

RADIOLOCATION AND RADIONAVIGATION

РАДІОЛОКАЦІЯ І РАДІОНАВІГАЦІЯ

УДК 629.7.022

DOI:10.30837/rt.2022.3.210.08

*В.М. КАРТАШОВ, д-р техн. наук, М.В. РИБНИКОВ, О.В. КАРТАШОВ,
В.О. ПОСОШЕНКО, канд. техн. наук*

АНАЛІЗ МЕТОДІВ АКУСТИЧНОЇ ПЕЛЕНГАЦІЇ БЕЗПЛОТНИХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ

Вступ

Галузь, пов'язана з виробництвом та застосуванням безпілотних літальних апаратів (БПЛА), в даний час інтенсивно розвивається: розширюється номенклатура літальних апаратів, з'являються та реалізуються нові можливості їх застосування у різних галузях діяльності людини. Однак стрімке поширення БПЛА призвело до збільшення потенційної можливості порушення чинного законодавства, а також збільшення кількості різних інцидентів, пов'язаних з їх використанням.

Малі БПЛА є найбільш складними об'єктами виявлення для сучасних засобів розвідки та контролю повітряного простору [1], тому щодо малих БПЛА потрібен зовсім інший підхід до виявлення, ніж пропонують традиційні методи. Специфіка малих БПЛА полягає в тому, що через малі масогабаритні параметри вони можуть бути доставлені і запущені в місцях, заборонених для польотів, а оскільки вони працюють на малих висотах, то для забезпечення виявлення на великих площах знадобиться значна кількість розподілених систем виявлення. Це значно збільшує вартість комплексу виявлення. Серед різних методів виявлення БПЛА акустична локація є найбільш економічно доцільним рішенням. Акустичний метод пеленгації ґрунтується на визначенні напрямку приходу акустичного сигналу, що генерується електродвигунами БПЛА, після чого координати та дистанцію об'єкта можна визначити за допомогою пасивних методів локації з використанням як мінімум двох содарів [2].

Серед різних методів пеленгації джерел акустичних сигналів [3] найбільш популярні методи, засновані на визначенні різниці в часі приходу сигналу в різні точки простору, а саме метод узагальненої крос-кореляції з фазовим перетворенням (GCC-PHAT), і метод, заснований на формуванні променя, а саме алгоритм керованої потужності відгуку з фазовим перетворенням (SRP-PHAT).

В [4, 5] описано практичне застосування алгоритму SRP-PHAT для знаходження кутів приходу сигналу БПЛА. Автори використовують кілька пар мікрофонів, визначають пік функції взаємної кореляції для кожної пари датчиків, а результуючий напрямок приходу сигналу знаходять методом найменших квадратів. Незважаючи на те, що алгоритм є досить простим і мало витратним у обчислювальному плані, його роздільна здатність обмежена шириною діаграми спрямованості, тому для збільшення роздільної здатності потрібно збільшувати кількість елементів мікрофонної решітки (МР). Як відомо [6, 7], основна потужність акустичного сигналу БПЛА зосереджена на низьких частотах, тому для забезпечення прийнятної роздільної здатності знадобиться досить велика апертура МР.

Методи високої роздільної здатності, відомі в літературі [8], дозволяють дещо зменшити розмір апертури МР, проте вони також мають свої недоліки, зумовлені, перш за все, використанням при обробці досить вузького спектру частот корисного сигналу, а отже, малої частини його енергії.

В статті проаналізовано переваги і недоліки відомих методів пеленгації акустичних сигналів з метою вибору найбільш підходящих алгоритмів для пеленгації БПЛА у тих чи інших практичних ситуаціях. Отримання якісних показників аналізованих алгоритмів здійснювалося методом статистичного комп'ютерного моделювання в середовищі Matlab.

Класичні методи пеленгації акустичних сигналів

Алгоритм GCC-PHAT ґрунтується на знаходженні функції взаємної кореляції сигналів двох мікрофонів, розміщених у різних точках простору. При цьому функція кореляції визначається як [9]

$$\tilde{R}_{ij}(\tau) = \sum_{k=1}^{L-1} \Phi \cdot X_i(k) \cdot X_j(k)^* \cdot \exp^{j\omega\tau}, \quad (1)$$

де $X(k)$ – комплексна амплітуда вхідних сигналів i -го і j -го мікрофонів; $k = (0..L)$ – відлік дискретного перетворення Фур'є; символ $()^*$ – позначає комплексне спряжене; τ – часова затримка сигналів двох рознесених у просторі каналів. Φ – вагова функція PHAT для відбілювання сигналу, яка позитивно позначається на стійкості даного алгоритму до реверберацій та шумів, і визначається як

$$\Phi = \frac{1}{|X_i(k) \cdot X_j(k)^*|}. \quad (2)$$

Часова затримка сигналів визначається за найбільшим піком функції кореляції

$$\tilde{\tau} = \arg \max R(\tau). \quad (3)$$

Тоді напрям приходу корисного сигналу при використанні алгоритму GCC-PHAT можна знайти за допомогою виразу

$$\hat{\theta} = \sin^{-1} \left(\frac{v \cdot \tilde{\tau}}{d} \right), \quad (4)$$

де d – відстань між мікрофонами у приймальній акустичній решітці; v – швидкість поширення звуку у атмосфері.

Алгоритм SRP-PHAT можна розглядати як розширення алгоритму GCC-PHAT [10], він заснований на обчисленні та попарному підсумовуванні вихідних даних GCC-PHAT у N елементній МР у сітці кутів сканування θ . Потужність керованого відгуку можна знайти за формулою [11]

$$P(\theta) = \sum_i^N \sum_{j=i+1}^N \tilde{R}_{ij}(\tau(\theta)). \quad (5)$$

Оціночний напрямок приходу сигналу буде відповідати максимуму потужності керованого відгуку

$$\hat{\theta} = \arg \max P(\theta). \quad (6)$$

Алгоритм SRP-PHAT набув своєї популярності завдяки стабільній роботі в ревербераційних середовищах, яка досягається завдяки використанню функції PHAT, що дозволяє не враховувати амплітуду сигналу. В [12] було запропоновано підхід, заснований на середньоарифметичному нормуванні некогерентної комбінації частот (NAM); у ньому на відміну від SRP-PHAT нормування застосовується до амплітуд частот просторового спектру (ПС).

Так, нормований ПС розраховується за формулою [12]

$$P(f, \theta) = \sum_{f=0}^L \frac{P(f, \theta)}{\max(P(f))}. \quad (7)$$

На рис. 1 представлено порівняння ПС при впливі на вхід двох сигналів БПЛА, що діють з напрямів 25 та 32 град. ПС отримані за допомогою алгоритмів SRP, SRP-PHAT та SRP-NAM при відношенні сигнал шум (ВСШ) 20 дБ.

Порівняння точності визначення кутових координат приходу акустичних сигналів методами SRP, SRP-PHAT і SRP-NAM проводилося шляхом знаходження середньоквадратичного відхилення (СКВ) між знайденим значенням кута $\hat{\theta}_k$ і істинними значеннями φ_k як функції від ВСШ, за формулою [13]

$$RMSE = \sqrt{E \left[\frac{1}{K} \sum_{j=1}^J \sum_{l=1}^K [(\hat{\theta}_j - \varphi_j)^2] \right]}, \quad (8)$$

де $j=(1...J)$ – кількість джерел випромінювання, $l=(1...K)$ – кількість випробувань, E – модуль числа.

На рис. 2 зображено графік СКВ, отриманий за кількості випробувань $K = 100$ у процесі моделювання, у діапазоні ВСШ від -20 до 20 дБ для двох сигналів БПЛА, діючих з напрямів 25 і 35 град. Кількість елементів МР – 30, смуга пропускання 0-4000Гц.

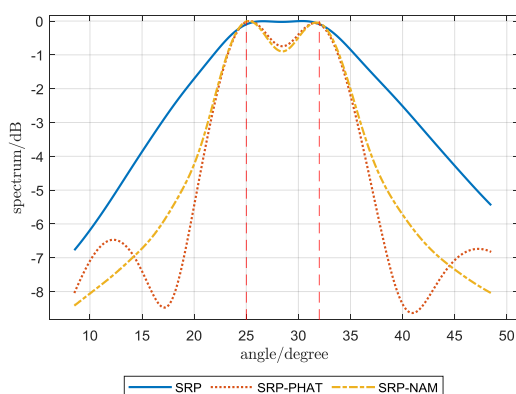


Рис. 1. Просторові спектри, отримані за допомогою алгоритмів SRP, SRP-PHAT та SRP-NAM, при впливі на вхід системи двох сигналів БПЛА, що діють із напрямків 25 та 32 град

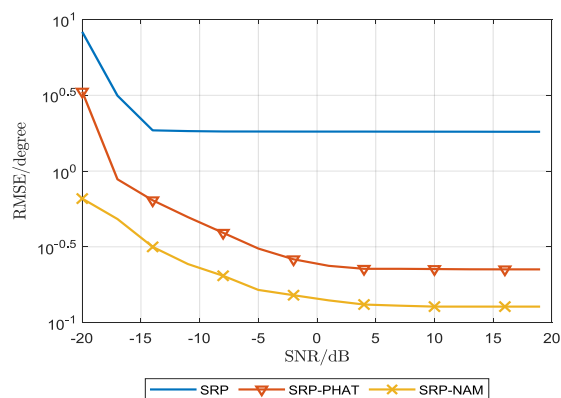


Рис. 2. Графік СКВ визначення кутових координат об'єктів в залежності від ВСШ для алгоритмів SRP, SRP-PHAT та SRP-NAM

Як видно з рис. 1, алгоритм SRP-PHAT розрізняє джерела сигналів на відміну від класичного алгоритму SRP, але при цьому на його виході є хибні піки. Алгоритм SRP-NAM усуває проблему з хибними піками, забезпечуючи при цьому невелике збільшення роздільної здатності.

Як впливає з представленого графіка, алгоритм SRP-NAM забезпечує найкращу точність оцінки та більшу стійкість за умов низьких значень ВСШ. Алгоритм SRP-PHAT дещо програє у зазначених показниках, а алгоритм SRP, який широко обговорюється в літературі та рекомендується до використання на практиці для пеленгування акустичних сигналів БПЛА, має суттєво гірші якісні характеристики порівняно з першими двома алгоритмами.

Методи високої роздільної здатності

Як відомо, методи формування променя схильні до обмеження Релея [14]. У разі, коли є обмеження по апертурі, доцільно застосовувати методи високої роздільної здатності, які дозволяють долати зазначене обмеження. Найбільш відомі такі методи як MUSIC або ROOT-MUSIC, які засновані на розкладанні сигнального та шумового підпросторів [15].

Однак ці алгоритми спочатку розроблялися для вузькосмугових сигналів, і, незважаючи на те, що в сигналі БПЛА присутні вузькосмугові складові, до яких можна застосувати

вузькосмугові алгоритми MUSIC та ROOT-MUSIC, частоти піків спектра не є стаціонарними в часі та змінюються залежно від частоти обертання електродвигуна [16].

Широкосмугова адаптація вузькосмугових алгоритмів полягає у розкладанні сигналів на окремі частотні складові за допомогою швидкого перетворення Фур'є або банків фільтрів [17], та застосування вузькосмугового алгоритму до кожної частотної складової f з подальшим підсумовуванням отриманих просторових спектрів. Такий метод прийнято називати некогерентною широкосмуговою обробкою [18].

Основна ідея алгоритму MUSIC полягає у тому, щоб відокремити сигнал від шуму, використовуючи властивість ортогональності їх просторів через власне розкладання кореляційної матриці прийнятого сигналу.

Враховуючи, що сигнал і шум не корельовані, кореляційну матрицю вхідного сигналу можна представити як [19]

$$R = U_s \Lambda_s U_s^T + U_n \Lambda_n U_n^T, \quad (9)$$

де U_s – матриця власних векторів, що охоплюють сигнальний підпростір, U_n – матриця власних векторів, що охоплюють шумовий підпростір, Λ_s , Λ_n – діагональні матриці власних значень сигналів та шумів.

При сортуванні власних значень кореляційної матриці в порядку зменшення, матриці власних векторів сигналу та шумів можна представити такими виразами

$$U_s = (q_1, \dots, q_p), \quad (10)$$

$$U_n = (q_{p+1}, \dots, q_N), \quad (11)$$

де q – власні вектори кореляційної матриці, p – кількість джерел випромінювання, N – кількість елементів МР.

З (10), (11) можемо бачити, що максимальна кількість джерел випромінювання, яку можна визначити за допомогою алгоритму MUSIC, дорівнює $p_{\max} = N - 1$, кількість джерел випромінювання до того ж має бути апіорі відома. На практиці кількість джерел випромінювання можна визначити за методами [20, 21].

Просторово-частотний спектр некогерентної MUSIC (IMUSIC) можна знайти за формулою [22]

$$P(f, \theta) = \frac{1}{a(f, \theta) U_n(f) U_n^T(f) a^T(f, \theta)}, \quad (12)$$

де T – операція транспонування; $a(f, \theta)$ – вектор положення, який визначається як

$$a(f, \theta) = \exp(-j2\pi f(n-1)d \sin \theta / v), \quad (13)$$

де n – порядковий номер мікрофона, d – відстань між мікрофонами.

Напрямок приходу широкосмугового сигналу $\hat{\theta}$ можна знайти за формулою

$$\hat{\theta} = \arg \max \left(\sum_{i=1}^N P_i(\theta) \right), \quad (14)$$

де i – індекс частоти.

На рис. 3. зображено просторові спектри, отримані з використанням алгоритмів ненормованого IMUSIC та нормованого IMUSIC методом моделювання при дії двох сигналів БПЛА з напрямків 25 та 28 град. Смуга пропускання 0 – 4000 Гц, ВСШ 20 дБ.

Для того щоб зрозуміти який частотний діапазон, слід враховувати при формуванні загальної оцінки кутового положення об'єктів, що спостерігаються, представимо нормований

просторово-частотний спектр, отриманий за допомогою алгоритму IMUSIC при впливі на вхід мікрофонної решітки сигналів двох БПЛА з напрямків 25 і 28 град. (рис. 4).

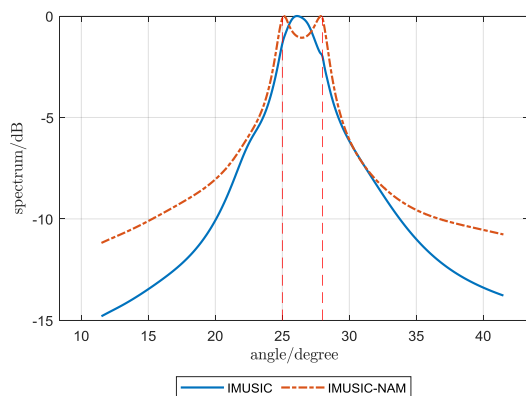


Рис. 3. Просторові спектри, отримані з використанням алгоритмів ненормованого IMUSIC та нормованого IMUSIC при дії двох сигналів БПЛА з напрямків 25 та 28 град

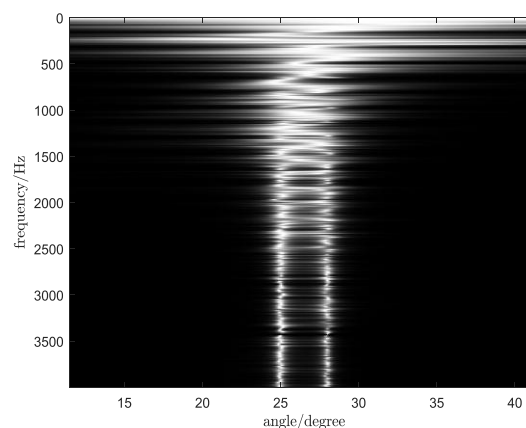


Рис. 4. Нормований просторово-частотний спектр, отриманий з використанням алгоритму MUSIC при впливі на вхід мікрофонної решітки сигналів двох БПЛА з напрямків 25 і 28 град

На рис. 3 у першому випадку, коли просторовий спектр отриманий без нормування по частоті, сигнали не розрізняються по кутах, у другому випадку, при використанні нормування за частотою забезпечується розрізнення сигналів. Як і у випадку з методом формування променя, нормування оцінок дозволяє знизити вплив великих потужностей на низьких частотах.

Як видно з рис. 4, в області низьких звукових частот роздільна здатність не є достатньою, оскільки для більш довгих хвиль потрібна більша відстань між елементами мікрофонної решітки. Також роздільна здатність методу IMUSIC сильно залежить від ВСШ. На рис. 4 можемо бачити, що в області високих звукових частот не всі просторові частоти розрізняються за кутовими координатами. Це пов'язано з низьким ВСШ на певних частотах, оскільки основна потужність сигналу зосереджена в низькочастотній області спектру, а високі частоти схильні до більшого загасання в атмосфері [23].

На рис. 5 представлено просторові спектри, отримані при використанні алгоритмів IMUSIC та IMUSIC-NAM, для діапазону часових частот від 3000 до 4000 Гц при впливі на вхід мікрофонної решітки сигналів двох БПЛА з напрямків 25 і 28 град, відношенні сигналу шум 20 дБ. На рис. 6. представлено просторові спектри, отримані для діапазону частот від 3000 до 4000 Гц з використанням алгоритму IMUSIC при відношенні сигналу шум 0 дБ.

Як видно з рис. 5, на високих частотах нормований некогерентний MUSIC забезпечує більш глибокий провал у просторовому спектрі між джерелами сигналів, ніж NAM-MUSIC, а отже забезпечує кращу роздільну здатність.

У першому випадку при формуванні загальної оцінки враховуються всі оцінки ПС у вказаному діапазоні частот, у другому випадку при формуванні загальної оцінки відсіюються ті з них, у яких не спостерігається роздільної здатності двох сигналів.

Як видно із рис. 6, відсіювання оцінок ПС з недостатньою роздільною здатністю при формуванні загальної оцінки в зазначеному частотному діапазоні, дозволяє істотно збільшити глибину провалу в просторовому спектрі в діапазоні кутів між об'єктами, що спостерігаються, до 1,3 Дб.

Таким чином, метод некогерентної MUSIC здатний забезпечити кращу роздільну здатність порівняно з класичними методами, але його ефективність забезпечується лише при високих ВСШ, що ускладнює його використання в умовах низьких значень ВСШ. Ще один із недоліків некогерентної MUSIC полягає у зниженні ефективності оцінки для когерентних сигналів, проте цю проблему можна вирішити, застосувавши просторове згладжування до кореляційної матриці [22].

Розвитком алгоритму некогерентної MUSIC стосовно задачі виявлення БПЛА є використання відсіювання частотних компонентів з низьким ВСШ при формуванні оцінки, і нормування амплітуд окремих частот з метою зменшення впливу на оцінку потужніших гармонік на низьких частотах.

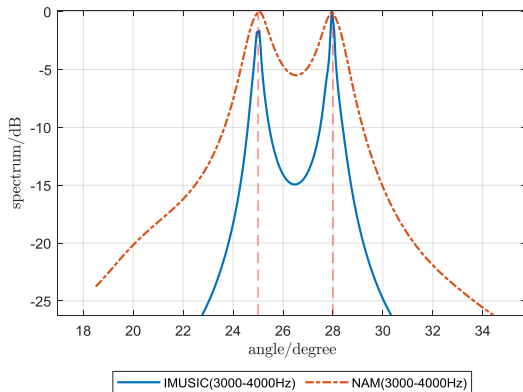


Рис. 5. Просторові спектри, отримані при використанні нормованого та ненормованого IMUSIC для діапазону частот 3000 – 4000 Гц при впливі на вхід антеної решітки сигналів двох БПЛА з напрямків 25 і 28 град

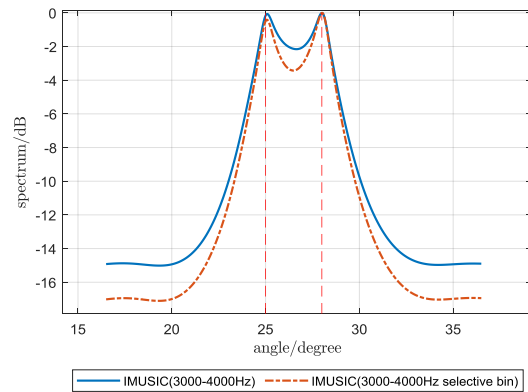


Рис. 6. Просторові спектри, отримані з використанням алгоритму IMUSIC для діапазону частот від 3000 до 4000 Гц щодо сигнал-шум 0 дБ з відсіювання поганих оцінок і без відсіювання

У [23] запропонований некогерентний алгоритм перевірки ортогональності проектованих підпросторів (TOPS), в якому на відміну від MUSIC не потрібно апіорі знати кількість джерел випромінювання. Основна ідея алгоритму TOPS полягає в тому, щоб визначити, чи ортогональні підпростір сигналу опорної частоти і підпростір шуму проміжної частоти на кожному з можливих напрямків. Якщо ортогональність існує, то напрямок є істинним. У цьому алгоритмі використовується діагональна матриця як функція частоти та кутової координати, яка використовується для перетворення підпростору сигналу опорної частоти на кожен частотну точку, після чого будується нова матриця з шумовим підпростором. Діагональна матриця перетворення має вигляд [21]

$$|\Phi(f, \theta)|_{n,n} = \exp(-j2\pi f(n-1)d \sin \theta / c). \quad (15)$$

Використовуючи діагональну матрицю перетворення на проміжній частоті $\Delta f = f_i - f_0$ та матрицю власних векторів, що охоплює сигнальний підпростір U_0 на опорній частоті f_0 , яку на практиці вибирають як найпотужнішу серед інших частот, перетворену матрицю власних векторів, що охоплюють підпростір сигналу, можна знайти

$$U_i(\theta) = \Phi(\Delta f, \theta) \cdot U_0. \quad (16)$$

Роздільна здатність оцінки просторових кутів приходу сигналу залежить від точності знаходження розрахункової кореляційної матриці, яка, у свою чергу, залежить від кількості накопичених вхідних відділків та ВСШ. При обробці сигналів TOPS застосовується метод проєціювання підпростору, щоб зменшити витік компонентів підпростору сигналу в шумовому підпросторі, що оцінюється. Тоді матриця проєкції $P(\theta)$

$$P(\theta)_i = I - (a^T(\Delta f, \theta) \cdot a(\Delta f, \theta))^{-1} \cdot a^T(\Delta f, \theta) \cdot a(\Delta f, \theta), \quad (17)$$

де I – одинична матриця елементів МР.

Проєційована матриця власних векторів визначається наступним чином:

$$U_i'(\theta) = P_i(\theta) \cdot U_i(\theta). \quad (18)$$

Отримавши матрицю векторів, що охоплюють підпростір сигналу опорної частоти, і матрицю векторів, що охоплюють підпростір шуму на кожній частоті, можна побудувати оціночну матрицю

$$D(\theta)_i = [U_1^T(\theta)G_1 | U_2^T(\theta)G_2 | \dots | U_i^T(\theta)G_i], \quad (19)$$

де G_i – матриця власних векторів, що охоплюють шумовий підпростір проміжної частоти.

Визначити справжній напрямок на об'єкт можна, обчисливши ранг оціночної матриці, оскільки, коли імовірний кут приходу сигналу дорівнюватиме істинному куту приходу, ранг матриці $D(\theta)$ буде відсутнім. У випадку, якщо кут θ приходу сигналу не дорівнює справжньому куту падіння, матриця $D(\theta)$ матиме повний ранг. На практиці через наявність шуму підпростір сигналу матимемо певні помилки, оскільки матриця $D(\theta)$, як правило, не матиме рангу. Ми можемо визначити, наскільки матриця близька до неповноцінного рангу за мінімальним сингулярним значенням матриці. Тоді оцінка напрямку приходу сигналу за допомогою алгоритму TOPS може бути отримана так:

$$\hat{\theta} = \arg \max \frac{1}{\sigma(\theta)_{\min}}, \quad (20)$$

де $\sigma(\theta)_{\min}$ – мінімальне сингулярне значення оціночної матриці $D(\theta)$.

На рис. 7 зображено два просторові спектри, отримані методом TOPS, у разі приходу на вхід МР двох сигналів, з напрямків 25 та 28 град. Кількість елементів МР – 30, відстань між елементами МР кратна половині довжині хвилі на частоті 4000 Гц, опорна частота становить $f_0 = 2000$ Гц, у першому випадку верхня межа смуги пропускання становить 4000 Гц, у другому випадку – 8000 Гц.

Залежності СКВ від ВСШ для алгоритмів IMUSIC, IMUSIC-NAM та TOPS, наведені на рис. 8, також отримані з використанням формули (8), при діапазоні ВСШ від -10 до 20 дБ, при дії БПЛА з напрямків 25 та 32 град. Кількість елементів МР – 30, смуга пропускання 1000 – 4000 Гц.

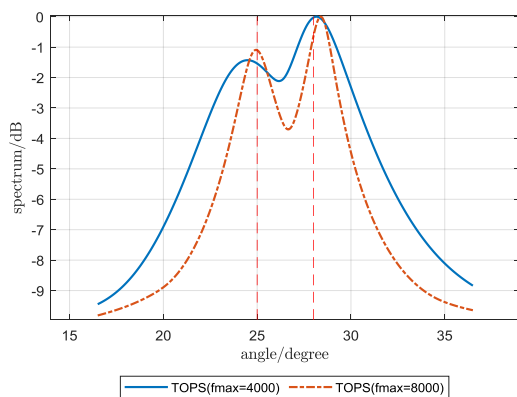


Рис. 7. Просторові спектри, отримані за допомогою алгоритму TOPS, у разі приходу на вхід МР двох сигналів з напрямків 25 та 28 град

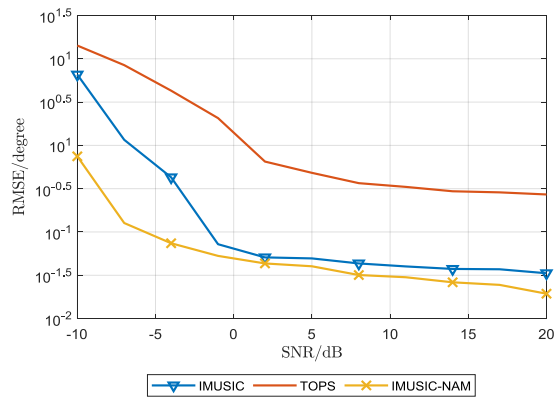


Рис. 8. Графіки СКВ залежно від ВСШ для алгоритмів IMUSIC, TOPS та IMUSIC-NAM

На рис. 7 можемо спостерігати деяке відхилення оцінки від справжнього напрямку, що є недоліком цього методу. Для збільшення роздільної здатності та зменшення відхилення в оцінці опорну частоту слід вибирати, ґрунтуючись на найбільшій амплітуді частоти у верхній частині смуги пропускання.

З графіків на рис. 8 можемо бачити, що алгоритм TOPS поступається IMUSIC і IMUSIC-NAM в точності оцінок, у той час як IMUSIC-NAM перевершує обидва методи і показує кращу стійкість у області низьких ВСШ.

Варто відзначити стійкість алгоритму до накладання ПС, що дозволяє збільшити роздільну здатність, встановивши відстань між елементами МР кратну середній довжині хвилі в смузі пропускання, а не довжині хвилі, що відповідає найвищій частоті (як у випадку з некогерентним MUSIC, який може сильно «страждати» від накладання діапазону, особливо за високі значення ВСШ).

Алгоритм TOPS є обчислювально більш витратним, ніж IMUSIC. Зниження обчислювальної складності даного алгоритму можна досягти, обмеживши кут сканування, для чого необхідно провести початкову оцінку класичним методом, і далі в межах ширини діаграми спрямованості зробити обробку алгоритмом TOPS, при цьому збільшивши верхню межу смуги пропускання вдвічі.

Висновки

У літературі відомо досить багато методів пеленгації різних джерел випромінювання. Проте завдання пеленгації БПЛА щодо їх акустичного випромінювання має низку істотних особливостей. Вони пов'язані, перш за все, з особливостями структури акустичного сигналу, що випромінюється БПЛА в процесі польоту, а також з особливостями поширення звукових хвиль в атмосфері, які схильні до значної вітрової рефракції, мають різний рівень згасання в атмосфері різних частотних складових спектра сигналу та ін. Алгоритм пеленгування GCC-RHAT, заснований на визначенні різниці моментів часу приходу сигналу в дві або більше рознесені в просторі точки, є обчислювально економічним і досить простим для визначення напрямку на БПЛА, однак він не здатний розрізнити більше одного джерела випромінювання в межах діаграми спрямованості. Методи, засновані на формуванні променя, також є порівняно простими у реалізації та обчислювально ефективними, вони також більш стійкі при низьких значеннях ВСШ. Алгоритм SRP-NAM має більшу точність визначення кутів, ніж SRP-RHAT, тому він може бути адекватною заміною алгоритму SRP-RHAT.

Методи високої роздільної здатності забезпечують кращу роздільну здатність у напрямку, ніж класичні методи, що у разі обмеження по апертурі МР є позитивним фактором при виборі алгоритму при проектуванні станції пеленгування БПЛА. Алгоритм IMUSIC-NAM може бути використаний у задачах виявлення та пеленгування БПЛА, оскільки дозволяє вирішити проблему впливу більшої амплітуди сигналу на низьких частотах.

Подальша робота з удосконалення методу некогерентної MUSIC буде спрямована на отримання ефективного алгоритму, здатного адаптивно виділяти основні піки частотного спектру сигналів БПЛА для збільшення працездатності методу в умовах слабого ВСШ. Метод TOPS – відносно новий некогерентний метод високої роздільної здатності, який не потребує апріорного знання кількості джерел випромінювання. Він має велику стійкість до проникання високих частот ПС сигналу в область низьких частот ПС, що дає перевагу в роздільній здатності, коли довжини хвиль, які враховуються в оцінці, менші за подвійну відстань між елементами МР. У той самий час метод TOPS є більш витратним в обчислювальному відношенні, до того ж забезпечує невелике зміщення оцінки кутових координат. Метод TOPS, хоч і меншою мірою, ніж MUSIC, але також втрачає ефективність для формування оцінок для когерентних сигналів. Подальші зусилля щодо вдосконалення алгоритму TOPS слід спрямувати на зменшення обчислювальних витрат, а також збільшення точності одержуваних оцінок.

Список літератури:

1. Макаренко С. И., Тимошенко А. В., Васильченко А. С. Анализ средств и способов противодействия беспилотным летательным аппаратам. Ч. 1. Беспилотный летательный аппарат как объект обнаружения и поражения // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 1. С. 109-146.
2. Daobilige Su / Robotic Sound Source Mapping using Microphone Arrays / thesis / University of Technology Sydney / 2017.

3. Карташов В.М., Корытцев И.В., Олейников В.Н., Зубков О.В., Бабкин С.И., Шейко С.А., Селезнев И.С. Алгоритмы пеленгации беспилотных летательных аппаратов по их акустическому излучению // Радиотехника. 2019. Вып. 196. С. 22-31.
4. Iqbal Muhammad Amjad., Zhao Zhao., Xu ZhiYong., Saad Ur Rehman., 3-D Localization of UAV and Detection based on Harmonics Index and Spectral Entropy Criteria To cite this article // OP Conference Series Materials Science and Engineering 853 012037.
5. A. Sedunov, H. Salloum, A. Sutin, N. Sedunov and S. Tsyuryupa. UAV Passive Acoustic Detection // IEEE International Symposium on Technologies for Homeland Security (HST), 2018, P. 1-6..
6. Карташов В. М., Олейников В. Н., Шейко С. А., Бабкин С. И., Корытцев И. В., Зубков О. В. Особенности обнаружения и распознавания малых беспилотных летательных аппаратов // Радиотехника. 2018. Вып. 195. С. 235-243.
7. Cabell, Randolph, Robert G. McSwain and Ferdinand W. Grosveld. Measured Noise from Small Unmanned Aerial Vehicles // Noise-Con 2016.
8. H. Krim and M. Viberg, Two decades of array signal processing research: the parametric approach // IEEE Signal Processing Magazine, vol. 13, P. 67-94, July 1996.
9. C. Knapp., G. Carter. The generalized correlation method for estimation of time delay // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1976.Vol. 24. P. 320–327.
10. A. Ramamurthy, H. Unnikrishnan and K. D. Donohue. Experimental performance analysis of sound source detection with SRP PHAT- β // IEEE Southeastcon. 2009. P. 422-427.
11. Tribikram Kundu. Acoustic source localization // ISSN 0041-624X Vol. 54, Issue 1, 2014. P. 25-38.
12. D. Salvati., C. Drioli., G. L. Foresti. Incoherent Frequency Fusion for Broadband Steered Response Power Algorithms in Noisy Environments // IEEE Signal Process. 2014. Lett, Vol. 21, Num. 5.P. 581-585.
13. Wang Ben., Wang Wei., Gu Yujie., Lei Shujie. Underdetermined DOA Estimation of Quasi-Stationary Signals Using a Partly-Calibrated Array // Sensors. 2017. 17. 702.
14. I.A. McCowan. Robust Speech Recognition using Microphone Arrays, PhD Thesis / Queensland University of Technology, Australia, 2001.
15. S. Visuri, H., V. Koivunen, Subspace-based direction-of-arrival estimation using nonparametric statistics // IEEE Transactions on Signal Processing. 2001. Vol. 49, no. 9. P. 2060-2073.
16. Олейников В.Н., Зубков О.В., Карташов В.М., Корытцев И.В., Бабкин С.И., Шейко С.А., Селезнев И.С. Экспериментальная оценка эффективности алгоритмов пеленгования беспилотных летательных аппаратов по акустическому излучению // Радиотехника. 2019. Вып. 199. С. 29-37.
17. Kartashov V.M., Oleynikov V.N., Zubkov O.V., Korytsev I.V., Babkin S. I., Sheiko S.A., Kolendovskaya M.M. Spatial-temporal Processing of acoustic Signals of Unmanned Aerial Vehicles // Telecommunications and Radio Engineering. New York. 2020. Vol. 79, №9. P.769-780. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v79.i9.40
18. T. Engin Tuncer., Benjamin Friedlander / Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation, 2009.
19. Feng-Gang Yan., Zhi-Kun Chen., Ming-Jian Sun., Yi Shen., Ming Jin, Two-Dimensional Direction-of-Arrivals Estimation Based on One-Dimensional Search Using Rank Deficiency Principle // International Journal of Antennas and Propagation. 2015, Article ID 127621, 8 pages, 2015.
20. H. Akaike. A new look at the statistical model identification / Automatic Control // IEEE Transactions on. Dec 1974. Vol. 19, no. 6. P. 716–723.
21. M. Wax., T. Kailath. Detection of signals by information theoretic criteria / Acoustics, Speech and Signal Processing // IEEE Transactions on. Apr 1985. Vol. 33, no. 2. P. 387–392.
22. M. Wax, T.-J. Shan and T. Kailath. Spatio-temporal spectral analysis by eigenstructure methods // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process, Aug. 1984. Vol. ASSP-32, no. 4. P. 817-827.
23. Oleynikov V.N., Kartashov V.M., Babkin S. I., Zubkov O.V., Korytsev I.V., Sheiko S.A., Seleznev I.S. Structure and Parameter Unmanned Aerial Vehicles Sound Fields // Telecommunications and Radio Engineering. New York, 2020. Vol. 79, №17. P. 1539-1550.

Надійшла до редколегії 06.09.2022

Відомості про авторів:

Карташов Володимир Михайлович – д-р техн. наук, професор, Харківський національний університет радіоелектроніки, завідувач кафедри медіаінженерії та інформаційних радіоелектронних систем, Україна; email: volodymyr.kartashov@nure.ua; ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8335-5373>

Рибников Микола Володимирович – Харківський національний університет радіоелектроніки, аспірант кафедри медіаінженерії та інформаційних радіоелектронних систем, Україна; email: mykola.rybnikov@nure.ua; ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1340-8788>

Карташов Олександр Володимирович – Харківський національний університет радіоелектроніки, добувач кафедри медіаінженерії та інформаційних радіоелектронних систем, Україна; email: mSERVICEKH1@gmail.com

Посошенко Віталій Олександрович – канд. техн. наук, Харківський національний університет радіоелектроніки, доцент кафедри медіаінженерії та інформаційних радіоелектронних систем, Україна; email: vitalii.pososhenko@nure.ua; ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-0867-9161>