^2}} \right) \right) \right) h;$$

- довжина смужки в області зв'язку

$$l = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{eff}}};$$

- ширина мікросмужкових вихідних плечей

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} 8e^A / (e^{2A} - 2), & \text{якщо } w/h < 2; \\ 2\pi \left[ B - 1 - \log(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} C \right], & \text{якщо } w/h > 2, \end{cases}$$

$$\text{де } A = \frac{W_x}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right); \quad B = \frac{60\pi^2}{W_x \sqrt{\epsilon_r}}; \quad C = \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r}.$$

Після розрахунку отримаємо наступні розміри кільцевого елемента:  $R = 1,18$  см;  $r = 0,88$  см;  $s = 0,05$  см;  $b = 0,3$  см;  $w = 0,306$  см.

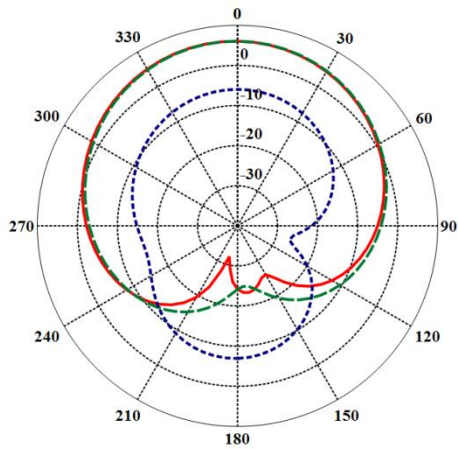
Після моделювання було отримано наступні графіки залежностей основних характеристик кільцевого випромінювача при випромінюванні хвиль правої та лівої обертової поляризації: ДС в полярній системі координат на центральній частоті роботи 2,4 ГГц (рис. 6.2), осьового відношення на центральній частоті роботи 2,4 ГГц (рис. 6.3), коефіцієнта спрямованої дії в залежності від частоти роботи (рис. 6.4), осьового відношення в залежності від частоти роботи (рис. 6.5), коефіцієнта стоячої хвилі за напругою (КСХН) в залежності від частоти роботи (рис. 6.6).

Всі графіки парні і побудовані для двох випадків:

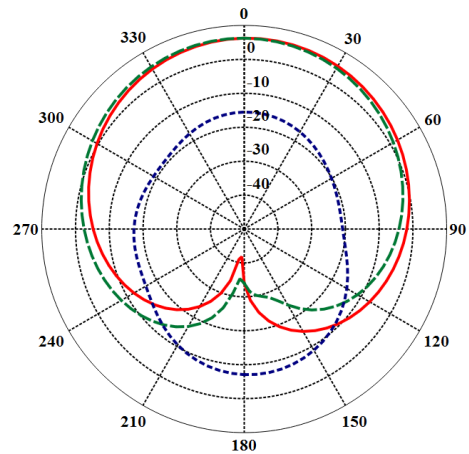
1-й випадок – правої обертової поляризації: порт № 1 – узгоджений опір; порт №2 – узгоджене джерело живлення;

2-й випадок – лівої обертової поляризації: порт № 1 – узгоджене джерело живлення; порт №2 – узгоджений опір.

--- LHC ( $\Phi = 0 \text{ deg}$ )   
 --- RHC ( $\Phi = 90 \text{ deg}$ )   
 --- RHC ( $\Phi = 0 \text{ deg}$ )   
 --- RHC ( $\Phi = 0 \text{ deg}$ )   
 --- LHC ( $\Phi = 90 \text{ deg}$ )   
 --- LHC ( $\Phi = 0 \text{ deg}$ )

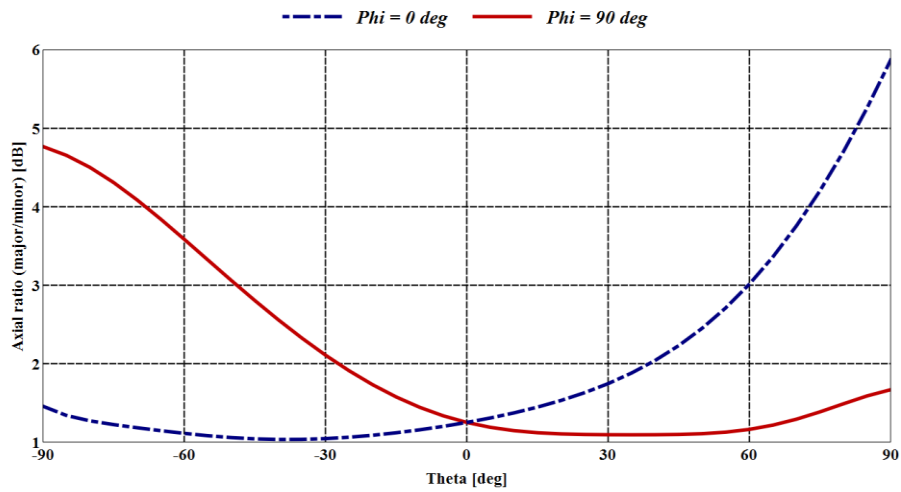


1-й випадок

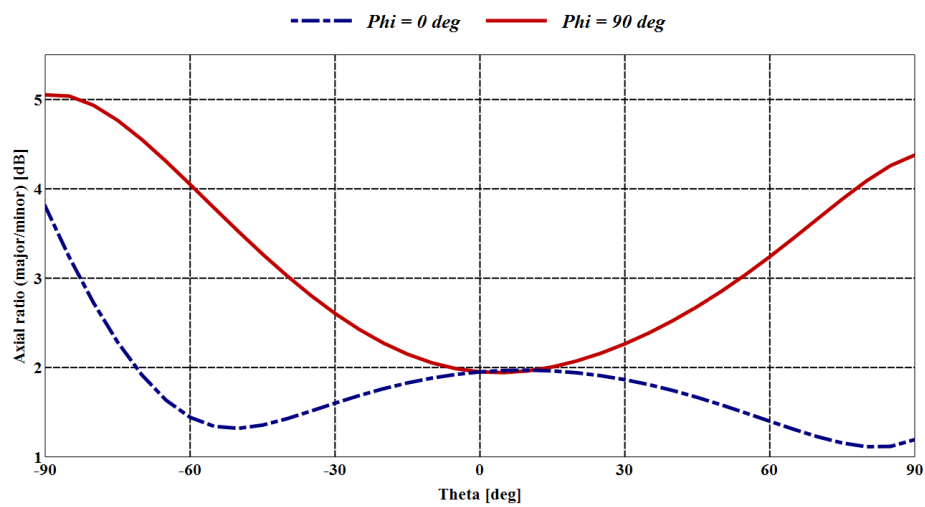


2 випадок

Рис. 6.2. ДС кільцевої антени на центральній частоті роботи 2,4 ГГц

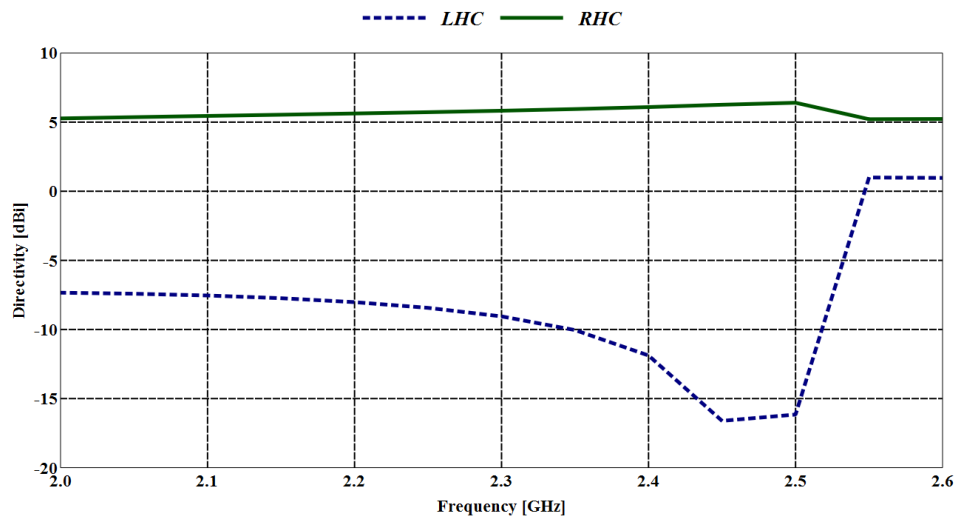


1-й випадок

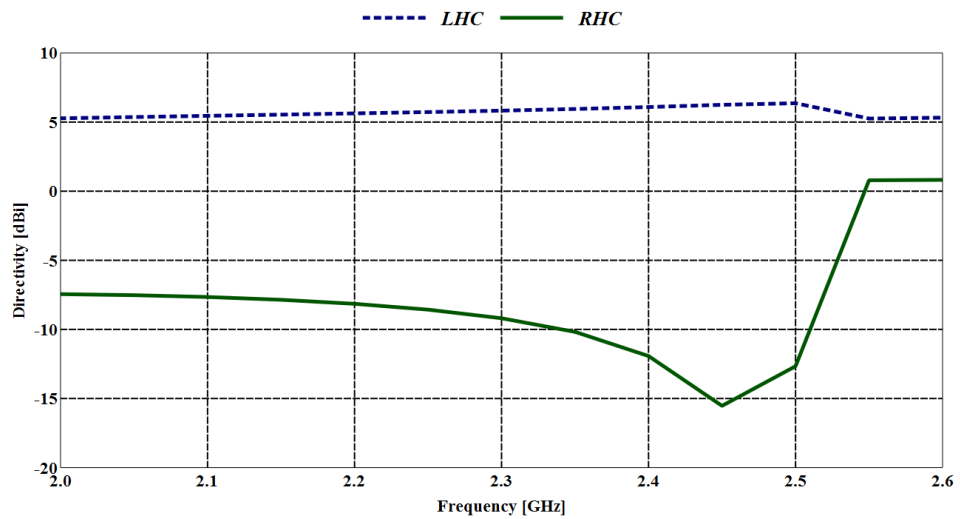


2 випадок

Рис. 6.3. Залежність осевого відношення на центральній частоті 2,4 ГГц

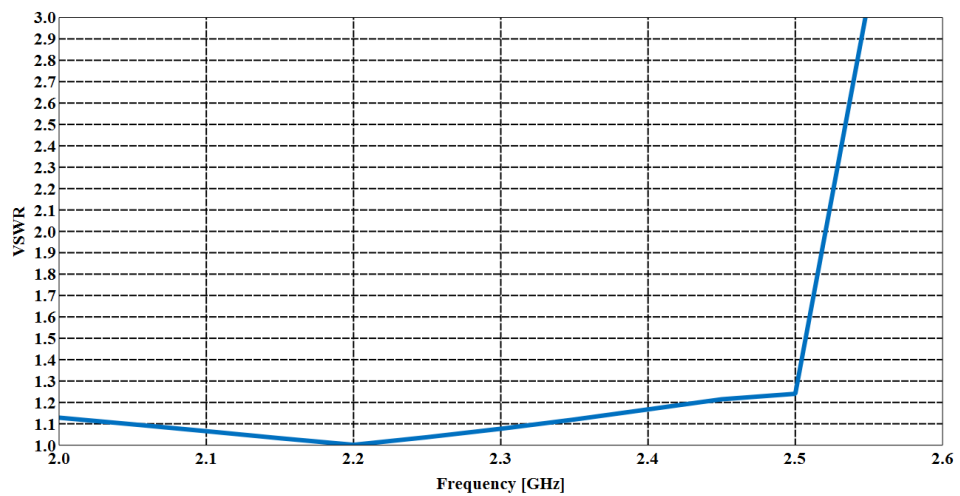


1-й випадок

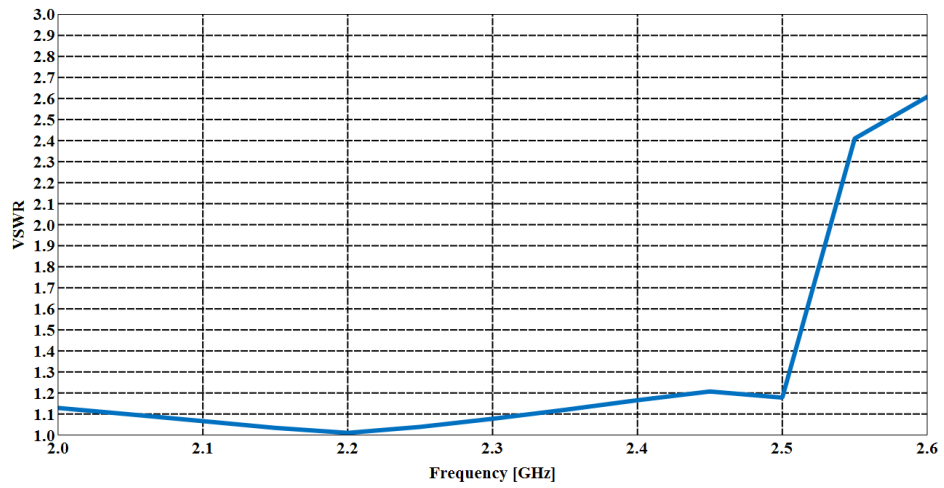


2 випадок

Рис. 6.4. Залежність коефіцієнту спрямованої дії КА від частоти в напрямку максимального випромінювання

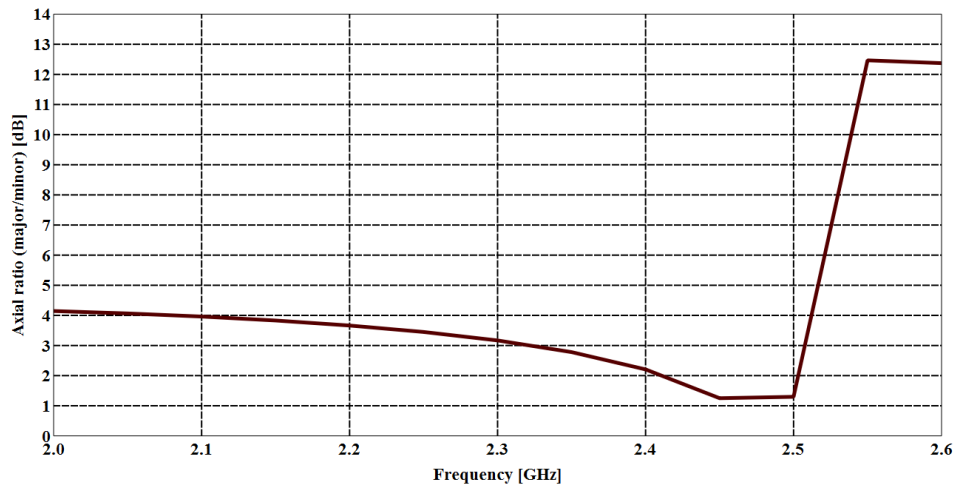


1-й випадок

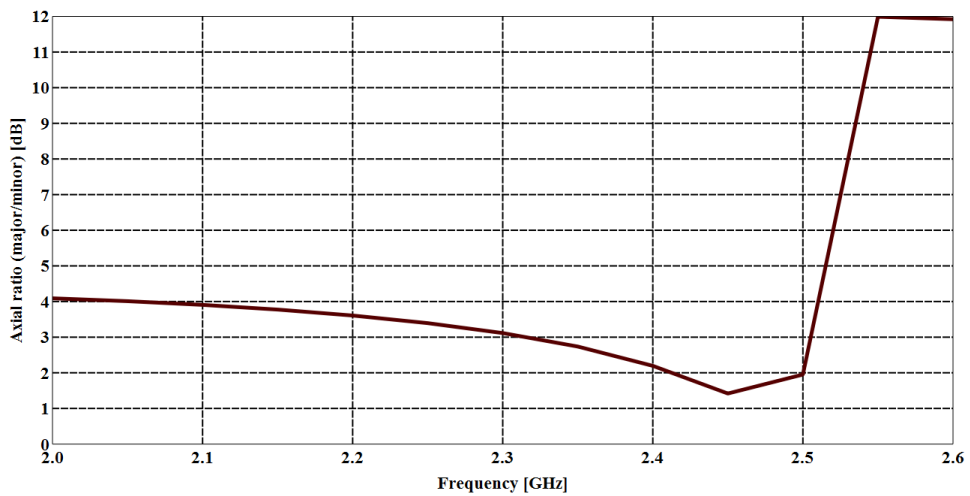


2 випадок

Рис. 6.5. Залежність коефіцієнту спрямованої дії КА від частоти в напрямку максимального випромінювання



1-й випадок



2 випадок

Рис. 6.6. Залежність осевого відношення КА від частоти роботи

Як можна побачити із отриманих при моделюванні графіків при опромінюванні кільцевої антени хвилею колової поляризації напруга виникає тільки на одному з виходів спрямованого відгалужувача, в залежності від напрямку обертання поляризації. Тобто така структура антенного елемента дає можливість виділити напругу досліджуваної хвилі, яка наводиться в антені хвилею з право- або лівогвинтовою поляризацією.

## **6.2. Логоперіодичний елемент антенної решітки**

На сьогоднішній день логоперіодичні антени (ЛПА) використовують у багатьох областях радіоелектроніки (телекомунікаційних і радіомоніторингових системах). Цей тип антен може працювати у декаметрових, метрових, дециметрових і сантиметрових діапазонах. Коефіцієнт спрямованої дії пасивної ЛПА може досягати 10-11 дБі, а робоча смуга частот достатньо широка (коефіцієнт перекриття діапазону може перевищувати 4), тому ЛПА відносять до надширококутових антен.

В даному дослідженні увага буде приділена ЛПА портативних моніторингових систем для частотного діапазону 2.4-5.5 ГГц (діапазони WLAN – Wireless Local Area Network). В основному для таких систем пропонуються ЛПА у друкованому виконанні, що забезпечує мінімізацію розмірів та ваги і, як результат, зручність у використанні. Але це має і свої труднощі. Виконання антен друкованим способом викликає погіршення їх основних характеристик через вплив діелектричної підкладки.

Порядок розрахунку класичних дротових і друкованих логоперіодичних антен описаний в літературних джерелах [14-17]. Для розрахунку друкованої ЛПА будемо використовувати частину відомих тверджень з розрахунку дротових антен [18, 19] (рис. 6.7).

Елементи структури (вібратори) збуджуються фідером починаючи з першого найкоротшого вібратора. Живлення можна підводити безпосередньо симетричним фідером, або коаксіальним кабелем.

Для аналізу і проектування логоперіодичної антени в друкованому виконанні необхідно знати параметри смужкового двопровідного розподільного фідера (рис. 6.8).

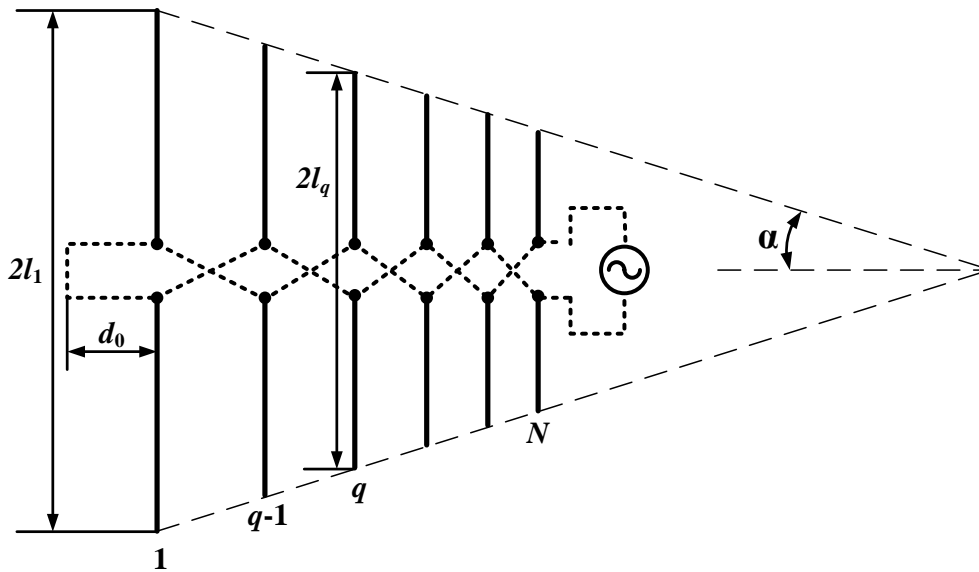


Рис. 6.7. Конструкція класичної дротової ЛПА

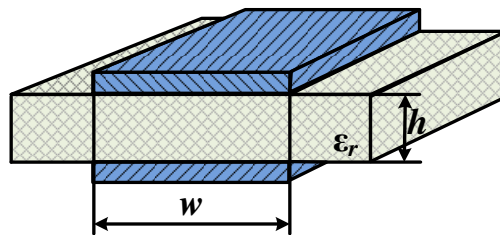


Рис. 6.8. Двopовідний смужковий фідер

В технічній літературі зазвичай досліджують несиметричну мікросмужкову лінію, розрахунок параметрів якої добре освітлено в літературі [20]. Симетричний смужковий двопровідний фідер можна представити як дві мікросмужкові лінії зі спільним екраном [21]. Для розрахунку ми можемо використати вирази для мікросмужкової лінії, в яких необхідно збільшити в два рази хвильовий опір та зменшити в два рази ширину підкладки. В результаті, з виразів для опору мікросмужкової лінії отримуємо спрощену формулу ширини смужкового двопровідного фідера:

$$w = \left( \frac{200\pi}{W_l \sqrt{\epsilon_r}} - 1 \right) \left( \frac{h}{2} - \Delta \right). \quad (6.1)$$

де  $W_d$  – хвильовий опір симетричного мікросмушкового розподільного фідера;  $h$  – ширина діелектрику підкладки;  $\Delta$  – товщина металу смужки фідера,  $\epsilon_r$  - відносна діелектрична проникність матеріалу підкладки.

Для оптимізації розмірів живлячого фідера використовують наступну нерівність за умови, що  $W_\phi = 50 \text{ Ом}$

$$1.21 \leq \frac{W_d}{W_\phi} \leq 1.43, \quad (6.2)$$

де  $W_\phi$  – хвильовий опір збуджуючого коаксіального фідера.

З формули (6.2) отримуємо межі зміни  $W_d$ :  $60,5 \text{ Ом} \leq W_d \leq 71,5 \text{ Ом}$ .

Визначаємо довжини плеча найбільшого і найменшого вібраторів антени (рис. 6.11) такими співвідношеннями

$$\left. \begin{aligned} l_1 &= 0,275\lambda_{\max} \\ l_N &= 0,15\lambda_{\min} \end{aligned} \right\}$$

де  $l_1$  – плече 1-го найдовшого вібратора;  $l_N$  – плече N-го найкоротшого вібратора.

Для врахування впливу діелектричної підкладки необхідно поділити отримані розміри на корінь з ефективної діелектричної проникності підкладки, яку знайдемо за спрощеною формулою:

$$\epsilon_{eff} \approx (\epsilon_r + 1)/2.$$

Сталу  $\tau$ , що характеризує період антени, вибираємо з таких міркувань: чим більше значення  $\tau$ , тим більша кількість елементів у антені і збільшується довжина антени; при невеликих значеннях  $\tau$  активна область антени звужується до одного вібратора, що призводить до виникнення відбитих хвиль у фідері. Тому значення  $\tau$  вибирають у межах від 0,82 до 0,96.

Значення параметра  $\sigma$  знаходимо з виразу

$$\sigma = 0,25(1 - \tau)\cot\alpha.$$

На практиці для дротових антен зазвичай приймають  $\alpha = 15\dots 20$  град., що дозволяє отримати достатньо високий коефіцієнт підсилення при відносно



невеликих габаритах і масі. Для мікросмужкового виконання рекомендуємо вибирати  $\alpha \approx 10$  град.

Кількість вібраторів в антені визначаємо з формули

$$N = 1 + \frac{\ln(\lambda_{\max} / 0,6\lambda_{\min})}{\ln(1/\tau)}.$$

Довжини плеч вібратора розраховуємо із співвідношення

$$l_q = l_1 \tau^{q-1}, \text{ де } q \in \overline{1, N}.$$

Знаходимо відстань від вершини антени до  $q$ -го вібратора

$$\rho_q = 4\sigma l_q / (1 - \tau). \quad (6.3)$$

Для спрощення моделювання за допомогою формули (6.3) знаходимо відстань між плечима антени за допомогою простого співвідношення

$$d_{q-p} = |\rho_q - \rho_p|.$$

Діаметр поперечного перерізу вібраторів вибираємо з конструктивних міркувань. Відношення  $l/a$  рекомендують вибирати в межах 30-150 (для дровових ЛПА). Для мікросмужкових антен рекомендовано збільшувати розмір ширини вібратора в два рази. Використуємо спрощену формулу:

$$a_N = l_N / 15.$$

Вибираємо довжину короткозамкненого відрізка позаду самого довгого вібратора, який поліпшує узгодження антени з фідером і забезпечує симетрування. Його довжину вибираємо за допомогою формули

$$d_0 = \lambda_{\max} / 8\sqrt{\epsilon_{eff}}.$$

На рис. 6.9 представлено креслення конструкції мікросмужкової ЛПА.

На практиці для скорочення розмірів антени необхідно:

- перші два найдовших вібратори можна виконати у Г- або Т-подібній формі, що дозволяє оптимізувати розподіл струмів вздовж вібраторів;
- довжину першого та другого вібраторів можна вкоротити, оскільки живлення антени здійснюється з боку коротких вібраторів і вібратори активної

зони (резонансний і більш довгі) живляться струмами, які за амплітудами можуть бути меншими, чим струми короткого вібратора активної зони;

- короткозамкненим відрізком можна знехтувати, що майже не вплине на роботу ЛПА у друкованому виконанні.

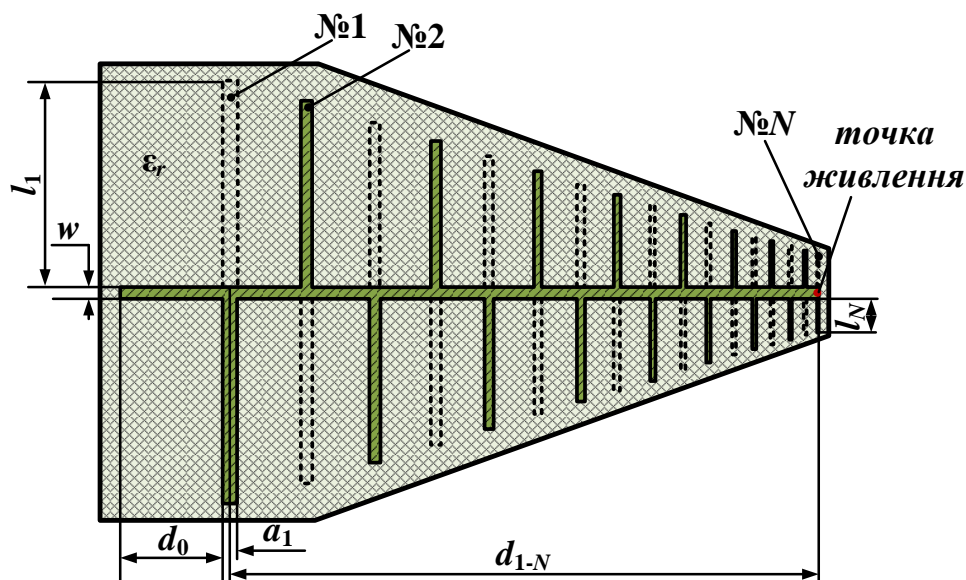


Рис. 6.9. Креслення друкованої ЛПА

Перед початком моделювання друкованої ЛПА за допомогою запропонованого алгоритму рекомендується брати більшу смугу частот, ніж необхідно для реальної задачі (особливо збільшення в сторону нижчих частот).

Моделювання і подальше експериментальне дослідження ЛПА для діапазону частот 2-6 ГГц [22] було виконане з використанням трьох матеріалів підкладки, параметри яких приведені в табл. 6.1. Після виконання всіх попередніх кроків алгоритму, отримуємо конструкцію трьох друкованих ЛПА, основні розміри яких представлені в табл. 6.2.

Таблиця 6.1

#### Матеріали підкладок для друкованих ЛПА

Параметр	Підкладка		
	ФАФ4-Д	FR-4	RO4003C
Діелектрична постійна $\epsilon_r$	2.5	4.4	3.55
Товщина $h$ , мм	2	1.6	0.813
Тангенс кута діелектричних втрат $\tan\delta$	0.0007	0.017	0.0021

Основні розміри досліджуваних ЛПА

Розмір	Підкладка		
	ФАФ4-Д	FR-4	RO4003C
$w$ , мм	4.5	2.4	1.6
$l_1$ , мм	35	30	33
$l_N$ , мм	5.5	4.7	5
$\tau$	0.89	0.89	0.89
$\sigma$	0.174	0.156	0.129
$N$	17	17	17
$d_{1-14}$ , мм	200	146	132

Для всіх екземплярів антен при моделюванні було отримано коефіцієнт стоячої хвилі за напругою (VSWR) не більше ніж 1.7, коефіцієнт відбиття менше -12дБ, реальну частину вхідного опору в межах 50 Ом. Коефіцієнт підсилення знаходиться в межах від 3 до 7 дБі і має стабільний коливальних характер, що є типовим для антен даного типу. Такі ж коливання були відмічені у графіках КСВ, опору, зворотних втрат, коефіцієнту відбиття (в межах норми).

На рис. 6.10 зображено фото трьох експериментальних зразків друкованих ЛПА.

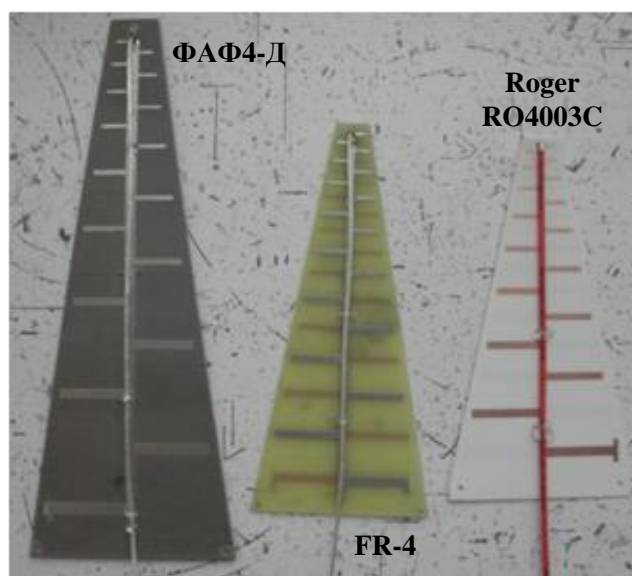


Рис. 6.10. Експериментальні зразки друкованих ЛПА

Після вимірювань у спеціалізованій ехокамері були отримані наступні графіки залежностей характеристик ЛПА: залежність коефіцієнта підсилення (рис. 6.11) та вхідного опору (рис. 6.12) від частоти роботи.

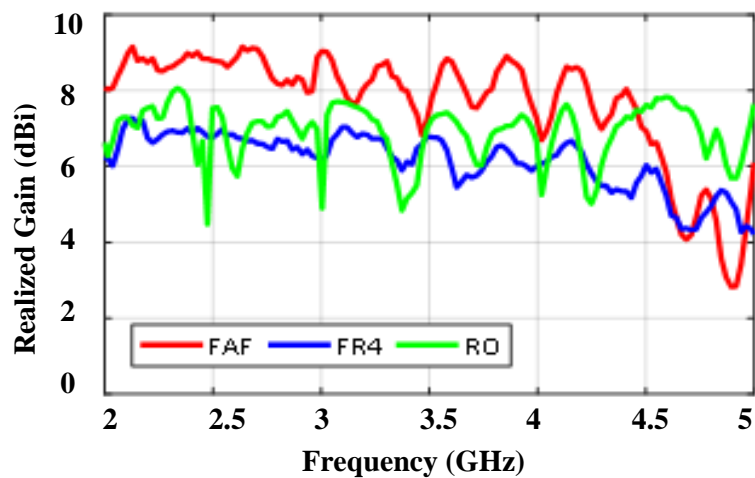


Рис. 6.11. Залежність коефіцієнту підсилення друкованих ЛПА від частоти роботи для різних типів підкладок

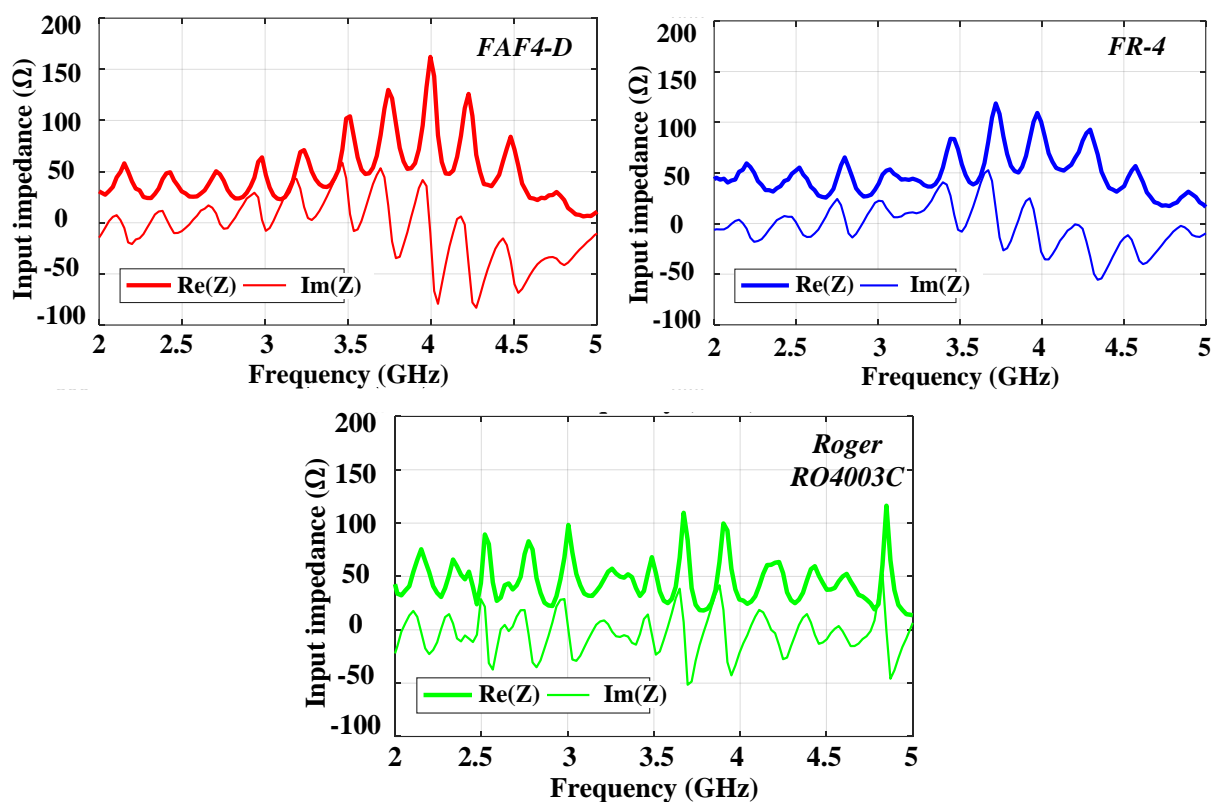


Рис. 6.12. Залежність вхідного опору ЛПА від частоти роботи для різних типів підкладок

На рис. 6.13 представлені діаграми спрямованості експериментальних зразків ЛПА в залежності від частоти роботи для різних типів підкладок.

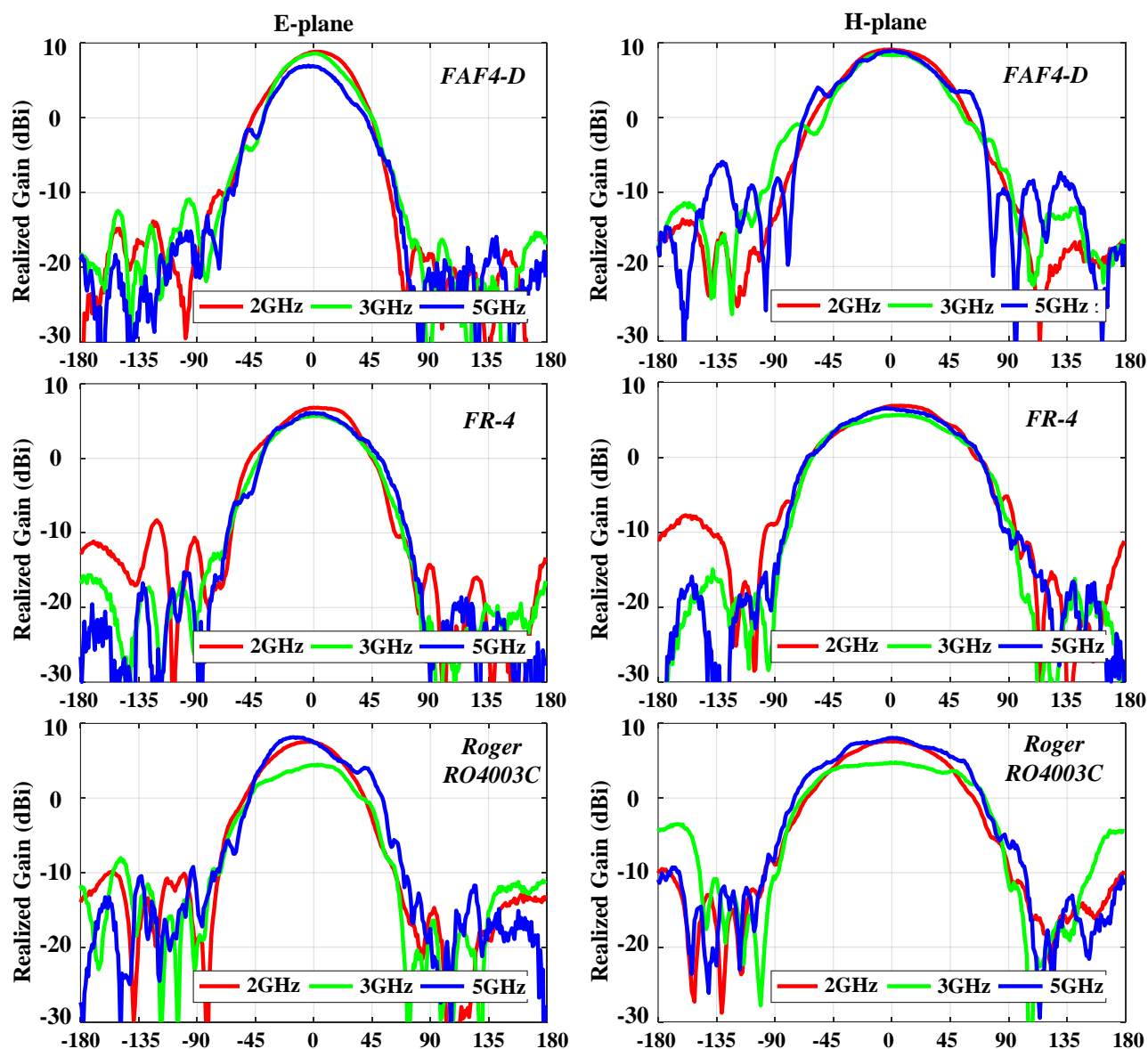


Рис. 6.13. ДС експериментальних зразків ЛПА в залежності від частоти роботи

Експериментальні зразки показали достатньо хороші характеристики. Середнє значення коефіцієнта підсилення трималось на рівні 6 дБі, дійсна складова вхідного опору – на рівні 50 Ом. Але стабільні показники на всьому заданому частотному діапазоні мав тільки зразок, виконаний на матеріалі Roger RO4003C. Інші зразки (FAF4-D і FR-4) показали погіршення основних характеристик на більш високих частотах робочого діапазону (після 3,5 ГГц).

Тому для виконання мікросмужкових ЛПА з високим коефіцієнтом перекриття діапазону рекомендується використовувати спеціальні супервисокочастотні підкладки. Але для зниження вартості і при необхідності проектування ЛПА для більш низьких частот або з більш низьким коефіцієнтом перекриття, доцільно використовувати і інші більш дешеві діелектричні підкладки.

### **6.3. Квадрифілярна спіральна антена**

Квадрифілярні спіральні антени (КСА) розглядаються в наукових статтях досить часто і детально. Популярними напрямками є моделювання та дослідження параметрів як дровових [23], так і мікросмужкових [24-26] КСА з різноманітною конфігурацією спіралей [27, 28], які дають покращення окремих характеристик такого типу антен. Існують розробки КСА для декількох частотних діапазонів [29, 30]. В залежності від призначення, технології виготовлення та умов застосування використовують різноманітні схеми живлення елементів КСА.

В основі побудови КСА лежить теорія спіральних антен [10]. При збудженні антени в спіралі виникають хвилі різних типів. Від цього залежить характер випромінювання спіральної антени: ненапрявлений, осьовий, конічний. Найбільше значення має режим осьового випромінювання, який існує за умови  $0.25\lambda \leq 2a \leq 0.45\lambda$ , де  $\lambda$  – довжина робочої хвилі;  $a$  – радіус витка.

Для побудови алгоритму моделювання було вибрано дослідження КСА дровової конструкції (рис. 6.14). Розроблений алгоритм [31] може бути використаний і для КСА, виконаних за допомогою друкованих технологій, але з деяким змінами.

Розробку КСА почнемо з розрахунку розмірів спіральних плечей антени. Після математичного моделювання і подальших експериментальних досліджень дровових квадрифілярних антен (для різних частотних діапазонів) були виведені співвідношення між робочою довжиною хвилі і розмірами висоти і діаметру антени (рис. 6.15). Відносні розміри діаметру і висоти малої та великої петлі антени наведено в табл. 6.3.

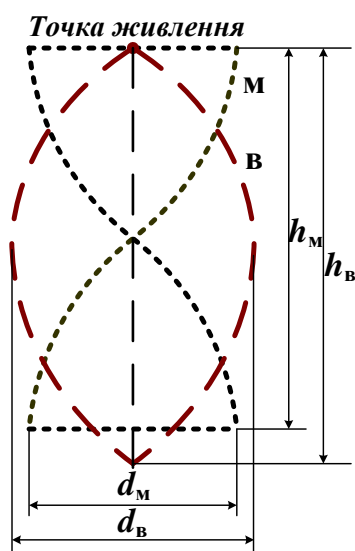


Рис. 6.14. Схематичне зображення конструкції дротової КСА (м – мала петля; в – велика петля)

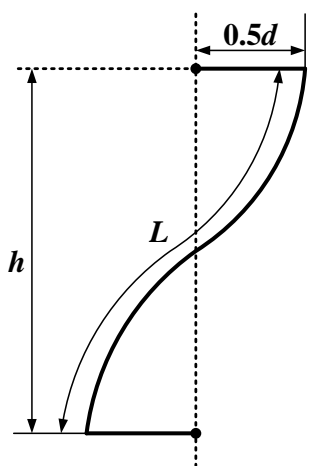


Рис. 6.15. Геометрія одного спірального плеча КСА

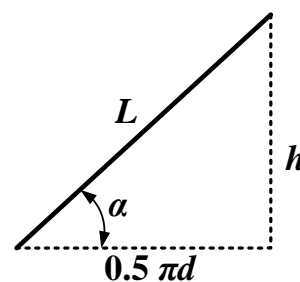


Рис. 6.16. Геометрія розгортки витка спіралі

Таблиця 6.3

Відносні розміри діаметру і висоти малої та великої петлі дротової КСА

Розмір	Велика петля (в)	Мала петля (м)
Діаметр $d$	$\sim 0,148 \lambda$	$\sim 0,135 \lambda$
Висота $h$	$\sim 0,338 \lambda$	$\sim 0,313 \lambda$

Довжину дуги пів-спіралі розраховують, виходячи з геометрії розгортки витка (рис. 6.16), за наступними формулами [10]

$$\alpha = \operatorname{arctg}\left(\frac{h}{0,5\pi d}\right), \quad (6.4)$$

де  $\alpha$  – кут піднесення спіралі;  $h$  – висота петлі спіралі;  $d$  – діаметр спіралі;

$$L = \frac{h}{\sin \alpha}, \quad (6.5)$$

де  $L$  – довжина витка спіралі

Наступним кроком буде вибір типу живлення антенних елементів. В ідеальному випадку для створення випромінювання колової поляризації струми живлення кожного спірального елемента повинні мати однакові амплітуди і бути зсунуті за фазою на 90 градусів один відносно іншого.

В розглянутій вище літературі представлено декілька типів реалізації живлення КСА. Для мікросмушкових КСА використовується досить складний тип живлення, який включає в себе складну конфігурацію мікросмушкових ліній, на яких побудовані лінії затримки. Кожен розробник дає свій варіант реалізації цього типу живлення. Розглянемо цей тип антени трохи пізніше.

У випадку дротових КСА використовуються відносно прості типи живлення елементів КСА, у порівнянні з мікросмушковим. Перший з них (рис. 6.17, *a*) передбачає використання двох джерел живлення зі зсувом фаз на 90 градусів, або додавання в схему живлення фазообертачів. Другий з них є більш простим і практичним. Його реалізація схематично представлена на рис. 6.17, *б*.

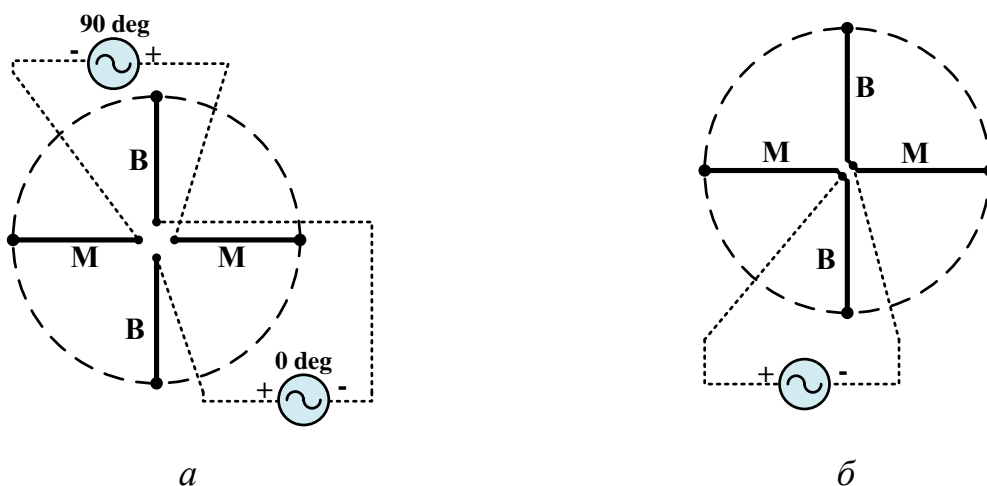


Рис. 6.17. Схематичне зображення двох типів живлення дротової квадрифільної антени (в – велика петля; м – мала петля)

КСА може житись за допомогою різних ліній передачі: мікросмушковою та коаксіальною. Розглянемо ці способи більш детально:



1. Живлення КСА мікросмужковою лінією. У цьому випадку використовується двопровідна мікросмужкова лінія [20], ширина якої розраховується за формулою (6.1) і (6.2). Використовуючи (6.2), зміну опору лінії вибираємо в межах  $60.5 \text{ Ом} \leq W_n \leq 71.5 \text{ Ом}$ .

2. Живлення КСА коаксіальним кабелем. У цьому випадку побудова КСА спрощується, так як в нашому розпорядженні є стандартні кабелі на визначений опір (50 Ом). Але є один недолік. Коаксіальний кабель є несиметричною лінією передачі. Тому спіральні плечі антени можуть житися нерівномірними амплітудами на відміну від симетричної двопровідної мікросмужкової лінії.

Схематичне зображення точок підключення елементів антени до лінії живлення представлено на рис. 6.18.

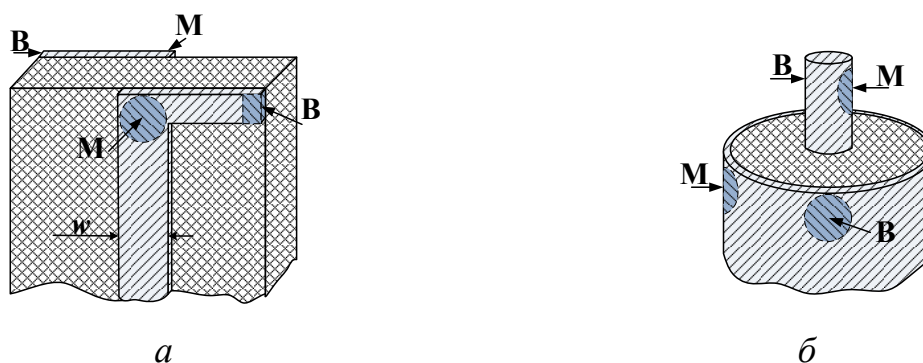


Рис. 6.18. Схематичне зображення точок підключення елементів антени до лінії живлення: *а* – мікросмужковою симетричною лінією; *б* – коаксіальним кабелем

Для моделювання була вибрана робоча частота  $1268,52 \pm 12 \text{ МГц}$  (діапазон ВD3 китайської системи супутникової навігації Beidou). Використовуючи дані табл. 6.4 та формули (6.4) і (6.5), розрахуємо розміри КСА (табл. 6.4) [31].

Таблиця 6.4

Розраховані розміри елементів КСА для частоти 1268,52 МГц

Розмір	Велика петля	Мала петля
Діаметр $d$ , мм	35	32
Висота $h$ , мм	80	74
Довжина дуги $L$ , мм	97	90

При живленні антени за допомогою мікросмушкової двопровідної лінії вибираємо в якості підкладки склотекстоліт FR-4, який досить широко розповсюджений і має помірну цінову категорію. Основні параметри матеріалу: товщина  $t = 0.0015$  м; відносна діелектрична проникність  $\epsilon_r = 4.4$ ; тангенс кута діелектричних втрат  $\text{tg}\delta = 0.017$ ; товщина мідного шару  $\Delta = 35$  мкм.

Використовуючі формули (6.1) та (6.2) знаходимо ширину мікросмушкового фідера:  $w = 2.4$  мм.

В результаті моделювання дротової КСА, яка живиться двопровідною мікросмушковою лінією, були отримані графіки залежності коефіцієнта підсилення (рис. 6.19), вхідного опору (рис. 6.20), коефіцієнта стоячої хвилі за напругою КСХН (рис. 6.21) від частоти. На рис. 6.22 показана ДС КСА на центральній частоті 1268,52 МГц.

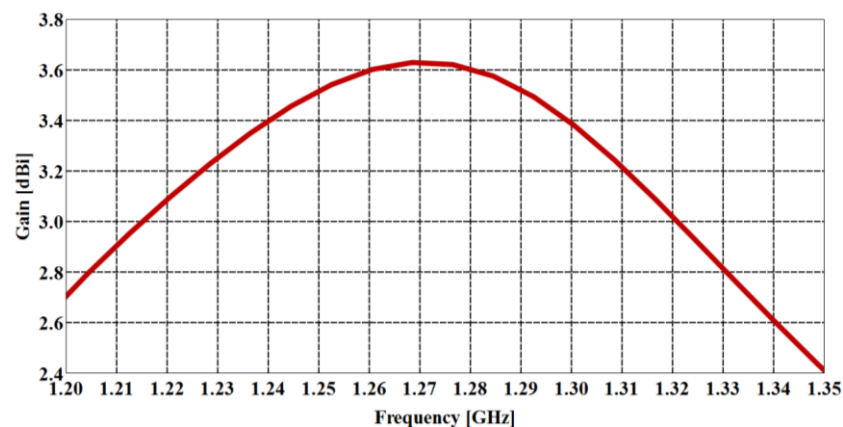


Рис. 6.19. Залежність коефіцієнту підсилення КСА від частоти в напрямку максимального випромінювання

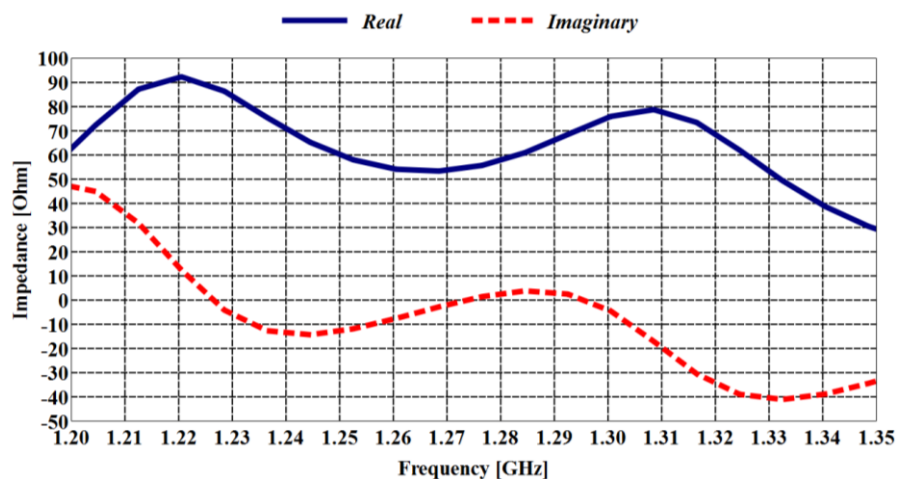


Рис. 6.20. Залежність вхідного опору КСА від частоти

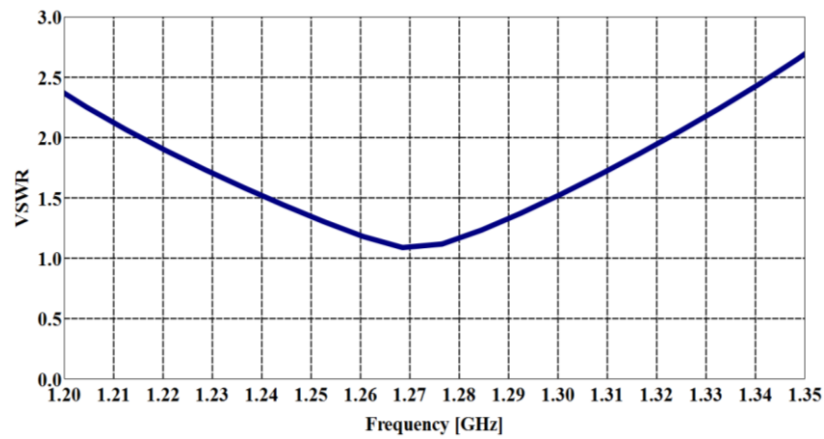


Рис. 6.21. Залежність КСХН КСА від частоти

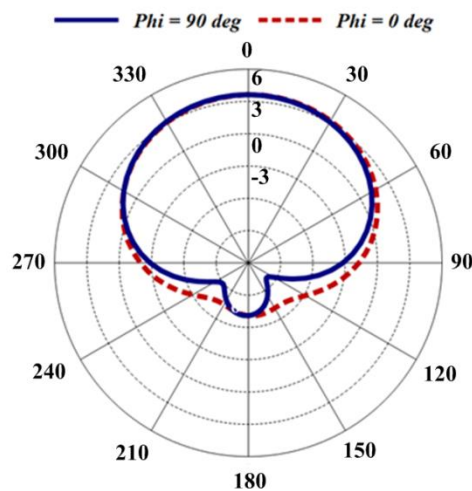


Рис. 6.22. ДС КСА на центральній частоті 1268,52 МГц

Аналогічні результати були отримані при моделюванні КСА з коаксіальною лінією живлення. Однак під час моделювання антени з коаксіальною лінією живлення плечі антени були меншими приблизно на 2%. Це пов'язано з впливом матеріалу підкладки на робочу довжину хвилі у випадку живлення мікросмушковою лінією.

Було виготовлено і досліджено два зразки КСА для одного частотного діапазону, але з різними типами живлення – за допомогою двопровідної мікросмушкової лінії та за допомогою коаксіального кабелю (рис. 6.23). За допомогою антенного аналізатора RigExpert AA-1400 були досліджені параметри узгодження конструкції КСА з двом типам живлення. На рис. 6.24 і 6.25 представлені графіки залежності КСХН та вхідного опору антени від робочої частоти.

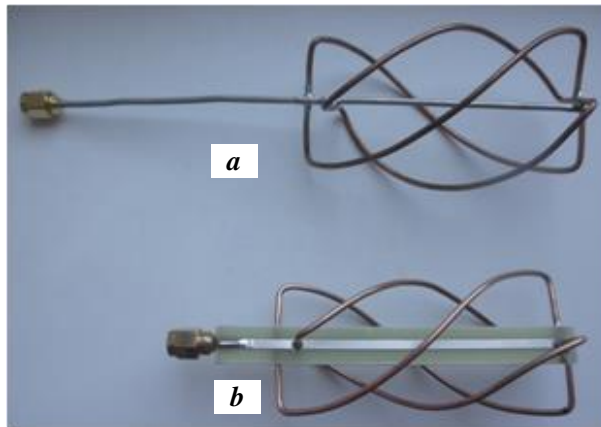
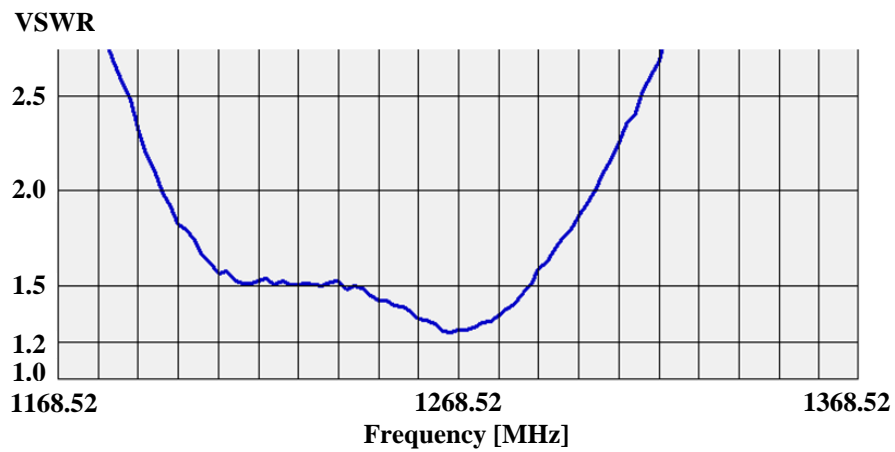
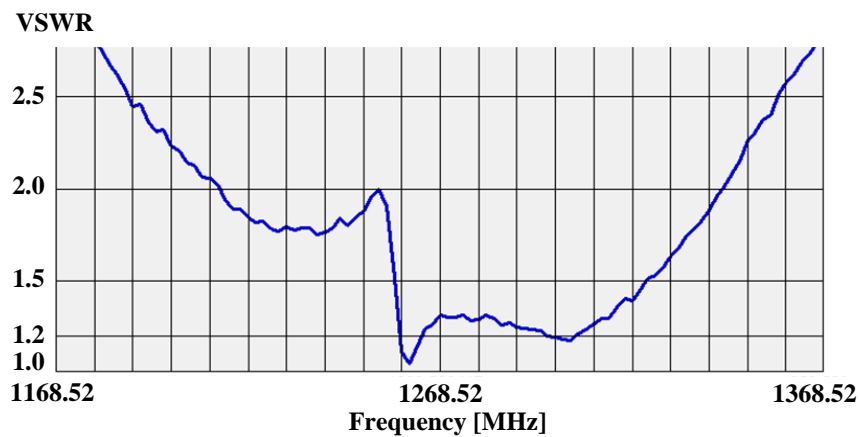


Рис. 6.23. Експериментальні зразки двох дротових КСА: *a* – із живленням коаксіальним кабелем; *б* – із живленням симетричною двопровідною мікросмужковою лінією



*a*

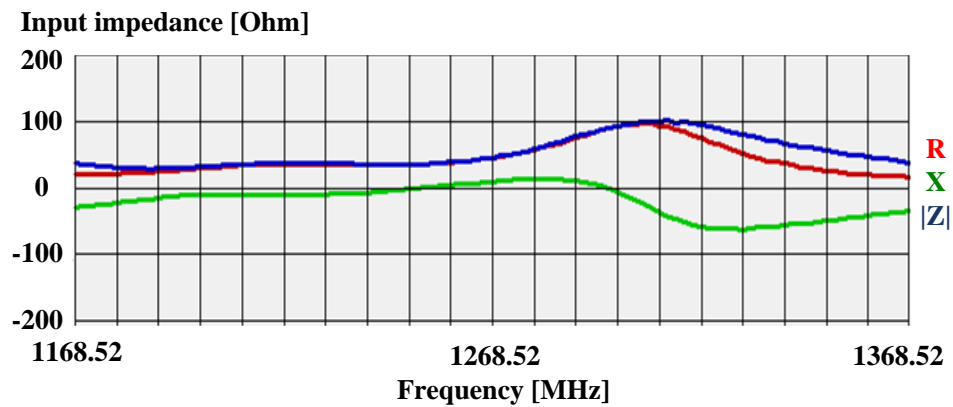


*б*

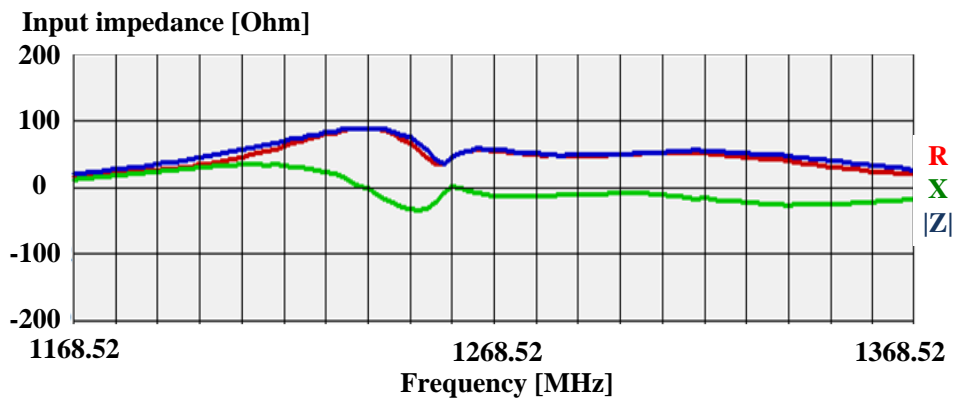
Рис. 6.24. Експериментальні залежності КСХН КСА від частоти:

*a* – живлення коаксіальним кабелем;

*б* – живлення симетричною двопровідною мікросмужковою лінією



*a*



*б*

Рис. 6.25. Експериментальні залежності вхідного опору КСА від частоти: *a* – живлення коаксіальним кабелем; *б* – живлення симетричною двопровідною мікросмужковою лінією

Результати моделювання показали хороші робочі характеристики антени. Коефіцієнт підсилення в робочій смузі частот  $1268,52 \pm 12$  МГц досить стабільний і в середньому дорівнює 3,5 дБі.

При моделювання КСА отримала добре узгодження зі стандартним джерелом 50 Ом. КСХН в діапазоні робочих частот менше 1,5. Дійсна складова вхідного опору антени дорівнює 50 Ом, уявна частина близька до нуля. Експериментальні моделі підтвердили результати моделювання.

Слід зазначити, що конструкцію дротової КСА необхідно виготовляти з великою точністю відповідно розрахованим розмірам, тому що навіть невелика похибка погіршує параметри узгодження або змінює діапазон робочої частоти.

Один з методів управління шириною ДС мікросмужкової КСА – це зміна повороту спіралі. Ширина ДС тим ширша, чим менше число витків спіралі [32].

Для дослідження було обрано друковану КСА з половиною обороту спіральних плечей. Геометрія цієї антени показана на рис. 6.26.

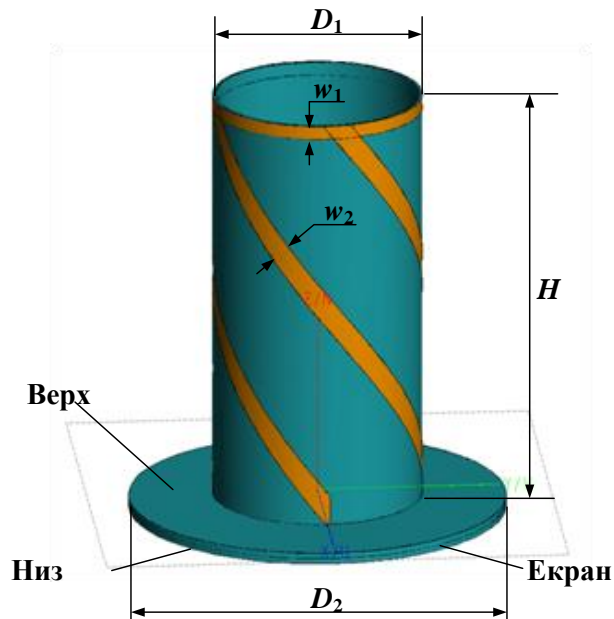


Рис. 6.26. Геометрія мікросмушкової КСА

Для мікросмушкової КСА співвідношення для розмірів плечей з табл. 6.2 потребують значного коригування. Після математичного моделювання та експериментальних досліджень мікросмушкового типу КСА (для різних діапазонів частот) були отримані співвідношення між робочою довжиною хвилі та розмірами висоти та діаметра антени:  $D_1 \approx 0,25\lambda$ ,  $H \approx 0,37\lambda$ , де  $\lambda$  – довжина хвилі з урахуванням впливу діелектричної підкладки,  $\lambda$  – довжина хвилі у вільному просторі.

Діелектричний матеріал, який використовувався для моделювання спіральних елементів антени, мав незначну товщину (0,00015 м). При використанні діелектричного матеріалу більшої товщини вираз для висоти антени коригується. Приклади зміни висоти КСА в залежності від товщини та діелектричної постійної підкладки випромінюючої частини антени наведені в табл. 6.5. Конфігурація схеми живлення мікросмушкової КСА зображена на рис. 6.27.

Залежність висоти КСА від товщини та діелектричної постійної підкладки

Відносна діелектрична проникність $\epsilon_r$	Товщина підкладки $t$ , м	Відношення для висоти антени
4.4	0.0001	$H = 0.37\lambda$
4.4	0.0005	$H = 0.31\lambda$
10	0.0005	$H = 0.21\lambda$

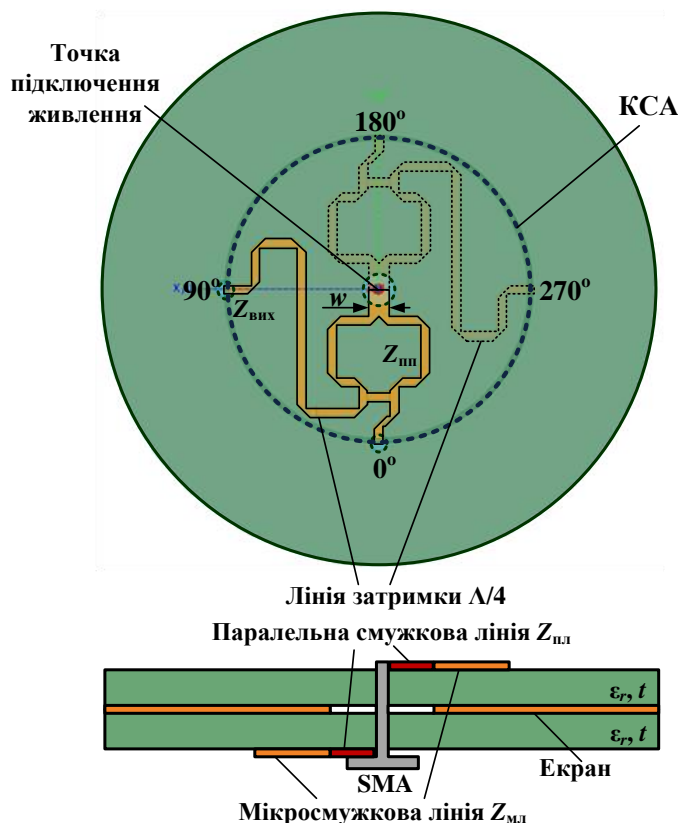


Рис. 6.27. Схема живлення мікросмужкової КСА

Характеристичний опір паралельної смужкової лінії  $Z_{пл}$  та мікросмужкової лінії  $Z_{мл}$  (рис. 6.27) пов'язані співвідношенням:  $Z_{пл} = 2Z_{мл}$ . Для досягнення ідеального узгодження, характеристичний опір подільника потужності повинен задовольняти формулу  $Z_{пп}^2 = 2Z_{мл}Z_{вих}$ , де  $Z_{пп}$  – характеристичний опір трансформатора імпедансу подільника потужності;  $Z_{вих}$  – характеристичний опір вихідної мікросмужкової лінії. Для визначення характеристичного опору  $Z_{вих}$  необхідно знати вхідний опір портів КСА, який можна визначити за допомогою формули [26,33]

$$Z_{\text{вх}} = Z_0 \frac{1 + \sum_{i=1}^4 \frac{E_i}{E_p} S_{pi}}{1 - \sum_{i=1}^4 \frac{E_i}{E_p} S_{pi}}, \quad p = 1..4, \quad i = 1..4,$$

де  $Z_0$  – імпеданс навантаження (спіралі);  $S_{pi}$  – значення S-параметрів КСА.

Характеристичний опір  $Z_{\text{вих}}$  на центральній частоті  $f_0$  може бути обчислений за формулою  $Z_{\text{вих}} = \text{Re}\{Z_{\text{вх}}(f_0)\}$ .

Ширину паралельної смужкової лінії  $w$ , до якої підключений коаксіальний фідер, розраховуємо за формулами (6.1) та (6.2).

Лінії затримки в схемі живлення слугують для отримання необхідного зсуву фази на  $90^\circ$  між живленням кожного із спіральних плечей антени.

В якості діелектричного матеріалу підкладки для виготовлення спіральних елементів КСА було обрано гнучку підкладку склотекстоліт FR-4. Матеріал має такі параметри: товщина  $t = 0,00015$  м; відносна діелектрична проникність  $\epsilon_r = 4,4$ ; тангенс кута діелектричних втрат  $\text{tg}\delta = 0,017$ ; товщина шару міді  $\Delta = 35$  мкм. Подібний матеріал використовувався і для виготовлення лінії живлення плечей антени, але з жорсткою структурою і товщиною  $t = 0,001$  м.

Для моделювання була обрана робоча частота  $1268,52 \pm 12$  МГц (діапазон ВD3 китайської навігаційної супутникової системи Weidou). Основні розміри досліджуваної антени наведені в табл. 6.6.

Таблиця 6.6

Розраховані розміри елементів друкованої КСА для частоти 1268,52 МГц

Розмір	Значення
Діаметр $D_1$ , мм	37.5
Висота $H$ , мм	88.8
Діаметр екрану $D_2$ , мм	67.5
Ширина спіральних плечей $w_1$ і $w_2$ , мм	2.5
Ширина паралельної смужкової лінії живлення $w$ , мм	2.4



В результаті моделювання друкованої КСА були отримані графіки залежностей коефіцієнту підсилення (рис. 6.28), вхідного опору (рис. 6.29), КСХН (рис. 6.30) від частоти.

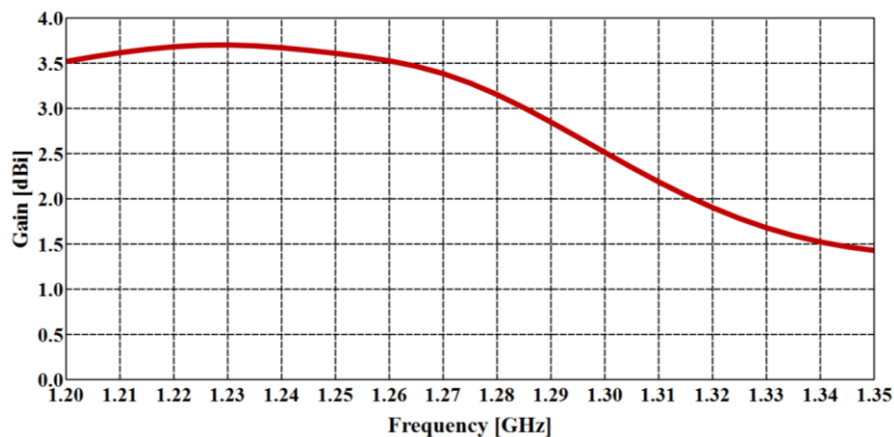


Рис. 6.28. Залежність коефіцієнту підсилення друкованої КСА від частоти в напрямку максимального випромінювання

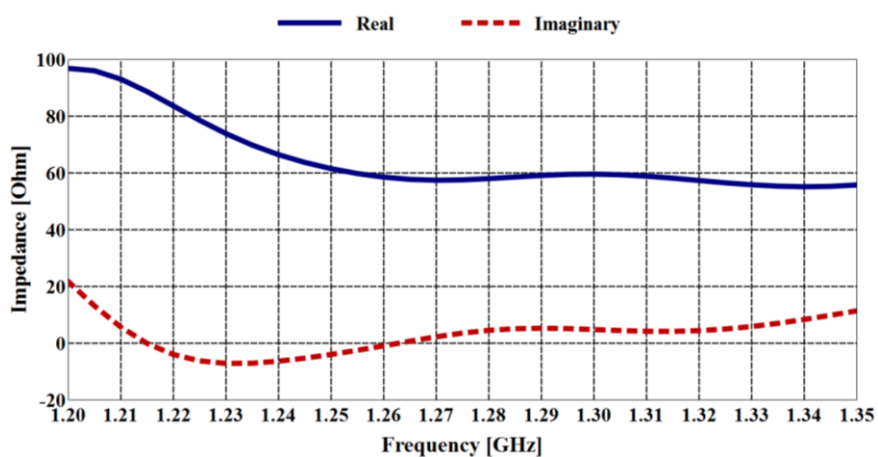


Рис. 6.29. Залежність вхідного опору друкованої КСА від частоти

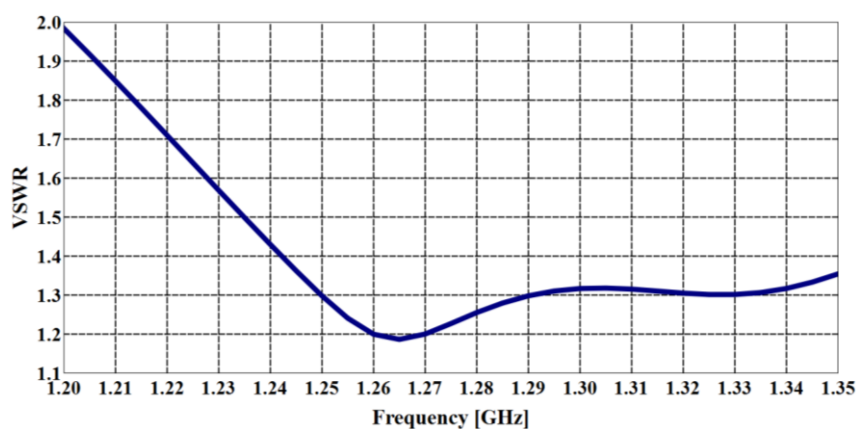


Рис. 6.30. Залежність КСХН друкованої КСА від частоти

Коефіцієнт підсилення в діапазоні робочих частот  $1268,52 \pm 12$  МГц є досить стабільним і становить в середньому 3,5 дБі. Результати моделювання показують повне узгодження входу антени з лінією живлення 50 Ом. КСХН в діапазоні робочих частот менше за 1,3.

Результати моделювання осьового відношення КСА на центральній частоті роботи показано на рис. 6.31. Від  $-75^\circ$  до  $75^\circ$  значення осьового відношення нижче за 3 дБ.

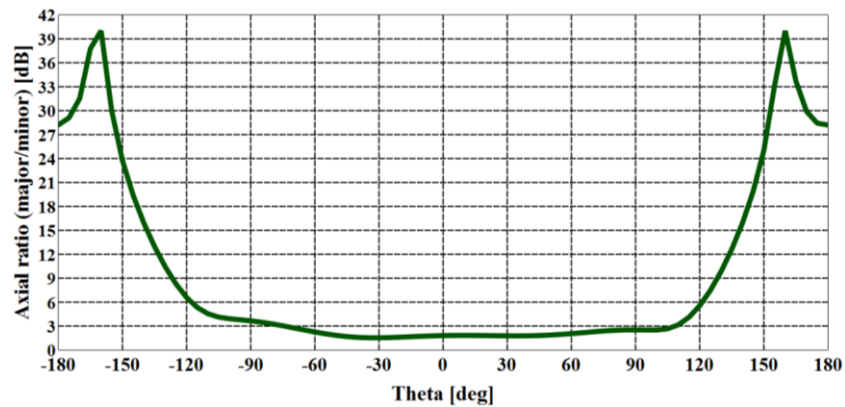


Рис. 6.31. Залежність осьового відношення на центральній частоті 1268,52 МГц

На рис. 6.32 показана ДС друкованої КСА на центральній частоті 1268,52 МГц. Ширина діаграми спрямованості за половинною потужністю становить  $130^\circ$ , а коефіцієнт підсилення – близько 3,5 дБі.

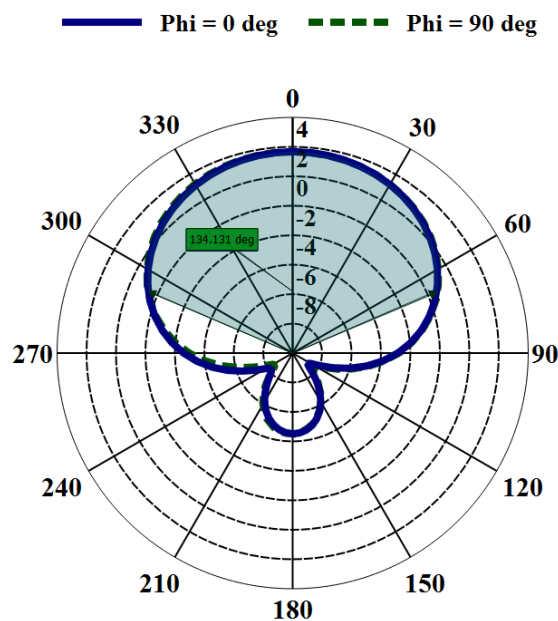


Рис. 6.32. ДС друкованої КСА на центральній частоті 1268,52 МГц

Було виготовлено та досліджено експериментальний зразок друкованої КСА (рис. 6.33) [34].

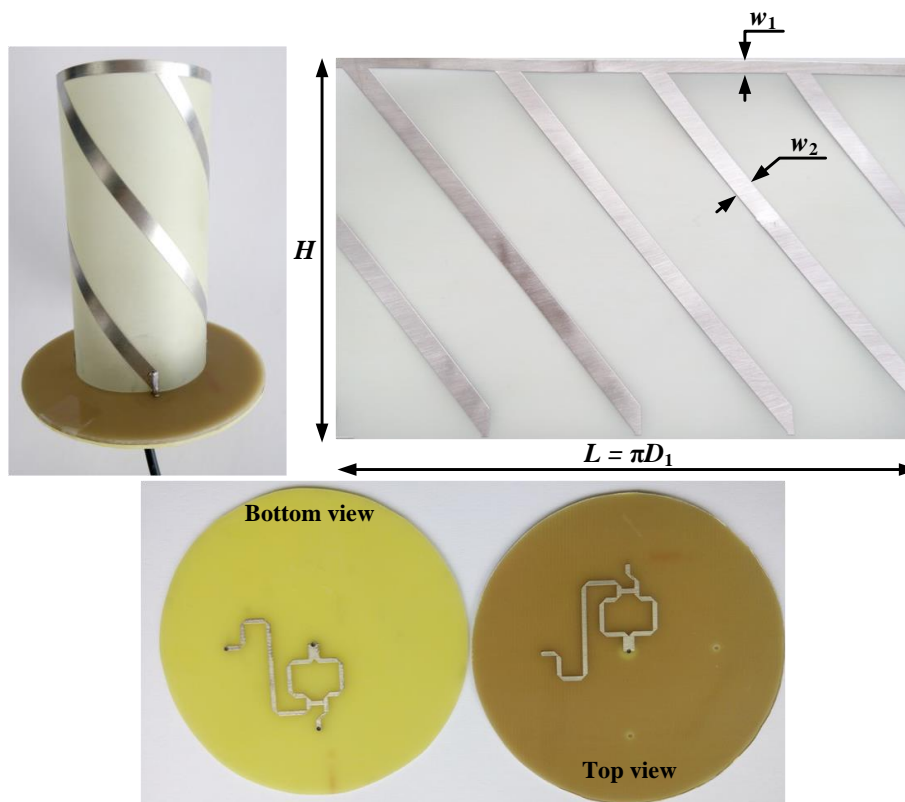


Рис. 6.33. Експериментальний зразок друкованої КСА

За допомогою антенного аналізатора RigExpert AA-1400 були досліджені параметри узгодження друкованої КСА. На рис. 6.34 і 6.35 представлені графіки залежності КМХН та вхідного опору антени від частоти роботи.

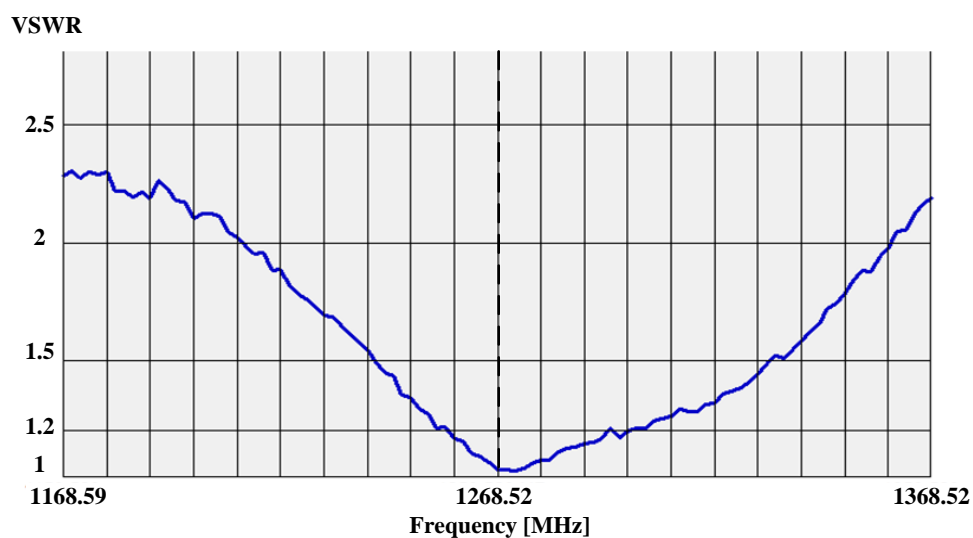


Рис. 6.34. Експериментальні залежності КСХН друкованої КСА від частоти роботи

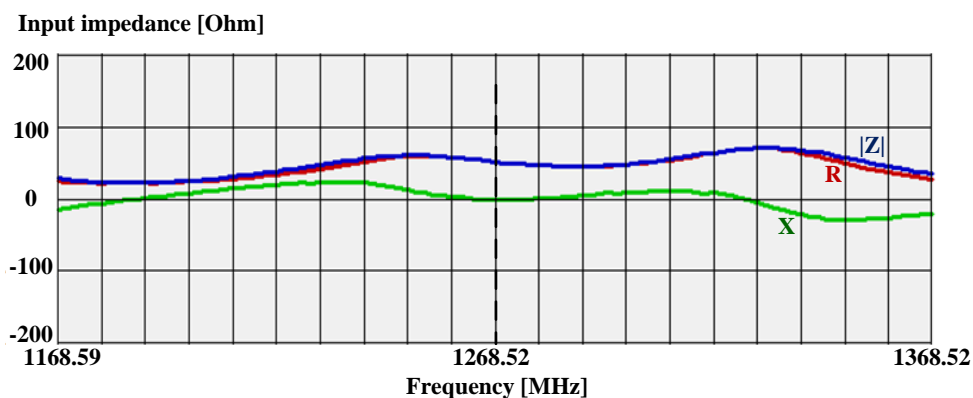


Рис. 6.35. Експериментальні залежності вхідного опору друкованої КСА від частоти роботи

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

#### 6.4. Широкопasmовий кутовий перехід RWG-SIW

Як було показано в попередніх підрозділах, в діапазоні НВЧ доцільним є реалізація елементів антенних решіток вимірювальних засобів у друкованому вигляді. У той же час в структурі антенної системи можуть використовуватись стандартні вимірювальні пристрої НВЧ, наприклад, частотомір, або на виході в подальшому існує необхідність під'єднання до вимірювальної схеми антени стандартного приймача. У складі цих вимірювальних блоків існує велика кількість компонент, реалізованих на стандартних прямокутних хвилеводах з повітряним заповненням (RWG – rectangular waveguide). Сумісність таких систем зі схемами, побудованими на основі друкованих технологій досить серйозна і складна задача, від вирішення якої залежить загальна точність вимірювальної системи.

Сучасні технології проектування і виробництва інтегральних мікросхем відкрили можливість виконання тривимірних елементів на основі друкованих технологій [35]. Інтегрований в підкладку хвилевід (SIW – substrate-integrated waveguide) являє собою хвилеводну структуру, що складається з двох рядів металізованих циліндричних отворів, які виконують роль вузьких стінок

хвилеводу, з'єднаних за допомогою двох металевих пластин в якості широких стінок хвилеводу. Особливістю SIW є те, що він володіє більшістю переваг прямокутних хвилеводів. Додатково, SIW має також переваги планарних структур – малі розміри і вагу, низьку вартість виробництва. Найважливішою перевагою SIW є можливість інтегрування всіх компонентів системи, включаючи антени, разом на одній підкладці. Використовуючи багат шарову структуру, SIW-технологія може бути використана для створення спрямованих відгалужувачі, фільтрів, переходів і т.д.

Виходячи з вищесказаного, є актуальним дослідження і розробка різних типів переходів, виконаних на основі різних технологій, наприклад SIW-RWG, для узгодження окремих частин радіоелектронних пристроїв. Характеристики таких переходів можуть зіграти вирішальну роль в ефективності всієї системи, де будуть використовуватися в якості складових елементів.

Існують два основних типи SIW-RWG переходів: лінійний (осі обох типів хвилеводів збігаються) і кутовий (осі хвилеводів перпендикулярні). До першого типу можна віднести, наприклад, конусоподібний перехід SIW-RWG [36] і перехід за допомогою fin-line [37]. Вони мають широку робочу смугу частот (33% і 46% відповідно), але можуть бути занадто громіздкими для компактних систем. Цей недолік компенсує другий тип переходів. Його можна представити такими переходами, як via-hole-less переходом [38], вертикальним patch-переходом [39], вертикальним slot-переходом [40], подвійним резонансним slot-переходом [41]. Вони мають більш гнучкою структурою, але характеризуються досить вузькою робочою смугою частот (3%, 10%, 5% і 7% відповідно).

У літературі також представлені деякі рішення, які усувають недоліки першого і другого типів. Одне з таких рішень опубліковано в статті [42]. Тут представлений кутовий перехід SIW-RWG, в якому досягається ширина робочої смуги частот до 35% при  $|S_{11}| < -10$  дБ. Це стає можливим завдяки використанню patch-структури для розширення смуги пропускання.

Дослідження розробленої моделі [43] було проведено при використанні наступних матеріалів: стандартний прямокутний хвилевід WR-15 (3.759ммX1.88мм), підкладка Ultralam (товщина 0,1 мм,  $\text{tg}\delta = 0,0025$ ,  $\epsilon_r = 2,9$ , шар міді товщиною 0,018 мм). Для отримання необхідної товщини підкладок шари Ultralam були з'єднані з попередніми витравлювання шарів міді, які не будуть використані для створення конструкції переходу. У якості частотного діапазону було вибрано діапазон частот ISM (Industrial, Scientific and Medical Radio Band) – 57-64 ГГц, який був виділений Регламентом Радіозв'язку для роботи в промисловій, науковій і медичній областях [44].

Геометрія переходу представлена на рис. 6.36.

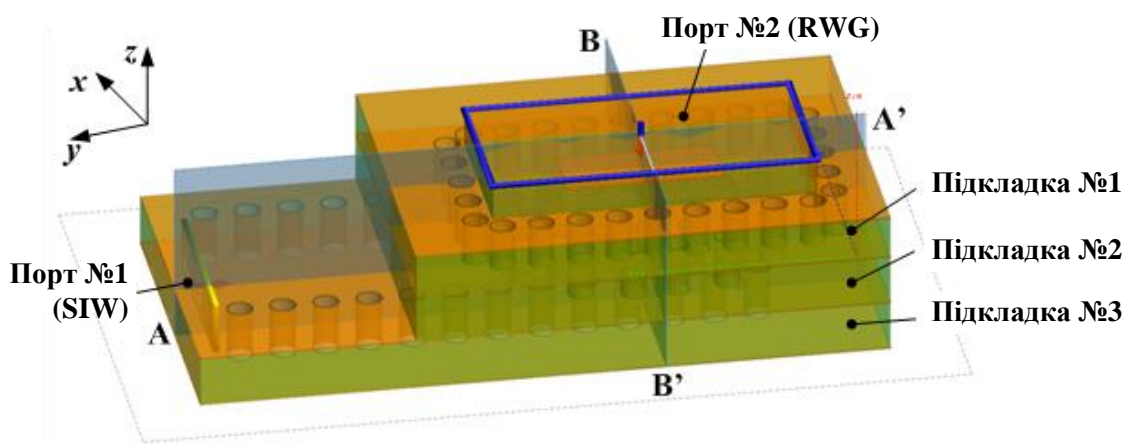


Рис. 6.36. Геометрія переходу SIW-RWG

Шари міді присутні на двох сторонах першої підкладки і на верхніх сторонах другої і третьої підкладок. У верхньому шарі першої підкладки в міді витравлено щілину для з'єднання горизонтального SIW з вертикальним SIW в другій підкладці. У верхньому шарі міді другої підкладки витравлена щілина, яка з'єднує вертикальний SIW з апертурою планарної антени. На верхньому шарі міді третього шару реалізована прямокутна планарна антена для з'єднання переходу зі стандартним прямокутним хвилеводом.

Підкладки №1 і №2 складаються з семи з'єднаних шарів Ultralam, третя підкладка складається з шести шарів. На основі першої підкладки побудований горизонтальний SIW, на основі другої – відрізок вертикального SIW, третя

підкладка – прямокутна планарна структура для розширення робочого діапазону частот переходу. Розміри конструкції кожної підкладки представлені на рис. 6.37.

Розміри SIW в першій підкладці вибираємо, користуючись формулами для визначення частоти зрізу [45]:

$$F_{c(TE_{10})} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left( W - \frac{D^2}{0,95b} \right)^{-1};$$

$$F_{c(TE_{20})} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left( W - \frac{D^2}{1,1b} - \frac{D^3}{3,3b^2} \right)^{-1},$$

де  $D = 0,3$  мм - діаметр циліндричних отворів;  $b = 0,5$  мм – відстань між осями циліндричних отворів;  $W$  – ширина SIW;  $c_0$  – швидкість світла;  $\epsilon_r$  – відносна діелектрична проникність матеріалу підкладки.

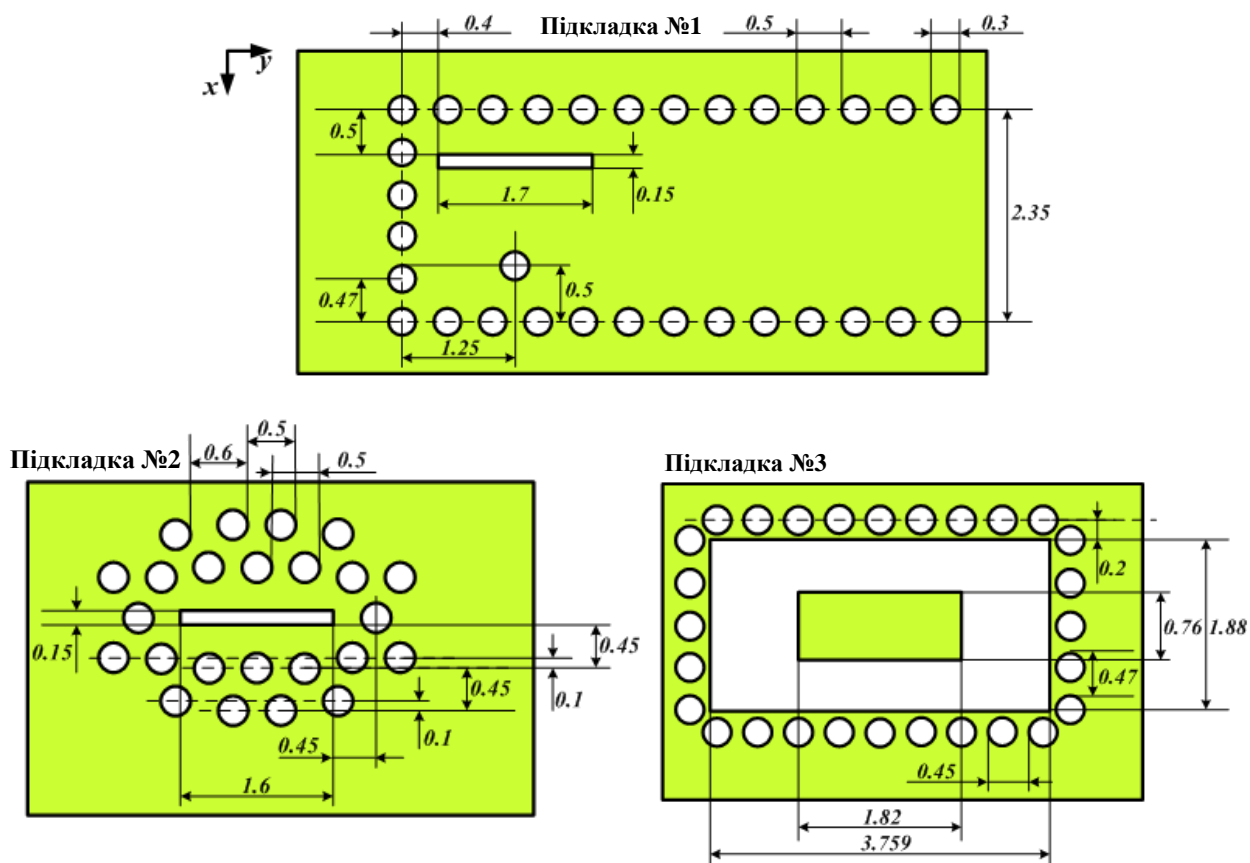


Рис. 6.37. Конфігурація підкладок переходу SIW-RWG.

Принципи вибору місця розташування і розмірів щілин у верхніх мідних шарах першої і другої підкладки аналогічні представленим в [40] і [46].

Відповідно до рекомендацій [47] і [48] були розраховані розміри планарної (patch) антени, яка реалізована на третин підкладці:

$$W_{patch} = \frac{c_0}{2f_0 \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}};$$

$$L_{patch} = (L_{eff} - 2 \cdot \Delta L) / 2 = \left( \frac{c_0}{2 \cdot f_0 \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2 \cdot 0,412 \cdot h \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left( \frac{W_{patch}}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left( \frac{W_{patch}}{h} + 0,8 \right)} \right) / 2;$$

$$\epsilon_{reff} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W_{patch}} \right]^{\frac{1}{2}},$$

де  $W_{patch}$  – ширина patch-структури;  $L_{patch}$  – довжина patch-структури;  $h = 0,6$  мм – товщина третьої підкладки;  $\epsilon_{reff}$  – ефективна діелектрична проникність матеріалу підкладки;  $f_0$  – середня частота робочої смуги частот переходу.

За допомогою програми FEKO було знайдено оптимальне поєднання розмірів і положень щілин, планарної антени і узгоджувального отвору.

На рис. 6.38 показана структура поля всередині досліджуваного переходу в двох розрізах (A-A' і B-B'). Можна побачити практичну відсутність режиму стоять хвиль уздовж всієї довжини переходу, що свідчить про хороше узгодження плечей чотириполюсника.

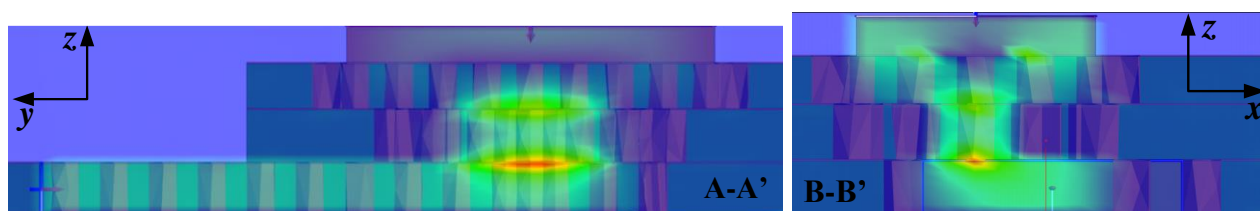


Рис. 6.38. Розподіл електричної складової поля в перетині переходу SIW-RWG

В результаті моделювання переходу SIW-RWG було побудовано графіки залежності S-параметрів від частоти роботи (рис. 6.39).



Як показано на рис. 6.39, одиничний перехід має ширину смуги пропускання 40% від 52 ГГц до 74,5 ГГц при  $|S_{11}| < -10$  дБ для V-діапазону (40-75 ГГц). ISM діапазон 57-64 ГГц має значення зворотних втрат  $|S_{11}| < -20$  дБ. При цьому коефіцієнт передачі переходу не опускається нижче за -0.5 дБ в досліджуваному діапазоні.

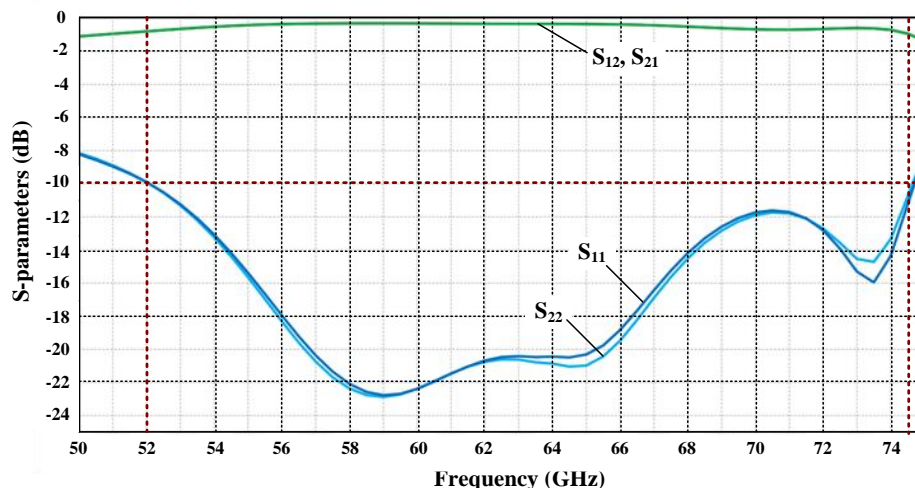


Рис. 6.39. Результат моделювання S-параметрів для одиничного переходу за допомогою програми FEKO

Для більшої достовірності результатів моделювання, дослідження було повторене за допомогою іншого програмного пакету. Ці результати представлені на рис. 6.40.

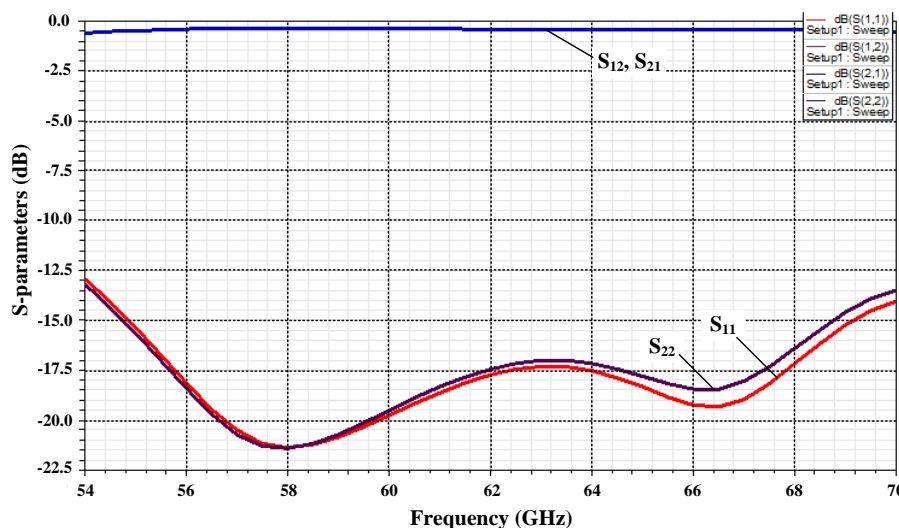


Рис. 6.40. Результат моделювання S-параметрів для одиничного переходу за допомогою програми HFSS

Характер зміни значень аналогічний попередньому моделюванню. Коефіцієнт відбиття погіршується, але не перевищує -17 дБ в діапазоні 57-64 ГГц.

### **Висновки до шостого розділу**

В результаті моделювання і експериментального дослідження можливих конфігурацій випромінюючих елементів антенної решітки можна зробити наступні висновки:

1. Моделювання мікросмужкового кільцевого елемента антенної решітки показало, що при опромінюванні кільцевої антени хвилею колової поляризації напруга виникає тільки на одному з виходів спрямованого відгалуджувача, в залежності від напрямку обертання поляризації. Тобто така структура антенного елемента дає можливість виділити напругу досліджуваної хвилі, яка наводиться в антені хвилею з право- або лівогвинтовою поляризацією. В напрямку перпендикулярному до площини розташування кільцевого елемента осьовий коефіцієнт не перевищує 3 дБ.

2. Запропонований алгоритм обчислення друкованої логоперіодичної антени порівняно простий і може бути використаний для автоматизації конструювання цього типу антен. Усі три експериментальні зразки показали досить хороші характеристики. Середнє значення посилення зберігалось на рівні 6 дБі, а середнє значення реальної частини вхідного опору - 50 Ом. Але лише антена, виготовлена на матеріалі Roger RO4003C в заданому діапазоні частот, мала досить стабільні параметри. Інші зразки (FAF4-D і FR-4) показали погіршення основних характеристик на більш високих частотах робочого діапазону (після 3,5 ГГц). Тому рекомендується використовувати спеціальні НВЧ підкладки для виконання мікросмужкових логоперіодичних антен з високим коефіцієнтом перекриття діапазону. Але, щоб знизити витрати і, якщо необхідно, спроектувати ЛПА для нижчих частот або з меншим коефіцієнтом перекриття, доцільно використовувати підкладки FAF4-D та FR-4.

3. Результати моделювання двох моделей дротової квадрифілярної спіральної антени – з коаксіальною лінією живлення та симетричною

мікросмуговою лінією живлення підтвердили, що ширина діаграми спрямованості КСА у верхній півкулі для правої поляризації є досить широкою і становить в середньому 140 градусів на рівні випромінювання половинної потужності. Коефіцієнт підсилення в робочій смузі частот є досить стабільним і в середньому дорівнює 3,5 дБі. Модельовані та експериментальні зразки КСА показали хороше узгодження зі стандартною лінією живлення 50 Ом. КСХН в діапазоні робочої частоти менше 1,5. Дійсна частина вхідного опору антени дорівнює 50 Ом, уявна частина близька до нуля.

Однак слід зазначити, що дротова КСА повинна виготовляється з відмінною якістю і точно відповідати розрахованим розмірам, тому що навіть невелика похибка сильно погіршує значення параметрів функціонування антени або змінює діапазон робочих частот. Цього недоліку можна позбутись, використовуючи друковану технологію при виготовленні спіральних плечей антени. Продемонстровані результати моделювання та експериментального дослідження друкованої КСА з живленням за допомогою мікросмужкової компактної мережі показали такі ж якісні параметри, як і дротовий тип.

4. Проведене моделювання прямокутного RWG-SIW переходу показало, що перехід має достатньо високі показники: зворотні втрати менші за -17 дБ, а прохідні втрати становлять лише -0,5 дБ. Це доводить, що розроблений елемент може бути використаний для побудови елементів антенної системи і для подальших досліджень в цій області.

## Список використаних джерел у шостому розділі

1. Ільницький Л.Я., Щербина О.А. Оптимізація конструктивних параметрів директорної антени. *Електроніка та системи управління*. 2012. №. 2 (32). С. 153–158.
2. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Свинцицька І.В. Укорочений симетричний вібратор із сповільненою структурою плечей: патент на корисну модель №13483 Україна, опубл. 17.04.2006, Бюл. №4.
3. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Михальчук І.І. Короткий вібратор з навантаженням у вигляді спіралі: патент на корисну модель № 51971 Україна, опубл. 10.08.2010, Бюл. №15.
4. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Михальчук І.І. Моделирование поля излучения спиральной антенны. *Электронное моделирование*. 2010. № 4 (32). С. 61–73.
5. Ільницький Л.Я., Михальчук І.І., Щербина О.А. Дослідження характеристик малогабаритної спіральної антени. *Збірник наукових праць ВІТІ*. 2020. № 1. С. 35–45.
6. Jianxing Li, Bin He, Lumei Li, Anxue Zhang, Jiangang Liu, Qing Huo Liu. Capacitor-loaded circularly polarized annular-ring slotted microstrip patch antenna. *International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE): Proceedings of 11th International Symposium, Guilin (China), 26 January 2017*. P. 13–15.
7. Junyi Huang, Xun Gong. A Wide-Band Dual-Polarized Frequency Reconfigurable Slot-Ring Antenna Element Using a Diagonal Feeding Method for Array Design. *International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting: Proceedings of IEEE International Symposium, Boston (USA), 8-13 July 2018*. P. 477–478.
8. Junyi Huang, Xun Gong. A Tri-Band Dual-Polarized Slot-Ring Antenna for Array Design. *International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting: Proceedings of IEEE International Symposium, Atlanta (USA), 7-12 July 2019*. P. 1151–1152.

9. Mahmoud Shirazi, Junyi Huang, Tianjiao Li, Xun Gong. A Switchable-Frequency Slot-Ring Antenna Element for Designing a Reconfigurable Array. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2018. Vol. 17, No. 2. P. 229–233.
10. Ільницький Л.Я., Савченко О.Я., Сібрук Л.В. Антени та пристрої надвисоких частот: підручник для ВНЗ. Київ: Укртелеком, 2003. 496 с.
11. Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. Москва: Сов. радио, 1974. 536 с.
12. Milligan Thomas A. Modern antenna design. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2005. 632 p.
13. Balanis C.A. Antenna Theory Analysis. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2005. 1073 p.
14. Jinxi Chen, Jesse Ludwig and Sungkyun Lim. Design of a Compact Log-Periodic Dipole Array Using T-Shaped Top Loadings. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2017. Vol. 16. P. 1585-1588.
15. Türker Dolapı, Feza Mutlu and Özgür Ergül. Design, simulation, and fabrication of broadband inkjet-printed log-periodic antennas. *Electromagnetic Compatibility Conference (EMC Turkiye): Proceedings of IVth International Conference, Ankara (Turkey), 24-27 September 2017*. P. 1-6.
16. Lobkova L.M., Tyschuk Y.N., Akimov O.O. and Stukalov M.A. Research of radiation characteristics of antennas with logarithmic periodicity. *Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals: Proceedings of 6th International Conference, Sevastopol (Ukraine), 17-21 September 2012*. P. 177-179.
17. Wen Jinfang, Cao Weiping. A novel printed log-periodic dipole array based on composite right-left handed transmission line. *Perspective Technologies and Methods in MEMS Design (MEMSTECH): Proceedings of VIIth International Conference, Polyana (Ukraine), 11-14 May 2011*. P. 205-208.
18. Ільницький Л.Я., Щербина О.А., Мацюк К.М. Синтез логоперіодичної антени. *Електроніка та системи управління*. 2009. № 4 (22). С.136-140.
19. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Щербина О.А. Пристрої надвисоких частот та антени: навч. посіб. Київ: НАУ, 2013. 188 с.

20. Дробахин О.О., Плаксин С.В., Рябчий В.Д., Салтыков Д.Ю. Техника и полупроводниковая электроника СВЧ: учебное пособие. Севастополь: Вебер, 2013. 322 с.

21. Петров Б.М., Костромитин Г.И., Горемыкин Е.В. Логопериодические вибраторные антенны: учебное пособие для ВУЗов. Москва: Горячая линия-Телеком, 2005. 239 с.

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

23. Mannion T., Duwel A., Akyurtlu A., Smith B. and Grandfield J. Beam steering a quadrifilar helix antenna at S-band using a monopole. *Phased Array Systems and Technology (PAST)*: Proceedings of 2016 IEEE International Symposium, Waltham (USA), 18–21 October 2016. P. 1–6.

24. Kim U., Choi S. and Kim G. Wide beamwidth quadrifilar helix antenna with improved axial ratio. *Antennas and Propagation (ISAP)*: Proceedings of 2016 International Symposium, Okinawa (Japan), 24–28 October 2016. P. 724–725.

25. Ghaffarian M. S., Khajepour S. and Moradi G. A quadrifilar helix antenna using low cost planar feeding circuit. *Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*: Proceedings of 24th Iranian Conference, Shiraz (Iran), 10–12 May 2016, P. 1019–1022.

26. Gonzalez J.-M. F., Padilla P., Valenzuela-Valdes J. F., Padilla J.-L. and Sierra-Perez M.I. An Embedded Lightweight Folded Printed Quadrifilar Helix Antenna: UAV telemetry and remote control systems. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2017. Vol. 59, No. 3. P. 69–76.

27. Takacs A., Idda T., Aubert H. and Diez H. Compact VHF quadrifilar helix antenna. *European Microwave Conference*: Proceedings of 42nd European Conference, Amsterdam (Netherlands), 29 October–1 November 2012. P. 850–853.

28. Zhang Z.-Y., Yang L., Zuo S.-L., Rehman M. Ur, Fu G. and Zhou C. Printed quadrifilar helix antenna with enhanced bandwidth. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. 2017. Vol. 11, No. 5. P. 732–736.
29. Chu Q.-X., Lin W., Lin W.-X. and Pan Z.-K. Assembled dual-band broadband quadrifilar helix antennas with compact power divider networks for CNSS application. *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 2013. Vol. 61, No. 2. P. 516–523.
30. Bai X., Tang J., Liang X., Geng J. and Jin R. Compact design of triple-band circularly polarized quadrifilar helix antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2014. Vol. 13. P. 380–383.
31. Shcherbyna O., Tomai O., Kozhokhina O. Quadrifilar helical antennas with different types of supply lines. *Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO): Proceedings of International Conference, Riga (Latvia), 15-16 November 2018*. P. 167–170.
32. Amin M. and Cahill R. Effect of helix turn angle on the performance of a half wavelength quadrifilar antenna. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* 2006. Vol. 16, No. 6. P. 384–386.
33. Pekonen O. P. M. et al. Measuring the input impedance of a quadrifilar helix antenna. *Microwave Opt. Tech. Lett.* 1998. Vol. 17. P. 102–107.
34. Shcherbyna O., Kozhokhina O. Construction principles of quadrifilar helical antenna. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2020. Vol. 79, No. 16. P. 1441–1453.
35. Zhurbenko V. Passive microwave components and antennas. Vukovar, Croatia: In-Teh, 2010. 556 p.
36. Xia L., Xu R., Yan B., Li J., Guo Y. and Wang J. Broadband transition between air-filled waveguide and substrate integrated waveguide. *Electronics Letters*. 2006. Vol. 42, No. 24. P. 1403–1405.
37. Li J., Wen G. and Xiao F. Broadband transition between rectangular waveguide and substrate integrated waveguide. *Electronics Letters*. 2010. Vol. 46, No. 3. P. 223–224.

38. Seo K., Nakatsu A., Sakakibara K. and Kikuma N. Via-hole-less planar microstrip-to-waveguide transition in millimeter-wave band. *China-Japan Joint Microwave Conference (CJMW)*: Proceedings, Hangzhou (China–Japan), 20-22 April 2011. pp. 1–4.
39. Nikravan M.A., Kwon Do-Hoon. A vertical waveguide-to-suspended stripline transition. *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*: Proceedings, Memphis (USA), 6–11 Jul 2014. P. 1696–1697.
40. Li L., Chen X. P., Khazaka R. and Wu K. A transition from substrate integrated waveguide (SIW) to rectangular waveguide. *Asia Pacific Microwave Conference*: Proceedings, Singapore, 7–10 December 2009. P. 2605–2608.
41. Glogowski R., Zurcher J. and Piexiero C. and Mosig J.R. Double resonant transition from rectangular waveguide to substrate integrated waveguide. *Antennas and Propagation (EuCAP)*: Proceedings of 7th European Conference, Gothenburg (Sweden), 8-12 Apr. 2013. P. 3353–3354.
42. Li Y., Luk K.M. A broadband V-band rectangular waveguide to substrate integrated waveguide transition. *IEEE Microwave Wireless Components Letters*. 2014. Vol. 24, No. 9. P. 590–592.
43. Shcherbyna O.A., Yashchyshyn Y. M. Broadband V-band angular transition. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2016. Vol. 59, № 4. P. 179–183.
44. Radio Regulations. Articles. ITU, 2012, 424 pp. <http://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/1.41.48.en.103.pdf>
45. Cassivi Y., Perregrini L., Arcioni P., Bressan M., Wu K., and Conciauro G. Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide. *IEEE Microwave Wireless Components Letters*. 2002. Vol. 12, No. 9. P. 333–335.
46. Mikulasek T., Lacik J. Microstrip patch antenna fed by substrate integrated waveguide. *Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*: Proceedings of International Conference, Torino (Italian), 12–16 September 2011. P. 1209-1212.
47. Jizuka H., Sakakibara K. and Kikuma N. Millimeter-wave transition from waveguide to two microstrip lines using rectangular patch element. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*. 2007. Vol. 55, No. 5. P. 899-905.
48. Balanis C.A. *Antenna Theory*. 2nd edition. Hoboken, New Jersey: John & Sons, 2004, 1047p.



## ВИСНОВКИ

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

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

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

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

4. Обґрунтовано доцільність застосування у малоелементних антенних системах радіомоніторингу механічного керування положенням антенного блоку в просторі, коли ДС залишається незмінною під час огляду простору в межах від

$0^\circ$  до  $360^\circ$  в азимутальній площині. За наявності екрана і без механічного обертання антенної решітки можливий огляд півпростору у межах кута  $-90^\circ < \varphi < 90^\circ$ , але кутовий сектор хитання променю для охоплення майже всього півпростору залежить від допустимого значення зменшення ЕРС на затискачах антени. Якщо забезпечення впевненого прийому сигналу можливе за умови зменшення ЕРС на рівні  $-5\text{дБ}$  (в 3,16 разів), то ширина ДС не перевищує значення  $45^\circ$ . Тобто, при електричному хитанні променю необхідно зміщувати максимум ДС в секторі від  $-45^\circ$  до  $45^\circ$ . З використанням механічного сканування форма ДС залишається незмінною, і це забезпечує більшу ніж при електричному скануванні точність наведення на джерело випромінювання. За однакової інтенсивності випромінювання двох джерел і кутовому рознесені їх не менше ніж на  $9,4^\circ$  різницева ДС дає можливість визначити їх азимути і виокремити одне випромінювання від іншого.

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

6. Розроблено новий метод розрахунку характеристик точності вимірювання параметрів електромагнітного поля антенною системою радіомоніторингу. Метод базується на представленні структурної схеми антенної системи у вигляді математичної моделі, в якій обмежено кількість змінних інформативних напруг для забезпечення прозорих функціональних зв'язків. З аналізу характеристик точності чотириелементної антенної системи, який було проведено з використанням розробленого методу, випливає, що кутова розрізнявальна здатність залежить як від характеристики спрямованості антенної

решітки, так і від точності встановлення відстаней між фазовими центрами реальних і віртуальних елементів антенної решітки. Робочий діапазон частот антенної решітки обмежується не лише деформацією діаграми спрямованості, але і похибками виконання конструктивних елементів антени.

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

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

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

## ДОДАТОК А

### ПОХИБКИ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПРОЦЕСІВ ПРИ ВИКОРИСТАННІ МЕТОДУ СТАНДАРТНОГО ПОЛЯ

Для створення стандартного поля використовують антени, характеристики і параметри яких обчислюються з великою точністю, що дає змогу процес визначення напруженості стандартного поля звести до вимірювання струму або потужності живлення вимірювача з подальшим розрахунком величини  $E$ .

Найчастіше, як джерела стандартного поля використовують в діапазонах метрових і дециметрових хвиль симетричний вібратор. Розглянемо похибки у визначенні напруженості стандартного поля при використанні симетричного вібратора.

Напруженість поля випромінювання симетричного вібратора у дальній зоні обчислюється за формулою

$$\dot{E} = i \frac{60I_{\Pi}}{r} \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta} e^{-ikr}. \quad (A1)$$

Недоліком цієї формули є нечіткість вимірювання струму у пучності  $I_{\Pi}$ . Решту параметрів (відстань  $r$ , довжина плеча  $l$ , довжина хвилі  $\lambda$ , кут між віссю вібратора і напрямом у точку спостереження  $\theta$ ) можна виміряти з досить високою точністю. Тому необхідно виразити струм у пучності  $I_{\Pi}$  через струм на затискачах антени  $I_A$ , значення якого можна виміряти безпосередньо:

$$I_{\Pi} = I_A / \sqrt{\frac{R_{\Sigma\Pi}^2}{W_A^2} + \sin^2 kl}. \quad (A2)$$

Амплітуда напруженості стандартного поля, що створюється симетричним вібратором, розраховується за таким виразом

$$E = \frac{60I_A}{r \sqrt{\frac{R_{\Sigma\Pi}^2}{W_A^2} + \sin kl}} \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta}. \quad (A3)$$

Похибку обчислення визначаємо таким чином

$$\Delta E = \frac{\partial E}{\partial r} \Delta r + \frac{\partial E}{\partial I_A} \Delta I_A + \frac{\partial E}{\partial R_{\Sigma\Pi}} \Delta R_{\Sigma\Pi} + \frac{\partial E}{\partial W_A} \Delta W_A + \frac{\partial E}{\partial \lambda} \Delta \lambda + \frac{\partial E}{\partial l} \Delta l + \frac{\partial E}{\partial \theta} \Delta \theta, \quad (A4)$$

де  $\frac{\partial E}{\partial a}$  – частинні похибки за аргументом  $a$ ,  $\Delta a$  – похибка у визначенні аргументу

$a$ . Під аргументом  $a$  маємо на увазі величини  $r$ ,  $I_A$ ,  $R_{\Sigma\Pi}$ ,  $W_A$ ,  $\lambda$ ,  $l$ ,  $\theta$ .

Обчислюємо значення окремих складових правої частини рівняння (A4).

Вплив похибки вимірювання відстані

$$\frac{\partial E}{\partial r} \Delta r = E \frac{\Delta r}{r}. \quad (A5)$$

Вплив точності вимірювання струму, що живить антену

$$\frac{\partial E}{\partial I_A} \Delta I_A = E \frac{\Delta I_A}{I_A}. \quad (A6)$$

Графіки за формулами (A5) та (A6) мають простий лінійний характер.

Вплив точності розрахунку опору випромінювання

$$\frac{\partial E}{\partial R_{\Sigma\Pi}} \Delta R_{\Sigma\Pi} = E \frac{\frac{R_{\Sigma\Pi}^2}{W_A^2}}{\frac{R_{\Sigma\Pi}^2}{W_A^2} + \sin^2 kl} \frac{\Delta R_{\Sigma\Pi}}{R_{\Sigma\Pi}}, \quad (A7)$$

Сімейство графіків, побудованих за формулою (A7), представлено на рис. A1.

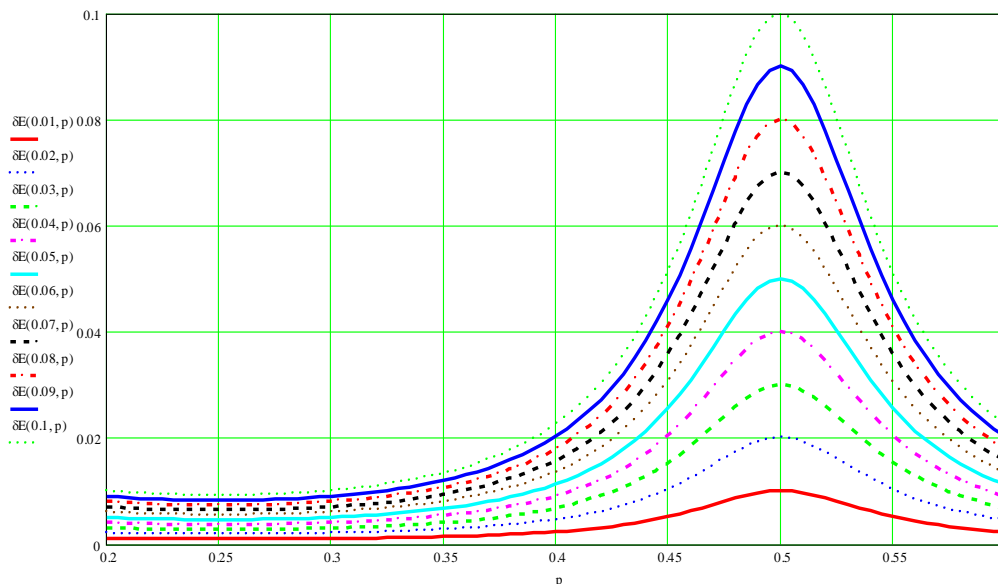


Рис. A1. Залежність складової відносної похибки обчислення напруженості поля  $\delta E(\Delta R_{\Sigma\Pi}/R_{\Sigma\Pi}; p = l/\lambda)$ , що обумовлена точністю розрахунку опору випромінювання, від відносної довжини вібратора

Похибка  $\Delta R_{\Sigma\Pi}$  залежить від похибки у вимірювання довжини плеча  $l$  і довжини хвилі  $\lambda$  і може бути розрахована безпосередньо за формулою для визначення опору випромінювання при граничних значеннях відношення  $l/\lambda$ .

Складова, яка обумовлена похибкою в обчисленні хвильового опору, визначається неточністю геометричних розмірів вібратора. Дійсно,

$$\frac{\partial E}{\partial W_A} \Delta W_A = E \frac{\frac{R_{\Sigma\Pi}^2}{W_A^2}}{\frac{R_{\Sigma\Pi}^2}{W_A^2} + \sin^2 kl} \frac{\Delta W_A}{W_A}, \quad (A8)$$

де  $\frac{\Delta W_A}{W_A} = \frac{\frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta a}{a}}{\ln\left(\frac{l}{a}\right) - 1} = \frac{\delta l + \delta a}{\ln\left(\frac{l}{a}\right) - 1}$ ,  $\delta l$  і  $\delta a$  – відносні похибки вимірювання довжини

плеча і радіуса стержня  $a$ .

Графічне представлення складової (A8) на рис. A2.

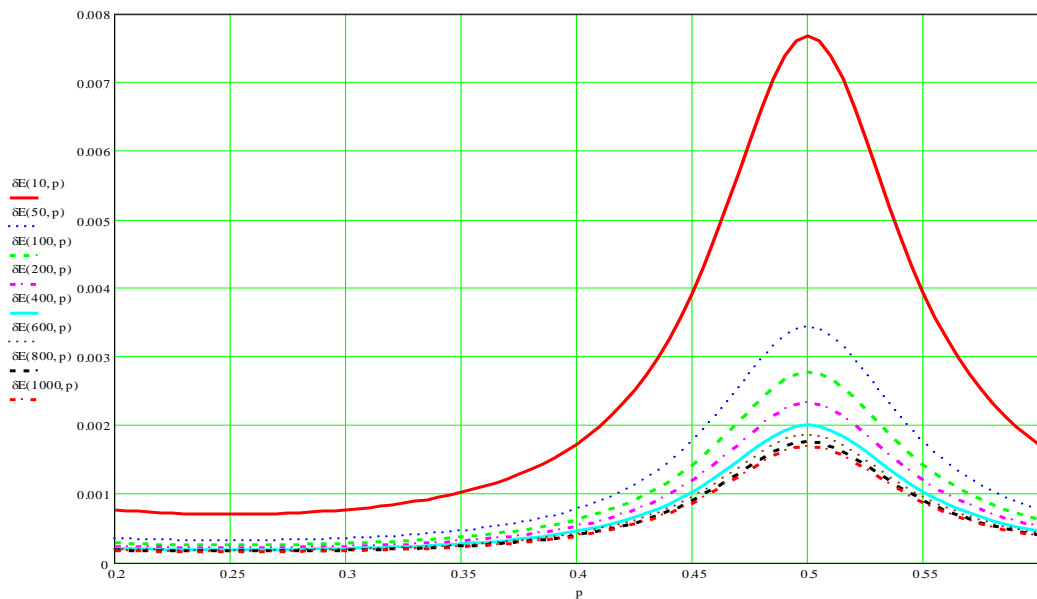


Рис. A2. Залежність складової відносної похибки обчислення напруженості поля ( $\delta E(\Delta W_A/W_A; p = l/\lambda)$ ), що обумовлена похибкою в обчисленні хвильового опору, від відносної довжини вібратора

Похибка, що обумовлені неточним значенням довжини хвилі, визначається дещо складнішою залежністю. Запишемо її у такому вигляді

$$\frac{\partial E}{\partial \lambda} \Delta \lambda = \frac{klE \sin kl \cos kl}{\frac{R_{\Sigma\Pi}^2}{W_A^2} + \sin^2 kl} \frac{\Delta \lambda}{\lambda} + E \frac{1}{f(\theta)} \frac{\partial f(\theta)}{\partial \lambda} \Delta \lambda, \quad (A9)$$

де  $f(\theta) = \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta}$  – ненормована характеристика спрямованості антени.

Очевидно, що

$$\frac{\partial f(\theta)}{\partial \lambda} \Delta \lambda = kl \frac{\cos \theta \sin(kl \cos \theta) - \sin kl}{\sin \theta} \frac{\Delta \lambda}{\lambda}. \quad (A10)$$

З урахуванням (A10), вираз (A9) набуває вигляду

$$\frac{\partial E}{\partial \lambda} \Delta \lambda = klE \left[ \frac{\sin kl \cos kl}{\frac{R_{\Sigma\Pi}^2}{W_A^2} + \sin^2 kl} + \frac{\cos \theta \sin(kl \cos \theta) - \sin kl}{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl} \right] \frac{\Delta \lambda}{\lambda}. \quad (A11)$$

Аналогічною формулою визначається складова, обумовлена неточністю визначення довжини плеча

$$\frac{\partial E}{\partial l} \Delta l = klE \left[ \frac{\sin kl \cos kl}{\frac{R_{\Sigma\Pi}^2}{W_A^2} + \sin^2 kl} + \frac{\cos \theta \sin(kl \cos \theta) - \sin kl}{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl} \right] \frac{\Delta l}{l}. \quad (12)$$

Графіки, побудовані за формулами (A11) та (A12) відображені у рис. A3 та A4.

Остання складова похибки  $\Delta E$ , як функція кута  $\theta$ , визначається таким чином

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial \theta} \Delta \theta &= E \frac{1}{f(\theta)} \frac{\partial f(\theta)}{\partial \theta} \Delta \theta, \\ \frac{\partial f(\theta)}{\partial \theta} \Delta \theta &= \frac{kl \sin(kl \cos \theta) \sin^2 \theta - \cos \theta (\cos kl \cos \theta - \cos kl)}{\sin^2 \theta} \Delta \theta = \\ &= f(\theta) \left[ \frac{kl \sin \theta \sin(kl \cos \theta)}{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl} - \frac{\cos \theta}{\sin \theta} \right] \Delta \theta. \end{aligned} \quad (A13)$$

Отже складова, що залежить від похибки координатного кута дорівнює

$$\frac{\partial E}{\partial \theta} \Delta \theta = E \left[ \frac{kl \sin \theta \sin(kl \cos \theta)}{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl} - \frac{\cos \theta}{\sin \theta} \right] \Delta \theta. \quad (A14)$$

Графік складової похибки напруженості поля, яка визначається за формулою (A14) на рис. A5.

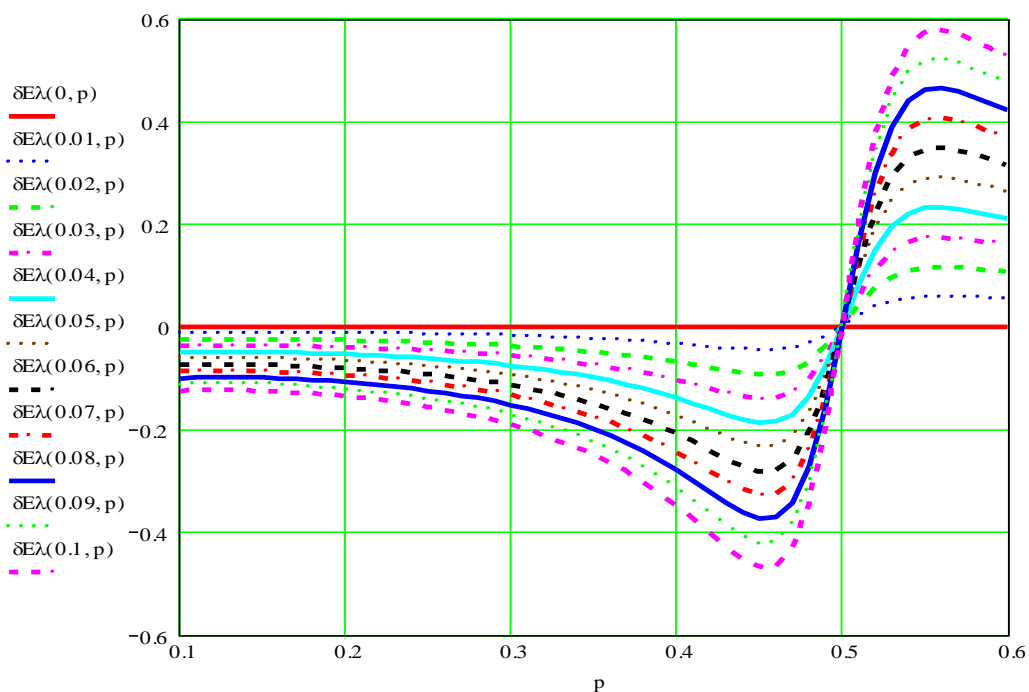


Рис. A3. Складові похибки обчислення напруженості поля  $\delta E(\Delta\lambda/\lambda, p=l/\lambda)$ , що обумовлена неточністю визначення довжини хвилі  $\Delta\lambda/\lambda$

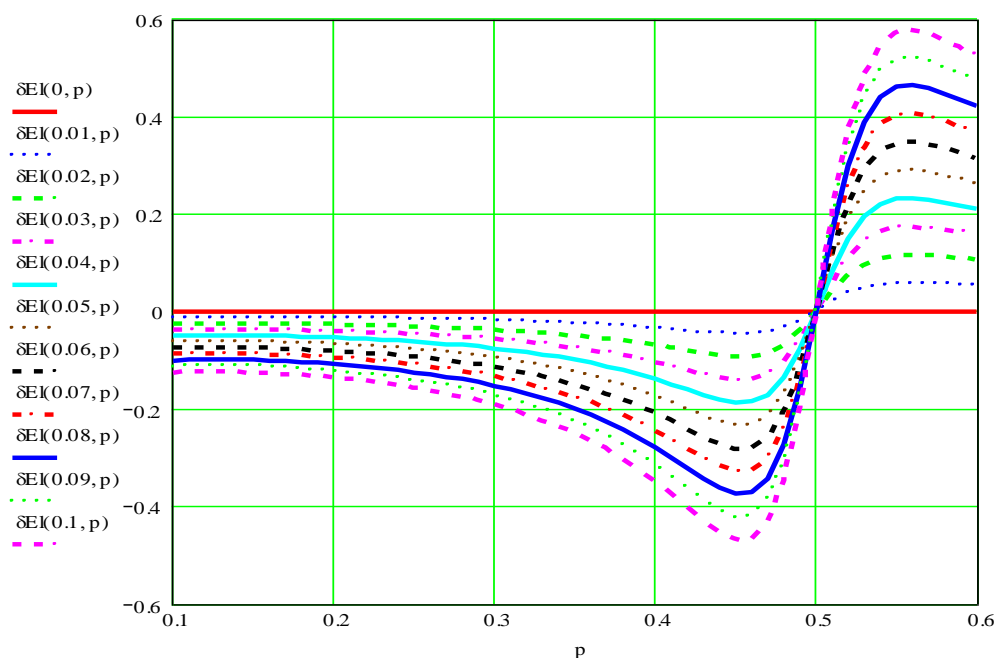


Рис. A4. Складові похибки обчислення напруженості поля  $\delta E(\Delta l/l, p=l/\lambda)$ , що обумовлені неточністю визначення довжини плеча  $\Delta l/l$



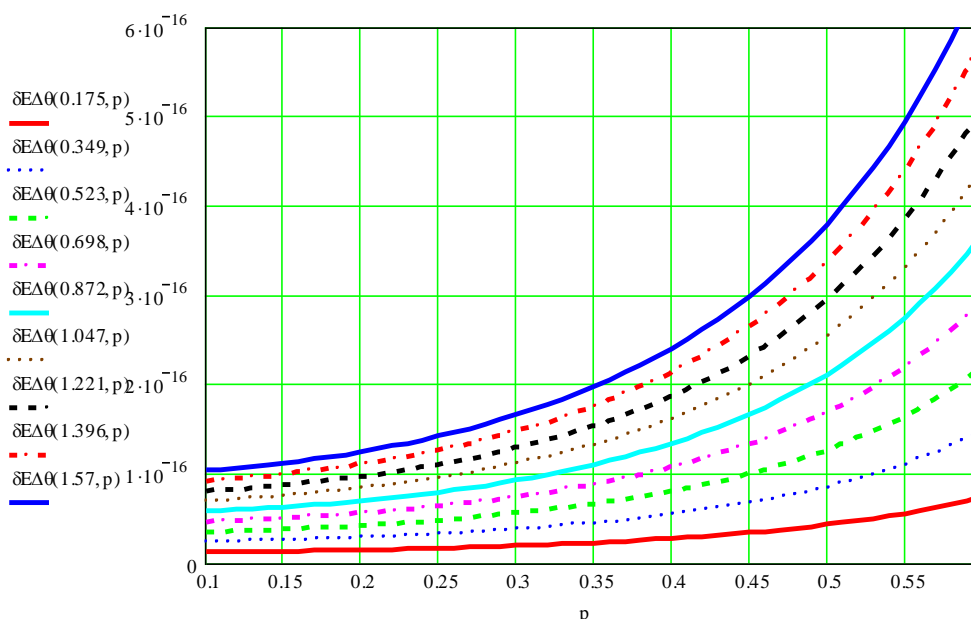


Рис. 5 Складова похибки обчислення напруженості поля  $\delta E(\Delta\theta, p=l/\lambda)$ , що обумовлені неточністю визначення координатного кута  $\Delta\theta$  (при  $\theta=90^0$ )

Якщо розглядати отриманий результат (A14) з точки зору теорії чутливості, то можна зазначити, що найменші похибки будуть у випадку, коли досліджувана антена знаходиться на перпендикулярі до осі антени. Оскільки в цьому випадку коефіцієнт чутливості до похибок кута  $\theta$  дорівнює нулю, знайдемо складову (відносно значення) похибки  $\Delta E_\theta$  таким чином

$$\begin{aligned} \frac{\Delta E}{E(\theta=90^0)} = \delta E_\theta &= 1 - \frac{\cos[kl \cos(90^0 + \Delta\theta)] - \cos kl}{(1 - \cos kl) \sin(90^0 + \Delta\theta)} = \\ &= 1 - \frac{\cos[kl(\cos 90^0 \cos \Delta\theta - \sin 90^0 \sin \Delta\theta)] - \cos kl}{(1 - \cos kl)(\sin 90^0 \cos \Delta\theta + \cos 90^0 \sin \Delta\theta)} = 1 - \frac{\cos(kl\Delta\theta) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \left[ 1 - \frac{(\Delta\theta)^2}{2} \right]} \end{aligned}$$

Останній вираз отриманий при заміні функції малого аргументу  $\Delta\theta$  такими значеннями:  $\sin \Delta\theta \approx \theta$  і  $\cos \Delta\theta = 1 - \frac{(\Delta\theta)^2}{2}$ .

Ця заміна забезпечує похибку обчислення  $\delta E_\theta$  менше одного відсотка, якщо  $\Delta\theta \leq 0,245$ , тобто, якщо  $\Delta\theta \leq 14^0$ . Оскільки представлення  $\cos(\Delta\theta)$  забезпечує точність меншу 0,1%, то можна розкласти ще в степеневий ряд функцію  $\cos(kl\Delta\theta)$ , тоді отримаємо такий вираз

$$\delta E_{\theta} = \frac{1}{8} \left( \frac{kl}{\sin \frac{kl}{2}} \right)^2 (\Delta\theta)^4. \quad (A15)$$

Формула (A15) забезпечує обчислення складової  $\delta E_{\theta}$  з похибкою не більшою за 1%, якщо  $\Delta\theta \leq 0,245 = 14^{\circ}$ , або  $\Delta\theta \leq \frac{0,665}{kl} = 38^{\circ}(kl)^{-1}$ . Графічне представлення цієї формули на рис. А6.

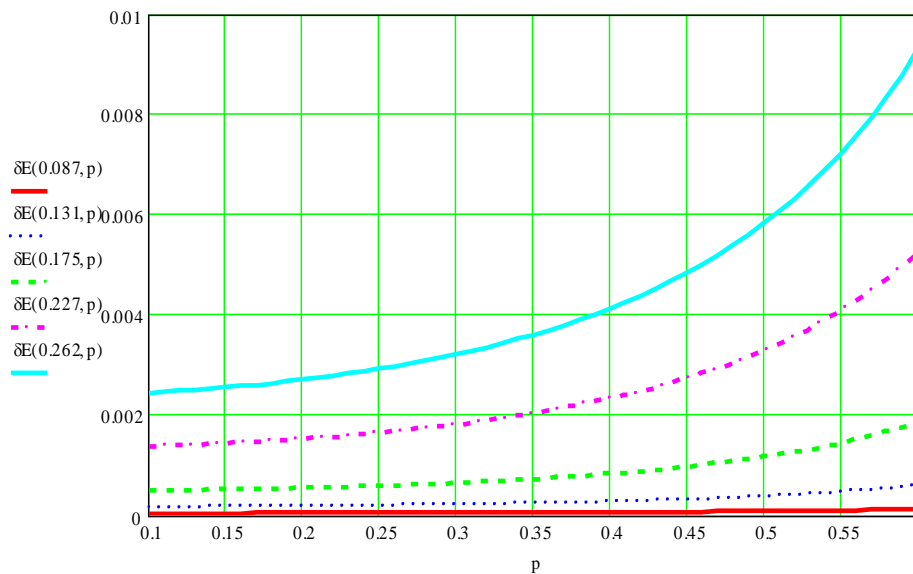


Рис. А6. Залежність складової відносної похибки обчислення напруженості поля ( $\delta E_{\theta}(\Delta\theta, k = kl)$ ), що обумовлена похибкою в визначенні координатного кута, від відносної довжини вібратора

З аналізу виразу (A15) випливає, що при використанні симетричного вібратора як випромінювача для створення еталонного поля, похибка, обумовлена неточністю орієнтації антени незначна і нею у багатьох випадках можна знехтувати.

## ДОДАТОК Б

### СИМЕТРИЧНИЙ КОРОТКИЙ ВІБРАТОР З НАВАНТАЖЕННЯМ У ВИГЛЯДІ СПІРАЛЕЙ

В результаті аналітичного дослідження поля випромінювання спірального елемента було отримано точні вирази, які враховують як геометрію, так і розподіл струму в спіралі. Використовуючи ці принципи можна побудувати плоский випромінювач, спіральні елементи якого знаходяться в одній площині, яка проведена через вісь, що збігається з прямолінійними відрізками антени (рис. Б.1). При згортанні спіралі в протилежних напрямках отримуємо протифазне збудження спіральних випромінювачів, і навпаки, при розгортанні спіралей в одному напрямі – синфазне збудження.

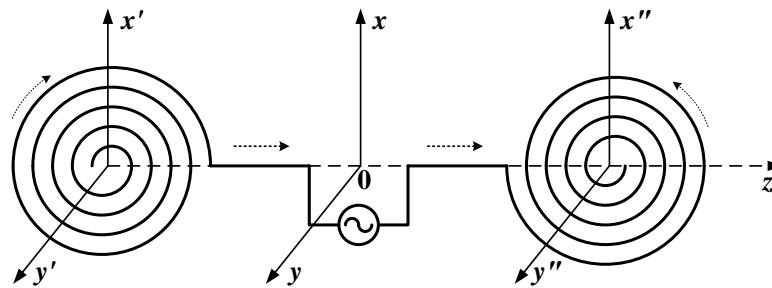


Рис. Б.1. Симетричний вібратор з навантаженням у вигляді спіралі.

Вектор напруженості електричного поля випромінювання можемо представити у вигляді суми трьох векторів  $\dot{\vec{E}} = \dot{\vec{E}}'_c + \dot{\vec{E}}_d + \dot{\vec{E}}''_c$ , де  $\dot{\vec{E}}'_c$ ,  $\dot{\vec{E}}''_c$  – вектори напруженості електричного поля випромінювання відповідно лівої і правої спіралі;  $\dot{\vec{E}}_d$  – вектор напруженості електричного поля випромінювання прямолінійних відрізків.

Напруженість електричного поля, створеного прямолінійними стержнями, описується виразом

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

де  $l$  – довжина стержня;  $L$  – довжина проводу в спіралі;  $\theta$  – меридіальний кут, що відраховується від осі  $Oz$ ;  $\dot{I}_\Pi$  – струм в пучності.

Для спіралі значення напруженості поля у точці спостереження можна записати у вигляді

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

Отримаємо для поля спіралей в напрямі  $\theta = 0^0$

$$\dot{E}'_c + \dot{E}''_c = -2\dot{A}\bar{\varphi}_0 J_1(ka) e^{-ikr} \quad \text{і для поля диполя } \dot{E}_d = 0.$$

Отже, в напрямі осі диполя інтенсивність поля в цій площині не падає до нуля. Аналогічно отримуємо для напрямку  $\theta = 90^0$ :

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

При  $\theta = 90^0$  і довільних значеннях  $\varphi$ , тобто в екваторіальній площині

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

Отже, поле лінійно поляризоване і нерівномірність розподілу:

$$E_{\min} / E_{\max} = |\dot{E}_{d\max}| / \sqrt{|\dot{E}_{d\max}|^2 + 2|\dot{E}_c|^2}.$$

Тобто нерівномірність залежить від частки проводів спіралі в загальній довжині антени.

Було проведено моделювання і експериментальне дослідження двох зразків симетричної вібраторної антени – з лінійними плечима та з укороченими спіральними плечима – для частоти 425 МГц. Матеріал для реалізації плечей симетричного вібратора – мідний дріт з діаметром 1,5 мм. Довжина плеча лінійного півхвильового симетричного вібратора становить 17,65 см (з вкороченням – близько 17 см). В залежності від швидкості згортання спіралі довжина плеча симетричного вібратора з навантаженням у вигляді спіралі може бути вкорочена до двох разів. 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  $L = \rho_0 \varphi - a\varphi^2 / 2$ , де  $\varphi = 2\pi s$  – повний кут обертання спіралі. У нашому випадку плече становить 12,1 см (лінійна частина становить 7,3 см, радіус спіралі – 2,4 см).

В результаті моделювання було отримано наступні графіки залежностей основних параметрів: діаграма спрямованості двох зразків симетричного вібратора (рис. Б.2), залежність коефіцієнта підсилення (рис. Б.3), вхідного опору (рис. Б.4), КСХН (рис. Б.5) від частоти роботи.

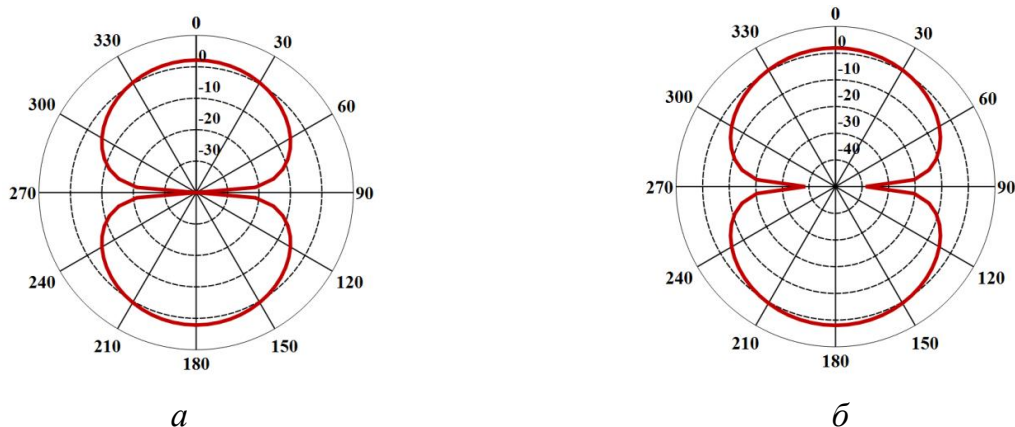
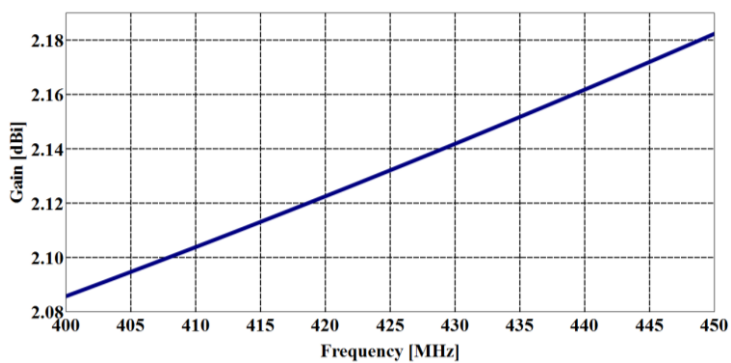
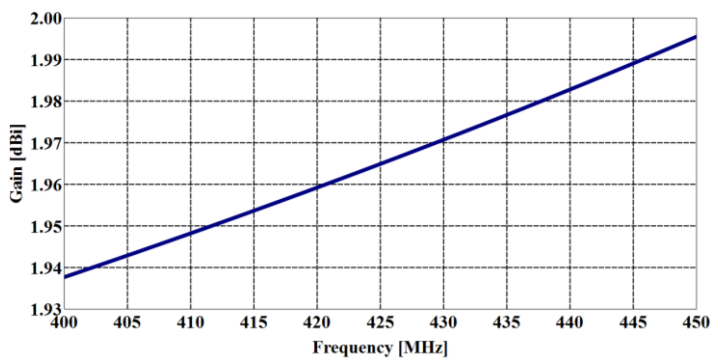


Рис. Б.2. Діаграми спрямованості двох зразків симетричного вібратора в полярній системі координат: *a* – класичного прямолінійного; *б* – зі спіральними плечима.

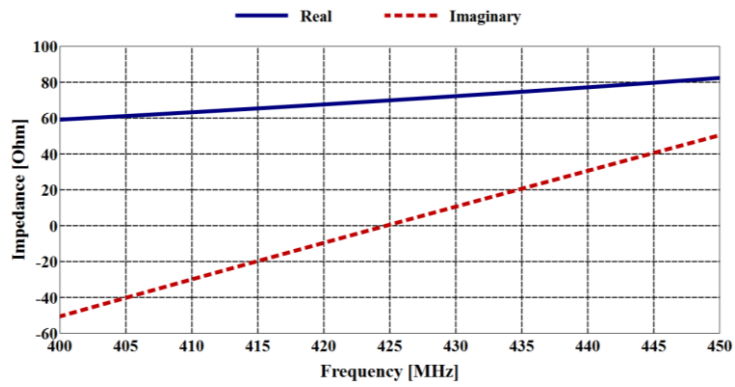


*a*

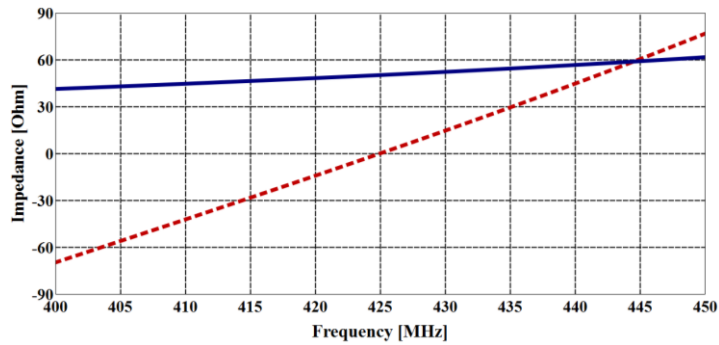


*б*

Рис. Б.3. Залежність коефіцієнта підсилення в напрямку максимального випромінювання від частоти: *a* – прямолінійного вібратора; *б* – вібратора зі спіральними плечима.

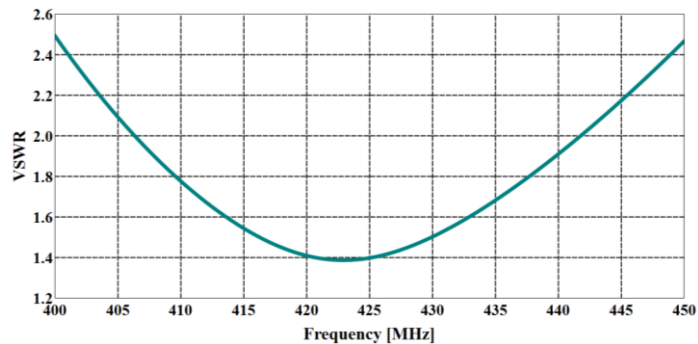


*a*

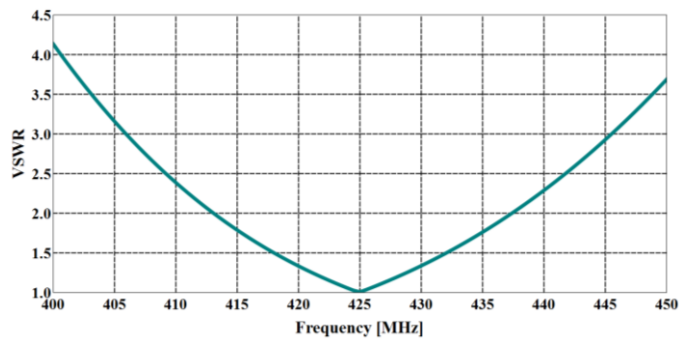


*б*

Рис. Б.4. Залежність активної і реактивної складових вхідного опору антени від частоти: *a* – прямолінійного вібратора; *б* – вібратора зі спіральними плечима



*a*



*б*

Рис. Б.5. Залежність коефіцієнту стоячої хвилі за напругою від частоти: *a* – прямолінійного вібратора; *б* – зі спіральними плечима.

В результаті вимірювань експериментального зразку вібраторної антени зі спіральними плечима (рис. Б.6) за допомогою антенного аналізатору RigExpert AA-1400 було отримано експериментальні графіки залежності КСХН (рис. Б.7), зворотних втрат (рис. Б.8) і складових вхідного опору (рис. Б.9) від частоти роботи.

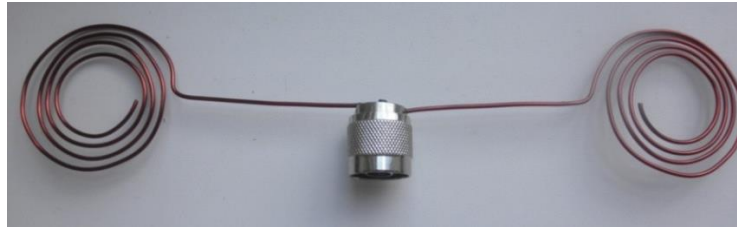


Рис. Б.6. Експериментальний зразок симетричної вібраторної антени зі спіральними плечима.

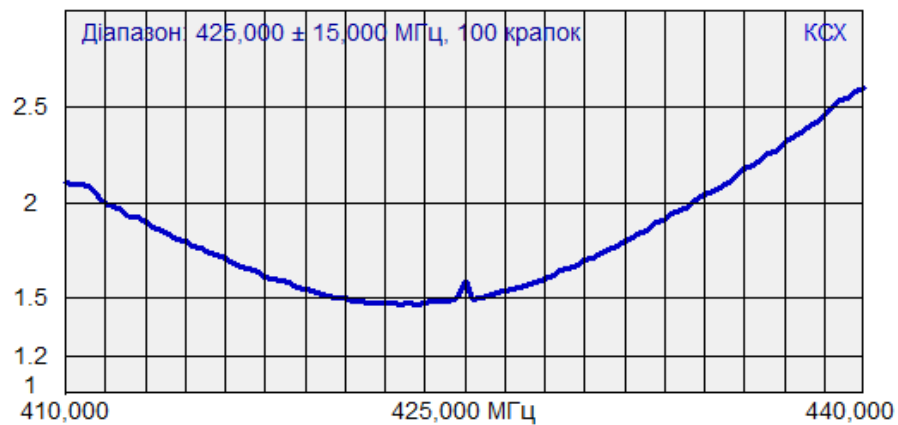


Рис. Б.7. Залежність коефіцієнту стоячої хвилі за напругою від частоти вібратора зі спіральними плечима.

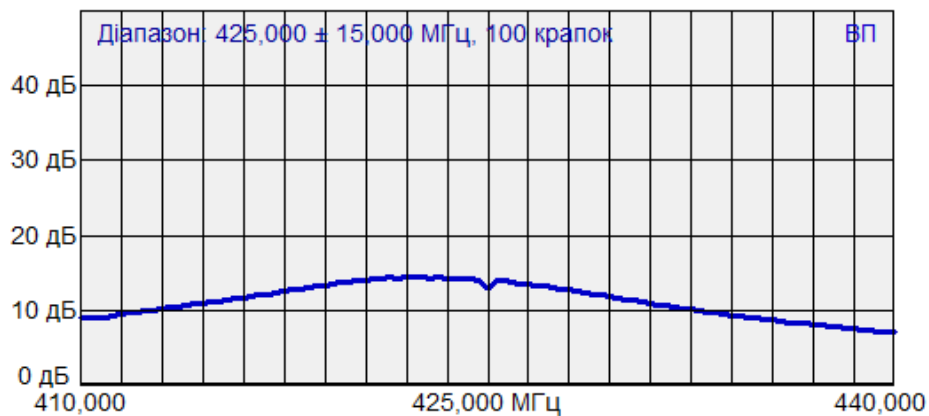


Рис. Б.8. Залежність зворотних втрат від частоти вібратора зі спіральними плечима

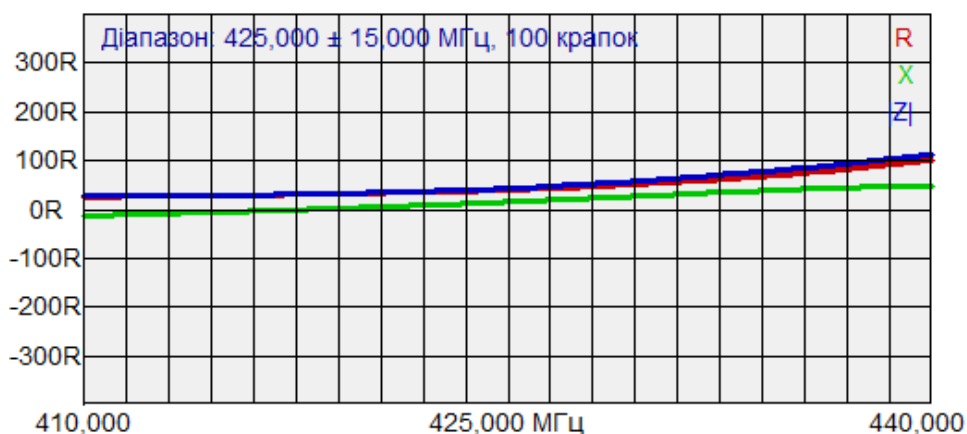


Рис. Б.9. Залежність активної і реактивної складових вхідного опору вібратора зі спіральними плечима від частоти.

Моделювання і експериментальне дослідження двох зразків симетричних вібраторів – симетричного вібратора з прямолінійною конфігурацією плечей і симетричного вібратора з навантаженням у вигляді спіралі показали, що максимум випромінювання у другого зразка залишається незмінним у робочому діапазоні частот. Вкорочена спіральна структура має дещо менший в порівнянні з класичною структурою коефіцієнт підсилення (1,9 дБі) і робочий діапазон частот зменшується приблизно на 15 %. Але істотне зменшення розміру (довжина плеча 12,1 см в порівнянні з 17,65 см) робить ці недоліки прийнятними.



## ДОДАТОК В

### КІЛЬЦЕВА МІКРОСМУЖКОВА АНТЕНА З ЛІНІЙНОЮ ПОЛЯРИЗАЦІЄЮ

Для моделювання було вибрано середню частоту роботи 2,4 ГГц (діапазон Wi-Fi). В якості діелектричної підкладки для кільцевого елемента вибираємо склотекстиоліт FR-4 з наступними параметрами: товщина  $h = 0,25$  см; відносна діелектрична проникність  $\epsilon_r = 4.4$ ; тангенс кута діелектричних втрат  $\text{tg}\delta = 0.017$ ; товщина мідного шару  $\Delta = 35$  мкм.

Геометрія мікросмушкового кільцевого елемента для моделювання представлено на рис. В.1.

Для розрахунку розмірів КА були використані наступні формули. Середній радіус кільцевого елемента розраховується за формулою

$$r = F / \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[ \ln \left( \frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}},$$

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).

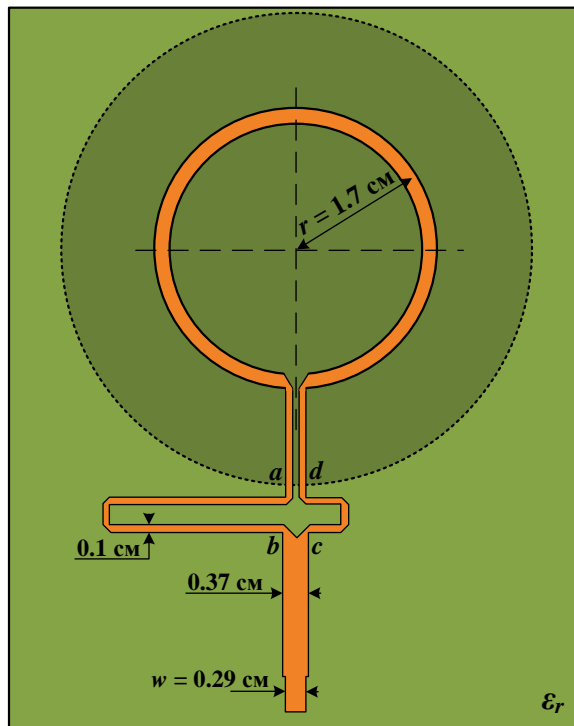


Рис. В.1. Креслення мікросмушкового кільцевого елемента

Геометрія лінії живлення досліджуваної антени (рис. В.1) ґрунтується на співвідношенні  $ab = cd + \Lambda/2$ , де  $\Lambda = \lambda/\sqrt{\epsilon_{eff}}$  – довжина хвилі в кільці;

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w_k}} \right) - \text{ефективні діелектрична проникність; } w_k -$$

ширина смужки кільця.

Для розрахунку ширини мікросмужкової лінії живлення  $w$  для опору джерела живлення  $W_{\pi} = 50$  Ом використовуються співвідношення

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} 8e^A / (e^{2A} - 2), & \text{якщо } w/h < 2; \\ 2\pi \left[ B - 1 - \log(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} C \right], & \text{якщо } w/h > 2, \end{cases}$$

$$\text{де } A = \frac{W_{\pi}}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right); \quad B = \frac{60\pi^2}{W_{\pi} \sqrt{\epsilon_r}}; \quad C = \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r}.$$

Отримуємо  $w = 0,29$  см.

Після моделювання було отримано наступні графіки залежностей основних параметрів від частоти роботи: залежність коефіцієнта підсилення (рис. В.2), вхідного опору (рис. В.3), КСХН (рис. В.4). На рис. В.5 показана ДС КА на центральній частоті роботи 2,4 ГГц.

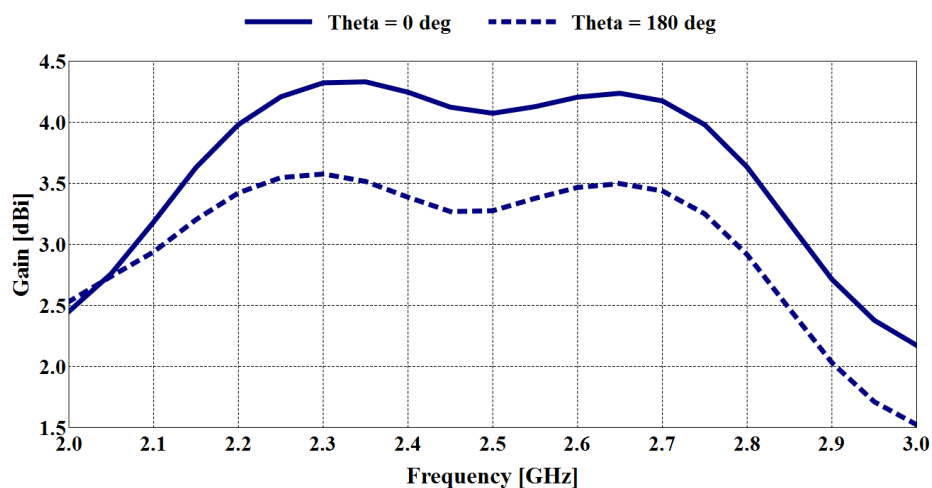


Рис. В.2. Залежність коефіцієнту підсилення КА від частоти роботи

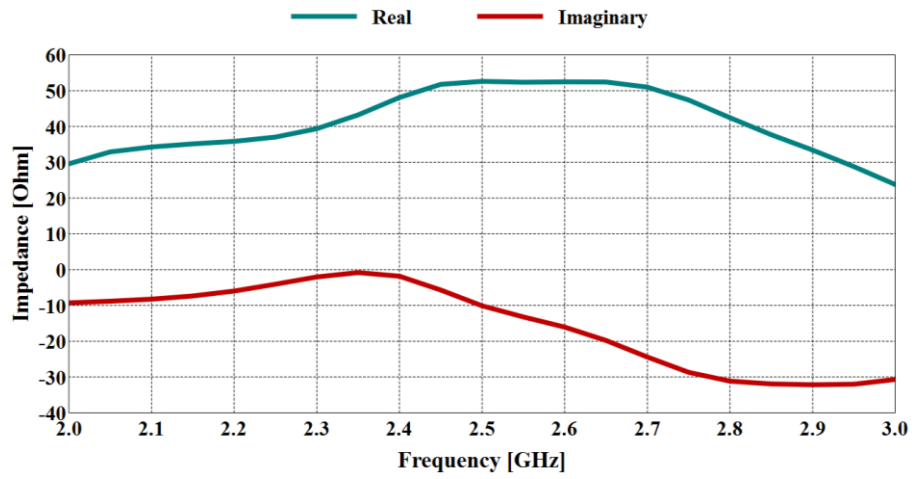


Рис. В.3. Залежність активної і реактивної складових вхідного опору КА від частоти роботи

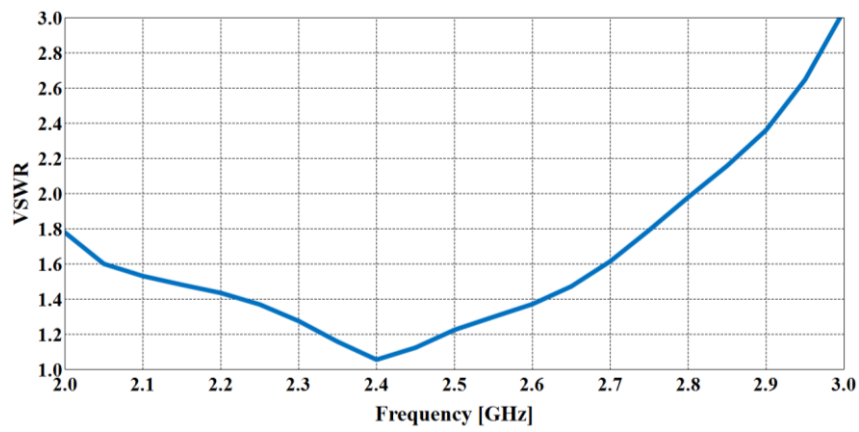


Рис. В.4. Залежність КСХН КА від частоти роботи

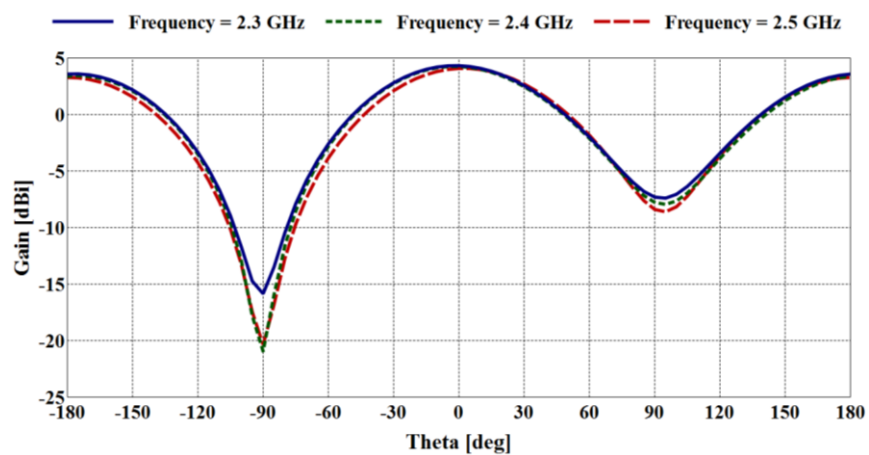


Рис. В.5. ДС мікросмушкового кільцевого елемента в декартовій системі координат

В результаті вимірювань кільцевого мікросмушкового антенного елемента (рис. В.6) за допомогою антенного тестеру RigExpert IT-24 було отримано експериментальні значення КСХН та зворотних втрат (табл. В.1).

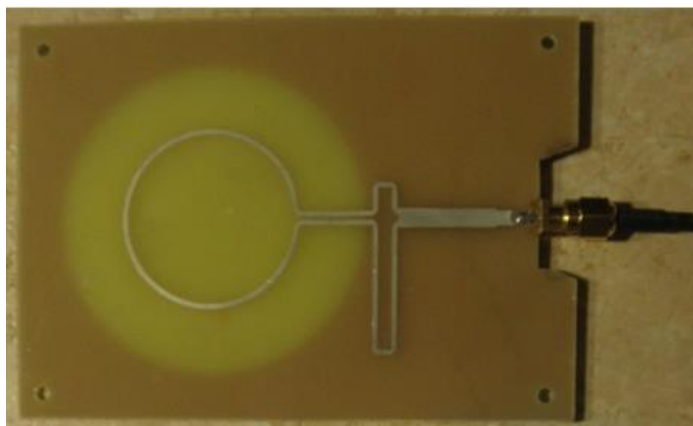


Рис. В.6. Мікросмушковий кільцевий антенний елемент на підкладці склотекстоліту FR-4

Таблиця В.1

Значення КСХН та зворотних втрат мікросмушкового кільцевого антенного елемента від частоти

$f$ , ГГц	Зворотні втрати, дБ	КСХН	$f$ , ГГц	Зворотні втрати, дБ	КСХН	$f$ , ГГц	Зворотні втрати, дБ	КСХН
2.3	9.5	2.0	2.4	11.1	1.77	2.5	12.2	1.65
2.31	9.4	2.0	2.41	11.5	1.72	2.51	11.7	1.71
2.32	9.5	2.0	2.42	12.0	1.67	2.52	11.1	1.76
2.33	9.7	1.98	2.43	12.5	1.62	2.53	10.8	1.83
2.34	9.7	1.98	2.44	13.0	1.58	2.54	10.2	1.9
2.35	9.8	1.96	2.45	13.3	1.55	2.55	9.8	1.96
2.36	10.0	1.93	2.46	13.6	1.53	2.56	9.3	2.0
2.37	10.2	1.9	2.47	13.8	1.52	2.57	8.8	2.2
2.38	10.4	1.86	2.48	13.3	1.55	2.58	8.4	2.2
2.39	10.8	1.82	2.49	12.8	1.6	2.59	8.2	2.3

В результаті вимірювань кільцевого мікросмужкового антенного елементу в спеціалізованій ехокамері отримані експериментальні графіки, які представлено на рис. В.7-В.10.

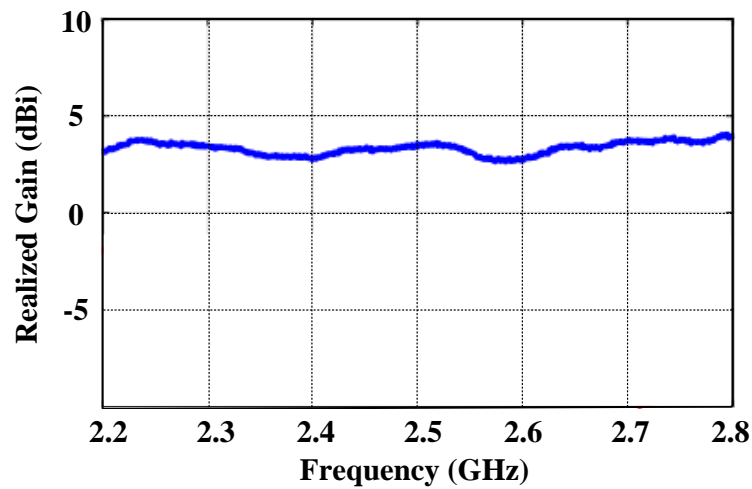


Рис. В.7. Залежність коефіцієнту підсилення мікросмужкового кільцевого антенного елементу від частоти

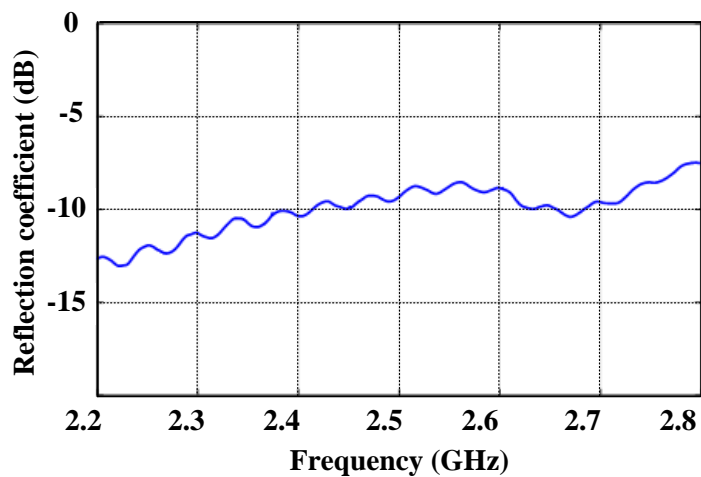


Рис. В.8. Залежність коефіцієнту відбиття мікросмужкового кільцевого антенного елементу від частоти

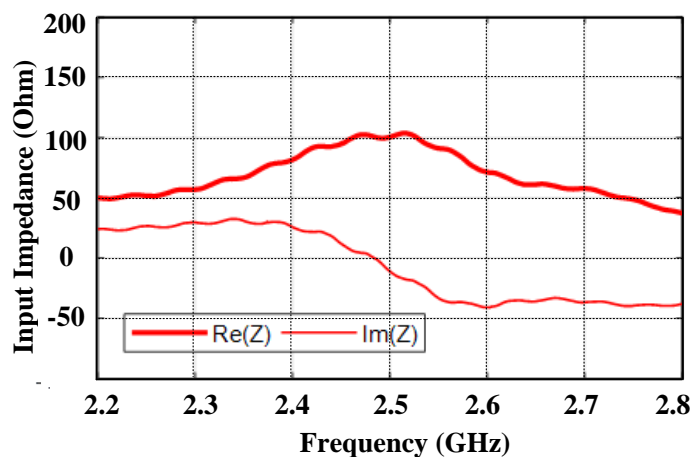


Рис. В.9. Залежність активної ( $\text{Re}(Z)$ ) і реактивної ( $\text{Im}(Z)$ ) складових вхідного опору мікросмушкового кільцевого антенного елемента від частоти

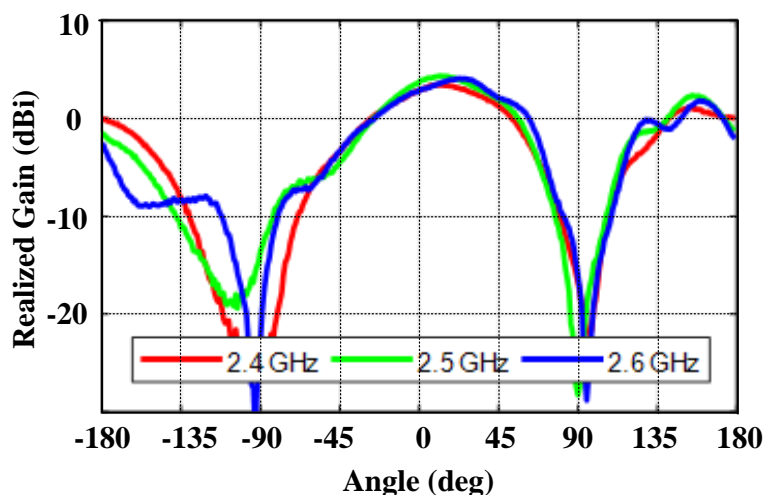


Рис. В.10. Екпериментальні діаграми спрямованості мікросмушкового кільцевого антенного елемента

Коефіцієнт підсилення в робочому діапазоні частот коливається в межах 3,5-4,5 дБі. Зменшення коефіцієнту у зворотному напрямку обумовлене впливом матеріалу підкладки. Параметри узгодження дотримуються стандартних рівнів: коефіцієнт стоячої хвилі за напругою менший за 1,5, коефіцієнт відбиття менший за 15 дБ, вхідний опір коливається в межах 50 Ом.

**ДОДАТОК Г**  
**ДОКУМЕНТИ ЩОДО ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ**  
**ДИСЕРТАЦІЙНОГО ДОСЛІДЖЕННЯ**

1. Акт впровадження результатів дисертаційної роботи в Державному підприємстві «Український державний центр радіочастот»;
2. Акт впровадження результатів дисертаційної роботи в Дочірньому підприємстві «Захист та автоматизація об'єктів НДІРВ»;
3. Акт впровадження результатів дисертаційної роботи в Державному підприємстві «Антонов»;
4. Акт впровадження результатів дисертаційної роботи в науково-дослідну роботу Національного авіаційного університету.
5. Акт впровадження результатів дисертаційної роботи в навчальний процес Національного авіаційного університету;
6. Акт впровадження результатів дисертаційної роботи в навчальний процес Відокремленого структурного підрозділу «Фаховий коледж інженерії та управління Національного авіаційного університету»;
7. Сертифікат про участь у програмі міжнародної академічної мобільності Erasmus Mundus EWENT (Action 2 Lot 8, postdoctoral exchange) в Warsaw University of Technology (м. Варшава, Польща) у 2015-16 рр.



ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор з радіочастотного контролю та питань РЕЗ

Микола КОВАЛЬЧУК

\_\_\_\_\_ 2021 р.

### АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи  
Щербини Ольги Алімівни «Методологія побудови антенних систем  
радіомоніторингу з фільтрацією та придушенням завад»

Результати дисертаційного дослідження на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук к.т.н, доцента, доцента кафедри електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей Національного авіаційного університету Щербини Ольги Алімівни «Методологія побудови антенних систем радіомоніторингу з фільтрацією та придушенням завад» були впроваджені і використовуються у діяльності Державного підприємства «Український державний центр радіочастот» під час проектування процедур проведення радіочастотного контролю.

Найменування і форма впровадженого результату	Ефект від впровадження
Методи побудови антенних систем з розширеними можливостями для вимірювання параметрів електромагнітного поля	Сприяння прийняттю своєчасних та вірних рішень щодо підтримки належного технічного стану радіотехнічних засобів шляхом використання багатофункціональних малоелементних антенних решіток радіомоніторингу та радіоконтролю за рахунок поєднання адаптивних та компенсаційних методів фільтрації та придушення завади, які надають можливість виявити і провести вимірювання параметрів випромінювання корисного сигналу на фоні шумів і завад.

Заступник директора департаменту  
РЧМ та забезпечення АСРМ

Георгій КЕНІГ

Заступник директора  
науково-методичного департаменту

Вадим БЛАГОДАРНИЙ



**ЗАТВЕРДЖУЮ**



Головний конструктор-  
 заступник директора  
 ДП «ЗАО НДІРВ»



О.М. Зайченко

**АКТ**

впровадження результатів дисертаційної роботи

Щербини Ольги Алімівни «Методологія побудови антенних систем радіомоніторингу з фільтрацією та придушенням завад»

Ми, що підписалися нижче, заступник головного конструктора-начальник відділу розробки апаратури Усиченко О.В., головний фахівець з електрозв'язку Данілін А.Б., склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи доцента кафедри електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей Національного авіаційного університету, к.т.н., доц. Щербини Ольги Алімівни «Методологія побудови антенних систем радіомоніторингу з фільтрацією та придушенням завад» використовуються в Дочірньому підприємстві «Захист і автоматизація об'єктів НДІРВ».

№	Що впроваджено	Форма впровадження	Ефект від впровадження
1	Методи побудови структурних схем антенних систем для вимірювання параметрів поля системами радіомоніторингу	Методика побудови антенних систем з розширеними можливостями для вимірювання параметрів електричного поля, що можуть бути використані для вирішення задач радіомоніторингу	Сприяння прийняттю своєчасних та вірних рішень щодо підтримки належного технічного стану радіотехнічних засобів

Заступник головного конструктора-  
 начальник відділу



Усиченко О.В.

Головний фахівець з електрозв'язку



Данілін А.Б.

Про впровадження результатів дисертаційної роботи  
Щербини Ольги Алімівни «Методологія побудови антенних систем радіомоніторингу з  
фільтрацією та придушенням завад»

Ми, що підписалися нижче, начальник відділу радіообладнання Самойлик Є. О., начальник сектору проектування і розробки обчислювальних систем навігаційних комплексів літака Маснюк А. В., склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи доцента кафедри електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей Національного авіаційного університету, к.т.н., доц. Щербини Ольги Алімівни «Методологія побудови антенних систем радіомоніторингу з фільтрацією та придушенням завад» використовуються в Державному підприємстві «Антонов».

№	Що впроваджено	Форма впровадження	Ефект від впровадження
1	Методи побудови структурних схем антенних систем для вимірювання параметрів поля випромінюючих структур повітряних суден	Методика побудови антенних систем з розширеними можливостями для вимірювання параметрів поля, що можуть бути використані для вирішення задач радіомоніторингу випромінюючих структур повітряних суден	Сприяння прийняттю своєчасних та вірних рішень щодо підтримки належного технічного стану радіотехнічних засобів повітряних суден

Заступник головного конструктора



О.Ю. Курганський

Начальник відділу радіообладнання

Є. О. Самойлик

Начальник сектору проектування і розробки обчислювальних систем навігаційних комплексів літака

А. В. Маснюк

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Проректор з наукової роботи  
В.П. Харченко  
«    »    2020 р.



**АКТ**  
впровадження результатів дисертаційної роботи  
Щербини Ольги Алімівни «Методологія побудови антенних систем радіомоніторингу з  
фільтрацією та придушенням завад»  
у науково-дослідну роботу

Ми, що підписалися нижче, декан Факультету авіонавігації, електроніки та телекомунікацій (ФАЕТ), д.т.н., проф. Мачалін І.О., завідувач кафедри електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей Факультету авіонавігації, електроніки та телекомунікацій, д.т.н., проф. Шутко В.М., науковий керівник НДР № 102/22.01.07 та НДР № 66/22.01.07 професор кафедри електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей, д.т.н., проф. Сібрук Л.В., склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи доцента кафедри електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей, к.т.н., доц. Щербини Ольги Алімівни «Методологія побудови антенних систем радіомоніторингу з фільтрацією та придушенням завад» використовуються в НДР № 102/22.01.07 та НДР № 66/22.01.07.

№	Що впроваджено	Форма впровадження	Ефект від впровадження
1	Анени захищеної передачі даних	Розділ 4.4 науково-дослідної роботи № 102/22.01.07 – тема «Система зв'язку безпілотного літального апарата» (2016-2019 рр.)	Збільшення дальності зв'язку за рахунок використання наземних антен з високим коефіцієнтом підсилення
2	Принципи побудови антен з компенсацією завадового випромінювання	Розділ 2 науково-дослідної роботи № 66/22.01.07 (номер державної реєстрації № 0119U103121) – тема «Адаптивні антенні системи» (2019-2021 рр.)	Вдосконалення принципів побудови антенних систем для станцій радіомоніторингу шляхом використання малоелементних антенних решіток з елементами різних конфігурацій, об'єднаних зі спеціальними схемами первинної обробки прийнятих сигналів.

Декан ФАЕТ

І.О. Мачалін

Завідувач кафедри електроніки,  
робототехніки і технологій  
моніторингу та інтернету речей

В.М. Шутко

Відповідальний виконавець  
НДР № 102/22.01.07 та НДР № 66/22.01.07

Л.В. Сібрук

**ПОГОДЖЕНО**

Проректор з навчальної роботи  
А.Г. Гудманян  
« » 2020 р.

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

Проректор з наукової роботи  
В.П. Харченко  
« » 2020 р.



**АКТ**

впровадження результатів дисертаційної роботи  
Щербини Ольги Алімівни «Методологія побудови антенних систем радіомоніторингу з  
фільтрацією та придушенням завад»  
в навчальний процес Національного авіаційного університету

Ми, що підписалися нижче, декан факультету аеронавігації, електроніки та телекомунікацій (ФАЕТ), д.т.н., проф. Мачалін І.О., електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей Факультету аеронавігації, електроніки та телекомунікацій, д.т.н., проф. Шутко В.М., склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи доцента кафедри електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей, к.т.н., доц. Щербини Ольги Алімівни «Методологія побудови антенних систем радіомоніторингу з фільтрацією та придушенням завад» використовуються в навчальному процесі факультету аеронавігації, електроніки та телекомунікацій кафедри електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей.

№	Що впроваджено	Форма впровадження	Ефект від впровадження
1.	Принцип побудови логоперіодичної друкованої антени для портативних моніторингових систем в частотному діапазоні 2.4-5.5 ГГц з використанням різних матеріалів підкладок	Постановка нової лабораторної роботи з дисципліни «Мікрохвильові та випромінювальні технології електроніки»	Підвищення якості підготовки магістрів за спеціальністю 171 «Електроніка» ОПП "Електронні прилади та пристрої"
2.	Принципи побудови адаптивної антени, яка складається з двох елементів	Розробка нового практичного заняття з дисципліни «Антенні пристрої»	Підвищення якості підготовки бакалаврів за спеціальністю 171 «Електроніка» ОПП "Електронні системи"
3.	Принципи побудови п'ятиелементної універсальної вимірювальної антени, яка складається з лінійних елементів	Розробка нового практичного заняття з дисципліни "Антенні пристрої засобів радіомоніторингу"	Підвищення якості підготовки бакалаврів за спеціальністю 171 «Електроніка» ОПП "Комп'ютеризовані засоби моніторингу використання частотного ресурсу"

Декан ФАЕТ

Завідувач кафедри електроніки,  
робототехніки і технологій  
моніторингу та інтернету речей

І.О. Мачалін

В.М. Шутко

Директор Відокремленого структурного підрозділу «Фаховий коледж інженерії та управління Національного авіаційного університету»

Олександр ПОНОМАРЕНКО  
2021 р.

### АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

результатів дисертаційної роботи здобувача наукового ступеня доктора технічних наук Щербини Ольги Алімівни у навчальний процес Відокремленого структурного підрозділу «Фаховий коледж інженерії та управління Національного авіаційного університету»

Ми, що нижче підписалися, заступник директора з навчальної роботи Родіонова О.В. та голова циклової комісії «Телекомунікації та радіотехніки» Красовська Є.В. склали цей акт про те, що результати наукових досліджень за темою дисертаційної роботи на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук Щербини Ольги Алімівни «Методологія побудови антенних систем радіомоніторингу з фільтрацією та придушенням завад» використовуються у навчальному процесі в цикловій комісії «Телекомунікації та радіотехніки» у Відокремленому структурному підрозділі «Фаховий коледж інженерії та управління Національного авіаційного університету».

Найменування впровадженого результату	Форма впровадження	Результати впровадження
Розроблені структурні схеми антенних систем з амплітудною та фазовою компенсацією завадового випромінювання	Лекції з дисципліни «Антенно-фідерні пристрої телекомунікаційних систем»	Дає наочне представлення про побудову антенних решіток з первинною обробкою сигналів.
Методи розрахунку конструкцій друкованої логоперіодичної антени та резонансної квадрифілярної спіральної антени.	Практичні заняття з дисципліни «Антенно-фідерні пристрої телекомунікаційних систем»	Покращує розуміння процесу конструювання складних типів антен з лінійною та обертовою поляризацією поля випромінювання.

Заступник директора  
з навчальної роботи

Олена РОДІОНОВА

Голова циклової комісії  
«Телекомунікації та радіотехніки»

Євгенія КРАСОВСЬКА



**C E R T I F I C A T E**

to prove that EWENT - East-West European Network on higher Technical education  
Erasmus Mundus Action 2 Lot 8  
awards a scholarship to

*Mrs Olga Shcherbyna*  
from *National Aviation University NAU*

*who is the beneficiary of the PhD exchange at Warsaw University of Technology*  
*from September 10, 2014 to March 09, 2015*  
*at the Faculty of Electronics and Information Technology.*

Erasmus Mundus  
Koordinator Projektu EWENT  
*Dr inż. Robert Głogowski*

Coordinator of EWENT programme

POLITECHNIKA WARSZAWSKA  
Centrum Wysokości Mistrzostwowej  
00-661 Warszawa, Plac Politechniki 1

Host University Stamp

## ДОДАТОК Д

### ПАТЕНТИ

1. Патент на корисну модель № 44847 Україна "Малоелементна антенна решітка обертової поляризації з керованою діаграмою спрямованості".
2. Патент на корисну модель № 51971 Україна "Короткий вібратор з навантаженням у вигляді спіралі".
3. Патент на корисну модель №70876 Україна "Малоелементна антенна решітка з заглушенням завади на частоті сигналу".
4. Патент на винахід №103714 Україна "Кільцева вимірювальна антенна система".
5. Патент на винахід №107015 Україна "Двокільцева вимірювальна антенна система: патент на винахід".
6. Патент на винахід №107019 Україна "П'ятиелементна вимірювальна антенна система".
7. Патент на винахід №111532 Україна "Трикільцева вимірювальна антенна система".

УКРАЇНА

UKRAINE



# ПАТЕНТ

НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

№ 44847

**МАЛОЕЛЕМЕНТНА АНТЕННА РЕШІТКА ОБЕРТОВОЇ  
ПОЛЯРИЗАЦІЇ З КЕРОВАНОЮ ДІАГРАМОЮ  
СПРЯМОВАНОСТІ**

Видано відповідно до Закону України "Про охорону прав на винаходи і корисні моделі".

Зареєстровано в Державному реєстрі патентів України на корисні моделі **12.10.2009.**

Голова Державного департаменту  
інтелектуальної власності

A handwritten signature in blue ink, appearing to read "M.V. Paladiy", is written over the official stamp.

М.В. Паладій





УКРАЇНА

UKRAINE



ПАТЕНТ

НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

№ 51971

КОРОТКИЙ ВІБРАТОР З НАВАНТАЖЕННЯМ У ВИГЛЯДІ  
СПРАЛІ

Видано відповідно до Закону України "Про охорону прав на винаходи і корисні моделі".

Зареєстровано в Державному реєстрі патентів України на корисні моделі 10.08.2010.

Голова Державного департаменту  
інтелектуальної власності

A handwritten signature in blue ink, appearing to read "M.V. Paladiy", is written over the printed name.

М.В. Паладій





# ПАТЕНТ

НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

№ 70876

МАЛОЕЛЕМЕНТНА АНТЕННА РЕШІТКА З  
ЗАГЛУШЕННЯМ ЗАВАДИ НА ЧАСТОТІ СИГНАЛУ

Видано відповідно до Закону України "Про охорону прав на винаходи і корисні моделі".

Зареєстровано в Державному реєстрі патентів України на корисні моделі 25.06.2012.

Т.в.о. голови Державної  
служби інтелектуальної  
власності України

В.С. Дмитришин



УКРАЇНА



# ПАТЕНТ

НА ВИНАХІД

№ 103714

**КІЛЬЦЕВА ВИМІРЮВАЛЬНА АНТЕННА СИСТЕМА**

Видано відповідно до Закону України "Про охорону прав на винаходи і корисні моделі".

Зареєстровано в Державному реєстрі патентів України на винаходи 11.11.2013.

Голова Державної служби  
інтелектуальної власності України

М.В. Ковіня



УКРАЇНА



# ПАТЕНТ

НА ВІНАХІД

№ 107015

**ДВОКІЛЬЦЕВА ВИМІРЮВАЛЬНА АНТЕННА СИСТЕМА**

Видано відповідно до Закону України "Про охорону прав на винаходи і корисні моделі".

Зареєстровано в Державному реєстрі патентів України на винаходи 10.11.2014.

Заступник Голови Державної служби інтелектуальної власності України

Л.В. Висоцька



УКРАЇНА



# ПАТЕНТ

НА ВИНАХІД

№ 107019

**П'ЯТИЕЛЕМЕНТНА ВИМІРЮВАЛЬНА АНТЕННА СИСТЕМА**

Видано відповідно до Закону України "Про охорону прав на винаходи і корисні моделі".

Зареєстровано в Державному реєстрі патентів України на винаходи  
**10.11.2014.**

Заступник Голови Державної служби  
інтелектуальної власності України

Л.В. Висоцька



УКРАЇНА



# ПАТЕНТ

НА ВІНАХІД

№ 111532

**ТРИКІЛЬЦЕВА ВИМІРЮВАЛЬНА АНТЕННА СИСТЕМА**

Видано відповідно до Закону України "Про охорону прав на винаходи і корисні моделі".

Зареєстровано в Державному реєстрі патентів України на винаходи  
10.05.2016.

В.о. Голови Державної служби  
інтелектуальної власності України

А.А.Малиш

