

УДК 621.391.8+621.396.96+621.396.663
DOI: [https://doi.org/1034169/2414-0651.2024.1\(41\).100-110](https://doi.org/1034169/2414-0651.2024.1(41).100-110)

С. Д. ЗІБІН, кандидат технічних наук
<https://orcid.org/0000-0002-9426-2380>

В. Г. КОЗЛОВ, кандидат технічних наук
<http://orcid.org/0000-0002-7708-6143>

Л. В. БІЛОБОРОДОВА
<https://orcid.org/0000-0003-0335-240X>

А. О. ПОПОВ, кандидат технічних наук, доцент
<https://orcid.org/0000-0002-8560-617X>

В. В. ТВЕРДОХЛІБОВ, кандидат технічних наук,
старший науковий співробітник
<https://orcid.org/0000-0002-6802-9796>
(Центральний науково-дослідний інститут
озброєння та військової техніки Збройних Сил
України, м. Київ)

МЕТОД РОЗКРИТТЯ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ ОБСТАНОВКИ В ТАКТИЧНІЙ ЛАНЦІ УПРАВЛІННЯ

Стверджується, що метод розкриття радіоелектронної обстановки в тактичній ланці управління, який заснований на комплексному аналізі просторово-енергетичних співвідношень між сигналами радіоелектронних засобів, полягає у двох процедурах радіоелектронної розвідки, які виконуються послідовно: 1) виявлення сигналів джерел радіовипромінювання та визначення центральних частот їх спектрів при реалізації безпошукового методу виявлення сигналів за напрямком; 2) пеленгування та визначення координат джерел радіовипромінювання.

Ключові слова: радіоелектронна обстановка, комплекс радіоелектронної розвідки, комплекс радіо-, радіотехнічного контролю, джерело радіовипромінювань, ширококутова кругова антенна решітка, оцінювання напрямку приходу сигналів, метод множинної класифікації сигналів.

ВСТУП

Швидкі темпи поширення радіоелектронних засобів (РЕЗ) у всіх сферах людської діяльності, а також триваючий технічний прогрес в галузі створення засобів передачі інформації, що функціонують на принципі колективного використання окремих ділянок діапазону частот і застосування сигналів зі складними видами дискретної модуляції, приводять до істотного ускладнення радіоелектронної обстановки з великим завантаженням робочих діапазонів частот і високою динамікою її зміни в просторі та часі. У цих умовах ефективність завдань пошуку джерел радіовипромінювання (ДРВ), спостереження за ними та визначення їх координат, які здійснюються з метою радіоелектронної розвідки та/або радіочастотно-

го моніторингу функціонування високомобільних радіоелектронних об'єктів, до яких відносяться, в тому числі, безпілотні літальні апарати, залежить від часу, необхідно-го для виявлення, точності визначення координат ДРВ, а також від ступеню завадостійкості приймальної системи, що обумовлює необхідність постійного вдосконалювання швидкодіючих засобів та комплексів радіоелектронної розвідки (РЕР) та/або радіо-, радіотехнічного контролю (РРТК).

Деякі зразки РЕР та РРТК відомих світових виробників, а саме: станції РРТК: «Argus-M2», «Rhode&Schwarz», ФРН; «Охота», АТ «НВП СпецРадіо», рф; «Лорандит-М», БАТ «НТП Сфера», рф; станції РЕР: «Корсар-М», АТ «НВП СпецРадіо», рф; SRTP, ERA, Чехія; CRS-8000, SAAB, Швеція; малогабаритні системи РЕР: TRC 6200-DF, Thales Land & Joint System, Франція; TCI 803S, TCI, США; DDF119, Rohde & Schwarz, ФРН, наведені на рис. 1.

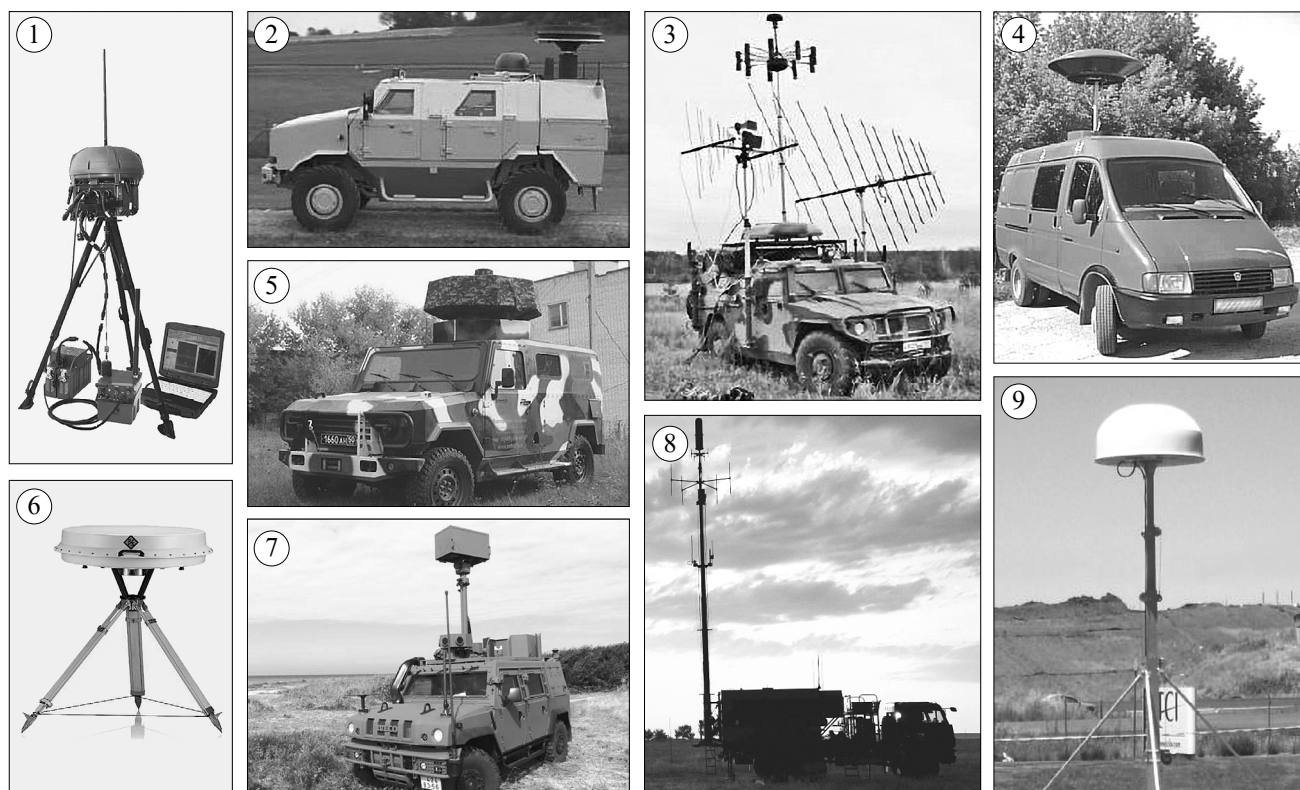
Найбільш важливими принципами побудови сучасних засобів і комплексів РЕР і РРТК є використання цифрової обробки сигналів, застосування багатоканальних антенних систем (як правило, на основі ширококутових антенних решіток (рис. 2) та ширококутових антен інших типів) і багатоканальних радіоприймальних систем, що при прийнятній вартості апаратури, обумовленої головним чином кількістю каналів обробки, забезпечує в широкому діапазоні частот високі чутливість підсистеми виявлення сигналів та точність визначення координат, а також задовільні роздільні здатності по кутовим координатам та частоті.

Робочими алгоритмами сучасних засобів і комплексів РЕР і РРТК передбачено використання відомих методів: множинної класифікації сигналів (multiple signal classification (MUSIC)) та інших для швидкого визначення напрямку на ДРВ в умовах завад низької та середньої інтенсивності; мінімальної дисперсії при лінійному обмеженні (linear constraint minimum variance (LCMV)) для організації повільного пошуку сигналів ДРВ за напрямком в умовах завад сильної інтенсивності; рекурентної інверсії оцінки кореляційної матриці (recursive method of forming inverse covariance matrix) при спостереженні за динамічно рухливими ДРВ; мінімальної норми (minimum-norm (MN)) та інших для розрізнення сигналів ДРВ по частоті, визначення їх робочих частот, а також для пеленгування ДРВ [1–24].

Вказані алгоритми добре зарекомендували себе при застосуванні у вузькосмугових лінійних та/або планарних антенних решітках, але їх застосування в ширококутових кільцевих та кругових (багатокільцевих) антенних решітках потребує окремого дослідження.

АНАЛІЗ ОСТАННІХ ДОСЛІДЖЕНЬ І ПУБЛІКАЦІЙ

Дослідження питань просторової фільтрації сигналів, що здійснюється в умовах завад, викладені в роботах [1–5]. Відомі методи аналізу та оцінювання частотного та просторового спектрів суміші сигналів добре представлені в багатьох виданнях [6–24]. До класу методів спектрального оцінювання, основаних на аналізі власних векторів оцінки кореляційної матриці, належать метод



Р и с . 1. Засоби і комплекси РЕР і РРТК: 1 – TRC 6200-DF, Франція; 2 – Argus-M2, ФРН; 3 – «Лорандит-М», рф; 4 – «Охота», рф; 5 – «Корсар-М», рф; 6 – DDF119, ФРН; 7 – SRTP, Чехія; 8 – CRS-8000, Швеція; 9 – TCI 803S, США

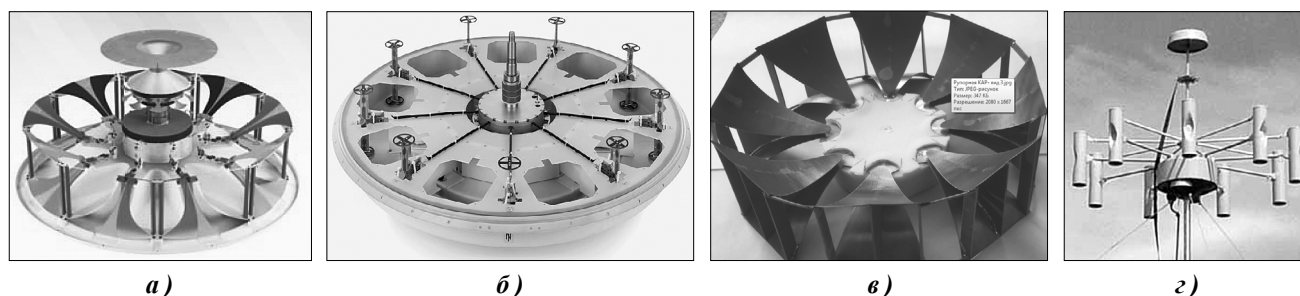
власних векторів (eigenvectors (EV)) [13], метод MUSIC (multiple signal classification) [11, 12], метод мінімальної норми (MN) [16] та метод ESPRIT (estimation of signal parameters via rotational invariance techniques) [19]. Основні питання побудови підсистем виявлення сигналів та визначення координат ДРВ засобів та комплексів РЕР, РЕБ і РРТК розглядаються в роботах [25–33]. Нажаль, на сторінках наукових періодичних видань небагато уваги приділяється сумісному застосуванню вище перерахованих методів в ширококутових системах із багатокільцевими (круговими) антенними решітками, якими є комплекси РЕР та РРТК, а саме, сумісному розв'язанні задач пошуку та виявлення сигналів ДРВ у широкому діапазоні частот, а також оцінювання напрямку на ДРВ в умовах приймання багатьох вузькосмугових сигналів.

Метою роботи є, по-перше, постановка та вирішення завдання створення моделей функціонування перспективного комплексу РЕР з урахуванням особливостей антен підсистеми виявлення та підсистеми пеленгування

для здійснення статистичного моделювання цих процесів в ході реалізації методу розкриття радіоелектронної обстановки, який пропонується, а по-друге, визначення методологічних основ для обґрунтування основних вимог до підсистем виявлення та пеленгування перспективного комплексу РЕР. Разом з тим, окремо вирішується завдання подолання негативного впливу дисперсійних явищ, що мають місце в ширококутовій багатокільцевій (круговій) антенній решітці, при цьому ми розглядаємо кругові антенні решітки з відношенням $f_{\max} / f_{\min}$ максимальної та мінімальної частот оброблюваних сигналів, що перевищує 10: $f_{\max} / f_{\min} \geq 10$.

РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ

Виклад основного матеріалу побудовано таким чином, що спочатку розглядаються моделі функціонування підсистеми виявлення та визначення частоти, а також підсистеми пеленгування станції РЕР, а потім у ході статистичного експерименту на ПЕОМ отримуються та



Р и с . 2. Широкутові антенні решітки зі складу зразків засобів РЕР і РРТК розробки: а) Thales, Франція; б) Rhode & Schwarz, ФРН; в) НТЦ АН ПРЕ, Україна; г) ТОВ «ІКРОС», рф

наводяться результати використання даних моделей в умовах конкретної радіоелектронної обстановки, наближеної до реальної, яка створюється в смузі 30x15 км. Моделювання здійснюється з урахуванням конкретних типів антен, які передбачаються до використання в підсистемі виявлення та підсистемі пеленгування перспективної станції РЕР (РРТК).

Хай радіоелектронна обстановка створюється певною кількістю ДРВ $\{ДРВ_i\}, i = 1, \dots, M$, які функціонують у смузі дій пеленгаційної групи РЕР (комплексу РЕР), що складається з двох станцій РЕР (лівого та правого пеленгаційних постів). Смуга дій обмежена прямокутною зоною розміром 30 км по фронту та 15 км у глибину (рис. 3). До початку ведення РЕР робочі частоти $\{f_i\}$ та координати $\{x_i, y_i\}$ ДРВ, якими можуть бути РЕЗ зв'язку, управління, передачі інформації наземного та повітряно-го базування, залишаються невідомими.

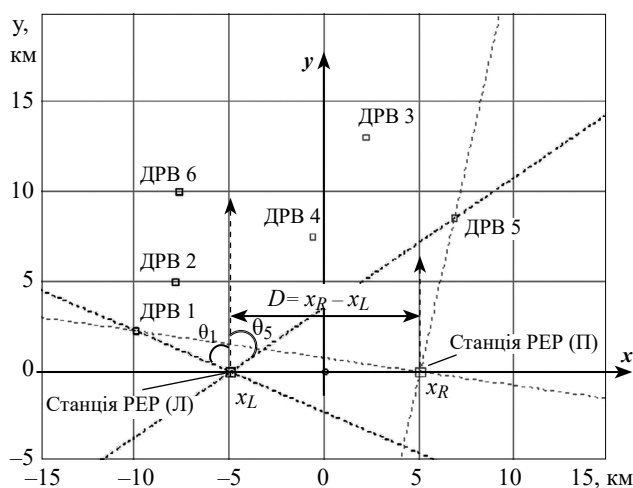


Рис. 3. Схема розміщення радіоелектронних засобів у смузі дій комплексу РЕР

Вісь абсцис Ox проходить скрізь обидві станції РЕР, при цьому початок системи координат є серединною точкою пеленгаторної пари. Пеленги на ДРВ обчислюються відносно осі ординат Oy , при цьому праворуч від осі Oy значення кутів враховуються з додатним знаком, а ліворуч – з негативним знаком.

Метод розкриття радіоелектронної обстановки в тактичній ланці управління у визначеній смузі 30x15 км, який заснований на комплексному аналізі просторово-енергетичних співвідношень між сигналами РЕЗ, полягає у двох процедурах РЕР, які виконуються послідовно: 1) виявлення сигналів ДРВ та визначення центральних частот їх спектрів при реалізації безпошукового методу виявлення сигналів за напрямком; 2) пеленгування та визначення координат ДРВ.

Вказані процедури здійснюються підсистемою виявлення та визначення частоти та підсистемою пеленгування станції РЕР відповідно. При цьому виявлення сигналів ДРВ здійснюється безпошуковим методом за напрямком на основі застосування спеціальних антен у широкому секторі $[-90^\circ, 90^\circ]$. Визначення частоти при цьому може здійснюватися на основі сучасних методів спектрального оцінювання, які були досліджені у [24]. Пеленгування

ДРВ здійснюється на основі ширококугових пеленгаційних 19-елементних антенних решіток на елементах Вівальді, конфігурація яких показана на рис. 4а.

Загальний діапазон робочих частот станції РЕР (400...8000 МГц) розподіляється на окремі піддіапазони підсистеми виявлення та визначення частоти: 400...2000 МГц; 2000...4000 МГц; 4000...8000 МГц, приймання сигналів у яких забезпечується логоперіодичними та рупорними антенами з коефіцієнтами підсилення 8 дБ та 15 дБ відповідно. Нормовані діаграми спрямованості (ДСА) логоперіодичних (піддіапазону 400...2000 МГц) та рупорних (піддіапазонів 2000...4000; 4000...8000 МГц) антен показані на рис. 4 б, в відповідно.

Виявлення сигналів ДРВ та визначення центральних частот їх спектрів на основі методу MUSIC. Модель спектрального оцінювання суміші сигналів на вході станції РЕР

Розглянемо модель адитивної взаємодії M комплексних гармонік на фоні комплексного гаусівського шуму:

$$x(i) = \sum_{l=1}^M s_l(i) + n(i) = \sum_{l=1}^M A_l \exp[j2\pi f_l \cdot i + \phi_l] + n(i), \quad (1)$$

де $i = 0, 1, \dots, N-1$; $A_l = \text{const}$, $f_l = \text{const}$, ϕ_l – випадкова початкова фаза, рівномірно розподілена на інтервалі $\phi_l \in [0, 2\pi]$; $n(i) = n_c(i) + j \cdot n_s(i)$; $\mathbf{M}\{n_c^2(i)\} = \mathbf{M}\{n_s^2(i)\} = D_n / 2$, $\mathbf{M}\{*\}$ – символ математичного очікування; D_n – дисперсія квазібілого гаусівського шуму $n(i)$ з нульовим середнім.

Модель (1) може бути записана у векторній формі:

$$\mathbf{x} = \sum_{l=1}^M \mathbf{s}_l + \mathbf{n}, \quad (2)$$

де вектори сигналів представлені своїми відліками:

$$\mathbf{x} = [x(i)], \mathbf{s}_l = [s_l(i)], \mathbf{n} = [n(i)], i = 0, 1, \dots, N-1.$$

Тоді $K-1-M$ власних векторів $\mathbf{v}_M, \dots, \mathbf{v}_{K-1}$ підпростору шуму автокореляційної матриці (АКМ) $\hat{\mathbf{R}}_x$ [24] будуть ортогональними векторам гармонійних сигналів $\{\mathbf{s}_l\}$ на відповідних частотах, тому їх лінійна комбінація дорівнює нулю:

$$\overline{\mathbf{e}(f_l)}^T \left(\sum_{k=M}^{K-1} \alpha_k \mathbf{v}_k \overline{\mathbf{v}_k}^T \right) \mathbf{e}(f_l) = 0, \quad (3)$$

$\mathbf{e}(f)^T = [1, \dots, \exp(j2\pi f \cdot K \Delta t), \dots, \exp(j2\pi f \cdot (K-1)\Delta t)]$, (3а)
де f_l – частота сигналу $\mathbf{s}_l$: $s_l(i) = A_l \exp[j2\pi f_l \cdot i + \phi_l]$ (див. (1)); $\{\alpha_k\}$ – довільні постійні; $k = M, \dots, K-1$.

Це означає, що функція оцінки виду:

$$\hat{P}(f) = \frac{1}{\overline{\mathbf{e}(f)}^T \left(\sum_{k=M}^{K-1} \alpha_k \mathbf{v}_k \overline{\mathbf{v}_k}^T \right) \mathbf{e}(f)} \quad (4)$$

приймає нескінченні значення на частоті $f = f_l$ одного з гармонійних сигналів (1). На практиці, через вплив шуму функція (3) буде приймати на частотах $f = f_l$ кінцеві значення, маючи досить гострі піки. Оцінки виду (4) не є оцінками дійсної спектральної щільності потужності (СЩП), а являють собою квазі-оцінки, корисні для оцінювання частот гармонійних або вузькосмугових компонент результуючої адитивної суміші виду (2).

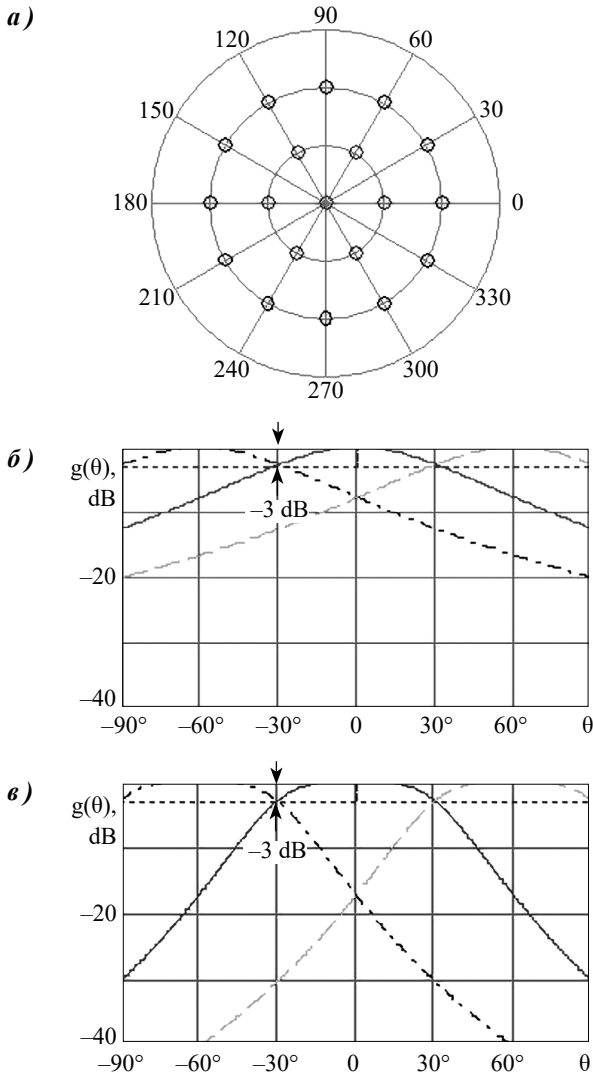


Рис. 4: а) конфігурація пеленгаційної антенної решітки; б) нормовані ДСА логоперіодичних антен; в) нормовані ДСА рупорних антен

Враховуючи відоме розкладання ермітової матриці (АКМ) $\hat{\mathbf{R}}_x$ по власних векторах $\{\mathbf{v}_k\}$ і власним значенням $\{\lambda_k\}$ (див., наприклад, [24; (3.86), (3.88)]), а також вважаючи у формулі (4) $\alpha_k = 1$ для $\forall k$, отримаємо спектральну MUSIC-оцінку $\hat{P}(f)$, побудовану на власних векторах з урахуванням власних значень АКМ $\hat{\mathbf{R}}_x$:

$$\hat{P}(f) = \frac{1}{\mathbf{e}(f)^T \left(\sum_{k=M}^{K-1} \mathbf{v}_k \bar{\mathbf{v}}_k^T \right) \mathbf{e}(f)} = \frac{1}{\mathbf{e}(f)^T \left(\mathbf{V}' \bar{\mathbf{V}}'^T \right) \mathbf{e}(f)}, \quad (5)$$

де, нагадаємо, $\mathbf{e}(f)$ – вектор комплексних гармонік, обумовлений формулою (3а); M – число гармонійних сигналів у спостережуваній адитивній суміші (1); $K \times K$ – розмірність АКМ $\hat{\mathbf{R}}_x$; $\mathbf{V}'$ – матриця, пов'язана з підпростором шуму, отримана в результаті усікання матриці $\mathbf{V} = \|\mathbf{v}_0, \mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_{K-1}\|$ розмірності $K \times K$, складеної із власних векторів $\{\mathbf{v}_k\}$ оцінки АКМ $\hat{\mathbf{R}}_x$ адитивної суміші (1):

$$\mathbf{V}' = \text{submatrix}(\mathbf{V}, 0, K-1, M, K-1) = \|\mathbf{v}'_M, \mathbf{v}'_{M+1}, \dots, \mathbf{v}'_{K-1}\|, \quad (5a)$$

де $\text{submatrix}(\mathbf{A}, r_i, r_j, c_i, c_j)$ – функція отримання з вихідної матриці $\mathbf{A}$ підматриці, що містить елементи в рядках з r_i по r_j та стовпцях з c_i по c_j ; матриця власних векторів $\mathbf{V} = \|\mathbf{v}_{i,k}\|$ має розмірність $K \times K$, $i = 0, \dots, K-1$, $k = 0, \dots, K-1$; матриця $\mathbf{V}' = \|\mathbf{v}'_M, \mathbf{v}'_{M+1}, \dots, \mathbf{v}'_{K-1}\|$ має розмірність $K \times K - M$; M – очікувана кількість гармонійних сигналів у суміші (1), $M < K$.

Приклад 1. Нехай є адитивна суміш $x(i)$ $M=10$ комплексних дискретних гармонійних сигналів, спостережуваних на фоні комплексного квазібілого гаусівського шуму $n(i)$ з нульовим середнім (1).

У розглянутому прикладі амплітуди гармонік обрані рівними $A_l = A$, причому забезпечуються співвідношення: $A^2 / 2 = D_n$, D_n – дисперсія шуму $n(i)$; $F_n > 2 \max\{f_l\}$, де F_n – верхня гранична частота СЦП квазібілого гаусівського шуму $n(i)$, $M = 10$. Число відліків N випадкового процесу $x(i)$, використовуваних при формуванні оцінки автокореляційної функції (АКФ), рівно $N=1023$. Максимальний індекс L часового зсуву, що фігурує в оцінці АКФ, брався рівним $L=128$ [24; (5.9)]. Розмірність K АКМ $\hat{\mathbf{R}}_x$ обрана рівною $K=32$.

На рис. 5 показана реалізація MUSIC-оцінки СЦП $\hat{P}(f)$ суміші $x(i)$ (1), отримана в результаті обчислення співвідношення (5) для вихідної ситуації, описаної вище. Дійсні положення частот гармонійних сигналів із суміші (1) показані знаком «+».

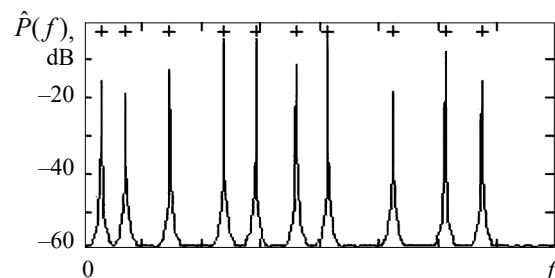


Рис. 5. Реалізація MUSIC-оцінки СЦП $\hat{P}(f)$ суміші $x(i)$ (1)

Пеленгування ДРВ на основі оцінювання просторового спектру сигналів. Модель оцінювання просторового спектру суміші сигналів на вході станції РЕР

Розглянемо задачу визначення напрямку приходу вузькосмугових сигналів, яка вирішується круговою широкосмуговою антенною решіткою. При цьому ми розглядаємо кругові антенні решітки зі співвідношенням $f_{\max} / f_{\min}$ максимальної та мінімальної частот оброблюваних сигналів $f_{\max} / f_{\min} \geq 10$.

Нехай на вході i -го елемента кругової антенної решітки (рис. 4а) спостерігається адитивна суміш $a_i(t)$ M комплексних вузькосмугових сигналів $s_l(t)$, кожний з яких приходить від l -го точкового джерела, і комплексного квазібілого гаусівського шуму $n_i(t)$ з нульовим середнім:

$$a_0(t) = \sum_{l=1}^M A_l \exp[j\omega_l t + \phi_l] + n_0(t); \quad (6a)$$

$$a_{iI}(t) = \sum_{l=1}^M A_l \exp[j\omega_l t + \varphi_l] \exp \begin{bmatrix} -j2\pi \frac{f_l}{f_0} \frac{d}{\lambda_0} \\ C_I \\ (\cos(\Delta\theta_{I \cdot i_I}) \\ \cos(\theta_I) \\ + \sin(\Delta\theta_{I \cdot i_I}) \\ \sin(\theta_I)) \end{bmatrix} + n_{iI}(t); \quad (6б)$$

$$a_{iII}(t) = \sum_{l=1}^M A_l \exp[j\omega_l t + \varphi_l] \exp \begin{bmatrix} -j2\pi \frac{f_l}{f_0} \frac{d}{\lambda_0} \\ C_{II} \\ (\cos(\Delta\theta_{II \cdot i_{II}}) \\ \cos(\theta_{II}) \\ + \sin(\Delta\theta_{II \cdot i_{II}}) \\ \sin(\theta_{II})) \end{bmatrix} + n_{iII}(t); \quad (6в)$$

де рівняння (6 а, б, в) визначають результуючі сигнали $a_i(t)$ на вході центрального елемента, елементів внутрішнього та зовнішнього кілець відповідно; $i_I = 0, 1, \dots, 5$; $i_{II} = 0, 1, \dots, 11$ – індекси елементів внутрішнього та зовнішнього кілець кругової антенної решітки відповідно; C_I, C_{II} – коефіцієнти, що визначають розмір радіуса внутрішнього та зовнішнього кілець решітки відповідно: $C_I = 1, C_{II} = 2$; $\Delta\theta_I, \Delta\theta_{II}$ – кутові відстані між суміжними елементами внутрішнього та зовнішнього кілець решітки відповідно: $\Delta\theta_I = \pi/3, \Delta\theta_{II} = \pi/6$ відповідно; $t = t_m = t_0 + m \cdot \Delta t$; $m = 0, 1, \dots, N-1$; Δt – інтервал дискретизації сигналів; $A_l = \text{const}, \omega_l = 2\pi f_l = \text{const}, A_l, f_l$ – амплітуда та несуча частота сигналу $s_{l,i}(t)$, який спостерігається в i -му каналі кругової антенної решітки; частоти $\{f_l\}$ сигналів $\{s_l(t)\} \in$ різними та розподілені в деякому інтервалі: $f_l, f_s \in [f_{\min}, f_{\max}]$, $f_0 \leq f_{\min}, f_{\max}/f_{\min} \geq 10$; φ_l – невідома початкова фаза, що належить інтервалу $\varphi_l \in [0, 2\pi]$; $n_i(t) = n_i^c(t) + j \cdot n_i^s(t)$ – шум, спостережуваний в i -му каналі кругової антенної решітки, $j = \sqrt{-1}$; $\mathbf{M}\{s_l(t)s_k(t)\} = 0, l \neq k$; $\mathbf{M}\{n_i(t)n_j(t)\} = 0, i \neq j$; $\mathbf{M}\{*\}$ – символ математичного очікування; $\mathbf{M}\{(n_i^c(t))^2\} = \mathbf{M}\{(n_i^s(t))^2\} = D_n/2$, D_n – дисперсія комплексного квазібілого гаусівського шуму $n_i(t)$ з нульовим середнім; θ_I – напрямок приходу сигналу $v(i) = \text{Im}[x(i)]$; d – міжелементна відстань антенної решітки у внутрішньому кільці, $d = 0.5\lambda_0$, де λ_0 – довжина хвилі сигналу, яка відповідає мінімальній частоті оброблюваних сигналів $f_0 \leq f_{\min}$.

Розглянемо особливості оцінювання просторового спектра в широкопосмуговій круговій антенній решітці на прикладі методу MUSIC. MUSIC-оцінка просторового спектра $\hat{S}(\theta, f_l)$ за умови наявності апіорної інформації про частоти $\{f_l\}$ сигналів $\{s_l(t)\}$ визначається співвідношенням виду [4, 6, 12]:

$$\hat{S}(\theta, f_l) = \frac{1}{\mathbf{e}(\theta, f_l)^T \left(\sum_{i=M+1}^n \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^T \right) \mathbf{e}(\theta, f_l)} = \frac{1}{\mathbf{e}(\theta, f_l)^T \left(\mathbf{U}_s' \bar{\mathbf{U}}_s'^T \right) \mathbf{e}(\theta, f_l)} \quad (7)$$

де $\{\mathbf{u}_i\}$ – власні вектори оцінки матриці $\hat{\mathbf{R}}_a$:

$$\hat{\mathbf{R}}_a = \left\| \hat{R}_{i,k}^a \right\| = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_1^T \bar{\mathbf{a}}_1 & \mathbf{a}_1^T \bar{\mathbf{a}}_2 & \dots & \mathbf{a}_1^T \bar{\mathbf{a}}_n \\ \mathbf{a}_2^T \bar{\mathbf{a}}_1 & \mathbf{a}_2^T \bar{\mathbf{a}}_2 & \dots & \mathbf{a}_2^T \bar{\mathbf{a}}_n \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{a}_n^T \bar{\mathbf{a}}_1 & \mathbf{a}_n^T \bar{\mathbf{a}}_2 & \dots & \mathbf{a}_n^T \bar{\mathbf{a}}_n \end{bmatrix}, \quad (7a)$$

$\mathbf{a}_i = [a_i(t_0), a_i(t_1), \dots, a_i(t_{N-1})]^T$ – вектор (6 а, б, в), складений з відліків сигналу $a_i(t)$, який спостерігається на вході i -го елемента антенної решітки; N – число відліків сигналу $a_i(t)$, які використовуються при обробці; $\mathbf{e}(\theta, f_l)$ – вектор комплексних просторових гармонік; M – число вузькосмугових сигналів у спостережуваній адитивній суміші (6); $n \times n$ – розмірність матриці $\hat{\mathbf{R}}_a$; $\mathbf{U}_s'$ – матриця підпростору шуму розмірності $n \times (n - M)$, отримана усicanням матриці $\mathbf{U}_s = \|\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_n\|$, складеної із власних векторів оцінки матриці $\hat{\mathbf{R}}_a$ (7a):

$$\mathbf{U}_s' = \text{submatrix}(\mathbf{U}_s, 1, n, M+1, n) = \|\mathbf{u}'_{M+1}, \mathbf{u}'_{M+2}, \dots, \mathbf{u}'_n\|.$$

Тут помітимо, що вектор $\mathbf{e}(\theta, f_l) = [e_1(\theta, f_l) \ e_2(\theta, f_l) \ \dots \ e_n(\theta, f_l)]^T$ комплексних просторових гармонік (керуючий вектор) для кругової широкопосмугової антенної решітки, що фігурує у формулі, формується відповідно до спостережуваних сигналів $a_i(t)$ на вході i -го елемента решітки (6 а, б, в):

$$e_i(\theta, \hat{f}_l) = 1, i = 1; \quad (8a)$$

$$e_i(\theta, \hat{f}_l) = \exp \begin{bmatrix} -j2\pi \frac{\hat{f}_l}{f_0} \frac{d}{\lambda_0} C_I (\cos(\Delta\theta_I \cdot (i-2))) \\ \cos(\theta) + \sin(\Delta\theta_I \cdot (i-2)) \sin(\theta) \end{bmatrix};$$

$$i = 2, 3, \dots, 7; \quad (8б)$$

$$e_i(\theta, \hat{f}_l) = \exp \begin{bmatrix} -j2\pi \frac{\hat{f}_l}{f_0} \frac{d}{\lambda_0} C_{II} (\cos(\Delta\theta_{II} \cdot (i-8))) \\ \cos(\theta) + \sin(\Delta\theta_{II} \cdot (i-8)) \sin(\theta) \end{bmatrix};$$

$$i = 8, 9, \dots, 19, \quad (8в)$$

$$\theta = k_\theta \left(\frac{\pi}{K_\theta} \right) - \frac{\pi}{2}; \quad k_\theta = 0, 1, \dots, K_\theta - 1, \quad (8г)$$

де $\{\hat{f}_l\}$ – оцінки частот $\{f_l\}$.

Безпосереднє застосування MUSIC-алгоритму (7) оцінки просторового спектра $\hat{S}(\theta, f_l)$ для відомих частот $\{f_l\}$ сигналів $\{s_l(t)\}$ із суміші (6) приводить до появи хибних піків, що обумовлено дисперсійними явищами у решітці. Подолати негативний вплив дисперсії та позбутися неоднозначності одержуваних оцінок можна в такий спосіб. Маючи в результаті застосування алгоритму (7) сукупність оцінок $\hat{S}(\theta, f_l)$ для відомих частот $\{f_l\}$ сигналів $\{s_l(t)\}$ із суміші (6), можна одержати повну сукупність $\{\hat{\theta}_l^k\}$ оцінок кутів приходу сигналів, серед яких будуть M оцінок $\hat{\theta}_l^k = \hat{\theta}_l$, $k = l$, що відповідають реальним кутам приходу θ_l , а також деяка кількість хибних оцінок $\hat{\theta}_l^k$, $k \neq l$.

Маючи таку сукупність $\{\hat{\theta}_l^k\}$, можна отримати повний набір оцінок θ_l , $l = 1, \dots, M$, які відповідають реальним

Таблиця 1. Координати та частоти випромінювань ДРВ

параметр	ДРВ ₁	ДРВ ₂	ДРВ ₃	ДРВ ₄	ДРВ ₅	ДРВ ₆
частота, МГц	408	552	984	1512	2472	5448
абсциса x, м	-10000	-7900	2150/ 2460*	-670	6800	-7700
ордината y, м	2270	5000	13000	7500	8500	10000
дійсний пеленг відносно лівої станції РЕР, град	-65.604	-30.138	28.82/ 29.849*	30.023	54.259	-15.126
дійсний пеленг відносно правої станції РЕР, град	-81.417	-68.812	-12.376/ -11.055*	-37.07	11.975	-51.795

* – модифіковані параметри ДРВ3 для другої частини експерименту.

Співвідношення між максимальним та мінімальним значеннями частот сигналів дорівнювало 13,35, тому можна стверджувати про широкосмуговість підсистеми виявлення та підсистеми пеленгування станції РЕР. Ліва та права станції РЕР, показані на рис. 3, мають координати, які показані у табл. 2.

Таблиця 2. Координати станцій РЕР

Координата	Ліва станція РЕР	Правая станція РЕР
абсциса x, м	-5000	5000
ордината y, м	0	0

Результати спектрального оцінювання суміші сигналів шістьох ДРВ, отримані на основі моделі, яка розглянута у п. 1, показані на рис. 7. Результати спектрального оцінювання отримані за умови співвідношення сигнал–шум на вході підсистеми виявлення та визначення частоти, яке дорівнювало 25 дБ. Дійсні положення центральних частот сигналів ДРВ, які наведені у табл. 1, показані знаком «+». Інструментальна похибка визначення частоти, яка мала місце при моделюванні, дорівнює ± 6 ГГц/ $N \approx \pm 6$ МГц, яка може бути зменшена до потрібного рівня, що однак, потребуватиме більшого часу для здійснення обчислювань при фіксованих обчислювальних потужностях системи.

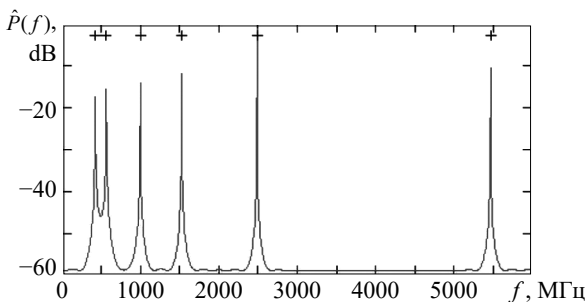
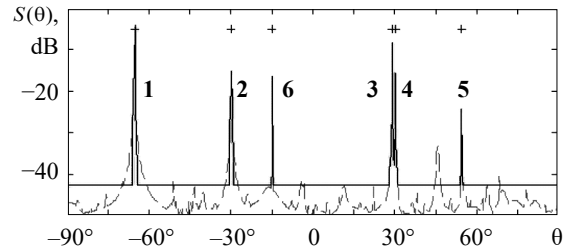
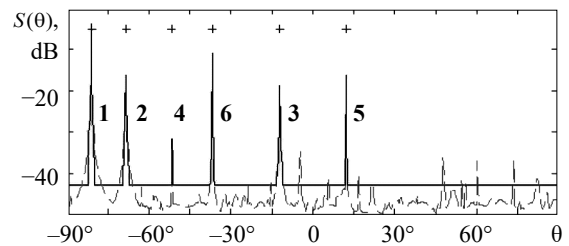


Рис. 7. Результати спектрального оцінювання суміші сигналів шістьох ДРВ

Результати вимірювання центральних частот сигналів ДРВ використовуються в алгоритмі оцінювання просторового спектру суміші сигналів на вході станції РЕР, як це передбачено формулами (8). Результати оцінювання просторового спектру суміші сигналів на вході станції РЕР, тобто результати одночасного пеленгування шістьох ДРВ лівою та правою станціями РЕР, наведено на рис. 8а та рис. 8б відповідно.

Оцінки $\hat{\theta}_i$ реальних кутів приходу θ_i сигналів на вході лівої та правої станцій РЕР позначені умовними номерами ДРВ. Результати оцінювання просторового спектру отримані за умови співвідношення сигнал–шум на вході

Рис. 8а. Результати оцінювання кутів приходу θ_i сигналів на вході лівої станції РЕРРис. 8б. Результати оцінювання кутів приходу θ_i сигналів на вході правої станції РЕР

підсистеми пеленгування, яке дорівнювало 20 дБ. Інструментальна похибка визначення пеленгу, яка мала місце при моделюванні, дорівнює $\Delta\theta_{inst} = \pm 180^\circ / K_\theta \approx \pm 10.55'$ (при $K_\theta = 1024$). Розрізнявальна здатність системи складає величину $\Delta\theta_{res} \approx 3 |\Delta\theta_{inst}| \approx 0.5^\circ$. Як можна бачити з рис. 8а, підсистема пеленгування лівої станції РЕР дозволяє розрізняти ДРВ3 та ДРВ4, які знаходяться на відстані біля одного градуса (табл. 1), що свідчить про високі можливості методу, який використовується при здійсненні пеленгування (оцінювання просторового спектру суміші сигналів ДРВ).

Похибка визначення пеленгу (лінії положення) залежить від відстані до ДРВ r та похибки визначення кута σ_θ [25–30]:

$$\sigma_{KM} = r\sigma_\theta. \quad (10)$$

Робочі зони (лінії рівної точності) кутомірної системи визначаються парю рівнянь у параметричному виді [25–30]:

$$x(t, \alpha) = \frac{x_R - x_L}{2 \sin \alpha} \cos t + \frac{x_R + x_L}{2}; \quad (11a)$$

$$y(t, \alpha) = \frac{x_R - x_L}{2 \sin \alpha} \sin t + \frac{x_R - x_L}{2 \tan \alpha}, \quad (11b)$$

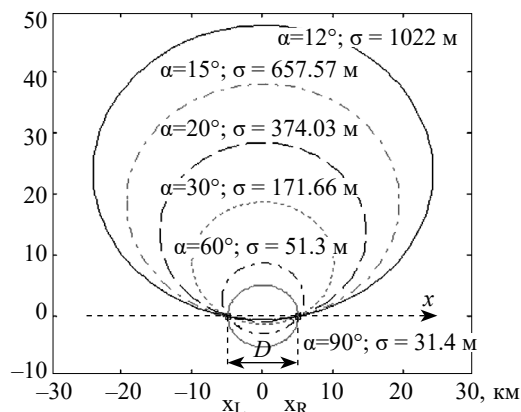
де $x_R, x_L, x_R - x_L = D$ – координати правої та лівої станцій РЕР, а також база пеленгаторної групи відповідно (рис. 3).

Графіки робочих зон кутомірної системи, яка реалізує запропонований метод з координатами станцій РЕР $(x_L, y_L) = (-5000 \text{ м}, 0)$, $(x_R, y_R) = (5000 \text{ м}, 0)$, які визначаються співвідношеннями (11 а, б), наведено на рис. 9.

При цьому точності визначення координат визначаються виразом [25–30]:

$$\sigma = \frac{\sigma_\theta}{\sin \alpha} \sqrt{r_R^2 + r_L^2} \Rightarrow \sigma = \frac{\sigma_\theta D}{\sqrt{2} \sin \alpha \sin(\alpha/2)}, \quad (12)$$

де r_R, r_L – відстані між станцією РЕР (правою/лівою) та ДРВ; D – база пеленгаторної групи, $D = 10000 \text{ м}$; $\sigma_\theta = 10.55' = 0.175^\circ$.

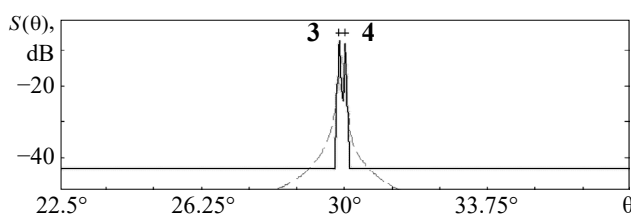


Р и с . 9. Графіки робочих зон кутомірної системи

Як можна бачити з графіків, мінімальна похибка визначення координат $\sigma = 31,4 \text{ м}$ досягається при куті перетинання ліній пеленгів $\sigma = 90^\circ$, при цьому точності визначення координат є недостатніми для застосування даної пеленгаторної групи у складі розвідувально-вогневого комплексу. Розрахунки показують, що для задовільного вирішення завдань вогневого ураження у складі розвідувально-вогневого комплексу, станція РЕР муситиме забезпечувати інструментальну похибку на порядок меншу, ніж та, яка реалізується в межах даної роботи, та повинна бути не більше $1.5'$, що потребує збільшення розмірності векторів, які фігурують у розглянутих алгоритмах, принаймні, у вісім разів. Однак, ці питання передбачають проведення додаткових досліджень.

Розглянемо результати другої частини статистичного експерименту, у якому реалізовано можливість збільшення розмірності векторів у наведених вище алгоритмах у вісім разів. Фрагмент результатів оцінювання (на інтервалі кутів від 22.5° до 37.5°) просторового спектру суміші сигналів на вході лівої станції РЕР при модифікації координат ДРВ3 (табл. 1) за умов одночасного пеленгування шістьох ДРВ наведено на рис. 10.

Оцінки $\hat{\theta}_l$ реальних кутів приходу θ_l сигналів від ДРВ3 та ДРВ4 на вході лівої станції РЕР позначені умовними номерами ДРВ. Результати оцінювання просторового спектру отримані за умови співвідношення сигнал–шум на вході підсистеми пеленгування, яке дорівнювало 20 дБ. Інструментальна похибка визначення пеленгу, яка мала місце при моделюванні, дорівнює $\Delta\theta_{inst} = \pm 180^\circ / K_\theta \approx \pm 1.32'$ (при $K_\theta = 8192$).



Р и с . 10. Фрагмент результатів оцінювання кутів приходу сигналів від ДРВ3 та ДРВ4 на вході лівої станції РЕР при модифікації координат ДРВ3 (табл. 1)

Розрізнявальна здатність системи складає величину $\Delta\theta_{res} \approx 3 | \Delta\theta_{inst} | \approx 4'$. Як можна бачити з рис. 10, підсистема пеленгування лівої станції РЕР дозволяє розрізняти ДРВ3 та ДРВ4, які знаходяться на відстані по азимуту біля $9'$ (табл. 1), що підтверджує високі спроможності методу оцінювання просторового спектру суміші сигналів ДРВ стосовно вимірювання координат та розрізнення сигналів по азимуту.

ВИСНОВКИ

1. Метод викриття радіoeлектронної обстановки в тактичній ланці управління, який заснований на комплексному аналізі просторово-енергетичних співвідношень між сигналами РЕЗ, полягає у двох процедурах РЕР, які виконуються послідовно: 1) виявлення сигналів ДРВ та визначення центральних частот їх спектрів при реалізації безпошукового методу виявлення сигналів за напрямком; 2) пеленгування та визначення координат ДРВ.

2. Для виявлення сигналів ДРВ та визначення центральних частот їх спектрів можна застосовувати відомі сучасні методи спектрального оцінювання, основані на аналізі власних векторів оцінки кореляційної матриці, та зокрема, метод MUSIC.

3. Для пеленгування ДРВ та подальшого визначення координат ДРВ можна застосовувати відомі сучасні методи оцінювання просторового спектру суміші випромінювань на вході станції РЕР, що достатньо просто реалізується із використанням ширококутових кругових антенних решіток на елементах Вівальді.

4. Використання методу MUSIC із відповідним вдосконаленням алгоритму обробки просторових сигналів дає змогу подолати негативний вплив дисперсійних явищ у ширококутовій антенній решітці та забезпечує визначення кутових координат ДРВ з потрібними точністю та роздільною здатністю.

5. Отримані результати надають можливість формування відповідних технічних вимог при створенні перспективних комплексів РЕР і РРТК.

СПИСОК ПОСИЛАНЬ

1. Buckley, K.M. (1987). Spatial/spectral filtering with linearly-constrained minimum variance beamformers, IEEE Trans. on ASSP, ASSP-35. Pp. 249—266.
2. Frost, O.L. (1972). An algorithm for linearly constrained adaptive array processing. Proc. IEEE, 60. Pp. 926—935.
3. Van, Veen B. & Buckley, K. (1988). Beamforming: a versatile approach to spatial filtering. IEEE ASSP Magazine, 5 (2). Pp. 4—24.

4. Haykin, S. (1991). *Advances in Spectrum Analysis and Array Processing*. Vol. 1 and 2. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall.
5. Johnson, D.H. & Dudgeon, D.E. (1992). *Array Signal Processing: Concepts and Methods*. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall.
6. Haykin, S. (1995). *Advances in Spectrum Analysis and Array Processing*. Vol. 3. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall.
7. Buckley, K.M., Douglass, S.C., Sayed, A.H. & Van Veen, B. (1999). *Digital Signal Processing Handbook*: ed. by V.K. Madisetti & D.B. Williams. CRC Press. 1690 p.
8. Monzingo, R.A. & Miller, T.W. (1980). *Introduction to Adaptive Arrays*. John Wiley and Sons.
9. Capon, J. (1969). High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. *Proc. IEEE*. Vol. 57. Pp. 1408—1418.
10. Bangs, W.J. (1971). *Array Processing with Generalized Beamformers*. PhD Thesis. Yale Univ. New Haven, CT.
11. Schmidt, R.O. (1979). Multiple emitter location and signal parameter estimation. *Proc. RADC, Spectral Estimation Workshop*, Rome, New York. Pp. 243—258.
12. Schmidt, R.O. (1981). A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation. PhD dissertation, Department of Electrical Engineering. Stanford Univ. Stanford.
13. Johnson, D.H. (1982). Application of spectral estimation methods in bearing estimation problems. *Proc. IEEE*. Vol. 70. Pp. 1018—1028.
14. Barabel, A.J. (1983). Improving the resolution performance of eigenstructure-based direction finding algorithms. *Proc. of Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing*. Boston, MA. Pp. 336—339.
15. Bienvenu, G. (1983). Influence of the spatial coherence of the background noise on high resolution passive methods. *Proc. of the Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Washington, DC. Pp. 306—309.
16. Kumaresan, R. & Tufts, D.W. (1983). Estimating the angles of arrival of multiple plane waves. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic systems*, AES-19. Pp. 134—139.
17. Paulraj, A., Roy, R. & Kailath, T. (1986). A subspace rotation approach to signal parameter estimation. *Proc. of IEEE* 74 (7). Pp. 1044—1046.
18. Pillai, S.U. (1989). *Array Signal Processing*. New York: Springer.
19. Roy, R. & Kailath, T. (1989). ESPRIT – Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, ASSP-37 (7). Pp. 984—995.
20. Viberg, M. & Ottersten, B. (1991). Sensor array processing based on subspace fitting. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 39 (5). Pp. 1110—1121.
21. Doron, M., Doron, E. & Weiss, A. (1993). Coherent wide-band processing for arbitrary array geometry. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 41 (1). Pp. 414—417.
22. Viberg, M. (1995). Subspace-based methods for the identification of linear time-invariant systems. *Automatica*, 31 (12). Pp. 1835—1851.
23. Vasilishin, V.I. (2004). Direction finding with superresolution using root implementation of eigenstructure techniques and joint estimation strategy. *European Conf. on Wireless Technology*: Amsterdam, Netherlands: *Proc. of Conf.* Pp. 317—320.
24. Marple, S.L. (1987). *Digital Spectral Analysis with Applications*. Prentice Hall, Englewoods Cliffs, New Jersey.
25. Смирнов Ю.А. Радиотехническая разведка. М.: Воениздат, 2001.
26. Wiley, R.G. (2006). *ELINT: The Interception and Analysis of Radar Signals*. Artech House.
27. Куприянов А.И., Петренко П.Б., Сычев М.П. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. М.: МГТУ. 2010.
28. Радзиевский В.Г., Сирота А.А. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. М.: Радиотехника. 2004.
29. Терентьев А.В., Коротков В.Ф. Радиотехническая разведка: Теория и практика обработки радиолокационных сигналов. СПб.: Медиапайр. 2021.
30. Леньшин А.В. Бортовые комплексы радиоэлектронной борьбы. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА». 2016.
31. Poisel, R.A. (2014). *Electronic Warfare Receivers and Receiving Systems*. Artech House. 832 p.
32. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Кузьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства. М.: Горячая линия – Телеком. 2012. 640 с.
33. Слободянюк П.В., Благодарний В.Г., Ступак В.С. Довідник з радіомоніторингу. Ніжин: ТОВ «Видавництво Аспект-Поліграф». 2008. 588 с.

REFERENCES

1. Buckley, K.M. (1987). Spatial/spectral filtering with linearly-constrained minimum variance beamformers, *IEEE Trans. on ASSP*, ASSP-35. Pp. 249—266.
2. Frost, O.L. (1972). An algorithm for linearly constrained adaptive array processing. *Proc. IEEE*, 60. Pp. 926—935.
3. Van, Veen B. & Buckley, K. (1988). Beamforming: a versatile approach to spatial filtering. *IEEE ASSP Magazine*, 5 (2). Pp. 4—24.
4. Haykin, S. (1991). *Advances in Spectrum Analysis and Array Processing*. Vol. 1 and 2. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall.
5. Johnson, D.H. & Dudgeon, D.E. (1992). *Array Signal Processing: Concepts and Methods*. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall.
6. Haykin, S. (1995). *Advances in Spectrum Analysis and Array Processing*. Vol. 3. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall.
7. Buckley, K.M., Douglass, S.C., Sayed, A.H. & Van Veen, B. (1999). *Digital Signal Processing Handbook*: ed. by V.K. Madisetti & D.B. Williams. CRC Press. 1690 p.
8. Monzingo, R.A. & Miller, T.W. (1980). *Introduction to Adaptive Arrays*. John Wiley and Sons.
9. Capon, J. (1969). High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. *Proc. IEEE*. Vol. 57. Pp. 1408—1418.
10. Bangs, W.J. (1971). *Array Processing with Generalized Beamformers*. PhD Thesis. Yale Univ. New Haven, CT.
11. Schmidt, R.O. (1979). Multiple emitter location and signal parameter estimation. *Proc. RADC, Spectral Estimation Workshop*, Rome, New York. Pp. 243—258.
12. Schmidt, R.O. (1981). A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation. PhD dissertation, Department of Electrical Engineering. Stanford Univ. Stanford.

13. Johnson, D.H. (1982). Application of spectral estimation methods in bearing estimation problems. Proc. IEEE. Vol. 70. Pp. 1018—1028.
14. Barabel, A.J. (1983). Improving the resolution performance of eigenstructure-based direction finding algorithms. Proc. of Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing. Boston, MA. Pp. 336—339.
15. Bienvenu, G. (1983). Influence of the spatial coherence of the background noise on high resolution passive methods. Proc. of the Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Washington, DC. Pp. 306—309.
16. Kumaresan, R. & Tufts, D.W. (1983). Estimating the angles of arrival of multiple plane waves. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic systems, AES-19. Pp. 134—139.
17. Paulraj, A., Roy, R. & Kailath, T. (1986). A subspace rotation approach to signal parameter estimation. Proc. of IEEE 74 (7). Pp. 1044—1046.
18. Pillai, S.U. (1989). Array Signal Processing. New York: Springer.
19. Roy, R. & Kailath, T. (1989). ESPRIT – Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, ASSP-37 (7). Pp. 984—995.
20. Viberg, M. & Ottersten, B. (1991). Sensor array processing based on subspace fitting. IEEE Trans. on Signal Processing, 39 (5). Pp. 1110—1121.
21. Doron, M., Doron, E. & Weiss, A. (1993). Coherent wideband processing for arbitrary array geometry. IEEE Trans. on Signal Processing, 41 (1). Pp. 414—417.
22. Viberg, M. (1995). Subspace-based methods for the identification of linear time-invariant systems. Automatica, 31 (12). Pp. 1835—1851.
23. Vasilishin, V.I. (2004). Direction finding with superresolution using root implementation of eigenstructure techniques and joint estimation strategy. European Conf. on Wireless Technology: Amsterdam, Netherlands: Proc. of Conf. Pp. 317—320.
24. Marple, S.L. (1987). Digital Spectral Analysis with Applications. Prentice Hall, Englewoods Cliffs, New Jersey.
25. Smirnov, Yu.A. (2001). “Radiotekhnicheskaya razvedka” [Radiotechnical intelligence], M.: Voenizdat. 456 p.
26. Wiley, R.G. (2006). ELINT: The Interception and Analysis of Radar Signals. Artech House.
27. Kupriianov, A.I., Petrenko, P.D. & Sychev, M.P. (2010). “Teoreticheskie osnovy radioelektronnoi razvedki” [Theoretical foundations of electronic reconnaissance], M.: MGTU.
28. Radzievskii, V.G. & Sirota, A.A. (2004). “Teoreticheskie osnovy radioelektronnoi razvedki” [Theoretical foundations of electronic reconnaissance], M.: Radiotekhnika.
29. Terentev, A.V. & Korotkov, V.F. (2021). “Radiotekhnicheskaya razvedka: Teoriya i praktika obrabotki radiolokatsionnykh signalov” [Radiotechnical intelligence: Theory and practice of processing radar signal]. SPb.: Mediapapir.
30. Lenshin, A.V. (2016). “Bortovye komplekсы radioelektronnoi borby” [Onboard complexes of electronic warfare]. Voronezh: VUNTS BBC «VVA».
31. Poisel, R.A. (2014). Electronic Warfare Receivers and Receiving Systems. Artech House. 832 p.
32. Rembovskii, A.M., Ashikhmin, A.V. & Kozmin, V.A. (2012). “Radiomonitoring – zadachi, metody, sredstva” [Radio monitoring – objectives, method, tools]. M.: Goriachaia liniia – Telekom. 640 p.
33. Slobodianuk, P.V., Blagodarnii, V.G. & Stupak, V.S. (2008). “Dovidnik z radiomonitoringu” [Reference of radio monitoring]. Nizhin, Aspekt-Poligraf. 588 p.

**Zibin S.D., Kozlov V.G., Biloborodova L.V.,
Popov A.O., Tverdochlebov V.V.**

METHOD OF ELECTRONIC ENVIRONMENT REVEALING IN TACTICAL LEVEL

We substantiate the necessity of upgrading methods and algorithms used when developing perspective signal intelligence and/or radiofrequency monitoring systems. We show this problem is caused by increasing the requirements with respect to capabilities of signal intelligence and/or radiofrequency monitoring systems which, being wideband systems, operate under complicated interference conditions. These requirements touch on capabilities concerning search and detecting the signals in interference background and also capabilities regarding estimating the angles of arrival of radiofrequency emission sources and resolving the signals over angular coordinate. We assert that the method of electronic environment revealing in tactical level based on complex analyzing spatial-temporal relationships between the signals of radiofrequency emission sources envisages two procedures of signal intelligence that are performed consequently: 1) detecting the radiofrequency emission sources signals and estimating the central frequencies of their spectra when realizing searchless method of signal detection over angular coordinates; 2) direction finding and geolocating radiofrequency emission sources.

We formulate the problems of estimating the central frequencies of signal spectra and estimating angle of arrival of the signals from a set of radiofrequency emission sources using multiple signal classification method for the purpose of searchless radiofrequency emission sources signal detection under low and intermediate intensity interference conditions.

Keywords: *electronic environment, signal intelligence system, radiofrequency monitoring system, radiofrequency emission source, wideband circular antenna array, angle of signal arrival estimation, multiple signal classification method.*

Відомості про авторів:**Зібін Сергій Данилович**

кандидат технічних наук
старший науковий співробітник
Центральний науково-дослідний інститут озброєння
та військової техніки Збройних Сил України
м. Київ, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-9426-2380>

Козлов Вадим Геннадійович

кандидат технічних наук, докторант
Центральний науково-дослідний інститут озброєння
та військової техніки Збройних Сил України
м. Київ, Україна
<http://orcid.org/0000-0002-7708-6143>

Білобородова Любов Володимирівна

молодший науковий співробітник
Центральний науково-дослідний інститут озброєння
та військової техніки Збройних Сил України
м. Київ, Україна
<https://orcid.org/0000-0003-0335-240X>

Попов Андрій Олексійович

кандидат технічних наук, доцент
провідний науковий співробітник
Центральний науково-дослідний інститут озброєння
та військової техніки Збройних Сил України
м. Київ, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-8560-617X>

Твердохлібов Володимир Віталійович

кандидат технічних наук
старший науковий співробітник
Центральний науково-дослідний інститут озброєння
та військової техніки Збройних Сил України
м. Київ, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-6802-9796>

Information about the authors:**Zibin Sergey**

Candidate of Technical Sciences
Senior Researcher
Central Scientific Research Institute of Armament
and Military Equipment of Armed Forces of Ukraine
Kyiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-9426-2380>

Kozlov Vadym

Candidate of Technical Sciences
Central Scientific Research Institute of Armament
and Military Equipment of Armed Forces of Ukraine
Kyiv, Ukraine
<http://orcid.org/0000-0002-7708-6143>

Biloborodova Lubov

Junior Researcher
Central Scientific Research Institute of Armament
and Military Equipment of Armed Forces of Ukraine
Kyiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0003-0335-240X>

Popov Andrey

Candidate of Technical Sciences
Leading Researcher
Central Scientific Research Institute of Armament
and Military Equipment of Armed Forces of Ukraine
Kyiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-8560-617X>

Tverdochlebov Vladimir

Candidate of Technical Sciences
Senior Researcher
Central Scientific Research Institute of Armament
and Military Equipment of Armed Forces of Ukraine
Kyiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-6802-9796>

Стаття надійшла до редколегії 13.03.2024.