

М. В. Бугайов, канд. техн. наук, ст. досл.
Житомирський військовий інститут імені С. П. Корольова
<https://orcid.org/0000-0003-0899-9843>

ВПЛИВ СПОТВОРЕНЬ ДІАГРАМИ СПРЯМОВАНОСТІ АНТЕНИ НА ПОМИЛКИ СУМАРНО-РІЗНИЦЕВОГО МЕТОДУ ПЕЛЕНГУВАННЯ

Для визначення напрямку на джерело радіовипромінювання із використанням розміщених на безпілотному літальному апараті засобів радіомоніторингу часто застосовують сумарно-різницевий метод. Проте використання амплітуд сигналів із виходів двох антен для оцінювання азимута вимагає ідентичності розрахункової та реальної діаграм спрямованості антени. Відхилення форми діаграми спрямованості реальної антени від моделі призведе до помилок в оцінюванні азимута. Метою статті є розроблення математичної моделі спотворень діаграми спрямованості антен засобу радіомоніторингу на безпілотному літальному апараті та визначення впливу цих спотворень на помилки пеленгування за допомогою сумарно-різницевого методу.

Основним джерелом спотворень діаграми спрямованості антени є багатопроменеве поширення радіохвиль, що виникає під час переміщення безпілотного літального апарата. Для моделювання випадкових відхилень форми головної пелюстки діаграми спрямованості антени від розрахункової використано суму гармонічних складових із випадковими амплітудами, частотами та початковими фазами. Показано, що залежно від динаміки руху безпілотного літального апарата, частоти радіосигналу, просторового розміщення та розмірів відбивальних об'єктів, тривалості інтервалу оброблення сигналів, спотворення діаграми спрямованості можна розглядати як швидкі або повільні. Встановлено, що в разі ускладнення умов багатопроменевого поширення для швидких спотворень зміщенням оцінки азимута можна знехтувати, а її дисперсія буде зростати. У випадку ж повільних спотворень зміщення оцінки зростатиме, а її дисперсія буде такою ж, як і для неспотвореної діаграми. Наведено вирази для порівняння алгоритмів пеленгування під час роботи в умовах швидких та повільних спотворень діаграми спрямованості. Показано, що помилки пеленгування несуттєво відрізняються залежно від швидкості спотворень діаграми спрямованості антени.

Ключові слова: безпілотний літальний апарат; радіомоніторинг; джерело радіовипромінювання; амплітудний пеленгатор; діаграма спрямованості.

Постановка проблеми в загальному вигляді. На цей час для ведення радіомоніторингу (РМ) досить широко застосовують безпілотні літальні апарати (БпЛА) [1–3]. Для пеленгування джерел радіовипромінювання (ДРВ) за допомогою розміщених на БпЛА засобів РМ часто використовують сумарно-різницевий метод, який є стійким до впливу багатопроменевого поширення, простим у реалізації та має високу швидкодію.

Проте застосування амплітуд сигналів із виходів двох антен для оцінювання азимуту вимагає ідентичності розрахункової та реальної діаграм спрямованості (ДС) антени. Відхилення форми ДС реальної антени від прийнятої для розрахунків моделі призведе до помилок, пов'язаних із неправильністю виразу для оцінювання азимута. Тому дослідження впливу спотворень ДС антен на помилки сумарно-різницевого методу пеленгування з метою прогнозування потенційних можливостей засобів РМ для БПЛА є актуальним науково-практичним завданням.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Деякі питання впливу спотворень ДС на роботу радіотехнічних систем розглянуто в [4–6]. У [7–9] проаналізовано вплив спотворень ДС антени на радіолокаційні вимірювання, включаючи системи із синтезованою апертурою. У [10] досліджено адитивні та мультиплікативні спотворення апертури антени радіометра, запропоновано підходи до їх корегування. Метод компенсації помилок у формуванні ДС антени МІМО радара із синтезованою апертурою наведено в [11]. У [12] розглянуто питання оцінювання помилок визначення напрямку на радіолокаційну ціль у разі відхиленні форми ДС від моделі. Для зменшення помилок запропоновано здійснювати калібрування шляхом часового усереднення вимірювань. Недослідженим залишається питання впливу відхилень форми ДС антени від розрахункової на помилки оцінювання напрямку на ДРВ амплітудним методом під час ведення РМ за допомогою БПЛА.

Формулювання завдання дослідження. Метою статті є розроблення математичної моделі спотворень ДС антен засобу РМ на БПЛА та визначення впливу таких спотворень на помилки сумарно-різницевого методу пеленгування ДРВ.

Виклад основного матеріалу

1. Модель спотворень головної пелюстки ДС

Для апроксимації головної пелюстки ДС антени будемо використовувати криву Гаусса, яку найчастіше застосовують із цією метою [13], відповідно до такого виразу:

$$G(\theta) = G_0 e^{-\frac{k\theta^2}{\Delta\theta^2}}, \quad (1)$$

де G_0 – коефіцієнт підсилення антени в напрямку максимуму ДС;

θ – поточне значення азимута;

$\Delta\theta$ – ширина ДС антени на рівні 0,707;

$k = 2\ln 2$ – коефіцієнт, для якого ширина ДС на рівні $A = 0,707$ від максимуму становить $\Delta\theta$.

Форма ДС антени є неприциповою в межах цього дослідження й обрана в конкретному вигляді лише для проведення числових розрахунків і кількісного порівняння результатів.

Оцінку напрямку на ДРВ для сумарно-різницевого алгоритму пеленгування розраховують за таким виразом:

$$\hat{\theta} = \frac{\Delta\theta^2}{2k\delta} \ln \frac{A_1}{A_2} + \frac{\delta}{2}, \quad (2)$$

де δ – рознесення між максимумами ДС сусідніх антен;

A_1, A_2 – амплітуди сигналів із першої та другої антен відповідно.

Для безповоротної антенної системи з компенсацією дисперсії шуму оцінку напрямку на ДРВ розраховують за таким виразом:

$$\hat{\theta} = \frac{\Delta\theta^2}{2k\delta} \ln \sqrt{\frac{P_2(\theta) - \hat{\sigma}_{\xi_2}^2}{P_1(\theta) - \hat{\sigma}_{\xi_1}^2}} + \frac{\delta}{2}, \quad (3)$$

де $P_1(\theta), P_2(\theta)$ – виміряні значення потужностей сигнальної суміші в каналах;

$\hat{\sigma}_{\xi_1}^2, \hat{\sigma}_{\xi_2}^2$ – оцінки дисперсії шуму в каналах.

Похибки у вирази (2)–(3) вносяться як через відхилення ширини ДС $\Delta\theta$ від розрахункової, так і відхилення форми самої ДС у точках оцінювання азимута.

Основними причинами спотворення ДС антен у разі їх розміщення на БПЛА є: вплив монтажних конструкцій поблизу антени, зокрема елементів самого апарата, та багатопрореневе поширення, що змінює форму ДС дальнього поля. Перший вид спотворень можна компенсувати шляхом калібрування ДС антенної системи під час її встановлення на БПЛА. Тому основним джерелом спотворень ДС у межах цього дослідження, яке неможливо заздалегідь передбачити і врахувати, будемо вважати багатопрореневе поширення радіохвиль, що виникає під час переміщення БПЛА. Це явище створює інтерференційні мінімуми та максимуми електромагнітного поля в просторі, спотворюючи реальну ДС та амплітудний розподіл, що призводить до значних похибок пеленгування. Тоді для моделювання випадкових відхилень форми головної пелюстки ДС антени від розрахункової будемо використовувати суму гармонічних складових із випадковими амплітудами, частотами та початковими фазами. Вираз для опису ДС зі спотвореннями запишемо в такому вигляді:

$$G_h(\theta) = G(\theta) + \sum_{i=1}^{N_h} A_{hi} \sin(2\pi F_{hi}\theta + \phi_{hi}), \quad (4)$$

де $G(\theta)$ – нормована крива, що описує головну пелюстку ДС антени без спотворень;

N_h – кількість гармонік (шляхів поширення радіосигналу);

A_{hi} – амплітуда i -ї гармоніки, що є випадковою, рівномірно розподіленою величиною в діапазоні $[0, A_m]$, де A_m – деяке додатне число, менше 1. Значення A_{hi} відображають здатність предметів біля БПЛА відбивати радіохвилі;

F_{hi} – частота i -ї гармоніки, що є випадковою, рівномірно розподіленою величиною в діапазоні $[0, a(\Delta\theta)^{-1}]$, де $\Delta\theta$ – ширина ДС антени; a – параметр, що відповідає за порізаність ДС (у разі збільшення a порізаність зростає) і визначається несучою частотою радіосигналу;

ϕ_{hi} – фаза i -ї гармоніки, що є випадковою, рівномірно розподіленою величиною в діапазоні $[0, 2\pi]$.

На рис. 1 наведено кілька реалізацій пари ДС антен з різними параметрами моделі (4), де $G_1(\theta), G_2(\theta)$ – ДС антен, що використовуються для реалізації сумарно-різницевого методу пеленгування, без спотворень, а $G_{h1}(\theta), G_{h2}(\theta)$ – відповідні ДС зі спотвореннями.

Визначальну роль у спотворенні ДС відіграє значення параметра A_m , що відповідає за амплітуди складових багатопроменевого поширення. Чим далі антена БПЛА буде переміщуватися від відбивачів радіохвиль, тим меншими будуть спотворення ДС. Також за решти незмінних параметрів у разі збільшення кількості шляхів поширення сигналу N_h рівень спотворень зростатиме. Параметр a визначає порізаність ДС і зростає в ході збільшення швидкості переміщення БПЛА відносно ДРВ та відбивальних предметів.

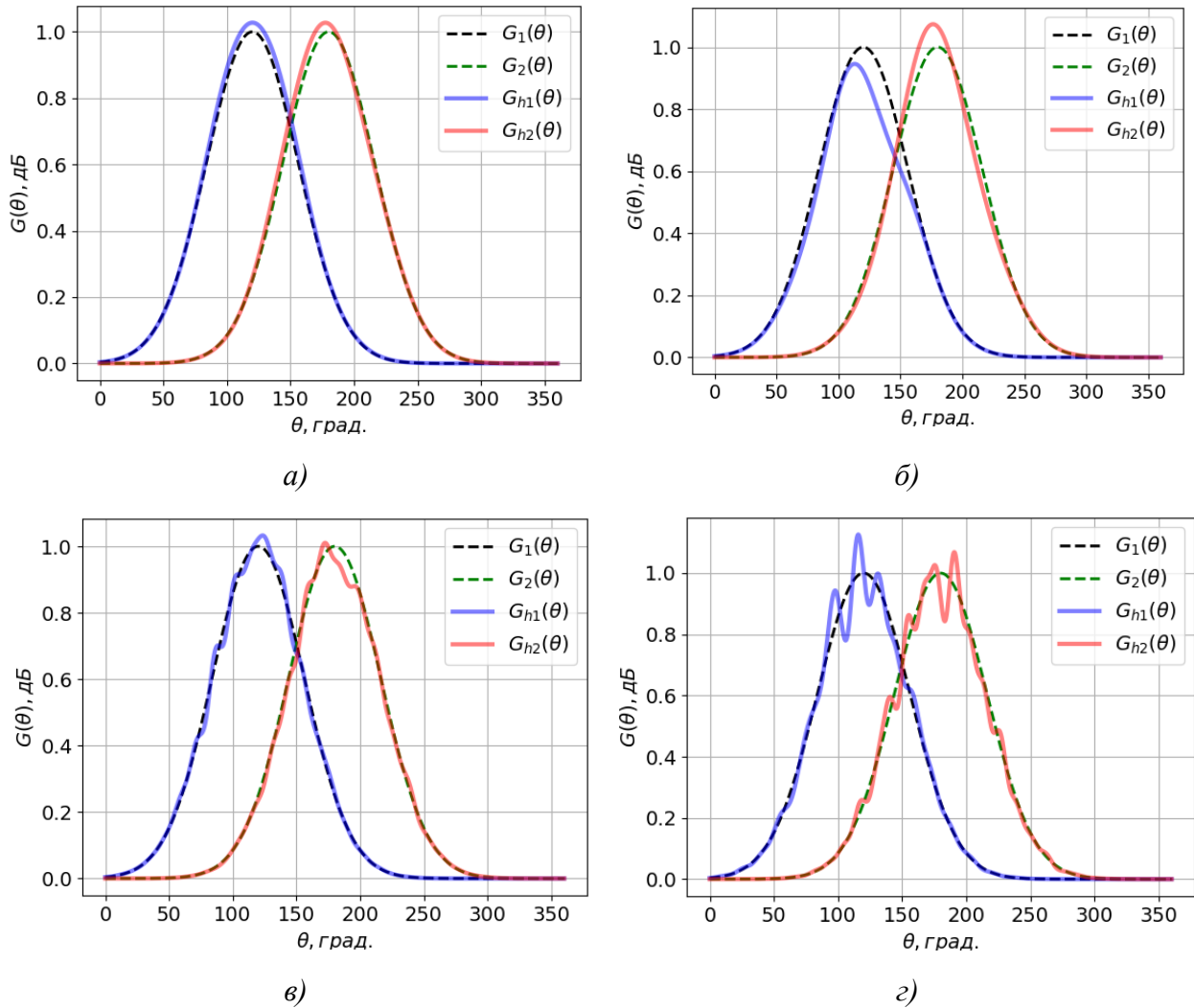


Рис. 1. Спотворення ДС пари антен для $N_h = 10$, $\Delta\theta = 60^\circ$: якщо $a = 1$, за $A_m = 0,01$ (а) та $A_m = 0,05$ (б); якщо $a = 5$, за $A_m = 0,01$ (в) та $A_m = 0,05$ (з)

Як міру спотворень ДС антени доцільно використовувати максимальне абсолютне значення її відхилення ΔG_{max} від моделі. На рис. 2 наведено залежність ΔG_{max} від A_m для деяких значень N_h . Ці залежності отримані шляхом статистичного моделювання, вони демонструють практично лінійне зростання ΔG_{max} як від параметра A_m , так і від N_h . Проте для амплітудного методу пеленгування суттєву роль відіграє не лише абсолютне максимальне значення відхилення, а й місце розташування спотворень – у максимумі головної пелюстки ДС чи на її схилі, оскільки крутизна ДС і, відповідно, точність пеленгування залежать від напрямку надходження радіосигналу θ .

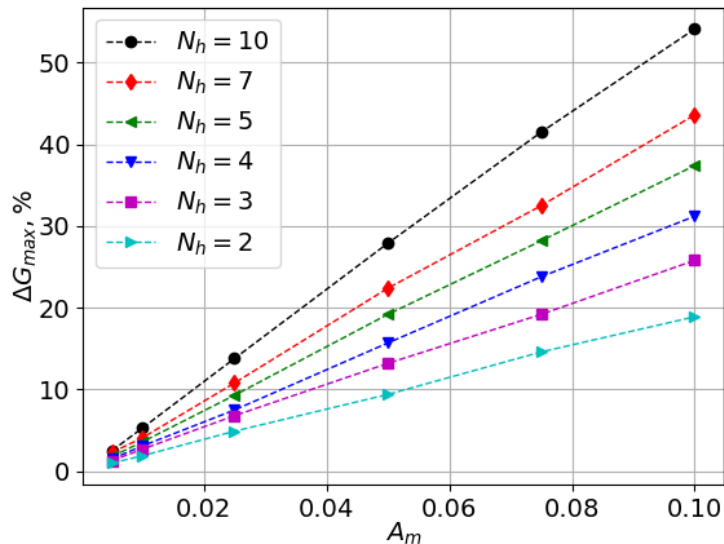


Рис. 2. Залежність ΔG_{max} від A_m для деяких значень N_h

Припускаємо, що під час ведення РМ БпЛА постійно переміщується відносно ДРВ та об'єктів, від яких відбиваються радіосигнали. Через це постійно будуть змінюватися умови багатопробного поширення радіохвиль. У такому разі, залежно від динаміки руху БпЛА, частоти радіосигналу, просторового розміщення та розмірів відбивальних об'єктів, тривалості інтервалу оброблення сигналів ДРВ, спотворення ДС можна розглядати як швидкі або повільні.

2. Швидкі спотворення ДС

Якщо за час оцінювання напрямку на ДРВ T_A форма ДС багаторазово змінюється, то спотворення вважаємо швидкими. Такий випадок характерний для високих частот радіосигналів та швидкостей польоту БпЛА. За час аналізу сигналу азимут оцінюють декілька разів, а результати усереднюють. Проте для коректного пеленгування за час аналізу T_A напрямки на ДРВ повинен залишатися практично незмінним. В умовах багатопробного замирання відстань, у разі переміщення БпЛА, на яку ДС суттєво зміниться, становитиме величину порядку половини довжини радіохвилі [14]. Тому за відстані до ДРВ більше 1 км і переміщення БпЛА на відстань до 10 довжин хвиль для частоти 300 МГц за час T_A кутове зміщення БпЛА відносно ДРВ не перевищуватиме 1° , відповідно, його можна вважати несуттєвим порівняно з помилками пеленгування.

Для дослідження впливу помилок апроксимації головної пелюстки ДС антени на помилки пеленгування будемо розраховувати середньоквадратичне відхилення (СКВ) оцінки напрямку на ДРВ σ_θ та її зміщення Δ_θ . У ході розрахунків вважатимемо, що спотворення ДС кожної з антен є незалежними та випадковими. Як сигнал будемо використовувати гармонічне коливання, що приймається на фоні білого гаусівського шуму. Довжина реалізації прийнятої сигнальної суміші становить $N = 10^3$ відліків. Моделювання проводимемо для 10^4 реалізацій сигнальної суміші. Ширину ДС для розрахунків візьмемо рівною $\Delta\theta = 60^\circ$, а рознесення між максимумами ДС – $\delta = \Delta\theta$. Такі значення є типовими для більшості широкосмугових спрямованих антен, що використовуються для розроблення радіопеленгаторів для БпЛА.

На рис. 3 наведено залежності СКВ σ_θ та зміщення Δ_θ оцінок напрямку на ДРВ, розраховані із використанням алгоритмів без компенсації дисперсії шуму (2) та з компенсацією (3) від відношення сигнал-шум (ВСШ) q для $N_h = 5$ та $A_m = 0,01$.

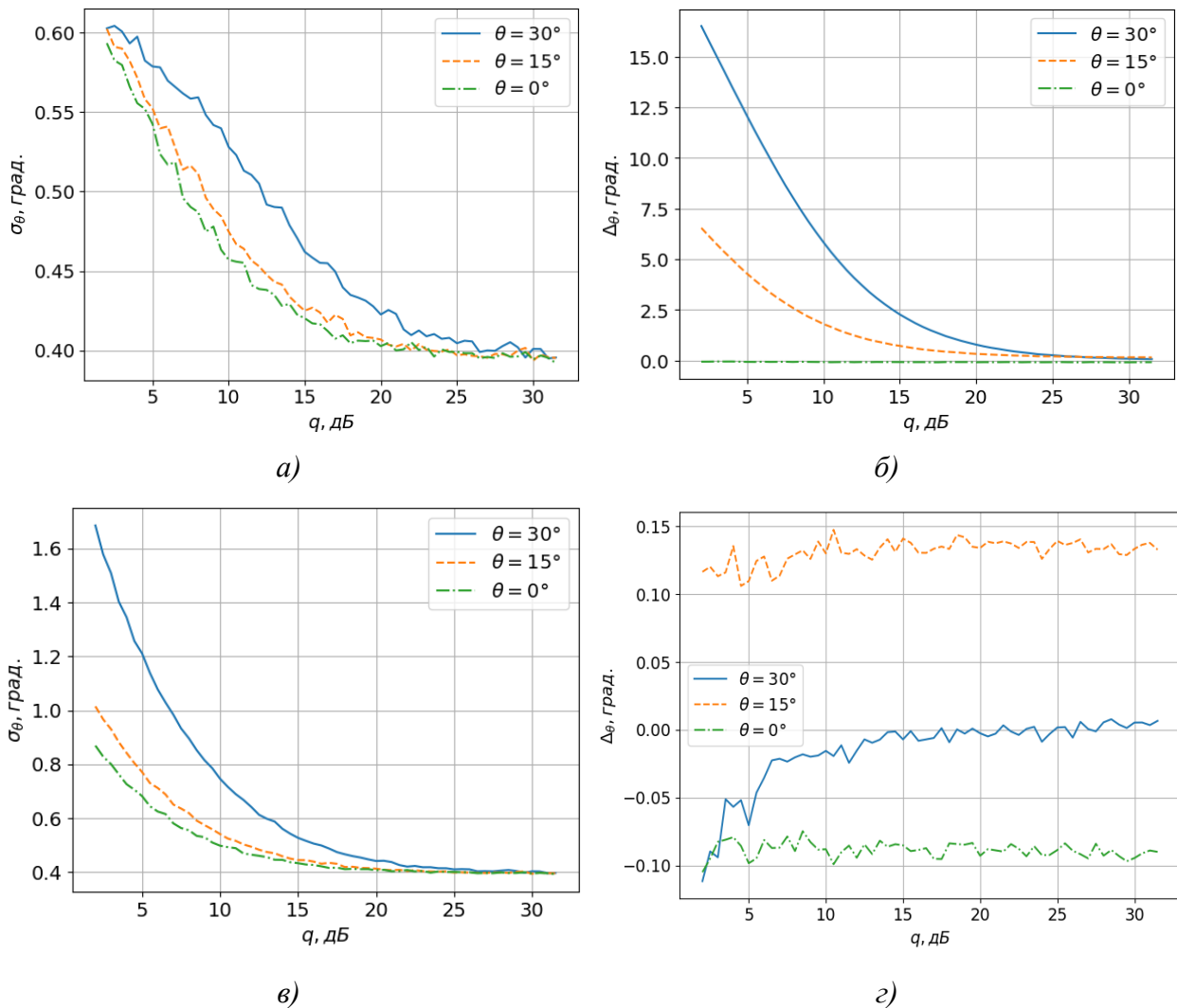


Рис. 3. СКВ (без компенсації дисперсії шуму (а) і з компенсацією (в)) та зміщення оцінок напрямку на ДРВ (без компенсації дисперсії шуму (б) і з компенсацією (г)) для $N_h = 5$, $A_m = 0,01$

На рис. 4 наведено аналогічні залежності для $N_h = 5$ та $A_m = 0,075$. У ході досліджень встановлено, що значення помилок пеленгування не залежать від параметра a у виразі (4).

Для $A_m > 0,02$ і алгоритму без компенсації дисперсії шуму значення σ_θ зростає у разі збільшення ВСШ, а за $q > 25$ дБ залишається практично незмінним. Для алгоритму з компенсацією дисперсії шуму в разі збільшення ВСШ σ_θ зменшується, а за $q > 15$ дБ залишається практично незмінним. Для $A_m < 0,02$ у разі збільшення ВСШ значення σ_θ зменшується для обох алгоритмів.

Для алгоритму без компенсації дисперсії шуму зміщення Δ_θ зменшується за умови зростання ВСШ. Для алгоритму з компенсацією рівня шуму зміщення практично відсутнє незалежно від ВСШ, причому значення зміщення практично не залежить від A_m .

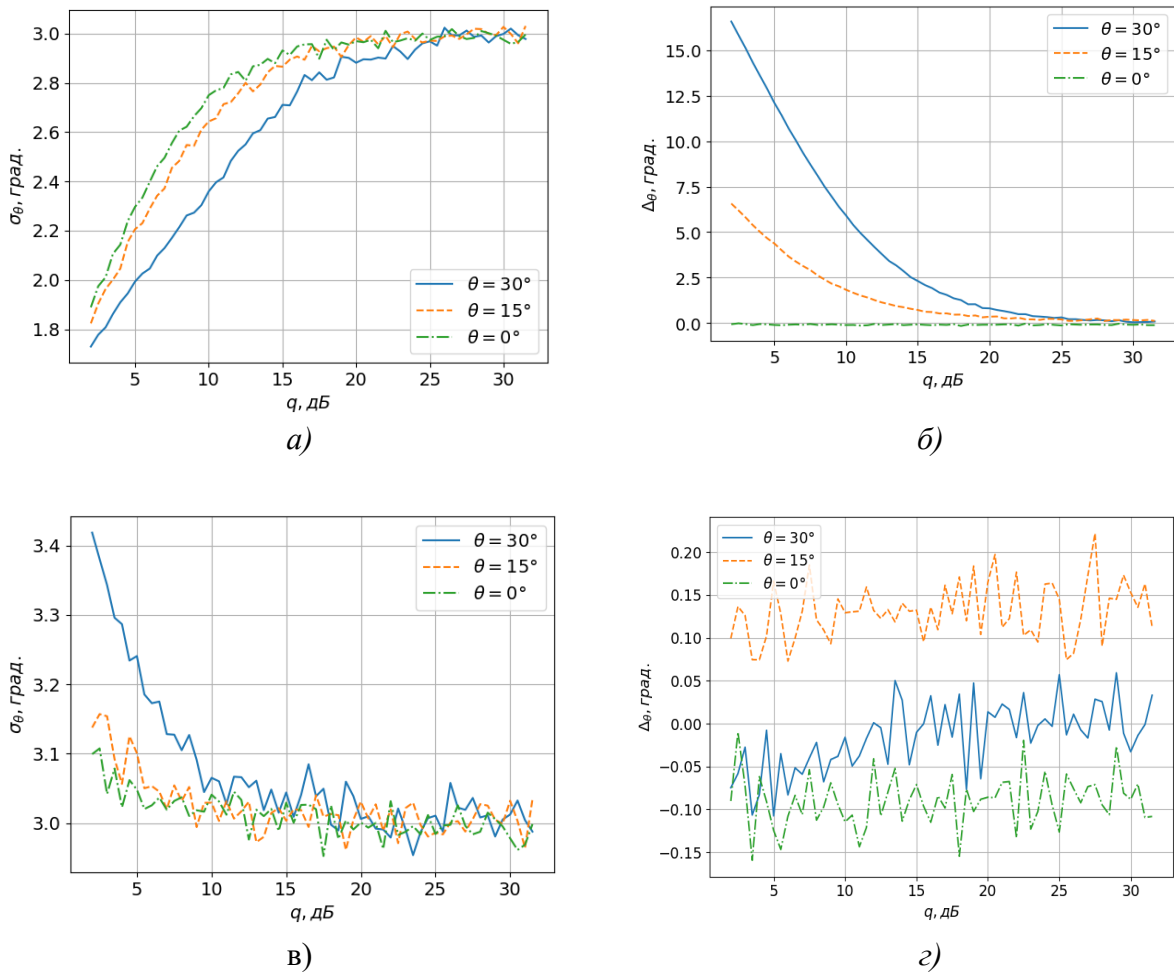


Рис. 4. СКВ (без компенсації дисперсії шуму (а) та з компенсацією (в)) і зміщення оцінок напрямку на ДРВ (без компенсації дисперсії шуму (б) та з компенсацією (г)) для $N_h = 5$, $A_m = 0,075$

Для випадку швидких спотворень ДС, коли значення азимута оцінюється шляхом усереднення кількох оцінок, значення СКВ для обох алгоритмів у разі збільшення ВСШ наближається до значень, наведених у табл. 1. За зростання A_m значення σ_θ зростає лінійно.

Таблиця 1

Залежність σ_θ від A_m

A_m	0,005	0,01	0,025	0,05	0,075	0,1
σ_θ , град	0,2	0,4	1	2	3	4

3. Повільні спотворення ДС

Спотворення вважатимемо повільними, коли за час оцінювання напрямку на ДРВ T_A форма ДС залишається практично незмінною. Для такого виду спотворень зміщення оцінки напрямку на ДРВ Δ_θ не буде нульовим навіть для рівносигнального напрямку і завжди перевищуватиме зміщення для розрахункової ДС. Дисперсія оцінки буде такою ж, як і для неспотвореної ДС для заданого ВСШ.

У разі зростання A_m зміщення зростає незалежно від a , оскільки принциповим є лише зростання рівня спотворень форми ДС, а не частоти їх появи. Зміщення спостерігається як для алгоритму без компенсації дисперсії шуму, так і з її компенсацією (рис. 5). Проте для алгоритму із компенсацією (рис. 5б) воно не залежить від ВСШ. Зміщення є різним для різних θ і визначається величиною спотворення обох ДС для конкретного напрямку на ДРВ. Причому в разі зростання ВСШ значення зміщення для конкретного азимута для обох алгоритмів збігаються. За збільшення N_h значення як зміщення, так і дисперсії оцінки напрямку на ДРВ зростають, оскільки зростають спотворення ДС антени.

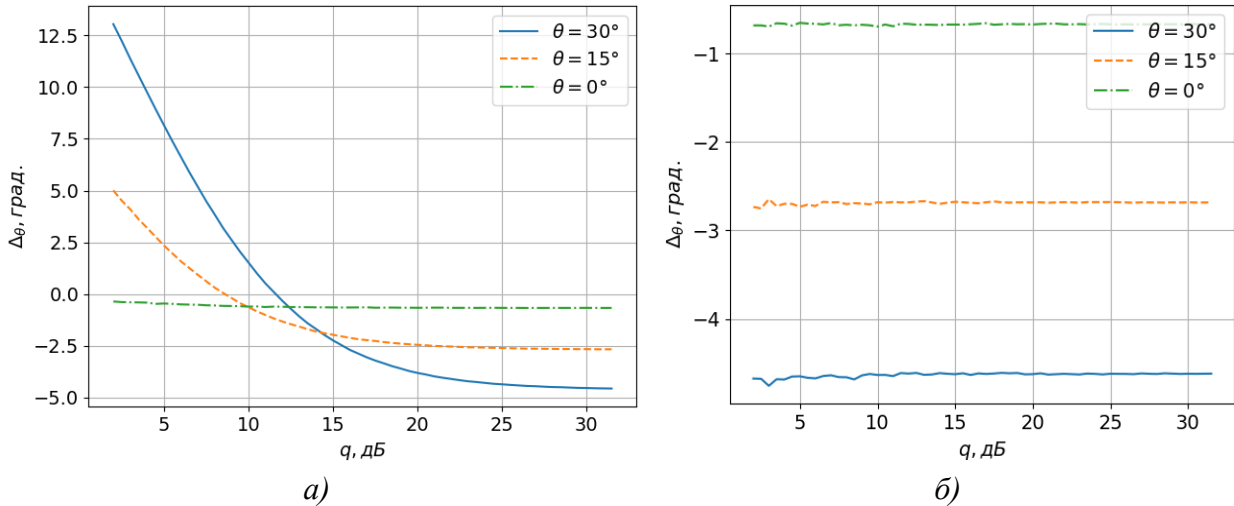


Рис. 5. Зміщення оцінок напрямку на ДРВ без компенсації дисперсії шуму (а) та з компенсацією (б) для $N_h = 10$, $A_m = 0,1$

Порівнюючи наведені на рис. 3–4 та рис. 5 залежності, можна зробити висновок, що для швидких спотворень ДС зміщення оцінки буде меншим, ніж для повільних, за рахунок усереднення як додатних, так і від’ємних зміщень оцінки азимута. СКВ оцінки для швидких спотворень, навпаки, буде зростати через додавання дисперсій окремих оцінок азимута. Отже, у разі ускладнення умов багатопроменевого поширення (зростання кількості та інтенсивності багатопроменевих складових радіосигналу) для швидких спотворень ДС, зміщенням оцінки азимута можна знехтувати, а її СКВ буде зростати. У разі ж повільних спотворень ДС зміщення оцінки напрямку на ДРВ зростатиме, а її СКВ буде таким самим, як і для неспотвореної ДС.

4. Порівняння алгоритмів пеленгування для швидких та повільних спотворень ДС

Для чисельного порівняння сумарно-різницевого алгоритму з компенсацією дисперсії шуму (3) будемо використовувати інтегральну середню сумарну помилку RB ($RMSE + bias$), що враховує СКВ та зміщення оцінки азимута для усіх ВСШ й азимутів для деякого значення A_m . Цю помилку для випадку швидких спотворень ДС будемо розраховувати за таким виразом:

$$RB_{fast} = \frac{2}{\Delta q \Delta \theta} \int_0^{\Delta \theta / 2} \int_{q_{min}}^{q_{max}} \sigma_\theta(\theta, q) d\theta dq + \frac{2}{\Delta q \Delta \theta} \int_0^{\Delta \theta / 2} \int_{q_{min}}^{q_{max}} |\Delta_\theta(\theta, q)| d\theta dq, \quad (5)$$

де q_{min} , q_{max} – робочі мінімальне та максимальне значення ВСШ, $\Delta q = q_{max} - q_{min}$;

$\sigma_\theta(\theta, q)$, $\Delta_\theta(\theta, q)$ – залежності СКВ та зміщення оцінки азимута, наведені на рис. 3–4.

Для випадку повільних спотворень ДС антени усереднення оцінок напрямку на ДРВ не забезпечує компенсації зміщення азимута, оскільки форма ДС за час T_A практично не змінюється. Тому значення помилки пеленгування буде залежати виключно від рівня спотворень ДС у конкретній точці простору. Помилку RB у такому разі оцінюватимемо як усереднене інтегральне СКВ оцінки азимута та усереднене за ансамблем інтегральне зміщення оцінки азимута відповідно до такого виразу:

$$RB_{slow} = \frac{2}{\Delta q \Delta \theta} \int_0^{\Delta \theta / 2} \int_{q_{min}}^{q_{max}} \sigma_\theta(\theta, q) d\theta dq + \frac{2}{\Delta \theta} \langle \int_0^{\Delta \theta / 2} |\Delta_\theta(\theta)| d\theta \rangle, \quad (6)$$

де $\langle \rangle$ – знак усереднення за ансамблем можливих ДС.

На рис. 6 показано залежність помилки RB від A_m для $N_h = 5$, $\Delta \theta = 60^\circ$, $q_{min} = 2$ дБ, $q_{max} = 32$ дБ для алгоритму з компенсацією рівня шуму (3) і випадків швидких та повільних спотворень ДС. Як бачимо, для незначних відхилень ДС від моделі (малих значень A_m) помилки пеленгування є однаковими як для швидких RB_{fast} , так і для повільних RB_{slow} спотворень ДС. Зі зростанням відхилень ДС від моделі у разі повільних спотворень ДС можна досягти менших помилок пеленгування.

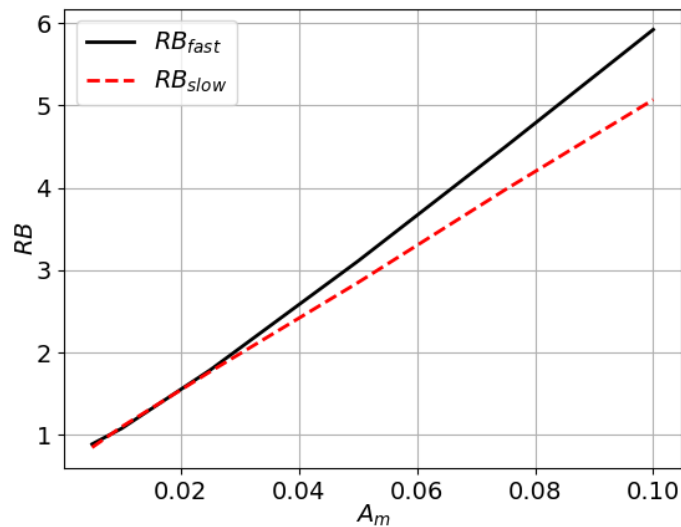


Рис. 6. Залежність значення RB від A_m

Як підходи до боротьби з помилками пеленгування, що виникають за рахунок спотворень головної пелюстки ДС антен, можна визначити такі:

звужувати ДС, що забезпечить потрапляння меншої кількості багатопроменевих складових у її головну пелюстку та її менших спотворень;

унікати прольоту БпЛА біля великих відбивальних об'єктів під час планування маршруту.

Висновки. Наукова новизна отриманих результатів полягає в розробленні математичної моделі швидких та повільних спотворень ДС антен засобу РМ на БпЛА й оцінюванні впливу цих спотворень на помилки пеленгування ДРВ за допомогою сумарно-різницевого методу. Показано, що помилки пеленгування несуттєво

відрізняються залежно від швидкості спотворень ДС антени, а визначаються виключно глибиною її спотворень. Отримані результати можуть бути впроваджені в наявні та перспективні комплекси й системи РМ на базі БПЛА, оскільки дозволять підвищити ефективність пошуку ДРВ в умовах багатопроменевого поширення радіохвиль.

Перспективи подальших досліджень у цьому напрямку полягають у дослідженні можливостей визначення місцеположення ДРВ за допомогою розміщеного на БПЛА засобу РМ в умовах багатопромених завмирань.

СПИСОК БІБЛІОГРАФІЧНИХ ПОСИЛАНЬ

1. Papoci P., Radisic T., Mustra M. Integration of Software Defined Radio on an Unmanned Aerial Vehicle // *Transportation Research Procedia*. 2022. № 64. P. 308–315. <https://doi.org/10.1016/j.trpro.2022.09.035>
2. Gul N., Kim S. M., Ali J., Kim J. UAV Aided Virtual Cooperative Spectrum Sensing for Cognitive Radio Networks. *PLoS One*. 2023. Vol. 5. 36 p. <https://doi.org/10.1371/journal.pone.0291077>
3. Shen F., Ding G., Wang Z., Wu Q. UAV-Based 3D Spectrum Sensing in Spectrum-Heterogeneous Networks // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2019. Vol. 68, № 6. P. 5711–5722. <https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2909167>
4. Rodriguez I., Nguyen H. C., Sorensen T. B., Franek O. Base Station Antenna Pattern Distortion in Practical Urban Deployment Scenarios // *IEEE 80th Vehicular Technology Conference*. Vancouver, BC, Canada, 2014. P. 1–6. <https://doi.org/10.1109/VTCFall.2014.6965887>
5. Schippers H., Spalluto G., Vos G. Radiation Analysis of Conformal Phased Array Antennas on Distorted Structures // *12th International Conference on Antennas and Propagation*. Exeter, UK, 2003. Vol. 1. P. 160–163. <https://doi.org/10.1049/cp:20030040>
6. A Cross-Correlation-Based Approach to Pattern Distortion and Mutual Coupling for Shared-Aperture Antennas / Heo J. M. et al. // *Appl. Sci*. 2021, № 11, 9652. <https://doi.org/10.3390/app11209652>
7. Laws K., Paduan J. D., Vesecky J. Estimation and Assessment of Errors Related to Antenna Pattern Distortion in CODAR SeaSonde High-Frequency Radar Ocean Current Measurements // *J. Atmos. Oceanic Technol*. 2010. № 27. P. 1029–1043. <https://doi.org/10.1175/2009JTECHO658.1>
8. Ye H., Kuang Y., Shen Y., Qin G. The Influence Analysis of Antenna Radiation Pattern Aberration of Airborne Radar on Clutter Feature // *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. 2022. P. 933–949. <https://doi.org/10.1049/mia2.12314>
9. Calibrating the Amplitude and Phase Imbalances in AgileDARN HF Radar / Deng X. et al. // *Radio Science*. 2021. № 56, e2020RS007138. <https://doi.org/10.1029/2020RS007138>
10. Analysis and Correction of Antenna Pattern Errors for In-Orbit Fully Polarimetric Aperture Synthesis Radiometer / Wu Y. et al. // *Remote Sensing*. 2025. № 17 (8), 1414. <https://doi.org/10.3390/rs17081414>
11. Geiss J., Sippel E., Braunwarth M., Vossiek M. The Impact of Antenna Array Calibration Errors on MIMO and Multi-Channel Synthetic Aperture Radar Imaging // *IEEE Journal of Microwaves*. 2023. Vol. 3, № 2. P. 635–654. <https://doi.org/10.1109/JMW.2023.3254135>

12. Lai Y., Zhou H., Zeng Y., Wen B. Quantifying and Reducing the DOA Estimation Error Resulting from Antenna Pattern Deviation for Direction-Finding HF Radar // *Remote Sens.* 2017. № 9, 1285. <https://doi.org/10.3390/rs9121285>
13. Improving Accuracy of an Amplitude Comparison-Based Direction-Finding System by Neural Network Optimization / Yan E. et al. // *IEEE Access.* 2020. Vol. 8. P. 169688–169700. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3024031>
14. Бугайов М. В. Оптимізація швидкості польоту безпілотної літальної апаратури під час ведення радіомоніторингу // *Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем : зб. наук. праць. Житомир : ЖВІ, 2025. Вип. 28 (I). С. 4–15.* <https://doi.org/10.46972/2076-1546.2025.28.01>

Стаття надійшла до редакції 16.03.2026.

Прийнято до друку 06.04.2026.

Дата публікації 30.06.2026.

REFERENCES

1. Papoci, P., Radisic, T., & Mustra, M. (2022). Integration of Software Defined Radio on an Unmanned Aerial Vehicle. *Transportation Research Procedia*, 64, 308–315. <https://doi.org/10.1016/j.trpro.2022.09.035>
2. Gul, N., Kim, S. M., Ali, J., & Kim, J. (2023). UAV Aided Virtual Cooperative Spectrum Sensing for Cognitive Radio Networks. *PLoS One*, 5, 36. <https://doi.org/10.1371/journal.pone.0291077>
3. Shen, F., Ding, G., Wang, Z., & Wu, Q. (2019). UAV-Based 3D Spectrum Sensing in Spectrum-Heterogeneous Networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 68, 6, 5711–5722. <https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2909167>
4. Rodriguez, I., Nguyen, H. C., Sorensen, T. B., & Franek, O. (2014). Base Station Antenna Pattern Distortion in Practical Urban Deployment Scenarios. In *IEEE 80th Vehicular Technology Conference*. Vancouver, BC, Canada. (pp. 1–6). <https://doi.org/10.1109/VTCFall.2014.6965887>
5. Schippers, H., Spalluto, G., & Vos, G. (2003). Radiation Analysis of Conformal Phased Array Antennas on Distorted Structures. In *12th International Conference on Antennas and Propagation*. Exeter, UK. (pp. 160–163). <https://doi.org/10.1049/cp:20030040>
6. Heo J. M. et al. (2021). A Cross-Correlation-Based Approach to Pattern Distortion and Mutual Coupling for Shared-Aperture Antennas. *Appl. Sci.*, 11, 9652. <https://doi.org/10.3390/app11209652>
7. Laws, K., Paduan, J. D., & Vesecky, J. (2010). Estimation and Assessment of Errors Related to Antenna Pattern Distortion in CODAR SeaSonde High-Frequency Radar Ocean Current Measurements. *J. Atmos. Oceanic Technol.*, 27, 1029–1043. <https://doi.org/10.1175/2009JTECHO658.1>
8. Ye, H., Kuang, Y., Shen, Y., & Qin, G. (2022). The Influence Analysis of Antenna Radiation Pattern Aberration of Airborne Radar on Clutter Feature. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 933–949. <https://doi.org/10.1049/mia2.12314>
9. Deng, X. et al. (2021). Calibrating the Amplitude and Phase Imbalances in AgileDARN HF Radar. *Radio Science*, 56, e2020RS007138. <https://doi.org/10.1029/2020RS007138>
10. Wu, Y. et al. (2025). Analysis and Correction of Antenna Pattern Errors for In-Orbit Fully Polarimetric Aperture Synthesis Radiometer. *Remote Sensing*, 17 (8), 1414. <https://doi.org/10.3390/rs17081414>

11. Geiss, J., Sippel, E., Braunwarth, M., & Vossiek, M. (2023). The Impact of Antenna Array Calibration Errors on MIMO and Multi-Channel Synthetic Aperture Radar Imaging. *IEEE Journal of Microwaves*, 3, 2, 635–654. <https://doi.org/10.1109/JMW.2023.3254135>
12. Lai, Y., Zhou, H., Zeng, Y., & Wen, B. (2017). Quantifying and Reducing the DOA Estimation Error Resulting from Antenna Pattern Deviation for Direction-Finding HF Radar. *Remote Sens*, 9, 1285. <https://doi.org/10.3390/rs9121285>
13. Yan, E. et al. (2020). Improving Accuracy of an Amplitude Comparison-Based Direction-Finding System by Neural Network Optimization. *IEEE Access*, 8, 169688–169700. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3024031>
14. Buhaiov, M. V. (2025). Optymizatsiia shvydkosti polotu bezpilotnoho litalnoho aparatf pid chas vedennia radiomonitorynhu [Unmanned Aerial Vehicle Flight Speed Optimization for Spectrum Sensing]. *Problemy stvorennia, vyprobuvannia, zastosuvannia ta ekspluatatsii skladnykh informatsiinykh system: zb. nauk. prats [Problems of Construction, Testing, Application and Operation of Complex Information Systems: Scientific Journal of Korolov Zhytomyr Military Institute]*, 28 (I), 4–15. <https://doi.org/10.46972/2076-1546.2025.28.01> [in Ukrainian].

M. V. Buhaiov

ANTENNA DIRECTIONAL PATTERN DISTORTIONS INFLUENCE ON ERRORS OF SUM-DIFFERENCE DIRECTION FINDER

To determine the direction on radio frequency emitter with unmanned aerial vehicle based radio monitoring devices, the sum-difference method is often used. However, using the amplitudes of signals from the outputs of two antennas to estimate the azimuth requires calculated and actual antenna directional patterns to be identical. Deviations in shape of actual antenna's directional pattern from the model will lead to errors in azimuth estimation. The purpose of this article is to develop a mathematical model of antenna directional pattern distortions in unmanned aerial vehicle based radio frequency sensor and to determine the impact of these distortions on bearing errors using the sum-difference method. The main source of antenna pattern distortion is multipath propagation of radio waves that occurs during the movement of an unmanned aerial vehicle. To model random deviations of the main lobe shape of the antenna directional pattern from the calculated one, the sum of harmonic components with random amplitudes, frequencies, and initial phases was used. It has been shown that, depending on the dynamics of the unmanned aerial vehicle's movement, signal frequency, spatial arrangement and dimensions of the reflecting objects, and the signal processing interval duration, the directional pattern distortion can be considered fast or slow. It has been shown that when multipath propagation conditions become more complex, for fast distortions, bias of the azimuth estimate can be neglected, and its variance will increase. In the case of slow distortions, the bias estimate will increase, and its variance will be the same as for an undistorted antenna directional pattern. Expressions are given for comparing bearing algorithms when operating under conditions of fast and slow directional pattern distortions. It is shown that bearing errors do not differ significantly depending on the speed of the antenna directional pattern distortions.

Keywords: *unmanned aerial vehicle; spectrum sensing; radio frequency emitter; amplitude direction finder; directional pattern.*