

DOI: 10.18372/2310-5461.45.14580

УДК 621.396.67(045)

**О. А. Щербина**, канд. техн. наук, доц.  
Національний авіаційний університет  
orcid.org/0000-0002-6058-2749  
E-mail: olchik\_sunday@ukr.net;

**Л. Я. Льницький**, д-р техн. наук, проф.  
Національний авіаційний університет  
orcid.org/0000-0003-0574-7296  
E-mail: olchik\_sunday@ukr.net;

**І. І. Михальчук**  
Національний авіаційний університет  
orcid.org/0000-0002-1802-7653  
E-mail: innanau@ukr.net

## АНТЕННА СИСТЕМА ДЛЯ СТАНЦІЙ РАДІОМОНІТОРИНГУ

### Вступ

Електромагнітне поле визначається модулем вектора напруженості електричного поля і його орієнтацією в просторі. Іноді виникає необхідність і в 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.

### Аналіз останніх досліджень та публікацій

Для станцій радіомоніторингу зазвичай використовують прості антени [1; 2]. Від таких антен вимагають стабільності параметрів та можливість функціонування в певному частотному діапазоні [3]. Антени радіомоніторингу використовують як антени з обмеженими функціями. Такий підхід до побудови антен призвів до того, що терміналам радіомоніторингу необхідно для одного і того ж частотного діапазону використовувати декілька антенних систем. Очевидно, що це не викликає особливих труднощів у випадку стаціонарних терміналів, хоча і тут можуть виникнути проблеми з розміщенням антенних комплексів на обмеженій території. У випадку ж антенних систем мобільних терміналів радіомоніторингу, необхідно відмітити, що вони не можуть задовольняти сучасні потреби в якісному вимірюванні основних параметрів і координат

джерел випромінювання. Отже, необхідні нові антенні системи, які б забезпечували виконання декількох важливих функцій радіомоніторингу при відносно незначного ускладнення конструкцій перетворювачів параметрів електромагнітного поля в електричні сигнали.

### Постановка завдання

Технічні засоби радіомоніторингу повинні забезпечувати виявлення та розпізнавання джерел випромінювання, визначення їх місцеположення, вимірювання частоти та напруженості поля випромінювання і т. ін. Виходячи з цих завдань можна сформулювати основні вимоги до антенної системи:

1. Виходячи з того, що виявлення джерел випромінювання можливе за умови використання або ненапрямлених антен в горизонтальній площині, або антен із хитанням променя для огляду простору, антена радіомоніторингу мусить бути або ненапрявленою, або скануючою.

2. Оскільки факторами розпізнавання джерел випромінювання є координати місцеположення, частота випромінювання тощо, то антенна система повинна забезпечувати пеленгування джерел випромінювання і виокремлення необхідних радіоколиваний із низки променів, які падають на апертуру антени.

3. Вимірювання параметрів радіоколиваний вимагає метрологічного забезпечення для антенної системи та стабільності метрологічних характеристик. Тобто антенна система повинна мати схеми певних метрологічних перетворень параметрів електромагнітного поля в електричні сигнали.

Щоб усі ці вимоги задовольнялися за допомогою одного антенного пристрою, його необхідно будувати як антенну решітку.

Діаграма спрямованості такої антенної решітки буде напрямленою і огляд простору буде здійснюватися шляхом хитання променя електричним або електро механічним способом. Для пеленгації джерела випромінювання необхідно використовувати як мінімум два елементи антенної решітки в азимутальній площині і два елементи в меридіональній площині.

Виокремлення радіохвиль від контролюваного джерела потребує щонайменше два елементи антенної решітки. Вимірювання напруженості електричного поля вимагає використання таких елементів антенної решітки, які б розклали вектор напруженості поля в лінійному або коловому ортогональному поляризаційному базисі.

**Мета статті**

Надання розглянутих функцій одній антенній системі можливе за умови, що антенна система представлятиме антенну решітку з розмірністю щонайменше 2x2. Елементами антенної решітки будуть взаємно перпендикулярні симетричні вібратори. Система вібраторів повинна об'єднуватись з пристроєм обробки сигналів, який забезпечить певний режим роботи та визначить необхідні для радіомоніторингу данні.

Отже, **мета статті** полягає в обґрунтованому виборі принципу сканування простору, способу придушення завади і методики вимірювання напруженості електричного поля, коефіцієнту еліптичності та кута нахилу поляризаційного еліпса, а також синтезі структурної схеми пристрою обробки сигналів.

**Теоретичні основи**

Антенна система, що складається з двох елементів [4–6], зображена на рис. 1. Позначимо елементи решітки літерами *p* і *q*. Через пряму, на якій знаходяться елементи решітки, проведена вісь *Oy* прямокутної системи координат, тому відстань між елементами решітки позначимо як  $2d_y$ , де  $d_y$  — відстань від початку координат до елемента антенної решітки вздовж осі *Oy*.

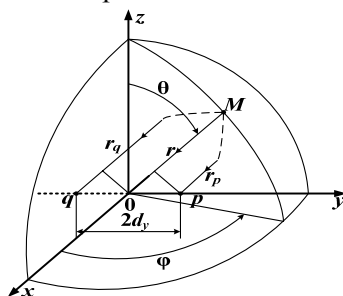


Рис. 1. Система двох випромінювачів

У точці *M* знаходиться джерело випромінювання. Антенна решітка по відношенню до джерела випромінювання знаходиться в дальній зоні, тому

$$\left. \begin{aligned} r_q &= r + d_y \sin \theta \sin \varphi; \\ r_p &= r - d_y \sin \theta \sin \varphi; \end{aligned} \right\} \quad (1, a)$$

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

При розміщенні елементів антенної решітки вздовж осі *Ox* рівняння (1, *a*) набувають вигляду:

$$\left. \begin{aligned} r_q &= r + d_x \sin \theta \cos \varphi; \\ r_p &= r - d_x \sin \theta \cos \varphi; \end{aligned} \right\} \quad (1, б)$$

а при розміщенні елементів антенної решітки вздовж осі *Oz* відстані до джерела випромінювання визначатимуться як:

$$\left. \begin{aligned} r_q &= r + d_z \cos \theta; \\ r_p &= r - d_z \cos \theta. \end{aligned} \right\}$$

У елементах антенної решітки наводитимуться електрорушійні сили (ЕРС) з фазовими зсувами, які у випадку розміщення елементів на осі *Ox* дорівнюватимуть:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varepsilon}_q &= \dot{E}' l_{\alpha_x} F_x(\theta, \varphi) e^{i\alpha_x}; \\ \dot{\varepsilon}_p &= \dot{E}' l_{\alpha_x} F_x(\theta, \varphi) e^{-i\alpha_x}; \end{aligned} \right\} \quad (2, a)$$

де  $\dot{E}' = (\mathbf{p}_x \dot{\mathbf{E}})$  — скалярний добуток поляризаційного одиничного вектора елемента антени на вектор напруженості електричного поля, тобто складова вектора напруженості електричного поля, яка поляризаційно узгоджена з характеристиками поляризації елементів антенної решітки;  $F_x(\theta, \varphi)$  — характеристика спрямованості антенного елемента, розміщеного на осі *Ox*;  $l_{\alpha_x}$  — діюча довжина елементів антенної решітки;  $\alpha_x = kd_x \sin \theta \cos \varphi$  — фазовий зсув.

У випадку розміщення елементів решітки на осі *Oy*:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varepsilon}_q &= \dot{E}'' l_{\alpha_y} F_y(\theta, \varphi) e^{i\alpha_y}; \\ \dot{\varepsilon}_p &= \dot{E}'' l_{\alpha_y} F_y(\theta, \varphi) e^{-i\alpha_y}; \end{aligned} \right\} \quad (2, б)$$

де  $\dot{E}''$ ,  $l_{\alpha_y}$  і  $F_y(\theta, \varphi)$  мають подібний зміст, що і у випадку (2, *a*);  $\alpha_y = kd_y \sin \theta \sin \varphi$ .

У випадку розміщення елементів решітки на осі *Oz*:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varepsilon}_q &= \dot{E}''' l_{\alpha_z} F_z(\theta, \varphi) e^{i\alpha_z}; \\ \dot{\varepsilon}_p &= \dot{E}''' l_{\alpha_z} F_z(\theta, \varphi) e^{-i\alpha_z}; \end{aligned} \right\} \quad (2, в)$$

де  $\alpha_z = kd_z \cos \theta$ .

Якщо всі елементи антенної решітки подібні і однаково орієнтовані, тоді можемо записати, що  $F_x(\theta, \varphi) = F_y(\theta, \varphi) = F_z(\theta, \varphi)$ . Отримані ЕРС через фідерні тракти надходять у пристрій обробки сигналів, утворюючи напруги

$$\begin{cases} \dot{U}_p = A\dot{\varepsilon}_p; \\ \dot{U}_q = A\dot{\varepsilon}_q, \end{cases} \quad (3)$$

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

В пристрої обробки сигналів напруг (3) на високій частоті, зручній для подальших перетворень, віднімаються одна від одної.

$$\dot{U}_\Delta = \dot{U}_p - \dot{U}_q \quad (4)$$

і підсумовуються

$$\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_p + \dot{U}_q. \quad (5)$$

Якщо елементи антенної решітки розміщуються вздовж осі  $O_y$ , то, згідно з рівнянням (2, б), отримуємо:

$$\begin{cases} \dot{U}_\Delta = \dot{U}''(e^{i\alpha_y} - e^{-i\alpha_y}) = i2U'' \sin \alpha_y; \\ \dot{U}_\Sigma = \dot{U}''(e^{i\alpha_y} + e^{-i\alpha_y}) = 2U'' \cos \alpha_y, \end{cases} \quad (6)$$

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

За наявності в антенній решітці плоского металевого екрану необхідно враховувати різницю ходу променів (1, б), тобто:

$$\begin{cases} \dot{U}_\Delta = -4\dot{U}'' \sin \alpha_y \sin \alpha_x; \\ \dot{U}_\Sigma = i4\dot{U}'' \cos \alpha_y \sin \alpha_x, \end{cases} \quad (7)$$

Із виразів (7) та з урахуванням значень  $\alpha_x$  і  $\alpha_y$  (2, а, 2, б), знаходимо характеристики спрямованості антенної решітки:

$$\begin{cases} f_\Delta(\theta, \varphi) = \sin(kd_y \sin \theta \sin \varphi) \sin(kd_x \sin \theta \cos \varphi); \\ f_\Sigma(\theta, \varphi) = \cos(kd_y \sin \theta \sin \varphi) \sin(kd_x \sin \theta \cos \varphi). \end{cases} \quad (8)$$

Діаграми спрямованості (ДС) за формулами (8) при  $\theta = 90^\circ$  представлені на рис. 2 —  $f_\Delta(\varphi)$  і на рис. 3 —  $f_\Sigma(\varphi)$ , де  $\beta = kd_y \sin \theta$  і  $\gamma = kd_x \sin \theta$  [7]. Можна зробити висновок, що різницеву діаграму  $f_\Delta(\varphi) = \sin(\beta \sin \varphi) \sin(\gamma \cos \varphi)$  доцільно використовувати при пеленгації джерела випромінювання, а сумарну діаграму спрямованості  $f_\Sigma(\varphi) = \cos(\beta \sin \varphi) \sin(\gamma \cos \varphi)$  — для огляду простору та виявлення випромінювання. За наявності екрана і без механічного обертання антенної решітки можливий огляд лише переднього півпро-

стору у межах кута  $-90^\circ < \varphi < 90^\circ$ . Кутівий сектор, у якому необхідно хитати промінь для охоплення майже всього півпростору, залежить від допустимого зменшення ЕРС на затискачах антени.

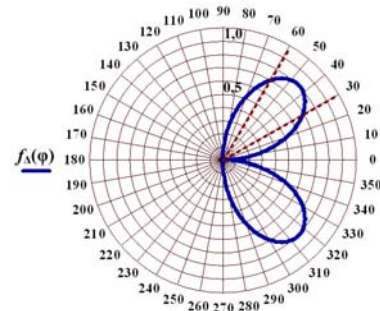


Рис. 2. Різницева ДС за наявності екрану для двохелементної антенної решітки

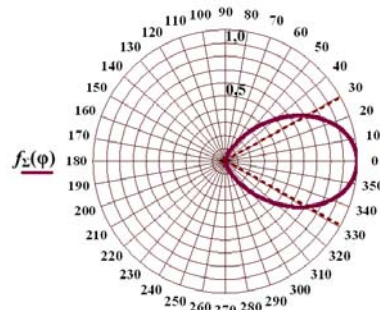


Рис. 3. Діаграма спрямованості в режимі підсумовування напруг за наявності екрану для двохелементної антенної решітки

Якщо можна забезпечити впевнений прийом сигналу при зменшенні ЕРС, що зумовлено напрямленими властивостями антени, на рівні приблизно  $-5$  дБ, то ширина ДС ненабагато перевищуватиме значення  $2\varphi_{0,5} \approx 45^\circ$ . Тобто, при електричному хитанні променя необхідно буде зміщувати максимум ДС в секторі від  $\varphi_1 = -45^\circ$  до  $\varphi_2 = +45^\circ$ .

При електричному скануванні формули (8) набувають вигляду:

$$\begin{cases} f_\Delta(\theta, \varphi) = \sin[\beta(\sin \varphi - \sin \varphi_m)] \sin(\gamma \cos \varphi); \\ f_\Sigma(\theta, \varphi) = \cos[\beta(\sin \varphi - \sin \varphi_m)] \sin(\gamma \cos \varphi), \end{cases} \quad (9)$$

де  $\beta \sin \varphi_m = \psi$  — фазовий зсув, який необхідно надавати напругам (3) в антенній системі з електричним скануванням при настроюванні нуля ДС  $f_\Delta(\theta, \varphi)$  або максимуму ДС  $f_\Sigma(\theta, \varphi)$  у напрямі на джерело випромінювання в точці  $M$ .

З аналізу виразів (9) видно, що при електричному хитанні променів виникає деформація ДС. Це може спричинити суттєві ускладнення у виокремленні сигналу за наявності завади на частотах близьких до частоти сигналу.

Оскільки  $\theta = 90^\circ$  сімейство ДС за формулами (9) зображені на рис. 4 [8].

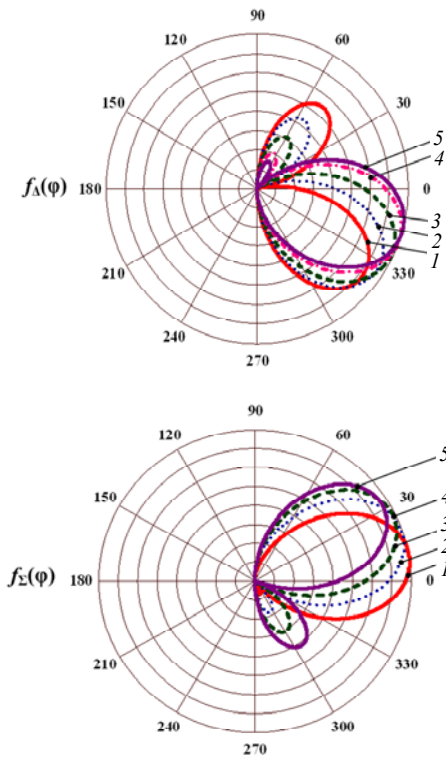


Рис. 4. Сімейство діаграм спрямованості, побудованих за формулами (9) при  $\theta = 90^\circ$  та фазовим зсувом  $\psi = 10^\circ \div 45^\circ$ :

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 і це забезпечує більшу точність при наведенні на джерело випромінювання, ніж при електронному скануванні. Також фазовий зсув  $\psi$  залежить від меридіонального кута. Це ускладнює визначення азимутального пеленга джерела випромінювання. Враховуючи ці недоліки електричного керування діаграмою спрямованості антени, доцільним є застосування механічного керування положенням антени в просторі. У цьому випадку ДС залишаються незмінними при огляді простору в межах від  $0^\circ$  до  $360^\circ$  і описуються формулами (8).

Механічне обертання апертури антени навколо вертикальної осі необхідно здійснювати ступенево і плавно. Апертура буде займати фіксоване положення так, щоб медіальний напрям у кожному квадранті збігався з нормаллю до апертури. В результаті поступового обертального руху нуль ДС  $f_\Delta(\theta, \varphi)$  суміщується з напрямом на одне з джерел випромінювання, яке діє у вибраному квадранті. Таким чином, можна суттєво збільшити відношення сигналу до завади і використовувати прийнятий сигнал антеною з різни-

цевою діаграмою спрямованості для подальшого аналізу.

Нехай в одному квадранті діють два джерела випромінювання з близькими частотами радіохвиль. Позначимо їх індексами  $a$  та  $b$ . Співвідношення (3) у цьому випадку ускладнюються:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_p &= A(\dot{\epsilon}_p^a + \dot{\epsilon}_p^b) = \dot{U}_p^a + \dot{U}_p^b; \\ \dot{U}_q &= A(\dot{\epsilon}_q^a + \dot{\epsilon}_q^b) = \dot{U}_q^a + \dot{U}_q^b; \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

де, згідно з виразами (2, б), ЕРС визначаються як

$$\begin{aligned} \dot{\epsilon}_p^a &= (\mathbf{p}, \dot{\mathbf{E}}_a) I_{\dot{\epsilon}_y} F(\theta_a, \varphi_a) e^{id_y^a} = A^{-1} \dot{U}_p^a = A^{-1} \dot{U}_a e^{id_y^a}; \\ \dot{\epsilon}_p^b &= (\mathbf{p}, \dot{\mathbf{E}}_b) I_{\dot{\epsilon}_y} F(\theta_b, \varphi_b) e^{id_y^b} = A^{-1} \dot{U}_p^b = A^{-1} \dot{U}_b e^{id_y^b}; \end{aligned} \quad (11)$$

$$\dot{\epsilon}_q^a = (\mathbf{p}, \dot{\mathbf{E}}_a) I_{\dot{\epsilon}_y} F(\theta_a, \varphi_a) e^{-id_y^a} = A^{-1} \dot{U}_q^a = A^{-1} \dot{U}_a e^{-id_y^a};$$

$$\dot{\epsilon}_q^b = (\mathbf{p}, \dot{\mathbf{E}}_b) I_{\dot{\epsilon}_y} F(\theta_b, \varphi_b) e^{-id_y^b} = A^{-1} \dot{U}_q^b = A^{-1} \dot{U}_b e^{-id_y^b};$$

$$\dot{U}_a = A(\mathbf{p}, \dot{\mathbf{E}}_a) I_{\dot{\epsilon}_y} F(\theta_a, \varphi_a), \quad \dot{U}_b = A(\mathbf{p}, \dot{\mathbf{E}}_b) I_{\dot{\epsilon}_y} F(\theta_b, \varphi_b).$$

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 (4), (5), (6) і (11), знаходимо:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_\Delta &= i2(\dot{U}_a \sin \alpha_y^a + \dot{U}_b \sin \alpha_y^b); \\ \dot{U}_\Sigma &= 2(\dot{U}_a \cos \alpha_y^a + \dot{U}_b \cos \alpha_y^b). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Наявність екрана дає можливість однозначно пеленгувати азимут джерела випромінювання, але при цьому рівняння (12) ускладнюються:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_\Delta &= -4[\dot{U}_a \sin(\beta_a \sin \varphi_a) \sin(\gamma_a \sin \varphi_a) + \\ &+ \dot{U}_b \sin(\beta_b \sin \varphi_b) \sin(\gamma_b \sin \varphi_b)]; \\ \dot{U}_\Sigma &= i4[\dot{U}_a \cos(\beta_a \sin \varphi_a) \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \\ &+ \dot{U}_b \cos(\beta_b \sin \varphi_b) \sin(\gamma_b \cos \varphi_b)]. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

де  $\gamma_a = kd_x \sin \theta_a$  і  $\gamma_b = kd_x \sin \theta_b$ .

Різницева ДС має три нульових напрями щонайменше ( $\varphi = -90^\circ, \varphi = 0, \varphi = 90^\circ$ ), у сумарній ДС кількість нульових напрямів не може бути менше ніж два ( $\varphi = -90^\circ, \varphi = 90^\circ$ ). Для визначення того, яка з цих ДС більш придатна для пеленгування, необхідно знайти коефіцієнти чутливості [9] зміни кута  $\varphi$  за допомогою (8):

$$\left. \begin{aligned} K_\Delta(\varphi) &= \beta \cos(\beta \sin \varphi) \sin(\gamma \cos \varphi) \cos \varphi - \\ &- \gamma \sin(\beta \sin \varphi) \cos(\gamma \cos \varphi) \sin \varphi; \\ K_\Sigma(\varphi) &= -\beta \sin(\beta \sin \varphi) \sin(\gamma \cos \varphi) \cos \varphi - \\ &- \gamma \cos(\beta \sin \varphi) \cos(\gamma \cos \varphi) \sin \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Із виразів (14) при  $\varphi = 0$  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 (велика кількість нульових напрямів), що призводить до невизначеності азимутальних пеленгів джерел випромінювання.

За таких умов в розглянутих характерних напрямках ( $\varphi = 0$  і  $\varphi = \pm 90^\circ$ ) коефіцієнт спрямованості різницевої ДС завжди 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  $K_{\Sigma}(\varphi = 0) = K_{\Sigma}(\varphi = \pi/2) = 0$ .

Отже, для пеленгації необхідно використовувати різницеву ДС. Сумарна ДС використовується для огляду простору і виявлення джерел випромінювання. За наявності завади на частоті близькій до частоти випромінювання контрольованого джерела випромінювання, переходять до моніторингу на різницеву ДС. Головний нуль цієї діаграми при  $\varphi = 0$  поступовим обертальним рухом апертури системи суміщається з напрямом випромінювання джерел  $a$  і  $b$  і таким чином визначаються пеленги цих двох джерел.

Автоматичне визначення пеленгів джерел  $a$  і  $b$  здійснюється за амплітудними значеннями напрямів (13):

$$U_{\Delta} = 4 \sqrt{U_a^2 \sin^2 \alpha_a \sin^2 \delta_a + U_b^2 \sin^2 \alpha_b \sin^2 \delta_b + 2U_a U_b \sin \alpha_a \sin \delta_a \sin \alpha_b \sin \delta_b \cos \phi}$$

$$U_{\Sigma} = 4 \sqrt{U_a^2 \cos^2 \alpha_a \sin^2 \delta_a + U_b^2 \cos^2 \alpha_b \sin^2 \delta_b + 2U_a U_b \cos \alpha_a \sin \delta_a \cos \alpha_b \sin \delta_b \cos \phi}$$

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

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

$$U_a = A(\mathbf{p}, \mathbf{E}_a) I_{\partial \gamma} F_a(\theta, \varphi) \cos(\omega_a t + \Psi_a);$$

$$U_b = A(\mathbf{p}, \mathbf{E}_b) I_{\partial \gamma} F_b(\theta, \varphi) \cos(\omega_b t + \Psi_b),$$
(15)

де  $\omega_a$  і  $\omega_b$  — колові частоти радіохвиль від джерел  $a$  і  $b$ ;  $\Psi_a$ ,  $\Psi_b$  — початкові фази коливань.

З виразів (15) випливає, що

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

Оскільки джерела  $a$  і  $b$  незалежні один від одного, то випромінювані ними хвилі некогерентні. Отже, незалежно від того, наскільки близькі значення  $\omega_a$  і  $\omega_b$ , їх різниця завжди буде відрізнятися від нуля. Крім того, частоти  $\omega_a$ ,  $\omega_b$  і  $\Omega = \omega_a - \omega_b$  будуть змінюватися у часі через нестабільність частот  $\omega_a$  і  $\omega_b$ . Тому, доданки під знаком радикала з множником  $\cos \phi$  будуть змінюватися у часі, тоді як перші два доданки будуть постійними величинами. Це дає змогу виокремити змінну у часі величину:

$$U'_{\Delta} = B_q U_a U_b \sin \alpha_a \sin \delta_a \sin \alpha_b \sin \delta_b \cos \phi, \quad (16)$$

$$U'_{\Sigma} = B_q U_a U_b \cos \alpha_a \sin \delta_a \cos \alpha_b \sin \delta_b \cos \phi,$$

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

Обертаючи апертуру антени і наближаючи величини  $U'_{\Delta}$  і  $U'_{\Sigma}$  до нуля, отримуємо азимутальний пеленг джерела  $a$ , або джерела  $b$ . Оскільки різницева ДС більше чутлива до зміни кута  $\varphi$  ніж сумарна ДС (14), то далі можемо обмежитись аналізом процесів виокремлення корисного сигналу за допомогою величини  $U'_{\Delta}$ . З виразу (16) випливає, що за умови  $U'_{\Delta} = 0$  при  $\varphi < 90^\circ$ , досягаються такі положення апертури антенної системи, за якого або  $\alpha_a = 0$  або  $\alpha_b = 0$ , тобто нормаль до апертури суміщується з напрямом на джерело випромінювання  $a$  або  $b$ .

Азимут  $\varphi_a$  або  $\varphi_b$  встановлюється за шкалою, якою оснащується електромеханічний поворотний пристрій. В положенні, коли нормаль до апертури антени суміщується з напрямом на джерело  $a$  ( $\varphi_a$ ), блокується приймання радіохвиль джерела  $a$  і стає можливим прийом радіохвиль джерела  $b$ .

Для визначення кутової розрізнявальної здатності антенної системи, будемо вважати, що впевнений прийом сигналу можливий при зменшенні його ЕРС на затискачах антени на 5 дБ, тобто в 3,16 разів. Мінімальне кутове рознесення джерел  $a$  і  $b$  за цієї умови визначатиметься з трансцендентного рівняння в припущенні, що  $E_a \approx E_b$ , тобто

$$\sin(\beta \sin \varphi_{\min}) \sin(\gamma \cos \varphi_{\min}) = 3.16 / f_{\Delta}(\varphi_{\min}), \quad (17)$$

де  $f_{\Delta}(\varphi_{\min})$  — нормуюче максимальне значення різницевої ДС.

Значення кута  $\varphi_{\min}$  знаходимо з першого рівняння системи (14)

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

При  $\beta = \gamma = \pi/2$  напрям максимального випромінювання знаходиться під кутом  $\pm \pi/4$ , а нормуючий множник дорівнює  $1/f_{\Delta}(\varphi_{\min}) = 1,245563$ . За цих умов розв'язком рівняння (17) є  $\varphi_{\min} = \pm 9,4^{\circ}$ .

Тобто, якщо інтенсивності випромінювання джерел  $a$  і  $b$  будуть приблизно однаковими, то при кутовому рознесенні їх не менше ніж на  $9,4^{\circ}$  різниця ДС дає можливість визначити їх азимуту і відділити одне випромінювання від іншого.

Для визначення меридіональних кутів в напрямі на джерела випромінювання використовуємо два однакові елементи антенної решітки, які рознесено вздовж осі  $O_z$  на відстань  $2d_z$ . Тоді, в вертикальній площині формується різниця ДС, яка, згідно з формулами (2, а) і (2, в), після настроювання на джерело випромінювання (при  $\varphi = 0$ ) матиме вигляд:

$$f_{\Delta}(\theta) = \sin(kd_z \cos \theta) \sin(kd_x \sin \theta).$$

Властивості цієї ДС такі ж, як і різничевої діаграми (8). Кутове рознесення джерел випромінювання в меридіональній площині досить часто може бути меншим за  $9,5^{\circ}$ . У цьому випадку заваду необхідно придушувати за рахунок 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.

При вимірюванні поляризаційних характеристик радіохвиль необхідно використовувати розкладання вектора напруженості електричного поля в ортогональному поляризаційному базисі. Кожний елемент антенної решітки може бути реалізований або у вигляді кільцевої антени при використанні колового ортогонального поляризаційного базису, або у вигляді симетричних (несиметричних) вібраторів при лінійному ортогональному поляризаційному базисі.

Вибір вібраторних елементів надає антенній системі певні переваги. Це, перш за все, можливість використання активних елементів, що забезпечить мініатюризацію елементів антенної решітки. По-друге, можливість суттєвого розширення діапазону робочих частот.

При побудові елементів антенної решітки з двох взаємно перпендикулярних лінійно поляризованих випромінювачів, одиничними поляризаційними множниками будуть орти сферичної системи координат  $\vec{\theta}_0$  і  $\vec{\varphi}_0$ . Вимірювання поляризаційних параметрів здійснюється за відомими технологіями [4] пристроями з відносно простою структурою.

### Структурна схема антенної системи

Схема апертури антенної решітки зображена на рис. 5. Кожний з чотирьох елементів антенної решітки складається з двох взаємно перпендикулярних симетричних вібраторів. Вертикальні вібратори позначені одним штрихом, горизонтальні вібратори позначені двома штрихами.

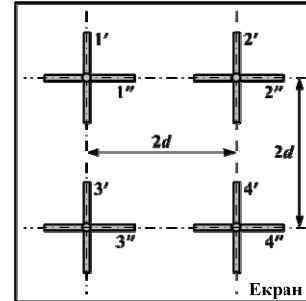


Рис. 5. Апертура антенної системи 2x2

Для формування ДС (8), антенна решітка 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:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{p\varphi} &= \dot{U}'_p = i2K_{\phi} E_{\theta} l_{\phi} F(\theta) e^{i\alpha} \sin(\gamma \cos \varphi); \\ \dot{U}_{q\varphi} &= \dot{U}'_q = i2K_{\phi} E_{\theta} l_{\phi} F(\theta) e^{-i\alpha} \sin(\gamma \cos \varphi); \\ \dot{U}_{p\varphi} &= \dot{U}''_p = i2K_{\phi} E_{\varphi} l_{\phi} F(\theta, \varphi) e^{i\alpha} \sin(\gamma \cos \varphi); \\ \dot{U}_{q\varphi} &= \dot{U}''_q = i2K_{\phi} E_{\varphi} l_{\phi} F(\theta, \varphi) e^{-i\alpha} \sin(\gamma \cos \varphi), \end{aligned} \right\} (18)$$

де  $p = 1,3$ ,  $q = 2,4$ ; фазовий зсув визначається як  $\alpha_z = kd_z \cos \theta$ ,  $\alpha_y = kd_y \sin \theta \sin \varphi$ ,  $\gamma = kd_x \sin \theta$  залежно від того вздовж якої осі розташовані вібратори.

Характеристики спрямованості елементів антенної решітки у формулах (2), (11), (15) і (18) при використанні пасивних вібраторів мають такий вигляд [4]:

– для вертикального вібратора:

$$F(\theta) = \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \sin \theta}, \quad (19, a)$$

– для горизонтального вібратора:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{\cos(kl \sin \theta \sin \varphi) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \varphi}}, \quad (19, б)$$

де  $l$  — довжина плеча вібратора.

При використанні активних елементів в антенній решітці, за умови, що  $kl \ll 1$ , характеристики спрямованості 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. 6 показано повну структурну схему антенної системи. Фідерні тракти з однаковими коефіцієнтами передачі  $K_{\phi}$  з'єднують затискачі антен з входами комутаторів  $K_1, K_2, K_3$  та  $K_4$ .

Кожен комутатор має три розв'язані входи, два з них з'єднані з виходами вібраторів, а третій з виходом генератора тестових напруг (ГТН).

Залежно від режиму роботи 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.

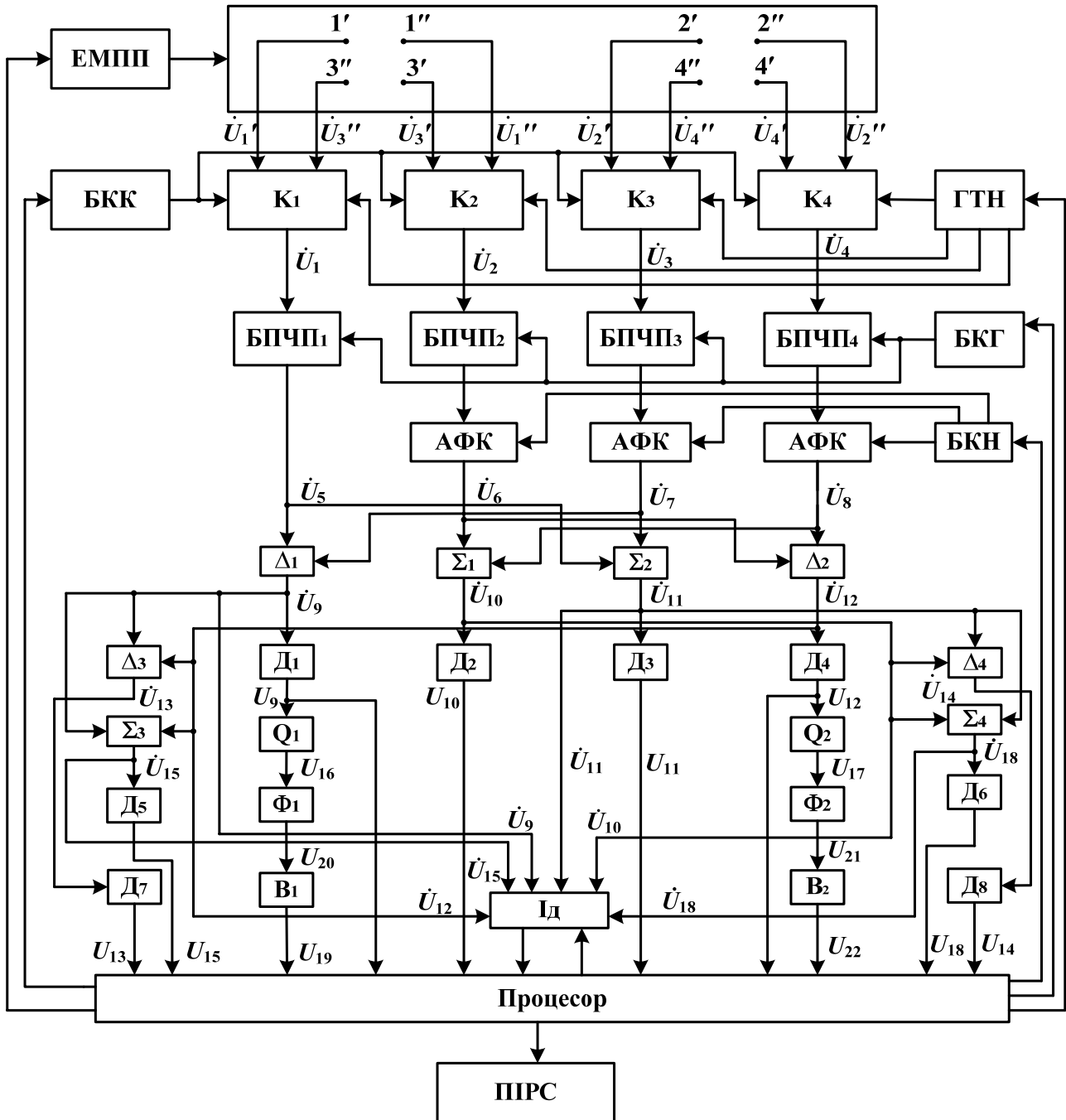


Рис. 6. Структурна схема антенної системи з антенною решіткою 2×2

Решта 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  $\dot{U}_5, \dot{U}_6, \dot{U}_7, \dot{U}_8$ . Розглянемо функціонування антенної системи в режимі використання вібраторів 1', 1'' і 2', 2''.



За наявності в секторі огляду двох джерел випромінювання згідно з формулами (10) і (11), за умови розташування вібраторів вздовж осі  $0_y$ , з врахуванням поляризаційних характеристик вібраторів (18) і екрану в антенному блоці отримуємо на виході комутаторів напруги:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_{a0}^\theta e^{ikd \sin \theta_a \sin \varphi_a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \\ &+ \dot{U}_{e0}^\theta e^{ikd \sin \theta_e \sin \varphi_e} \sin(\gamma_e \cos \varphi_e); \\ \dot{U}_2 &= \dot{U}_{a0}^\varphi e^{ikd \sin \theta_a \sin \varphi_a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \\ &+ \dot{U}_{e0}^\varphi e^{ikd \sin \theta_e \sin \varphi_e} \sin(\gamma_e \cos \varphi_e); \\ \dot{U}_3 &= \dot{U}_{a0}^\theta e^{-ikd \sin \theta_a \sin \varphi_a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \\ &+ \dot{U}_{e0}^\theta e^{-ikd \sin \theta_e \sin \varphi_e} \sin(\gamma_e \cos \varphi_e); \\ \dot{U}_4 &= \dot{U}_{a0}^\varphi e^{-ikd \sin \theta_a \sin \varphi_a} \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) + \\ &+ \dot{U}_{e0}^\varphi e^{-ikd \sin \theta_e \sin \varphi_e} \sin(\gamma_e \cos \varphi_e); \end{aligned} \right\}$$

де

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{a0}^\theta &= i2(\bar{\theta}_{a0}, \dot{\bar{E}}_a) l_\theta F(\theta_a) K_\Phi; \\ \dot{U}_{e0}^\theta &= i2(\bar{\theta}_{e0}, \dot{\bar{E}}_e) l_\theta F(\theta_e) K_\Phi; \\ \dot{U}_{a0}^\varphi &= i2(\bar{\varphi}_{a0}, \dot{\bar{E}}_a) l_\varphi F(\theta_a, \varphi_a) K_\Phi; \\ \dot{U}_{e0}^\varphi &= i2(\bar{\varphi}_{e0}, \dot{\bar{E}}_e) l_\varphi F(\theta_e, \varphi_e) K_\Phi; \end{aligned} \right\}$$

$\theta_a, \varphi_a$  — кутові координати джерела  $a$ ;  $\theta_e,$

$\varphi_e$  — кутові координати джерела  $e$ .

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 гетеродинам з блоку керованих генераторів (БКГ). На виходах каналів утворюються напруги:

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

де  $\dot{U}_a^\theta = a\dot{U}_{a0}^\theta, \dot{U}_a^\varphi = a\dot{U}_{a0}^\varphi, \dot{U}_e^\theta = a\dot{U}_{e0}^\theta, \dot{U}_e^\varphi = a\dot{U}_{e0}^\varphi$  — комплексні амплітуди на виході каналів частотного перетворення і підсилення,

$a$  — коефіцієнт підсилення каналів;  $\alpha_y^a = kd \sin \theta_a \sin \varphi_a, \alpha_y^e = kd \sin \theta_e \sin \varphi_e$  — відповідні фазові зсуви.

Отримані напруги надходять на входи віднімачів  $\Delta_1$  і  $\Delta_2$ , та суматорів  $\Sigma_1$  і  $\Sigma_2$ , на виході яких отримуємо напруги:

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

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 чого виникають напруги з низькочастотними і постійними складовими. Це огинаючі різниці і суми високочастотних напруг  $\dot{U}_5, \dots, \dot{U}_8$ , тобто

$$\begin{aligned} U_9 &= 2 \sqrt{(U_a^\theta \sin \alpha_y^a F_e^a)^2 + (U_e^\theta \sin \alpha_y^e F_e^e)^2 +} \\ &+ 2U_a^\theta U_e^\theta F_e^a F_e^e \sin \alpha_y^a \sin \alpha_y^e \cos \Phi_\theta; \\ U_{10} &= 2 \sqrt{(U_a^\varphi F_e^e \cos \alpha_y^a)^2 + (U_e^\varphi F_e^e \cos \alpha_y^e)^2 +} \\ &+ 2U_a^\varphi U_e^\varphi F_e^a F_e^e \cos \alpha_y^a \cos \alpha_y^e \cos \Phi_\varphi; \\ U_{11} &= 2 \sqrt{(U_a^\theta \cos \alpha_y^a F_e^a)^2 + (U_e^\theta \cos \alpha_y^e F_e^e)^2 +} \\ &+ 2U_a^\theta U_e^\theta F_e^a F_e^e \cos \alpha_y^a \cos \alpha_y^e \cos \Phi_\theta; \\ U_{12} &= 2 \sqrt{(U_a^\varphi \sin \alpha_y^a F_e^a)^2 + (U_e^\varphi F_e^e \sin \alpha_y^e)^2 +} \\ &+ 2U_a^\varphi U_e^\varphi F_e^a F_e^e \sin \alpha_y^a \sin \alpha_y^e \cos \Phi_\varphi, \end{aligned}$$

де  $F_e^a = \sin(\gamma_a \cos \varphi_a), F_e^e = \sin(\gamma_e \cos \varphi_e)$ .

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

$$\left. \begin{aligned} U_{16} &= B[U_a^2(\theta) + U_e^2(\theta) + 2U_a(\theta)U_e(\theta)\cos\Phi_\theta] \\ U_{17} &= B[U_a^2(\varphi) + U_e^2(\varphi) + 2U_a(\varphi)U_e(\varphi)\cos\Phi_\varphi] \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

де  $B/4$  — коефіцієнт передачі квадраторів;



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

У кожній з цих напруг можливо виділити три складові. Перші дві будуть постійними при прийманні модульованих за частотою або фазою коливань, або при прийманні немодульованих несучих частот. Третя складова при будь-яких видах модуляції буде завжди змінюватись у часі. Щоб позбутися постійних складових, необхідно використовувати смуго-пропускні фільтри з вікном прозорості в діапазоні низьких і дуже низьких частот, тобто у смузі  $0 < \Omega \leq \Omega_{\text{в.гр.}}$ , де верхня гранична частота вибирається з урахуванням діючих норм на рознесення сусідніх частотних призначень. Якщо приймаються амплітудно-модульовані коливання, то всі три складові будуть змінними і їх можна використовувати для визначення азимута за мінімальним рівнем напруг  $U_{16}$  і  $U_{17}$ . Наприклад, за умови, що  $\varphi_e \approx 0$ , отримуємо  $U_e(\theta) \rightarrow \min$  і  $U_e(\varphi) \rightarrow \min$ . Тоді друга і третя складові виразів (20) перетворюються на нуль.

У діапазонах метрових і більш коротких хвиль використовують переважно модуляцію за частотою або фазою. Тому подальша обробка напруг розрахована саме на такі радіовипромінювання.

На виході фільтрів  $\Phi_1$  і  $\Phi_2$  матимемо лише змінні складові напруг  $U_{16}$  і  $U_{17}$ . Це напруги  $U_{20}$  і  $U_{21}$ . Вони надходять у випрямлячі  $B_1$  і  $B_2$ . Постійні напруги  $U_{19}$  і  $U_{22}$ , що утворюються на виходах цих випрямлячів

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

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

зменшуються до нуля при суміщенні нормалі до апертури антени з напрямом на джерело  $a$  або  $e$ . Це дає можливість процесору формувати команди для БМПП на обертання апертури в азимутальній площині.

Після вимірювання кутів  $\varphi_a$  і  $\varphi_e$  комутатори за командами процесора підключають вібратори  $1'$ ,  $2'$ ,  $3'$  і  $4'$ . У цьому випадку антенна решітка складається з чотирьох вертикальних вібраторів. Припустимо, що за рахунок вибраного азимутального кута випромінювання джерела  $e$  буде

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

$$\dot{U}_{13} = \dot{U}_9 - \dot{U}_{12} = -4U_a^0 \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) \sin \alpha_z; \quad (21)$$

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

Напруга (21) використовується для наведення апертури антенного блока на напрям поширення хвиль від джерела випромінювання  $a$  на антенну систему. Враховуючи значення  $\alpha_x$ ,  $\gamma$  і  $\alpha_z$  (18), можна вважати, що найбільш чутливим множителем до зміни кута  $\theta$  буде

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

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

$$\dot{U}_{15} = i4U_a^0 \sin(kd \sin \varphi_a) \sin(kd_x \cos \varphi_a).$$

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

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= \dot{U}_5 - \dot{U}_7 = i2U_a^0 \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) e^{-i\alpha_z}; \\ \dot{U}_{12} &= \dot{U}_6 - \dot{U}_8 = i2U_a^0 \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) e^{i\alpha_z}. \end{aligned} \right\}$$

З виходу віднімача  $\Delta_3$  знімається напруга, яка в подальшому використовується для налаштування положення апертури антени в меридіональній площині:

$$\dot{U}_{13} = 4U_a^0 \sin \alpha_y^a \sin(\gamma_a \cos \varphi_a) \sin \alpha_z;$$

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

$$\dot{U}_{15} = i4U_a^0 \sin(kd \sin \varphi_a) \sin(kd_x \cos \varphi_a).$$

Після знаходження кутів  $\theta_a$ ,  $\theta_e$ ,  $\varphi_a$  і  $\varphi_e$  система повертається до режиму з використанням вібраторів  $1'$ ,  $1''$  і  $2'$ ,  $2''$ .

Отже,

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= i2\dot{U}_a^0 \sin(kd \sin \varphi_a) \sin(kd_x \cos \varphi_a) \\ \dot{U}_{12} &= i2\dot{U}_a^\varphi \sin(kd \sin \varphi_a) \sin(kd_x \cos \varphi_a) \end{aligned} \right\} (22)$$

Їх різниця дорівнює:

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

а сума дорівнює

$$\dot{U}_{15} = iL(\dot{U}_a^0 + \dot{U}_a^\varphi), (23)$$

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

На виході детекторів  $D_5$  і  $D_6$  отримуємо:

$$U_{13} = L\sqrt{(U_a^0)^2 + (U_a^\varphi)^2 - 2\dot{U}_a^0\dot{U}_a^\varphi \cos \psi}$$

$$U_{15} = L\sqrt{(U_a^0)^2 + (U_a^\varphi)^2 + 2\dot{U}_a^0\dot{U}_a^\varphi \cos \psi},$$

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

Значення цих напруг використовуються в процесорі для розрахунку параметрів поляризації за основними співвідношеннями:

$$m = \frac{U_a^0}{U_a^\varphi} = \frac{U_9}{U_{12}} = \cos(\varphi_a - \varphi_\theta),$$

де  $U_9$  і  $U_{12}$  — вихідні напруги з детекторів  $D_1$  і  $D_4$ , отримані після детектування напруг  $\dot{U}_9$  і  $\dot{U}_{12}$  (22).

Кут нахилу поляризаційного еліпса:

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

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

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

Коефіцієнт еліптичності визначається як:

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

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

$$\left. \begin{aligned} E_a^0 &= U_9 / 2aK_\phi L l_\phi; \\ E_a^\varphi &= U_{12} / 2aK_\phi L l_\phi F(\varphi_a), \end{aligned} \right\} (24)$$

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 (24) отримані за допомогою співвідношень (18), (19) і (22).

Результати розрахунків і вимірювань використовуються в пристроях ідентифікації джерел випромінювання (ІД). Параметрами для автоматичної ідентифікації джерел випромінювання є

частота і характер модуляції, позивні або коди джерел випромінювання, які закладені в коливаннях напруг  $\dot{U}_9$  і  $\dot{U}_{12}$  (22), а також повної напруги джерела  $a$   $\dot{U}_{15}$  (23), кутові координати джерел випромінювання, поляризаційні характеристики тощо.

Результати випромінювань та ідентифікації з процесора надходять в пристрій індикації і реєстрації сигналів (ПІРС).

Розглянемо функціонування антенної системи у найбільш простому випадку, коли в секторі огляду простору завада відсутня. Тобто можна спостерігати випромінювання на певній частоті тільки одного джерела. На першому етапі моніторингу затискачі вібраторів 1', 1'' і 2', 2'' приєднуються комутаторами до входів чотирьох каналів БПЧП. Напруги на виходах каналів при  $U_\theta^0 = 0$  і  $U_\theta^\varphi = 0$  набувають вигляду:

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

Різницею і сумарні напруги на виходах віднімачів  $\Delta_1$ ,  $\Delta_2$  і суматорів  $\Sigma_1$ ,  $\Sigma_2$ , дорівнюватимуть:

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

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

На другому етапі, для визначення меридіональної кутової координати джерела  $a$  використовується інша конфігурація антенної решітки, а саме вібратори 1', 2', 3' і 4'. Сигнали з напругами  $\dot{U}_{10}$  і  $\dot{U}_{11}$

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

надходять до віднімача  $\Delta_4$ . На виході віднімача матимемо:

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

Амплітуда цієї напруги після детектора  $D_8$  використовується процесором як індикатор наведення апертури антени в меридіональній площині на напрям падіння хвилі від джерела випромінювання. Тобто процесор виробляє команди на обертання апертури антени в меридіональній площині електромеханічним пристроєм (ЕМПП) для досягнення нульового значення напруги  $U_{14}$

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

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

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

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

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

$$E_a^0 = U_{19} / 4aK_\phi J_\phi \sin \gamma_a.$$

Якщо меридіональна складова значно менше за азимутальну складову, тоді використовуємо антенну решітку, яка утворюється чотирма горизонтальними вібраторами 3", 1" і 4", 2". Наруги на виходах каналів підсилення і частотного перетворення дорівнюватимуть (при  $\phi_a = 0$ ):

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_5 &= \dot{U}_a^\phi e^{-i\alpha z} \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_6 &= \dot{U}_a^\phi e^{i\alpha z} \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_7 &= \dot{U}_a^\phi e^{-i\alpha z} \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_8 &= \dot{U}_a^\phi e^{i\alpha z} \sin \gamma_a. \end{aligned} \right\}$$

Після віднімання та підсумовування отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= 0; \\ \dot{U}_{10} &= 2U_a^\phi e^{i\alpha z} \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_{11} &= 2U_a^\phi e^{-i\alpha z} \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_{12} &= 0. \end{aligned} \right\}$$

З виходу віднімача  $\Delta_4$  знімаємо різницеву напругу:

$$\dot{U}_{14} = i4\dot{U}_a^0 \sin \gamma_a \sin(kd \cos \theta_a),$$

яка після детектування використовується для орієнтації антени на джерело випромінювання:

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

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

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

а після детектора  $D_6$ :

$$U_{18} = 4U_a^\phi \sin \gamma_a.$$

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

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{10} &= 2U_a^\phi \sin \gamma_a; \\ \dot{U}_{11} &= 2U_a^\phi \sin \gamma_a. \end{aligned} \right\}$$

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

У режимі автоконтроля процесор через блок керування комутаторами (БКК) переводить комутатор в стан, при якому на входи чотирьох каналів надходять сигнали від генератора тестових напруг (ГТН). 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  $|\dot{U}_{14}| = |\dot{U}_{10} - \dot{U}_{11}| \Rightarrow 0$ .

У 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

Розроблена малоелементна 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 га-

рантує своєчасне виявлення відмов та підтримання системи в робочому стані, а також її функціонування в межах закладених в конструкцію характеристик точності.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. **Справочник** по радиоконтролю. Женева: Бюро радиосвязи МСЭ, 2002. 585 с.
2. **Слободянюк П.В.**, Благодарный В.Г. Справочник для инженеров по радиомониторингу / под ред. П.В. Слободянюка. Киев, 2012. 720 с.
3. **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.
4. **Ільницький Л. Я.**, Савченко О. Я., Сібрук Л. В. Антени та пристрої надвисоких частот: підручник для ВНЗ / за ред. Л. Я.Ільницького. К.: Укртелеком, 2003. 496 с.

5. **Balanis C.A.** Antenna Theory: Analysis and Design. 4th Edition. New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2016. 534 p.

6. **Randy L. Haupt.** Antenna Arrays: A Computational Approach. New Jersey : John Wiley & Sons Inc., 2010. 1095 p.

7. **Іlnitsky L.Y.**, Shcherbyna O.A., Mykhalchuk I.I. Antenna system of radiomonitoring with advanced features. 2016 IEEE 4th International Conference Methods and Systems of Navigation and Motion Control (18-20 Oct. 2016), Kyiv, Ukraine, 2016. Pp. 67–71. DOI: 10.1109/MSNMC.2016.7783108.

8. **Іlnitsky L.**, Shcherbyna O., Mykhalchuk I., Kozhokhina O. Control of the antenna radiation pattern for radiomonitoring systems. 2019 IEEE 5th International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments (22-24 Oct. 2019) Kyiv, Ukraine, 2019. Pp. 67–71. DOI: 10.1109/APUAVD47061.2019.8943900

9. **Гехер К.** Теория чувствительности и допусков электронных цепей. М.: Сов. радио, 1973. 200 с.

#### **Щербина О. А., Ільницький Л. Я., Михальчук І. І.** **АНТЕННА СИСТЕМА ДЛЯ СТАНЦІЙ РАДІОМОНІТОРИНГУ**

*У статті розглянуто принципи побудови антенної системи з розширеними можливостями для станцій радіомоніторингу та радіоконтролю. Розроблена малоелементна 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, яка забезпечена колами автоконтроля, що гарантує своєчасне виявлення відмов та підтримання системи в робочому стані. Розглянуто принципи керування положенням діаграми спрямованості для антенних решіток з малою кількістю елементів. При електричному керуванні положенням променів виникає деформація діаграми спрямованості. Це може спричинити суттєві ускладнення у виокремленні сигналу за наявності завади на частотах близьких до частоти сигналу. При механічному скануванні форма діаграми спрямованості зберігається незмінною, що забезпечує більшу точність при наведенні на джерело випромінювання, ніж при електричному скануванні. Враховуючи це, доцільним є застосування механічного керування положенням антени в просторі. Сумарна діаграма спрямованості використовується для огляду простору і виявлення джерел випромінювання. За наявності завади на частоті близькій до частоти контрольованого джерела випромінювання, переходять до різницевої діаграми спрямованості, яка дає можливість визначити кутове положення джерел випромінювання. Головний нуль цієї діаграми поступовим обертальним рухом апертури системи суміщається з напрямом випромінювання джерел і таким чином визначаємо пеленги.*

**Ключові слова:** радіомоніторинг; антенна решітка; діаграма спрямованості; напруженість електричного поля; поляризаційні характеристики випромінювання.

#### **Shcherbyna O. A., Іlnitskyi L. Ya., Mykhalchuk I. I.** **ANTENNA SYSTEM FOR RADIOMONITORING STATIONS**

*The article deals with principles of building an antenna system with advanced features for radiomonitoring and radiocontrol stations. The developed antenna array with the primary signal processing device provides a number of important functions for radiomonitoring: automated space survey and identification of radiation source; automatic determination of the angular coordinates of radiation sources; suppression of interference at frequencies that are close to the frequency of the monitored radioemission; measurement of electric field intensity; measurement of radiation field polarization parameters. The synthesized block diagram of the antenna system is provided with a self-monitoring circuit, which guarantees timely failure detection and system support in working condition. The principles of controlling the position of radiation pattern for antenna arrays with a small number of elements are considered. With electrical control of the ray positions, the deformation of the radiation pattern occurs. This can lead to significant complications in signal extraction in the presence of interference at frequencies close to the signal frequency. During mechanical scanning, the shape of the radiation pattern remains unchanged, which provides greater accuracy when pointing at a radiation source than with electrical scanning. Given this, it is advisable to use mechanical control of the*

*antenna position in space. The total pattern is used to review the space and identify radiation sources. If there is interference at a frequency close to the frequency of the controlled radiation source, it is necessary to proceed to monitor by the difference directivity pattern, which makes it possible to determine the angular position of the radiation sources. Main zero of diagram with a gradual rotational movement of antenna aperture is combined with the direction of radiation sources and thus determines to bear.*

**Keywords:** radiomonitoring; antenna array; radiation pattern; electric field intensity; polarization radiation characteristics.

**Щербина О. А., Ильницький Л. Я., Михальчук И. И.**

## **АНТЕННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ СТАНЦИЙ РАДИОМОНИТОРИНГА**

*В статье рассмотрены принципы построения антенной системы с расширенными возможностями для станций радиомониторинга и радиоконтроля. Разработанная малоэлементная антенная решетка с устройством первичной обработки сигналов обеспечивает выполнение ряда важных для радиомониторинга функций: автоматизированный обзор пространства и выявление источника излучения; автоматическое определение угловых координат источников излучения; подавление помехи на частотах близких к частоте контролируемого радиоизлучения; измерение напряженности электрического поля; измерение параметров поляризации поля излучения. Синтезированная структурная схема антенной системы, которая обеспечена схемой автоконтроля, что гарантирует своевременное выявление отказов и поддержку системы в рабочем состоянии. Рассмотрены принципы управления положением диаграммы направленности для антенных решеток с малым количеством элементов. При электрическом управлении положением лучей возникает деформация диаграммы направленности. Это может привести к существенным осложнениям в выделении сигнала при наличии помехи на частотах близких к частоте сигнала. При механическом сканировании форма диаграммы направленности сохраняется неизменной, что обеспечивает большую точность при наведении на источник излучения, чем при электрическом сканировании. Учитывая это, целесообразно применение механического управления положением антенны в пространстве. Суммарная диаграмма направленности используется для обзора пространства и выявления источников излучения. При наличии помехи на частоте близкой к частоте контролируемого источника излучения, переходят к разностной диаграмме направленности, которая дает возможность определить угловое положение источников излучения. Главный ноль этой диаграммы постепенным вращательным движением апертуры системы совмещается с направлением излучения источников и таким образом определяется пеленг.*

**Ключевые слова:** радиомониторинг; антенная решетка; диаграмма направленности; напряженность электрического поля; поляризационные характеристики излучения.

Стаття надійшла до редакції 15.01.2020 р.  
Прийнято до друку 20.02.2020 р.