

DOI: 10.18372/2310-5461.46.14805

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. Ільницький, 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

КІЛЬЦЕВА АНТЕННА РЕШІТКА ДЛЯ СИСТЕМ РАДІОМОНІТОРИНГУ

Вступ

Анени для систем радіомоніторингу і основні вимоги до них добре описані в літературі [1–3]. Вимірювання параметрів поляризації електромагнітної хвилі потребує вибору ортогонального поляризаційного базису. Найбільш поширеним є лінійний ортогональний поляризаційний базис. Для розкладання електромагнітної хвилі на лінійні поляризовані ортогональні складові використовують два вібратори лінійної поляризації, осі яких взаємно перпендикулярні. Але кільцеві випромінювачі порівняно з турнікетними антенами на пасивних вібраторах мають декілька вагомих переваг: менші геометричні розміри, можливість використання колового ортогонального поляризаційного базису, дещо ширша смуга робочих частот, спрощені методи обчислення параметрів поля випромінювання тощо.

Саме тому доцільно створити кільцеву антенну систему для радіомоніторингу та окреслити її функціональні можливості. Крім того, необхідно створити ефективний математичний апарат для обробки інформаційних сигналів, які будуть отримані на виходах антенної системи.

Аналіз останніх досліджень та публікацій

При виборі колового ортогонального поляризаційного базису можна обмежитися використанням однієї кільцевої антени [4]. Нажаль, кільцеві антени слабконапрявлені. Отже, однією кільцевою антеною принципово не можна здійснювати одночасно і вимірювання параметрів поля і пеленгацію джерела випромінювання. Якщо необхідно визначити напрям приходу електро-

магнітної хвилі лише в горизонтальній площині, то можна створити антенну систему з двох кільцевих антен [5], яка буде точно визначати азимутальний кут. Якщо ж напрям падіння може приймати різні кути в вертикальній площині, то антенна система мусить складатися з трьох кільцевих антен [6].

Для точної пеленгації джерела випромінювання необхідно використовувати як мінімум два елементи антенної решітки в азимутальній площині і два елементи в меридіональній площині. Виокремлення радіохвиль від контрольованого джерела потребує щонайменше два елементи антенної решітки.

В літературних джерелах описана досить велика кількість різних реалізацій антенних решіток з кільцевими елементами. У статтях [7; 8] представлена щілинна кільцева антенна решітка, яка може перемикатися між S- та C-діапазоном або між діапазонами S-, C- і X- відповідно. В режимі C-діапазону використовується метод діагонального живлення для збудження решітки 2×2 . Цей метод здатний забезпечити вертикальну або горизонтальну поляризацію з гарною розв'язкою. Стаття [9] являє собою дводіапазонну щілину кільцеву антену решітку для діапазонів L- і C-. Апертура L-діапазонної щілинної антени може бути перетворена на антенну решітку з розмірністю 2×2 для C-діапазону за допомогою rip-діодів.

Постановка завдання

Відома антенна система, яка складається з антенного блоку, що містить чотири лінійних елементи і блок обробки сигналів [10]. Але для отримання переваг, які були описані вище, необ-

хідно замінити чотири лінійних антенних елементи на кільцеві і створити математичний апарат для обробки інформаційних сигналів.

Необхідно відмітити, що до цього часу напруженість електричного поля випромінювання математично описувалась в прямокутних системах координат, що в деяких випадках призводить до складних обчислень і навіть до неоднозначних результатів обчислень параметрів електромагнітного поля. Використовуючи полярну систему координат, можемо суттєво спростити обчислення параметрів поля випромінювання і підвищити точність їх обчислення.

Теоретичні засади

В полярній системі координат і коловому ортогональному базисі напруженість поля випромінювання за будь-якою поляризацією описується надзвичайно просто

$$\vec{e}(t) = \begin{Bmatrix} \bar{\rho}_0 E_1 e^{i\varphi_1(t)} \\ \bar{\rho}_0 E_2 e^{i\varphi_2(t)} \end{Bmatrix} \quad (1)$$

де $\vec{e}(t)$ — вектор напруженості електричного поля випромінювання як функція часу; $\bar{\rho}_0$ — радіальний орт полярної системи координат; E_1 — амплітуда напруженості поля правого обертання; E_2 — амплітуда напруженості поля лівого обертання; $\varphi_1(t) = \omega t + \varphi_1$ — миттєва кутова координата орта $\bar{\rho}_0$ хвилі з правим напрямом обертання вектора напруженості електричного поля; $\varphi_2(t) = -\omega t + \varphi_2$ — миттєва кутова координата орта $\bar{\rho}_0$ хвилі з лівим напрямом обертання вектора напруженості електричного поля; φ_1 і φ_2 — початкові значення кутових координат $\varphi_1(t)$ і $\varphi_2(t)$; ω — колова частота гармонічного коливання.

Експоненціальні функції у виразі (1) подамо через тригонометричні функції, отже отримуємо

$$\vec{e}(t) = \begin{Bmatrix} E_1 [\bar{\rho}_0 \cos(\omega t + \varphi_1) + i\bar{\rho}_0 \sin(\omega t + \varphi_1)] \\ E_2 [\bar{\rho}_0 \cos(-\omega t + \varphi_2) + i\bar{\rho}_0 \sin(-\omega t + \varphi_2)] \end{Bmatrix} \quad (2)$$

Вирази (2) можна записати у вигляді

$$\vec{e}(t) = \begin{Bmatrix} E_1 \left[\begin{array}{l} (\bar{\rho}_0 e^{i0}) \cos(\omega t + \varphi_1) + \\ + \left(\bar{\rho}_0 e^{i\frac{\pi}{2}} \right) \sin(\omega t + \varphi_1) \end{array} \right] \\ E_2 \left[\begin{array}{l} (\bar{\rho}_0 e^{i0}) \cos(\omega t - \varphi_2) - \\ - \left(\bar{\rho}_0 e^{i\frac{\pi}{2}} \right) \sin(\omega t - \varphi_2) \end{array} \right] \end{Bmatrix} \quad (3)$$

Із порівняння виразів (1) і (3) можна зробити такий висновок: у виразі (1) вектор $\bar{\rho}_0$ обертається з коловою частотою ω .

Амплітуда напруженості поля в часі не змінюється. Годографами кінців векторів напруженості поля правого і лівого напрямів обертання є кола.

У виразах (3) орти полярної системи координат займають фіксовані положення ($\varphi = 0$ і $\varphi = \pi/2$), тобто вони перетворюються на орти прямокутної системи координат. У цій системі координат хвилі з правим напрямом обертання і хвилі з лівим напрямом обертання складаються з двох лінійно поляризованих компонент, а значення їх амплітуд змінюються за гармонічним законом.

Для ортів прямокутної системи координат використовуємо такі позначення

$$\begin{Bmatrix} \bar{\rho}_0 e^{i0} = \bar{\theta}_0 \\ \bar{\rho}_0 e^{i\frac{\pi}{2}} = \bar{\varphi}_0 \end{Bmatrix} \quad (4)$$

З позначеннями виразу (4) вирази (3) набувають звичного вигляду

$$\vec{e}(t) = \begin{Bmatrix} E_1 [\bar{\theta}_0 \cos(\omega t + \varphi_1) + \bar{\varphi}_0 \sin(\omega t + \varphi_1)] \\ E_2 [\bar{\theta}_0 \cos(\omega t - \varphi_2) - \bar{\varphi}_0 \sin(\omega t - \varphi_2)] \end{Bmatrix} \quad (5)$$

Оскільки орти координат і в першому і в другому рівнянні системи (5) тотожні і не залежать від часу, а обидва рівняння відносяться до одного і того ж електромагнітного процесу, представленого як сукупність двох хвиль з коловою поляризацією, то ці рівняння можна звести до одного шляхом підсумовування колінеарних складових. Крім того, використовуючи паралельне перенесення системи координат, можна отримати такий ще більш простіший вираз для напруженості поля

$$\vec{e}(t) = \bar{\theta}_0 E_\theta \cos \omega t + \bar{\varphi}_0 E_\varphi \cos(\omega t + \psi), \quad (6)$$

де E_θ , E_φ , ψ — функції амплітуд E_1 і E_2 , фаз φ_1 і φ_2 та фазового зсуву початку прямокутної системи координат.

Формули (1) і (5) або (6) описують один і той самий електромагнітний процес. Принципова різниця між ними полягає в тому, що формули (1) відображають вектор напруженості електричного поля у вигляді двох складових у просторово-кутовій площині (вектор $\vec{e}(t)$ у загальному випадку обертається навколо осі, що проходить через початок полярної системи координат, і амплітуди його складових мають сталі значення).

Тоді формули (5) або (6) відображають вектор напруженості електричного поля в амплітудно-фазовій площині і амплітуди його складових змінюються за гармонічним законом. Приведений перехід від формул (1) до формули (6) доводить, що опис поля формулами (1) є ідентичним до опису поля формулою (6) або формулами (5).

Для того, щоб показати переваги відображення характеристик поля випромінювання формулами (1), виведемо вирази для обчислення параметрів поляризації електромагнітної хвилі.

Згідно з формулами (1) електромагнітна хвиля в загальному випадку розкладається на дві хвилі з коловою поляризацією. Одна з цих хвиль характеризується складовою вектора напруженості поля E_1 і має правий напрям обертання. Друга складова хвилі характеризується напруженістю електричного поля E_2 з лівим напрямом обертання. Очевидно, що ці дві складові вектора напруженості знаходяться на одній прямій і підсумовуватимуться у фазі, коли їх кутові положення в просторі будуть збігатися, тобто за умови, що

$$\left. \begin{aligned} \omega t + \varphi_1 &= \gamma, \\ -\omega t + \varphi_2 &= \gamma, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

напруженість електромагнітної хвилі набуває максимального значення

$$E = E_1 + E_2. \quad (8)$$

Оскільки в загальному випадку розглядають обертову поляризацію, то вираз (8) відноситься до великої осі a_e поляризаційного еліпса. Значення малої півосі b_e пропорційна різниці напруженостей E_1 і E_2

$$b_e = K_{\text{пр}} |E_1 - E_2|, \quad (9)$$

де $K_{\text{пр}}$ — коефіцієнт пропорційності.

Кут нахилу великої осі поляризаційного еліпса відносно осі, від якої відраховуємо кутову координату φ , визначаємо з формули (7)

$$\gamma = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}. \quad (10)$$

Модуль і знак коефіцієнта еліптичності знаходимо за допомогою формул (8) і (9)

$$K_e = \pm \frac{b_e}{a_e} = \frac{E_1 - E_2}{E_1 + E_2}. \quad (11)$$

З наведених формул випливає, що всі параметри поляризації хвилі, яку приймаємо кільцевою антеною, визначаються за допомогою дуже простих співвідношень. Але для цього треба знати напруженість електричного поля хвиль з коловою поляризацією окремо для складової правого обертання і лівого обертання. Треба мати на увазі, що на затискачах кільця утвориться електрорушійна сила (ЕРС), яка не несе жодної інформації про напрям обертання вектора напруженості поля. Тому необхідно розробити технічні засоби, за допомогою яких можна було б виокремити напруги, що наводяться хвилями правої колової поляризації і напруги, що наводяться в антені хвилями лівої колової поляризації.

Теоретичними засадами для створення таких технічних засобів є такі особливості наведених в кільці струмів і напруг. Електромагнітна хвиля правого напрямку обертання вектора напруженості електричного поля створює хвилю струму і напруги, яка рухається в провіднику кільця за годинниковою стрілкою (праворуч), хвиля лівого обертання вектора напруженості створює хвилі напруги і струму, які поширюються ліворуч — проти годинникової стрілки. Така особливість поширення хвиль струму і напруг в кільці є аналогічною при живленні хвиль струму і напруги в лінії з неузгодженим навантаженням. Отже, використовуючи спрямований відгалужувач, можемо розділити ці хвилі і в подальшому оперувати з напругами, наведеними хвилями правого обертання, або з напругами, наведеними хвилями лівого обертання площини поляризації.

Напруги, які наводяться на затискачах антени при опромінюванні її електромагнітними хвилями, пропорційні напруженості електричного поля плоскої електромагнітної хвилі. Цим коефіцієнтом пропорційності є діюча довжина антени і вона являє собою довжину лінійного електричного вібратора з рівномірним розподілом струму, який в напрямі максимального випромінювання створює електромагнітне поле з такою ж напруженістю поля, як і реальна антена, за умови, що струми живлення антени і вібратора однакові [11]. У режимі випромінювання діюча довжина обчислюється за формулою

$$l_d = r E_{\text{max}} / 30 k I_A, \quad (12)$$

де r — відстань від антени до точки спостереження, яка знаходиться в максимумі поля випромінювання антени; E_{max} — значення напруженості електричного поля в точці спостереження; $k = 2\pi/\lambda$ — хвильове число; λ — довжина хвилі, що випромінюється антеною; I_A — струм на затискачах антени.

Для кільцевої антени поле випромінювання досліджене досить докладно [11; 12] і його напруженість електричного поля за умови, що вздовж кільця вкладається одна довжина біжучої хвилі струму, дорівнює

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_\theta &= \frac{60\pi I_A}{r} \text{ctg}\theta J_1(\sin\theta); \\ \dot{E}_\varphi &= i \frac{30\pi I_A}{r} [J_0(\sin\theta) - J_2(\sin\theta)], \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

де θ — меридіональний кут сферичної системи координат, який відраховується від осі кільця; $J_0(\sin\theta)$, $J_1(\sin\theta)$, $J_2(\sin\theta)$ — функції Бесселя нульового, першого та другого порядків.

У напрямі максимального випромінювання ($\theta = 0$) з формул (13) знаходимо, що

$$\begin{aligned} E_{\theta}^{\max} &= 30\pi I_{\Lambda}/r, \\ E_{\varphi}^{\max} &= 30\pi I_{\Lambda}/r. \end{aligned} \quad (14)$$

Оскільки електромагнітна хвиля з коловою поляризацією в лінійному поляризаційному ортогональному базисі складається з двох складових, зсунутих за фазою на 90 градусів, то діючу довжину кільцевої антени можна представити у вигляді турнікетної антени, тобто двох лінійних вібраторів, осі яких перпендикулярні, а струми рівномірно розподілені по всій довжині вібраторів. Отже, використовуючи формули (12) і (14), знаходимо діючу довжину кільцевої антени $I_{\Lambda}^{\text{к.а}}$

$$\vec{I}_{\Lambda}^{\text{к.а}} = \begin{cases} \bar{\theta}_0 I_{\Lambda}^{\theta}; \\ \bar{\varphi}_0 I_{\Lambda}^{\varphi}; \end{cases} = \frac{\lambda}{2} (\bar{\theta}_0 + \bar{\varphi}_0). \quad (15)$$

Порівнюючи діючі довжини кільцевої антени і турнікетної, побудованої на півхвильових вібраторах, можемо відзначити, що кільцева антена має менші лінійні розміри (діаметр $2R = \lambda/\pi$, а не $\lambda/2$) і більшу діючу довжину в ортогональних площинах, а саме: $I_{\Lambda}^{\theta} = I_{\Lambda}^{\varphi} = \lambda/2$, тоді як півхвильовий вібратор має діючу менше $\lambda/2$. Отже, перехід від антен лінійної поляризації до антен колової поляризації призводить до зменшення габаритів антенної системи і підвищення її ефективності.

Значення діючої довжини антени (15) і лінійно поляризовані складові хвиль колової поляризації (5) дають можливість обчислити напруги в навантаженнях кільцевої антени. В навантаженні складової хвилі правого напрямку обергання отримуємо

$$\begin{aligned} U_{\Pi}(t) &= \frac{1}{2} E_1 \frac{\lambda}{2} [\cos(\omega t + \varphi_1) + \sin(\omega t + \varphi_1)] = \\ &= \frac{1}{2\sqrt{2}} E_1 \lambda \cos\left(\omega t + \varphi_1 - \frac{\pi}{4}\right). \end{aligned} \quad (16)$$

В навантаженні складової хвилі лівого напрямку отримуємо

$$\begin{aligned} U_{\Pi}(t) &= \frac{1}{2} E_2 \frac{\lambda}{2} [\cos(\omega t - \varphi_2) - \sin(\omega t - \varphi_2)] = \\ &= \frac{1}{2\sqrt{2}} E_2 \lambda \cos\left(\omega t - \varphi_2 + \frac{\pi}{4}\right). \end{aligned} \quad (17)$$

З формул (16) і (17) випливає, що зсув фаз напруг, що наводяться хвилями правого і лівого напрямків обергання, дорівнює

$$\varphi_{\Delta} = \arg\{U_{\Pi}(t)\} - \arg\{U_{\Pi}(t)\} = \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2}. \quad (18)$$

З рівняння (18) знаходимо суму фазових зсувів $\varphi_1 + \varphi_2$ і підставляємо її в формулу (10)

$$\gamma = (\varphi_{\Delta} + 0,5\pi)/2.$$

Вимірюючи амплітуди напруг $U_{\Pi}(t)$ і $U_{\Lambda}(t)$, можемо обчислити напруженості хвиль правої і лівої колової поляризації

$$\begin{cases} E_1 = 2\sqrt{2}U_{\Pi}/\lambda; \\ E_2 = 2\sqrt{2}U_{\Lambda}/\lambda. \end{cases}$$

Значення напруженостей E_1 і E_2 згідно з формулою (11) використовуються для розрахунку коефіцієнта еліптичності.

Оскільки для переважної більшості антен характеристики (діаграми спрямованості, коефіцієнти підсилення, діючі довжини і т. д.) надають для випадків випромінювання лінійно поляризованих хвиль, то виникає необхідність в визначенні таких величин як E_{θ} , E_{φ} і ψ (напруженості електричних полів хвиль із взаємно перпендикулярними площинами поляризації і їх зсув фаз за даними вимірювань антенами колової поляризації). Отже, приведемо співвідношення, які визначають аналітичні зв'язки між величинами E_1 , E_2 і γ та E_{θ} , E_{φ} і ψ . Напруженість електричного поля хвилі, площина поляризації якої збігається з меридіональною площиною, визначається як

$$E_{\theta} = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2E_1 E_2 \cos 2\gamma}. \quad (19)$$

Напруженість складової вектора електричного поля, яка перпендикулярна меридіональній площині, дорівнює

$$E_{\varphi} = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 - 2E_1 E_2 \cos 2\gamma}. \quad (20)$$

Зсув фаз між цими складовими вектора напруженості електричного поля знаходимо за формулами

$$\left. \begin{aligned} \cos \psi &= 2 \sin 2\gamma \frac{E_1 E_2}{R}; \\ \sin \psi &= \frac{E_2^2 - E_1^2}{R}; \\ R &= \sqrt{(E_1^2 + E_2^2)^2 - 4E_1^2 E_2^2 \cos^2 2\gamma}. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Приведені формули (19), (20) і (21) дають можливість використовувати результати вимірювань електромагнітного поля за допомогою антен колової поляризації для характеристики хвиль електромагнітного поля, представлених в ортогональному лінійному поляризаційному базисі.

Кільцева антена, як джерело зв'язаних електромагнітних хвиль

Нехай кільцева антена знаходиться в полі плоскої електромагнітної хвилі. Можна показати, що в кільцевому провіднику буде наводитися дві хвилі електричного струму, які поширюватимуться у взаємно протилежних напрямках згідно з

напрямами обертання векторів напруженості електричного поля хвиль з коловою поляризацією. Для виокремлення хвиль електричного струму і напруг пропонується використати спрямований відгалужувач (рис. 1).

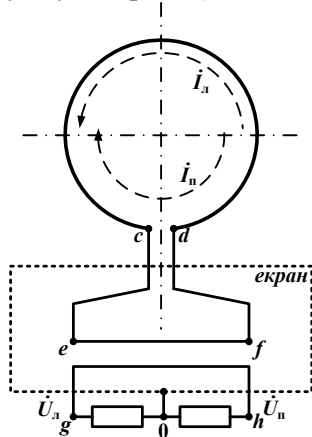


Рис. 1. Кільцева антена з навантаженням у вигляді спрямованого відгалужувача

До кільцевої антени в точках c і d приєднується симетрична лінія, яка переходить у дві смужкові несиметричні лінії над екраном, вкритим шаром діелектрика. Смужкові лінії в точках e і f навантажені первинною лінією спрямованого відгалужувача. Вторинна лінія спрямованого відгалужувача навантажена на пристрої обробки сигналів з входними опорами R_n . Очевидно, що бездоганна робота такого пристрою буде лише за умови гарного узгодження вихідних і входних опорів окремих вузлів. При цьому в точці g буде утворюватись напруга U_n , пропорційна напруженості поля E_2 хвилі з лівим напрямом обертання, а в точці h утворюватиметься напруга U_n , пропорційна напруженості поля E_1 хвилі правого напрямку обертання.

У сферичній системі координат, полюс якої збігається з центром кільця, а полярна вісь — з віссю кільця (в подальшому будемо називати таку систему власною системою координат кільцевої антени) характеристики спрямованості мають вигляд

$$\left. \begin{aligned} F_0(\theta') &= 2\text{ctg}\theta' J_1(\sin\theta'); \\ F_\varphi(\theta') &= J_0(\sin\theta') - J_2(\sin\theta'), \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

де θ' — меридіональний кут власної сферичної системи координат; $F_0(\theta')$ — характеристика спрямованості меридіональної складової \dot{E}_0 вектора напруженості електричного поля в лінійному поляризаційному базисі; $F_\varphi(\theta')$ — характеристика спрямованості азимутальної складової \dot{E}_φ вектора напруженості електричного поля;

$J_0(\sin\theta')$, $J_1(\sin\theta')$, $J_2(\sin\theta')$ — функції Бесселя нульового, першого та другого порядків від аргументу $\sin\theta'$.

Основну сферичну систему координат зручно вибирати так, щоб полярна вісь збігалась з нормаллю до поверхні землі, тобто вісь Oz спрямована в zenіт, а апертура антени збігається з площиною yOz . Зв'язок між кутами основної і власної систем координат можна знайти, використовуючи орт сферичної системи координат \vec{r}_0 , який представлений через орти прямокутної системи координат, що зв'язана з відповідною сферичною системою координат з суміщеними полюсами. З таких представлень випливає, що

$$\left. \begin{aligned} \sin\theta' &= \sqrt{1 - \sin^2\theta \cos^2\varphi}; \\ \cos\theta' &= -\sin\theta \cos\varphi, \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

де θ і φ — меридіональна і азимутальна координати в основній сферичній системі координат.

Вибрана сферична система координат суттєво ускладнює аналітичні вирази для характеристик спрямованості кільцевої антени. Щоб позбутись залежності напруг на затискачах антени від координатних кутів, необхідно сумістити вісь антени з напрямом падіння хвилі від джерела випромінювання. Тоді $\theta' = 0$ або $\theta = 90$ і $\varphi = 0$, а електрорушійні сили на затискачах антени, згідно з (16) і (17), дорівнюватимуть

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varepsilon}_1 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \dot{E}_1 \lambda e^{i\left(\varphi_1 - \frac{\pi}{4}\right)}; \\ \dot{\varepsilon}_2 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \dot{E}_2 \lambda e^{-i\left(\varphi_2 - \frac{\pi}{4}\right)}, \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

де індексом 1 позначені комплексні амплітуди, що відносяться до хвилі з коловою поляризацією правого напрямку обертання, а індексом 2 позначені величини, що характеризують хвилі з лівим напрямом обертання вектора напруженості електричного поля.

Отже, при побудові антенної решітки з колових елементів пеленгація джерел випромінювання і просторове настроювання положення апертури антени необхідно здійснювати лише електромеханічним, або просто механічним (вручну) способом.

У випадку довільного просторового положення апертури антени напруги на затискачах кільця з узгодженим навантаженням визначається як

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_n^\kappa &= \frac{K_\Phi}{2} \dot{\varepsilon}_1(\theta, \varphi) = \frac{K_\Phi}{2\sqrt{2}} \dot{E}_1(\theta, \varphi) \lambda e^{i\left(\varphi_1 - \frac{\pi}{4}\right)}; \\ \dot{U}_n^\kappa &= \frac{K_\Phi}{2} \dot{\varepsilon}_2(\theta, \varphi) = \frac{K_\Phi}{2\sqrt{2}} \dot{E}_2(\theta, \varphi) \lambda e^{-i\left(\varphi_2 - \frac{\pi}{4}\right)}, \end{aligned} \right\}$$

де K_ϕ — коефіцієнт передачі фідерного тракту від точок c і d до точок g і h ; $\dot{E}_1(\theta, \varphi)$ — складова вектора напруженості електричного поля правого напрямку обертання хвилі, що падає на кільце під кутами θ і φ ; $\dot{E}_2(\theta, \varphi)$ — складова вектора напруженості електричного поля лівого напрямку обертання.

Очевидно, що величини $\dot{\epsilon}_1(\theta, \varphi)$, $\dot{\epsilon}_2(\theta, \varphi)$, $\dot{E}_1(\theta, \varphi)$ і $\dot{E}_2(\theta, \varphi)$ змінюються із зміною положення апертури антени при незмінних параметрах самої електромагнітної хвилі. Якщо вісь кільця і напрям падіння хвилі на антену сумістяться, то $\dot{\epsilon}_1(\theta = 90^\circ, \varphi = 0) = \dot{\epsilon}_1$, $\dot{\epsilon}_2(\theta = 90^\circ, \varphi = 0) = \dot{\epsilon}_2$, $\dot{E}_1(\theta = 90^\circ, \varphi = 0) = \dot{E}_1$ і $\dot{E}_2(\theta = 90^\circ, \varphi = 0) = \dot{E}_2$.

У цьому випадку кільце буде функціонувати як антена колової поляризації і зв'язок між напругами та напруженостями електричних полів не залежатиме від координатних кутів, тобто

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_n^k &= \frac{1}{2\sqrt{2}} \dot{E}_1 K_\phi \lambda e^{i(\varphi_1 - \frac{\pi}{4})} \\ \dot{U}_n^k &= \frac{1}{2\sqrt{2}} \dot{E}_2 K_\phi \lambda e^{-i(\varphi_2 - \frac{\pi}{4})} \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Відносно коефіцієнта передачі фідерного тракту K_ϕ необхідно зауважити, що його значення залежить від перехідного ослаблення спрямованого відгалужувача, втрат енергії в відрізках ліній передачі і якості узгодження вхідних і вихідних опорів елементів фідерного тракту.

Структурна схема антени

Ураховуючи ті міркування, які були висловлені при синтезі антенної решітки на електричних вібраторах [10], вважаємо, що доцільно антену на кільцевих випромінювачах будувати у вигляді решітки з чотирьох елементів, тобто як антенну решітку з чотирьох елементів з розмірністю 2×2 . Схема такого антенного блока зображена на рис. 2.

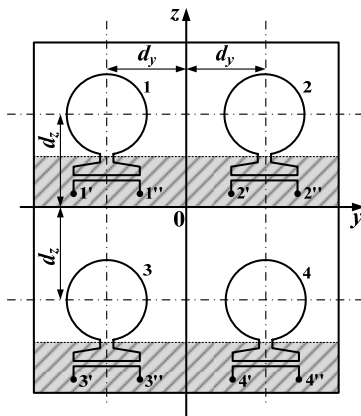


Рис. 2. Схема антенного блоку

Кільцеві елементи антени розташовані над загальним металевим екраном на відстані d_x . Спрямовані відгалужувачі і затискачі кільцевих антен виконані із смужкових ліній передачі без будь-яких особливих відхилень від відомих стандартних технологій. Затискачі, на яких утворюється ЕРС за рахунок напруженості електричного поля лівого напрямку обертання позначені одним штрихом, правого обертання — двома штрихами.

Відстань між центрами кілець уздовж осі Oy дорівнює $2d_y$, а відстань вздовж осі Oz — дорівнює $2d_z$. За таких умов напруги на узгоджених навантаженнях плечей вторинної лінії спрямованого відгалужувача визначаються як

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}'_s &= \dot{U}_n \sin \alpha_x \exp \left[(-1)^s \alpha_y \right] \exp \left[(-1)^q \alpha_z \right]; \\ \dot{U}''_s &= \dot{U}_n \sin \alpha_x \exp \left[(-1)^s \alpha_y \right] \exp \left[(-1)^q \alpha_z \right]. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

де $s = \overline{1,4}$ — номер кільця; \dot{U}_n , \dot{U}_n — амплітудні множники, які за наявності екрана визначаються із співвідношень (25) як $\dot{U}_n = 2\dot{U}_n^k$ і $\dot{U}_n = 2\dot{U}_n^k$; $\alpha_x = kd_x \sin \theta \cos \varphi$; $\alpha_y = kd_y \sin \theta \sin \varphi$; $\alpha_z = kd_z \cos \theta$ — фазові зсуви вектора напруженості електричного поля хвилі при довільному падінні її на апертуру антенного блока; $q = \left\langle \frac{s+1}{2} \right\rangle$, $q \in z$ — ціла частина відношення у дужках.

Структурна схема пристрою обробки сигналів (рис. 3) ідентична схемі, зображеній у [10].

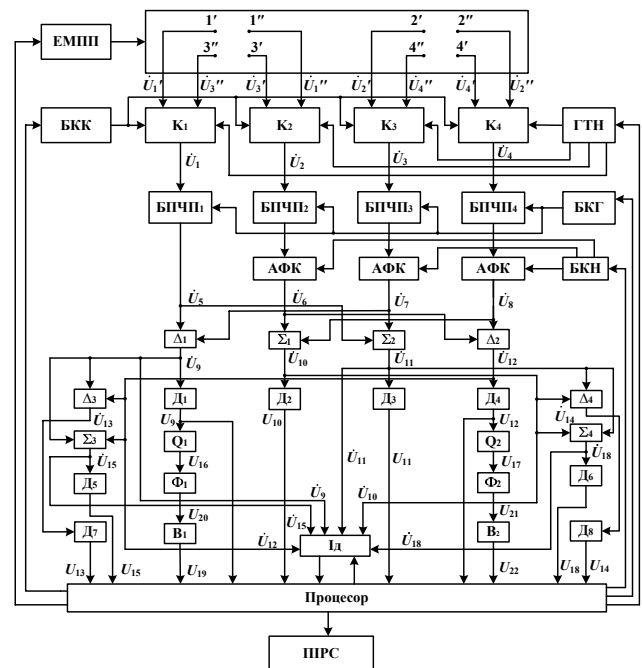


Рис. 3. Структурна схема антенної системи [10]

Позначення вихідних затискачів на антенному блоці збігається з позначеннями, які використовуються на рис. 2.

Режим роботи антенної системи задається процесором і комутаторами. Основним режимом є режим, при якому виходи комутаторів з'єднуються з затискачами антенного блока 1', 1'', 2' і 2''.

За наявності двох джерел випромінювання a і b , які працюють на близьких або однакових частотах, напруги на входах блоків підсилення і частотного перетворення (БПЧП) згідно з виразом (26) дорівнюють

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}'_l \sin \alpha_x^a e^{-i\alpha_y^a} + \dot{U}'_l \sin \alpha_x^b e^{-i\alpha_y^b}; \\ \dot{U}_2 &= \dot{U}''_n \sin \alpha_x^a e^{-i\alpha_y^a} + \dot{U}''_n \sin \alpha_x^b e^{-i\alpha_y^b}; \\ \dot{U}_3 &= \dot{U}'_l \sin \alpha_x^a e^{i\alpha_y^a} + \dot{U}'_l \sin \alpha_x^b e^{i\alpha_y^b}; \\ \dot{U}_4 &= \dot{U}''_n \sin \alpha_x^a e^{i\alpha_y^a} + \dot{U}''_n \sin \alpha_x^b e^{i\alpha_y^b}. \end{aligned} \right\}$$

Оскільки кільцеві елементи 1 і 2 розміщені на одній лінії, паралельній осі Oy , то фазові зсуви α_z втрачають сенс і можна прийняти, що їх значення дорівнюють нулю.

Блоками підсилення і частотного перетворення електричні сигнали підсилюються і їх інформаційні параметри (амплітуди і фази) переносяться в інший частотний діапазон, у якому можна з більшою точністю виконувати необхідні перетворення.

Усі чотири БПЧП працюють сумісно з одним і тим же блоком керованого гетеродина (БКГ), що дає можливість в подальшому обробляти сигнали з однією і тією ж частотою. Завдяки цьому мінімізуються частотні похибки.

Перший канал (БПЧП₁) вважається еталонним і по ньому коректуються в режимі автоконтроля коефіцієнти передач решти трьох каналів. З цією метою в трьох каналах використовуються амплітудно-фазові коректори (АФК) і блок керуючих напруг (БКН).

На виходах каналів маємо напруги

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_5 &= \dot{U}'_a \sin \alpha_x^a e^{-i\alpha_y^a} + \dot{U}'_b \sin \alpha_x^b e^{-i\alpha_y^b}; \\ \dot{U}_2 &= \dot{U}''_a \sin \alpha_x^a e^{-i\alpha_y^a} + \dot{U}''_b \sin \alpha_x^b e^{-i\alpha_y^b}; \\ \dot{U}_3 &= \dot{U}'_a \sin \alpha_x^a e^{i\alpha_y^a} + \dot{U}'_b \sin \alpha_x^b e^{i\alpha_y^b}; \\ \dot{U}_4 &= \dot{U}''_a \sin \alpha_x^a e^{i\alpha_y^a} + \dot{U}''_b \sin \alpha_x^b e^{i\alpha_y^b}. \end{aligned} \right\} (27)$$

де $\dot{U}' = 2g\dot{U}'_n$; $\dot{U}'' = 2g\dot{U}''_n$ — комплексні амплітудні множники (нижній індекс означає належність напруги до випромінювання джерела a або b); g — коефіцієнт передачі за напругою каналу, утвореного блоками БПЧП і АФК.

Напруги (27) надходять до віднімачів Δ_1 і Δ_2 та суматорів Σ_1 і Σ_2 . На їх виходах утворюються напруги

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= \dot{U}_7 - \dot{U}_5 = \\ &= i2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a + i2\dot{U}'_b \sin \alpha_x^b \sin \alpha_y^b; \\ \dot{U}_{10} &= \dot{U}_6 + \dot{U}_8 = \\ &= 2\dot{U}''_a \sin \alpha_x^a \cos \alpha_y^a + 2\dot{U}''_b \sin \alpha_x^b \cos \alpha_y^b; \\ \dot{U}_{11} &= \dot{U}_5 + \dot{U}_7 = \\ &= 2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \cos \alpha_y^a + 2\dot{U}'_b \sin \alpha_x^b \cos \alpha_y^b; \\ \dot{U}_{12} &= \dot{U}_8 + \dot{U}_6 = \\ &= i2\dot{U}''_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a + i2\dot{U}''_b \sin \alpha_x^b \sin \alpha_y^b. \end{aligned} \right\} (28)$$

Огинаючі різниці і суми високочастотних напруг утворюються на виходах детекторів D_1 , D_2 , D_3 і D_4 . За наявності двох джерел випромінювання в подальшому для придушення завади використовуються напруги

$$\left. \begin{aligned} U_9 &= g_d \sqrt{(U'_a S_{xy}^a)^2 + (U'_b S_{xy}^b)^2 + 2U'_a U'_b S_{xy}^a S_{xy}^b \cos \Phi_l}; \\ U_{12} &= g_d \sqrt{(U''_a S_{xy}^a)^2 + (U''_b S_{xy}^b)^2 + 2U''_a U''_b S_{xy}^a S_{xy}^b \cos \Phi_n}. \end{aligned} \right\}$$

де $S_{xy}^t = 2 \sin \alpha_x^t \sin \alpha_y^t$ — добуток множників системи двох випромінювачів зі значеннями кутів θ і ϕ , які визначають напрям падіння хвилі, що випромінюється t -м джерелом ($t = a, b$); g_d — коефіцієнт передачі детектора; Φ_q — зсув фаз векторів напруженостей електричних полів джерел a і b лівого ($q = l$), або правого ($q = n$) напрямку обертання.

У зв'язку з некогерентністю коливань джерел a і b , фазові кути Φ_l і Φ_n є функціями часу. Щоб виокремити складові напруг залежні від часу, підносимо напруги U_9 і U_{12} до квадрату блоками Q_1 і Q_2 . Отримаємо

$$\left. \begin{aligned} U_{16} &= B \left[\begin{aligned} &(U'_a S_{xy}^a)^2 + (U'_b S_{xy}^b)^2 + \\ &+ 2U'_a U'_b S_{xy}^a S_{xy}^b \cos \Phi_l \end{aligned} \right]; \\ U_{17} &= B \left[\begin{aligned} &(U''_a S_{xy}^a)^2 + (U''_b S_{xy}^b)^2 + \\ &+ 2U''_a U''_b S_{xy}^a S_{xy}^b \cos \Phi_n \end{aligned} \right] \end{aligned} \right\} (29)$$

де B/g_d — коефіцієнт передачі квадратора.

Оскільки перші дві складові у правій частині виразів (29) є постійними величинами, то за допомогою фільтрів Φ_1 та Φ_2 можна виокремити третю складову. Розкриваючи значення функції S_{xy}^t , запишемо вирази для постійних напруг на виходах випрямлячів B_1 і B_2 .

$$U_{19} = C \left[\begin{array}{l} U'_a U'_b \sin \alpha_x^a \sin \alpha_x^b \sin(k\alpha_y \sin \theta_a \sin \varphi_a) \cdot \\ \cdot \sin(k\alpha_y \sin \theta_b \sin \varphi_b) \end{array} \right] \\ U_{22} = C \left[\begin{array}{l} U''_a U''_b \sin \alpha_x^a \sin \alpha_x^b \sin(k\alpha_y \sin \theta_a \sin \varphi_a) \cdot \\ \cdot \sin(k\alpha_y \sin \theta_b \sin \varphi_b) \end{array} \right]$$

де $C = 2Bt_\phi t_b$ — коефіцієнт пропорційності з розмірністю $1/B$; t_ϕ — коефіцієнт передачі фільтра; t_b — коефіцієнт передачі напруги випрямляча.

У процесорі напруги U_{19} і U_{22} використовуються для створення команд для електромеханічного поворотного пристрою (ЕМПП) на зміну положення антенного блока в азимутальній площині.

Унаслідок кутового зміщення ЕМПП досягається мінімізація напруг U_{19} і U_{22} , що відбувається у випадку, коли нормаль до апертури (вісь Ox) збігається з азимут падіння або хвиль джерела a ($\varphi - \varphi_a = 0$), або з азимут напругу поширення хвиль джерела b ($\varphi - \varphi_b = 0$).

У результаті визначаються кути φ_a і φ_b відносно початкового положення осі Ox . Ідентифікація азимутального положення джерел відбувається за допомогою напруг \dot{U}_9 і \dot{U}_{12} у пристрої ідентифікації (Ід).

Розглянемо випадок, коли необхідно вести моніторинг випромінювання джерела a . Тоді джерело b випромінює заваду. Щоб придушити заваду апертуру антени повертаємо так, щоб нормаль до апертури збігалась з меридіональною площиною, у якій знаходиться напрям падіння хвилі джерела b , тобто азимут φ_b дорівнюватиме нулю. Напруги \dot{U}_9 і \dot{U}_{12} з виразів (28) при $\varphi_b = 0$ набувають вигляду

$$\begin{cases} \dot{U}_9 = i2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a; \\ \dot{U}_{12} = i2\dot{U}''_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a, \end{cases} \quad (30)$$

де $\alpha_x^a = kd_x \cos(\theta - \theta_a) \cos(\Delta\varphi)$;

$\alpha_y^a = kd_y \cos(\theta - \theta_a) \sin(\Delta\varphi)$; $\Delta\varphi = \varphi_a - \varphi_b$ — кутове рознесення джерел випромінювання в азимутальній площині.

Для визначення меридіональних кутів θ_a і θ_b комутатори приєднують затискачі елементів антенної решітки 1', 2', 3' і 4'. На виходах комутаторів отримуємо напруги, у яких з'являється фазовий зсув α_z .

Отже, вирази (30) доповнюються експоненційними множниками і описують напруги, наведені вектором напруженості поля лівого обер-тання

$$\begin{cases} \dot{U}_9 = i2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a e^{-i\alpha_z}; \\ \dot{U}_{12} = i2\dot{U}''_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a e^{i\alpha_z}, \end{cases}$$

де $\alpha_z = kd_z \sin(\theta - \theta_a)$.

Сигнали з напругами \dot{U}_9 і \dot{U}_{12} надходять до віднімача Δ_3 і суматора Σ_3 . На їх виходах отримуємо

$$\begin{cases} \dot{U}_{13} = \dot{U}_9 - \dot{U}_{12} = 4\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a \sin \alpha_z^a; \\ \dot{U}_{15} = \dot{U}_9 + \dot{U}_{12} = i4\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a \cos \alpha_z^a. \end{cases} \quad (31)$$

Тепер апертура антени змінює своє кутове положення в меридіональній площині до стану, при якому напруга \dot{U}_{13} зменшується до нуля. В цьому випадку напруга \dot{U}_{15} дорівнюватиме

$$\dot{U}_{15} = i4\dot{U}'_a \sin(kd_x \cos \Delta\varphi) \sin(kd_y \sin \Delta\varphi).$$

За відсутності або малої інтенсивності лівополяризованої хвилі, кут θ_a можна визначити за напругами, наведеними правополяризованою хвилею. Для цього знімаються ЕРС з затискачів 1'', 2'', 3'' і 4''. Формули для напруг \dot{U}_{13} і \dot{U}_{15} матимуть такий же вигляд, як і формули (31), але амплітудне значення U'_a необхідно замінити на U''_a . Завдяки цим двом режимам за наявності завади встановлюються кутові координати джерела a (θ_a, φ_a) і джерела b (θ_b, φ_b).

Після цього антенна система повертається в початковий стан, тобто комутатори приєднують до входів каналів БПЧП затискачі 1', 1'', 2' і 2''. Напруги різницевих сигналів дорівнюють

$$\begin{cases} \dot{U}_9 = i2\dot{U}'_a \sin(kd_x \cos \Delta\varphi) \sin(kd_y \sin \Delta\varphi); \\ \dot{U}_{12} = i2\dot{U}''_a \sin(kd_x \cos \Delta\varphi) \sin(kd_y \sin \Delta\varphi). \end{cases}$$

Щоб знайти кут γ , використовуємо напруги \dot{U}_{13} і \dot{U}_{15}

$$\begin{cases} \dot{U}_{13} = i2S_{xy}^a (\dot{U}'_a - \dot{U}''_a); \\ \dot{U}_{15} = i2S_{xy}^a (\dot{U}'_a + \dot{U}''_a), \end{cases}$$

де $S_{xy}^a = \sin(kd_x \cos \Delta\varphi) \sin(kd_y \sin \Delta\varphi)$.

Амплітуди напруг з виходів детекторів D_5 і D_7 визначаються як

$$\begin{cases} U_{13} = 2S_{xy}^a \sqrt{(U'_a)^2 + (U''_a)^2 - 2U'_a U''_a \cos \varphi_\Delta}; \\ U_{15} = 2S_{xy}^a \sqrt{(U'_a)^2 + (U''_a)^2 + 2U'_a U''_a \cos \varphi_\Delta}, \end{cases}$$

де φ_Δ — зсув фаз напруг \dot{U}_{13} і \dot{U}_{15} (18).

Процесор за відомими значеннями U_9 і U_{12} , отриманими на виходах детекторів Д1 і Д4, обчислює кут φ_Δ за формулою

$$\varphi_\Delta = \arccos \frac{U_{15}^2 - U_{13}^2}{4U_9 U_{12}}$$

і кут нахилу поляризаційного еліпса

$$\gamma_{ab} = (\varphi_{\Delta} + 0,5\pi)/2.$$

Індекс ab означає, що поляризаційний еліпс утворюється при відхиленні осі кільцевої антени від напрямку падіння хвилі, що випромінюється джерелом в площині yOz основної системи координат на кут $\Delta\varphi = \varphi_a - \varphi_b$.

Згідно з формулами (19), (20) і (21) процесором розраховується величини U_{θ}^{ab} , U_{φ}^{ab} , $\cos\psi$ і $\sin\psi$:

$$U_{\theta}^{ab} = \sqrt{U_9^2 + U_{12}^2 + 2U_9U_{12} \cos 2\gamma_{ab}};$$

$$U_{\varphi}^{ab} = \sqrt{U_9^2 + U_{12}^2 - 2U_9U_{12} \cos 2\gamma_{ab}};$$

$$\cos\psi = 2 \sin 2\gamma_{ab} \frac{U_9U_{12}}{R_{ab}};$$

$$\sin\psi = (U_9^2 - U_{12}^2)/R_{ab};$$

$$R_{ab} = \sqrt{(U_9^2 + U_{12}^2)^2 - 4U_9^2U_{12}^2 \cos^2 2\gamma_{ab}} = U_{\theta}^{ab}U_{\varphi}^{ab}.$$

З виразу (13) випливає, що фазовий зсув ψ не залежить від напрямку поширення лінійно поляризованих хвиль. Отже, щоб знайти амплітудні значення напруг U_{θ}^{\max} і U_{φ}^{\max} необхідно лише напруги U_{θ}^{ab} і U_{φ}^{ab} розділити на значення характеристик спрямованості в напрямі кута $\Delta\varphi$. За допомогою формули (23) знаходимо, що при $\theta_a = 90^\circ$ ($\theta - \theta_a = 0$) $\sin\theta' = \sin\Delta\varphi$.

Підставляючи значення $\sin\theta'$ в формулу (22), отримуємо

$$\left. \begin{aligned} F_{\theta}(\Delta\varphi) &= 2\text{ctg}\Delta\varphi J_1(\sin\Delta\varphi); \\ F_{\varphi}(\Delta\varphi) &= J_0(\sin\Delta\varphi) - J_2(\sin\Delta\varphi). \end{aligned} \right\}$$

Розраховані значення характеристик спрямованості при падінні хвиль під кутом $\Delta\varphi$ до осі кільця в процесорі використовуються для визначення напруг, які б наводилися при суміщенні осі кільця з азимутом джерела a , тобто

$$U_{\theta}^{\max} = U_{\theta}^{ab} [F_{\theta}(\Delta\varphi) S_{xy}^a]^{-1};$$

$$U_{\varphi}^{\max} = U_{\varphi}^{ab} [F_{\varphi}(\Delta\varphi) S_{xy}^a]^{-1},$$

де $S_{xy}^a = \sin(kd_x \cos\Delta\varphi) \sin(kd_y \sin\Delta\varphi)$ – добуток множника системи на вплив екрана.

Напруженість плоскополяризованих хвиль за відомими значеннями напруг розраховуємо таким чином

$$\vec{E} = \frac{1}{\sqrt{2gg_d\lambda K_{\phi}}} (\vec{\theta}_0 U_{\theta}^{\max} + \vec{\varphi}_0 U_{\varphi}^{\max}),$$

де g — коефіцієнт передачі каналу БПЧП; g_d — коефіцієнт передачі детектора.

Щоб перейти до опису напруг в коловому ортогональному поляризаційному базисі, обчислимо кут нахилу поляризаційного еліпса

$$\text{tg}2\gamma = \frac{2U_{\theta}^{\max}U_{\varphi}^{\max} \cos\psi}{(U_{\theta}^{\max})^2 - (U_{\varphi}^{\max})^2},$$

а також напругу, яка наведена правополяризованою хвилею

$$U_1 = \frac{1}{2} \sqrt{(U_{\theta}^{\max})^2 + (U_{\varphi}^{\max})^2 - 2U_{\theta}^{\max}U_{\varphi}^{\max} \sin\psi}$$

і напругу наведену лівополяризаційною хвилею

$$U_2 = \frac{1}{2} \sqrt{(U_{\theta}^{\max})^2 + (U_{\varphi}^{\max})^2 + 2U_{\theta}^{\max}U_{\varphi}^{\max} \sin\psi}.$$

Ураховуючи формули (25) і (26), визначимо модулі векторів напруженості електричних поля в хвиль в коловому поляризаційному базисі:

$$E_1 = \frac{U_1}{\sqrt{2gg_d\lambda K_{\phi}}};$$

$$E_2 = \frac{U_2}{\sqrt{2gg_d\lambda K_{\phi}}}.$$

За даними, отриманими в результаті розрахунків, можемо описати поле випромінювання джерела a в полярній системі координат

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_1 &= \vec{\rho}_0 D U_1 e^{i\omega t}; \\ \dot{E}_2 &= \vec{\rho}_0 D U_2 e^{-i(\omega t - \varphi_{\Delta})}. \end{aligned} \right\}$$

де $D = [\sqrt{2gg_d\lambda K_{\phi}}]^{-1}$; $\varphi_{\Delta} = 2\gamma - 0,5\pi$.

Коефіцієнт еліптичності поляризаційного еліпса дорівнює

$$K_e = \frac{U_1 - U_2}{U_1 + U_2}.$$

Результати вимірювань та ідентифікації з процесора надходять у пристрій індикації і реєстрації сигналів (ПІРС).

Режим роботи з придушенням завади є найбільш складним як з точки зору методик обчислення параметрів поля випромінювання, так і з точки зору процесу вимірювання. У випадку випромінювання одного джерела в секторі огляду простору функціонування антенної системи суттєво спрощується.

Розглянемо випадок, коли випромінює лише джерело a . В основному режимі приєднані до пристрою обробки сигналів затискачі антенного блоку $1'$, $1''$, $2'$ і $2''$. Напруги на виходах каналів БПЧП з рівнянь (27) набувають вигляду

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_5 &= \dot{U}'_a \sin\alpha_x^a e^{-i\alpha_y^a}; \\ \dot{U}_2 &= \dot{U}''_a \sin\alpha_x^a e^{-i\alpha_y^a}; \\ \dot{U}_3 &= \dot{U}'_a \sin\alpha_x^a e^{i\alpha_y^a}; \\ \dot{U}_4 &= \dot{U}''_a \sin\alpha_x^a e^{i\alpha_y^a}. \end{aligned} \right\}$$

Різницеві і сумарні напруги на виходах відні-
мачів Δ_1, Δ_2 і суматорів Σ_1, Σ_2 дорівнюють

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= i2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a; \\ \dot{U}_{10} &= 2\dot{U}''_a \sin \alpha_x^a \cos \alpha_y^a; \\ \dot{U}_{11} &= 2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \cos \alpha_y^a; \\ \dot{U}_{12} &= i2\dot{U}''_a \sin \alpha_x^a \sin \alpha_y^a. \end{aligned} \right\}$$

Напруги U_9 і U_{12} з детекторів D_1 і D_2 вико-
рстовуються в процесорі на створення команд для
обертання антенного блоку. Очевидно, що при
 $\varphi - \varphi_a = 0$ напруги U_9 і U_{12} приймуть нульові
значення. Таким чином визначається азимуталь-
не кутове положення джерела випромінювання.

Пеленгація джерела випромінювання в мери-
діональній площині здійснюється при приєднан-
ні затискачів антенного блоку 1', 2', 3' і 4' до
пристрою обробки сигналів. При цьому напруги
 \dot{U}_{10} і \dot{U}_{11} , які на відміну від напруг \dot{U}_9 і \dot{U}_{12} від-
різняються від нуля, набувають значень

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{10} &= 2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a e^{-i\alpha_z^a}; \\ \dot{U}_{11} &= 2\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a e^{i\alpha_z^a}, \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

де $\alpha_x^a = kd_x \cos(\theta - \theta_a)$ і $\alpha_z^a = kd_z \sin(\theta - \theta_a)$.

Сигнали з напругами \dot{U}_{10} і \dot{U}_{11} надходять до
віднімача Δ_4 і утворюють різницеву напругу

$$\dot{U}_{14} = \dot{U}_{10} - \dot{U}_{11} = i4\dot{U}'_a \sin \alpha_x^a \sin[kd_z \sin(\theta - \theta_a)]. \quad (33)$$

Проектоване детектором D_8 значення цієї
напруги являє собою індикатор наведення апер-
тури антени на напрям поширення хвиль в мери-
діональній площині. З виразу (33) видно, що при
суміщенні нормалі до апертури з напрямом по-
ширення хвилі ($\theta - \theta_a = 0$) напруга U_{14} зменшу-
ється до нуля. Таким чином встановлюються ку-
тові координати джерела випромінювання.

Сумарна напруга \dot{U}_{18} з виходу суматора Σ_4
набуває максимального значення

$$\dot{U}_{18} = \dot{U}_{10} + \dot{U}_{11} = 4\dot{U}'_a \sin kd_x. \quad (34)$$

Огинаюча цієї напруги з виходу детектора D_6
може служити для обчислення модуля напружен-
ності поля лівополяризованої хвилі

$$E_2 = U_{18} [2\sqrt{2}gg_d \lambda K_\phi]^{-1}.$$

Аналогічно визначається кут θ_a з допомогою
правополяризованої хвилі. В цьому випадку ко-
мутатори приєднують затискачі антенного блоку
1'', 2'', 3'' і 4''.

Замінюючи в формулах (32), (33) і (34) сим-
воли \dot{U}'_a на \dot{U}''_a , отримуємо аналогічні вирази, які
характеризують поле випромінювання право-
поляризованої хвилі. Модуль вектора напруженості
дорівнюватиме

$$E_1 = U_{18} [2\sqrt{2}gg_d \lambda K_\phi]^{-1}.$$

де $\dot{U}_{18} = 4\dot{U}''_a \sin kd_x$.

Після встановлення кутових координат дже-
рела випромінювання (θ_a і φ_a) комутаторами
відновлюється початковий стан антенного блоку,
тобто приєднуються затискачі кільцевих елемен-
тів 1', 1'', 2' і 2''. На виходах каналів, утворених
БПЧП, виникають напруги, які не містять в собі
кутових залежностей. На виходах віднімачів на-
пруги \dot{U}_9 і \dot{U}_{12} дорівнюватимуть нулю, а на ви-
ходах суматорів отримаємо

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{10} &= \sqrt{2}U\lambda g K_\phi \dot{E}_1; \\ \dot{U}_{11} &= \sqrt{2}U\lambda g K_\phi \dot{E}_2. \end{aligned} \right\}$$

Їх амплітуди, а також амплітуди їх різниці
 U_{14} і суми U_{18} надходять в процесор, який за
наведеними раніше формулами обчислює всі па-
раметри електромагнітного поля.

В режимі автоконтролю процесор через блок
керування комутаторами (БКК) переводить ко-
мутатори в стан, при якому на входи чотирьох
каналів надходять сигнали від генератора тестових
напруг (ГТН). Основною умовою формуван-
ня тестових напруг є утворення напруг з однако-
вими амплітудами на затискачах кільцевих еле-
ментів, які утворюють горизонтальну або верти-
кальну антенну решітку. Так, наприклад, при ге-
неруванні напруг, що визначають лінійно-
поляризовану хвилю, тестові сигнали дорівнюва-
тимуть

$$\left. \begin{aligned} U' &= U \cos(\omega t + 2\gamma); \\ U'' &= U \cos(\omega t). \end{aligned} \right\}$$

Якщо прийняти $\gamma = 0$, то ці сигнали повинні
бути синфазними. Отже, навіть за допомогою
таких простих сигналів можна перевірити роботу
більшості блоків пристрою обробки сигналів.
Повне тестування всіх блоків здійснюється при
використанні сигналів, що імітують випроміню-
вання двох джерел випромінювання.

Висновки

Об'єднання пристроїв обробки сигналів з ан-
тенними малоелементними решітками дає мож-
ливість створити багатофункціональні системи
моніторингу при відносно невеликих габаритах
апертур. Антенні решітки з розмірністю 2×2 на
кільцевих випромінювачах забезпечують функції
пеленгації джерела випромінювання, придушен-
ня завади, яка має поле випромінювання на тієї
самої довжині хвилі, що і поле сигналу, за яким
ведеться спостереження, вимірювання основних
параметрів поля випромінювання і поляризацій-
них параметрів.

Отримані аналітичні вирази, які дають можливість використовувати вимірювання електричних полів в коловому поляризаційному ортогональному базисі і обчислювати складові плоскополяризованих хвиль, а також навпаки — вимірювати напруженість лінійно поляризованих хвиль в коловому поляризаційному базисі. Для кільцевих антен виведена аналітична формула діючої довжини, яка забезпечує визначення ЕРС на затискачах антени за відомими значеннями напруженості право- і лівополяризованих хвиль.

ЛІТЕРАТУРА

1. **Справочник** по радиоконтролю. Женева: Бюро радиосвязи МСЭ, 2002. 585с.
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-Полиграф», 2010. 296 с.
4. **Ільницький Л. Я.**, Щербина О. А., Пепа Ю. В. Синтез однокольцевої антенної системи для вимірювання параметрів електромагнітного поля. Journal of Qafqaz University: Mathematics and Computer Science. 2013. Т. 1. №. 1. С. 31–38.
5. **Ільницький Л. Я.**, Щербина О. А., Кленецька К. В. Розробка структурної схеми двокільцевої вимірювальної антени. Наукоємні технології. 2013. Т. 20. №. 4. С. 373–376. DOI: 10.18372/2310-5461.20.5672
6. **Іnitsky L. Y.**, Shcherbyna O. A., Mykhalchuk I. I. Ring Antenna System of Polarimeter for UAV. 2015 IEEE 3rd International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments (13-15 Oct. 2015), Kyiv, Ukraine, 2015. Pp. 210–214. DOI: 10.1109/APUAVD.2015.7346601.
7. **Junyi Huang**, Xun Gong. A Wide-Band Dual-Polarized Frequency Reconfigurable Slot-Ring Antenna Element Using a Diagonal Feeding Method for Array Design. 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting (8-13 July 2018), Boston, USA, 2018. pp. 477-478. DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608781.
8. **Junyi Huang**, Xun Gong. A Tri-Band Dual-Polarized Slot-Ring Antenna for Array Design. 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (7–12 July 2019), Atlanta, GA, USA, 2019. Pp. 1151–1152. DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8889188.
9. **Mahmoud Shirazi**, Junyi Huang, Tianjiao Li, Xun Gong. A Switchable-Frequency Slot-Ring Antenna Element for Designing a Reconfigurable Array. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2018. vol. 17, no. 2. Pp. 229–233. DOI: 10.1109/LAWP.2017.2781463.
10. **Іnitsky 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.
11. **Ільницький Л. Я.**, Савченко О. Я., Сібррук Л. В. Антени та пристрої надвисоких частот: Підручник для ВНЗ/за ред. Л. Я.Ільницького. К.: Укртелеком, 2003. 496 с.
12. **Balanis C. A.** Antenna Theory: Analysis and Design. 4th Edition. New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2016. 534 p.

Щербина О. А., Ільницький Л. Я., Михальчук І. І.

КІЛЬЦЕВА АНТЕННА РЕШІТКА ДЛЯ СИСТЕМ РАДІОМОНІТОРИНГУ

У статті розглянуто принципи побудови антенної решітки з кільцевими елементами для станцій радіомоніторингу та радиоконтролю. Кільцеві випромінювачі в порівнянні з турнікетними антенами на пасивних вібраторах мають декілька вагомих переваг: менші геометричні розміри, можливість використання колового ортогонального поляризаційного базису, децю ширша смуга робочих частот, спрощені методики обчислення параметрів поля випромінювання і т.д. Створена кільцева антенна система для радіомоніторингу та описані її функціональні можливості. Крім того, створено ефективний математичний апарат для обробки інформаційних сигналів, які будуть отримані на виходах антенної системи. Об'єднання пристроїв обробки сигналів з антенними малоелементними решітками дає можливість створити багатофункціональні системи моніторингу при відносно невеликих габаритах апертур. Антенні решітки з розмірністю 2×2 на кільцевих випромінювачах забезпечують функції пеленгації джерела випромінювання, придушення завади, яка має поле випромінювання на тієї ж довжині хвилі, що і поле сигналу, за яким ведеться спостереження. Також кільцева антенна решітка забезпечує вимірювання основних параметрів поля випромінювання і поляризаційних параметрів.

Отримані аналітичні вирази, які дають можливість використовувати вимірювання електричних полів в коловому поляризаційному ортогональному базисі і обчислювати складові плоскополяризованих хвиль, а також навпаки – вимірювати напруженість лінійно поляризованих хвиль в коловому поляризаційному базисі. Для кільцевих антен виведена аналітична формула діючої довжини, яка забезпечує визначення електрорушійної сили на затискачах антени за відомими значеннями напруженості правополяризованих та лівополяризованих хвиль.

Ключові слова: радіомоніторинг; кільцева антенна решітка; діаграма спрямованості; напруженість електричного поля; правогвинтова колова поляризація; лівогвинтова колова поляризація.

Shcherbyna O., Ilnitskyi L., Mykhalchuk I.
RING ANTENNA ARRAY FOR RADIOMONITORING SYSTEMS

The article deals with principles of building an antenna array with ring elements for radiomonitoring and radiocontrol stations. Compared to turnstile antennas with passive vibrators, ring emitters have several significant advantages: smaller geometric dimensions, the possibility of using a circular orthogonal polarization basis, wider operating frequency band, simplified methods for calculating radiation field parameters. Ring antenna system for radiomonitoring is created and its functionality is described. In addition, an effective mathematical apparatus is created for processing information signals, which are received at the outputs of the antenna system. The combination of signal processing devices with antenna low-element arrays makes it possible to create multifunctional monitoring systems with relatively small dimensions of apertures. Ring antenna array with a dimension of 2×2 provide the direction finding function of the radiation source, suppressing interference, which has a radiation field at the same wavelength as the field of the signal that is being monitored. Also, the ring antenna array provides a measurement of the main radiation field parameters and the polarization parameters. Analytical expressions, which allow the use of electric field measurements in a circular polarizing orthogonal basis, are obtained. These expressions make it possible to calculate the components of circularly polarized waves, and vice versa — to measure the intensity of linearly polarized waves in a circular polarization basis. For ring antennas, an analytical formula of the effective length is derived, which ensures the determination of the electromotive force at the antenna terminals by known values of the wave intensities with right-handed and left-handed circular polarization.

Keywords: radiomonitoring; ring antenna array; radiation pattern; electric field intensity; right-handed circular polarization; left-handed circular polarization.

Щербина О. А., Ильницький Л. Я., Михальчук И. И.
КОЛЬЦЕВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ СИСТЕМ РАДИОМОНИТОРИНГА

В статье рассмотрены принципы построения антенной решетки с кольцевыми элементами для станций радиомониторинга и радиоконтроля. Кольцевые излучатели по сравнению с турникетными антеннами на пассивных вибраторах имеют несколько весомых преимуществ: меньшие геометрические размеры, возможность использования кругового ортогонального поляризационного базиса, более широкую полосу рабочих частот, упрощенные методики расчета параметров поля излучения и т.д. Создана кольцевая антенная система для радиомониторинга и описаны ее функциональные возможности. Кроме того, создан эффективный математический аппарат для обработки информационных сигналов, которые будут получены на выходах антенной системы. Объединение устройств обработки сигналов с антенными малоэлементными решетками дает возможность создать многофункциональные системы мониторинга при относительно небольших габаритах апертур. Антенные решетки с размерностью 2×2 на кольцевых излучателях обеспечивают функции пеленгации источника излучения, подавление помехи, которая имеет поле излучения на той же длине волны, что и поле сигнала, по которому ведется наблюдение. Также кольцевая антенная решетка обеспечивает измерение основных параметров поля излучения и поляризационных параметров. Получены аналитические выражения, которые позволяют использовать измерения электрических полей в круговом поляризационном ортогональном базисе и вычислять составляющие плоскополяризованной волны, а также наоборот — измерять напряженность линейно поляризованных волн в круговом поляризационном базисе. Для кольцевых антенн выведена аналитическая формула действующей длины, которая обеспечивает определение электродвижущей силы на зажимах антенны по известным значениям напряженности волн с правовинтовой и левовинтовой круговой поляризацией.

Ключевые слова: радиомониторинг; кольцевая антенная решетка; диаграмма направленности; напряженность электрического поля; правовинтовая круговая поляризация; левовинтовая круговая поляризация.

Стаття надійшла до редакції 24.04.2020 р.

Прийнято до друку 28.05.2020 р.