

# Information systems research

УДК 621.396

doi: 10.20998/2522-9052.2020.2.16

В. І. Васишин<sup>1</sup>, М. Й. Заремський<sup>2</sup>, В. П. Коцюба<sup>1</sup>, О. В. Чеховський<sup>1</sup><sup>1</sup> Харківський національний університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків, Україна<sup>2</sup> Військова частина А1906, Україна

## ОЦІНЮВАННЯ КУТОВИХ КООРДИНАТ ДЖЕРЕЛ ВИПРОМІНЮВАННЯ МЕТОДОМ ROOT-MUSIC ПРИ ПОПЕРЕДНЬОМУ ФОРМУВАННІ ОРТОГОНАЛЬНИХ ПРОМЕНІВ В УМОВАХ ВПЛИВУ ПОЗАСЕКТОРНОГО ДЖЕРЕЛА

**Анотація.** Предметом вивчення в статті є методи спектрального аналізу при перетворенні до простору променів (попередньому формуванні ортогональних променів діаграми спрямованості). **Мета даної статті** – підвищення ефективності спектрального аналізу (зменшення середньоквадратичної похибки (СКП) оцінювання кутових координат джерел випромінювання) в просторі променів в умовах впливу позасекторного джерела (завади). Використовуваними **методами** є: методи спектрального аналізу, методи цифрового статистичного моделювання. **Результати.** Для підвищення точності оцінювання кутових координат джерел випромінювання методом Root-MUSIC при попередньому формуванні ортогональних променів та впливі завади (позасекторного джерела) пропонується виконувати зсув променів, що формуються, таким чином, щоб кутові координати джерела завади відповідав нуль діаграми спрямованості. Для випадку, що розглядається, отримано вираз для поліному методу Root-MUSIC. Оцінка кутової координати джерела завади здійснюється за допомогою методу Бартлетта або з використанням дискретного перетворення Фур'є (ДПФ). Показано, що в умовах малого числа вибірок та низького відношення сигнал-шум (ВСШ) точність запропонованого підходу вища, ніж у оригінального методу Root-MUSIC з попереднім формуванням ортогональних променів. **Висновки.** Високий рівень бічних пелюсток, що характеризує сформовані ортогональні промені при використанні ДПФ, призводить до впливу джерела випромінювання, кутова координата якого відповідає сектору, що не охоплюється променями, на характеристики методу спектрального аналізу. Має місце ефект перетікання, характерний для ДПФ. Вплив джерела, яке є завадою по відношенню до джерел корисного сигналу, можна зменшити зсувом променів, що формуються при використанні ДПФ, таким чином, щоб нуль діаграми спрямованості відповідав напрямку на джерело завади. Розглянутий підхід доцільно використовувати і в системах радіозв'язку з OFDM та MIMO-OFDM, що ґрунтуються на ДПФ, системах зв'язку міліметрового діапазону хвиль з MIMO та MIMO-OFDM з метою підвищення їх завадостійкості.

**Ключові слова:** ортогональні промені; простір променів; спектральне розкладення кореляційної матриці; методи спектрального аналізу; завадостійкість.

### Вступ

#### Постановка проблеми у загальному вигляді.

На сьогоднішній день покращення ефективності сучасних радіотехнічних систем (систем радіолокації, гідролокації, радіомоніторингу, систем зв'язку) можливе шляхом впровадження методів просторово-часової, поляризаційної обробки сигналів та методів, отриманих в нелінійній динаміці, інших споріднених областях [1-4].

Фазовані або цифрові антенні решітки (АР), що використовуються в радіолокаційних системах та в деяких системах зв'язку (супутникового і т.д.) починають широко застосовуватися в сучасних системах зв'язку. Модель OSI (open system interconnection- взаємодії відкритих систем), яка широко застосовується в системах зв'язку, поширюється і на випадок систем зв'язку з АР. Особливий інтерес викликає підрівень каналного рівня OSI, що називається MAC-рівнем (Medium Access Control) [5].

Сучасні методи просторового спектрального аналізу (СА) дозволяють оцінювати кутові координати джерел випромінювання в режимі надрозділення. Теорія надрозділення, розглянута в роботах Я.Д. Ширмана, Д.І. Леховицького, С.Є. Фальковича, П.Ю. Ко-

стенко та інших вчених, постійно розвивається. Спектральний аналіз, що зазвичай пов'язувався з перетворенням Фур'є, методами СА, узагальнюється результатами, отриманими в спектральній теорії операторів (відповідних їм матриць), спектральній теорії графів, "стисненні" (compressive sensing), методах, що використовуються при обробці сигналів та нелінійній динаміці (наприклад, сингулярний спектральний аналіз (singular spectrum analysis) і т.д.

Потреба в надрозділенні виникає в системах радіолокації (системах пеленгації, радіолокаційних станціях з синтезованою апертурою як наземного так і космічного базування), в системах зв'язку (при вирішенні задач зондування каналу зв'язку, просторовому розділенні сигналів), системах радіомоніторингу і в ряді інших випадків.

Реалізація сучасних методів СА пов'язана з спектральним розкладенням кореляційної матриці (КМ) спостережень або сингулярним розкладенням матриці даних, елементами функціонального аналізу. Такі розкладення широко застосовуються також при обробці полів (зображень) і т.д.

Спектральне подання КМ пов'язане з відомою теоремою Карунена-Лоева, методом головних компонент і т.д. [1-3].

В ряді випадків, з метою прискорення кутового СА використовують діаграмоутворюючі схеми (ДУС). Прикладом формування ортогональних променів діаграму спрямованості (ДС), що утворюють багатопроменеву ДС), є ДПФ. В цьому випадку в технічній літературі вказується на обробку у просторі променів (beam space) [1, 7, 8]. Слід зазначити, що перетворення до простору променів використовується в системах МІМО міліметрового діапазону хвиль.

Обчислювальна складність методів СА при обробці в просторі променів зменшується до  $O(M_b^3)$  операцій комплексного множення, де  $M_b < M$  – число променів (beams), що формуються. Це суттєво менше ніж  $O(M^3)$ , де  $M$  – кількість елементів антенної решітки для випадку, коли формування променів не здійснюється.

Недоліком ДУС, основаних на ДПФ (як і ортогонального частотного дискретного мультиплексування (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing)) є високий рівень бічних пелюсток променів, а саме 13,5 дБ. Для його зменшення використовуються різноманітні віконні функції [1,3,6].

У ряді робіт вважається, що джерела випромінювання знаходяться в кутовому секторі, що охоплюється ортогональними променями, сформованими на основі ДПФ. Разом з тим, недостатньо дослідженим в задачах СА є випадок, коли сигнал одного джерела, яке є заважаючим по відношенню до внутрішньосекторних джерел, надходить з напрямку, що не відповідає сектору, що охоплюється променями (джерело є поза секторним).

Традиційно з метою підвищення завадостійкості систем радіозв'язку та РЛС в умовах впливу завад використовують адаптивні антенні решітки (променеформування), автокомпенсатори, псевдовипадкову перебудову робочої частоти, принципи когнітивності [1-3]. У роботі аналізується доцільність використання зсуву (а не формування провалу) багатопроменевої ДС, що отримується за допомогою ДПФ.

**Мета статті** – підвищення ефективності спектрального аналізу методами СА при попередньому формуванні ортогональних променів діаграми спрямованості в умовах впливу джерела випромінювання в секторі, що не охоплюється променями (позасекторного джерела).

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** Питанню обробки сигналів в антенних решітках при формуванні ортогональних променів присвячено ряд робіт (їх перелік можна знайти, наприклад, в [1,3]). В таких роботах розглянуто порядок узагальнення методів СА з надрозділенням (Root-MUSIC, ESPRIT та інших) при такій обробці. В роботі [6] проаналізовано вплив віконних функцій на ефективність методу Root-MUSIC при попередньому формуванні ортогональних променів. В роботі [7] запропоновано підхід по формуванню матриці, що здійснює перетворення до простору променів з формуванням провалу у напрямку на позасекторне джерело (джерела). Проте його реалізація вимагає

значного числа обчислень, що зумовлено вирішенням оптимізаційної задачі

Викликає інтерес розробка підходу, який дозволив би вирішувати завдання оцінювання кутових координат джерел випромінювання в просторі променів за умови наявності позасекторного джерела, враховував особливості використання ДПФ та міг реалізовуватися у масштабі часу, близькому до реального. Тому представляє інтерес вказана в [8] можливість вдосконалення ефективності 2-D ESPRIT з попереднім формуванням ортогональних променів. У [9] в ході СА методом MUSIC та попередньому формуванні ортогональних променів здійснювалося формування провалу в напрямку на джерело, що є заважаючим по відношенню до іншого, при їх надрозділенні [1].

Разом з тим, координата позасекторного джерела в [8] вважається відомою. Крім того, доцільно узагальнити ідею [8] на випадок лінійної еквідистантної антенної решітки та методу СА Root-MUSIC, який характеризується більшою точністю оцінювання ніж ESPRIT.

## Основна частина

Розглянемо випадок, коли в якості інструмента надрозділення використовується лінійна еквідистантна антенна решітка (ЛЕАР). У випадку, коли антенна решітка не є лінійною та еквідистантною, при обробці сигналів можуть бути виконані перетворення, які дозволять обробляти отримані дані як такі, що отримані ЛЕАР. Нехай  $M$  – число елементів ЛЕАР,  $V$  – кількість джерел радіовипромінювання. Також робимо припущення, що джерела знаходяться в дальній зоні АР. Вектор, що характеризує кутові координати джерел випромінювання (ДВ) може бути поданий як

$$\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \dots, \theta_V]^T,$$

де  $(\cdot)^T$  означає операцію транспонування.

Розглянемо випадок, коли із загальної сукупності джерел декілька є корисними, а одне (чи декілька) – джерелом завад. Вважаємо, що формується  $M_b < M$  променів.

$M_b \times 1$  вектор даних простору променів (ПП) може бути записаний як [1, 8-10]

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{W}_M^H \mathbf{x}(t), \quad (1)$$

де  $\mathbf{W}_M$  – матриця перетворення до ПП розміром  $M \times M_b$ ,  $\mathbf{x}(t)$  –  $M \times 1$  вектор спостережень,  $(\cdot)^H$  означає операцію ермітового транспонування.

Вектор спостережень простору елементів може бути представлений як [1-3]

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (2)$$

в даному виразі  $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_V)]$  –  $M \times V$  матриця векторів амплітудно-фазового розподілу сигналів ДВ на елементах ЛЕАР,  $\mathbf{s}(t)$  –  $V \times 1$  вектор сигналів, а  $\mathbf{n}(t)$  –  $M \times 1$  вектор адитивного шуму.

Стовпці матриці  $\mathbf{A}(\theta)$  є векторами фазування, що відповідають деякому напрямку  $\theta$  :

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, \exp(j\omega), \dots, \exp(j(M-1)\omega)]^T. \quad (3)$$

Тут  $\omega = 2\pi d u / \lambda = 2\pi d \sin(\theta) / \lambda$ ,  $d$  – відстань між антенними елементами,  $\lambda$  – довжина хвилі.

Шум спостереження є стаціонарним випадковим процесом з нульовим середнім і передбачається, що він є просторово та за часом білий [1, 2].

Вимога  $\mathbf{W}_M^H \mathbf{W}_M = \mathbf{I}_{M_b}$  дозволяє стверджувати, що адитивний шум в ПП залишиться білим [1, 8-10].

Для систем зв'язку сигнали можуть бути з модуляцією QPSK, BPSK, QAM і т.д. У випадку пеленгації джерел активних шумових завад сигнали джерел відрізняються від шумів потужністю [1, 2].

Для формування ортогональних променів потрібно визначити кутовий сектор, в якому знаходяться джерела або володіти певною апіорною інформацією.

Інформація про сектори локалізації ДВ може бути отримана, наприклад, методом Бартлетта

$$P_{BF}(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta) \hat{\mathbf{R}} \mathbf{a}(\theta),$$

де  $\hat{\mathbf{R}}$  – вибіркова кореляційна матриця, що формується на основі  $\mathbf{x}(t)$ .

Матриця  $\mathbf{W}_M$  при формуванні променів в напрямках  $f \frac{2\pi}{M}, \dots, (f + M_b - 1) \frac{2\pi}{M}$  визначається як

$$\mathbf{W}_M = [\mathbf{a}(f \frac{2\pi}{M}) : \dots : \mathbf{a}((f + M_b - 1) \frac{2\pi}{M})], \quad (4)$$

де  $f$  – ціле число [7, 8].

Кореляційна матриця, що формується по даних після перетворення до ПП, може бути представлена у вигляді

$$\mathbf{R}_y = E[\mathbf{y}(t) \mathbf{y}^H(t)] = \mathbf{W}^H \mathbf{A} \mathbf{S} \mathbf{A}^H \mathbf{W} + \sigma^2 \mathbf{I}_{M_b}, \quad (5)$$

де  $E[\cdot]$  – оператор математичного сподівання;

$\mathbf{I}_{M_b}$  –  $M_b \times M_b$  одинична матриця;

$\mathbf{S} = E[\mathbf{s}(t) \mathbf{s}^H(t)]$  –  $V \times V$  КМ сигналів;

$\sigma^2$  – дисперсія шуму.

Вибіркова КМ ПП може бути представлена у вигляді [3]

$$\hat{\mathbf{R}}_y = (1/N) \sum_{t=1}^N \mathbf{y}(t) \mathbf{y}^H(t) = \mathbf{W}^H \hat{\mathbf{R}} \mathbf{W}, \quad (6)$$

де  $N$  – число вибірок.

У випадку ЛЕАР  $\mathbf{R}_y$  є персиметричною і може перетворюватися в дійсну матрицю  $\mathbf{W}$ , що задовольняє вимозі  $\tilde{\mathbf{I}} \mathbf{W} = \mathbf{W}^*$ , де  $\tilde{\mathbf{I}}$  – матриця обміну, а  $(*)$  означає комплексне спряження.

Вибіркова КМ  $\hat{\mathbf{R}}_y$  ермітова, але не персиметрична. Дійсна КМ отримується як

$$\hat{\mathbf{R}}_{yr} = \mathbf{W}^H \hat{\mathbf{R}}_b \mathbf{W}, \quad (7)$$

де  $\hat{\mathbf{R}}_{yb} = 0.5(\hat{\mathbf{R}} + \tilde{\mathbf{I}} \hat{\mathbf{R}}^* \tilde{\mathbf{I}})$  – максимально правдоподібно оцінка персиметричної КМ [3, 8-10].

У загальному вигляді поліном методу Root-MUSIC ПП може бути поданий як [1,7,8]

$$P_{brm}(z) = \mathbf{a}^T(z^{-1}) \mathbf{W} \mathbf{\Pi}^\perp \mathbf{W}^H \mathbf{a}(z), \quad (8)$$

де  $\mathbf{a}(z) = [1, z, \dots, z^{M-1}]^T$ ,  $\mathbf{\Pi}^\perp = \hat{\mathbf{E}}_{b,n} \hat{\mathbf{E}}_{b,n}^T$  – оператор проектування на підпростір шуму.

Оператор формується на основі  $M_b \times (M_b - \hat{V})$  матриці власних векторів підпростору шуму  $\hat{\mathbf{E}}_{b,n}$  КМ  $\hat{\mathbf{R}}_{yr}$ ,  $\hat{V}$  – число джерел випромінювання [1]. Порядок поліному (8) рівний  $2M - 2$ .

Поліном Root-MUSIC ПП порядку  $2M_b - 2$  може бути представлений у вигляді [7,8]

$$P_{brm}(z) = \mathbf{a}^T(z^{-1}) \mathbf{Q}^* \hat{\mathbf{E}}_{b,n} \hat{\mathbf{E}}_{b,n}^T \mathbf{Q}^T \mathbf{a}(z), \quad (9)$$

де матриця  $\mathbf{Q}$  визначена в [3].

На рис. 1 для ЛЕАР з  $M = 32$  антенних елементів (АЕ) наведені  $M_b = 8$  променів (парціальних діаграм), отримані за допомогою  $\mathbf{W}_M$ , яка відповідає використанню прямокутного вікна (отримується без використання віконної функції). Кути орієнтування променів  $-6/M, \dots, 8/M$ .

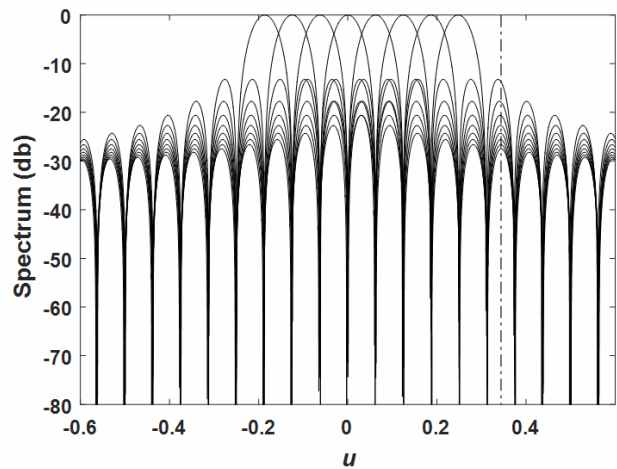


Рис. 1. Ортогональні промені, отримані при використанні ДПФ,  $M_b = 8, M = 32$

Вважаємо, що кутова координата позасекторного джерела  $11/M$  відповідає максимуму найближчої до останнього променя бічної пелюстки (на рис. 1 даній координаті відповідає пунктирна лінія).

У випадку, коли кутова координата позасекторного джерела (завади) рівна  $\theta_3$

$$(\omega_3 = 2\pi d u_3 / \lambda = 2\pi d \sin(\theta_3) / \lambda),$$

зсув променів на такий кут може здійснюватися шляхом множення на матрицю

$$\mathbf{T} = \text{diag} \{1, \exp(-j\omega_3), \dots, \exp(-j(M-1)\omega_3)\} \quad (10)$$

матриці  $\mathbf{W}_M$ . У цьому випадку матрицю, що формує зсунуті на  $\omega_3$  промені запишемо у вигляді

$$\mathbf{W}_{3c} = \mathbf{T}\mathbf{W}_M. \quad (11)$$

На рис. 2 для тих же умов, як і для рис. 1, і  $u_3 = 1/M$  наведені промені для  $\mathbf{W}_{3c}$ .

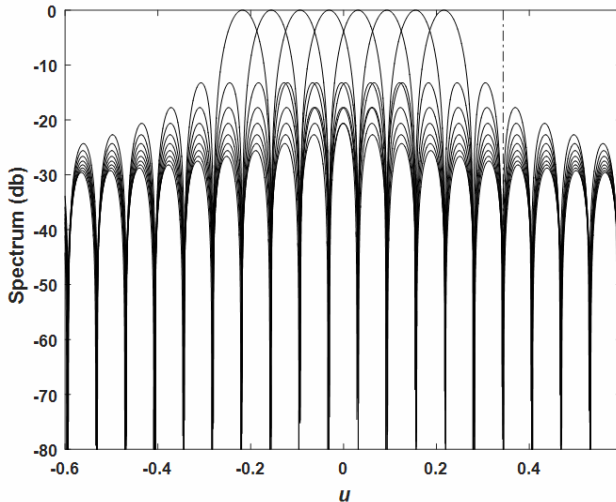


Рис. 2. Промені, отримані з використанням  $\mathbf{W}_{3c}$

Видно, що в даному випадку кутове положення позасекторного джерела відповідає нулю діаграми спрямованості.

Поліном методу Root-MUSIC ПП при використанні  $\mathbf{W}_{3c}$  має вигляд

$$P_{brm}(z) = \mathbf{a}^T(z^{-1})\mathbf{W}_{3c}\hat{\mathbf{E}}_{b,n}\hat{\mathbf{E}}_{b,n}^T\mathbf{W}_{3c}^H\mathbf{a}(z). \quad (12)$$

З метою відбору сигнальних коренів (12) доцільно використати метод Бартлетта. Кутові координати будуть визначатися як

$$\hat{\theta}_v = \arcsin((\lambda / (2\pi d))(\arg(\hat{z}_v) + \omega_c)), \quad v = 1, \dots, \hat{V}. \quad (13)$$

Тобто в оцінках враховується (компенсується) зсув, зроблений попередньо.

Вважаємо, що вплив потужного позасекторного джерела почав здійснюватися в ході оцінювання кутових координат ДВ, сектор кутового положення джерел відомий і матриця  $\mathbf{W}_M$  сформована.

Запропонований підхід може бути поданий наступною послідовністю кроків.

*Крок 1.* Отримати оцінку КМ сигналів на виході АР  $\hat{\mathbf{R}}$ .

*Крок 2.* За допомогою ДПФ (методу Бартлетта) визначити кутову координату позасекторного джерела та сформувати матрицю  $\mathbf{W} = \mathbf{W}_{3c}$ .

*Крок 3.* Обчислити матрицю

$$\hat{\mathbf{R}}_{yr} = \mathbf{W}^H\hat{\mathbf{R}}_f\mathbf{W}.$$

*Крок 4.* Обчислити спектральне розкладення матриці  $\hat{\mathbf{R}}_{yr}$ .

*Крок 5.* Обчислити процедуру оцінювання числа джерел випромінювання з метою отримання  $\hat{V}$ .

*Крок 6.* Знайти корені поліному (12), відібрати з них сигнальні та оцінити кутові координати джерел за виразом (13).

Експериментальне дослідження отриманого методу оцінювання кутових координат ДВ з використанням попереднього формування ортогональних променів та їх зсуву з урахуванням положення завади проведене методом математичного моделювання.

У ході моделювання передбачалася наявність двох рівнопотужних ДВ з кутовими координатами  $\theta_1 = 10^\circ$ ,  $\theta_2 = 14^\circ$ .

Використовувалися  $M_b = 7$  променів з кутами орієнтування  $-6/M, \dots, 6/M$ , що рівномірно рознесені на  $\Delta u = 2/M$  ( $\Delta u = \sin(\theta)$ ).

Вибір кутів орієнтування променів обирався таким чином, щоб кутові координати джерел потрапляли в кутовий сектор, який охоплюється променями.

Кутова координата третього потужного джерела (потужність 20 дБ) відповідала максимуму бічної пелюстки променя з кутом орієнтування  $6/M$  та рівна  $9/M$ . Використовувалася ЛЕАР з  $M = 11$  АЕ, число знімків  $N = 50$ , число повторень моделювання дорівнювало 1000.

Розглядався випадок оцінювання координат джерел шумового випромінювання [1]. СКП оцінювання корисних джерел усереднювалась по джерелам [7]. У ході моделювання в якості початкового методу Root-MUSIC ПП розглядався варіант, що визначається по аналогії з виразом (9).

На рис. 3 показані залежності СКП оцінювання (RMSE – root mean square error) кутових координат корисних ДВ від відношення сигнал/шум (SNR – signal-to-noise ratio) оригінальним методом Root-MUSIC при попередньому формуванні променів з використанням ДПФ, запропонованим методом з зсувом променів та при використанні вікна Хеммінга з ортогоналізацією променів [6].

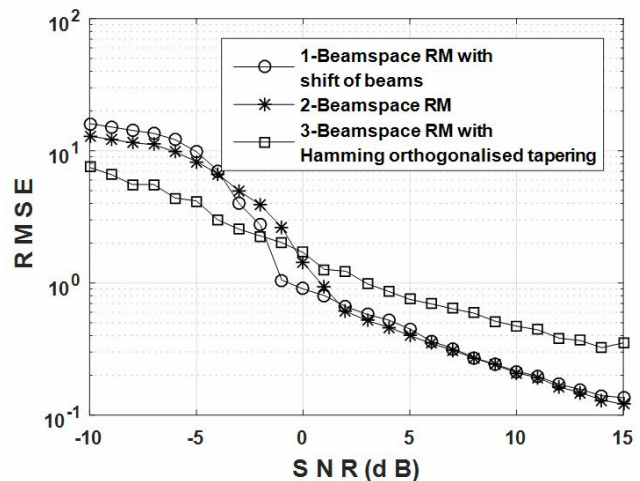


Рис. 3. СКП оцінювання кутових координат ДВ,  $N = 50$



Під ВСШ розумілася величина  $10\log(\sigma_s^2 / \sigma^2)$ , де  $\sigma_s^2$  – потужність ДВ.

З аналізу рис. 3 видно, що запропонований підхід характеризується кращою ефективністю у порівнянні з випадком використання вікна Хеммінга з наступною ортогоналізацією променів в області середніх та високих ВСШ. Його порогове ВСШ є меншим у порівнянні з класичним методом Root-MUSIC при попередньому формуванні променів (Beamspace Root-MUSIC).

Результати моделювання підтверджують вказане у [6] зауваження, що переваги використання вагових (віконних) функцій проявляються у випадку наявності позасекторного джерела випромінювання.

Кращу точність оцінювання у випадку використання віконних функцій при низькому ВСШ можна пояснити тим, що при таких ВСШ променеформуваач Бартлетта має пік просторового спектра, що відповідає заваді.

Пік, що відповідає корисним джерелам, з'являється при середніх ВСШ.

Результати моделювання вказують на те, що ефективність запропонованого методу погіршується при недооцінюванні числа джерел (для даного випадку, коли  $\hat{V} = 2$ ). При цьому ефективність оригінального методу погіршується ще більше. Разом з тим, переоцінювання (коли  $\hat{V} = 4$ ) несуттєво впливає на його ефективність.

В наступному випадку число вибірок зменшено до  $N = 20$ . Результати наведено на рис. 4.

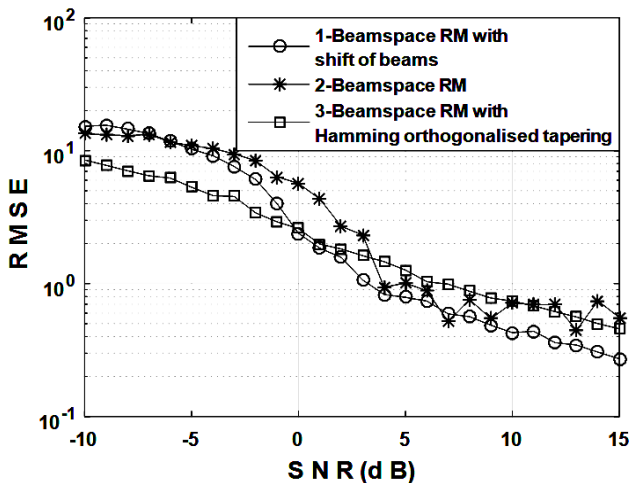


Рис. 4. СКП оцінювання куткових координат ДВ,  $N = 20$

У цьому випадку, що викликає практичний інтерес, ефективність запропонованого підходу вища, ніж звичайного методу Root-MUSIC ПП. Ефективність останнього погіршується при середніх та високих відношення сигнал-шум.

Запропонований підхід доцільний до використання у системах зв'язку з OFDM та її модифікаціями [11]. Особливістю цього випадку є потреба оцінювання частоти джерела, яке є завадою. При цьому здійснюється зміна частот піднесучих (відбувається зсув за частотою) з метою отримання ефекту, показаного на рис. 2. Це дозволить підвищити завадостійкість таких систем.

Такий підхід може бути використаний разом з іншими методами підвищення завадостійкості. Можливим підходом є вибір частот піднесучих (частот хопсета при ППРЧ) на основі принципу когнітивності, вибір кутів орієнтування променів для систем зв'язку міліметрового діапазону хвиль і т.д.

Вказана постановка задачі близька до розподілу частотних каналів в багатоканальних мережах зв'язку [12].

### Висновки і напрямки подальших досліджень

З метою підвищення точності оцінювання куткових координат джерел випромінювання в умовах впливу потужного позасекторного джерела (завади) та при попередньому формуванні багатопроменевої діаграми спрямованості на випадок методу Root-MUSIC узагальнена пропозиція [8] щодо зсуву променів діаграми таким чином, щоб положенню завади відповідав нуль діаграми.

Усунуто певні обмеження [8], а саме припущення, що координата позасекторного джерела відома. Проведено порівняння ефективності запропонованого підходу, оригінального методу Root-MUSIC при формуванні ортогональних променів та методу Root-MUSIC при формуванні ортогональних променів та використанні віконних функцій (на прикладі віконної функції Хеммінга з наступною ортогоналізацією променів).

Використання віконних функцій дозволяє підвищити точність оцінювання в умовах впливу позасекторних джерел випромінювання при низьких ВСШ.

Запропонований підхід характеризується кращою ефективністю у порівнянні з оригінальним методом особливо в умовах малого числа вибірок та низького ВСШ.

Застосування розглянутого підходу доцільне в системах зв'язку з використанням ДПФ, а саме OFDM. В цьому випадку можливе підвищення завадостійкості таких систем.

Викликає інтерес узагальнення отриманих результатів на випадок систем зв'язку з OFDM при використанні дискретного перетворення Хартлі, при забезпеченні множинного доступу.

Крім того, доцільно провести аналіз впливу променеформуваної матриці, що забезпечує формування провалу в напрямку на джерело завади, на ефективність методів СА.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Ширман Я. Д., Багдасарян С. Т., Маляренко А. С., Леховицкий Д. И., Лещенко С. П., Лосев Ю. И., Николаев А. И., Горшков С. А., Москвитин С. В., Орленко В. М. Радиозлектронные системы: основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я. Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.

2. Фалькович С. Е. Основы статистической теории радиотехнических систем / С. Е. Фалькович, П. Ю. Костенко. – Харьков: Нац. аэрокосмический ун-т “Харьк. авиац. ин-т”, 2005. – 390 с.
3. Trees H. L. V. Optimum array processing. Part IV of Detection, Estimation and modulation theory / H. L. V. Trees. –Wiley–interscience, 2002.
4. Volosyuk V. K. Review of modern algorithms for high resolution imaging with passive radar / V. K. Volosyuk, V. F. Kravchenko, B. G. Kutuza, V. V. Pavlikov // 2015 International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kharkiv. – 2015. – P. 1-6.
5. Гурський Т. Г. Напрямки вдосконалення множинного доступу в мобільних радіомережах з направленими антенами / Т. Г. Гурський, О. Я. Сова, С. М. Боголій, К. М. Гриценко // Збірник наукових праць ВІПІ. – Київ, 2019. – № 2. – С. 29-37.
6. Васишин В. І. Аналіз впливу віконних функцій на точність оцінювання кутових координат джерел випромінювання при попередньому формуванні ортогональних променів / В. І. Васишин, В. В. Лютов, А. І. Шкода, А. П. Глушко // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2018. – № 1(30). – С. 80-83.
7. Hassanien A. A Robust adaptive dimension reduction technique with application to array processing / A. Hassanien, S. A. Vorobyov // IEEE Signal processing letters. –2009. – Vol. 16, no. 1. – P. 22-25.
8. Mathews C. P. Implementation and performance analysis of 2D DFT beamspace ESPRIT / C. P. Mathews, M. Haardt, M. D. Zoltowski // Proc. of the 48th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, CA, Nov. –1995. – P. 726-730.
9. Vasylyshyn V. I. Antenna array signal processing with high-resolution by modified beamspace MUSIC algorithm / V. I. Vasylyshyn // Proc. of 2007 6th International Conference on Antenna Theory and Techniques, Sevastopol. – 2007. – P. 455-457.
10. Vasylyshyn V. I. High-resolution phased array signal processing via DFT Beamspace TLS-ESPRIT with structure weighting / V. I. Vasylyshyn // IEEE Phased Array Systems and Technology Symposium: int. symp., USA. – 2003. – P. 605-610.
11. Зинченко А. А. Использование N-OFDM сигналов двойной поляризации для формирования комплексной формы их представления. Коррекция поляризационной неидентичности / А. А. Зинченко // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних сил. – 2009. – Вип. 3. – С. 41-45.
12. Лемешко А. В. Классификация методов распределения частотных каналов в многоинтерфейсных многоканальных mesh-сетях стандарта IEEE 802.11 / А. В. Лемешко, С. В. Гаркуша // Проблемы телекоммуникаций.– 2011.– № 2 (4). – С. 139-149.

## REFERENCES

1. Shirman, Ya.D., Bagdasaryan, S.T., Malyarenko, A.S., Lehovitskiy, D.I., Leshenko, S.P., Losev, Yu.I., Nilolaev, A.I., Gorshkov, S.A., Moskvitin, S.V. and Orlenko, V.M. (2007), *Radioelectronic systems: fundamentals of construction and theory*, Reference book, Second ed., Shirman Ya. D. Ed., Radiotekhnika, Moscow, 512 p.
2. Falkovich, S.E. and Kostenko, P.Yu. (2005), *Fundamentals of statistical theory of radio technical systems*, Kharkiv: National aerospace university “KhAI”, 2005. 390 p.
3. Trees, H.L.V. (2002), *Optimum array processing. Part IV of Detection, Estimation and modulation theory*, Wiley–interscience, 2002.
4. Volosyuk, V.K., Kravchenko, V.F., Kutuza, B.G. and Pavlikov, V.V. (2015), “Review of modern algorithms for high resolution imaging with passive radar”, V. K. Volosyuk, *Proc. of the 2015 International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*, Kharkiv, pp. 1-6.
5. Gurskiy, T.G., Sova, O.Ya., Bogoliy, S.M. and Gritsenok, K.M. (2019), “Directions of improvement of multiple access in mobile radio networks with directional antennas”, *Scientific works of military institute of telecommunication and informatization*, No. 2, pp. 29-37.
6. Vasylyshyn, V., Lyutov, Shkoda, A. and Glushko, A. (2018), “Analysis of influence of window functions on the accuracy of angular coordinate estimation of emitting sources when preliminary forming orthogonal beams”, *Science and technology of Air Force of Ukraine*, No. 1(30), pp. 80-83.
7. Hassanien, A.A and Vorobyov, S.A. (2009), “Robust adaptive dimension reduction technique with application to array processing”, *IEEE Signal processing letters*, vol. 16, no. 1, pp. 22-25.
8. Mathews, C.P., Haardt, M. and Zoltowski, M.D. (1995), “Implementation and performance analysis of 2D DFT beamspace ESPRIT”, *Proc. of the 48th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, CA, Nov, pp. 726-730.
9. Vasylyshyn, V.I. (2007), “Antenna array signal processing with high-resolution by modified beamspace MUSIC algorithm”, *Proc. of 2007 6th International Conference on Antenna Theory and Techniques*, Sevastopol, pp. 455-457.
10. Vasylyshyn, V.I. (2003), “High-resolution phased array signal processing via DFT Beamspace TLS-ESPRIT with structure weighting”, *IEEE Phased Array Systems and Technology Symposium*, int. symp., USA, pp. 605-610.
11. Zinchenko, A.O. (2009), “The use of N-OFDM signals of double polarization for forming a complex form of their presentation. Polarization Non-Identity Correction”, *Scientific works of Kharkiv air force university*, Kharkiv Air Force University, Kharkiv, is. 3, pp. 41-45.
12. Lemeshko, O.V. and Harkusha, S. (2011), “Classification of frequency channel allocation methods in multi-interface multi-channel mesh networks of IEEE 802.11 standard”, *Problems of telecommunications*, No. 2 (4), pp. 139-149.

Received (Надійшла) 28.02.2020

Accepted for publication (Прийнята до друку) 29.04.2020

- Василишин Володимир Іванович** – доктор технічних наук, начальник кафедри радіоелектронних систем пунктів управління Повітряних Сил, Національний університет Повітряних Сил, Харків, Україна;  
**Volodymyr Vasylyshyn** – Doctor of Technical Science Associate Professor, Head of department of Ivan Kozhedub Kharkiv National Air Force University, Kharkiv, Ukraine;  
 e-mail: [vladvas@ukr.net](mailto:vladvas@ukr.net); ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-5461-0125>
- Заремський Микола Йосипович** – провідний науковий співробітник відділу управління в/ч А1906, Україна  
**Mykola Zaremskyi** – leader research assistant of control department of military unit A1906, Ukraine  
 e-mail: [kievpost1982@i.ua](mailto:kievpost1982@i.ua); ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0003-1356-3972>
- Коцюба Василь Петрович** – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри радіоелектронних систем пунктів управління Повітряних Сил, Національний університет Повітряних Сил, Харків, Україна;  
**Vasyl Kotsiuba** – Ph.D, Associate Professor, Associate Professor of department of Ivan Kozhedub Kharkiv National Air Force University, Kharkiv, Ukraine  
 e-mail: [vasyl.kotsyuba@ukr.net](mailto:vasyl.kotsyuba@ukr.net); ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0001-6336-8193>
- Чеховський Олег Вадимович** – курсант, Національний університет Повітряних Сил, Харків, Україна;  
**Oleg Chehovsky** – cadet of Ivan Kozhedub Kharkiv National Air Force University, Kharkiv, Ukraine  
 e-mail: [olegis250593@gmail.com](mailto:olegis250593@gmail.com); ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-0687-5575>

**Оценивание угловых координат источников излучения методом Root- MUSIC при предварительном формировании ортогональных лучей в условиях влияния внесекторного источника**

В. И. Василишин, Н. И. Заремский, В. П. Коцюба, О. В. Чеховский

**Аннотация.** Предметом изучения в статье есть методы спектрального анализа при преобразовании к пространству лучей (предварительном формировании ортогональных лучей диаграммы направленности). **Цель данной статьи** – повышение эффективности спектрального анализа (уменьшение среднеквадратичной ошибки (СКО) оценивания угловых координат источников излучения) в пространстве лучей в условиях влияния внесекторного источника (помехи). Используемыми **методами** есть: методы спектрального анализа, методы цифрового статистического моделирования. **Результаты.** Для повышения точности оценивания угловых координат источников излучения методом root- MUSIC при предварительном формировании ортогональных лучей и влиянии помехи (внесекторного источника) предлагается выполнять сдвиг формируемых лучей таким образом, чтобы угловой координате источника помехи соответствовал нуль диаграммы направленности. Для рассматриваемого случая получено выражение для полинома метода Root- MUSIC. Оценка угловой координаты источника помехи осуществляется с помощью метода Бартлетта или с использованием дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Показано, что в условиях малого числа выборок и низкого ОСШ точность предложенного подхода выше, чем у оригинального метода Root-MUSIC с предварительным формированием ортогональных лучей. **Выводы.** Высокий уровень боковых лепестков, характерный для сформированных ортогональных лучей при использовании ДПФ, приводит к влиянию источника излучения, угловая координата которого отвечает сектору, который не охватывается лучами, на характеристики методов спектрального анализа. Имеет место эффект перетекания, характерный для ДПФ. Влияние источника, который является помехой по отношению к источникам полезного сигнала, можно уменьшить сдвигом лучей, формируемых с использованием ДПФ, таким образом, чтобы нуль диаграммы направленности отвечал направлению на источник помехи. Рассмотренный подход целесообразно использовать и в системах радиосвязи с OFDM и MIMO-OFDM, основанных на ДПФ, системах связи миллиметрового диапазона волн с MIMO и MIMO-OFDM с целью повышения их помехоустойчивости.

**Ключевые слова:** ортогональные лучи; пространство лучей; спектральное разложение корреляционной матрицы; методы спектрального анализа; помехоустойчивость.

**Estimation of the radiation source angular coordinates by Root-MUSIC method with the preliminary forming of orthogonal beams under the influence of out-of-band source**

V. Vasylyshyn, M. Zaremskyi, V. Kotsiuba, O. Chehovsky

**Abstract.** The **subject of study** in the article is the methods of spectral analysis in the beamspace (in the case with preliminary forming of pattern orthogonal beams). The purpose of this article is to increase the efficiency of spectral analysis (reduction of root mean square error (RMSE) of estimation of radiation source angular coordinates in the beamspace under conditions of influence of out-of-band (interfering) source). The used **methods** are: spectral analysis methods, digital statistical modeling methods. The following **results** were obtained. In order to improve the estimation accuracy of the radiation source angular coordinates by Root-MUSIC method with the preliminary forming of orthogonal beams and the influence of interference, it is proposed to shift the formed beams so that the angular coordinate of the interfering source corresponds to the null of array pattern. For the case under consideration, the expression is obtained for the polynomial of the Root-MUSIC method. The angular coordinate of the interfering source can be estimated using the Bartlett method or discrete Fourier transform (DFT). It is shown that in conditions of a small sample number and low SNR, the accuracy of the proposed approach is higher than accuracy of original beamspace Root-MUSIC. **Conclusions.** The high level of the side lobes of the formed orthogonal beams when using the DFT leads to the influence of the radiation source, whose angular coordinate corresponds to a sector that is not covered by the beams, on the characteristics of the spectral analysis methods. The leakage effect of DFT has a place. The influence of the source, which is an interference with respect to the useful signal sources, can be reduced by the shift of the beams formed using the DFT, so that the null of beampattern corresponds to the interfering source direction. The considered approach is also advisable to use in radio communication systems with OFDM and MIMO-OFDM, based on DFT, millimeter-wave communication systems with MIMO and MIMO-OFDM in order to increase their noise immunity.

**Keywords:** orthogonal beams; beamspace; spectral decomposition of correlation matrix; spectral analysis methods; interference immunity.