

DOI: 10.18372/2310-5461.47.14865

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

ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ АНТЕННИХ РЕШІТОК ДЛЯ СИСТЕМ РАДІОМОНІТОРИНГУ

Вступ

Для станцій радіомоніторингу зазвичай використовують прості антени [1–3], від яких вимагають стабільності параметрів та функціонування у визначеному частотному діапазоні. Терміналам радіомоніторингу для одного частотного діапазону необхідно використовувати декілька антен з різним функціональним призначенням. Це не викликає значних труднощів у випадку розміщення антенних комплексів на стаціонарних терміналах. Але антенні системи мобільних терміналів радіомоніторингу не можуть задовольняти сучасні потреби в якісному вимірюванні основних параметрів і координат джерел випромінювання. Тобто, необхідні нові підходи до створення антенних систем, які б забезпечували виконання декількох функцій радіомоніторингу при незначному ускладненні конструкції схеми первинної обробки сигналів.

Аналіз останніх досліджень та публікацій

У працях [4–6], присвячених багатофункціональним моніторинговим антенам, було доведено, що для реалізації функцій виявлення і спостереження за джерелами випромінювання, пеленгації та вимірювання електродинамічних параметрів випромінювання можливо використовувати малоелементні антенні решітки. Також у цих роботах було наведено обґрунтування щодо кількості елементів решітки.

Із цих обґрунтувань випливає, що для визначення достатньої для практичних цілей кількості параметрів джерел випромінювань слід використовувати решітки з числом елементів 2×2 або 3×2 .

У певних випадках можна обмежитися лінійною антенною решіткою 3×1 з апертурою, яка розтягнута в горизонтальній площині.

Постановка завдання

Для забезпечення виконання завдань мобільного радіомоніторингу антенний пристрій технічного засобу повинен бути побудований у вигляді антенної решітки, діаграма спрямованості якої буде напрямленою, а огляд простору буде здійснюватися шляхом хитання променя електричним або електромеханічним способом.

Необхідно також мати на увазі і те, що моніторингова антена в режимах виявлення, пеленгації і т.п. не повинна видавати результати місцеположення джерел випромінювання або напрямку поширення хвиль з неоднозначністю в π радіан. Отже, з цією метою решітку розміщують над плоским екраном.

Існує декілька методів, за допомогою яких будуються антенні системи з придушенням завади. У фазових і амплітудно-фазових методах придушення завади відбувається за рахунок формування діаграм спрямованості з нулями в напрямі кутового місцеположення джерел завади, тоді як в амплітудному методі придушення завади досягається за рахунок визначення самої завади при однакових фазах ЕРС корисного сигналу і компенсації її в суміші сигналу і завади.

Мета статті

При такому розгляді компенсаційних методів можна схеми антенних систем розділити на схеми з просторовою фільтрацією завади і схеми з компенсацією напруги завади. Мета статті полягає в узагальненні принципів побудови моніторингових антенних систем, які використовують різні методи придушення завади.

Лінійна антенна решітка в полі двох джерел випромінювання

Перед тим, як перейти до узагальненого аналізу принципу дії моніторингових антенних систем, які використовують різні методи придушення завади, необхідно розглянути визначення фазових зсувів, які виникають із-за різниці ходу променів у векторів напруженості електричного поля при падінні плоскої електромагнітної хвилі на лінійну антенну решітку, що розміщена на одній з осей вибраної прямокутної системи координат.

Вважаємо, що вісь Ox збігається з географічним меридіаном, вісь Oy — з напрямом географічної широти, а вісь Oz — з перпендикуляром до площини xOy (поверхні Землі). Полярна вісь сферичної системи координат збігається з віссю Oz , а кут φ відраховується від осі Ox . Координати джерел випромінювання у сферичній системі позначимо як θ_a і φ_a для джерела a та θ_b і φ_b для джерела b .

Нехай антенна решітка складається із трьох елементів, розташованих вздовж осі Oy . Кожен елемент решітки повинен розкласти електромагнітну хвилю в певному поляризаційному ортогональному базисі: лінійному або коловому. Очевидно, що елементом антенної решітки можуть бути або два взаємно перпендикулярні вібратори, або кільцеві антени. Отже, кожен елемент антенної решітки формує на своїх затискачах дві напруги, які характеризують напруженості полів хвиль з ортогональною поляризацією. Вважаємо також, що антена знаходиться в дальній зоні поля випромінювання. Схематичне зображення лінійної антенної решітки, системи координат, положення джерела випромінювання (точка M) і напрямку падіння променів на елементи решітки наведено на рис. 1.

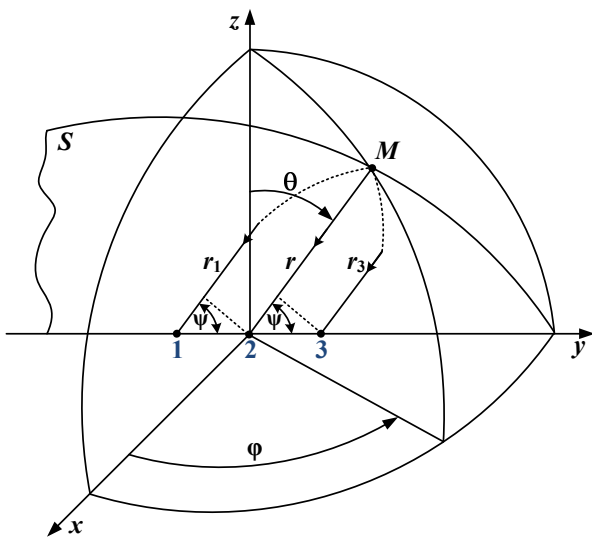


Рис. 1. Схематичне зображення лінійної антенної решітки з трьох елементів вздовж осі Oy в системах координат

Елементи антенної решітки 1, 2 і 3 розміщені вздовж осі Oy . Від точки M (джерела випромінювання) падають три практично паралельні промені на елементи решітки. З рис. 1 видно, що відстані від джерела випромінювання до елементів антенної решітки різняться, що спричинить певні фазові зсуви векторів напруженості електричного поля на поверхнях елементів антени. В площині S , яка проведена через точку M і вісь Oy , різницю ходу променів можна знайти через відстань між елементами решітки d_y і кут нахилу променів до осі Oy , який позначений на рис. 1 як ψ . Отже,

$$\Delta r_y = r_1 - r = r - r_3 = d_y \cos \psi. \quad (1)$$

Зв'язок функції $\cos \psi$ з координатними кутами θ і ϕ (координатами джерела випромінювання) знаходимо за допомогою ортів сферичної і прямокутної систем координат. Очевидно, що [7]

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

У випадку розміщення елементів антени вздовж осі Ox (рис. 2) площина S проводиться через точку M і ось Ox .

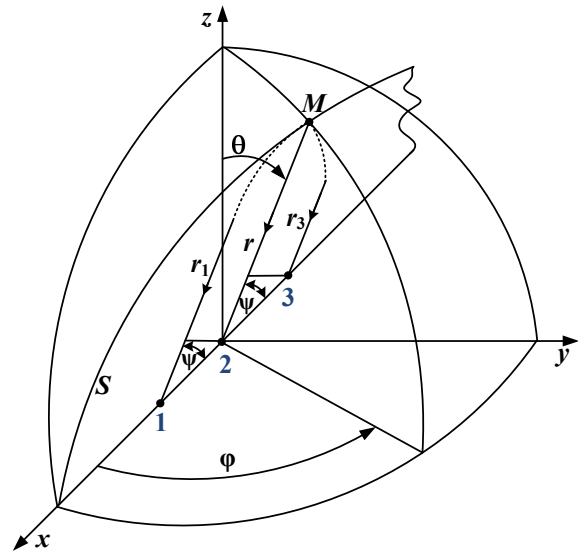


Рис. 2. Схематичне зображення лінійної антенної решітки з трьох елементів вздовж осі Ox в системах координат

Якщо відстань від початку координат до елемента решітки позначити як d_x , то різницю ходу променів визначимо з формули аналогічній формулі (1)

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

де

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

В деяких випадках доцільно використовувати антену, яка складається з двох однакових лінійних решіток, зсунутих вздовж осі Oz на відстань d_z . Таке розташування елементів антенної решітки зображено на рис. 3.

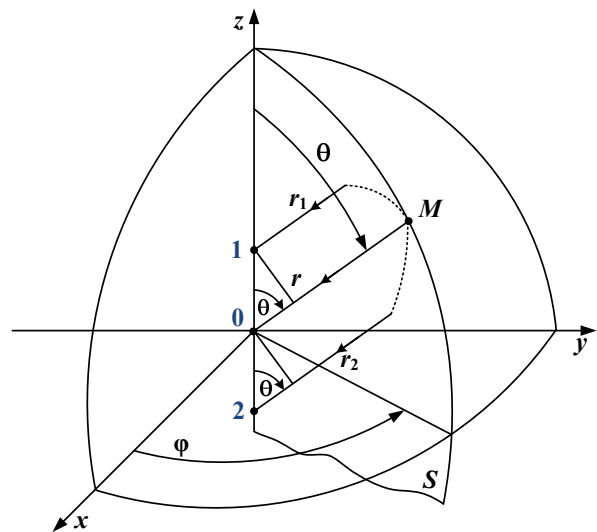


Рис. 3. Схематичне зображення лінійної антенної решітки з трьох елементів вздовж осі Oz в системах координат

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

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

а косинус кута між напрямом поширення хвилі і лінією розташування вібраторів

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

За відомою різницею ходу променів фазові зсуви знаходять як добуток хвильового числа на величини Δr .

Як було зазначено раніше, елемент антенної решітки може бути у вигляді двох взаємно перпендикулярних вібраторів, або у вигляді кільцевої антени. І в першому і в другому випадку антенний елемент розкладає електромагнітну хвилю, що падає на апертуру антени, на дві складові, які поляризовані в вибраному ортогональному поляризаційному базисі. На практиці найбільш широко використовують лінійний ортогональний поляризаційний базис, тому розглянемо антенну решітку, побудовану на вібраторних елементах. Один із вібраторів розташовуємо так, щоб його вісь була паралельна полярній осі сферичної системи координат (осі Oz), а другий вібратор так, щоб його вісь була паралельною осі Oy прямокутної системи координат (див. рис. 1), що зв'язана зі сферичною системою. Очевидно, що одиничний поляризаційний вектор першого вібратора визначатиметься як $\bar{\theta}_0$, а другого – як $\bar{\varphi}_0$.

Нехай антенна лінійна решітка має розмірність 3×1 , тобто вона представляє собою сукупність трьох елементів, розташованих на одній лінії (рис. 4), яка збігається з віссю Oy .

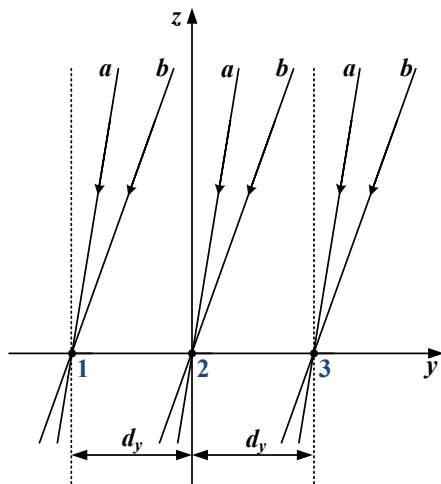


Рис. 4. Лінійна антенна решітка з розмірністю 3×1

На антену падають хвилі від двох джерел випромінювання a і b . Кутовими координатами джерела a в сферичній системі координат є θ_a і

φ_a , а джерела b – θ_b і φ_b . Хвилі, які випромінюють джерела a і b , мають одну і ту саму довжину, тобто $\lambda_a \approx \lambda_b \approx \lambda$. На вихідних затискачах антенного блоку утворюються шість напруг, які будуть пропорційні напруженостям вертикально і горизонтально поляризованим електромагнітним хвилям.

Характеристику спрямованості вертикального вібратора позначимо як $F(\theta)$, оскільки вона не залежить від азимутального кута, а характеристику горизонтального вібратора позначимо як $F(\theta, \varphi)$. Врахуємо також наявність екрана, необхідного для усунення неоднозначності визначення кутового місцеположення джерел випромінювання. Якщо виготовити екран із суцільного металевого листа, або у вигляді металевої решітки із дротів, які паралельні вертикальним і горизонтальним вібраторам, то характеристику спрямованості кожного вібратора необхідно домножити на множник впливу екрана [7]. Оскільки дзеркальні зображення вібраторів будуть на відстані $2d_x$ (див. рис. 2), де d_x — відстань від екрана до вібраторів, то нормований множник системи вібратор-екран дорівнює

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

де $s = a, b$, $k = 2\pi/\lambda$.

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

$$[\dot{e}_A] = \begin{bmatrix} \dot{e}'_1 \\ \dot{e}''_1 \\ \dot{e}'_2 \\ \dot{e}''_2 \\ \dot{e}'_3 \\ \dot{e}''_3 \end{bmatrix} = l_d \begin{bmatrix} \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_a) e^{i\alpha_y^a} & \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_b) e^{i\alpha_y^b} \\ \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_a, \varphi_a) e^{i\alpha_y^a} & \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_b, \varphi_b) e^{i\alpha_y^b} \\ \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_a) & \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_b) \\ \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_a, \varphi_a) & \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_b, \varphi_b) \\ \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_a) e^{-i\alpha_y^a} & \bar{\theta}_0 F_\theta(\theta_b) e^{-i\alpha_y^b} \\ \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_a, \varphi_a) e^{-i\alpha_y^a} & \bar{\varphi}_0 F_\varphi(\theta_b, \varphi_b) e^{-i\alpha_y^b} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{E}_a \sin \gamma_e^a \\ \dot{E}_b \sin \gamma_e^b \end{bmatrix}, \quad (2)$$

де $\bar{\theta}_0$, $\bar{\varphi}_0$ — орти сферичної системи координат; одним штрихом позначені величини, які пов'язані з вертикально поляризованою хвилею, а двома штрихами — з горизонтально поляризованою

хвилею; $\alpha_y^s = k_s d_y \sin \theta_s \sin \varphi_s$ при $s = a, b$; $\gamma_e^s = k_s d_x \sin \theta_s \cos \varphi_s$; $F_\theta(\theta_s)$ — характеристика спрямованості елемента антенної решітки у вертикальній площині; $F_\varphi(\theta_s, \varphi_s)$ — характеристика спрямованості елемента антенної решітки в азимутальній площині.

Як випливає з рівнянь (2) на затискачах елементів решітки наводиться електрорушійні сили (ЕРС) у вигляді суміші сигналу і завади. Безпосередньо із цієї суміші без додаткових перетворень напруг виокремити сигнал або заваду неможливо. Тому розглянемо яким чином, використовуючи фазові та амплітудно-фазові методи (просторова фільтрація завади) і амплітудний метод (компенсація напруги завади), побудувати антенні структури, які б забезпечили придушення завади.

Просторова фільтрація завади

Діаграму спрямованості (ДС) з нулем, орієнтованим на джерело завади, можна отримати шляхом повороту в просторі антенного блока при синфазному або протифазному підсумуванні ЕРС, наведених на затискачах елементів решітки або шляхом підсумування ЕРС з повними змінами їх амплітуд і фаз, які забезпечать формування глибокого мінімуму в заданому куті до напрямку.

Для реалізації такого процесу функціонування моніторингової антени необхідно включити в її структуру такі додаткові пристрої, які забезпечать визначення кутових координат джерел сигналу і завади, можливість повороту або трансформації ДС, індикацію збігу нуля ДС з напрямком на джерело завади, а також розрахунок коефіцієнта пропорційності між вихідною напругою і напруженістю електричного поля сигналу. Така структурна схема антени зображена на рис. 5.

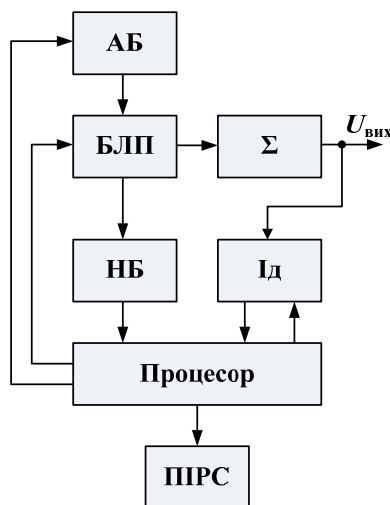


Рис. 5. Структурна схема антени з просторовою фільтрацією завади

Вона складається з антенного блока (АБ), блока лінійних перетворень (БЛП), суматора (Σ), нелінійного блока (НБ), пристрою ідентифікації джерел випромінювання (Ід), процесора та пристрою індикації та реєстрації сигналів (ПРС). При електромеханічному повороті антени блок АБ містить в собі привод і датчики кутового положення апертури.

Слід зауважити, що при електронному формуванні необхідної діаграми спрямованості БЛП виконує функції діаграмо-утворюючої схеми (ДУС). В її склад повинні входити керовані підсилювачі, коефіцієнт передачі яких змінюється за модулем і фазою за командами процесора. У подальшому будемо розглядати антенний пристрій з електромеханічним приводом.

БЛП використовується для зміщення частотного спектра сигналу та завади і діапазон частот, придатний для необхідної подальшої обробки отриманих напруг.

Очевидно, що таку функцію БЛН можна описати таким рівнянням

$$[\dot{U}_A] = \dot{A}[\dot{\epsilon}_A]e^{-i\omega_r t}, \quad (3)$$

де $[\dot{U}_A]$ — сукупність напруг, які підлягають подальшій обробці; $[\dot{\epsilon}_A]$ — ЕРС на затискачах антенного блока (2); \dot{A} — комплексний коефіцієнт передачі напруг в певних каскадах лінійного блока; ω_r — частота коливань гетеродина, який входить до складу антенного блока.

Коефіцієнт передачі повинен у будь-якому випадку задовольняти умову

$$|\dot{A}| > 1. \quad (4)$$

Завдяки умові (4) напруги за своїми амплітудами набувають значень, які забезпечать надійність і точність подальших функціональних перетворень, а також зручність апаратної реалізації структурних вузлів.

Частота гетеродина ω_r вибирається за умови, що

$$\omega_a - \omega_r \approx \omega \pm \Delta\omega;$$

$$\omega_b - \omega_r \approx \omega \pm \Delta\omega,$$

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

Завданням нелінійного блока є створення критерію, за екстремумом якого визначають кутові координати джерел випромінювання. Отже в НБ утворюється функція ψ , яка залежить від кутового положення джерел випромінювання і азимутального положення нормалі до апертури антенного блока. Тобто, $\psi(\varphi_a - \varphi, \varphi_b - \varphi)$, де φ — кутівий зсув в горизонтальній площині апертури

антени відносно початкового положення, а φ_a і φ_b — азимутальні кутові координати джерел випромінювання. За умови, що

$$\psi(\varphi - \varphi_a, \varphi - \varphi_b) \rightarrow \min, \quad (5)$$

визначаються кути φ_a та φ_b .

З метою забезпечення умови (5) процесор відпрацьовує команди для антенного блока, при виконанні яких нуль ДС орієнтується в напрямі на джерело завади.

Нехай джерело завади знаходиться під кутами θ_b і φ_b , а антенний блок змінює своє положення в горизонтальній площині за допомогою електромеханічного пристрою, тобто зберігає свою ДС незмінною. Тоді умова (5) задовольняється у випадку, коли використовується різницєва ДС і нормаль до апертури антени збігається з азимутом φ_b .

Під час орієнтації антенного блока на джерело завади вираз (2) суттєво спрощується і набуває вигляду

$$[\dot{\epsilon}_A] = I_A \begin{bmatrix} \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_a) e^{i\alpha_y^a} & \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_b) \\ \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_a, \Delta\varphi) e^{i\alpha_y^a} & \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_b) \\ \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_a) & \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_b) \\ \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_a, \Delta\varphi) & \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_b) \\ \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_a) e^{-i\alpha_y^a} & \bar{\theta}_0 F_{\theta}(\theta_b) \\ \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_a, \Delta\varphi) e^{-i\alpha_y^a} & \bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(\theta_b) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{E}_a \sin \gamma_e^a \\ \dot{E}_b \sin \gamma_e^b \end{bmatrix}, \quad (6)$$

де $\Delta\varphi = \varphi_a - \varphi_b$ — кутова відстань між джерелами випромінювання; $\alpha_y^a = k_a d_y \sin \theta_a \sin \Delta\varphi$; $\gamma_e^a = k_a d_x \sin \theta_a \cos \Delta\varphi$; $\gamma_e^b = k_b d_x \sin \theta_b$.

Частотно-амплітудне перетворення ЕРС виконується, як і в попередньому випадку (до повороту антенного блока) згідно з рівнянням (3). Отже, на виході БЛП отримуємо

$$[\dot{U}_A] = [\dot{U}'_1 \ \dot{U}''_1 \ \dot{U}'_2 \ \dot{U}''_2 \ \dot{U}'_3 \ \dot{U}''_3]^T,$$

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

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

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

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

$\alpha_y^a, \gamma_e^a, \gamma_e^b$ — величини, зміст яких розкрито до рівнянь (6); порядкові номери 1, 2 та 3 відносяться до елементів антенної решітки (АР); штрих і

два штриха відповідно означають напруги, які утворюються вертикальними і горизонтальними складовими векторів напруженості електричного поля; знаки «+» і «-» в показнику степені експоненти відносяться відповідно до першого і третього елемента АР.

Суматор Σ (рис. 5) має шість входів, три для напруг пропорційних вертикальним складовим і три для напруг з двома штрихами. Використовуючи матричну форму запису рівнянь, вихідну напругу отримуємо в результаті такого перетворення

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

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

$$\dot{U}'_{\text{вих}} = 4A\dot{E}'_a F(\theta_a) \sin^2 \left(\frac{\alpha_y^a}{2} \right) \sin \gamma_e^a;$$

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

Визначення кута місця джерела випромінювання або меридіонального кута θ_a спрощується, якщо використовувати плоску антенну решітку, яка складається з двох однакових, паралельних одна одній і розташованих в координатній площині uOz лінійних решіток, що зображені на рис. 4. Але можливі і інші способи пеленгації кутового місцеположення джерела випромінювання.

Розглянутий спосіб побудови антени моніторингу характеризується тим, що придушення завади здійснюється за рахунок орієнтації нуля ДС в напрямі падіння радіохвилі завади. Отже, при використанні різницевої ДС, коли її нуль збігається з нормаллю до апертури антени, при безперешкодному прийомі сигналу фронт хвилі джерела завади мусить бути паралельним площині апертури. Такий спосіб забезпечення електромагнітної сумісності ґрунтується на просторовій фільтрації сигналу, тому таку антенну структуру (рис. 5) можна віднести до антен з просторовою фільтрацією.

Антенна з компенсацією напруги завади

Структурна схема антени моніторингу з компенсацією напруги завади зображена на рис. 6. Вона відрізняється від попередньої схеми тим, що в її склад входить блок керованих підсилюва-

чів (БКП). Під керуванням підсилювачем розуміємо пристрій, коефіцієнт передачі якого залежить від керуючої напруги, тобто це може бути перемножувач однієї напруги на іншу. Антенний блок також оснащується електромеханічним приводом, який орієнтує антену так, щоб на затискачах антенної решітки напруга корисного сигналу набувала максимального значення. Отже, в цій антенній системі площина апертури мусить бути паралельною фронту хвилі корисного сигналу.

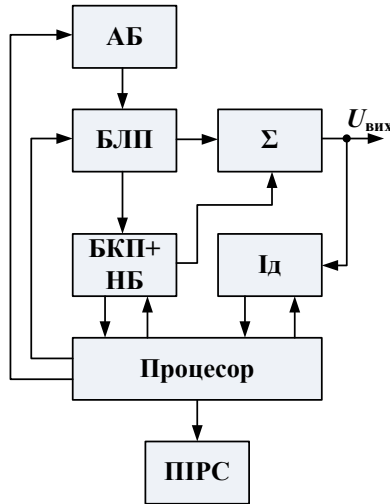


Рис. 6. Структурна схема антени з компенсацією напруги завади

Нелінійний блок (НБ), як і в схемі з просторовою фільтрацією виробляє критерій (5), мінімізація якого забезпечує суміщення площини апертури антени з фронтом хвилі, що падає на антену.

Якщо нормаль до площини апертури антени збігається з напрямом поширення хвиль джерела а, то матричне рівняння (6) набуває такого вигляду

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

де $\Delta\varphi = \varphi_a - \varphi_b$ — кутове рознесення джерел випромінювання; $\alpha_y^b = k_b d_y \sin \theta_b \sin \Delta\varphi$; $\gamma_e^a = k_a d_x \sin \theta_a$; $\gamma_e^b = k_b d_x \sin \theta_b \cos \Delta\varphi$.

ЕРС, що наводяться на затискачах елементів антенного блоку, перетворюються пристроями БЛП (рис. 6) в напруги

$$[\dot{U}_A] = [\dot{U}'_1 \ \dot{U}''_1 \ \dot{U}'_2 \ \dot{U}''_2 \ \dot{U}'_3 \ \dot{U}''_3]^T,$$

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

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

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

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

$\Delta\varphi$, α_y^b , γ_e^a , γ_e^b — величини, які мають такий самий зміст, що і в рівнянні (6).

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

$$\dot{U}'_\Sigma = \dot{U}'_1 + 2\dot{U}'_2 + \dot{U}'_3 =$$

$$= 4A \left[\begin{matrix} \dot{E}'_a F_\theta(\theta_a) \sin \gamma_e^a + \\ + \dot{E}'_b F_\theta(\theta_b) \sin \gamma_e^b \cos^2 \left(\frac{\alpha_y^b}{2} \right) \end{matrix} \right];$$

$$\dot{U}''_\Sigma = \dot{U}''_1 + 2\dot{U}''_2 + \dot{U}''_3 =$$

$$= 4A \left[\begin{matrix} \dot{E}''_a F_\varphi(\theta_a) \sin \gamma_e^a + \\ + \dot{E}''_b F_\varphi(\theta_b, \Delta\varphi) \sin \gamma_e^b \cos^2 \left(\frac{\alpha_y^b}{2} \right) \end{matrix} \right].$$

Вирази для різницевих напруг мають вигляд

$$\dot{U}'_\Delta = (\dot{U}'_1 - \dot{U}'_2) + (\dot{U}'_2 - \dot{U}'_3) = \dot{U}'_{12} + \dot{U}'_{23} =$$

$$= i2A \dot{E}'_b F_\theta(\theta_b) \sin \gamma_e^b \sin \alpha_y^b,$$

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

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

Очевидно, що для напруг, пропорційних горизонтальним складовим векторів електричного поля \dot{E}''_b , формули будуть аналогічними рівнянню (8).

За відомими значеннями кутових координат джерел випромінювання процесор створює команду для БКП при виконанні якої коефіцієнт передачі K_n набуває значення

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

Тоді на виході БКП напруга завади $\tilde{K}_n \dot{U}'_\Delta$ до-
рівнюватиме

$$\dot{U}'_3 = \tilde{K}_n \dot{U}'_\Delta = -i4A\dot{E}'_b F_\theta(\theta_b) \sin \gamma'_e \cos^2 \left(\frac{\alpha'_y}{2} \right). \quad (9)$$

Підсумовуючи напруги \dot{U}'_Σ (7) і \dot{U}'_3 (9) за до-
помогою суматора Σ (рис. 6), отримуємо напругу,
яка пропорційна вертикальній складовій вектора
напруженості електричного поля сигналу

$$\dot{U}'_{\text{вих}} = 4A\dot{E}'_a F_\theta(\theta_a) \sin \gamma'_e.$$

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

$$\dot{U}''_{\text{вих}} = 4A\dot{E}''_a F_\theta(\theta_a) \sin \gamma''_e.$$

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

Адаптивні антени

В адаптивних антенах покращення прийому
корисного сигналу відбувається за рахунок елек-
тричного формування такої діаграми спрямова-
ності, в якій утворюються глибокі мінімуми в
напряму приходу хвиль з найбільшим рівнем за-
вад [8; 9]. Основними елементами адаптивної
антени (рис. 7) є антенний блок (АБ), діаграмо-
утворююча схема (ДУС), суматор Σ , адаптивний
процесор, який складається з сигнального проце-
сора і пристрою керування діаграмо-
утворюючою схемою.

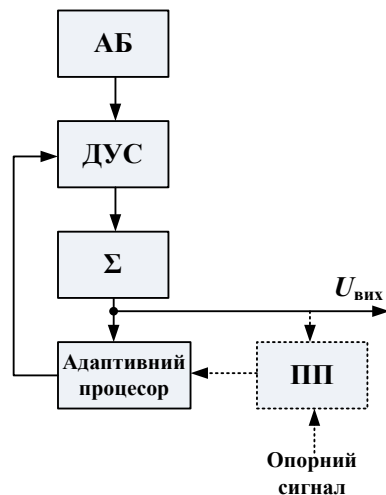


Рис. 7. Структурна схема адаптивної антени

Крім того, в адаптивній антені може викорис-
товуватися порівняльний пристрій (ПП) з відомим
заздалегідь опорним сигналом, параметри якого за
своїми значеннями повинні збігатись із
значеннями таких самих параметрів корисного
сигналу.

Досить часто критерієм ефективного прийому
корисного сигналу є відношення сигналу до шу-
му. Але в умовах приймання слабкого корисного
сигналу за наявності завад і шумів з'являється
проблема виявлення самого корисного сигналу.
У цьому випадку критерій відношення сиг-
нал/шум стає непридатним. Тому в адаптивній
антені виявлення корисного сигналу реалізується
за допомогою методів теорії статистичних рі-
шень з мінімізацією середнього ризику.

Якщо адаптивна антена підвищує ефектив-
ність прийому корисного сигналу на основі кри-
терію відношення сигналу до шуму, то порівню-
вальний пристрій, в принципі, не потрібен. У
цьому випадку структурна схема антени подібна
до попередньої структурної схеми (див. рис. 6),
оскільки діаграмо-утворювальна схема будується
на підсилювачах, комплексний коефіцієнт пере-
дачі яких встановлюється адаптивним процесором.

Під час аналізу електричних процесів в адап-
тивній антені в матриці напруженостей елек-
тричного поля (2) враховують не тільки напруже-
ності завади, але і шумові складові, що дає мож-
ливість підвищувати надійність прийому відно-
сно слабких сигналів на фоні завад і шумів. Еле-
менти матриці (3) завдяки цьому набудуть дещо
інший вигляд, а саме

$$\dot{U}_s = \dot{U}_a \tilde{f}(\theta_a, \varphi_a, s) + \dot{U}_b \tilde{f}(\theta_b, \varphi_b, s) + \dot{U}_{\text{ш}} \tilde{f}(\theta_n, \varphi_n, s), \quad (10)$$

де s — номер елемента матриці $[\dot{U}_\Delta]$, який збіга-
ється з номером елемента антенної решітки;
 $\dot{U}_{\text{ш}}$ — комплексна амплітуда напруги шуму;
 $\tilde{f}(\theta, \varphi, s)$ — комплексна функція, яка враховує
вплив координат джерела випромінювання і но-
мер елемента антенної решітки на значення на-
веденої ЕРС.

Очевидно, що одночасно з джерелом корис-
ного сигналу може існувати декілька джерел
сигналів завади. Наприклад, якщо джерело «а»
відноситься до джерела корисного сигналу, то
джерело «b» випромінює заваду і таких джерел
може бути два, три і більше. Але ми обмежуємо
розгляд електромагнітної обстановки тільки з
джерелами, які випромінюють хвилі з однакови-
ми частотами. Тому вибираємо найбільш поши-
рений випадок, коли завада генерується лише
одним джерелом, в приведеній формулі — дже-
релом «b».

На входах ДУС, як і для попередніх структурних схем, що зображені на рис. 5 і 6, матимемо напруги

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

де \dot{U}_s при $s = 1, 2, 3$ визначається формулою (10).

Після обробки сигналів в ДУС вихідна напруга набуває значення

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

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

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

Оскільки в адаптивних антенах використовують декілька різних критеріїв і досить значну кількість алгоритмів оптимізації вагових коефіцієнтів \tilde{w} , то неможливо розглянути більш детально з загальних позицій принцип дії адаптивного процесора і діаграмо-утворювальної схеми. Важливо лише зазначити, що функціонування адаптивної антени в загальних рисах має такий самий характер, як і функціонування антен з просторовою фільтрацією та компенсацією напруг завади. Але між цими типами антен є суттєві відмінності. Якщо для адаптивної антени основною метою є поліпшення якості прийому сигналу, то для антен з фільтрацією і компенсацією завади ставлять більш ширші задачі. Останні повинні визначати кутові координати як джерела випромінювання корисного сигналу, так і джерела завади, забезпечувати високу якість приймання сигналів і оцінювати значення сукупності параметрів електромагнітних полів корисного сигналу і завади. Саме такі якості приймальних антен необхідні для радіоконтролю і моніторингу електромагнітної обстановки.

Висновки

За результатами аналітичного огляду способів побудови антен моніторингу та радіоконтролю з розширеними функціями можна зробити наступні висновки.

Функції виявлення джерела випромінювання, спостереження за полем випромінювання, радіоконтролю джерел випромінювання та параметрів поля випромінювання, визначення кутових координат місцеположення джерел та придушення завад можна реалізувати як в антенних системах з просторовою фільтрацією електромагнітних хвиль завади так і в антенах з компенсацією напруг завади. Адаптивні антени дають можливість виявити випромінювання корисного сигналу на

фоні досить сильних шумів і завад, але функції пеленгації можуть бути в таких антенах реалізовані лише за рахунок введення в систему додаткових блоків і алгоритмів, не притаманних методам адаптації.

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

Оскільки лінійна антенна решітка здатна вимірювати обидва координатних кути джерела випромінювання, то багатофункціональну антенну решітку можна побудувати лише на двох елементах, тобто як решітку з розмірністю 2×1 .

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

ЛІТЕРАТУРА

1. **Справочник** по радіоконтролю. 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-Поліграф», 2010. 296 с.
4. **Plnitskiy, L.Y a.**, Shcherbina, O. A. Antenna system for measuring electromagnetic field parameters. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2014. 57(1). P. 50–60. DOI: 10.3103/S073527271401004X
5. **Щербина О. А.**, Ільницький Л. Я., Михальчук І. І. Антенна система для станцій радіомоніторингу. *Наукоємні технології*. 2020. Т 1. №45. С. 28–40. DOI: 10.18372/2310-5461.45.14580
6. **Щербина О. А.**, Ільницький Л. Я., Михальчук І. І. Кільцева антенна решітка для систем радіомоніторингу. *Наукоємні технології*. 2020. Т 2. №46. С. 153-164. DOI: 10.18372/2310-5461.46.14805
7. **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.
8. **Balanis C. A.**, Ioannides P. I. Introduction to smart antennas. San Rafael, United States: Morgan and Claypool Publishers, 2007. 176 p.
9. **Robert A. Monzingo**, Randy L. Haupt, Thomas W. Miller. Introduction to adaptive arrays: 2 edition. New York, United States: Scitech Publishing, 2011. 544 p.

Щербина О. А.

ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ АНТЕННИХ РЕШТОК ДЛЯ СИСТЕМ РАДІОМОНІТОРИНГУ

У статті розглянуто декілька методів, за допомогою яких будуються антенні системи з придушенням завади. У фазових і амплітудно-фазових методах придушення завади відбувається за рахунок формування діаграм спрямованості з нулями в напрямі кутового місцеположення джерел завади, тоді як в амплітудному методі придушення завади досягається за рахунок визначення самої завади при однакових фазах ЕРС корисного сигналу і компенсації її. При такому розгляді компенсаційних методів можна схеми антенних систем розділити на схеми з просторовою фільтрацією завади і схеми з компенсацією напруги завади. У даній роботі було розглянуто узагальнені принципи побудови моніторингових антенних систем, які використовують різні методи придушення завади. Адаптивні антени дають можливість виявити випромінювання корисного сигналу на фоні досить сильних шумів і завад, але функції пеленгації можуть бути в таких антенах реалізовані лише за рахунок введення в систему додаткових блоків і алгоритмів. Адаптивні антенні решітки виокремлюють корисний сигнал за рахунок електричного формування діаграми спрямованості, тоді як в антенних системах з фільтрацією і придушенням завади можна використовувати як електричне, так і механічне керування діаграми спрямованості.

Ключові слова: радіомоніторинг; антенна решітка; діаграма спрямованості; напруженість електричного поля; азимутальний кут; меридіональний кут.

Shcherbyna O.

CONSTRUCTION PRINCIPLES OF ANTENNA ARRAYS FOR RADIOMONITORING SYSTEMS

The article deals with several methods by which the antenna systems with the interference suppression are constructed. In phase and amplitude-phase methods, interference suppression occurs due to the formation of radiation patterns with zeros in the direction of the angular location of the interference sources. On the other hand, in the amplitude method, interference suppression is achieved by determining the interference at the same EMF phases of the useful signal and compensating it in a mixture of signal and interference. With this approach to compensation methods, antenna system diagrams can be divided into diagrams with spatial filtering of interference and diagrams with compensation of interference voltage. In this paper, generalized principles of construction of monitoring antenna systems using various methods of interference suppression were considered. The functions of detecting the radiation source, observing the radiation field, radiomonitoring of radiation sources and parameters of the radiation field, determining the angular coordinates of the source location and suppressing interference can be implemented both in antenna systems with spatial filtering of electromagnetic interference waves and in antennas with compensation of interference voltage. Adaptive antennas make it possible to detect the useful signal emission against a background of sufficiently strong noise and interference. But the direction finding functions can be implemented in such antennas only by introducing additional blocks and algorithms into the system that are not inherent in adaptation methods. Adaptive antenna arrays separate the useful signal by electric beamforming of the radiation pattern with minima in the directions of incidence of electromagnetic interference waves. Antenna systems with filtering and noise suppression can use electrical and mechanical control of the radiation pattern.

Keywords: radiomonitoring; antenna array; radiation pattern; electric field intensity; azimuthal angle; meridional angle.

Щербина О. А.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ДЛЯ СИСТЕМ РАДИОМОНИТОРИНГА

В статье рассмотрено несколько методов, с помощью которых строятся антенные системы с подавлением помехи. В фазовых и амплитудно-фазовых методах подавление помехи происходит за счет формирования диаграмм направленности с нулями в направлении углового местоположения источников помехи, тогда как в амплитудном методе подавление помехи достигается за счет определения самой помехи при одинаковых фазах ЭДС полезного сигнала и компенсации ее. При таком подходе к компенсационным методам можно схемы антенных систем разделить на схемы с пространственной фильтрацией помехи и схемы с компенсацией напряжения помехи. В данной работе были рассмотрены обобщенные принципы построения мониторинговых антенных систем, использующих различные методы подавления помехи. Адаптивные антенны дают возможность обнаружить излучение полезного сигнала на фоне достаточно сильных шумов и помех, но функции пеленгации могут быть в таких антеннах реализованы только за счет введения в систему дополнительных блоков и алгоритмов. Адаптивные антенные решетки выделяют полезный сигнал за счет электрического формирования диаграммы направленности, тогда как в антенных системах с фильтрацией и подавлением помехи можно использовать как электрическое, так и механическое управление диаграммой направленности.

Ключевые слова: радиомониторинг; антенная решетка; диаграмма направленности; напряженность электрического поля; азимутальный угол; меридиональный угол.

Стаття надійшла до редакції 25.06.2020 р.
Прийнято до друку 14.08.2020 р.