

Е. О. Церне¹, С. С. Жила¹, А. В. Попов¹, Є. Г. Волков², С. Д. Шевчук², О. П. Грибський²,
Д. С. Власенко¹, В. В. Кошарський¹, Д. І. Ковальчук¹

¹ Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського "ХАІ", Харків, Україна

² Державне підприємство «Науково-дослідний інститут «ОРІОН», Київ, Україна

КОМПЛЕКСУВАННЯ ВИМІРЮВАНЬ В БОРТОВОМУ РАДІОПЕЛЕНГАТОРІ, ЩО ВХОДИТЬ ДО СКЛАДУ СИСТЕМИ АВТОНОМНОЇ НАВІГАЦІЇ БПЛА

Анотація. Стаття присвячена розробленню методу функціонування недорогого, простого за реалізацією, але водночас високоточного бортового радіопеленгатора, що визначає кутове положення джерел радіовипромінювання для подальшої автономної навігації БПЛА. **Метою статті** є створення високоточного методу комплексування вимірювань в бортовому радіопеленгаторі, розташованого на крилатих БПЛА з автономним наведенням, надання практичних рекомендацій з його алгоритмічної реалізації та проведення апробації основних операцій обробки сигналів методами імітаційного моделювання. **Завдання дослідження** включають: 1) аналіз статистичної теорії оптимізації алгоритмів обробки сигналів у радіовимірвальних системах; 2) розробку алгоритмів пеленгації джерел радіовипромінювання, здатних забезпечувати високу точність у широкому діапазоні кутів спостереження; 3) синтез структурної схеми радіопеленгатора; 4) імітаційне моделювання основних алгоритмічних операцій та оцінка точності вимірювання кутового положення. **Отриманий результат:** підтверджено теоретичні розробки методу, що за рахунок комплексування вимірювань з двоантенного амплітудного пеленгатора з вузькими діаграмами, двоантенного пеленгатора з широкими діаграмами і двоантенного фазового пеленгатора здатен подолати протиріччя між високою точністю і широким діапазоном однозначних вимірювань. **Галузь застосування:** отримані результати є теоретичним підґрунтям для подальших експериментальних розробок радіопеленгаторів різного призначення, розкривають теоретичні основи синтезу методів комплексування вимірювань в радіосистемах різного призначення, а також сприяють підвищенню автономності польотів крилатих БПЛА.

Ключові слова: радіопеленгатор, статистичний синтез алгоритмів, комплексування вимірювань, імітаційне моделювання.

Вступ

Актуальність. Одним із радіотехнічних засобів, яким має бути обладнаний кожен сучасний аеродром, є привідна аеродромна радіостанція [1]. Завданням приводних радіостанцій є приведення літаків та вертольотів у район аеродрому, виконання передпосадкового маневру, витримання напрямку вздовж осі злітно-посадкової смуги. Нині в авіації використовують приводні радіостанції різних модифікацій та компаній [2], а сама проблема приведення літального апарату в задану точку досліджується вже багато років. З розвитком безпілотної авіації, її впровадженням у роботу систем доставки вантажів, передачі даних на великі відстані, спостереження за великими ділянками простору також стало актуальним питання приведення БПЛА в зону їх функціонування [3] або їх автономне повернення на стартову ділянку [4]. При цьому створення системи пеленгації радіомаяків з борта БПЛА та систем керування польотом БПЛА має свої особливості.

В порівнянні з літаком чи вертольотом БПЛА має обмежені габаритні розміри для розміщення апаратури та складні конструктивні особливості побудови несучої конструкції. Частоти керування та обміну даними з безпілотною апаратурою мають велику варіабельність та не узгоджені з аеродромами. Точка вильоту та приземлення БПЛА не обладнується спеціальними спорудами або технічними засобами. Ціна бортового радіоелектронного обладнання стрімко зростає і все частіше перевищує ціну носія.

З огляду на вказані особливості актуальним стає задача створення бортового радіопеленгатора, що вбудовується в конструкцію БПЛА, має високу точність

та широкий діапазон кутів однозначного вимірювання напрямків на радіомаяки, характеризується невеликими масо-габаритні пара-метрами та простотою реалізації.

Досвід розробок за темою. Для приведення літальних апаратів в точку випромінювання радіо-маяка в першу чергу виконують вимірювання кутового положення джерела радіовипромінювання. Для оцінки напрямку зазвичай використовують радіопеленгатори на основі порівняння амплітуд [5], вимірювання часу затримки [6], оцінки просторового спектру [7], інтерферометричної обробки сигналів [8], доплерівського зсуву частоти [9]. Розглянемо їх більш детально.

Принцип роботи амплітудних радіопеленгаторів полягає в порівнянні амплітуд прийнятих сигналів, що пропорційні просторовим характеристикам приймальних антен у напрямку, де знаходиться джерело радіовипромінювання. Основні етапи обробки сигналів при пеленгації зрозумілі і радіовимірвачі мають відносно просто реалізуються, невеликий розмір, малу вагу і низьку ціну. Серед недоліків необхідно відзначити низьку точність вимірювання кутового положення, залежність вимірювань від поляризації та викривлення хвильового фронту радіохвиль.

Інтерферометричні пеленгатори ґрунтуються на вимірюваннях різниці фаз між двома рознесеними у просторі антенами, що прийняли сигнал від точкового джерела радіовипромінювання. Такого типу пеленгатори широко використовуються на практиці і виготовляються закордонними компаніями. Перевагами фазових пеленгаторів є простота реалізації антенної системи та алгоритму отримання відліку пеленгу, а також стійкість до паразитної амплітудної модуляції. До недоліків слід віднести складність реалізації приймача з повністю ідентичними за фазовими

характеристиками трактами та вузький діапазон кутів однозначних вимірювань.

Різновидом інтерферометричного пеленгатору є кореляційно-інтерферометричний [10], що використовує для вимірювання кута кільцеву антенну решітку з послідовною комутацією антенних елементів та алгоритми кореляційної обробки вимірних комплексних амплітуд на антенних парах. До переваг відносять високу чутливість і високу точність пеленгації, проте ціна реалізації багатоканальних приймачів та складність обробки сигналів в цифрових процесорах робить неможливим широке застосування кореляційно-інтерферометричних пеленгаторів.

В доплерівських пеленгаторах вимірюється зсув частоти Доплера, що утворюється в результаті руху або обертання приймальної антени. Найвищий ефект від цього методу досягається, коли антена повністю переміщується в напрямку хвилі, що приходить. Доплерівська пеленгація зазвичай не передбачає прямого обертання пеленгаторної антени, оскільки це важкодосяжно в техніці. Він полягає у встановленні кількох антен по колу концентричних кіл, і електронний перемикач швидко підключає кожну антену в послідовності, що еквівалентно обертанню пеленгатора до антени. Доплерівські радіопеленгатори мають високу чутливість, високу точність, слабку залежність від поляризації хвиль, не чутливі до спотворення хвильового фронту. Недоліком доплерівської системи пеленгації є низька ефективність боротьби з інтерференційними перешкодами. Система все ще перебуває на стадії розробки, її вдосконалення призведе до ускладнення системи, а вартість, відповідно, зросте.

Точність фазової пеленгації обернено-пропорційна до відстані між антенами пеленгатору, але максимальний розмір обмежений довжиною хвилі електромагнітних хвиль, що вимірюються. Для подолання цього протиріччя використовуються пеленгатори з великою базою, але вимірювальним параметром стає час затримки замість зсуву фаз. Перевагами таких систем є висока точність, нечутливість до поляризації, відсутність неоднозначності вимірювань. До недоліків слід віднести великі відстані рознесення вимірювачів та необхідність використовувати сигнали з певним типом модуляції.

Радіопеленгатори, що дають оцінку просторового положення за результатами вимірювання просторового спектру прийнятих сигналів складаються з набору антен і багатоканальних когерентних приймачів, що реєструють амплітуди і фази прийнятих сигналів. Подальша обробка вектору вимірювань виконується в цифровому процесорі методами кореляційного аналізу. Технологія просторової оцінки спектру може реалізувати одночасну пеленгацію кількох джерел випромінювання, сигнали яких існують в одному каналі в один і той же час, Також можлива реалізація пеленгації з надроздільною здатністю. Для точного визначення напрямку потрібна лише невелика кількість зразків сигналу, тому такий метод підходить для пеленгації сигналів зі стрибками частоти. В цілому можна стверджувати, що має місце висока чутливість, висока точність, антена решітка може бути реалізована з використанням елементів будь-якої

спрямованості та вимоги до точності положення цих елементів не високі. Перелічені вище переваги пеленгаторів з просторовою оцінкою спектру вирішують проблеми, які тривалий час існували в раніше розглянутих методах. Дані пеленгатори вимагають широко-смугових входних трактів, а також узгодженості електричних характеристик кожного елемента антенної решітки та багатоканальних приймачів. Крім того, для вирішення практичних завдань необхідні високо-продуктивні обчислювальні процесори.

Постановка задачі. Виходячи з проведеного аналізу поточних наукових досліджень та наведених протиріч впливає актуальна наукова проблема проектування радіопеленгатору, що має невеликі масо-габаритні характеристики або вбудовується в конструкцію БПЛА, здатен вимірювати кутові положення джерела радіовипромінювання з високою точністю і у широкому діапазоні кутів, простий і дешевий у реалізації.

Для досягнення визначеної задачі необхідно вирішити наступні часткові завдання:

- 1) проаналізувати теоретичні підходи до статистичного синтезу оптимальних алгоритмів пеленгації,
- 2) розробити простий у реалізації і точний метод пеленгації джерел радіовипромінювання у широкому діапазоні кутів однозначних вимірювань,
- 3) розробити структурну схему оптимального бортового вимірювача напрямків на радіомаяки,
- 4) виконати імітаційне моделювання основних алгоритмічних операцій і оцінити точність радіопеленгатора з комплексною обробкою сигналів.

Теоретичні основи структурного синтезу радіовимірювальних систем

Для розв'язання оптимізаційних задач синтезу алгоритмі обробки сигналів в багатоканальних радіопеленгаторах будемо використовувати статистичну теорію оптимізації радіотехнічних систем дистанційного зондування та радіолокації. Згідно цієї теорії для вирішення зазначеної проблеми доцільно використовувати метод максимуму функції правдоподібності. Сутність цього методу полягає в пошуку параметру λ , що максимізує функціонал правдоподібності $P[\bar{u}(t) | \lambda]$ [11, 12] – умовний функціонал щільності ймовірності випадкового процесу $\bar{u}(t)$ при фіксованому значенні параметра λ . 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 λ необхідно розв'язати систему рівнянь

$$\left. \frac{d \ln P[\bar{u}(t) | \lambda]}{d \lambda} \right|_{\lambda=\lambda_{true}} = 0. \quad (1)$$

де $\frac{d}{d \lambda}$ – оператор похідної, яка береться в точці істинного значення λ_{true} параметра λ , $\bar{u}(t)$ – рівняння спостереження, що включає спотворені шумом приймача прийняті корисні сигнали. Загальний вигляд рівнянь спостереження в багатоантенних

радіопеленгаторах при оцінюванні напрямку на джерело радіовипромінювання θ_s є наступний

$$\vec{u}(t) = \text{Re}\{\dot{\vec{s}}(t, \theta_s)\} + \vec{n}(t), \quad (2)$$

де $\vec{u}(t) = \|u_1(t), u_2(t), \dots, u_N(t)\|$, (3)

$\text{Re}\{\cdot\}$ – оператор дійсної частини вектору прийнятих корисних комплексних сигналів $\dot{\vec{s}}(t, \theta_s)$,

$$\dot{\vec{s}}(t, \theta_s) = \|\dot{s}_1(t, \theta_s), \dot{s}_2(t, \theta_s), \dots, \dot{s}_N(t, \theta_s)\|, \quad (4)$$

$$\dot{s}_i(t, \theta_s) = K_{0i} \int_{\Theta} \dot{G}_i(\theta - \theta_{0i}) \delta(\theta - \theta_s) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t} e^{j\psi_i(\theta_s)} d\theta, \quad (5)$$

$\psi_i(\theta_s) = 2\pi f_0 \Delta r_i(\theta_s) c^{-1}$ – фазовий зсув сигналу в кожному приймальному каналі відносно фазового центру поля антен, $\Delta r_i(\theta_s)$ – різниця відстаней, що проходять електромагнітні хвилі від джерела до кожної антени, $\delta(\theta - \theta_s)$ – дельта-функція, що визначає просторове положення точкового джерела радіовипромінювання у напрямку θ_s , 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 θ_{0i} , $\dot{A}(t)$ – комплексна обвідна сигналу, що випромінюється джерелом, $e^{-j2\pi f_0 t}$ – гармонійне коливання у комплексній формі з несучою частотою f_0 , t – час, θ – координати кутів, c – швидкість розповсюдження електромагнітних хвиль, $i = 1, \overline{N}$,

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

– внутрішні шуми.

Геометрія, що лягла в основу моделі (5), показана на рис. 1. З цієї моделі випливає, що вхідні тракти відрізняються лише коефіцієнтами підсилення K_{0i} .

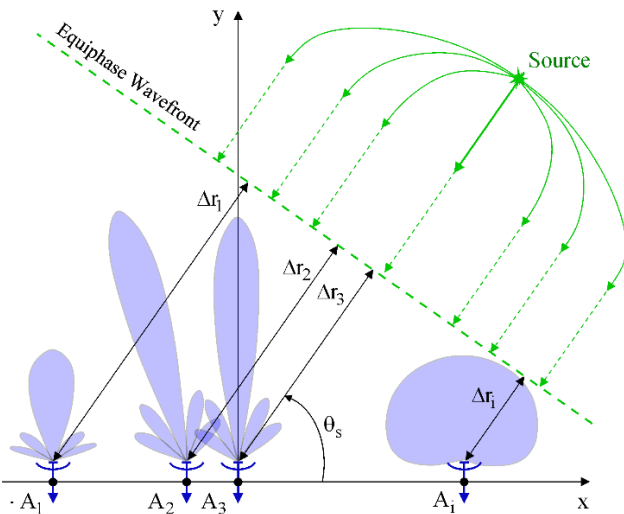


Рис. 1. Загальна геометрія вимірювань в радіопеленгаторах

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

$$R_{n_i}(t_1 - t_2) = 0,5N_0\delta(t_1 - t_2), \quad (7)$$

де $\delta(t_1 - t_2)$ – дельта-функція.

Одним із найважливіших етапів розв'язання оптимізаційної задачі є визначення $P[\vec{u}(t) | \lambda]$. В [13] наведена методика конструювання функціоналів правдоподібності для широкого кола задач радіолокації та дистанційного зондування. В цьому дослідженні будемо використовувати функціонал правдоподібності наступного вигляду:

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

де κ – коефіцієнт, що не залежить від параметрів, що підлягають оцінюванню, T – час спостереження. Параметр $\lambda = \theta_s$ є постійною величиною.

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

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

$$\sum_{i=1}^N \int_T u_i(t) \text{Re}\left\{ \frac{d\dot{s}_i(t, \theta_s)}{d\theta_s} \right\} dt =$$

$$\sum_{i=1}^N \int_T \text{Re}\{\dot{s}_i(t, \theta_s)\} \text{Re}\left\{ \frac{d\dot{s}_i(t, \theta_s)}{d\theta_s} \right\} dt. \quad (9)$$

Ліва частина (9) 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 радіопеленгатора, що показує реакцію вимірювача на зміну кутового положення джерела випромінювання θ_s .

Визначивши умови проведення вимірювань та тип радіопеленгатора, або комбінацію декількох, можливо синтезувати оптимальний алгоритм пеленгації джерел радіовипромінювання. Виконаємо таку оптимізацію структури радіопеленгатора з урахуванням визначеної наукової проблеми.

Оптимальний метод високоточної пеленгації джерел радіовипромінювання у широкому діапазоні кутів однозначних вимірювань

Для статистичного синтезу методу обробки сигналів в радіопеленгаторі, що задовольняє суперечливим вимогам – невеликі масо-габаритні характеристики та ергономічне розміщення на борту, висока точність, широкий діапазоні кутів однозначних вимірювань, проста реалізація, низька ціна, будемо використовувати комбінацію наступних трьох радіо-

пеленгаторів: амплітудного радіопеленгатору з широкоспрямованими антенами, амплітудного радіопеленгатору з вузькоспрямованими антенами, фазового радіопеленгатору з всеспрямованими антенами. Геометрія вимірювань показана на рис. 2.

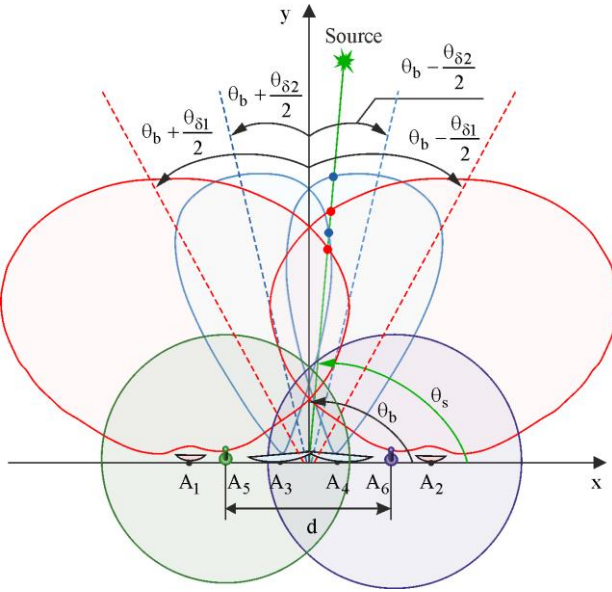


Рис. 2. Геометрія вимірювань в шестиантенному пеленгаторі

Корисні сигнали мають такі моделі:

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

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

$$\begin{aligned} \dot{s}_4(t, \theta_s) &= \\ &= K_{04} \int_{\Theta} G_2(\theta - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 2}) \delta(\theta - \theta_s) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 t} d\theta, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{s}_5(t, \theta_s) &= K_{05} G_3(\theta_b) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 \left(t - \frac{1}{c} \frac{d \cos(\theta_s - \theta_b)}{2} \right)}, \\ \dot{s}_6(t, \theta_s) &= K_{06} G_3(\theta_b) \dot{A}(t) e^{-j2\pi f_0 \left(t + \frac{1}{c} \frac{d \cos(\theta_s - \theta_b)}{2} \right)}, \end{aligned} \quad (10)$$

де $G_1(\theta - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 1})$ і $G_1(\theta - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 1})$ – ідентичні за формою діаграми спрямованості широкоспрямованих антен, що рознесені у просторі на кут $\theta_{\delta 1}$ від рівносигнального напрямку θ_b , $G_2(\theta - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 2})$ і $G_2(\theta - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 2})$ – ідентичні за формою, але рознесені у просторі на кут $\theta_{\delta 1}$ від рівносигнального напрямку θ_b , діаграми спрямованості вузькоспрямованих антен, $G_3(\theta_b)$ – коефіцієнт підсилення антени фазового пеленгатору у напрямку θ_b , d – відстань між антенами фазового пеленгатору, що розміщені на одній лінії вздовж осі x .

В моделях сигналів (10), що спостерігаються в амплітудних пеленгаторах, відсутня інформація про фазовий зсув між антенами, а в фазових пеленгаторах навпаки – вся інформація про кутове положення джерела закладена в фазу і не може спостерігатися в амплітудних множниках. Підставляючи рівняння спостереження, що складаються з адитивної суміші корисних сигналів (10) та дельта-корельованих шумів (6), в нерівність (9), отримуємо

$$\begin{aligned} & \left. \frac{dG_1(\theta - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} K_{01} \int_T u_1(t) \dot{h}(t) dt + \left. \frac{dG_1(\theta - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} K_{02} \int_T u_2(t) \dot{h}(t) dt + \\ & + \left. \frac{dG_2(\theta - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} K_{03} \int_T u_3(t) \dot{h}(t) dt + \left. \frac{dG_2(\theta - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} K_{04} \int_T u_4(t) \dot{h}(t) dt - \\ & - G_3(\theta_b) \sin(\theta_s - \theta_b) \times \left(\cos\left(\pi f_0 \frac{d \cos(\theta_s - \theta_b)}{c}\right) + j \sin\left(\pi f_0 \frac{d \cos(\theta_s - \theta_b)}{c}\right) \right) \times \\ & \times \left(j\pi f_0 d c^{-1} \right) K_{05} \int_T u_5(t) \dot{h}(t) dt + G_3(\theta_b) \sin(\theta_s - \theta_b) \times \left(j\pi f_0 d c^{-1} \right) K_{06} \int_T u_6(t) \dot{h}(t) dt \times \\ & \times \left(\cos\left(\pi f_0 \frac{d \cos(\theta_s - \theta_b)}{c}\right) - j \sin\left(\pi f_0 \frac{d \cos(\theta_s - \theta_b)}{c}\right) \right) = K_{01} \left. \frac{dG_1(\theta - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} \times \\ & \times G_1(\theta_s - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 1}) \frac{1}{2} E_s + K_{02} \left. \frac{dG_1(\theta - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 1})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} G_1(\theta_s - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 1}) \frac{1}{2} E_s + \\ & + K_{03} \left. \frac{dG_2(\theta - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} G_2(\theta_s - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 2}) \frac{1}{2} E_s + K_{04} \left. \frac{dG_2(\theta - \theta_b + 0,5\theta_{\delta 2})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} \times \end{aligned} \quad (11)$$

$$\times G_2(\theta_s - \theta_b - 0,5\theta_{\delta 2}) \frac{1}{2} E_s + (K_{06} - K_{05}) G_3^2(\theta_b) \sin(\theta_s - \theta_b) \left(\pi f_0 \frac{d}{c} \right) \frac{1}{2} E_s.$$

де $\dot{h}(t) = \dot{A}(t)e^{-j2\pi f_0 t}$ – коефіцієнт передачі оптимального фільтру, $E_s = \int_T |\dot{A}(t)|^2 dt$ – енергія сигналу, що випромінює джерело.

Ліва частина (11) показує оптимальні операції, що необхідно виконати на прийнятими сигналами $\dot{u}(t)$ в кожному приймальному каналі пеленгатору.. Перші чотири рівняння характеризують обробку в амплітудних пеленгаторах. В кожному каналі необхідно виконати узгоджену фільтрацію прийнятих спостережень у фільтрі з імпульсною характеристикою $\dot{h}(t)$. Далі результати фільтрації множаться на вагові коефіцієнти K_{0i} і крутизну діаграм спрямованості, що визначаються виразами

$$\left. \frac{dG_i(\theta - \theta_b \pm 0,5\theta_{\delta i})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} = G'_i(\theta - \theta_b \pm 0,5\theta_{\delta i}) \Big|_{\theta=\theta_s}.$$

Так як криві однакових діаграм в межах лінійної ділянки навколо рівносигнального напрямку розміщені симетрично, то по суті крутизна матиме різні знаки і результатом обробки буде віднімання вимірних потужностей сигналів в різних каналах амплітудних пеленгаторів. 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

$$G_3(\theta_b) \left(j\pi f_0 d c^{-1} \right) K_{06},$$

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 (11). При заданих параметрах розміщення та орієнтації антен в пеленгаторі права частина (11) є функцією кута θ_s і за своєю фізичною сутністю може бути названа пеленгаційною характеристикою $\Psi(\theta_s)$. На основі отриманих оптимальних операцій доцільно розробити структурну схему радіопеленгатору і дослідити її роботу імітаційним моделюванням.

Розроблення структурної схеми оптимального бортового радіопеленгатору і її імітаційне моделювання

Проаналізувавши алгоритм (11) була розроблена структурна схема радіопеленгатору, що показана на рис. 3.

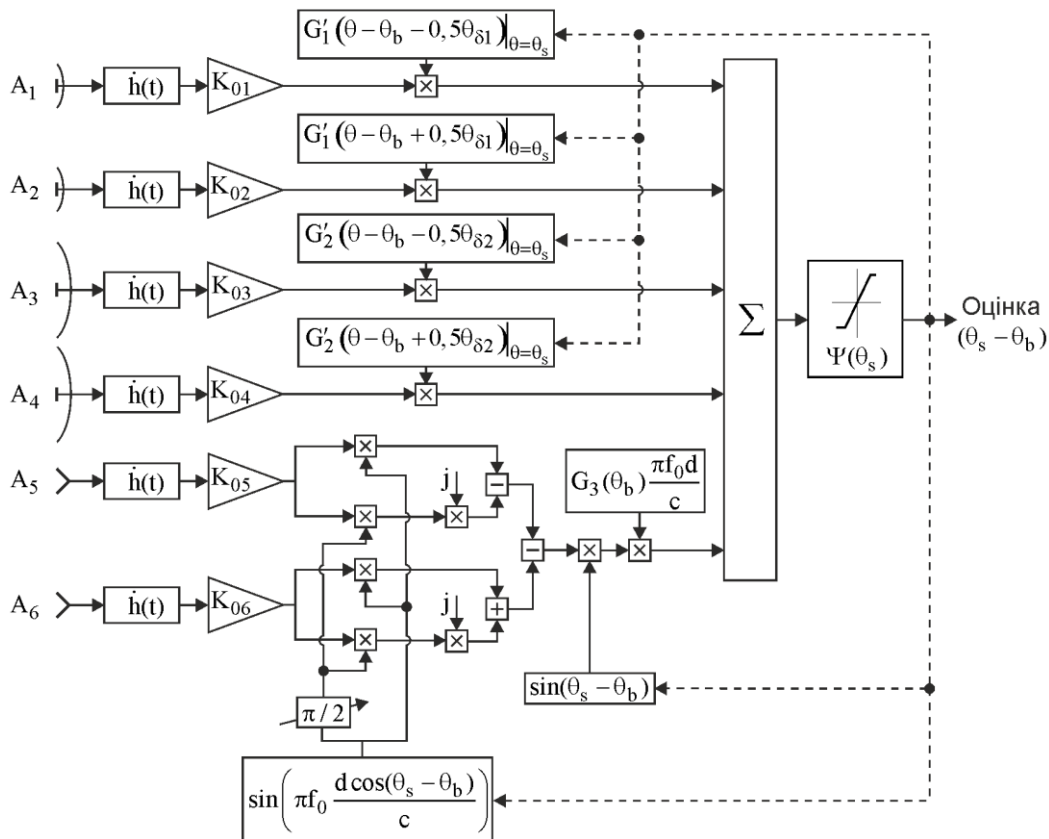


Рис. 3. Структурна схема оптимального шестиантенного бортового радіопеленгатору

Вона складається з шести антен, що реєструють електромагнітні коливання і перетворюють їх у високочастотні сигнали. Сигнали з кожної антени переносяться на проміжну частоту та когерентно детектується в фільтрі $\dot{h}(t)$, що налаштований на резонансну частоту f_0 і комплексну амплітуду $\dot{A}(t)$ сигналу джерела радіовипромінювання. Після детектування сигнали в першому, другому, третьому та четвертому каналах домножуються на крутизну діаграм спрямованості. Якщо вимірювання проводяться в межах лінійної ділянки діаграм, то крутизна буде постійною величиною, проте в загальному випадку блок формування значень

$$\left. \frac{dG_i(\theta - \theta_b \pm 0,5\theta_{\delta i})}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_s} K_{0i}$$

є функцією кута θ_s , що підлягає оцінюванню і постійному оновленню у вимірювачі.

В п'ятому та шостому каналах обробка більша складна, адже потребує визначення зсуву фаз в прийнятих сигналах, що обумовлені відхиленням джерела випромінювання від рівносигнального напрямку. Після когерентного детектування результати вимірювань множаться на коефіцієнти K_{0i} , де i – номер відповідного каналу, і задалегідь розраховані значення

$$\cos(\pi f_0 d \cos(\theta_s - \theta_b) c^{-1}), \sin(\pi f_0 d \cos(\theta_s - \theta_b) c^{-1}).$$

В каналах множення на функцію $\cos(\cdot)$ необхідно отримати значення додатково помножити на уявну одиницю j . В п'ятому каналі квадратурні компоненти віднімаються, а в шостому каналі навпаки – додаються. Результати обробки в шостому каналі віднімаються від результатів у п'ятому. Наступною операцією в розробленій структурній схемі є множення на величину $\sin(\theta_s - \theta_b)$ для виділення напруги, що відповідає значенню кута $\theta_s - \theta_b$. Результати оцінки в п'ятому та шостому каналі множаться на нормуючий множник $G_3(\theta_b)(\pi f_0 d c^{-1})$ та додаються до результатів вимірювань в перших чотирьох каналах. Отримані оцінки порівнюються з розрахованими значеннями дискримінаційної кривої $\Psi(\theta_s)$ (права частина нерівності (11)). Після отримання ненульового значення виміряні напруги подаються на керуючі рулі БПЛА для його приведення в зону випромінювання джерела радіосигналу. Після корекції напрямку процес вимірювання кутового положення повторюється.

Розроблена структурна схема радіопеленгатору була промодельована в програмі Simulink від компанії MathWorks в режимі потоку даних. Імітаційна модель показана на рис. 4. Імітаційна модель умовно складається з шести каналів обробки сигналів. На вхід кожного каналу подаються лінійно-змінні у часі значення кута від 0 до 180 градусів або фіксоване тестове значення $\theta_s = 97^\circ$. Подавати лінійно-змінне у часі значення кута необхідно для оцінки пеленгаційної характеристики $\Psi(\theta_s)$. Такі вимірювання проводяться в ідеальних умовах – при відсутності внутрішніх шумів.

В кожному каналі подаються однакові за статистичними характеристиками обмежені за спектром гаусівські шуми. Такі шуми генеруються блоком Band-Limited White Noise, що формує гаусівський шум з одиначною дисперсією, та блоками Clock, Gain. Останні потрібні для формування змінної у часі дисперсії шуму, що в подальшому буде використана для оцінки похибки пеленгації. Змінна у часі дисперсія внутрішніх шумів множиться на шум з одиначною дисперсією. Всі параметри блоків в кожному каналі налаштовані однаково, але при цьому параметр Seed в Band-Limited White Noise має різні значення для генерації некорельованих між каналами послідовностей.

Розглянемо більш детально канали формування та обробки сигналів. В кожному каналі є набір блоків формування несучого коливання у вигляді функції $\cos(2\pi f_0 t)$, що включає блок константи 2π , блок формування постійного значення 1 кГц, генератор часу t , блок формування фазового зсуву $\pi/2$ і блок тригонометричної функції $\sin(2\pi f_0 t)$.

П'ятий та шостий канали (рахувати зверху вниз) не мають фіксованого зсуву $\pi/2$, а додають до тригонометричної функції фазовий зсув обумовлений відхилення джерела випромінювання радіосигналу від рівносигнального напрямку.

Перші два канали описують сигнали в амплітудному пеленгаторі з широкоспрямованими антенами, третій та четвертий – в амплітудному пеленгаторі з вузькоспрямованими антенами, п'ятий та шостий – фазовий пеленгатор.

Інформація про кутове положення цілі в перших чотирьох каналах закладається в амплітудний множник у вигляді діаграми спрямованості. Діаграма спрямованості перших чотирьох антен закладена в блока A1, A2, A3, A4 у вигляді функції

$$G_i\left(\theta - \theta_b \pm \frac{\theta_{\delta i}}{2}\right) = a_i \exp\left(-\left(\theta - \theta_b \pm \frac{\theta_{\delta i}}{2}\right)^2 / (2\sigma_i^2)\right),$$

де $i = \overline{1,2}$, $\theta_b = 90^\circ$ – рівносигнальний напрямок, в перших двох антенах $\sigma_1 = 40$, $0,5\theta_{\delta 1} = 40$, $a_1 = 20$, наступні дві вузькоспрямовані антени мають параметри $\sigma_2 = 5$, $0,5\theta_{\delta 2} = 5$, $a_2 = 4$.

Значення обраного тестового кута або лінійно-змінні значення кута проходять блоки A1, A2, A3, A4 і множаться на високочастотний прийнятий сигнал. В даній імітаційній моделі центральна частота обрана у розмірі 1 кГц для спрощення моделювання, а реальні значення складають одиниці та десятки ГГц.

Сформовані у амплітудних і фазовому пеленгаторі корисні сигнали з закладеною інформацією про кутове положення додаються до внутрішніх шумів приймачів. Далі всі блоки присвячені обробці сигналів та оцінюванню пеленгу на джерело радіовипромінювання.

Перший блок обробки – це аналоговий фільтр, що налаштований на резонансну частоту сигналу. Цей фільтр відіграє роль узгодженого фільтру з імпульсною характеристикою $\dot{h}(t)$.

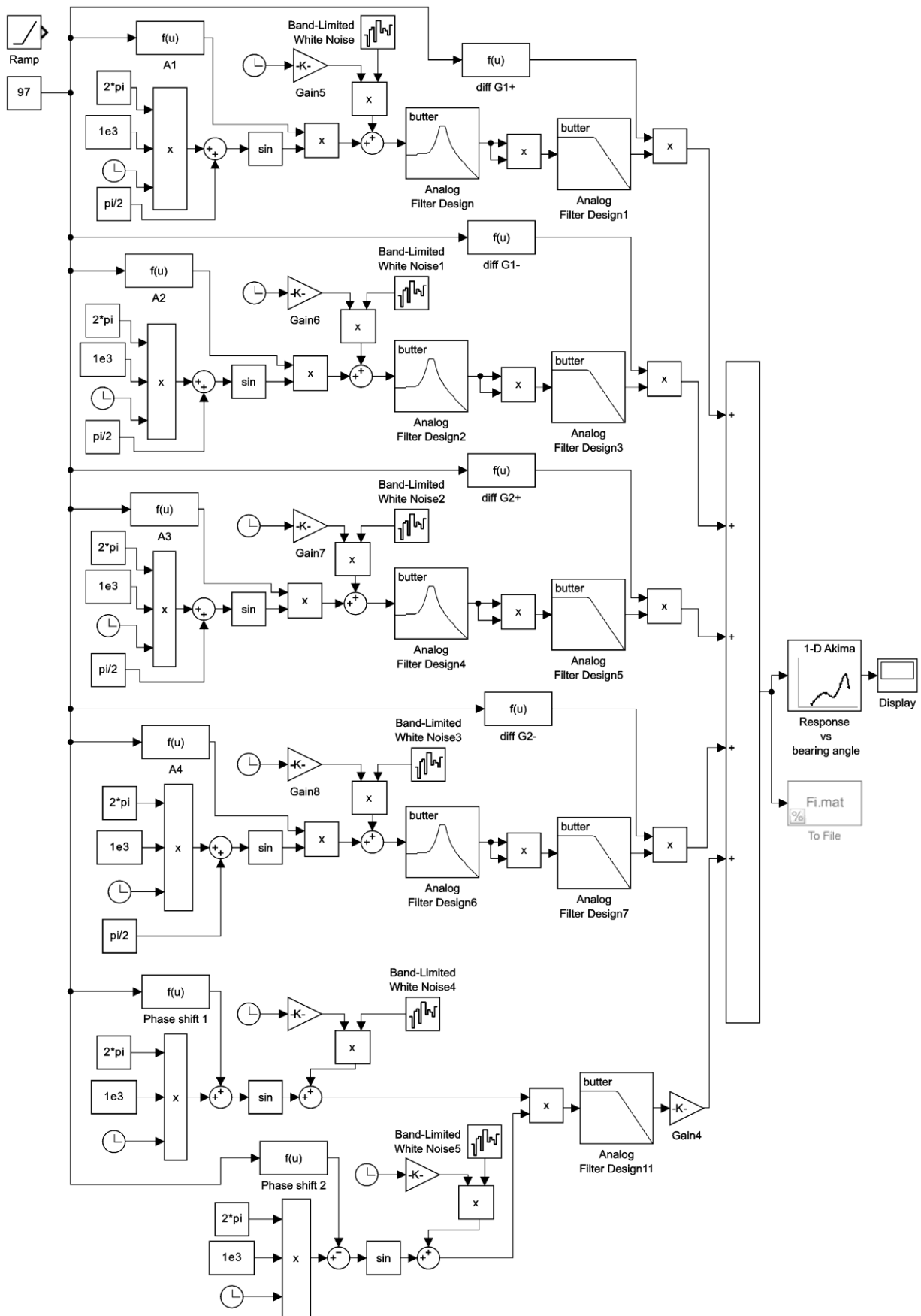


Рис. 4. Імітаційна модель бортового радіолокаційного комплексу високоточного пеленгування джерел радіовипромінювання

Наступною операцією в перших чотирьох каналах є квадратичне детектування амплітуди сигналу та

усереднення отриманих коливань в фільтрі нижніх частот, що реалізують операцію інтегрування в (11). Для

виділення корисної інформації з отриманих амплітуд в перших чотирьох каналах виконується множення коливань після фільтру нижніх частот на похідні від діаграм спрямованості кожного каналу. Реалізовані такі амплітуди у вигляді похідних від діаграм спрямованості у блоках diff G1+ (перший канал), diff G1- (другий канал), diff G2+ (третій канал) і iff G2- (четвертий канал). Результати множення додаються в суматорі всіх каналів.

В загальний суматор також подається напруга з фазового пеленгатору, що реалізується у п'ятому та шостому каналах. Корисні сигналів в суміші з шумами перемножуються та фільтруються в фільтрі нижніх час-

тот. В результаті виконання таких операцій некорельовані внутрішні шуми придушуються і оцінюється напруга, що пропорційна різниці фаз між каналами. Напруга змінюється за законом синуса в залежності від відхилення сигналу від рівносигнальної зони. Вплив на загальні вимірювання фазового пеленгатору корегується підсилювачем Gain4.

Результати додавання всіх амплітуд на першому етапі роботи моделі записуються в файл Fi.mat при встановлених нульових значеннях дисперсії внутрішніх шумів. Отримані записи в файл є оцінками пеленгаційної характеристики $\Psi(\theta_s)$. На рис. 5 проказані $\Psi(\theta_s)$ для чотирьох типів пеленгаторів.

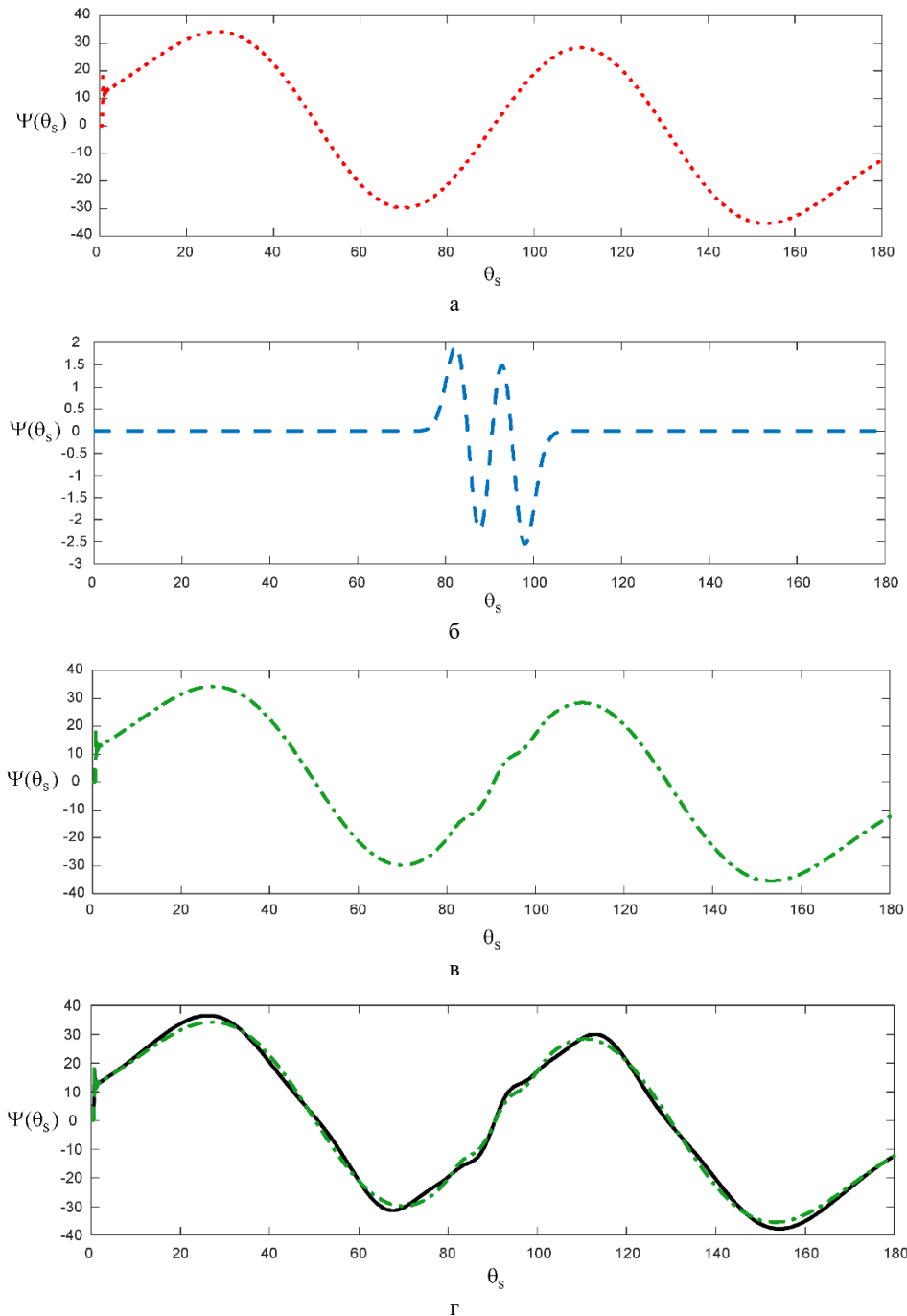


Рис. 5. Пеленгаційні характеристики різних типів пеленгаторів:

а – амплітудний пеленгатор з вузькоспрямованими антенами, б – амплітудний пеленгатор з широкоспрямованими антенами, в – комбінація двох амплітудних пеленгаторів, г – двох амплітудних і фазового пеленгаторів

На рис. 5 позначено:

- перша пунктирна червона крива показує пеленгаційну характеристику амплітудного пеленгатору з широкоспрямованими антенами,
- друга штрихова синя крива – амплітудного пеленгатору з вузькоспрямованими антенами,
- третя штрих-пунктирна зелена крива – комбінацію двох перших пеленгаторів,
- четверта суцільна чорна крива – амплітудних пеленгаторів і фазового пеленгатору при їх роботі в комплексі.

З отриманих пеленгаційних характеристик слідуює, що комбінований пеленгатор з двох амплітудних і одного фазового пеленгаторів має найширший діа-

пазон однозначних вимірювань, так як має найширший діапазон навколо рівносигнального напрямку де крива є монотонно зростаючою.

До недоліків необхідно віднести різні значення крутизни дискримінаційної кривої у межах однозначних вимірювань, що матиме різні показники точності для різних кутів.

В той самий час бачимо, що точність збільшується з наближенням до рівносигнального напрямку.

Для оцінки точності були виміряні значення кута 97 градусів при різних дисперсіях внутрішніх шумів приймачів. Результати моделювання вимірювань показані на рис. 6.

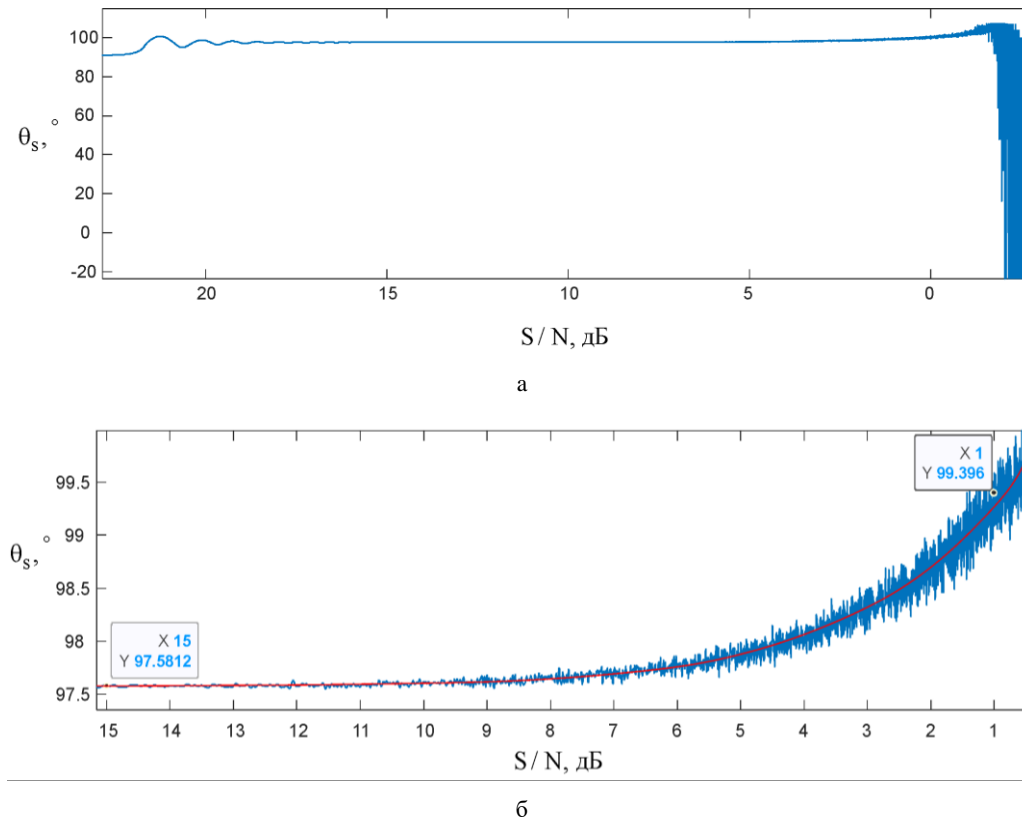


Рис. 6. Вимірювання фіксованого значення кута в залежності від співвідношення сигнал-завада: а – діапазон значень від 28 до 0,5 дБ за потужністю, б – збільшена ділянка найбільш типового випадку співвідношення сигнал-завада у радіолокації

За віссю ординат відкладено значення вимірюваного кута, а за віссю абсцис зміна співвідношення сигнал-завада за потужністю у дБ.

На початку першого графіка спостерігаються пульсації вимірювань – це перехідний процес в аналогових фільтрах, що використані в імітаційній моделі.

В кінці першої кривої спостерігаються значні спотворення вимірювань, що обумовлені високою дисперсією внутрішнього шуму.

На другому графіку виділено найбільш типовий діапазон значень співвідношень-сигнал завада у радіолокації.

При значення більше 13 дБ спостерігається лише зсув оцінки на 0,5812 градуси від заданого і дисперсія розкиду на декілька порядків менша від цього

значення. По мірі зменшення співвідношення сигнал-завада спостерігається зсув оцінки і збільшення розкиду значень.

З аналіз отриманих результатів імітаційного моделювання слідуює працездатність запропонованого методу, можливість досягнення нових критеріїв якості в запропонованому комплексі і загальна відповідність отриманих оцінок кутового положення відомим випадкам вимірювань в присутності завад.

Далі отримані теоретичні методи та імітаційне моделювання в режимі потоку даних підтвердити експериментами.

Для цього спочатку необхідно спроектувати та розробити серію приймальних антен радіопеленгаторів, що здатні працювати відокремлено і в комплексі.

Висновки

Запропонований комбінований пеленгатор, який об'єднує два амплітудних і один фазовий пеленгатор, демонструє найширший діапазон однозначних вимірювань. Це забезпечує надійність роботи системи в широкому діапазоні кутів спостереження. Хоча комбінований пеленгатор має найширший діапазон, різна крутизна дискримінаційної кривої в межах цього діапазону призводить до різної точності для різних кутів.

Однак, точність збільшується з наближенням до рівносигнального напрямку. Під час моделювання було показано, що зменшення співвідношення сигнал-завада призводить до зсуву оцінки та збільшення розкиду значень кутів. В той самий час мінімальним співвідношенням, після якого спостерігається

стрімке погіршення оцінок кутового положення, складає 13 дБ. Отримана величина є фізично досяжною при створенні радіопеленгатору на сучасній елементній базі.

За результатами імітаційного моделювання підтверджується працездатність запропонованого методу, що дозволяє досягати нових критеріїв якості в комплексі вимірювань і є важливим для подальшої розробки і експериментальної перевірки радіопеленгаторів.

Фінансування

Робота виконана за фінансової підтримки Національного фонду досліджень України, за сприяння Кембриджського університету (Велика Британія), державний реєстраційний номер проекту 0124U003671.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Johnson, R., Smith, L. Aviation Navigation Systems: Air-Ground and Onboard Equipment. IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag. 2019, 34, 45-58. doi:10.1109/MAES.2019.8816743
2. Brown, J., Davis, K. Advances in Aircraft Radio Systems. Sensors 2020, 20, 2564. doi:10.3390/s20092564
3. Thompson, G., Liu, M. Unmanned Aerial Vehicles (UAVs): Applications and Control. In Advances in Unmanned Aerial Vehicles: Applications and Control; Springer: Cham, Switzerland, 2021; pp. 15-35. doi:10.1007/978-3-030-50539-7_2
4. Singh, K.P.; Kumar, M.B.; Patel, R.G. Autonomous Landing of Unmanned Aerial Vehicles Using Radio Beacons. J. Aerospace Eng. 2022, 35(4), 04021014. [https://doi.org/10.1061/\(ASCE\)AS.1943-5525.0001365](https://doi.org/10.1061/(ASCE)AS.1943-5525.0001365)
5. Williams, D., O'Connell, P. Amplitude Comparison Direction Finding Systems for Modern Radar Applications. Int. J. Microw. Wirel. Technol. 2021, 13, 125-138. doi:10.1017/S1759078720001530
6. Li, Y.; Liu, W.; Zhang, X. Time Delay Estimation for Direction Finding in Radar Systems. IEEE Trans. Signal Process. 2022, 70, 3054-3065. doi:10.1109/TSP.2022.3154778
7. Nguyen, A., Zhang, Q. Spatial Spectrum Estimation Techniques in Radar and Communication Systems. IEEE Commun. Surv. Tutor. 2022, 24, 654-671. doi:10.1109/COMST.2022.3174761
8. Kumar, V., Patel, R. Interferometric Techniques in Modern Radar Systems. IEEE Trans. Antennas Propag. 2022, 70, 985-999. doi:10.1109/TAP.2022.3141859
9. Andersson, P., Wilson, H. Doppler Direction Finding: Techniques and Challenges. J. Electromagn. Waves Appl. 2021, 35, 1367-1382. doi:10.1080/09205071.2021.1902347
10. Garcia, M., Lee, J. Correlation-Interferometric Direction Finding in Complex Environments. Electronics 2023, 12, 1123. doi:10.3390/electronics12051123
11. Volosyuk, V.; Zhyla, S. Statistical Theory of Optimal Functionally Deterministic Signals Processing in Multichannel Aerospace Imaging Radar Systems. Computation 2022, 10, 213. <https://doi.org/10.3390/computation10120213>
12. Volosyuk, V.; Zhyla, S. Statistical Theory of Optimal Stochastic Signals Processing in Multichannel Aerospace Imaging Radar Systems. Computation 2022, 10, 224. <https://doi.org/10.3390/computation10120224>
13. Volosyuk, V.K.; Kravchenko, V.F. Statisticheskaya Teoriya Radiotekhnicheskikh Sistem Distantionnogo Zondirovaniya i Radiolokatsii. Fiziko-Matematicheskaya Literatura: Moscow, Russia, 2008; 704 p.

Received (Надійшла) 22.05.2024

Accepted for publication (Прийнята до друку) 02.10.2024

Combining measurements in the airborne direction finder as part of the uav autonomous navigation system

E. Tserne, C. Zhyla, A. Popov, Ye. Volkov, S. Shevchuk, O. Hrybskyi, D. Vlasenko, V. Kosharskyi, D. Kovalchuk

Abstract. The article is devoted to the development of a method of operation of an inexpensive, simple in realization, but at the same time highly accurate on-board direction finder that determines the angular position of radio emission sources for further autonomous navigation of UAVs. The aim of the article is to create a high-precision method of complexing measurements in the onboard direction finder located on autonomous guided UAVs, to provide practical recommendations for its algorithmic implementation and to carry out approbation of the main signal processing operations by simulation modeling methods. The objectives of the research include: 1) analysis of the statistical theory of optimization of signal processing algorithms in radio measurement systems; 2) development of algorithms for direction finding of radio sources capable of providing high accuracy in a wide range of observation angles; 3) synthesis of the structural scheme of the direction finder; 4) simulation modeling of the main algorithmic operations and evaluation of the accuracy of angular position measurement. Obtained result: theoretical developments of the method are confirmed, which due to the complexing of measurements from two-antenna amplitude direction finder with narrow diagrams, two-antenna direction finder with wide diagrams and two-antenna phase direction finder is able to overcome the contradiction between high accuracy and wide range of unambiguous measurements. Field of application: the obtained results are a theoretical basis for further experimental development of radio direction finders for various purposes, reveal the theoretical basis for the synthesis of methods of complexing measurements in radio systems for various purposes, and also contribute to improving the autonomy of flights of UAVs.

Keywords: direction finder, statistical synthesis of algorithms, complexing of measurements, simulation modeling.