

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

МИХАЛЬЧУК ІННА ІВАНІВНА

УДК 621.396.93-047.36(043.5)

**КОМПАКТНІ АНТЕНИ В СИСТЕМАХ РАДІОМОНІТОРИНГУ З
ПЕРВИННОЮ ОБРОБКОЮ СИГНАЛУ**

05.12.17 – радіотехнічні та телевізійні системи

Автореферат
дисертації на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Київ – 2021

Дисертацією є рукопис.

Роботу виконано на кафедрі електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей, Національного авіаційного університету Міністерства освіти та науки України.


- Науковий керівник доктор технічних наук, професор
Ільницький Людвиг Якович,
заслужений діяч науки і техніки України,
заслужений професор НАУ
- Офіційні опоненти: доктор технічних наук, професор
Шелевицький Ігор Володимирович,
Державний університет економіки й технологій,
професор кафедри інформатики та прикладної
математики;
- кандидат технічних наук, доцент
Трубаров Ігор Володимирович,
Національний технічний університет України
«КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
доцент кафедри телекомунікацій.

Захист відбудеться 15 квітня 2021 року о 15-00 годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 26.062.08 при Національному авіаційному університеті за адресою: 03058, м. Київ, пр. Любомира Гузара 1, корп. 1, ауд. 1.001.

З дисертацією можна ознайомитися в науково-технічній бібліотеці Національного авіаційного університету за адресою: 03058, м. Київ, проспект Любомира Гузара, 1.

Автореферат розісланий « 01 » березня 2021 р.

Вчений секретар спеціалізованої
вченої ради Д 26.062.08
доктор технічних наук, професор



В. М. Шутко

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

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

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Тема дисертації пов'язана з програмою наукових досліджень кафедри радіоелектронних пристроїв та систем (теперішня назва – кафедра електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей) Національного авіаційного університету відповідно до держбюджетних науково-дослідних робіт: 299-ДБ06 «Моделювання та дослідження проблем електромагнітної сумісності радіоелектронних систем розташованих на обмеженій території» – № ДР 0106U004130; № 102/22.01.07 «Система зв'язку безпілотного літального апарата», № 10/08.01.02 «Розробка та вдосконалення методів сертифікаційних випробувань електронної апаратури за параметрами ЕМС», № 9/22.01.02 «Комплекс апаратури передачі даних безпілотної авіаційної системи».

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

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

1. Дослідити математичні та фізичні моделі елементів антенних решіток для вимірювання параметрів електромагнітного поля;
2. Обґрунтувати та розробити математичну модель малоелементної антенної решітки для пеленгації та вимірювання основних параметрів електромагнітної хвилі для цілей радіомоніторингу;

3. Провести аналіз похибок вимірювання напруженості поля, параметрів поляризації і напрямку приходу хвилі антенними системами при використанні їх як вимірювальними комплексами;

4. Створити експериментальний зразок елемента кільцевої антенної решітки та провести його експериментальне дослідження.

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

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

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

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

В процесі проведених досліджень були отримані такі нові наукові результати:

– вперше розроблено і математично обґрунтовано метод зменшення розмірів вібраторної антени через навантаження у вигляді спіралі;

– вперше розроблено математичні моделі та структурні схеми компактних малоелементних антенних решіток з різною кількістю елементів, які відрізняються від відомих тим, що дозволяють обчислювати значення і орієнтацію вектора напруженості електричного поля та напрямок приходу хвилі, а також можуть використовуватись для вимірювання параметрів електромагнітного поля.

Практичне значення отриманих результатів:

1. Створений метод вкорочення вібраторної антени за допомогою навантаження у вигляді спіралей дозволяє зменшити геометричний розмір вібратора майже на третину;

2. Сконструйовані компактні малоелементні антенні решітки доцільно використовувати в сучасних радіомоніторингових системах, що підвищить результативність та точність спостереження за електромагнітним полем. Розроблені способи також можуть використовуватись при проектуванні антен зі зменшеними геометричними розмірами та підвищеною просторовою вибірністю для побудови приймальних центрів різного призначення;

3. Запропоновані антенні системи дають можливість досліджувати електромагнітні поля в умовах насиченості простору джерелами випромінювання. Завдяки можливості просторового виокремлення корисного

сигналу із суміші сигнал-шум збільшується надійність і точність результатів вимірювання, підвищується оперативність обробки сигналів;

4. Запропоновані малоелементні антенні решітки можна використовувати для експериментального дослідження впливу міських забудов та інших об'єктів на поширення радіохвиль, а також для виявлення об'єктів, які створюють багатопроменеве поширення радіохвиль;

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

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

Особистий внесок здобувача. Основні положення, представлені в дисертаційній роботі, отримані автором самостійно. У роботах, які були виконані у співавторстві, здобувачу належить: [1] – аналіз взаємної індуктивності смужок, що обтікаються постійним струмом; [2] – отримано вирази, за якими побудовано ДС (діаграму спрямованості) для поля випромінювання параболічної антени з опромінювачем у вигляді елемента Гюйгенса; [3] – визначено ДС та обчислено входні опори кільцевих антен, що обтікаються біжучою хвилею струму; [4, 8, 12, 16] – моделювання діаграми спрямованості та експериментальне дослідження характеристик малогабаритної спіральної антени; [5, 6, 7, 17] – побудовано структурну схему за математичною моделлю антенної системи 2×2 для станцій радіомоніторингу; [9] – отримано мінімальну кутову відстань між напрямком сигналу і напрямком завади; [10] – розраховано максимальне значення похибки вимірювання; [11] – побудовано графіки діаграм спрямованості; [11] – вирази, що описують керування діаграмою спрямованості; [13] – аналіз ефективності використання кільцевої антени в порівнянні з вібраторною; [14] – участь у розробці методики; [15–25] – участь у розробці методики та технічна реалізація.

Апробація результатів дисертації. Основні результати дисертації доповідалися та обговорювалися на таких наукових та науково-технічних конференціях і симпозиумах:

– АВІА-2009 ІХ Міжнародної науково-технічної конференції «АВІА-2009» (2009 р., м. Київ);

– VI mezinárodní vědecko-praktická conference «Zprávy vědecké ideje-2010» (2010 г., Praha);

– 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (2010 г., Севастополь, Крым);

– Х міжнародна науково-технічна конференція «Авіа-2011» (2011 р., Київ);

– IEEE 3rd International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments (2015 p., Kyiv);

– IEEE 4th International Conference Methods and Systems of Navigation and Motion Control, (2016 p., Kyiv);

– Proc. of Signal Processing Symposium (SPSymo) (2017, Jachranka, Poland);

– The Eight Word Congress “AVIATION IN THE XXI-st CENTURY” (2018 р., Kyiv);

– IEEE 5th International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments (APUAVD). (2019, Kyiv).

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

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

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ

У **вступі** обґрунтовано актуальність теми дослідження, виконано формулювання мети й завдання дисертації, визначено об’єкт та предмет дослідження, методологічні основи досліджень, описані основні наукові результати, новизна та практична цінність отриманих результатів, показано зв’язок роботи з науковими програмами й темами, а також наведено відомості про публікації, апробацію та структуру роботи.

У **першому розділі** розглянуто основні математичні методи для аналізу антен заданої геометрії. Існуючі способи мінімізації розмірів класичної вібраторної антени це – використання електрично малих антен, застосування друкованих технологій, мініатюризація антен внесенням в конструкцію активного елементу (активні антени), фрактальні антени.

Детально у даному розділі було розглянуто принцип зменшення розмірів вібраторної антени зміною її геометрії у вигляді дротової спіралі із стоячою хвилею струму, отримано точні вирази, які враховують як геометрію спіралі, так і розподіл струму в спіралі.

У **другому розділі** розглянуто технічні засоби комплексу радіомоніторингу, що виявляють та розпізнають джерела випромінювання, визначають їх місцеположення, вимірюють параметри поля випромінювання. Сформульовано основні вимоги до антенної системи, яка має забезпечувати пеленгацію джерела випромінювання і виокремлення радіоколивачів. При радіоконтролі антенну систему потрібно розглядати як первинний вимірювальний перетворювач параметрів електромагнітного поля в електричні напруги. Для реалізації цих функцій одним антенним пристроєм, його

необхідно будувати як антенну решітку з хитанням променя в азимутальній та меридіональній площинах.

Приведено обґрунтування необхідної кількості елементів решітки для пеленгації джерел випромінювання за азимутом та кутом місця.

Обґрунтовано доцільність використання антенних решіток з розмірністю: 2×1 ; 2×2 або 3×2 , де перша цифра – кількість антенних елементів по горизонталі, а друга – кількість антенних елементів по вертикалі.

Оскільки для комплексів радіомоніторингу та радіоконтролю використовують координатну систему, прив'язану до географічних паралелей і меридіанів, то в дисертації розглянуто як трансформуються формули для характеристик спрямованості системи, що складається з двох або трьох антенних елементів. Використано прямокутну і зв'язану з нею сферичну систему координат. Площина xOy суміщена з площиною поверхні землі, вісь Oz збігається з географічними паралелями, а вісь Ox з меридіаном. Елементи антенної решітки розміщують на осях x , y , z симетрично відносно початку системи координат на відстанях d_x , d_y , d_z вздовж координатних осей. Очевидно, що система з двох елементів з екраном складатиметься з двох реальних антенних елементів і їх двох дзеркальних зображень. При вимірюванні кута місця джерела випромінювання необхідно мати ще і антенні елементи розташовані на площині $x = 0$.

Підсумовуючи наведені ЕРС (електрорушійні сили) без будь-яких фазових зсувів отримуємо в азимутальній площині сумарну діаграму спрямованості (синфазна система випромінювачів), при відніманні ЕРС отримуємо різницеву діаграму (протифазна система випромінювачів).

$$\left. \begin{aligned} f_{\Delta}(\theta, \varphi) &= \sin(kd_y \sin \theta \sin \varphi) \sin(kd_x \sin \theta \cos \varphi); \\ f_{\Sigma}(\theta, \varphi) &= \cos(kd_y \sin \theta \sin \varphi) \sin(kd_x \sin \theta \cos \varphi), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

де θ, φ – координатні кути сферичної системи координат, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – хвильове число.

У випадку трьохелементної решітки формуємо сумарну біноміальну характеристику спрямованості, яка не матиме ніяких бічних пелюсток при відстанях між елементами, що не перевищують $0,5\lambda$.

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

де h – відстань від вібраторів до екрана.

При цьому різницева характеристика спрямованості матиме вигляд:

$$F_{\Delta}(\varphi) = \sin(kd \sin \varphi) \sin(kh \cos \varphi). \quad (3)$$

Різницева ДС також не має бічних пелюсток і характеризується стрімким падінням до нуля при $\varphi = 0^\circ$.

В роботі показано, що електричне хитання променя (з метою сканування простору) призводить до деформації ДС в азимутальній площині (рис. 1), що впливатиме на точність пеленгації і на розрізнявальну здатність, тобто на

можливість виокремлення сигналу з суміші сигнал+завада з однією і тією ж частотою радіоколивань.

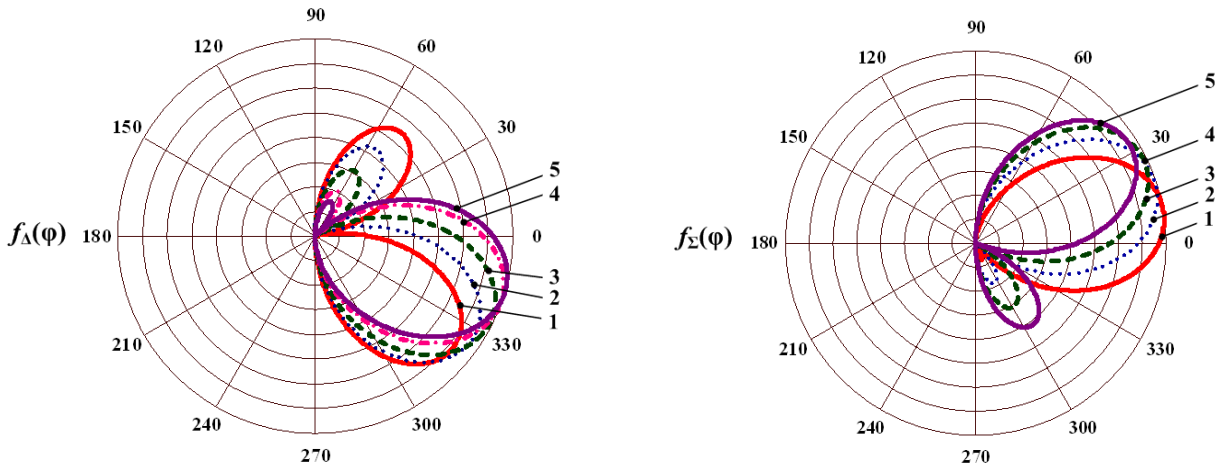


Рис. 1. Сімейство ДС, побудованих за формулами (2, 3) при $\theta = 90^\circ$ та фазовим зсувом $\psi = 10^\circ \div 45^\circ$. (1 – $\psi = 10^\circ$; 2 – $\psi = 20^\circ$; 3 – $\psi = 30^\circ$; 4 – $\psi = 40^\circ$; 5 – $\psi = 45^\circ$)

При механічному скануванні форма ДС зберігається незмінною, що забезпечує більшу точність при наведенні на джерело випромінювання.

Коефіцієнти чутливості до зміни кута φ лінійної антенної решітки, що складаються з двох елементів визначаються як

$$\left. \begin{aligned} K_{\Delta}(\varphi) &= \beta \cos(\beta \sin \varphi) \sin(\gamma \cos \varphi) \cos \varphi - \gamma \sin(\beta \sin \varphi) \cos(\gamma \cos \varphi) \sin \varphi; \\ K_{\Sigma}(\varphi) &= -\beta \sin(\beta \sin \varphi) \sin(\gamma \cos \varphi) \cos \varphi - \gamma \cos(\beta \sin \varphi) \cos(\gamma \cos \varphi) \sin \varphi, \end{aligned} \right\} (4)$$

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

Графічно залежності (4) відображено на рис. 2.

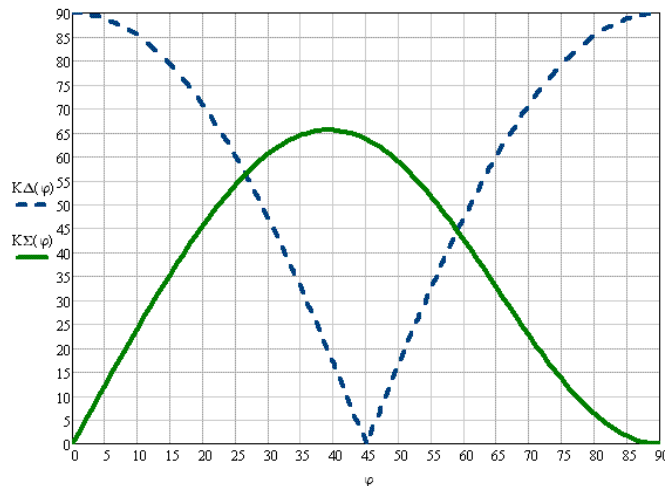


Рис. 2. Залежність коефіцієнта чутливості від кута φ антенної решітки 2×1 при механічному скануванні простору

Для антенної решітки 3×1 , з електричним скануванням, отримуємо такі коефіцієнти чутливості (рис. 3):

$$\left. \begin{aligned} K_{\Sigma}(\varphi) &= -\frac{kd}{2}(\cos\varphi \sin[kd(\sin\varphi - \sin\varphi_m)] \sin(kd_x \cos\varphi) - kd_x) \cos^2 \left[\frac{kd}{2}(\sin\varphi - \sin\varphi_m) \right] \cos(kd_x \cos\varphi) \sin\varphi; \\ K_{\Delta}(\varphi) &= kd_x \cos[kd(\sin\varphi - \sin\varphi_m)] \cos\varphi \sin(kd_x \cos\varphi) - kd_x \sin[kd(\sin\varphi - \sin\varphi_m)] \cos(kd_x \cos\varphi) \sin\varphi. \end{aligned} \right\} (5)$$

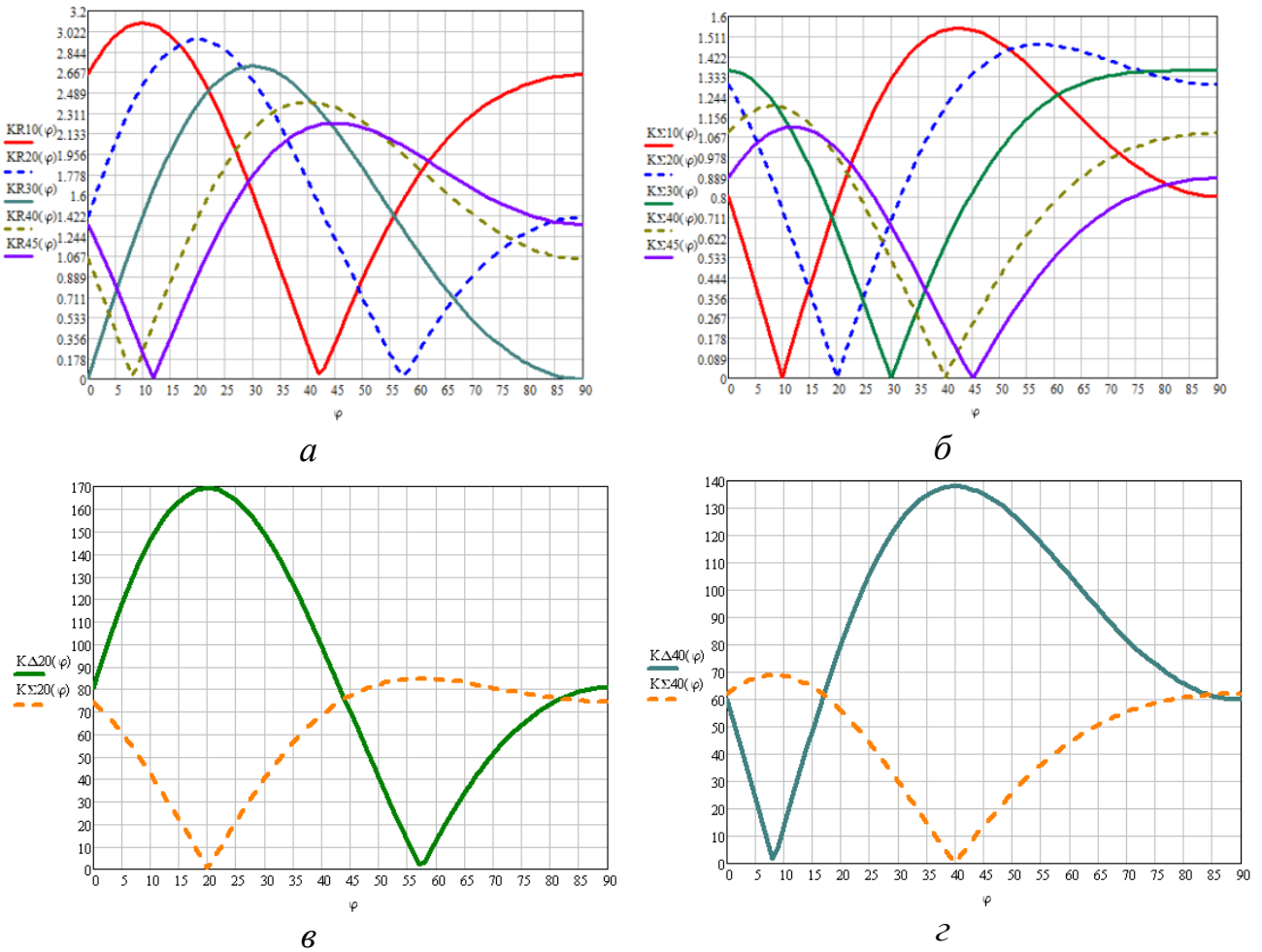


Рис. 3. Графіки залежності коефіцієнта чутливості від азимутального кута антенної решітки 3×1 з електричним скануванням: *a* – сімейство графіків по різницевому каналу; *б* – сімейство графіків по сумарному каналу; *в* – по різницевому та сумарному каналах при $\varphi = 20^\circ$; *г* – по різницевому та сумарному каналах при $\varphi = 40^\circ$

Як видно з графіків, коефіцієнт чутливості антени з електричним скануванням (рис. 3) змінюється зі зміною азимута джерела випромінювання на відміну від коефіцієнта чутливості антени з механічним скануванням.

Отже, можемо зробити висновки, що більш доцільно для радіоконтролю використовувати механічне обертання антенної решітки. Автоматичне визначення пеленгів джерел *a* і *в* здійснюється за амплітудними значеннями напруг:

$$\left. \begin{aligned} U_{\Delta} &= 4\sqrt{U_a^2 \sin^2 \alpha_{\hat{a}} \sin^2 \delta_a + U_{\hat{a}}^2 \sin^2 \alpha_{\hat{a}} \sin^2 \delta_{\hat{a}} + 2U_a U_{\hat{a}} \sin \alpha_{\hat{a}} \sin \delta_a \sin \alpha_{\hat{a}} \sin \delta_{\hat{a}} \cos \phi}; \\ U_{\Sigma} &= 4\sqrt{U_a^2 \cos^2 \alpha_{\hat{a}} \sin^2 \delta_a + U_{\hat{a}}^2 \cos^2 \alpha_{\hat{a}} \sin^2 \delta_{\hat{a}} + 2U_a U_{\hat{a}} \cos \alpha_{\hat{a}} \sin \delta_a \cos \alpha_{\hat{a}} \sin \delta_{\hat{a}} \cos \phi}, \end{aligned} \right\} (6)$$

де ϕ – фазовий зсув комплексних амплітуд напруг \bar{U}_a і $\bar{U}_{\hat{a}}$, що наводяться джерелами випромінювання на затискачах антени; $\delta = \gamma \cos \varphi = kd_x \sin \theta \cos \varphi$

фазовий зсув комплексних амплітуд напруг, обумовлений різницею ходу променів одного і того ж джерела, що наводять ЕРС в елементах антенної решітки і в їх дзеркальних зображеннях.

Фазовий зсув визначається як: $\cos \phi = \cos[(\omega_a - \omega_{\hat{a}})t + \Psi_{\hat{a}} - \Psi_a]$, де $\omega_a, \omega_{\hat{a}}$ – колові частоти полів випромінювання джерел a і \hat{a} .

Джерела a і \hat{a} некогерентні. Оскільки частоти $\omega_a, \omega_{\hat{a}}$ змінюються у часі через деяку нестабільність, це дає змогу виокремити змінні величини в часі:

$$U'_{\Delta} = B_q U_a U_{\hat{a}} \sin \alpha_{\hat{a}} \sin \delta_a \sin \alpha_a \sin \delta_{\hat{a}} \cos \phi; \quad (7)$$

$$U'_{\Sigma} = B_q U_a U_{\hat{a}} \cos \alpha_{\hat{a}} \sin \delta_a \cos \alpha_a \sin \delta_{\hat{a}} \cos \phi, \quad (8)$$

де B_q – коефіцієнт пропорційності.

Обертаючи апертуру антени так, щоб наблизити величину U'_{Δ} до нуля, можемо отримати азимутальний пеленг джерела a , або джерела \hat{a} .

Розглянемо пеленгацію джерел випромінювання решіткою 3×2 , коли в секторі огляду працюють два джерела випромінювання a і \hat{a} з настільки близькими частотами, що частотно-вибірні кола не дають змоги їх розділити.

Напруги на затискачах антенної системи 3×2 за наявності двох джерел випромінювання визначатимуться як:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{\Sigma} &= \dot{U}_a^{\Sigma} F_{\Sigma}(\varphi_{\hat{a}}) + \dot{U}_{\hat{a}}^{\Sigma} F_{\Sigma}(\varphi_a); \\ \dot{U}_{\Delta} &= \dot{U}_a^{\Delta} F_{\Delta}(\varphi_{\hat{a}}) + \dot{U}_{\hat{a}}^{\Delta} F_{\Delta}(\varphi_a), \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

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

Модулі амплітуд комплексних напруг дорівнюють:

$$\left. \begin{aligned} U_{\Sigma} &= \sqrt{[U_a^{\Sigma} F_{\Sigma}(\varphi_{\hat{a}})]^2 + [U_{\hat{a}}^{\Sigma} F_{\Sigma}(\varphi_a)]^2 + 2[U_a^{\Sigma} F_{\Sigma}(\varphi_{\hat{a}})][U_{\hat{a}}^{\Sigma} F_{\Sigma}(\varphi_a)] \cos \Phi}; \\ U_{\Delta} &= \sqrt{[U_a^{\Delta} F_{\Delta}(\varphi_{\hat{a}})]^2 + [U_{\hat{a}}^{\Delta} F_{\Delta}(\varphi_a)]^2 + 2[U_a^{\Delta} F_{\Delta}(\varphi_{\hat{a}})][U_{\hat{a}}^{\Delta} F_{\Delta}(\varphi_a)] \cos \Phi}, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

де Φ – фазовий зсув комплексних амплітуд напруг \dot{U}_a^{Σ} і $\dot{U}_{\hat{a}}^{\Sigma}$.

Для створення ефективного індикатора пеленгу джерела випромінювання піднесемо напругу U_{Δ} до квадрату – матимемо три складові, з яких дві є сталими. Це дає нам можливість відфільтрувати змінну величину:

$$U_{AC} = 2B_{q\Phi} \{ [U_a^{\Delta} F_{\Delta}(\varphi_{\hat{a}})][U_{\hat{a}}^{\Delta} F_{\Delta}(\varphi_a)] \cos \Phi \}. \quad (11)$$

де $B_{q\Phi}$ – коефіцієнт передачі тракту передачі і перетворення напруг.

Випрямлена напруга $U_{DC} = DU_{A\tilde{N}}$, матиме вигляд:

$$U_{DC} = 4a^2 l_{\partial}^2 D E_{\hat{a}} E_{\hat{a}} \sin(kd \sin \varphi_{\hat{a}}) \sin(kd \sin \varphi_{\hat{a}}). \quad (12)$$

Вона дорівнюватиме нулю, коли нуль ДС збігається з напрямом φ_a або $\varphi_{\hat{a}}$. Це дає можливість визначити кутові координати джерел випромінювання. Якщо нуль ДС збігається з азимутом φ_a , то можна отримувати напругу, з якої можемо розрахувати параметри поля випромінювання джерела v

$$U'_{\Delta} = A_{\Delta} E_{\hat{a}} l_{\partial} F_{\Delta}(\varphi_{\hat{a}}). \quad (13)$$

При пеленгації джерела випромінювання v , знаходимо кут φ_e і отримуємо напругу, що наводиться джерелом a при $F_{\Delta}(\varphi_e) = 0$

$$U''_{\Delta} = A_{\Delta} E_{\hat{a}} l_{\partial} F_{\Delta}(\varphi_{\hat{a}}). \quad (14)$$

Мінімальне кутове рознесення джерел a і v за умови зменшенні ЕРС на затискачах антени на 5 дБ (у 3,16 разів) визначатиметься з трансцендентного рівняння, яке виведене в припущенні, що $\hat{A}_a \approx \hat{A}_{\hat{a}}$, тобто

$$\sin(\beta \sin \varphi_{\min}) \sin(\gamma \cos \varphi_{\min}) = \frac{3.16}{f_{\Delta}(\varphi_{\min})}, \quad (15)$$

де $f_{\Delta}(\varphi_{\min})$ – множник, який унормовує різницеву ДС.

Значення кута φ_{\min} знаходимо з першого рівняння системи (4)

$$\operatorname{tg} \varphi_{\min} = \frac{\gamma}{\beta} \operatorname{ctg}(\beta \sin \varphi_{\min}) \operatorname{tg}(\gamma \cos \varphi_{\min}). \quad (16)$$

При $\beta = \gamma = \pi/2$ напрями максимуму ДС випромінювання знаходяться під кутом $\pm \pi/4$, а множник дорівнює $1/f_{\Delta}(\varphi_{\min}) = 1,245563$. За цих умов розв'язком рівняння є $\varphi_{\min} = \pm 9,4^{\circ}$. Якщо джерела a і v з приблизно однаковою інтенсивністю випромінювання будуть рознесені на кут не менше $9,4^{\circ}$, то антена дасть можливість виокремити їх випромінювання та визначити азимути поширення хвиль.

В більш загальному випадку при механічному скануванні вираз для мінімального рознесення має вигляд:

$$\Delta\varphi = \arcsin\left(\frac{\arcsin(\xi)}{kd}\right), \quad (17)$$

де ξ – відношення завади до корисного сигналу.

За формулами (16–17) побудовано графіки залежності $\Delta\varphi = f(\xi)$. (рис. 4, 5)

За результатами аналізу властивостей малоелементних антенних систем запропоновано схему антенної решітки (рис. 6). Вертикальні вібратори позначено одним штрихом, горизонтальні позначено двома. Для формування діаграм спрямованості, що описуються виразами (1), полотно з електричних

вібраторів розміщуємо над прямокутним екраном. Віддаль між екраном і фазовим центром будь-якого вібратора дорівнює d_x .

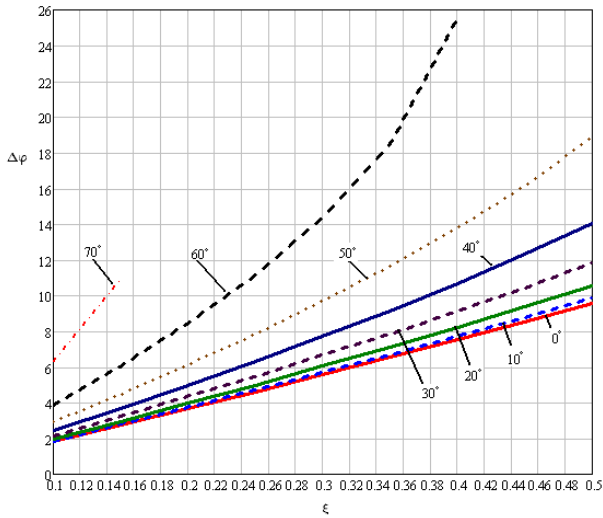


Рис. 4. Залежності мінімального кутового рознесення a -го і b -го джерел випромінювання від кутового положення джерела b і мінімального значення відносної напруги, що наводиться a -м джерелом випромінювання при електричному переміщенні нуля ДС

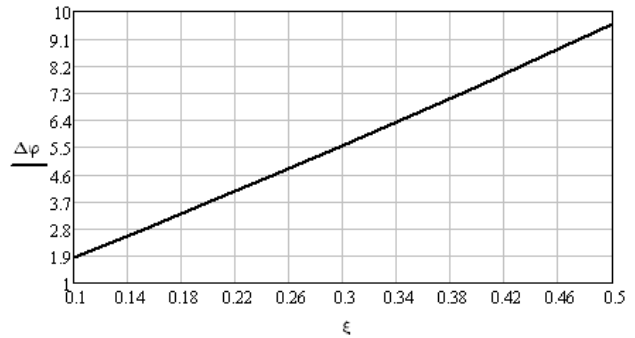


Рис. 5. Залежність мінімального кутового рознесення від відносної напруги, що наводиться полем випромінювання джерела a при використанні механічного наведення антени на заваду

Площина екрану збігається з площиною zOy координатної системи. Отже, на вихідних затискачах фідерних трактів будуть наводитися напруги:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{p\delta} &= \dot{U}'_p = i2K_{\delta} \dot{A}_{\theta} l_{\delta} F(\theta) e^{i\alpha} \sin(\gamma \cos \varphi) \text{ і } \delta = 1, 3; \\ \dot{U}_{q\delta} &= \dot{U}'_q = i2K_{\delta} \dot{A}_{\theta} l_{\delta} F(\theta) e^{-i\alpha} \sin(\gamma \cos \varphi) \text{ і } \delta = 2, 4; \\ \dot{U}_{p\delta} &= \dot{U}''_p = i2K_{\delta} \dot{A}_{\varphi} l_{\delta} F(\theta, \varphi) e^{i\alpha} \sin(\gamma \cos \varphi) \text{ і } \delta = 1, 3; \\ \dot{U}_{q\delta} &= \dot{U}''_q = i2K_{\delta} \dot{A}_{\varphi} l_{\delta} F(\theta, \varphi) e^{-i\alpha} \sin(\gamma \cos \varphi) \text{ і } \delta = 2, 4, \end{aligned} \right\} (18)$$

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

Характеристики спрямованості елементів антенної решітки, які використовуються при побудові її з активних елементів за умови, що $kl \ll 1$ набувають вигляду: для вертикальних вібраторів – $F(\theta) = \sin \theta$, для горизонтальних вібраторів: $F(\theta, \varphi) = \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \varphi}$.

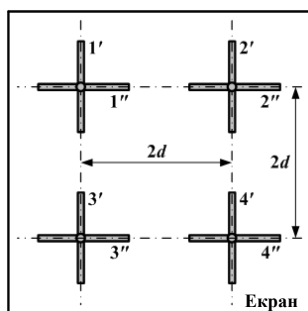


Рис. 6. Апертура антенної системи 2×2 : одним штрихом позначені вертикальні вібратори, двома штрихами – горизонтальні вібратори

В повній структурній схемі, що зображено на рис. 7, позначення напруг (18) наведено на виході антенного блока. Фідерні тракти з однаковими коефіцієнтами передачі K_0 з'єднують затискачі з входами комутаторів K_1, K_2, K_3, K_4 . Кожен комутатор має три розв'язані входи, два з них з'єднані з вібраторами, а третій з виходом генератора тестових напруг (ГТН).

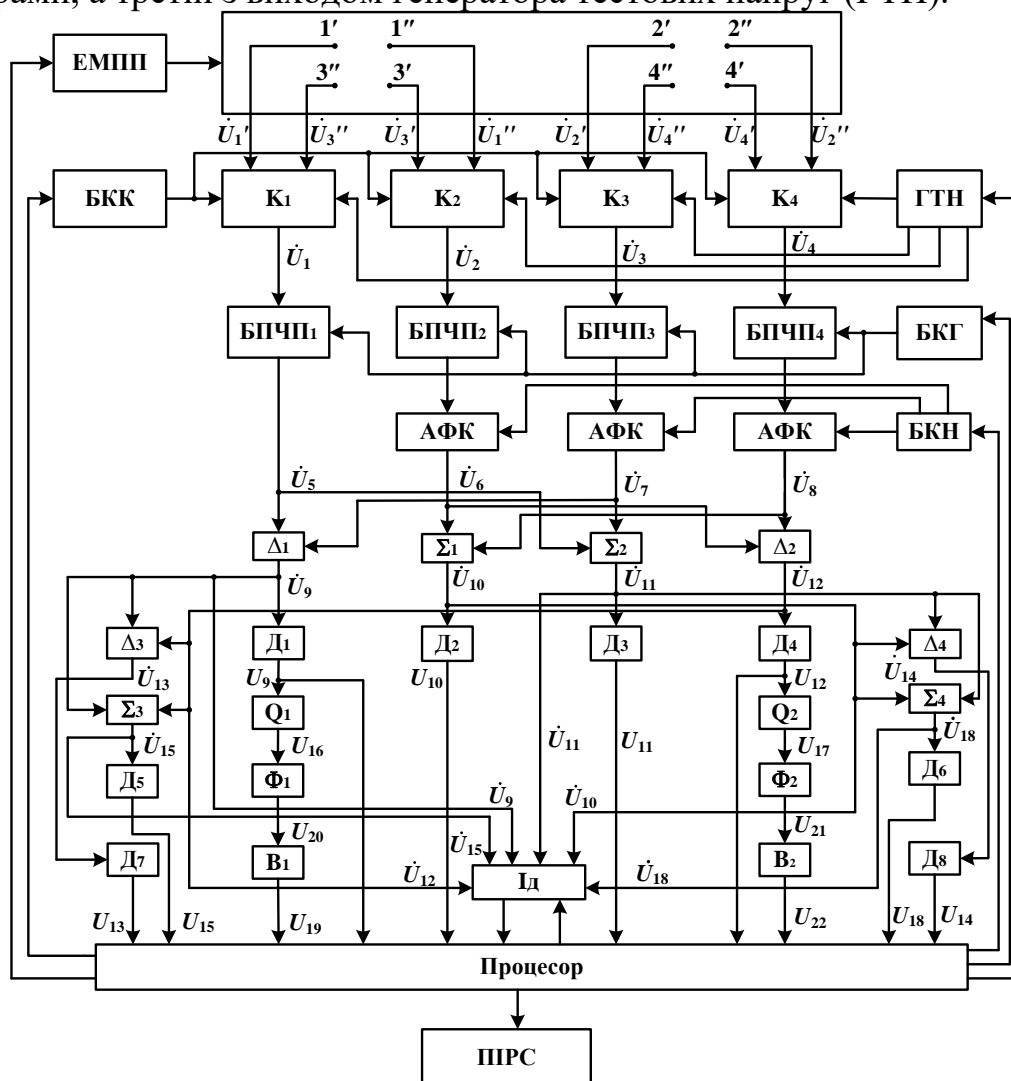


Рис. 7. Структурна схема антенної системи з антенною решіткою 2×2

В залежності від вибраного режиму роботи системи блок керування комутаторами (БКК) здійснює те чи інше з'єднання одного з входів з виходом комутатора. Утворюються чотири канали, в яких відбувається підсилення і

частотне перетворення вхідних напруг. Перший канал, який починається від входу комутатора K_1 і закінчується виходом блока підсилення і частотного перетворення (БПЧП1), вважається зразковим. Решта каналів – містять додаткові блоки – амплітудно-фазові коректори (АФК), за допомогою яких досягають ідентичності коефіцієнтів передач всіх каналів. Вихідними напругами чотирьох каналів є $\dot{U}_5, \dot{U}_6, \dot{U}_7, \dot{U}_8$.

За наявності в секторі огляду двох джерел випромінювання в режимі використання вібраторів $1', 1''$ і $2', 2''$ та суміщення апертури антени з координатною площиною $x=0$. Отримаємо на виходах комутаторів напруги:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_{a_0}^\theta e^{ikd \sin \theta_a \sin \varphi_a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_{\hat{a}_0}^\theta e^{ikd \sin \theta_{\hat{a}} \sin \varphi_{\hat{a}}} \sin(\gamma_{\hat{a}} \cos \varphi_{\hat{a}}); \\ \dot{U}_2 &= \dot{U}_{a_0}^\varphi e^{ikd \sin \theta_a \sin \varphi_a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_{\hat{a}_0}^\varphi e^{ikd \sin \theta_{\hat{a}} \sin \varphi_{\hat{a}}} \sin(\gamma_{\hat{a}} \cos \varphi_{\hat{a}}); \\ \dot{U}_3 &= \dot{U}_{a_0}^\theta e^{-ikd \sin \theta_a \sin \varphi_a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_{\hat{a}_0}^\theta e^{-ikd \sin \theta_{\hat{a}} \sin \varphi_{\hat{a}}} \sin(\gamma_{\hat{a}} \cos \varphi_{\hat{a}}); \\ \dot{U}_4 &= \dot{U}_{a_0}^\varphi e^{-ikd \sin \theta_a \sin \varphi_a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_{\hat{a}_0}^\varphi e^{-ikd \sin \theta_{\hat{a}} \sin \varphi_{\hat{a}}} \sin(\gamma_{\hat{a}} \cos \varphi_{\hat{a}}); \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

де θ_a, φ_a – кутові координати джерела a ; $\theta_{\hat{a}}, \varphi_{\hat{a}}$ – кутові координати джерела \hat{a} .

З метою спрощення апаратних засобів обробки сигналів напруги $\dot{U}_1, \dots, \dot{U}_4$ підсилюються і переносяться в більш зручний частотний діапазон. Частотні перетворювачі в БПЧП чотирьох каналах працюють з одним і тим гетеродином з блока керування генераторів (БКГ). На виходах каналів утворюються напруги:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_5 &= a\dot{U}_1 = \dot{U}_a^\theta e^{i\alpha_y^a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_{\hat{a}}^\theta e^{i\alpha_y^{\hat{a}}} \sin(\gamma_{\hat{a}} \cos \varphi_{\hat{a}}); \\ \dot{U}_6 &= a\dot{U}_2 = \dot{U}_a^\varphi e^{i\alpha_y^a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_{\hat{a}}^\varphi e^{i\alpha_y^{\hat{a}}} \sin(\gamma_{\hat{a}} \cos \varphi_{\hat{a}}); \\ \dot{U}_7 &= a\dot{U}_3 = \dot{U}_a^\theta e^{-i\alpha_y^a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_{\hat{a}}^\theta e^{-i\alpha_y^{\hat{a}}} \sin(\gamma_{\hat{a}} \cos \varphi_{\hat{a}}); \\ \dot{U}_8 &= a\dot{U}_4 = \dot{U}_a^\varphi e^{-i\alpha_y^a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \dot{U}_{\hat{a}}^\varphi e^{-i\alpha_y^{\hat{a}}} \sin(\gamma_{\hat{a}} \cos \varphi_{\hat{a}}); \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

де $\dot{U}_a^\theta = a\dot{U}_{a_0}^\theta$; $\dot{U}_a^\varphi = a\dot{U}_{a_0}^\varphi$; $\dot{U}_{\hat{a}}^\theta = a\dot{U}_{\hat{a}_0}^\theta$; $\dot{U}_{\hat{a}}^\varphi = a\dot{U}_{\hat{a}_0}^\varphi$ – комплексні амплітуди на виході каналів частотного перетворення і підсилення, a – коефіцієнт підсилення каналів; $\alpha_y^a = kd \sin \theta_a \sin \varphi_a$, $\alpha_y^{\hat{a}} = kd \sin \theta_{\hat{a}} \sin \varphi_{\hat{a}}$ – відповідні фазові зсуви.

Отримані напруги обробляються віднімачами Δ_1 і Δ_2 (\dot{U}_9, \dot{U}_{12}), та суматорами Σ_1 і Σ_2 ($\dot{U}_{10}, \dot{U}_{11}$). Вихідні напруги з віднімачів і суматорів детектуються амплітудними детекторами $\ddot{A}_1, \ddot{A}_2, \ddot{A}_3, \ddot{A}_4$, в результаті виникають напруги $U_9, U_{10}, U_{11}, U_{12}$ з низькочастотними і постійними складовими.

Для формування сигналу-індикатора настроювання апертури антенного блока на азимут джерела випромінювання напруги U_9 і U_{12} підносяться до квадрату квадраторами Q_1 і Q_2 , в результаті чого отримуємо напруги U_{16} , U_{17}

$$\left. \begin{aligned} U_{16} &= B \left[U_a^2(\theta) + U_{\dot{a}}^2(\theta) + 2U_a(\theta)U_{\dot{a}}(\theta)\cos\Phi_\theta \right]; \\ U_{17} &= B \left[U_a^2(\varphi) + U_{\dot{a}}^2(\varphi) + 2U_a(\varphi)U_{\dot{a}}(\varphi)\cos\Phi_\varphi \right], \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

де B – коефіцієнт передачі квадраторів.

Кожна з цих напруг має три складові. Перші дві з них будуть постійними, а третя – при будь-якій модуляції буде завжди змінюватись у часі. Щоб позбутися постійних складових, використовуємо смуго-пропускні фільтри з вікном прозорості в діапазоні низьких і дуже низьких частот.

За допомогою фільтрів Φ_1 і Φ_2 з напруг U_{16} і U_{17} виокремлюємо змінні складові U_{20} і U_{21} , які надходять у випрямлячі B_1 і B_2 . На виходах випрямлячів постійні напруги U_{19} і U_{22} при суміщенні нормалі до апертури антенного блока з напрямом на джерело a або b можна зменшити до нуля. Це дає можливість процесору виробляти команди для БМПП на обертання апертури антени в азимутальній площині.

Після вимірювання кутів φ_a і φ_b система обробки починає працювати з вібраторами 1', 3', 2' і 4', тобто з антенною решіткою, що складається з чотирьох вертикальних вібраторів. Якщо за рахунок вибраного азимутального кута випромінювання джерело b буде придушене, то напруги \dot{U}_9 і \dot{U}_{12} набувають вигляду:

$$\left. \begin{aligned} U_9 &= i2U_a^\theta \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) e^{i\alpha_z}; \\ U_{12} &= i2U_a^\theta \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) e^{-i\alpha_z}. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Ці напруги одночасно надходять до віднімача Δ_3 (на виході \dot{U}_{13}) і суматора Σ_3 (на виході \dot{U}_{15}). Напряга \dot{U}_{13} використовується для наведення апертури антенного блока на напрям поширення хвиль від джерела випромінювання a на антенну систему.

Коли апертура антени буде спрямована на джерело a ($\theta = 90^\circ$), то напруга $\dot{U}_{13} = 0$, а напруга \dot{U}_{15} набуває значення:

$$\dot{U}_{15} = i4\dot{U}_a^\theta \sin(kd \sin \varphi_a) \sin(kd_x \cos \varphi_a). \quad (23)$$

У випадках коли вертикальна складова полів випромінювання значно менша горизонтальної складової, використовується плоска антенна решітка з елементами горизонтальної поляризації 3", 1", 4" і 2", тоді напруги U_9 і U_{12} матимуть вигляд

$$\left. \begin{aligned} U_9 = \dot{U}_5 - \dot{U}_7 = i2\dot{U}_a^\theta \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) e^{-i\alpha_z}; \\ U_{12} = \dot{U}_6 - \dot{U}_8 = i2U_a^\varphi \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) e^{i\alpha_z}. \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Після суміщення напрямку приходу хвилі з перпендикуляром до апертури антени отримуємо $\dot{U}_{13} = 0$, кут θ_a і напругу \dot{U}_{15} .

$$\dot{U}_{15} = i4\dot{U}_a^\varphi \sin(kd \sin \varphi_a) \sin(kd_x \cos \varphi_a). \quad (25)$$

Для розрахунку параметрів поляризації використовується лінійна антенна решітка з елементів 1', 1'', 2' і 2'' Оскільки кутові координати джерел a і b вже визначені, то придушуючи одне з джерел, наприклад « b », знаходимо напруги:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 = i2\dot{U}_a^\theta \sin(kd_y \sin(\varphi_a)) \sin(kd_x \cos \varphi_a); \\ \dot{U}_{12} = i2U_a^\varphi (kd_y \sin(\varphi_a)) \sin(kd_x \cos \varphi_a). \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Амплітуди їх різниці і суми після детекторів визначаються як:

$$\left. \begin{aligned} U_{13} = L\sqrt{(U_a^\theta)^2 + (U_a^\varphi)^2 - 2\dot{U}_a^\theta \dot{U}_a^\varphi \cos \psi}; \\ U_{15} = L\sqrt{(U_a^\theta)^2 + (U_a^\varphi)^2 + 2\dot{U}_a^\theta \dot{U}_a^\varphi \cos \psi}, \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

де ψ – зсув фаз складових векторів напруженості електричного поля; L – коефіцієнт пропорційності.

Розрахунок параметрів поляризації здійснюється за відомими формулами.

Вимірні амплітуди напруг U_9 і U_{12} (26) та отримані значення кутових координат джерел випромінювання дають можливість розрахувати складові векторів напруженості поля.

Напруженість вектора електричного поля джерела випромінювання a визначається за відомими кутами θ_a, φ_a і амплітудами U_9 і U_{12} .

$$\left. \begin{aligned} E_a^\theta = \frac{U_9}{2aK_\delta Ll_\partial}; \\ E_a^\varphi = \frac{U_{12}}{2aK_\delta Ll_\partial F(\varphi_a)}. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

Підсумки розрахунків і дані вимірювання використовуються в пристроях ідентифікації джерел випромінювання (Ід), після чого надходять в пристрій індикації і реєстрації сигналів (ПРС).

З метою підвищення точності вимірювань параметрів сигналу створено систему з антенним блоком 3×2 (рис. 8).

В основному режимі роботи лінійна антенна решітка складається з елементів 1, 2, 3. Після частотного перетворення і підсилення в шести каналах, які утворюються блоками частотного перетворення і підсилення (БПЧП), блоком керування гетеродина (БКГ), амплітудно-фазовими коректорами (АФК),

коефіцієнти передачі яких регулюються блоком керування напруг (БКН), напруги з виходів комутаторів $\dot{U}_1, \dot{U}_5, \dot{U}_2, \dot{U}_6$ надходять до віднімачів Δ_1, Δ_2 та суматорів Σ_1, Σ_2 (рис. 8), де утворюються напруги $\dot{U}_7, \dot{U}_8, \dot{U}_9, \dot{U}_{10}$.

Для ідентифікації джерел випромінювання використовуються напруги \dot{U}_{11} і \dot{U}_{14} з виходів суматорів Σ_3 і Σ_4 . Їх амплітуди, отримані в результаті детектування детекторами \ddot{A}_3 і \ddot{A}_8 після придушення завади і наведення апертури антени на джерело випромінювання, використовують в процесорі для обчислення напруженості поля випромінювання. Напряга U_{11} надходить в блок індикації $I_{д1}$, а напряга U_{14} надходить в блок індикації $I_{д2}$. Якщо частоти випромінювань джерел a і b настільки близькі, що ідентифікація джерел випромінювань стає неможливою або непевною, то визначаються кутові координати джерел випромінювання.

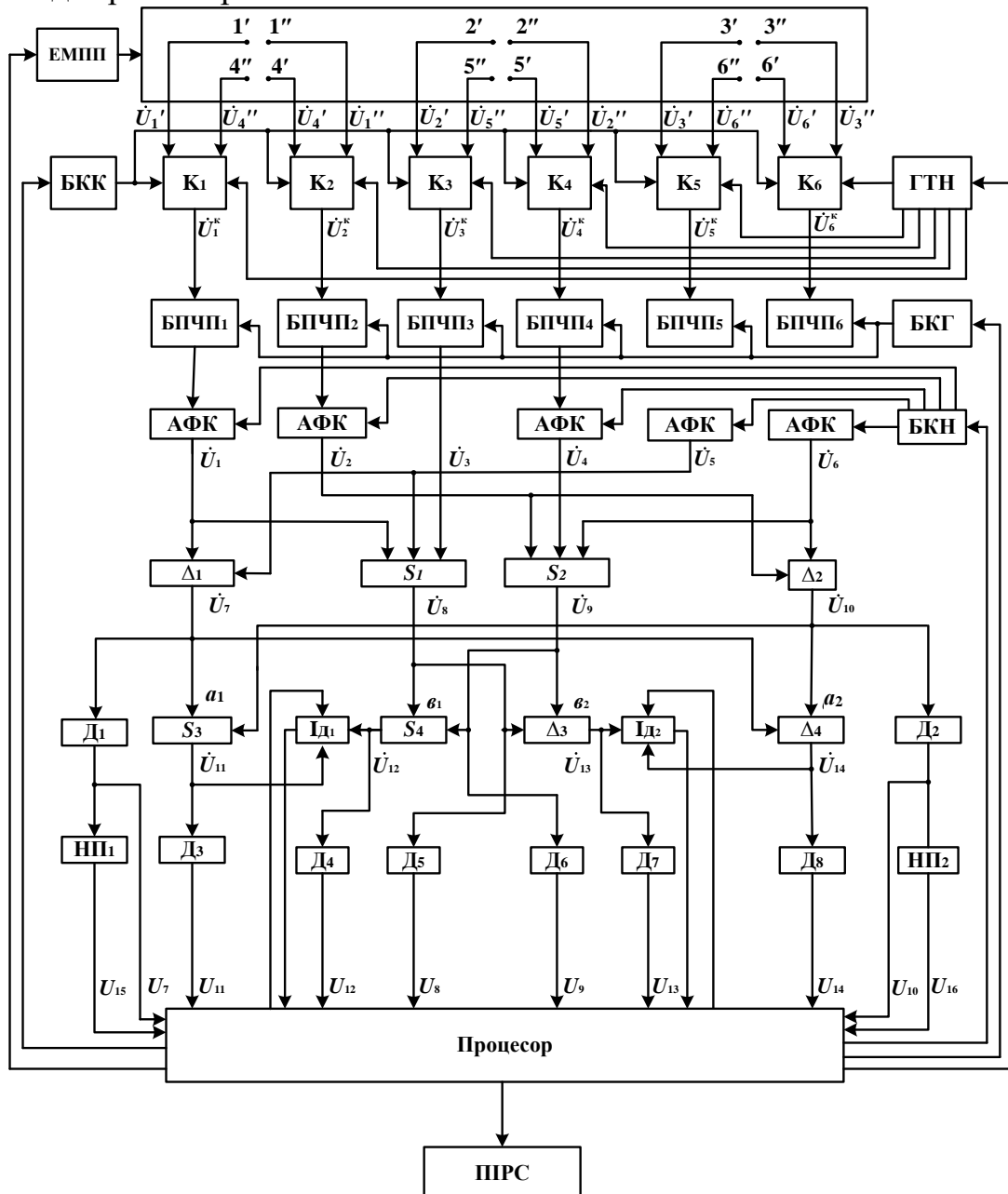


Рис. 8. Структурна схема антенної системи з антенною решіткою 3×2

За допомогою напруг \dot{U}_7 і \dot{U}_{10} , амплітуди яких U_7 і U_{10} після детекторів \ddot{A}_1 і \ddot{A}_2 , використовуються для обчислення напруженості поля, а також нелінійними перетворювачами НП₁ і НП₂ для формування індикаторів настроювання апертури антени на азимут одного з джерел випромінювання.

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

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_7 &= i2U_a^\theta \sin \alpha_y^a \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_{10} &= i2U_a^\varphi \sin \alpha_y^a \sin \gamma_a, \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

де $\alpha_y^a = kd_y \sin \theta_a \sin(\Delta\varphi_{aa})$ і $\gamma_a^a = kd_x \sin \theta_a \cos(\Delta\varphi_{aa})$.

Таким же чином визначається і азимут джерела b . Отримані азимуту φ_a і φ_b дають можливість перейти до вимірювань кутів θ_a і θ_b . Для цього комутаторами K_1, \dots, K_6 приєднуються вертикальні вібратори (з штрихами).

На виході віднімача Δ_4 отримуємо напругу

$$\dot{U}_{14} = \dot{U}_7 - \dot{U}_{10} = 4U_a^\theta \sin \alpha_y^a \sin \gamma_a \sin \alpha_z^a. \quad (30)$$

Після детектора D_8 напруга U_{14} підводиться до процесора і є індикатором наведення апертури антенної решітки в меридіональній площині на джерело випромінювання a . Для ідентифікації джерела випромінювання b напруга \dot{U}_{11} використовується ідентифікаційним блоком I_{d1} і надходить до детектора D_3 , де утворюється постійна напруга U_{11} .

При суміщенні нормалі до апертури антени з напрямом випромінювання U_{14} зменшується до нуля, але напруга \dot{U}_{11} , яка утворюється в результаті підсумовування напруг на виході суматора Σ_4 буде дорівнювати:

$$\dot{U}_{11} = \dot{U}_7 + \dot{U}_{10} = i4U_a^\theta \sin \alpha_y^a \sin \gamma_a. \quad (31)$$

Ця напруга використовується в ідентифікаційному блоці I_{d1} , а її амплітуда з виходу детектора D_3 є вихідною величиною для обчислення значення меридіональної складової напруженості поля, що створюється джерелом b .

Після визначення положення джерел випромінювання антенна решітка повертається в основний режим і її функціонування відбувається таким же чином як і решітки 2×2.

Якщо, при огляді простору на визначеній частоті, існує поле випромінювання тільки одного джерела, то вирази для напруг спрощуються:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_7 &= i2\dot{U}_a^\theta \sin \alpha_y^a \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_8 &= 4\dot{U}_a^\theta \cos^2 \frac{\alpha_y^a}{2} \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_9 &= 4\dot{U}_a^\varphi \cos^2 \frac{\alpha_y^a}{2} \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_{10} &= i2\dot{U}_a^\varphi \sin \alpha_y^a \sin \gamma_a. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

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

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_8 &= 4\dot{U}_a^\theta \sin[kd_x \cos(\theta - \theta_a)]; \\ \dot{U}_9 &= 4\dot{U}_a^\varphi \sin[kd_x \cos(\theta - \theta_a)]. \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

Напряма на джерело випромінювання в меридіональній площині (кут θ_a) знаходимо в режимі антенної решітки 3×2 з вертикальних або горизонтальних вібраторів. Після визначення кута θ_a антена решітка повертається до первинної конфігурації (основного режиму), тобто використовуються електрорушійні сили вібраторів $1', 1'', 2', 2'', 3', 3''$. Напруги, що несуть інформацію про параметри поля випромінювання, набувають значень:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_8 &= 4\dot{U}_a^\theta \sin(kd_x); \\ \dot{U}_9 &= 4\dot{U}_a^\varphi \sin(kd_x); \\ \dot{U}_{12} &= 4(\dot{U}_a^\theta + \dot{U}_a^\varphi) \sin(kd_x); \\ \dot{U}_{13} &= 4(\dot{U}_a^\theta - \dot{U}_a^\varphi) \sin(kd_x). \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

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

У **третьому розділі** проаналізовано можливість заміни вібраторних елементів антенних решіток, що розглядалися у розділі 2, на кільцеві елементи. За певних умов кільцева антена працює так само як два взаємно перпендикулярні вібратори (турнікетна антена). Але в турнікетній антені при використанні її як вимірювального пристрою, необхідно з великою точністю суміщувати фазові центри вібраторів. В кільцевій антені цієї проблеми не існує. В цьому кільцева антена має переваги над рупорними і турнікетними антенами, а також має менші габарити і жорстку конструкцію. Кільцева антена з узгодженим навантаженням, при довжині провідника антени близькій до довжини хвилі, розкладатиме її в ортогональному коловому поляризаційному базисі.

При використанні кільцевої антени як вимірювача параметрів поля існує проблема виокремлення напруги із суміші ЕРС, що наводиться електромагнітними хвилями правого і лівого обертання. Для вирішення цієї проблеми було запропоновано використовувати циркулятори (рис. 9).

За умови, що довжина кільця $2\pi a$, де a – радіус кільця, що приблизно дорівнює довжині хвилі, що падає на кільце, в кільці виникає режим біжучої хвилі. Можна показати, що біжуча хвиля струму, яка наводиться в металевому кільці при розкладанні вектора напруженості електричного поля в ортогональному коловому базисі, має дві складові, що обтікають кільце – за годинниковою стрілкою і проти годинникової стрілки. Це процес аналогічний протіканню струму в лінії з неузгодженим навантаженням. При такому підході, з'являється можливість виокремити хвилю правого від хвилі лівого обертання, наведеними складовими вектора E .

Оскільки діаграма спрямованості кільцевого елемента досить широка, то для пеленгації джерел випромінювання необхідно використовувати решітку кільцевих антен. Якщо необхідно визначати напрям приходу електромагнітної хвилі лише в горизонтальній площині, то можна створити решітку з двох кільцевих антен, яка буде визначати азимутальний кут. Якщо напрям падіння може приймати різні кути в вертикальній площині, то антенна система має складатися щонайменше з трьох кільцевих антен.

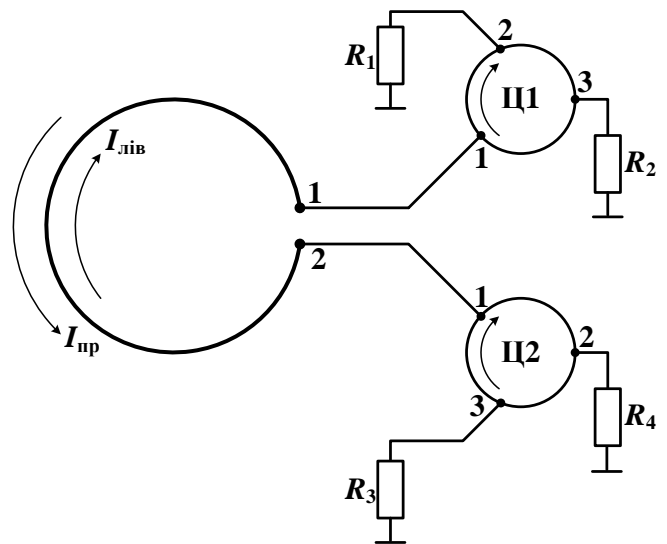


Рис. 9. Схема розділення сигналів кільцевої антени на циркуляторах

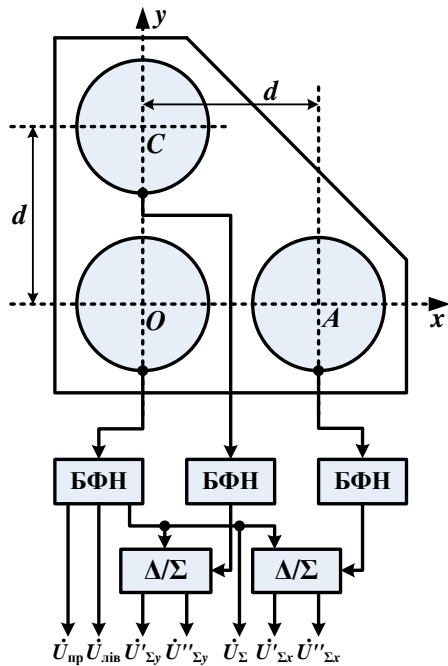


Рис. 10. Схема панелі кільцевих антен

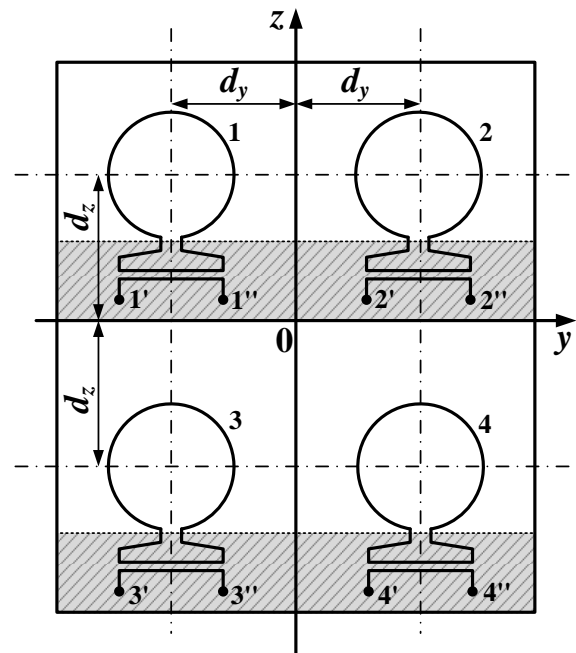


Рис. 11. Схема антенного блока

Використовуючи математичні обґрунтування у попередніх розділах, було створено трикільцеву антенну систему (рис.10). Проаналізована можливість заміни вібраторних елементів антенного блоку на кільцеві в решітках 2×2 (рис. 11), або 3×2 запропоновано математичну модель такої системи.

Антенні решітки з розмірністю 2×2 , 3×2 на кільцевих випромінювачах забезпечують в певній мірі функції пеленгації джерела випромінювання, придушення завади, яка має поле випромінювання на тій же довжині хвилі, що і поле сигналу, вимірювання основних параметрів поля випромінювання і поляризаційних параметрів.

Габарити апертури кільцевих антенних решіток не перевищують розмірів $1.5\lambda \times \lambda$ або $\lambda \times \lambda$, тому їх доцільно використовувати в високочастотній частині метрового діапазону, дециметровому і сантиметровому діапазонах хвиль. Оскільки режим біжучої хвилі зберігається в кільцевій антені в межах від $0,25\lambda_0$ до $0,45\lambda_0$, то коефіцієнт перекриття частотного діапазону досить

великий ($K_{\dot{a}} = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} \leq 1,8$). Отримано аналітичні вирази, які дають можливість

здійснювати вимірювання електричних полів в коловому поляризаційному ортогональному базисі і складові вектора напруженості електричного поля в ортогональному лінійному поляризаційному базисі.

Четвертий розділ містить результати моделювання та експериментального дослідження.

Моделювання та експериментальне дослідження двох зразків симетричної вібраторної антени – з лінійними плечима та з укороченими спіральними плечима. Для моделювання було вибрано середню частоту роботи $f = 425$ МГц, матеріал плечей для реалізації симетричного вібратора – мідний дріт з діаметром 1,5 мм.

Довжина плеча лінійного півхвильового симетричного вібратора $l = 17,65$ см.

При моделюванні отримали:

- діаграму спрямованості експериментальної моделі, що збігається з діаграмою спрямованості симетричного вібратора;
- коефіцієнт підсилення, майже не змінився у порівнянні з симетричним вібратором (зменшився на 7,8 %);
- зменшення майже на 30 % довжини симетричного вібратора завдяки зміні геометричної форми (спіралі);
- вхідний опір експериментальної моделі приблизно дорівнює 50 Ом, що не потребує додаткового узгодження;
- смуга пропускання від 413 МГц до 437,5 МГц;

Результати вимірювань зразку вібраторної антени зі спіральними плечима аналізатором RigExpert AA-1400 збігаються з результатами моделювання та наведені в дисертаційній роботі.

Побудовано математичну модель багатофункціональної малоелементної антенної решітки, де, завдяки перемиканню каналів, можна суміщувати функції пеленгації та придушення завади, а також вимірювати параметри сигналу.

З метою перевірки відповідності функціонування створених антенних систем теоретичним засадам, на яких побудовані принципи виявлення

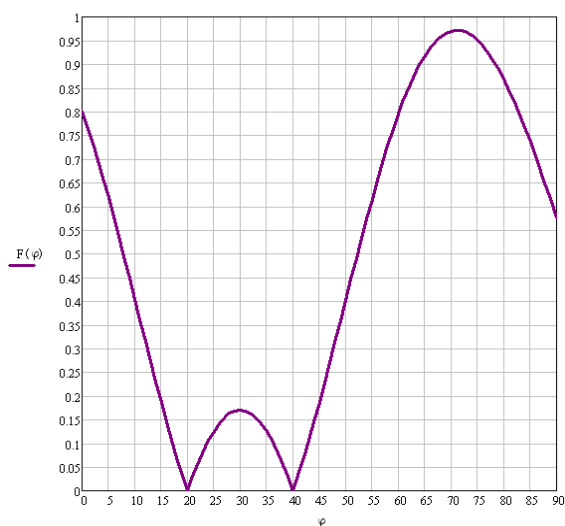


Рис. 12. Залежність напруги індикатора від кута повороту апертури антенної решітки в азимутальній площині. Азимути джерел випромінювання дорівнюють $\varphi_a = 20^\circ$ і $\varphi_e = 40^\circ$

характеристик полів випромінювання, було проведено комп'ютерне моделювання. Дослідження на моделі дали можливість пересвідчитися у правильному виборі способу сканування навколишнього простору, показали ефективність використання різницевої (протифазної) діаграми спрямованості для виокремлення сигналу за наявної завади, яка має ту саму частоту що і сигнал, довели достатню повноту операцій, якими наділені синтезовані схеми антен, для виконання відомих завдань засобами моніторингу та радіоконтролю.

Особливу увагу при моделюванні було приділено процесу формування індикаторної напруги, яка забезпечує виокремлення сигналу із суміші сигнал-

завади. На рис. 12. наведено графіки зміни напруги-індикатора при обертанні антени в азимутальній площині.

З графіка видно, що напруга наближається до нуля при суміщенні перпендикуляра до апертури з напрямом поширення хвилі. Раніше було показано, що при механічному скануванні при такому суміщенні чутливість максимальна, а при електричному скануванні – чутливість падає до нуля. Отже при електричному скануванні виникає досить широка кутова зона невизначеності, що призведе до значних похибок як в пеленгації, так і в результатах вимірювань. З графіків також видно, що у випадках, коли $\varphi \approx \varphi_a$, або $\varphi \approx \varphi_e$, збільшується вплив на точність визначення кутів φ , або Θ , нулів.

Також можна зробити висновок, що мінімальне кутове рознесення джерел випромінювання, при якому можна позбутися завади, залежить від відношення інтенсивності полів сигналу і завади та від похибки встановлення кутового положення завади.

Для дослідження роботи кільцевих антенних решіток було проведено моделювання та вимірювання одного кільцевого елемента антенної решітки, а також було виготовлено експериментальний зразок на мікросмушкових лініях (рис. 13).

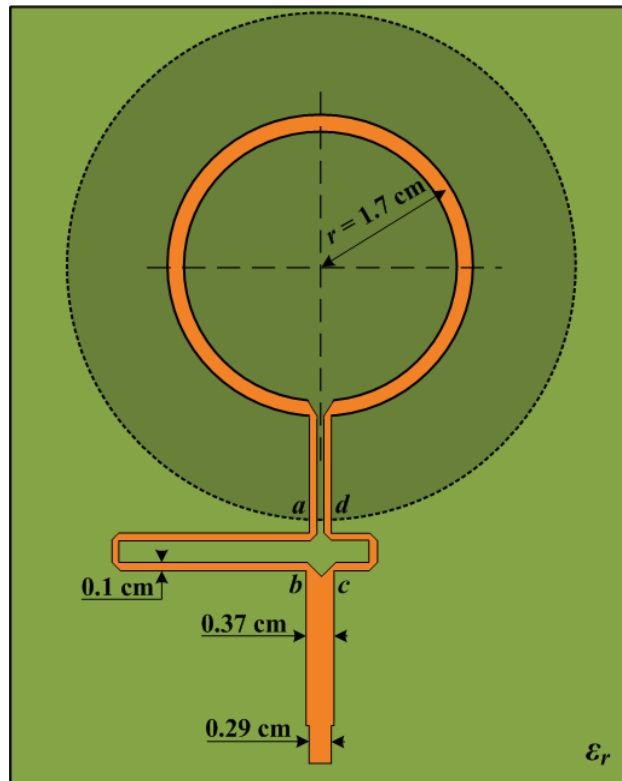


Рис. 13. Креслення мікросмушкового кільцевого елемента

Для виготовлення цього зразку з середньою частотою роботи $f = 2,4$ ГГц (діапазон Wi-Fi) використали склотекстоліт FR-4 (товщина $h = 0,25$ см; відносна діелектрична проникність $\epsilon_r = 4,4$; тангенс кута діелектричних втрат $\text{tg}\delta = 0,017$).

Формули для розрахунку розмірів кільцевої антени наведено в дисертації. За результатами моделювання побудовано графіки (рис. 14–17).

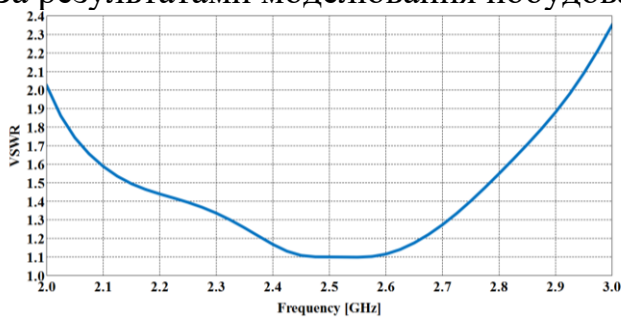


Рис. 14. Залежність коефіцієнту стоячої хвилі за напругою від частоти

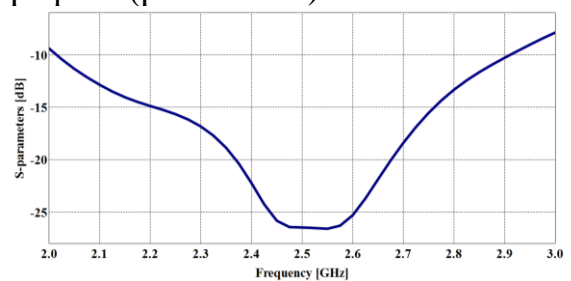


Рис. 15. Залежність зворотних втрат (параметр S11) від частоти

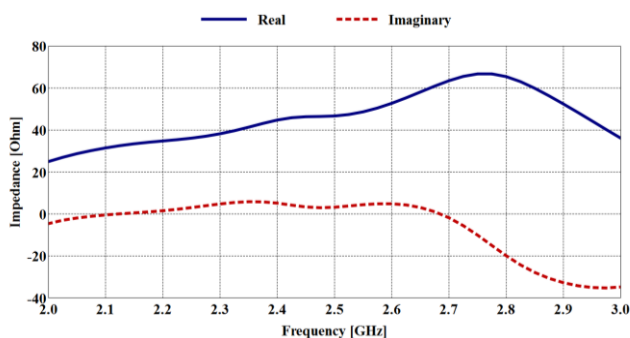


Рис. 16. Залежність активної і реактивної складових вхідного опору антени від

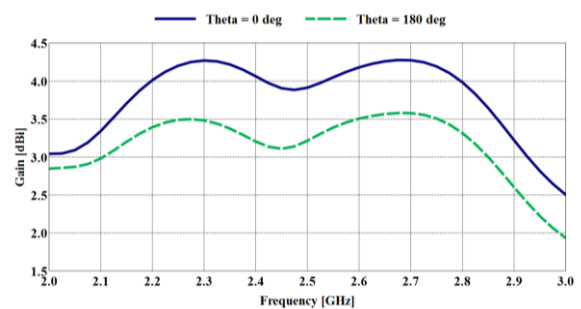


Рис. 17. Залежність коефіцієнту підсилення антени від частоти.

частоти

При вимірюванні антенним тестером RigExpert IT-24 експериментального кільцевого елемента на мікросмужковій лінії одержали результати, що збігаються з результатами моделювання, один з них на рис. 18.

Експериментальні графіки, отримані в результаті вимірювань кільцевого мікросмужкового антенного елемента в ехокамері представлено на рис. 19–21.

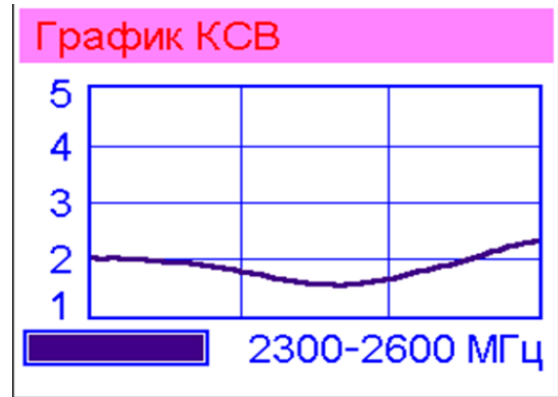


Рис. 18. Графік залежності КСХ

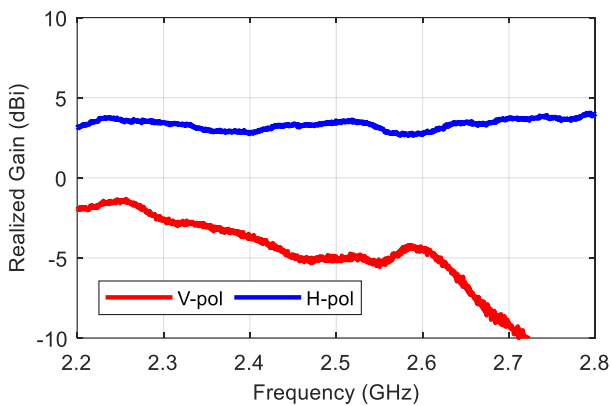


Рис. 19. Залежність коефіцієнту підсилення кільцевого елемента для горизонтальної (V-pol) і вертикальної (H-pol) поляризації хвилі від частоти.

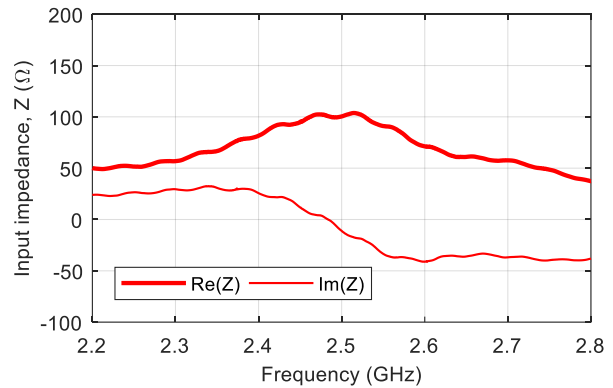


Рис. 20. Залежність активної ($Re(Z)$) і реактивної ($Im(Z)$) складових вхідного опору антени від частоти.

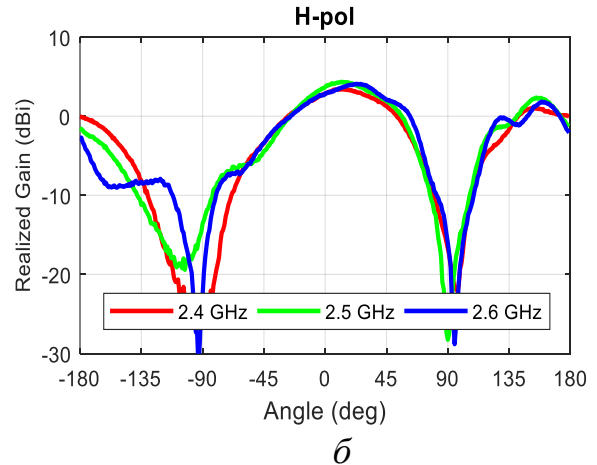
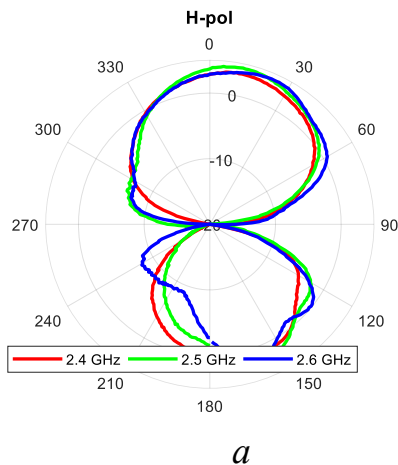


Рис. 21. Екпериментальні діаграми спрямованості мікросмужкового кільцевого елемента: *a* – 2D діаграма в полярній системі координат; *б* – 2D діаграма в декартовій системі координат

ВИСНОВКИ

У дисертації розроблена методика побудови малоелементних компактних багатфункціональних антенних решіток для систем радіомоніторингу та систем радіоконтролю. Проаналізовані принципові засади функціонування антенних

решіток як в режимі спостереження за джерелами випромінювання, так і в режимі вимірювань параметрів полів випромінювання, а також в режимі визначення кутових координат джерел випромінювання. Способи функціонування антенних систем забезпечують надійність отримання необхідних інформаційних даних в складних електромагнітних обстановках. До основних результатів, отриманих в дисертації, можна віднести такі:

1. Запропонований метод зменшення лінійних розмірів вібраторної антени при незначному зменшенні коефіцієнта підсилення дає можливість працювати в тому ж робочому діапазоні частот, що і класичний півхвильовий вібратор.

2. Дослідження способів обертання діаграм спрямованості антенних решіток показали, що для цілей радіомоніторингу доцільно використовувати електромеханічні пристрої обертання апертури антени, оскільки при цьому зберігається незалежність чутливості, розрізнявальної здатності та точності вимірювання від кутових координат джерел випромінювання. Електричне сканування забезпечує високу швидкість обертання діаграми спрямованості, але через деформації, де в значних межах змінюються чутливість, розрізнявальна здатність та точність вимірювання параметрів поля, використання електричного сканування не доцільно.

3. Розроблена теорія малоелементних антенних решіток з розмірністю 2×2 та 3×2 . Розглянуто основні режими роботи та синтезовано схеми первинної обробки прийнятих електромагнітних хвиль для визначення характеристик полів випромінювання.

4. Розроблений спосіб виокремлення коливань хвиль джерела випромінювання за наявності завади на тій же самій частоті, який ґрунтується на некогерентності випромінюваних хвиль. Досліджено ефективність забезпечення придушення завади.

5. Проаналізована можливість використання кільцевих антен як елементів антенної решітки. Показано, що з кільцевими елементами можна створити решітку з розмірністю 2×1 , тобто обмежитися трикільцевою антенною решіткою. Як відомо, кільцева антена має при певному режимі її збудження досить широкий робочий частотний діапазон та розкладає вектор напруженості електричного поля в коловому ортогональному базисі. Крім того, діюча довжина кільцевої антени, як доведено в роботі, значно перевищує діючу довжину двох взаємно перпендикулярних вібраторів. При цьому габарити кільцевої антени менші за габарити двох вібраторів, що працюють в одному і тому ж діапазоні частот. Такі особливості кільцевої антенної решітки мають в деяких випадках значні переваги перед елементами лінійної поляризації.

6. Розглянуто рекомендації стосовно впровадження і використання розроблених малоелементних компактних антенних решіток для системи радіомоніторингу з первинною обробкою сигналу у складі мобільного комплексу радіомоніторингу.

7. Результати дисертації були використані при проектуванні адаптивної антенної решітки для системи мобільного радіомоніторингу компанією ТОВ «Хуавей Україна» та впроваджено в навчальний процес Військового інституту телекомунікацій та інформатизації ім. Героїв Крут.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Статті в наукових журналах, які включено до наукометричної бази Scopus:

1. Shcherbyna O. A., Ilnitskyi L. Y., Mykhalchuk I. I., Kozhokhina O. V. Accuracy characteristics of radio monitoring antennas. *Radio Electronics, Computer Science, Control*. 2020. № 3. P. 42–56.

2. Ilnitskiy L. Y., Shcherbyna O. A., Mykhalchuk I. I. Metrological characteristics of antenna system for measuring electromagnetic field parameters. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2016. Vol. 59. P 141–149.

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

Статті у наукових фахових виданнях України:

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

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

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

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

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

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

10. Ilnitskyi L. Y., Sibruk L. V., Mykhalchuk I. I. Multifunctional radio monitoring antenna. *Electronics and Control Systems*. 2018. № 56 (Т. 2). С. 126–132.

Патенти:

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

12. Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Михальчук І. І. Короткий вібратор з навантаженням у вигляді спіралі: пат. на корисну модель 51971 Україна, МПК(2009) H01Q 9/00, № 201001019, заявл. 01.02.2010, опубл. 10.08.2010, бюл. №15.

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

14. Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В., Щербина О. А., Михальчук І. І. Двокільцева вимірювальна антенна система: пат. на винахід 107015, МПК (2014.01) H01Q 23/00, №201213314, заявл. 22.11.12, опубл. 10.11.2014, бюл. №21.

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

Матеріали та тези наукових доповідей:

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

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

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

19. Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В., Михальчук І. І. Исследование поля излучения антеннами круговой поляризации. 20-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Севастополь, Крым, 13–17 сентября 2010 г. Т. 2. С. 575–577. IEEE Catalog Number CFP10788-PRT (Scopus).

20. Ilnitskiy L., O. Shcherbyna, I. Mykhalchuk. Ring Antenna System of Polarimeter for UAV. Proc. of 3rd International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments, 13–15 October 2015. – Kyiv (Ukraine). – 2015. P. 210–214. (Scopus).

21. L. Ilnitskiy, O. Shcherbyna, I. Mykhalchuk. Antenna System of Radiomonitoring with Advanced Features. Proc. of 4th IEEE International

Conference Methods and Systems of Navigation and Motion Control, 18–20 October 2016. Kyiv. P. 67–71. (Scopus).

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

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

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

Додаткові:

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

АНОТАЦІЯ

Михальчук І. І. Компактні антени в системах радіомоніторингу з первинною обробкою сигналу. – Рукопис.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.17 – радіотехнічні та телевізійні системи. – Національний авіаційний університет, Київ, 2021 рік.

Метою дисертації є розробка теоретико-методологічних засад зменшення геометричних розмірів вібраторних антен та створення багатофункціональних малогабаритних антенних решіток.

Дисертація спрямована на вирішення актуальної науково-прикладної задачі, що полягає в збільшенні ефективності використання антен в системах мобільного радіомоніторингу шляхом застосування малоелементних антенних решіток з розширеними можливостями. Запропоновані решітки з лінійними антенними елементами дають можливість здійснювати пеленгацію, вимірювати поляризаційні параметри сигналу, придушувати заваду на близькій частоті, обчислювати модуль вектора напруженості електричного поля та визначати напрям приходу хвилі. Розглянуті решітки з кільцевими елементами дозволяють виконувати не тільки всі зазначені функції, а й вимірювати параметри електромагнітного поля в коловому ортогональному поляризаційному базисі та виокремлювати хвилі правого та лівого обертання вектора напруженості електричного поля.

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

АННОТАЦИЯ

Михальчук И. И. Компактные антенны в системах радиомониторинга с первичной обработкой сигнала. – Рукопись.

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.17 – радиотехнические и телевизионные системы. – Национальный авиационный университет, Киев, 2021 год.

Целью диссертации является разработка теоретико-методологических основ уменьшения геометрических размеров вибраторных антенн и создания многофункциональных малогабаритных антенных решеток.

Диссертация направлена на решение актуальной научно-прикладной задачи, которая заключается в увеличении эффективности использования антенн в системах мобильного радиомониторинга путем применения малоэлементных антенных решеток с расширенными возможностями. Предложенные решетки с линейными антенными элементами дают возможность осуществлять пеленгацию, измерять поляризационные параметры сигнала, подавлять помеху на близкой частоте, вычислять модуль вектора напряженности электрического поля и определять направление прихода волны. Рассмотренные решетки с кольцевыми элементами позволяют не только выполнять все перечисленные функции, но и измерять параметры электромагнитного поля в круговом ортогональном поляризационном базисе и выделять волны правого и левого вращения вектора напряженности электрического поля.

Ключевые слова: мобильный радиомониторинг, измерения параметров сигнала, пеленгация, антенная решетка, подавление помехи.

ABSTRACT

Mykhalchuk I. I. Compact antennas in radio monitoring systems with primary signal processing. – Manuscript.

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

The aim of the dissertation is to develop theoretical and methodological principles for reducing the geometric dimensions of vibrating antennas and small antenna arrays without losing the quality of their work and with extended functionality.

The dissertation is directed on the decision of an actual scientific and applied problem which consists of increase of efficiency of use of antennas in systems of mobile radio monitoring, by application of small - element antenna lattices with the expanded possibilities. The proposed gratings, in which the elements are vibrators, allow for direction finding, measurement of signal parameters, suppression of interference at close frequency, calculation of the modulus of the electric field vector and determine the

direction of arrival of the wave. The proposed lattices, in which the elements are a ring, allow in addition to these functions to determine the parameters of the electromagnetic field with circular polarization and to distinguish the waves of right and left rotation of the polarization vector.

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

Підп. до друку 26.02.2021. Формат 60×84/16. Папір офс.
Офс. друк. Ум. друк. арк. 1,62. Обл.-вид. арк. 1,75.
Тираж 100 пр. Замовлення № 27-1.

Видавець і виготівник
Національний авіаційний університет
03058, м. Київ, пр. Любомира Гузара 1.

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру серія ДК № 977 від 05.07.2002