

## ОПТИМІЗАЦІЯ СТРУКТУР РАДІОСИСТЕМ ПЕЛЕНГАЦІЇ ДЖЕРЕЛ ВИПРОМІНЮВАННЯ СИГНАЛІВ З ПОВНІСТЮ ВІДОМИМИ ПАРАМЕТРАМИ

**Жила С. С.** – д-р техн. наук, доцент, завідувач кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

**Церне Е. О.** – д-р філософії, молодший науковий співробітник кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

**Попов А. В.** – д-р техн. наук, доцент, професор кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

**Руженцев М. В.** – д-р техн. наук, професор, головний науковий співробітник кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

**Волков Є. Г.** – директор, Державне підприємство «Науково-дослідний інститут “ОРІОН”», Київ, Україна.

**Шевчук С. Д.** – заст. нач. від. № 91, Державне підприємство «Науково-дослідний інститут “ОРІОН”», Київ, Україна.

**Грибський О. П.** – старш. наук. співроб., Державне підприємство «Науково-дослідний інститут “ОРІОН”», Київ, Україна.

**Колесніков Д. В.** – д-р філософії, старший викладач кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

**Інкарбаєва О. С.** – д-р філософії, старший викладач кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

**Черепнін Г. С.** – д-р філософії, старший викладач кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

### АНОТАЦІЯ

**Актуальність.** Радіопеленгатори є ключовими компонентами систем радіолокації та радіонавігації, особливо коли вони встановлюються на борту БПЛА. Високі вимоги до точності пеленгації та широкого кута однозначних вимірювань стають особливо актуальними в умовах збільшення застосування безпілотних систем. Основна проблема полягає у досягненні балансу між високою точністю та широким діапазоном кутів однозначних вимірювань.

**Мета.** Одночасне підвищення точності пеленгації та розширення кутів однозначних вимірювань за рахунок статистичного синтезу методів обробки функціонально-детермінованих сигналів в багатоканальних радіопеленгаторах.

**Метод.** Ґрунтується на статистичній теорії оптимізації радіотехнічних систем дистанційного зондування та радіолокації. Для обмеженого в даній роботі типу сигналів, що задаються функціонально-детермінованими моделями, сконструйовано функцію правдоподібності та визначено її максимуми для різних конфігурацій багатоантенних пеленгаторів. Результати статистичного синтезу перевіряються методами імітаційного моделювання та натурними експериментами.

**Результати.** Теоретичними дослідженнями та імітаційним моделюванням підтверджено, що в двоантенних радіопеленгаторах існує протиріччя між високою роздільною здатністю та шириною діапазону кутів однозначного радіопеленгування. Отримано удосконалений метод обробки сигналів в чотирьохантенному радіопеленгаторі, що має пару високоспрямованих та пару низькопрямованих антен. Для отримання гранично досяжної точності пеленгування у межах діапазону однозначних вимірювань радіопеленгатору синтезовано новий метод обробки сигналів в шести елементному радіоприймачі, що комплексно обробку в двох амплітудних пеленгаторах та одному фазовому пеленгаторі.

**Висновки.** Запропонований підхід дозволяє досягти оптимального балансу між роздільною здатністю і діапазоном кутів, що особливо важливо для застосування у бортових системах безпілотних літальних апаратів. Результати моделювання підтверджують ефективність запропонованого методу, що робить його перспективним для впровадження в сучасні радіосистеми.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** багатоантенні пеленгатори, статистична оптимізація, оптимальне оброблення сигналів, імітаційне моделювання.

### АБРЕВІАТУРИ

БПЛА – безпілотний літальний апарат.

### НОМЕНКЛАТУРА

$\hat{s}_i(t, \theta_s)$  – прийняті радіопеленгатором корисні сигнали;

$K_{0i}$  – коефіцієнт підсилення  $i$ -го приймального каналу;

$\dot{G}_i(\theta - \theta_{0i})$  – діаграма спрямованості  $i$ -ї антени, що орієнтована своїм максимумом у напрямку  $\theta_{0i}$ ;

$\theta_{0i}$  – напрям максимуму діаграми спрямованості  $i$ -ї антени;

$\delta(\theta - \theta_s)$  – дельта-функція, що визначає просторове положення точкового джерела радіовипромінювання у напрямку  $\theta_s$ ;

$\delta(t_1 - t_2)$  – дельта-функція у часі;

$\dot{A}(t)$  – комплексна обвідна сигналу, що випромінюється джерелом;

$j$  – мніма одиниця;

$f_0$  – несуча частота;

$t$  – час;

$\psi_i(\theta_s)$  – фазовий зсув сигналу в кожному приймальному каналі відносно фазового центру поля антени;

$\theta$  – координати кутів;

$c$  – швидкість розповсюдження електромагнітних хвиль;

$\Delta r_i(\theta_s)$  – різниця відстаней, що проходять електромагнітні хвилі від джерела до кожної антени;

$n_i(t)$  – внутрішні шуми в приймальних трактах;

$0,5N_0$  – спектральну щільність потужності внутрішніх шумів;

$R_{n_i}(t_1 - t_2)$  – кореляційна функція внутрішніх шумів;

$\bar{u}(t)$  – вектор рівнянь спостереження;

$\text{Re}\{\}$  – оператор дійсної частини комплексного сигналу;

$P[\bar{u}(t) | \lambda]$  – умовний функціонал щільності ймовірності випадкового процесу  $\bar{u}(t)$ ;

$\lambda$  – параметр, що підлягає оцінюванню;

$\lambda_{true}$  – істинне значення параметра  $\lambda$ ;

$k$  – коефіцієнт в  $P[\bar{u}(t) | \lambda]$ , що не залежить від параметрів, що підлягають оцінюванню;

$T$  – час спостереження;

$\theta_s$  – кутове положення джерела випромінювання корисного сигналу;

$\theta_b$  – рівносигнальний напрямок;

$\theta_\delta$  – кут на який рознесені діаграми амплітудного пеленгатора;

$k_{\theta_i}$  – крутизна нормованих діаграм спрямованості  $i$ -ї антени;

$\dot{h}(t)$  – оптимальний фільтр;

$Y(\theta_s)$  – оптимальний вихідний ефект радіопеленгатора;

$\Psi(\cdot)$  – пеленгаційна характеристика радіопеленгатора;

$E_s$  – енергія сигналу, що випромінює джерело;

$d$  – відстань між антенами фазового пеленгатора

$a_i$  – амплітудний множник в моделі діаграми спрямованості;

$\Delta\theta$  – ширина діаграми спрямованості;

$\sigma_\lambda^2$  – гранична дисперсія оцінки  $\lambda$ ;

$\mu_0$  – співвідношення сигнал-завада.

## ВСТУП

Радіопеленгатори є важливою складовою майже всіх сучасних систем і комплексів радіолокації [1], радіомоніторингу [2], радіонавігації [3], радіонаведення [4] і більшості випадків визначають їх технічні характеристики. Діапазон робочих частот, точність пеленгації, габаритні розміри і діапазон кутів однозначних вимірювань є основними характеристиками пеленгаторів [5, 6]. Особливо високі вимоги до цих характеристик та систем в цілому висувають, коли пеленгатор встановлюється на борт БПЛА. Сучасні тенденції [7–9] збільшення галузей застосування безпілотних літальних апаратів, безекіпажних морських суден та наземних транспортних засобів вимагають підвищення якості роботи бортових систем визначення кутового положення джерел радіовипромінювання. При цьому найбільш актуальними є питання вирішення основного протиріччя в роботі радіопеленгатора між високою точністю пеленгації та широким кутом однозначних вимірювань.

**Об'єктом дослідження** є процес вимірювання кутового положення джерел радіовипромінювання багатоантенними радіосистемами.

**Предмет дослідження** – оптимальні методи та алгоритми обробки сигналів амплітудних та фазових радіопеленгаторах.

**Мета дослідження** полягає в одночасному підвищенні точності пеленгації та розширенні кутів однозначних вимірювань за рахунок статистичного синтезу методів обробки функціонально-детермінованих сигналів в багатоканальних радіопеленгаторах.

## 1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

З актуальності задачі впливає проблема статистичного синтезу та аналізу методів високоточного та однозначного визначення кутових положень джерел випромінювання функціонально-детермінованих сигналів в багатоантенних радіопеленгаторах.

Для вирішення проблеми необхідно вирішити часткові завдання:

1) визначення моделей прийнятих радіопеленгатором сигналів, шумів та їх статистичних характеристик,

2) розвиток теоретичних основ статистичної оптимізації методів вимірювання кутових положень дже-

рел радіовипромінювання в багатоантенних радіопеленгаторах,

3) вирішення часткових задач оптимізації структур радіопеленгаторів з різною конфігурацією,

4) аналіз точності та діапазону кутів однозначних вимірювань в отриманих методах.

Нехай багатоантенний радіопеленгатор приймає сигнали, що описуються загальною функціонально-детермінованою моделлю

$$\begin{aligned} \dot{s}_i(t, \theta_s) &= \\ &= K_{0i} \int_{\Theta} \dot{G}_i(\theta - \theta_{0i}) \delta(\theta - \theta_s) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t} e^{j\psi_i(\theta_s)} d\theta, \quad (1) \\ \psi_i(\theta_s) &= 2\pi f_0 \Delta r_i(\theta_s) c^{-1}, \quad \Delta r_i(\theta_s) = x_i \cos \theta_s + y_i \sin \theta_s, \\ &e^{-j2\pi f_0 t} - \text{гармонійне коливання у комплексній формі з несучою частотою } f_0, \quad i = \overline{1, N}. \end{aligned}$$

Геометрія, що лягла в основу моделі (1), показана на рис. 1.

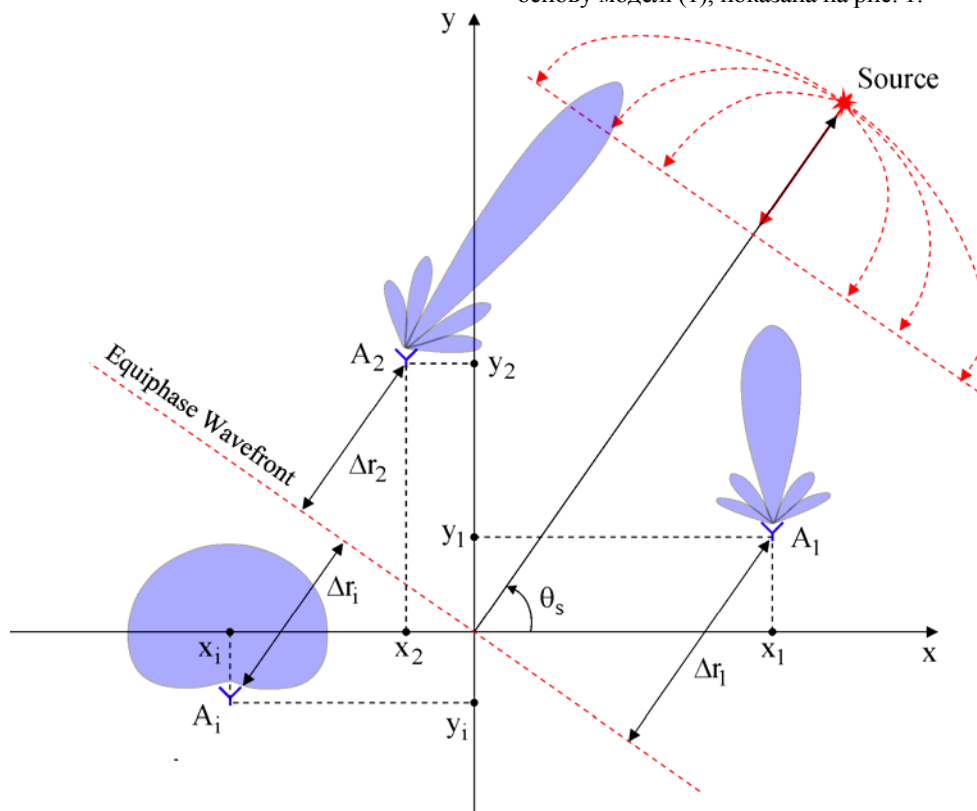


Рисунок 1 – Загальна геометрія вимірювання кутового положення джерела радіовипромінювання Source в багатоантенному пеленгаторі (Equiphase Wavefront рівнофазний хвильовий фронт)

Також визначимо обмеження, що накладаються на апіорні відомості про вплив шумів на прийняті сигнали. Внутрішні шуми в приймальних трактах  $n_i(t)$  будемо вважати білими гаусівськими шумами, що взаємно не корельовані, проте мають однакову спектральну щільність потужності  $0,5N_0$ . Кореляційна функція внутрішніх шумів має вигляд

$$R_{n_i}(t_1 - t_2) = 0,5N_0 \delta(t_1 - t_2). \quad (2)$$

Модель зв'язку між сигналами та шумами визначимо у вигляді їх адитивної суми

$$\vec{u}(t) = \text{Re} \{ \vec{s}(t, \theta_s) \} + \vec{n}(t), \quad (3)$$

$$\vec{u}(t) = \|u_1(t), u_2(t), \dots, u_N(t)\|, \quad (4)$$

$$\vec{s}(t, \theta_s) = \| \dot{s}_1(t, \theta_s), \dot{s}_2(t, \theta_s), \dots, \dot{s}_N(t, \theta_s) \|, \quad (5)$$

$$\vec{n}(t) = \|n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)\|. \quad (6)$$

В таких припущення задача вимірювання кутового положення  $\theta_s$  джерела радіовипромінювання полягає в необхідності синтезувати оптимальний, найкращий у межах певного критерію, метод обробки прийнятих корисних сигналів на фоні внутрішніх шумів.

## 2 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

Існує декілька базових принципів радіопеленгації, що ґрунтуються на вимірюванні параметрів та статистичних характеристик прийнятих сигналів. Основні типи пеленгаторів – амплітудні, фазові, кореляційні.

В амплітудних пеленгаторах [10] бувають наступні варіанти реалізації вимірювань: обергання однієї високоспрямованої антени, перемикання між декількома високоспрямованими антенами, електронна комутація низькоспрямованих антен в круговій антенній решітці

створюючи ефект обернення вузького променя по колу, проведення вимірювань парою антен Адкока. Останні розробки методів та систем показують підвищення точності амплітудної пеленгації джерел радіовимірювань, проте були розроблені без обмежень на габаритні розміри носія радіопеленгатору.

Фазові пеленгатори [11] реалізуються за наступними принципами: безпосереднє вимірювання різниці фаз у приймачах з антенами, що розміщені на відстанях менших за половину довжини хвилі, інфреметричне вимірювання різниці фаз в декількох просторово-розсосереджених приймачах, вимірювання фази прийнятих коливань з фазовою модуляцією, що створена ефектом Доплера при круговому обертанні (чи створені ефекту такого обертання) приймальної антени. Аналіз наукових розробок та ринку продукції таких пеленгаторів показує значне підвищення тості пеленгації, удосконалення цифрових методів обробки сигналів та зменшення їх габаритних розмірів. В той самий час вимірювання фази у будь-яких радіосистемах дозволяє вирішувати задачі в дуже вузькому діапазоні значень або з неоднозначністю з подальшим її усуненням вторинною обробкою. Дане протиріччя так і не вирішено в сучасній літературі.

Кореляційні пеленгатори [12] об'єднують переваги амплітудних та фазових пеленгаторів, визначаючи напрямок на джерело радіовипромінювання методами статистичної обробки комплексних амплітуд прийнятих сигналів. За наявності достатньої бази антенної решітки в таких пристроях можливе роздільне пеленгування сигналу і завади в суміщеному каналі та виділення сигналу на тлі когерентних завад. У них застосовуються так звані алгоритми множинної класифікації сигналу (MUSIC), багаторівневі методи оцінки максимальної правдоподібності (MLE), а також алгоритми надроздільної здатності (SR-DF). Кореляційні пеленгатори мають найкращі характеристики, проте потребують значних апіорних відомостей. Для прикладу реалізувати повний потенціал методу MUSIC можливо лише при обробці функціонально-детермінованих сигналів, коли відома частота випромінювання і кількість джерел радіовипромінювання. Також кореляційні методи складні за реалізацією та мають високу ціну виробництва через необхідність обробляти комплексні амплітуди когерентно.

### 3 МАТЕРІАЛИ ТА МЕТОДИ

Для розв'язання поставленої задачі синтезу методу обробки сигналів в багатоканальних радіопеленгаторах будемо використовувати статистичну теорію оптимізації радіотехнічних систем дистанційного зондування та радіолокації, що розвинута в роботах професора Валерія Волосяка [13, 14]. Згідно цієї теорії для вирішення зазначеної проблеми доцільно використовувати метод максимуму функції правдоподібності. Сутність цього методу полягає в пошуку параметру  $\lambda$ , що максимізує функціонал правдоподібності

$P[\bar{u}(t)|\lambda]$  – умовний функціонал щільності ймовірності випадкового процесу  $\bar{u}(t)$  при фіксованому значенні параметра  $\lambda$ . Замість функціоналу  $P[\bar{u}(t)|\lambda]$  частіше максимізують його логарифм, так як функція логарифму є монотонною і не змінює точку максимуму  $P[\bar{u}(t)|\lambda]$ . Для знаходження оптимальних оцінок параметра  $\lambda$  необхідно розв'язати систему рівнянь

$$\left. \frac{d \ln P[\bar{u}(t)|\lambda]}{d\lambda} \right|_{\lambda=\lambda_{true}} = 0, \quad (7)$$

де  $d/d\lambda$  – оператор похідної, яка береться в точці істинного значення  $\lambda_{true}$  параметра  $\lambda$ .

Одним із найважливіших етапів розв'язання оптимізаційної задачі є визначення  $P[\bar{u}(t)|\lambda]$ . В [15] наведена методика конструювання функціоналів правдоподібності для широкого кола задач радіолокації та дистанційного зондування. В цьому дослідженні будемо використовувати функціонал правдоподібності наступного вигляду:

$$P[\bar{u}(t)|\lambda = \theta_s] = \kappa \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^N \int_T [u_i(t) - \text{Re}\{\dot{s}_i(t, \theta_s)\}]^2 dt \right\}. \quad (8)$$

Параметр  $\lambda = \theta_s$  є постійною величиною.

Підставляючи (8) в (7), отримаємо систему рівнянь правдоподібності

$$\frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^N \int_T [u_i(t) - \text{Re}\{\dot{s}_i(t, \theta_s)\}] \text{Re}\left\{ \frac{d\dot{s}_i(t, \theta_s)}{d\theta_s} \right\} dt = 0 \quad (9)$$

або

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^N \int_T u_i(t) \text{Re}\left\{ \frac{d\dot{s}_i(t, \theta_s)}{d\theta_s} \right\} dt = \\ & = \sum_{i=1}^N \int_T \text{Re}\{\dot{s}_i(t, \theta_s)\} \text{Re}\left\{ \frac{d\dot{s}_i(t, \theta_s)}{d\theta_s} \right\} dt. \end{aligned} \quad (10)$$

Ліва частина (10) визначає основні оптимальні операції, що необхідно виконати над прийнятими коливаннями  $u_i(t)$  в кожному каналі. Ліву частину необхідно порівняти з правою частиною. Права частина – це пеленгаційна характеристика багатоканального радіопеленгатору, що показує реакцію вимірювача на зміну кутового положення джерела випромінювання  $\theta_s$ . На першому етапі визначають аналітичний вигляд пеленгаційної характеристики на основі заданих параметрів сигналів, що випромінює джерело, з урахування просторових характеристик антен, геометрії їх розміщення, часу спостереження та параметрів вхід-

них трактів. В подальшому отриману пеленгаційну характеристику необхідно практично підтвердити експериментом і в реалізованому пристрої підставляти результати вимірювань. Відмінність від теорії обумовлена багатьма аспектами функціонування кожного окремого елемента приймача, відхиленням його параметрів від номінальних, впливом флікер-шуму, різними показниками узгодженості НВЧ елементів тощо.

Конкретизуючи корисні сигнали в рівнянні спостереження, на основі виразу (10) можливо отримати вирішення часткових оптимізаційних задач синтезу алгоритмів в різних типах радіопеленгаторів.

Для синтезу методу радіопеленгації, що подолав би протиріччя між високою точністю визначення кута та широким діапазоном однозначних вимірювань доцільно спочатку вирішити часткову задачу оптимізації структури двоканального амплітудного пеленгатора і показати його недоліки. Для усунення недоліків пропонується синтезувати чотирьохантений амплітудний пеленгатор. Також приймаючи до уваги, що найвищу точність мають фазові пеленгатори, важливо розробити алгоритм комплексування вимірювань в амплітудних і фазових пеленгаторах. Далі будуть вирішені ці часткові завдання.

Синтезуємо метод обробки сигналів в двоантенному амплітудному пеленгаторі. Будемо вважати, що сигнали від джерела випромінювання приймаються двома антенами, що мають ідентичні, але рознесені у просторі на кут  $\theta_\delta$  діаграми спрямованості,  $\dot{G}_1(\theta) = \dot{G}_2(\theta)$ . Напрямок з якого в обох приймальних каналах будуть спостерігатися рівні значення сигналів називається рівносигнальним і позначено  $\theta_b$ . Типова геометрія опису вимірювань кута  $\theta_s$  в двоантенному пеленгаторі показана на рис. 2. При визначенні кута орієнтації максимуму діаграм спрямованості антен в (1) прийнято до уваги, що  $\theta_{01} = (\theta_b + 0,5\theta_\delta)$ ,  $\theta_{02} = (\theta_b - 0,5\theta_\delta)$ .

Моделі корисних сигналів для зазначених умов вимірювання в двоантенному пеленгаторі набувають вигляд:

$$\begin{aligned} \dot{s}_1(t, \theta_s) = \\ = \int_{\Theta} \dot{G}(\theta - \theta_b - 0,5\theta_\delta) \delta(\theta - \theta_s) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t} d\theta, \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \dot{s}_2(t, \theta_s) = \\ = \int_{\Theta} \dot{G}(\theta - \theta_b + 0,5\theta_\delta) \delta(\theta - \theta_s) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t} d\theta. \end{aligned} \quad (12)$$

В наведених моделях (11), (12) відсутня інформація про фазовий зсув  $\psi_i(\theta_s)$ , тому що передбачається що обробка ведеться в кожному каналі некогерентно.

Рівносигнальний напрямок  $\theta_b$  в двоантенних пеленгаторах зазвичай обирається на лінійних ділянках першої та другої діаграм і всі вимірювання також виконуються на лінійних ділянках. Розглянемо для прикладу діаграми спрямованості двох антен в полярній системі координат у вигляді двох дійсних гаусівських функцій, © Жила С. С., Церне Е. О., Попов А. В., Руженцев М. В., Волков Є. Г., Шевчук С. Д., Грибський О. П., Колесніков Д. В., Инкарбаєва О. С., Черепнін Г. С., 2024 DOI 10.15588/1607-3274-2024-4-3

рис. 3. У межах лінійних ділянок  $G_1(\theta)$  і  $G_2(\theta)$  можуть бути розкладені в ряд Тейлора в околиці напрямку  $\theta_b$  і обмежені лінійним наближенням

$$\begin{aligned} G(\theta - \theta_b - 0,5\theta_\delta) &= G(\theta_b)(1 + k_{\theta_1}(\theta - \theta_b)), \\ G(\theta - \theta_b + 0,5\theta_\delta) &= G(\theta_b)(1 + k_{\theta_2}(\theta - \theta_b)), \end{aligned} \quad (13)$$

де

$$\begin{aligned} k_{\theta_1} &= \left. \frac{dG(\theta - \theta_b - 0,5\theta_\delta)}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_b}, \\ k_{\theta_2} &= \left. \frac{dG(\theta - \theta_b + 0,5\theta_\delta)}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_b}. \end{aligned} \quad (14)$$

Для однакових і симетричних відносно  $\theta_b$  діаграм  $k_{\theta_2} = -k_{\theta_1}$ . В подальшому будемо використовувати лише  $k_\theta$  з різними знаками.

Приймаючи до уваги (13) рівняння спостереження приймуть вигляд

$$\begin{aligned} u_1(t) &= \text{Re} \left\{ G(\theta_b) \int_{\Theta} (1 - k_\theta(\theta - \theta_b)) \times \right. \\ &\times \delta(\theta - \theta_s) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t} d\theta \left. \right\} + n_1(t), \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} u_2(t) &= \text{Re} \left\{ G(\theta_b) \int_{\Theta} (1 + k_\theta(\theta - \theta_b)) \times \right. \\ &\times \delta(\theta - \theta_s) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t} d\theta \left. \right\} + n_2(t). \end{aligned} \quad (16)$$

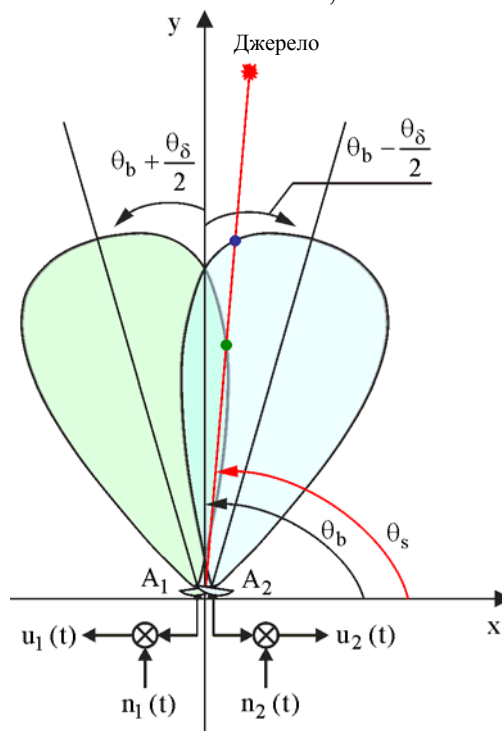


Рисунок 2 – Геометрія вимірювань в двоантенному пеленгаторі

Підставляючи (11), (12), (15), (16) в (10) отримуємо нерівність

$$\begin{aligned} \int_T u_1(t) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t} dt - \int_T u_2(t) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t} dt = \\ = \frac{1}{2} \int_T \dot{s}_1(t, \theta_s) \dot{A}^*(t) e^{j2\pi f_0 t} dt - \\ - \frac{1}{2} \int_T \dot{s}_2(t, \theta_s) \dot{A}^*(t) e^{j2\pi f_0 t} dt. \end{aligned} \quad (17)$$

Вводячи коефіцієнт передачі оптимального фільтру  $\dot{h}(t) = \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t}$  отримуємо в лівій частині нерівності (17) оптимальний вихідний ефект радіопеленгатора

$$Y(\theta_s) = \int_T u_2(t) \dot{h}(t) dt - \int_T u_1(t) \dot{h}(t) dt. \quad (18)$$

Права частина (17) є пеленгаційною характеристикою, що набуває вигляду лінійної функції після підстановки (11) і (12)

$$\Psi(\theta_s) = \chi(\theta_s - \theta_b), \quad (19)$$

де  $\chi = k_\theta \int_T |\dot{A}(t)|^2 dt$ .

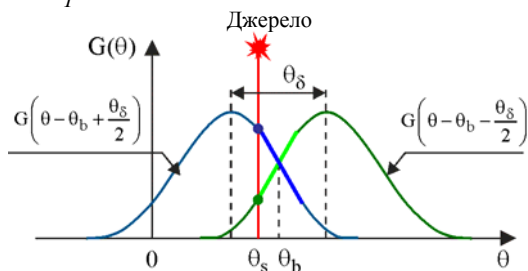


Рисунок 3 – Діаграми спрямованості в двоантенному пеленгаторі

Для введеного у даній частковій задачі спрощення щодо розрахунків у межах лінійної ділянки діаграм спрямованості можливо отримати алгоритм вимірювання  $\theta_s$ , підставивши (19) і (18) в (17)

$$\theta_s = \frac{Y(\theta_s)}{\chi} + \theta_b. \quad (20)$$

Основними математичними операціями обробки сигналів в двоантенному амплітудному радіопеленгаторі є узгоджена фільтрація в фільтрі  $\dot{h}(t)$  та операція віднімання результатів фільтрації в різних каналах. Коефіцієнт  $\chi$  попереднього практичного вимірювання для реалізації алгоритму (19).

Діапазон однозначних вимірювань в отриманому алгоритмі визначається розміром лінійної ділянки, а точність пропорційна крутизні  $k_\theta$ . Зі збільшенням крутизни отримуємо вищу точність пеленгації, але

© Жила С. С., Церне Е. О., Попов А. В., Руженцев М. В., Волков Є. Г., Шевчук С. Д., Грибський О. П., Колесніков Д. В., Инкарбаєва О. С., Черепнін Г. С., 2024  
DOI 10.15588/1607-3274-2024-4-3

при цьому звужується діапазон кутів однозначного вимірювання положення джерела радіовипромінювання.

Синтезуємо метод обробки сигналів в чотирьохантенному амплітудному пеленгаторі. Для подолання протиріччя між точністю та однозначністю вимірювань у широкому діапазоні кутів пропонується використовувати дві пари антен. Перша пара антен має широкі діаграми спрямованості, а друга пара – вузькі. Таким чином при комплексування вимірювань можливе об'єднання переваг двох радіопеленгаторів.

Геометрія проведення вимірювань чотирьохантенним радіопеленгатором показана на рис. 4.

Рівняння спостереження за геометрією на рис. 4 має вигляд

$$\begin{aligned} u_1(t) = & \operatorname{Re} \left\{ \int_{\Theta} G_1(\theta - \theta_b - \frac{\theta_{\delta 1}}{2}) \delta(\theta - \theta_s) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t} d\theta \right\} + n_1(t), \\ u_2(t) = & \operatorname{Re} \left\{ \int_{\Theta} G_1(\theta - \theta_b + \frac{\theta_{\delta 1}}{2}) \delta(\theta - \theta_s) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t} d\theta \right\} + n_2(t), \\ u_3(t) = & \operatorname{Re} \left\{ \int_{\Theta} G_2(\theta - \theta_b - \frac{\theta_{\delta 2}}{2}) \delta(\theta - \theta_s) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t} d\theta \right\} + n_3(t), \\ u_4(t) = & \operatorname{Re} \left\{ \int_{\Theta} G_2(\theta - \theta_b + \frac{\theta_{\delta 2}}{2}) \delta(\theta - \theta_s) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t} d\theta \right\} + n_4(t). \end{aligned} \quad (21)$$

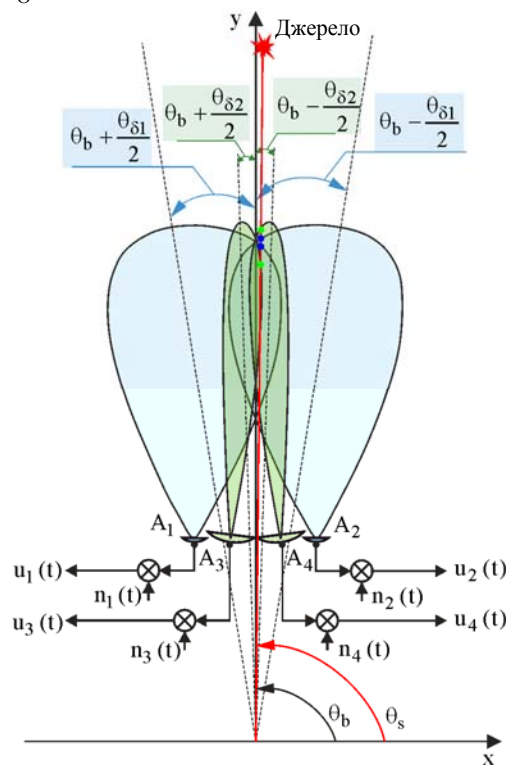


Рисунок 4 – Геометрія вимірювань в чотирьохантенному пеленгаторі

Підставляючи рівняння спостереження (20) і корисні сигнали, що в нього входять, в (9), отримуємо рівняння правдоподібності

$$\begin{aligned} & \left. \frac{dG_1(\theta - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} \int_T u_1(t) \dot{h}(t) dt + \\ & + \left. \frac{dG_1(\theta - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} \int_T u_2(t) \dot{h}(t) dt + \\ & + \left. \frac{dG_2(\theta - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} \int_T u_3(t) \dot{h}(t) dt + \\ & + \left. \frac{dG_2(\theta - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} \int_T u_4(t) \dot{h}(t) dt = \\ & = \frac{1}{2} E_s \Psi(\theta_s, \theta_b, \theta_{\delta 1}, \theta_{\delta 2}), \end{aligned} \quad (22)$$

$$\text{де } E_s = \int_T |\dot{A}(t)|^2 dt,$$

$$\begin{aligned} & \Psi(\theta_s, \theta_b, \theta_{\delta 1}, \theta_{\delta 2}) = \\ & = \left. \frac{dG_1(\theta - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} G_1(\theta_s - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 1}) + \\ & + \left. \frac{dG_1(\theta - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} G_1(\theta_s - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 1}) + \quad (23) \\ & + \left. \frac{dG_2(\theta - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} G_2(\theta_s - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 2}) + \\ & + \left. \frac{dG_2(\theta - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} G_2(\theta_s - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 2}) \end{aligned}$$

– пеленгаційна характеристика чотирьохантенної радіолокаційної системи вимірювання кутового положення джерел радіовипромінювання.

Отриманий алгоритм доволі складний з технічної точки зору та практичних особливостей його реалізації, але основні математичні операції зрозумілі.

На відміну від пеленгаційної характеристики у двоантенному пеленгаторі (18), що має вигляд лінійної функції, в цих розрахунках ми вирішили більш загальну задачу аналізу роботи пеленгатору. По-перше, в отриманій формулі для  $\Psi(\cdot)$  описує будь-який вигляд діаграми спрямованості, що може відрізнятися для пар антен. По-друге, ми не обмежувались лише лінійною ділянкою роботи радіопеленгатору і отримали загальні множники  $\frac{dG_i(\cdot)}{d\theta}$  швидкості зміни функцій  $G_i(\cdot)$  в кожному каналі. Це дозволить проаналізувати весь можливий діапазон кутів огляду антенами і обрати найбільш широкий з однозначними вимірюваннями.

Ліва частина (21) є звичайним ваговим додаванням результату вимірювання і не показує в явному вигляді відомі алгоритмічні операції. В той самий час  $\frac{dG_i(\cdot)}{d\theta}$  вагові коефіцієнти матимуть різний знак поблизу рівно сигнального напрямку і призведуть до відомих алгоритмів віднімання результатів вимірювань в різних каналах.

Більш детальний аналіз отриманих виразів для випадку функціонального опису діаграм спрямованості буде наведено далі при імітаційному моделюванні пеленгаційних характеристик.

Отримані алгоритми об'єднують переваги двоантенних пеленгаторів з вузькими та широкими діаграмами, дозволяють подолати протиріччя між точністю та діапазоном кутів однозначних вимірювань. В той самий час представляє інтерес отримати алгоритм з найвищою точністю пеленгації без втрати сигналу у широкому діапазоні кутів.

Синтезуємо метод обробки сигналів в шестиантенному амплітудному пеленгаторі. Для досягнення найвищої точності вимірювання кутів пропонується додати до чотирьохантенного пеленгатору два канали вимірювання різниці фаз сигналів. В такій схемі вимірювання антени фазового пеленгатору можуть бути неспрямовані, проте в прийнятих сигналах необхідно врахувати зсув фаз відносно фазового центру. Геометрія вимірювань показана на рис. 5.

Шуми в кожному каналі також вважаємо гаусівськими білими випадковими процесами, що некорельовані за часом та між каналами

$$\begin{aligned} & R_{n_1}(t_1 - t_2) = R_{n_2}(t_1 - t_2) = R_{n_3}(t_1 - t_2) = \\ & = R_{n_4}(t_1 - t_2) = R_{n_5}(t_1 - t_2) = R_{n_6}(t_1 - t_2) = \\ & R_{n_1}(t_1 - t_2) = R_{n_2}(t_1 - t_2) = R_{n_3}(t_1 - t_2) = \\ & = R_{n_4}(t_1 - t_2) = R_{n_5}(t_1 - t_2) = R_{n_6}(t_1 - t_2) = \quad (24) \\ & = 0,5N_0\delta(t_1 - t_2). \end{aligned}$$

Корисні сигнали мають наступні моделі:

$$\begin{aligned} & \dot{s}_1(t, \theta_s) = \\ & = K_{01} \int_{\Theta} G_1(\theta - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 1}) \delta(\theta - \theta_s) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t} d\theta, \\ & \dot{s}_2(t, \theta_s) = \\ & = K_{02} \int_{\Theta} G_1(\theta - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 1}) \delta(\theta - \theta_s) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t} d\theta, \\ & \dot{s}_3(t, \theta_s) = \\ & = K_{03} \int_{\Theta} G_2(\theta - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 2}) \delta(\theta - \theta_s) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t} d\theta, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{s}_4(t, \theta_s) &= \\ &= K_{04} \int_{\Theta} G_2(\theta - \theta_b + 0, 5\theta_{\delta 2}) \delta(\theta - \theta_s) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t} d\theta, \\ \dot{s}_5(t, \theta_s) &= K_{05} G_3(\theta_b) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 \left( t - \frac{1}{2} \frac{d \cos(\theta_s - \theta_b)}{c} \right)}, \\ \dot{s}_6(t, \theta_s) &= K_{06} G_3(\theta_b) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 \left( t + \frac{1}{2} \frac{d \cos(\theta_s - \theta_b)}{c} \right)}. \end{aligned} \quad (25)$$

Підставляючи рівняння спостереження, що складаються з адитивної суми корисних сигналів та дельта-корельованих шумів, в нерівність (10), отримуємо

$$\begin{aligned} & \left. \frac{dG_1(\theta - \theta_b - 0, 5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} K_{01} \int_T u_1(t) \dot{h}(t) dt + \\ & + \left. \frac{dG_1(\theta - \theta_b + 0, 5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} K_{02} \int_T u_2(t) \dot{h}(t) dt + \\ & + \left. \frac{dG_2(\theta - \theta_b - 0, 5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} K_{03} \int_T u_3(t) \dot{h}(t) dt + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & + \left. \frac{dG_2(\theta - \theta_b + 0, 5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} K_{04} \int_T u_4(t) \dot{h}(t) dt - \\ & - G_3(\theta_b) \sin(\theta_s - \theta_b) \times \\ & \times \left( \cos \left( \pi f_0 \frac{d \cos(\theta_s - \theta_b)}{c} \right) + j \sin \left( \pi f_0 \frac{d \cos(\theta_s - \theta_b)}{c} \right) \right) \times \\ & \times \left( j \pi f_0 d c^{-1} \right) K_{05} \int_T u_5(t) \dot{h}(t) dt + \\ & + G_3(\theta_b) \sin(\theta_s - \theta_b) \times \\ & \times \left( \cos \left( \pi f_0 \frac{1}{2} \frac{d \cos \theta_s}{c} (\theta_s - \theta_b) \right) - j \sin \left( \pi f_0 \frac{d \cos(\theta_s - \theta_b)}{c} \right) \right) \times \\ & \times \left( j \pi f_0 d c^{-1} \right) K_{06} \int_T u_6(t) \dot{h}(t) dt = \\ & = K_{01} \left. \frac{dG_1(\theta - \theta_b - 0, 5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} G_1(\theta_s - \theta_b + 0, 5\theta_{\delta 1}) \frac{1}{2} E_s + \\ & + K_{02} \left. \frac{dG_1(\theta - \theta_b + 0, 5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} G_1(\theta_s - \theta_b - 0, 5\theta_{\delta 1}) \frac{1}{2} E_s + \\ & + K_{03} \left. \frac{dG_2(\theta - \theta_b - 0, 5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} G_2(\theta_s - \theta_b + 0, 5\theta_{\delta 2}) \frac{1}{2} E_s + \\ & + K_{04} \left. \frac{dG_2(\theta - \theta_b + 0, 5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} G_2(\theta_s - \theta_b - 0, 5\theta_{\delta 2}) \frac{1}{2} E_s + \\ & + (K_{06} - K_{05}) G_3^2(\theta_b) \sin(\theta_s - \theta_b) \left( \pi f_0 \frac{d}{c} \right) \frac{1}{2} E_s. \end{aligned} \quad (26)$$

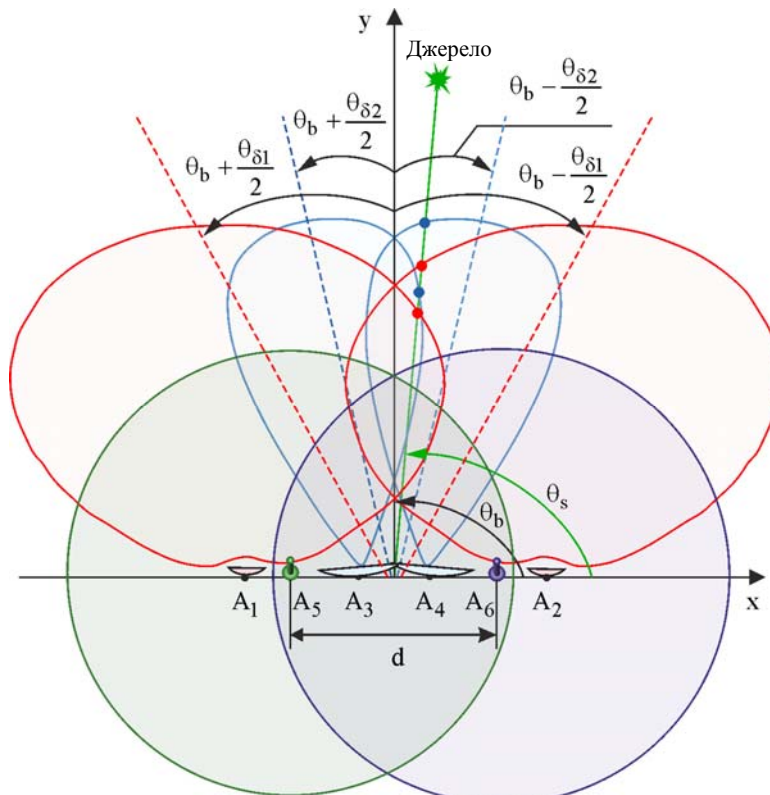


Рисунок 5 – Геометрія вимірювань в шестиантенному пеленгаторі



Як і раніше, ліва частина (26) показує оптимальні операції, що необхідно виконати на прийнятими сигналами  $\vec{u}(t)$  в кожному приймальному каналі пеленгатора. Перші чотири рівняння повторюють операції, що необхідно виконати в чотирьохантенному пеленгаторі. П'ятий і шостий доданок дозволяють отримати оцінку кутового положення джерела радіовипромінювання з точністю реалізації фазових вимірювань. Основні операції наступні: 1) рівняння  $u_5(t)$   $u_6(t)$  необхідно пропустити через фільтр, параметри якого узгоджені з комплексною обвідною і частотою сигналу випромінювача, 2) результат детектування на низькій частоті множаться нормуючі на коефіцієнти  $G_3(\theta_b)(j\pi f_0 d c^{-1})K_{06}$ , 3) нормовані амплітуди необхідно обробити в квадратурному детекторі, що налаштований на вимірювання зсуву фази що виникає через відхилення джерела випромінювання від рівносигнальної зони. Результати обробки перераховуються в кути за допомогою пеленгаційної кривої, що розраховується в правій частині (26). При заданих параметрах розміщення та орієнтації антен в пеленгаторі права частина (26) є функцією кута  $\theta_s$ . Аналітично дати оцінку отриманим виразами або провести їх аналіз без конкретизації форм діаграм спрямованості неможливо. Доцільно виконати імітаційне моделювання пеленгаційних характеристик та розрахунок граничних похибок вимірювання.

#### 4 ЕКСПЕРИМЕНТИ

Спочатку проаналізуємо вже отриманий результат – праві частини рівнянь правдоподібності (16), (21) і (24), що представляють собою пеленгаційні характеристики різних типів багатоантенних радіопеленгаторів. Отримане рівняння (18) є лише лінійна частина такої характеристики, що не залежить від виду діаграм спрямованості і їх орієнтації у просторі. Для наочного порівняння всіх отриманих методів пеленгаційну характеристику двоантенного пеленгатора отримаємо з аналізу пеленгаційної характеристики чотирьохантенного пеленгатора. Імітаційне моделювання буде виконане за наступними виразами:

1) для двоантенного амплітудного пеленгатора

$$\Psi(\theta_s) = \frac{dG_1(\theta - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} G_1(\theta_s - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 1}) + \frac{dG_1(\theta - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} G_1(\theta_s - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 1}),$$

2) для чотирьохантенного амплітудного пеленгатора

$$\Psi(\theta_s) = \frac{dG_1(\theta - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} G_1(\theta_s - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 1}) + \frac{dG_1(\theta - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} G_1(\theta_s - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 1}) + \frac{dG_2(\theta - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} G_2(\theta_s - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 2}) + \frac{dG_2(\theta - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} G_2(\theta_s - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 2}),$$

3) для шестиантенного амплітудно-фазового пеленгатора

$$\Psi(\theta_s) = K_{01} \frac{dG_1(\theta - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} G_1(\theta_s - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 1}) + K_{02} \frac{dG_1(\theta - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} G_1(\theta_s - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 1}) + K_{03} \frac{dG_2(\theta - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} G_2(\theta_s - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 2}) + K_{04} \frac{dG_2(\theta - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} G_2(\theta_s - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 2}) + (K_{06} - K_{05})G_3^2(\theta_b) \sin(\theta_s - \theta_b) \left( \pi f_0 \frac{d}{c} \right).$$

Всі змінні в наведених виразах, окрім  $\theta_s$ , будуть константами. У якості функцій, що описують діаграми спрямованості  $G_i(\cdot)$  розглянемо наступні:

1) функція Гауса

$$G_i(\theta) = a_i e^{-\frac{(\theta - \theta_{0i})^2}{2\Delta\theta^2}}, \quad (27)$$

2) Sinc-функція

$$G_i(\theta) = a_i \text{sinc} \left( \frac{\theta - \theta_{0i}}{\Delta\theta} \right). \quad (28)$$

Нормовані до одиниці криві пеленгації джерел радіовипромінювання при використанні функції (27) з параметрами  $\theta_b = 90^\circ$ ,  $\Delta\theta_1 = 30^\circ$ ,  $\Delta\theta_2 = 5^\circ$ ,  $K_{01} = K_{02} = K_{03} = K_{04} = (K_{06} - K_{05}) = 1$ ,  $a_1 = 6$ ,  $a_2 = 1$ ,  $\theta_{\delta 1} = 60^\circ$ ,  $\theta_{\delta 2} = 10^\circ$ ,  $G_3(\theta_b) = 1$ ,  $f_0 = 1 \text{ GHz}$ ,  $d = 0,1 \text{ m}$  показані на рис. 6а.

Пеленгаційні характеристики для вже наведених параметрів при використанні антен з діаграмами (28) показані на рис. 6б.

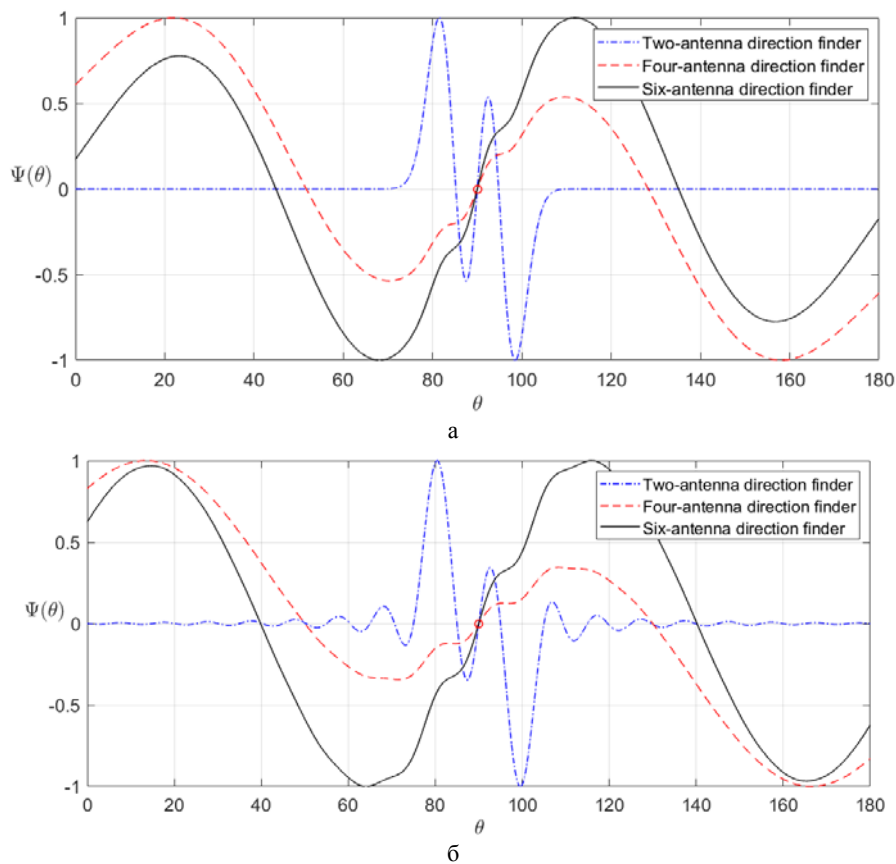


Рисунок 6 – Нормовані до одиниці пеленгаційні криві (блакитний – двоантенний, червоний – чотирьохантенний, чорний – шести антенний пеленгатор): а – діаграми спрямованості у вигляді функцій Гауса, б – діаграми спрямованості у вигляді Sinc-функцій

З аналізу отриманих графіків слідує, що в двоантенному пеленгаторі дійсно існує протиріччя між діапазоном кутів однозначних вимірювань, що відповідають лінійній ділянці пеленгаційної характеристики, та реакцією приймача на зміну кута (точністю).

В чотирьох антенному пеленгаторі протиріччя вдалося подолати. З графіків випливає, що пеленгаційна характеристика має збільшений у 4 рази діапазон однозначних вимірювань, проте має дві ділянки з різною крутизою.

Центральна частина пеленгаційної характеристики має більшу крутизну і дозволяє в межах лінійної ділянки вузьких антен вирішувати задачу з високою точністю. За межами цієї ділянки крутизна менша, але при цьому зрив спостереження або неоднозначність вимірювань не спостерігається.

Роботу шестиантенного пеленгатора краще пояснити на прикладі його включення в систему автоматичного супроводження за кутовими координатами. Така система починає працювати після вирішення задачі пошуку кутового положення джерела радіовипромінювання. Тобто на початковому етапі ціль вже знаходиться у межах робочого діапазону кутів радіопеленгатора. Наприклад кутове положення цілі дорівнює  $110^\circ$ , тоді на виході пеленгатора буде позитивне значення напруги, що в подальшому приведе в дію антено-поворотний механізм

для суміщення кутів  $\theta_b$  і  $\theta_s$ . З кожним новим вимірюванням напруга буде спадати до моменту поки кути не будуть дорівнювати і на виході матимемо значення напруги 0. Суцільна чорна крива на рис. 6 від значення кута  $110^\circ$  до  $90^\circ$  має ділянки з різною крутизою. Найвища крутизна навколо рівносигнального напрямку дасть найвищу точність вимірювань, інші ділянки матимуть меншу точність. В той самий час від  $110^\circ$  до  $90^\circ$  маємо спадну криву без множинних максимумів, на відміну від пеленгаційної кривої двоантенного пеленгатора. Цей факт показує, що з кожним новим циклом вимірювань система автоматичного супроводження за кутовими координатами прийде до істинного напрямку на  $\theta_s$ . Перевага шестиантенного над чотирьохантенним проявляється саме на кінцевому етапі слідкування за  $\theta_s$ . При цьому двоантенний має найвищу крутизну, але у дуже малому діапазоні кутів. Можна стверджувати, що шестиантенний пеленгатор має компромісні характеристики між точністю та діапазоном кутів однозначних вимірювань і дозволяє подолати існуюче протиріччя.

## 5 РЕЗУЛЬТАТИ

Перевірити отримані результати також доцільно на прикладі аналізу виразів для граничних похибок вимірювання радіопеленгаторів. В статистичній теорії

оптимізації радіотехнічних систем [16] граничну дисперсію похибки оцінювання параметра  $\lambda$  знаходять з нерівності Крамера-Рао

$$\sigma_{\lambda}^2 \geq - \frac{1}{\frac{d^2}{d\lambda^2} \ln P[\bar{u}(t) | \lambda]} \Big|_{\lambda=\lambda_{true}}, \quad (29)$$

де  $\langle \cdot \rangle$  – знак статистичного усереднення,  $d^2 / d\lambda^2$  – символ вторинної похідної.

Загальний аналітичний вираз для граничної похибки оцінки  $\theta_s$  всіх радіопеленгаторів має наступний вигляд:

$$\sigma_{\theta_s}^2 = \left( \frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^N \int_T \left( \operatorname{Re} \left\{ \frac{d\dot{s}_i(t, \theta_s)}{d\theta_s} \right\} \right)^2 dt \right)^{-1} \Big|_{\theta_s=\theta_{s \text{ true}}}. \quad (30)$$

Граничні дисперсії похибок оцінювання кутового положення джерела для розглянутих в цій статті випадків мають наступний вигляд:

1) для двохантеного амплітудного пеленгатора

$$\sigma_{\theta_s}^2 = \frac{1}{\mu_0} \left\{ \left( \frac{dG_1(\theta - \theta_b - 0, 5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} \right)^2 + \left( \frac{dG_1(\theta - \theta_b + 0, 5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} \right)^2 \right\}^{-1} \Big|_{\theta_s=\theta_{s \text{ true}}},$$

2) для чотирьохантеного амплітудного пеленгатора

$$\sigma_{\theta_s}^2 = \frac{1}{\mu_0} \left\{ \left( \frac{dG_1(\theta - \theta_b - 0, 5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} \right)^2 + \left( \frac{dG_1(\theta - \theta_b + 0, 5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} \right)^2 + \left( \frac{dG_2(\theta - \theta_b - 0, 5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} \right)^2 + \left( \frac{dG_2(\theta - \theta_b + 0, 5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} \right)^2 \right\}^{-1} \Big|_{\theta_s=\theta_{s \text{ true}}},$$

3) для шестиантеного амплітудно-фазового пеленгатора

$$\sigma_{\theta_s}^2 = \frac{1}{\mu_0} \left\{ \left( \frac{dG_1(\theta - \theta_b - 0, 5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} \right)^2 + \left( \frac{dG_1(\theta - \theta_b + 0, 5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} \right)^2 + \left( \frac{dG_2(\theta - \theta_b - 0, 5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} \right)^2 + \left( \frac{dG_2(\theta - \theta_b + 0, 5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} \right)^2 + \left( \frac{dG_3(\theta - \theta_b - 0, 5\theta_{\delta 3})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} \right)^2 + \left( \frac{dG_3(\theta - \theta_b + 0, 5\theta_{\delta 3})}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_s} \right)^2 \right\}^{-1} \times \left( \pi f_0 d c^{-1} \right)^2 G_3^2(\theta_0) \sin^2(\theta_s - \theta_b) \Big|_{\theta_s=\theta_{s \text{ true}}},$$

де  $\mu_0 = 0, 5E_s N_0^{-1}$ .

Отримані вирази доцільно промоделювати при тих самих параметрах, що і пеленгаційні характеристики на рис. 6. Результат такого моделювання наведено на рис. 7. На рисунках зображень середньоквадратичні похибки оцінювання кутового положення джерела радіовипромінювання у градусах в залежності від кута спостереження для двох типів діаграм (25) і (26). Обрані кути від  $70^\circ$  до  $110^\circ$  відповідають найширшому діапазону однозначних вимірювань в шестиантеному пеленгаторі.

З аналізу отриманих залежностей слідує, що в двохантеному радіопеленгаторі найвища точність зосереджена на лінійних ділянках пеленгаційних характеристик. Чотирьохантений пеленгатор також має коливання граничних похибок, але при цьому за рахунок збільшеної кількості незалежних вимірювань ці коливання незначні і загалом граничні похибки менші ніж в двохантеному. Шестиантений пеленгатор має найвищу точність, що за рахунок доданку у вигляді швидкоспадної функції  $\sin^2(\theta_s - \theta_b)$  значно спадає за межами рівносигнольного напрямку. В напрямку  $\theta_b$ , тільки в одній точці, граничні похибки шестиантеного пеленгатору співпадають з чотирьох антенним, адже  $\sin^2(0) = 0$ .

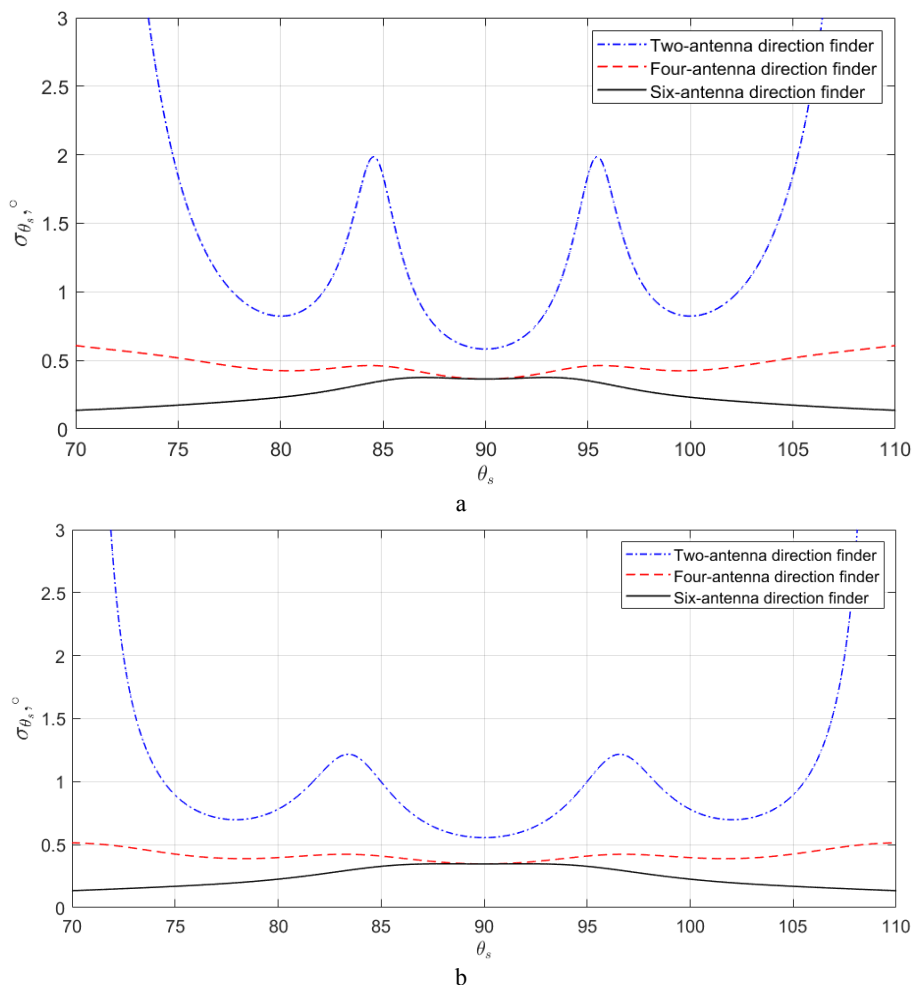


Рисунок 7 – Середньоквадратичні похибки оцінювання кутового положення джерела радіовипромінювання (блакитний – двоантенний, червоний – чотириантенний, чорний – шести антенний пеленгатор): а – діаграми спрямованості у вигляді функцій Гауса, б – діаграми спрямованості у вигляді Sinc-функцій

## ВИСНОВКИ

**Наукова новизна** цього дослідження полягає в розробці та синтезі нового методу обробки сигналів, що забезпечує високоточне та однозначне визначення кутових положень джерел радіовипромінювання в багатоантенних радіопеленгаторах.

**Практична значимість** полягає у можливості застосування розроблених методів для підвищення ефективності роботи бортових систем безпілотних літальних апаратів.

**Для майбутніх досліджень** важливо врахувати, що отримані алгоритми працюють за умови повної відомості моделі сигналу. Тому перспективним напрямком є дослідження методів пеленгації стохастичних сигналів, які характеризуються лише модулем та кореляційними характеристиками. Це дозволить розширити можливості застосування розроблених методів у більш складних умовах роботи радіопеленгаторів.

## ПОДЯКИ

Робота виконана за фінансової підтримки Національного фонду досліджень України, за сприяння

Кембриджського університету (Велика Британія), державний реєстраційний номер проекту 0124U003671.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Improving Surface Current Resolution Using Direction Finding Algorithms for Multiantenna High-Frequency Radars/ [B. An, J. Yim, S. Shin, C. Kim, D. Kim] // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2020. – Vol. 58, № 7. – P. 4951–4960. DOI: 10.1109/TGRS.2020.2967439.
2. Interoperability of Direction-Finding and Beam-Forming High-Frequency Radar Systems: An Example from the Australian High-Frequency Ocean Radar Network / [M. L. Heron, A. Prytz, R. Bailey, T. Abhayapala] // Remote Sensing. – 2021. – Vol. 13, № 9. – P. 1814. DOI: 10.3390/rs13091814.
3. Wyatt L.R. Marine Applications of High-Frequency Direction-Finding Radar: Detection and Monitoring of Surface Targets/ L. R. Wyatt, C. J. Lwyarczyk, P. Robinson // Marine Technology Society Journal. – 2020. – Vol. 54, № 5. – P. 23–33. DOI: 10.4031/MTSJ.54.5.2.
4. Stankovic S. Advances in Direction Finding Algorithms for Electronic Warfare/ S. Stankovic, I. Djurovic // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. – 2019. – Vol. 34, № 8. – P. 58–72. DOI: 10.1109/MAES.2019.295345.
5. Wang L. Advanced Direction Finding Systems: Frequency Range, Accuracy, and Measurement / L. Wang, M. Zhao //

- Electronics Research Letters. – 2021. – Vol. 18, № 2. – P. 112–126. DOI: 10.3390/erl18020112.
6. Lee C. Direction-Finding Techniques and System Performance / C. Lee, S. Kim // International Journal of Electromagnetic and Microwave Studies. – 2019. – Vol. 15, № 4. – P. 78–92. DOI: 10.3390/ijems1504078.
7. Smith J. Trends and Applications of Unmanned Aerial Vehicles: A Review/ J. Smith, A. Brown // Journal of Unmanned Systems. – 2023. – Vol. 12, № 4. – P. 234–250. DOI: 10.3390/jus12040234.
8. Lee K. Advancements in Navigation and Positioning Systems for Autonomous Vehicles / K. Lee, Y. Zhang // Sensors. – 2024. – Vol. 24, № 6. – P. 1520–1535. DOI: 10.3390/s24061520.
9. Johnson M. Improving Angular Position Determination in Radio Systems for Autonomous Platforms/ M. Johnson, S. Patel // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2024. – Vol. 60, № 2. – P. 674–689. DOI: 10.1109/TAES.2024.1234567.
10. Williams D. Amplitude Comparison Direction Finding Systems for Modern Radar Applications / D. Williams, P. O'Connell // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. – 2021. – Vol. 13. – P. 125–138. DOI: 10.1017/S1759078720001530.
11. Kumar V. Interferometric Techniques in Modern Radar Systems / V. Kumar, R. Patel // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2022. – Vol. 70. – P. 985–999. DOI: 10.1109/TAP.2022.3141859.
12. Garcia M. Correlation-Interferometric Direction Finding in Complex Environments / M. Garcia, J. Lee // Electronics. – 2023. – Vol. 12. – P. 1123. DOI: 10.3390/electronics12051123.
13. Volosyuk V. Statistical Theory of Optimal Functionally Deterministic Signals Processing in Multichannel Aerospace Imaging Radar Systems/ V. Volosyuk, S. Zhyla // Computation. – 2022. – Vol. 10. – P. 213. DOI: 10.3390/computation10120213.
14. Volosyuk V. Statistical Theory of Optimal Stochastic Signals Processing in Multichannel Aerospace Imaging Radar Systems / V. Volosyuk, S. Zhyla // Computation. – 2022. – Vol. 10. – P. 224. DOI: 10.3390/computation10120224.
15. Волосяк В.К. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации / В. К. Волосяк, В. Ф. Кравченко. – М. : Физматлит, 2008. – 704 с.
16. Van Trees H.L. Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I. / H. L. Van Trees. – New York : John Wiley & Sons, 2001. – 716 p.

Стаття надійшла до редакції 20.09.2024.  
Після доробки 10.11.2024.

UDC 621.396

## OPTIMIZATION OF RADIO SYSTEM STRUCTURES FOR DIRECTION FINDING OF SIGNAL SOURCES WITH COMPLETELY KNOWN PARAMETERS

**Zhyla S. S.** – Dr. Sc, Associate Professor, Head of the Department of Aerospace Radio-Electronic Systems, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkiv, Ukraine.

**Tserne E. O.** – PhD, Junior Researcher of the Department of Aerospace Radio-Electronic Systems, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkiv, Ukraine.

**Popov A. V.** – Dr. Sc, Associate Professor, Professor of the Department of Aerospace Radio-Electronic Systems, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkiv, Ukraine.

**Ruzhentsev N. V.** – Dr. Sc, Professor, Chief Scientist of the Department of Aerospace Radio-Electronic Systems, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkiv, Ukraine.

**Volkov Ye. G.** – Director, State Enterprise “Research Institute “Orion”, Kyiv, Ukraine.

**Shevchuk S. D.** – Deputy Chief of Department No. 91, State Enterprise “Research Institute “Orion”, Kyiv, Ukraine.

**Gribnsky O. P.** – Senior Researcher, State Enterprise “Research Institute “Orion”, Kyiv, Ukraine.

**Kolesnikov D. V.** – PhD, Senior Lecturer of the Department of Aerospace Radio-Electronic Systems, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkiv, Ukraine.

**Inkarbaieva O. S.** – PhD, Senior Lecturer of the Department of Aerospace Radio-Electronic Systems, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkiv, Ukraine.

**Cherepnin G. S.** – PhD, Senior Lecturer of the Department of Aerospace Radio-Electronic Systems, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkiv, Ukraine.

### ABSTRACT

**Context.** Direction finders are critical components of radar and radio navigation systems, particularly when installed onboard UAVs. The increasing use of unmanned systems has heightened the need for precise direction finding and wide-angle unambiguous measurements. The primary challenge is to strike a balance between achieving high accuracy and maintaining a broad range of unambiguous measurement angles.

**Objective.** To simultaneously enhance direction finding accuracy and expand the range of unambiguous measurement angles through the statistical synthesis of functionally deterministic signal processing methods in multichannel direction finders.

**Method.** The approach is grounded in the statistical theory of optimization for radio remote sensing and radar systems. For the specific type of signals considered in this study, represented by functional-deterministic models, the likelihood function is constructed, and its maxima are determined for various configurations of multi-antenna direction finders. The statistical synthesis results are validated through simulation and in-situ experiments.

**Results.** Theoretical analysis and simulation modeling confirm that in dual-antenna direction finders, there is a trade-off between high resolution and the range of unambiguous direction finding angles. An improved signal processing method is developed for a four-antenna direction finder, utilizing a pair of high-gain and a pair of low-gain antennas. To achieve the maximum possible bearing accuracy within the range of unambiguous direction finder measurements, a new signal processing method is synthesized for a six-element radio receiver, combining the processing of signals in two amplitude direction finders and one phase direction finder.

**Conclusions.** The proposed approach achieves an optimal balance between resolution and angle range, making it particularly suitable for onboard systems of unmanned aerial vehicles. Simulation results confirm the effectiveness of the proposed method, highlighting its potential for implementation in modern radio systems.

**KEYWORDS:** multi-antenna direction finders, statistical optimization, optimal signal processing, simulation modeling.

## REFERENCES

1. An B., Yim J., Shin S., Kim C., Kim D. Improving surface current resolution using direction finding algorithms for multiantenna high-frequency radars, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2020, Vol. 58(7), pp. 4951–4960. DOI: 10.1109/TGRS.2020.2967439.
2. Heron M.L., Prytz A., Bailey R., Abhayapala T. Interoperability of direction-finding and beam-forming high-frequency radar systems: An example from the Australian High-Frequency Ocean Radar Network, *Remote Sensing*, 2021, Vol. 13(9), P. 1814. DOI: 10.3390/rs13091814.
3. Wyatt L.R., Lwyarczyk C.J., Robinson P. Marine applications of high-frequency direction-finding radar: Detection and monitoring of surface targets, *Marine Technology Society Journal*, 2020, Vol. 54(5), pp. 23–33. DOI: 10.4031/MTSJ.54.5.2.
4. Stankovic S., Djurovic I. Advances in direction finding algorithms for electronic warfare, *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2019, Vol. 34(8), pp. 58–72. DOI: 10.1109/MAES.2019.295345.
5. Wang L., Zhao M. Advanced direction finding systems: Frequency range, accuracy, and measurement, *Electronics Research Letters*, 2021, Vol. 18(2), pp. 112–126. DOI: 10.3390/erl18020112.
6. Lee C., Kim S. Direction-finding techniques and system performance, *International Journal of Electromagnetic and Microwave Studies*, 2019, Vol. 15(4), pp. 78–92. DOI: 10.3390/ijems1504078.
7. Smith J., Brown A. Trends and applications of unmanned aerial vehicles: A review, *Journal of Unmanned Systems*, 2023, Vol. 12(4), pp. 234–250. DOI: 10.3390/jus12040234.
8. Lee K., Zhang Y. Advancements in navigation and positioning systems for autonomous vehicles, *Sensors*, 2024, Vol. 24(6), pp. 1520–1535. DOI: 10.3390/s24061520.
9. Johnson M., Patel S. Improving angular position determination in radio systems for autonomous platforms, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2024, Vol. 60(2), pp. 674–689. DOI: 10.1109/TAES.2024.1234567.
10. Williams D., O'Connell P. Amplitude comparison direction finding systems for modern radar applications, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 2021, Vol. 13, pp. 125–138. DOI: 10.1017/S1759078720001530.
11. Kumar V., Patel R. Interferometric techniques in modern radar systems, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2022, Vol. 70, pp. 985–999. DOI: 10.1109/TAP.2022.3141859.
12. Garcia M., Lee J. Correlation-interferometric direction finding in complex environments, *Electronics*, 2023, Vol. 12, 1123. DOI: 10.3390/electronics12051123.
13. Volosyuk V., Zhyla S. Statistical theory of optimal functionally deterministic signals processing in multichannel aerospace imaging radar systems, *Computation*, 2022, Vol. 10, 213. DOI: 10.3390/computation10120213.
14. Volosyuk V., Zhyla S. Statistical theory of optimal stochastic signals processing in multichannel aerospace imaging radar systems, *Computation*, 2022, Vol. 10, 224. DOI: 10.3390/computation10120224.
15. Volosyuk V.K., Kravchenko V.F. Statisticheskaya teoriya radiotekhnicheskikh sistem distantsionnogo zondirovaniya i radiolokatsii, *Fiziko-Matematicheskaya Literatura*, Moscow, Russia, 2008, 704 p.
16. Van Trees H.L. Detection, estimation, and modulation theory, Part I, *John Wiley & Sons*, New York, NY, USA, 2001.