

ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ РАДІОПЕЛЕНГАЦІЇ ЗА НАЯВНОСТІ БАГАТОПРОМЕНЕВОГО ПРИЙОМУ

(Представлено д.т.н., проф. Коваленком М.В.)

Запропоновані алгоритми підвищення завадозахищеності радіопеленгації за наявності багатопроменевого прийому на основі використання амплітуд та фаз сигналів на виходах елементарних антен з суміщеним фазовим центром і пеленгації за їх значеннями.

Постановка проблеми у загальному вигляді та її зв'язок із важливими науковими та практичними завданнями. Багатопроменевість є однією з найголовніших особливостей поширення радіохвиль від джерела радіовипромінювання (ДРВ) та однією з найголовніших причин інтерференції. У місцях радіоприйому інтерферують радіопромені з різними шляхами (модами) поширення. При цьому спостерігаються спотворення форми сигналу, підсилення в одних точках простору та послаблення в інших, зсув фази, викривлення напрямків розповсюдження, зміна частоти, а також зміна поляризації з лінійної (вертикальної або горизонтальної) на еліптичну (в т. ч. кругову). Все це знижує завадостійкість і, як наслідок, якість прийому – передачі сигналів, вимірювань та обчислень (зокрема пеленгаційних кутів), обробки та аналізу даних, а також прийняття рішень [1–7].

Так, наприклад, дослідження двопробевого прийому показує, що ймовірність помилки при прийомі однопробевого та багатопроменевого сигналів відрізняються на декілька порядків [8].

Отже, задача підвищення завадозахищеності радіопеленгації за наявності багатопроменевого прийому є постійно необхідною (інтерференція як природне явище не усувається, а вимоги до якості радіоприйому посилюються), а також актуальною (на сьогоднішній час кількість радіопромінів, що інтерферують у місці прийому, стрімко зростає).

Аналіз останніх досліджень і публікацій, в яких започатковано вирішення даної проблеми.

Відомий ряд загальних методів подолання зазначеної проблеми, серед яких можна виділити:

- такі, що потребують апріорні дані про параметри середовища поширення радіохвиль (коефіцієнти відбиття, діелектричну проникність, електричну провідність тощо) [5], [9] або параметри радіохвилі (вид поляризації, амплітудний та фазовий спектри, пеленгаційні кути тощо) [8], [10];
- такі, що потребують значні апаратні затрати (застосування декількох рознесених точок радіоприйому, каналів з ідентичними амплітудно-фазовими характеристиками та добрим співвідношенням сигнал / шум тощо) [5], [11], [12];
- такі, що потребують значні часові затрати (для статистичного усереднення) [10], [11];

Виділення невирішених раніше частин загальної проблеми. З наведеного переліку методів боротьби з інтерференційним прийомом та їх основних недоліків випливає, що серед цих методів немає однозначного лідера. Найбільшими недоліками їх усіх є необхідність у наявності апріорних даних або суттєвих апаратних чи часових затрат.

Формулювання цілей статті (постановка завдання). Ціллю статті є аналіз завадозахищеності радіопеленгації за наявності багатопроменевого прийому. **Метою роботи** є розробка алгоритмів підвищення завадозахищеності радіопеленгації за наявності багатопроменевого прийому на основі використання амплітуд та фаз сигналів на виходах елементарних антен із суміщеним фазовим центром і пеленгації за їх значеннями.

Виклад основного матеріалу дослідження з повним обґрунтуванням отриманих наукових результатів.

1. Загальні дані

Багатопроменевість породжує інтерференцію, котра спричинює у загальному випадку еліптичність радіохвиль у місці радіоприйому.

Залежно від співвідношення значень вертикальної E_v та горизонтальної E_h складових вектора електричної напруженості \vec{E} , а також від значення різниці між їх фазами ψ радіохвиля може мати наступні види повної поляризації:

а) еліптична поляризація, коли кінець вектора \vec{E} описує еліпс у площині, перпендикулярній радіопроменю, при цьому поляризація може бути правою – RZ , або лівою – LZ залежно і від напрямку обертання вектора \vec{E} ;

б) лінійна (або плоска) поляризація, коли вектор \vec{E} зберігає постійний напрямок (еліпс вироджується в пряму лінію);

в) кругова (або циркулярна) поляризація, коли кінець вектора \vec{E} описує коло в площині, перпендикулярній радіопроменю (еліпс вироджується у коло) [7], [13–16].

Еліптична поляризація виникає у загальному випадку сталої різниці фаз ψ , а лінійна та кругова поляризації є її виродженнями. Якщо $\psi = 0$ або $\psi = \pi$, то еліпс вироджується в пряму, якщо $\psi = \pi/2$ або $\psi = 3\pi/2$ та амплітуди (E_e, E_z) відповідних компонентів (\vec{E}_e, \vec{E}_z) вектора \vec{E} рівні, то – в коло, а якщо $\psi = \pi/2$ або $\psi = 3\pi/2$ та амплітуди (E_e, E_z) відповідних компонентів (\vec{E}_e, \vec{E}_z) вектора \vec{E} нерівні, то поляризація еліптична орієнтована по осі, причому якщо $E_e > E_z$, то еліпс орієнтований вертикально, а якщо $E_e < E_z$, то – горизонтально.

У свою чергу лінійна поляризація має свої граничні випадки:

а) лінійна вертикальна (або вертикальна – V) поляризація, коли $E_e > 0$, а $E_z = 0$ (тобто кут поляризації дорівнює $\pi/2$, площина поляризації – вертикальна, а вектор магнітної напруженості радіохвилі \vec{H} – у горизонтальній площині);

б) лінійна горизонтальна (або горизонтальна – H) поляризація, коли $E_e = 0$, а $E_z > 0$ (тобто кут поляризації дорівнює 0 , площина поляризації – горизонтальна, а вектор магнітної напруженості радіохвилі \vec{H} – у вертикальній площині);

в) лінійна похила поляризація, коли $E_e > 0$ та $E_z > 0$, а $\psi = 0$ (правий нахил) або $\psi = \pi$ (лівий нахил).

Повна антенна система з суміщеними фазовими центрами складається з суміщених в одному фазовому центрі трьох рамок та трьох штирів. Дві рамки розміщені вертикально взаємно перпендикулярно, а одна – горизонтально. Штирі – навпаки: два – горизонтально взаємно перпендикулярно, а один – вертикально. У горизонтальній площині (відносно пеленга α) вертикальний штир та горизонтальна рамка є ненаправленими, а дві вертикальні рамки та два горизонтальні штирі – направленими. При цьому орієнтація направлених перших рамки та штиря – „Північ–Південь”, других – „Схід–Захід”. У вертикальній площині (відносно кута місця β) ненаправленими є тільки горизонтальні штирі, причому тільки для горизонтальних складових електричної напруженості радіохвилі.

Якщо розміри антени d порівняно з довжиною радіохвилі λ такі, що $\pi d \ll \lambda$, то на виходах вказаних рамок та штирів під дією радіохвилі виникають сигнали, що описуються системою рівнянь (1.1) [17]:

$$\left. \begin{aligned} u_{\omega\Pi\Pi}\{\omega t\} &= h_\theta (E_e \sin \beta \cos \alpha \cos(\omega t + \varphi_0) - E_z \sin \alpha \cos(\omega t + \varphi_0 + \psi)) \\ u_{\omega\text{СЗ}}\{\omega t\} &= h_\theta (E_e \sin \beta \sin \alpha \cos(\omega t + \varphi_0) + E_z \cos \alpha \cos(\omega t + \varphi_0 + \psi)) \\ u_\omega\{\omega t\} &= h_\theta E_e \cos \beta \cos(\omega t + \varphi_0) \\ u_{\rho\Pi\Pi}\{\omega t\} &= h_\rho (E_e \cos \alpha \sin(\omega t + \varphi_0) - E_z \sin \beta \sin \alpha \sin(\omega t + \varphi_0 + \psi)) \\ u_{\rho\text{СЗ}}\{\omega t\} &= h_\rho (E_e \sin \alpha \sin(\omega t + \varphi_0) + E_z \sin \beta \cos \alpha \sin(\omega t + \varphi_0 + \psi)) \\ u_\rho\{\omega t\} &= h_\rho E_e \cos \beta \sin(\omega t + \varphi_0 + \psi) \end{aligned} \right\}, \quad (1.1)$$

де $u_{\omega\Pi\Pi}\{\omega t\}$, $u_{\omega\text{СЗ}}\{\omega t\}$ – поточні значення сигналів із круговою частотою ω у момент часу t на виходах горизонтальних штирів „Північ–Південь” та „Схід–Захід” відповідно; $u_{\rho\Pi\Pi}\{\omega t\}$, $u_{\rho\text{СЗ}}\{\omega t\}$ – поточні значення сигналів із круговою частотою ω у момент часу t на виходах вертикальних рамок „Північ–Південь” та „Схід–Захід” відповідно; $u_\omega\{\omega t\}$, $u_\rho\{\omega t\}$ – поточні значення сигналів із круговою частотою ω у момент часу t на виходах вертикального штиря та горизонтальної рамки відповідно; h_θ , d – діюча та фізична довжина антенного елемента відповідно; E_e , E_z – амплітудні значення вертикальної та горизонтальної складової вектора електричної напруженості \vec{E} радіохвилі відповідно; α , β – кути приходу радіохвилі в горизонтальній та вертикальній площинах відповідно; φ_0 , $\varphi_0 + \psi$ – початкові фази вертикальної та горизонтальної складової електричної напруженості радіохвилі відповідно; λ – довжина радіохвилі; $\{\}$ – позначення функціональної залежності.

Розглянемо, як приклад, надходження від ДРВ вертикально-поляризованої хвилі. При цьому за відсутності багатопробеневої сигнали на виходах, суміщених в одному фазовому центрі, вертикальних штиря та двох рамок описуються системою рівнянь (1.2), яка впливає із системи (1.1) [17]:

$$\left. \begin{aligned} u_w\{\omega t\} &= h_\theta E_e \cos \beta \cos(\omega t + \varphi_0) \\ u_{p\Gamma\Gamma}\{\omega t\} &= h_p (E_e \cos \alpha \sin(\omega t + \varphi_0)) \\ u_{pC3}\{\omega t\} &= h_p (E_e \sin \alpha \sin(\omega t + \varphi_0)) \end{aligned} \right\}, \quad (1.2)$$

а її розв'язок відносно пеленгаційних кутів α та β системою (1.3) [17]:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \arctg \frac{A_{pC3} \cdot \text{sign} \left(\cos \left(\varphi_{pC3} - \left(\varphi_w - \frac{\pi}{2} \right) \right) \right)}{A_{p\Gamma\Gamma} \cdot \text{sign} \left(\cos \left(\varphi_{p\Gamma\Gamma} - \left(\varphi_w - \frac{\pi}{2} \right) \right) \right)} = \arctg \frac{A_{pC3} \cdot \text{sign} \left(\sin \left(\varphi_w - \varphi_{pC3} \right) \right)}{A_{p\Gamma\Gamma} \cdot \text{sign} \left(\sin \left(\varphi_w - \varphi_{p\Gamma\Gamma} \right) \right)} \\ \beta &= \arccos \frac{\frac{h_p}{h_\theta} \cdot A_w}{\sqrt{A_{pC3}^2 + A_{p\Gamma\Gamma}^2}} \end{aligned} \right\}. \quad (1.3)$$

Для порівняння: при надходженні від ДРВ горизонтально-поляризованої хвилі за відсутності багатопроменевості сигнали на виходах, сумішених в одному фазовому центрі, горизонтальних двох штирів та рамки описуються системою рівнянь (1.4), яка також впливає з системи (1.1) [17]:

$$\left. \begin{aligned} u_{w\Gamma\Gamma}\{\omega t\} &= h_\theta (-E_e \sin \alpha \cos(\omega t + \varphi_0 + \psi)) \\ u_{wC3}\{\omega t\} &= h_\theta (E_e \cos \alpha \cos(\omega t + \varphi_0 + \psi)) \\ u_p\{\omega t\} &= h_p E_e \cos \beta \sin(\omega t + \varphi_0 + \psi) \end{aligned} \right\}, \quad (1.4)$$

а її розв'язок відносно пеленгаційних кутів α та β системою (1.5) [17]:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \arctg \frac{-A_{w\Gamma\Gamma} \cdot \text{sign} \left(\cos \left(\varphi_p - \left(\varphi_{w\Gamma\Gamma} - \frac{\pi}{2} \right) \right) \right)}{A_{wC3} \cdot \text{sign} \left(\cos \left(\varphi_p - \left(\varphi_{wC3} - \frac{\pi}{2} \right) \right) \right)} = \arctg \frac{-A_{w\Gamma\Gamma} \cdot \text{sign} \left(\sin \left(\varphi_{w\Gamma\Gamma} - \varphi_p \right) \right)}{A_{wC3} \cdot \text{sign} \left(\sin \left(\varphi_{wC3} - \varphi_p \right) \right)} \\ \beta &= \arccos \frac{\frac{h_\theta}{h_p} \cdot A_p}{\sqrt{A_{w\Gamma\Gamma}^2 + A_{wC3}^2}} \end{aligned} \right\}. \quad (1.5)$$

За наявності багатопроменевості радіохвиля має еліптичну поляризацію, а вказані сигнали описуються системою (1.1). При використанні для пеленгації багатопроменевого сигналу системи (1.3) виникають методичні похибки Δ_α та Δ_β пеленга α та кута місця β , що описуються виразами (1.6) та (1.7) відповідно [18–20]:

$$\Delta_\alpha = \arctg(\text{tg} Y_E \cdot \sin \beta) \cdot \text{sign}(\cos \psi), \quad (1.6)$$

$$\Delta_\beta = \arctg(\text{tg} \beta \cdot \sec Y_E) - \beta, \quad (1.7)$$

де $Y_E = \arctg\left(\frac{E_e}{E_e}\right)$ – кут поляризації радіохвилі, який може приймати значення від 0 (вертикальна поляризація) до $\frac{\pi}{2}$ (горизонтальна поляризація).

При цьому для кожного значення Y_E існує своє екстремальне значення $\beta_{\text{екстр.}}$, при якому значення похибки Δ_β стає максимальним $\Delta_{\beta\text{макс.}}$. Величини $\beta_{\text{екстр.}}$ та $\Delta_{\beta\text{макс.}}$ визначаються виразами (1.8) та (1.9) відповідно [19], [20]:

$$\beta_{\text{екстр.}} = \frac{\pi}{2} - \arctg \sqrt{\sec Y_E}, \quad (1.8)$$

$$\Delta_{\beta\text{макс.}} = 2 \arctg \sqrt{\sec Y_E} - \frac{\pi}{2}. \quad (1.9)$$

Таблиці та графіки результатів розрахунку методичних похибок Δ_α визначення пеленга α та Δ_β визначення кута місця β амплітудним методом при багатопроменевому прийомі залежно від кута

поляризації Y_E та кута місця β , графіки залежності методичних похибок Δ_α та Δ_β від кута місця β для різних значень кута поляризації Y_E , а також графік залежності максимальної методичної похибки $\Delta_{\beta_{\max}}$ від кута поляризації Y_E для значень кута місця $\beta = \beta_{\text{екстр.}}$ показують, що методична похибка пеленга зростає від 0 до $\pi/2$ із ростом кута поляризації також від 0 (вертикальна поляризація) до $\pi/2$ (горизонтальна поляризація), причому швидкість зростання прямо пропорційна куту місця, а методична похибка кута місця також зростає з ростом кута поляризації, але для кожного значення кута місця є свій максимум похибки, який змінюється від $\pi/2$ до 0 при зміні кута місця від 0 до $\pi/2$.

Таким чином, задача полягає у створенні таких алгоритмів визначення пеленгаційних кутів α та β , котрі б не мали зазначених недоліків. Для цього потрібно в алгоритмах враховувати еліптичності радіохвиль у місці їх прийому. Аналіз системи рівнянь (1.1) показує, що існує можливість її однозначного розв'язку відносно пеленгаційних кутів α та β на основі використання амплітуд та фаз сигналів на виходах елементарних антен із суміщеним фазовим центром.

Надалі розглянемо окремо радіохвилі з такими видами поляризації, як: еліптична (в тому числі кругова), лінійна (за наявності обох складових напруженості) та довільна (в тому числі невідома).

2. Визначення пеленгаційних кутів сигналу з еліптичною поляризацією

Використовуємо неповну антенну систему, яка складається з суміщених в одному фазовому центрі вертикального штиря та двох вертикальних взаємно-перпендикулярних рамок з орієнтаціями „Північ–Південь” та „Схід–Захід”. Приймально-підсилювальні тракти встановлені на виходах штиря та рамок, а вимірювачі амплітуд та фаз – на виходах цих трактів [21].

Сигнали на виходах штиря $u_w\{\omega t\}$ і рамок $u_{p\pi\pi}\{\omega t\}$ та $u_{pсз}\{\omega t\}$ описуються відповідними (третім, четвертим та п'ятим) виразами системи (1.1), тобто виразами системи (2.1):

$$\left. \begin{aligned} u_w\{\omega t\} &= h_\theta E_\theta \cos \beta \cos(\omega t + \varphi_0) \\ u_{p\pi\pi}\{\omega t\} &= h_p (E_\theta \cos \alpha \sin(\omega t + \varphi_0) - E_z \sin \beta \sin \alpha \sin(\omega t + \varphi_0 + \psi)) \\ u_{pсз}\{\omega t\} &= h_p (E_\theta \sin \alpha \sin(\omega t + \varphi_0) + E_z \sin \beta \cos \alpha \sin(\omega t + \varphi_0 + \psi)) \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

Розв'язком системи (2.1) відносно пеленгаційних кутів α та β є вирази системи (2.2) [21]:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \arctg \frac{A_{pсз} \cdot \sin(\varphi_{41} - \varphi_{31}) \cdot \text{sign}\{\cos \varphi_{41}\}}{A_{p\pi\pi} \cdot \sin(\varphi_{41} - \varphi_{21}) \cdot \text{sign}\{\cos \varphi_{41}\}} \\ \beta &= \arccos \frac{\frac{h_p}{h_\theta} \cdot A_w \cdot \cos \varphi_{41}}{\sqrt{(A_{pсз} \cdot \sin(\varphi_{41} - \varphi_{31}))^2 + (A_{p\pi\pi} \cdot \sin(\varphi_{41} - \varphi_{21}))^2}} \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

де $\varphi_{41} = \arctg \frac{A_{pсз}^2 \cdot \sin(2\varphi_{31}) + A_{p\pi\pi}^2 \cdot \sin(2\varphi_{21})}{2((A_{pсз} \cdot \cos \varphi_{31})^2 + (A_{p\pi\pi} \cdot \cos \varphi_{21})^2)}$; $\varphi_{31} = \varphi_{pсз} - \varphi_w$; $\varphi_{21} = \varphi_{p\pi\pi} - \varphi_w$.

Підставивши значення φ_{41} у вираз для обчислення β у системі (2.2), отримаємо систему (2.3):

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \arctg \frac{A_{pсз} \cdot \sin(\varphi_{41} - \varphi_{31}) \cdot \text{sign}\{\cos \varphi_{41}\}}{A_{p\pi\pi} \cdot \sin(\varphi_{41} - \varphi_{21}) \cdot \text{sign}\{\cos \varphi_{41}\}} \\ \beta &= \arccos \frac{\frac{h_p}{h_\theta} \cdot A_w \cdot \sqrt{(A_{pсз} \cdot \cos \varphi_{31})^2 + (A_{p\pi\pi} \cdot \cos \varphi_{21})^2}}{A_{pсз} \cdot A_{p\pi\pi} \cdot \sin(\varphi_{31} - \varphi_{21})} \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

Якщо в антенну систему ввести горизонтальну рамку, сигнал на виході якої описується шостим виразом системи (1.1), то система (2.1) набуває вигляду (2.4), а система (2.2) спрощується до (2.5) [22–25]:

$$\left. \begin{aligned} u_w\{\omega t\} &= h_\theta E_\theta \cos \beta \cos(\omega t + \varphi_0) \\ u_{p\pi\pi}\{\omega t\} &= h_p (E_\theta \cos \alpha \sin(\omega t + \varphi_0) - E_z \sin \beta \sin \alpha \sin(\omega t + \varphi_0 + \psi)) \\ u_{pсз}\{\omega t\} &= h_p (E_\theta \sin \alpha \sin(\omega t + \varphi_0) + E_z \sin \beta \cos \alpha \sin(\omega t + \varphi_0 + \psi)) \\ u_p\{\omega t\} &= h_p E_z \cos \beta \sin(\omega t + \varphi_0 + \psi) \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \arctg \frac{A_{pC3} \cdot \sin(\varphi_p - \varphi_{pC3}) \cdot \text{sign}(\cos(\varphi_p - \varphi_w))}{A_{pПП} \cdot \sin(\varphi_p - \varphi_{pПП}) \cdot \text{sign}(\cos(\varphi_p - \varphi_w))} \\ \beta &= \arccos \frac{\frac{h_p}{h_\delta} \cdot A_w \cdot \cos(\varphi_p - \varphi_w)}{\sqrt{(A_{pC3} \cdot \sin(\varphi_p - \varphi_{pC3}))^2 + (A_{pПП} \cdot \sin(\varphi_p - \varphi_{pПП}))^2}} \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

Якщо переважаючою є горизонтальна складова електричної напруженості поля, то доцільніше використовувати вирази системи (2.6) [24], [25]:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \arctg \frac{-A_{pПП} \cdot \cos(\varphi_{pПП} - \varphi_w) \cdot \text{sign}(\cos(\varphi_p - \varphi_w))}{A_{pC3} \cdot \cos(\varphi_{pC3} - \varphi_w) \cdot \text{sign}(\cos(\varphi_p - \varphi_w))} \\ \beta &= \arccos \frac{A_p \cdot \cos(\varphi_p - \varphi_w)}{\sqrt{(A_{pC3} \cdot \cos(\varphi_{pC3} - \varphi_w))^2 + (A_{pПП} \cdot \cos(\varphi_{pПП} - \varphi_w))^2}} \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

Вирази систем (2.2), (2.3), (2.5) та (2.6) дають змогу визначити кути α та β для випадків еліптичної поляризації (в тому числі кругової – з рівними складовими електричної напруженості поля), що підвищує заводозахисність радіопеленгації за наявності багатопроменевого прийому сигналу з зазначеною поляризацією. Але ці вирази не поширюються на випадок виродження еліптичної поляризації у лінійну ($\psi = 0$ або $\psi = \pi$). Тоді $\varphi_{41} = \varphi_{31} = \varphi_{21} = -\pi/2$, $\varphi_p = \varphi_{pC3} = \varphi_{pПП} = \varphi_w - \pi/2 = 0$, а у виразах названих систем виникають невизначеності типу $\frac{0}{0}$.

3. Визначення пеленгаційних кутів сигналу з лінійною похилою поляризацією

Використовуємо неповну антенну систему, яка складається з суміщених у одному фазовому центрі вертикального штиря, двох вертикальних взаємоперпендикулярних рамок з орієнтаціями „Північ–Південь” та „Схід–Захід” і горизонтальної рамки. Приймально-підсилювальні тракти встановлені на виходах штиря та рамок, а вимірювачі амплітуд та фаз – на виходах цих трактів [26], [27].

Сигнали на виходах штиря $u_w\{\omega t\}$ і рамок $u_{pПП}\{\omega t\}$, $u_{pC3}\{\omega t\}$ та $u_p\{\omega t\}$ описуються виразами системи (3.1) або (3.2) для правого та лівого нахилів відповідно, які впливають із відповідних (третього, четвертого, п'ятого та шостого) виразів системи (1.1):

$$\left. \begin{aligned} u_w\{\omega t\} &= h_\delta \cdot E_e \cdot \cos \beta \cdot \cos(\omega t + \varphi_0) \\ u_{pПП}\{\omega t\} &= h_p \cdot (E_e \cdot \cos \alpha - E_e \cdot \sin \beta \cdot \sin \alpha) \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) \\ u_{pC3}\{\omega t\} &= h_p \cdot (E_e \cdot \sin \alpha + E_e \cdot \sin \beta \cdot \cos \alpha) \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) \\ u_p\{\omega t\} &= h_p \cdot E_e \cdot \cos \beta \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

$$\left. \begin{aligned} u_w\{\omega t\} &= h_\delta \cdot E_e \cdot \cos \beta \cdot \cos(\omega t + \varphi_0) \\ u_{pПП}\{\omega t\} &= h_p \cdot (E_e \cdot \cos \alpha + E_e \cdot \sin \beta \cdot \sin \alpha) \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) \\ u_{pC3}\{\omega t\} &= h_p \cdot (E_e \cdot \sin \alpha - E_e \cdot \sin \beta \cdot \cos \alpha) \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) \\ u_p\{\omega t\} &= -h_p \cdot E_e \cdot \cos \beta \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

Розв'язком систем (3.1) та (3.2) відносно пеленгаційних кутів α та β є вирази системи (3.3) [25], [26]:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \arctg \frac{A_{pC3} \cdot \text{sign}(\varphi_{pC3} - \varphi_w) \cdot A_w \cdot A_E - A_{pПП} \cdot \text{sign}(\varphi_{pПП} - \varphi_w) \cdot A_p \cdot A_{Es} \cdot \text{sign}(\varphi_p - \varphi_w)}{A_{pПП} \cdot \text{sign}(\varphi_{pПП} - \varphi_w) \cdot A_w \cdot A_E + A_{pC3} \cdot \text{sign}(\varphi_{pC3} - \varphi_w) \cdot A_p \cdot A_{Es} \cdot \text{sign}(\varphi_p - \varphi_w)} \\ \beta &= \arctg \frac{A_{Es}}{A_{Ec}} = \arcsin \frac{A_{Es}}{\left(\frac{h_\delta}{h_p}\right) \cdot A_E} = \arccos \frac{A_{Ec}}{\left(\frac{h_\delta}{h_p}\right) \cdot A_E} \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

$$\text{де } A_E = \sqrt{A_{p\pi\pi}^2 + A_{p\sigma\sigma}^2 + A_p^2}; \quad A_{Es} = \sqrt{\left(\frac{h_\theta}{h_p}\right)^2 \cdot (A_{p\pi\pi}^2 + A_{p\sigma\sigma}^2) - A_w^2}; \quad A_{Ec} = \sqrt{\left(\frac{h_\theta}{h_p}\right)^2 \cdot A_p^2 + A_w^2}.$$

Вирази системи (3.3) дають змогу визначати кути α та β для випадків лінійної похилої поляризації, що підвищує завадозахищеність радіопеленгації за наявності багатопроменевго прийому сигналу із зазначеною поляризацією.

4. Визначення пеленгаційних кутів сигналу з довільною поляризацією

Використовуємо неповну антенну систему, яка складається з суміщеними в одному фазовому центрі вертикального штиря, двох вертикальних взаємоперпендикулярних рамок із орієнтаціями „Північ–Південь” та „Схід–Захід” і горизонтальної рамки. Приймально-підсилювальні тракти встановлені на виходах штиря та рамок, а вимірювачі амплітуд та фаз – на виходах цих трактів [25].

Сигнали на виходах штиря $u_w\{\omega t\}$ і рамок $u_{p\pi\pi}\{\omega t\}$, $u_{p\sigma\sigma}\{\omega t\}$ та $u_p\{\omega t\}$ описуються відповідними (третім, четвертим, п'ятим та шостим) виразами системи (1.1), тобто виразами системи (4.1):

$$\left. \begin{aligned} u_w\{\omega t\} &= h_\theta E_e \cos \beta \cos(\omega t + \varphi_0) \\ u_{p\pi\pi}\{\omega t\} &= h_p (E_e \cos \alpha \sin(\omega t + \varphi_0) - E_z \sin \beta \sin \alpha \sin(\omega t + \varphi_0 + \psi)) \\ u_{p\sigma\sigma}\{\omega t\} &= h_p (E_e \sin \alpha \sin(\omega t + \varphi_0) + E_z \sin \beta \cos \alpha \sin(\omega t + \varphi_0 + \psi)) \\ u_p\{\omega t\} &= h_p E_e \cos \beta \sin(\omega t + \varphi_0 + \psi) \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

Розв'язком систем (4.1) відносно пеленгаційних кутів α та β є вирази системи (4.2):

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \arctg \frac{A_{p\sigma\sigma} \cdot \sin(\varphi_{p\sigma\sigma} - \varphi_w) \cdot A_w \cdot A_e - A_{p\pi\pi} \cdot \sin(\varphi_{p\pi\pi} - \varphi_w) \cdot A_p \cdot A_{es} \cdot \sin(\varphi_p - \varphi_w)}{A_{p\pi\pi} \cdot \sin(\varphi_{p\pi\pi} - \varphi_w) \cdot A_w \cdot A_e + A_{p\sigma\sigma} \cdot \sin(\varphi_{p\sigma\sigma} - \varphi_w) \cdot A_p \cdot A_{es} \cdot \sin(\varphi_p - \varphi_w)} \\ \beta &= \arctg \frac{A_{es}}{A_{ec}} = \arcsin \frac{A_{es}}{\left(\frac{h_\theta}{h_p}\right) \cdot A_e} = \arccos \frac{A_{ec}}{\left(\frac{h_\theta}{h_p}\right) \cdot A_e} \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

$$\text{де } A_e = -\sqrt{(A_{p\pi\pi} \cdot \sin(\varphi_{p\pi\pi} - \varphi_w))^2 + (A_{p\sigma\sigma} \cdot \sin(\varphi_{p\sigma\sigma} - \varphi_w))^2 + (A_p \cdot \sin(\varphi_p - \varphi_w))^2};$$

$$A_{es} = \sqrt{\left(\frac{h_\theta}{h_p}\right)^2 \cdot ((A_{p\pi\pi} \cdot \sin(\varphi_{p\pi\pi} - \varphi_w))^2 + (A_{p\sigma\sigma} \cdot \sin(\varphi_{p\sigma\sigma} - \varphi_w))^2) - A_w^2};$$

$$A_{ec} = \sqrt{\left(\frac{h_\theta}{h_p}\right)^2 \cdot A_p^2 + A_w^2}.$$

Вирази системи (4.2) дають змогу визначати кути α та β для всіх випадків довільної поляризації сигналу, що підвищує завадозахищеність радіопеленгації за наявності багатопроменевго прийому сигналу з зазначеною поляризацією.

Висновки з даного дослідження. Запропоновані алгоритми визначення пеленгаційних кутів не мають методичної похибки пеленгації за наявності багатопроменевго прийому, який є причиною інтерференції та зміни поляризації радіохвиль, наприклад, з лінійної (вертикальної або горизонтальної) на еліптичну (в т. ч. кругову), що загалом підвищує завадозахищеність радіопеленгації за наявності багатопроменевго прийому. Алгоритми базуються на використанні амплітуд та фаз сигналів на виходах елементарних антен із суміщеним фазовим центром і врахуванні виду поляризації радіохвиль. При цьому визначення пеленгаційних кутів за наявності багатопроменевго прийому є однозначним для всіх випадків апріорно еліптичної або лінійної поляризації, а також для випадків, коли вид поляризації апріорно невідомий, тобто, поляризація може бути будь-якою.

Результати роботи можуть бути застосовані в радіопеленгації, радіонавігації, радіорозвідці тощо.

Перспективи подальших розвідок у даному напрямку. Перспективою подальших розвідок є підвищення завадозахищеності радіопеленгації за наявності інших чинників спотворення сигналів.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Кукес И.С., Старик М.Е. Основы радиопеленгации. – М.: Сов. радио, 1964. – 640 с.
2. Дулевич В.Е. Теоретические основы радиолокации. – М.: Сов. радио, 1964. – 434 с.

3. *Вартанесян В.А., Гойхман Э.Ш., Рогаткин М.И.* Радиопеленгация. – М.: Воениздат, 1966. – 248 с.
4. *Мезин В.К.* Радиопеленгация. – М.: Изд.-во ВАС, 1975.
5. *Марков Г.Т., Петров Б.М., Грудинская Г.П.* Электродинамика и распространение радиоволн. Учебн. пособие для вузов. – М.: Сов. радио, 1979. – 376 с.
6. *Палий А.И.* Радиоэлектронная борьба. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Воениздат, 1989. – 350 с.
7. Радиотехніка: Енциклопедичний навчальний довідник: Навч. посібник. / За ред. Ю.Л. Мазора, Є.Л. Мачуського, В.І. Правди. – К.: Вища школа, 1999. – 838 с.
8. *Балинов В.В., Березин Ю.В., Полищук С.Е., Рыжов Д.Е.* Помехоустойчивость КВ радиосвязи при одно- и двухлучевом распространении радиоволн в ионосфере // *Материалы конференции «Физика и применение микроволн – 97»* в Красновидово 26–31 мая 1997 года. – <http://nls.phys.msu.su/rus/school/thesis97/index.h>. – 13.06.2004. – 18 Кб.
9. *Афраймович Э.Л.* Интерференционные методы радиозондирования ионосферы. – М.: Наука, 1982. – 198 с.
10. *Аврамиди И.Г., Барабашов Б.Г., Вертоградов Г.Г.* Способ снижения влияния многолучевости на точность определения углов прихода радиоволн // *Радиотехника*. – 1983. – № 9. – С. 69.
11. *Вертоградов Г.Г., Кондаков Е.В.* Уменьшение влияния многолучевости на точность определения углов прихода интерферометрическими методами // *Радиотехника*. – 2003. – № 1. – С. 86–90.
12. *Gething P.I.* Radio direction-finding and the resolution of multi-component wave-fields. – London, 1978.
13. Советский энциклопедический словарь / Гл. ред. А.М. Прохоров. – М.: Сов. энциклопедия, 1984. – 1000 с.
14. Электроника: Энциклопедический словарь / Гл. ред. В.Г. Колесников. – М.: Сов. энциклопедия, 1991. – 688 с.
15. Физический энциклопедический словарь / Гл. ред. А.М. Прохоров. – М.: Сов. энциклопедия, 1984. – 944 с.
16. Политехнический словарь / Гл. ред. акад. А.Ю. Ишлинский. – М.: Сов. энциклопедия, 1980. – 656 с.
17. *Ковальчук В.Т.* Підвищення завадозахищеності радіоприйому за наявності вторинного електромагнітного поля // *Вісник ЖДТУ / Технічні науки*. – 2005. – № 2 (33). – С. 65–70.
18. *Ковальчук В.Т., Повідайко П.М.* Методична похибка амплітудного методу пеленгування радіохвиль непертикальної поляризації // *Вісник ЖДТУ / Технічні науки*. – 2000. – № 15. – С. 138–140.
19. *Ковальчук В.Т., Повідайко П.М.* Методична похибка виміру кута падіння радіохвиль непертикальної поляризації амплітудними радіопеленгаторами // *Збірник наукових праць за результатами VIII науково-технічної конференції "Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах"* в м. Хмельницькому 31 травня–3 червня 2001 р. – 2001. – № 8 (2001). – С. 159–161.
20. *Ковальчук В.Т., Повідайко П.М.* Методична похибка амплітудного методу визначення кутових параметрів радіохвиль непертикальної поляризації // *Вісник ЖДТУ / Технічні науки*. – 2001. – № 19. – С. 94–97.
21. Радиопеленгатор (устройство): А. с. 254701 СССР, МКИ G 01 S 3/00 / А.Д. Виноградов, В.Т. Ковальчук, Б.Н. Ремезов (СССР). – № 3147843; Заявл. 11.07.86; Зарег. 04.05.87; Опубл. сб. реф. изобр. "Техника средств связи", ЦООНТИ "ЭКОС".
22. Радиопеленгатор (устройство): А. с. 258665 СССР, МКИ G 01 S 3/08 / А.Д. Виноградов, В.Т. Ковальчук (СССР). – № 3137897; Заявл. 17.03.86; Зарег. 03.08.87; Опубл. сб. реф. изобр. "Техника средств связи", ЦООНТИ "ЭКОС", 1988, № 1 (57); Реф. № 3137897.
23. Устройство для многолучевого радиопеленгования радиоволн произвольной поляризации (устройство): А. с. 282512 СССР, МКИ G 01 S 3/08 / А.Д. Виноградов, В.Т. Ковальчук (СССР). – № 3154936; Заявл. 27.10.86; Зарег. 03.10.88; Опубл. сб. реф. изобр. "Техника средств связи", ЦООНТИ "ЭКОС", 1989, № 2–3, Реф. № 3159064.
24. *Виноградов А.Д., Ковальчук В.Т., Ремезов Б.Н.* Использование фазовых соотношений принимаемых радиоволн в амплитудных радиопеленгаторах для расширения их функциональных возможностей / *ЖФ НИИ комплексной автоматизации*. – Житомир, 1989. – 16 с. – Деп. в ЦООНТИ «ЭКОС», Справка о депонировании рукописи № 23; под девизом "Рубин – 23". – Реф. в: Реферативное издание "ЭКОС". – 1989. – Вып. 3.
25. *Виноградов А.Д., Ковальчук В.Т., Ремезов Б.Н., Ясырев Ю.В.* Расширение функциональных возможностей амплитудных радиопеленгаторов введением горизонтальной рамочной антенны / *ЖФ НИИ комплексной автоматизации*. – Житомир, 1989. – 13 с. – Деп. в ЦООНТИ «ЭКОС»,

Справка о депонировании рукописи № 24; под девизом "Рубин – 24". – Реф. в: Реферативное издание "ЭКОС". – 1989. – Вып. 3.

26. Радиопеленгатор (устройство): А. с. 244848 СССР, МКИ G 01 S 3/08 / А.Д. Виноградов, В.Т. Ковальчук, Б.Н. Ремезов, Ю.В. Ясырев (СССР). – № 3129452; Заявл. 10.12.85; Зарег. 03.11.86; Опубл. сб. реф. изобр. "Техника средств связи", ЦООНТИ "ЭКОС", 1988, № 4 (48), Реф. № 3130413.

КОВАЛЬЧУК Валерій Тадеушович – здобувач кафедри автоматичної та управління в технічних системах Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:

– дослідження в галузях радіотехніки та цифрової обробки сигналів.

Тел.: 8(067)410-33-78.

E-mail: vtk@zt.ukrtel.net

Подано 17.01.2006

Ковальчук В.Т. Підвищення заводозахищеності радіопеленгації за наявності багатопроменевого прийому

Ковальчук В.Т. Повышение помехозащищенности радиопеленгации при наличии многолучевого приема

Koval'chuk V. T. Increase of noise immunity of radio direction-finding at the presence of multibeam reception

УДК 621.317.361

Повышение помехозащищенности радиопеленгации при наличии многолучевого приема / В.Т. Ковальчук

Предложены алгоритмы повышения помехозащищенности радиопеленгации при наличии многолучевого приема на основе использования амплитуд и фаз сигналов на выходах элементарных антенн с совмещенным фазовым центром и пеленгации по этим значениям.

УДК 621.317.361

Increase of noise immunity of radio direction-finding at the presence of multibeam reception / V. T. Koval'chuk

Author of the article offers algorithms of increasing noise immunity at the presence of multibeam reception on the basis of use of amplitudes and phases of signals on outputs of elementary antennas with combined (matched, integrated) phase center and radio direction-finding on these values.