

УДК 621.396.965+621.391.26

DOI: [https://doi.org/1034169/2414-0651.2026.2\(50\).32-43](https://doi.org/1034169/2414-0651.2026.2(50).32-43)

В. В. ТВЕРДОХЛІБОВ, кандидат технічних наук
старший науковий співробітник
<https://orcid.org/0000-0002-6802-9796>

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

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

Л. В. БІЛОБОРОДОВА, ад'юнкт
<https://orcid.org/0000-0003-0335-240X>
(Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки Збройних Сил України, м. Київ)

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ ЧОТИРЬОХ МЕТОДІВ ПРОСТОРОВОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ СИГНАЛІВ НА ФОНІ ПЕРЕШКОД У РЛС З ПЛАНАРНОЮ АНТЕННОЮ РЕШІТКОЮ

Досліджуються питання розв'язання задачі просторової фільтрації сигналів в умовах впливу спеціально організованих перешкод в антенній решітці з цифровою обробкою сигналів, при цьому в якості методів просторової фільтрації обрано методи максимальної правдоподібності, рекурентного формування оцінки кореляційної матриці, компенсації перешкод і логічної обробки сигналів. Підкреслюється, що алгоритми реалізації зазначених методів захисту РЛС від впливу перешкод є основою для створення діючих моделей функціонування сучасних наземних РЛС. Створені моделі використовуються для експериментального дослідження порівняльної ефективності обраних методів захисту РЛС з планарною антенною решіткою від впливу потужних перешкод, що здійснюється шляхом використання методу статистичних випробувань на ЕОМ.

Ключові слова: РЛС, радіоелектронне подавлення; захист РЛС від перешкод; просторова фільтрація сигналів; планарна антенна решітка; метод максимальної правдоподібності; метод рекурентного формування оцінки кореляційної матриці; метод компенсації перешкод; метод логічної обробки сигналів; алгоритм обробки сигналів; перешкода.

ВСТУП

В сучасних умовах розвиток та застосування озброєння та військової техніки (ОВТ) супроводжується вирішенням завдань виявлення об'єктів ураження, передачі

інформації, а також управління зброєю, насамперед, високоточною (ВТЗ). Завдання з виявлення таких об'єктів вирішується радіолокаційними системами, при цьому об'єктами (цілями радіолокаційного виявлення) в залежності від галузі застосування радіолокаційної системи можуть бути літаки, вертольоти, безпілотні літальні апарати (БпЛА) (аеродинамічні цілі), міни, снаряди, тактичні, оперативно-тактичні ракети, бойові головки балістичних ракет (балістичні цілі), наземні та надводні цілі та ін.

В ході ведення бойових дій радіолокаційні системи різного призначення функціонують в умовах радіоелектронного подавлення з боку противника. Тому, з одного боку, розробка радіолокаційних систем повинна передбачати забезпечення їх надійного радіоелектронного захисту, а з іншого, розробка засобів радіоелектронної боротьби (РЕБ) з радіолокаційними системами повинна передбачати обґрунтування вимог стосовно радіоелектронного подавлення таких систем.

Для обґрунтування технічних вимог до авіаційних засобів РЕБ (літаків або БпЛА), а також вимог щодо радіоелектронного захисту РЛС в ході їх розробки, необхідно мати моделі РЕБ з наземними РЛС або моделі функціонування РЛС в умовах впливу перешкод.

Робочими алгоритмами сучасних РЛС, які побудовані на основі антенних решіток з цифровою обробкою сигналів, передбачено використання багатьох відомих методів [1—10]. Алгоритми, які засновані на цих методах, добре зарекомендували себе в антенних решітках в умовах впливу перешкод з нормальним розподілом ймовірностей, але їх застосування в умовах сумісного впливу реальних шумових та вузькосмугових модульованих перешкод потребує окремого дослідження.

В роботі досліджуються питання розв'язання задачі просторової фільтрації сигналів в умовах впливу зазначених перешкод в антенній решітці з цифровою обробкою сигналів, при цьому в якості методів просторової фільтрації обрані методи максимальної правдоподібності (maximum likelihood method), рекурентного формування оцінки кореляційної матриці (recursive matrix inversion method), компенсації перешкод (side-lobe cancellation method) і логічної обробки сигналів (logic signal processing method / side-lobe blanking method). Алгоритми реалізації зазначених методів захисту РЛС від впливу перешкод є основою для створення моделей функціонування сучасних наземних РЛС. Застосування створених моделей для експериментального дослідження порівняльної ефективності обраних методів захисту РЛС з планарною антенною решіткою від впливу потужних перешкод здійснюється шляхом використання методу статистичних випробувань на ЕОМ.

АНАЛІЗ ОСТАННІХ ДОСЛІДЖЕНЬ І ПУБЛІКАЦІЙ

Дослідження питань обробки сигналів на фоні перешкод, і зокрема, задачі просторової фільтрації сигналів, яка здійснюється в умовах перешкод, викладені в роботах [1—10]. Основи побудови систем радіолокації добре викладені у монографіях [11—18]. У циклі статей [19—21] розглядаються адаптивні системи захисту РЛС від шумових перешкод. У [19] показано, що швидкодія кореляційних автокомпенсаторів перешкод

сильно залежить від ступеню складності перешкодової обстановки (кількості, координат і інтенсивності шумових перешкод). У [20] розглянуті квазініютонівські алгоритми адаптації на основі оцінок максимальної правдоподібності просторових кореляційних матриць шумових перешкод, швидкодія яких не залежить від ступеню складності перешкодової обстановки. У [21] наводиться математична модель системи просторової обробки сигналів на фоні перешкод в РЛС із планарною антенною решіткою. Спосіб підвищення швидкодії адаптивних систем обробки сигналів на основі максимально правдоподібної оцінки периметричної кореляційної матриці перешкод розглядається у роботі [22].

Загальні методичні підходи стосовно оцінки ефективності зразків ОБТ містяться у роботах [24—26]. Основи застосування методу статистичних випробувань представлено в роботах [27—29]. Сучасні погляди стосовно моделювання впливу перешкод на РЛС розглянуті в роботах [30—33, 39]. Методи максимальної правдоподібності та рекурентного формування оцінки кореляційної матриці викладені у роботах [5—8]. Використання методу компенсації перешкод у антенних решітках наведено у джерелах [11, 12] Метод логічної обробки сигналів у антенних решітках викладено у [11, 12, 23].

Метою роботи є по-перше, створення діючих моделей захисту РЛС з планарною антенною решіткою від впливу перешкод на основі чотирьох відомих методів просторової фільтрації сигналів; по-друге, застосування створених моделей для експериментального дослідження порівняльної ефективності обраних методів захисту РЛС з планарною антенною решіткою від впливу потужних перешкод в умовах поганої обумовленості кореляційної матриці вхідних сигналів; по-третє, вибір найбільш ефективних видів перешкод для забезпечення радіоелектронного подавлення наземних РЛС шляхом їх подальшого застосування у засобах РЕБ повітряного базування.

РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ

У задачах просторово-часової обробки сигналів у антенних системах (у тому числі, в антенних решітках) виникає необхідність розгляду випадкових функцій декількох змінних, які називаються випадковими полями або багатомірними сигналами. В роботі під задачею просторової фільтрації (виділення) сигналу будемо розуміти визначення оцінки $\hat{s}(t)$ сигналу $s(t)$ як функціоналу $F_S[\xi(\mathbf{r}, t)]$ від спостережуваної реалізації $\xi(\mathbf{r}, t)$, $t \in T_S$:

$$\hat{s}(t) = F_S[\xi(\mathbf{r}, t)], t \in T_S,$$

де $\xi(\mathbf{r}, t)$ – випадкове поле (векторне або скалярне); \mathbf{r} – m -мірний вектор зі своїми проекціями у вибраній системі координат.

Планарні антенні решітки з електронним способом сканування простору

Планарна антенна решітка з прямокутним розміщенням елементів являє собою об'єднання елементів M лінійних антенних решіток, розташованих на M прямих, паралельних осі Ox (рис. 1), при цьому на кожній з прямих розміщуються по N елементів [34]. Результуючий процес $y(t)$ на виході пристрою обробки сигналів планарною антеною решіткою визначається виразом [7, 8]:

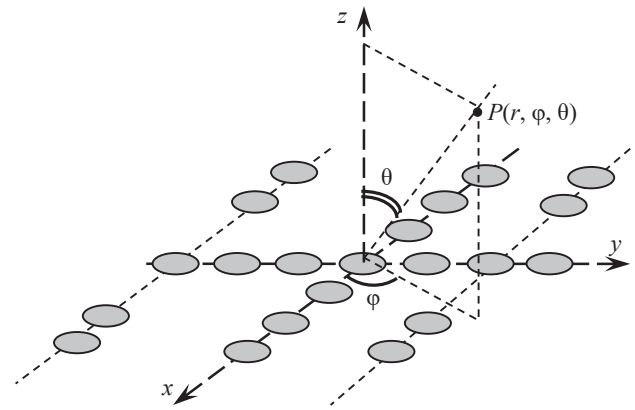


Рис. 1. Основні геометричні співвідношення в планарній антенній решітці

$$y(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \bar{w}_{nm} a_{nm}(t), \quad (1)$$

де $a_{nm}(t)$ – прийняті сигнали на вході nm -го приймального елемента планарної антенної решітки; w_{nm} – вагові коефіцієнти в nm -му каналі обробки антенної решітки; $\bar{w}_{nm} = \text{Re}(w_{nm}) - j \text{Im}(w_{nm})$; N, M – кількість елементів решітки по координатним осям Ox, Oy відповідно.

Діаграма направленості (ДН) $F(\varphi, \theta)$ планарної антенної решітки визначається виразами [8, 34, 35]:

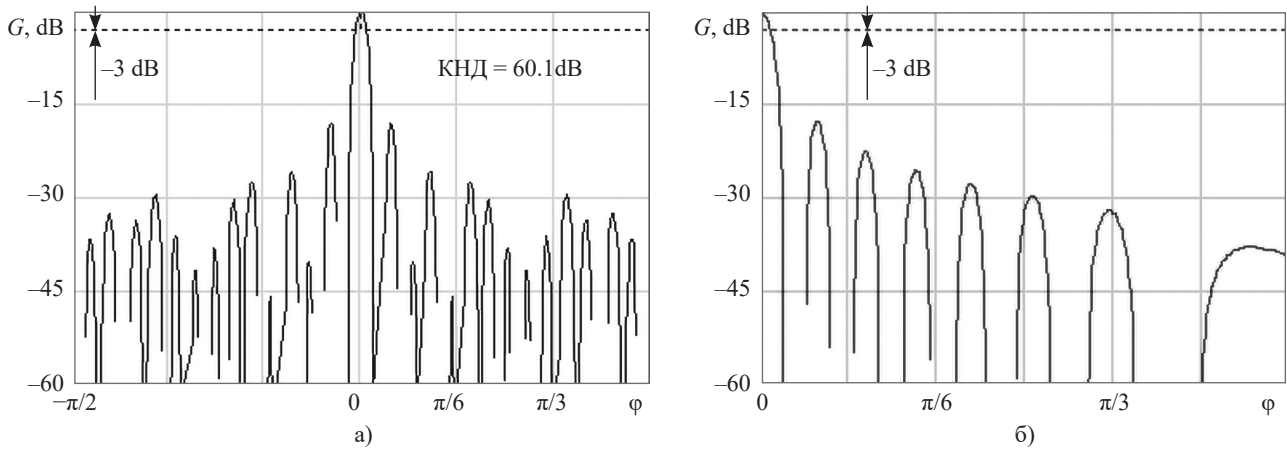
$$F(\varphi, \theta) = F_0(\varphi, \theta) \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} w_{nm} \cdot \exp \left[j2\pi \left\{ \begin{array}{l} n \frac{dx}{\lambda} (u - u_S) + \\ m \frac{dy}{\lambda} (v - v_S) \end{array} \right\} \right], \quad (2)$$

$$\begin{cases} u = \sin \theta \cos \varphi; \\ u_S = \sin \theta_S \cos \varphi_S; \end{cases} \quad \begin{cases} v = \sin \theta \sin \varphi; \\ v_S = \sin \theta_S \sin \varphi_S; \end{cases} \quad (3)$$

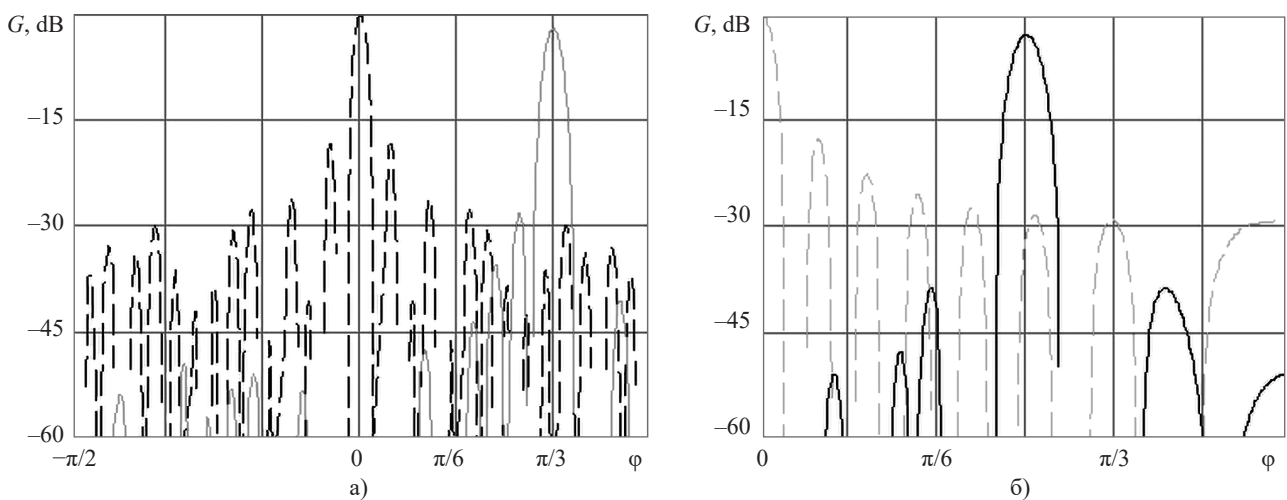
де N, M – кількість елементів решітки по координатним осям Ox, Oy відповідно; d_x, d_y – міжелементна відстань решітки по координатним осям Ox, Oy відповідно; λ – робоча довжина хвилі; $F_0(\varphi, \theta)$ – діаграма направленості окремого елемента решітки; φ_S, θ_S – координати головної пелюстки ДН решітки, при електронному управлінні його положенням; w_{nm} – комплексні вагові коефіцієнти, що застосовуються при цифровій обробці сигналів в решітці.

На рис. 2а, б наведено перетини нормованих діаграм направленості планарної антенної решітки з кількістю елементів 29×35 , отримані на основі співвідношень (2), (3) в горизонтальній та вертикальній площинах відповідно. Ширина ДН $F_0(\varphi, \theta)$ окремого елемента решітки забезпечувалась на рівні 120° в азимутальній та кутомірній площинах на рівні -3 дБ від максимуму. Зазначений варіант побудови антенної решітки забезпечує коефіцієнт направленої дії (КНД) $60,1$ дБ; міжелементні відстані d_x, d_y решітки по координатним осям Ox, Oy дорівнювали $d_x = d_y = 0,5\lambda$, при цьому забезпечувалась ширина головної пелюстки ДН $3,4^\circ$ та $3,5^\circ$ відповідно на рівні -3 дБ від максимуму.

На рис. 3 наведено перетини діаграм направленості планарної антенної решітки з кількістю елементів 29×35 з електронним способом сканування простору у двох координатних площинах, при цьому положення головної



Р и с . 2. Перетини нормованих діаграм направленості планарної антенної решітки розміром 29 x 35 елементів: а) у горизонтальній площині; б) у вертикальній площині



Р и с . 3. Перетини діаграм направленості планарної антенної решітки розміром 29 x 35 елементів з електронним способом сканування простору у двох координатних площинах: а) у горизонтальній площині; б) у вертикальній площині

пелюстки ДН в азимутальній та кутомірній площинах визначається координатами $\varphi_s = \pi/3$; $\varepsilon_s = \pi/4$ відповідно, що показано суцільною лінією. Вихідне положення ДН решітки, що відповідає координатам $\varphi_s = 0$; $\varepsilon_s = 0$, показано штриховою лінією. З рис. 3 можна бачити, що в разі реалізації електронного способу сканування простору головною пелюсткою ДН ситуація із забезпеченням основних параметрів антен дещо погіршується, що пов'язано із розширенням ширини ДН решітки в горизонтальній та вертикальній площинах.

Просторова фільтрація сигналів на фоні перешкод у планарній антенній решітці. Метод максимальної правдоподібності

Розглянемо задачу просторової фільтрації вузькосмугового корисного сигналу, яка розв'язується вузькосмуговою планарною антенною решіткою (рис. 1) розміром $N \times M$ елементів.

Нехай на вході nm -го елемента антенної решітки спостерігається адитивна суміш $a_{nm}(t)$ корисного сигналу $s(t)$, L комплексних вузькосмугових перешкодових сигналів $u_l(t)$, кожний з яких приходить від l -го точкового джерела, і комплексного квазібілого гауссівського шуму $n(t)$ з нульовим середнім:

$$a_{nm}(t) = s_{nm}(t) + \sum_{l=1}^L u_{nm,l}(t) + n_{nm}(t) = s(t, \omega_s) \exp \left[-j2\pi \frac{f_s}{f_0} \frac{d}{\lambda_0} \left[\begin{matrix} n \sin \theta_s \cos \varphi_s + \\ + m \sin \theta_s \sin \varphi_s \end{matrix} \right] \right] + \sum_{l=1}^L u_l(t, \omega_l) \exp \left[-j2\pi \frac{f_l}{f_0} \frac{d}{\lambda_0} \left[\begin{matrix} n \sin \theta_l \cos \varphi_l + \\ + m \sin \theta_l \sin \varphi_l \end{matrix} \right] \right] + n_{nm}(t), \quad (4)$$

де $t = t_i = t_0 + i \cdot \Delta t$; $i = 0, 1, \dots, I-1$; Δt – інтервал дискретизації сигналів; $s_{nm}(t)$ – корисний сигнал $s(t)$, спостережуваний в nm -му каналі антенної решітки; $\omega_s = 2\pi f_s = \text{const}$, f_s – несуча частота корисного сигналу $s(t)$; (θ_s, φ_s) – напрямки приходу сигналу $s(t)$; (θ_l, φ_l) – напрямки приходу перешкодового сигналу $u_l(t)$; $\omega_l = 2\pi f_l = \text{const}$, f_l – несуча частота перешкодового сигналу $u_l(t)$, який спостерігається в nm -му каналі антенної решітки; частоти $\{f_l\}$ сигналів $\{u_l(t)\}$ і несуча частота f_s корисного сигналу $s(t)$ є різними, і розподілені в деякому інтервалі: $f_l, f_s \in [f_{\min}, f_{\max}]$, $f_0 \leq f_{\min}$,

$f_{\max} / f_{\min} \in [1.05, 1.10]$; $n_{nm}(t) = n_{nm}^c(t) + j \cdot n_{nm}^s(t)$ – шум, спостережуваний в nm -му каналі антенної решітки, $j = \sqrt{-1}$; $\mathbf{M}\{u_l(t)u_k(t)\} = 0, l \neq k$; $\mathbf{M}\{n_{n1m1}(t)n_{n2m2}(t)\} = 0, n1m1 \neq n2m2$; $\mathbf{M}\{*\}$ – символ математичного очікування; $\mathbf{M}\{(n_{nm}^c(t))^2\} = \mathbf{M}\{(n_{nm}^s(t))^2\} = D_n / 2$, D_n – дисперсія комплексного квазібілого гауссівського шуму $n_{nm}(t)$ з нульовим середнім; d – міжелементна відстань антенної решітки, $d = 0,5\lambda_0$, де λ_0 – довжина хвилі сигналу, яка відповідає мінімальній частоті оброблюваних сигналів $f_0 \leq f_{\min}$.

Результуючий процес $y(t)$ на виході пристрою обробки сигналів планарної антенної решітки розміром $N \times M$ елементів (рис. 1) визначається зваженою сумою сигналів у приймальних каналах $a_{nm}(t)$ [7, 8]:

$$y(t) = \mathbf{a}(t) \bar{\mathbf{w}}, \quad (5)$$

де $t = t_m = t_0 + m \cdot \Delta t$; $m = 0, 1, \dots, M-1$; Δt – інтервал дискретизації сигналів; $\mathbf{a}(t) = \|a_{nm}(t)\|$ – матриця прийнятого сигналу на входах nm -го приймальних елементів планарної антенної решітки (див. формулу (4)) розміром $I \times (NM)$ елементів; $\mathbf{w} = \|w_k\|$ – вектор вагових коефіцієнтів в nm -му каналі обробки; $\bar{w}_k = \text{Re}(w_k) - j \text{Im}(w_k)$; $k = nM + m$.

Відповідно до алгоритму просторової фільтрації (5), з результатів спостережень $\mathbf{a}(t) = \|a_{nm}(t)\|$ на вході nm -го елемента антенної решітки (4) необхідно сформувати матрицю вхідних сигналів розміром $I \times (NM)$:

$$\mathbf{a}(t) = \mathbf{A} = \|a_{i, n \cdot M + m}\| = \begin{bmatrix} a_{0,0} & \dots & a_{0, NM-1} \\ a_{1,0} & \dots & a_{1, NM-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{I-1,0} & \dots & a_{I-1, NM-1} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

де $t = t_i = t_0 + i \cdot \Delta t$; $i = 0, 1, \dots, I-1$; $n = 0, 1, \dots, N-1$; $m = 0, 1, \dots, M-1$.

Тоді оцінка $\hat{\mathbf{R}}_a$ кореляційної матриці \mathbf{R}_a , яка сформована на основі спостережуваних процесів (4), буде мати розмірність $(N \cdot M) \times (N \cdot M)$:

$$\hat{\mathbf{R}}_a = \left\| R_{r,c}^a \right\| = \frac{1}{I} \left\| \left(\mathbf{A}^{<r>} \right)^T \mathbf{A}^{<c>} \right\|, \quad (7)$$

де $r = 0, 1, \dots, N \cdot M - 1$; $c = 0, 1, \dots, N \cdot M - 1$; $\mathbf{A}^{<c>}$ – вектор, утворений c -им стовпцем матриці \mathbf{A} (6).

Здійснення прямої інверсії кореляційної матриці (7) при значній кількості елементів планарної антенної решітки $N \cdot M > 100 \dots 300$ як правило, супроводжується проблемою поганої обумовленості матриці $\hat{\mathbf{R}}_a$, яка виникає внаслідок великої розкиданості власних чисел матриці $\hat{\mathbf{R}}_a$:

$$|\lambda_{\max}| / |\lambda_{\min}| \gg 1,$$

де $\lambda_{\max}, \lambda_{\min}$ – найбільше та найменше по модулю власні числа матриці $\hat{\mathbf{R}}_a$.

Для усунення такої проблеми застосовуються спеціальні методи [36, 37]. В роботі для досягнення такої мети використовується метод регуляризації Тихонова А.Н. [38], який дозволяє модифікувати вихідну кореляційну матрицю.

Антенна решітка, що працює на основі критерію максимальної правдоподібності (maximum likelihood method), формує оптимальне рішення для вектора вагових коефіцієнтів \mathbf{w} у вигляді [7, 8]:

$$\mathbf{w} = [w_0, \dots, w_{N \cdot M - 1}]^T = \frac{\hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{e}(\varphi_s, \theta_s)}{\mathbf{e}(\varphi_s, \theta_s)^T \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{e}(\varphi_s, \theta_s)}; \quad (8)$$

$$\hat{\mathbf{R}} = \hat{\mathbf{R}}_a + \varepsilon \cdot \mathbf{I};$$

$$\mathbf{e}(\varphi_s, \theta_s) = \|\mathbf{e}_{nM+m}\| = \quad (9)$$

$$= \left\| \exp \left(-j2\pi \frac{f_s}{f_0} \frac{d}{\lambda_0} [n \sin \theta_s \cos \varphi_s + m \sin \theta_s \sin \varphi_s] \right) \right\|$$

де $\hat{\mathbf{R}}$ – модифікована (по Тихонову) оцінка кореляційної матриці $\mathbf{R}_a = \|R_{r,c}\|$; $\hat{\mathbf{R}}_a$ – оцінка (7) кореляційної матриці \mathbf{R}_a спостережуваних процесів (4); $\mathbf{e}(\varphi_s, \theta_s)$ – вектор комплексних просторових гармонік (керуючий вектор), як функція від напрямку приходу (φ_s, θ_s) сигналу $s(t)$; \mathbf{I} – одинична матриця; δ_{ik} – символ Кронекера: $\delta_{ik} = 1$, якщо $i = k$; $\delta_{ik} = 0$, якщо $i \neq k$; $c = \text{const}$; $\varepsilon = \text{const}$; $\varepsilon \ll R_{r,c}$.

Просторова фільтрація сигналів на фоні перешкод у планарній антенній решітці. Рекурентний метод формування оцінки кореляційної матриці

Розглянемо алгоритм адаптивної просторової фільтрації сигналів, побудований на рекурентному методі формування оцінки кореляційної матриці (recursive matrix inversion method).

Через обмеженість обчислювальних ресурсів системи буває вкрай бажано уникнути складностей, пов'язаних з безпосереднім знаходженням оберненої кореляційної матриці (7), яка фігурує у (8). Для успішного вирішення обчислювальних проблем може бути використаний інший клас алгоритмів, заснованих на рекурентному методі обробки [7, 8]. Адаптивний алгоритм, заснований на методі рекурентної інверсії кореляційної матриці [8], має такий вигляд:

$$\mathbf{w}(t_i) = [w_0(t_i), \dots, w_{NM-1}(t_i)]^T = \frac{1}{1-\beta} \left[\mathbf{w}(t_{i-1}) - \mathbf{k} \left[\left(\mathbf{A}^T \right)^{\langle i \rangle} \right]^T \mathbf{w}(t_{i-1}) \right]; \quad (10)$$

$$\mathbf{k} = \frac{\beta \Phi_a(t_{i-1}) \left(\mathbf{A}^T \right)^{\langle i \rangle}}{(1-\beta) + \beta \left[\left(\mathbf{A}^T \right)^{\langle i \rangle} \right]^T \Phi_a(t_{i-1}) \left(\mathbf{A}^T \right)^{\langle i \rangle}}; \quad (11a)$$

$$\Phi_a(t_i) = \frac{1}{1-\beta} \left[\Phi_a(t_{i-1}) - \mathbf{k} \left[\left(\mathbf{A}^T \right)^{\langle i \rangle} \right]^T \Phi_a(t_{i-1}) \right]; \quad (11b)$$

$$\Phi_a(t_0) = \hat{\mathbf{R}}_a^{-1}(t_0) = c \cdot \mathbf{I}, \quad \mathbf{I} = [\delta_{ik}]; \quad (11в)$$

$$\mathbf{w}(t_0) = \mathbf{e}(\varphi_s, \theta_s); \quad (11г)$$

$$y(t) = \overline{\mathbf{w}^T(t)} \left(\mathbf{A}^T \right)^{\langle i \rangle}, \quad (12)$$

де $t = t_i = t_0 + i \cdot \Delta t$; $i = 0, 1, \dots, I-1$; Δt – інтервал дискретизації сигналів; I – число відліків, використовуваних при обробці; $\mathbf{A} = \mathbf{a}(t) = \|a_{nm}(t)\|$ – матриця прийнятого сигналу на входах nm -го приймальних елементів планарної антенної решітки (див. формулу (6)) розміром $I \times (NM)$ елементів; співвідношення (11a) визначає вектор коефіцієнта підсилення розмірності $(NM) \times 1$; співвідношення

(11б) визначає ітеративну зміну матриці $\Phi_a(t) = \hat{\mathbf{R}}_a^{-1}(t)$; $\hat{\mathbf{R}}_a(t)$ – оцінка кореляційної матриці прийнятого сигналу $\mathbf{A} = \mathbf{a}(t) = \|a_{nm}(t)\|$ (6); $\mathbf{A}^{(i)}$ – i -й стовпчик матриці \mathbf{A} ; β – відносна вага значимості поточних даних, яка вибирається, виходячи з параметрів кореляційної матриці \mathbf{R}_a : $0 < \beta < 1 / (10 \text{tr}(\mathbf{R}_a))$ або $0 < \beta < 1 / 10 \lambda_{\max}$, де $\text{tr}(\mathbf{R}_a)$ – слід матриці \mathbf{R}_a ; λ_{\max} – максимальне власнезначення матриці \mathbf{R}_a ; співвідношення (11в), (11г) визначають початкові умови для кореляційної матриці та вектора вагових коефіцієнтів відповідно; \mathbf{I} – одинична матриця; δ_{ik} – символ Кронекера: $\delta_{ik} = 1$, якщо $i = k$; $\delta_{ik} = 0$, якщо $i \neq k$; $c = \text{const}$.

Просторова фільтрація сигналів на фоні перешкод у планарній антенній решітці. Метод компенсації перешкод

Метод компенсації перешкод (side-lobe cancellation method) заснований на використанні частини приймальних каналів $n_{aux} < NM$ планарної антенної решітки для формування оцінки результуючої перешкоди та її компенсації з оцінки корисного сигналу [11, 12]:

$$y(t) = y_m(t) - \mathbf{A}_{aux} \cdot \bar{\mathbf{w}}_{aux}; \tag{13}$$

$$y_m(t) = \mathbf{A} \mathbf{e}(\varphi_s, \theta_s); \tag{14}$$

$$\mathbf{w}_{aux} = \hat{\mathbf{R}}_{aux}^{-1} \hat{\mathbf{P}}_{ma}; \tag{15}$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{aux} = \left\| R_{r,c}^{aux} \right\| = \frac{1}{I} \left\| \left(\mathbf{A}^{(r)} \right)^T \overline{\mathbf{A}^{(c)}} \right\|; \tag{15a}$$

$$\hat{\mathbf{P}}_{ma} = \left\| P_r^{ma} \right\| = \frac{1}{I} \left\| \left(\mathbf{A}^{(r)} \right)^T \bar{y}_m(t) \right\|; \tag{15b}$$

де $\mathbf{a}_{aux}(t) = \mathbf{A}_{aux} = \|a_{nm}^{aux}(t)\|$, $\mathbf{A}_{aux} \subset \mathbf{A}$ – матриця сигналів допоміжних каналів прийому, $n = 0, 1, \dots, n_{aux} - 1$; $m = 0, 1, \dots, n_{aux} - 1$; \mathbf{w}_{aux} – ваговий вектор допоміжних каналів прийому; $y_m(t)$ – оцінка корисного сигналу $s(t)$, який приймається на фоні перешкод та формується на основі співвідношення (14); I – число відліків сигналів, які використовуються при обробці; $\mathbf{e}(\varphi_s, \theta_s)$ – вектор комплексних просторових гармонік (керуючий вектор), як функція від напрямків приходу (φ_s, θ_s) сигналу $s(t)$; $\hat{\mathbf{R}}_{aux}$ – оцінка кореляційної матриці \mathbf{R}_{aux} спостережуваних процесів (6) в допоміжних каналах прийому розмірності $n_{aux} \times n_{aux}$; $\mathbf{A}^{(r)}$ – вектор, утворений r -м стовпцем матриці сигналів \mathbf{A}_{aux} у допоміжних каналах прийому, яка складається з відповідних елементів матриці \mathbf{A} (6); $\hat{\mathbf{P}}_{ma}$ – оцінка кореляційного вектора \mathbf{P}_{ma} розмірності $n_{aux} \times 1$ між сигналами у допоміжних каналах прийому та сигналом $y_m(t)$.

Просторова фільтрація сигналів на фоні перешкод у планарній антенній решітці. Метод логічної обробки сигналів

Двоканальні системи з так званою логічною обробкою сигналів (logic signal processing/ side-lobe blanking method) [11, 12, 23] (або зі схемою селекції приймання сигналів по головній пелюстці діаграми направленості), що складаються з направленої (основної) і ненаправленої (допоміжної) антен, дозволяють здійснювати приймання корисних сигналів по головній пелюстці діаграми направленості основної антени, при цьому виключаючи з обробки перешкодові сигнали, прийня-

ті по бічних пелюстках діаграми направленості основної антени. Можливість використання такого підходу до обробки сигналів ґрунтується на припущенні, що співвідношення сигнал-перешкода в основному каналі приймання суттєво вище, ніж співвідношення сигнал-перешкода в допоміжному каналі приймання.

Двоканальні системи з логічною обробкою сигналів знайшли застосування у таких зразках ОБТ радіоелектронної розвідки (РЕР) та РЕБ як: станції РЕБ СПН-30 (різних модифікацій), «Красуха-4»; станції РЕР СДР-2 (різних модифікацій), «Кольчуга-М», «Синтез-М», 85В6-А,Е, «Автобаза-М». Інша назва таких систем – апаратура селекції сигналів, прийнятих по головному пелюстку діаграми направленості антенної системи.

Метод логічної обробки сигналів може бути реалізований також на основі антенних решіток [23]. Так, наприклад, для лінійної антенної решітки формується оцінка $y(t) = \hat{s}(t)$ корисного сигналу $s(t)$ шляхом порівняння сигналів в основному та допоміжному каналах прийому відповідно до загального алгоритму обробки [12, 23]:

$$y(t) = y_m(t) \cdot 1[|y_m(t)| - \mu |y_{aux}(t)|] = \begin{cases} y_m(t), & |y_m(t)| > |y_{aux}(t)|; \\ 0, & |y_m(t)| \leq |y_{aux}(t)|, \end{cases} \tag{16}$$

$$y_m(t) = \mathbf{A} \mathbf{e}(\varphi_s, \theta_s), \tag{17}$$

де $1(t)$ – одинична східчаста функція Хевісайда; $y_m(t)$ – оцінка корисного сигналу $s(t)$, який приймається на фоні перешкод, та формується на основі співвідношення (17); $\mathbf{A} = \mathbf{a}(t) = \|a_{nm}(t)\|$ – матриця прийнятого сигналу на входах nm -го приймального елемента планарної антенної решітки (див. формулу (6)) розміром $I \times (NM)$ елементів; $\mathbf{e}(\varphi_s, \theta_s)$ – вектор комплексних просторових гармонік (керуючий вектор), як функція від напрямків приходу (φ_s, θ_s) сигналу $s(t)$; $\mu = \text{const}$; $y_{aux}(t)$ – сигнал допоміжного каналу приймання, який формується відповідно до співвідношення [23]:

$$y_{aux}(t) = \min_{n,m} (a_{nm}^{aux}(t)), \tag{18}$$

$a_{nm}^{aux}(t)$ – сигнал на вході nm -го прийомного елемента антенної решітки, $n = 0, 1, \dots, n_{aux} - 1$; $m = 0, 1, \dots, n_{aux} - 1$, $a_{nm}^{aux}(t) \in \mathbf{A}_{aux} = \|a_{nm}^{aux}(t)\|$, \mathbf{A}_{aux} – матриця сигналів допоміжних каналів прийому $\mathbf{A}_{aux} \subset \mathbf{A}$.

Експериментальна оцінка порівняльної ефективності чотирьох методів захисту РЛС з планарною антенною решіткою від перешкод

Нехай на входах вузькосмугової планарної антенної решітки з 29 x 35 елементами спостерігається адитивна суміш (4) корисного сигналу $s(t)$, що приходить із напрямку $(\varphi_s, \theta_s) = (\pi/3, \pi/4)$, перешкодових сигналів $u_1(t), u_2(t), u_3(t), u_4(t), u_5(t)$, що приходять із напрямків $(\varphi_1, \theta_1) = (\pi/6, \pi/9)$; $(\varphi_2, \theta_2) = (-2\pi/9, 2\pi/15)$; $(\varphi_3, \theta_3) = (-\pi/3, \pi/12)$; $(\varphi_4, \theta_4) = (3\pi/7, 3\pi/41)$; $(\varphi_5, \theta_5) = (-2\pi/5, \pi/10)$ відповідно (див. рис. 4), а також некорельованого квазібілого гауссівського шуму $n(t)$, що діє в каналах приймання антенної решітки. Перешкодові сигнали $u_1(t), u_2(t), u_3(t)$ являють собою амплітудно-модульовану, частотно-модульовану перешкоди, а також

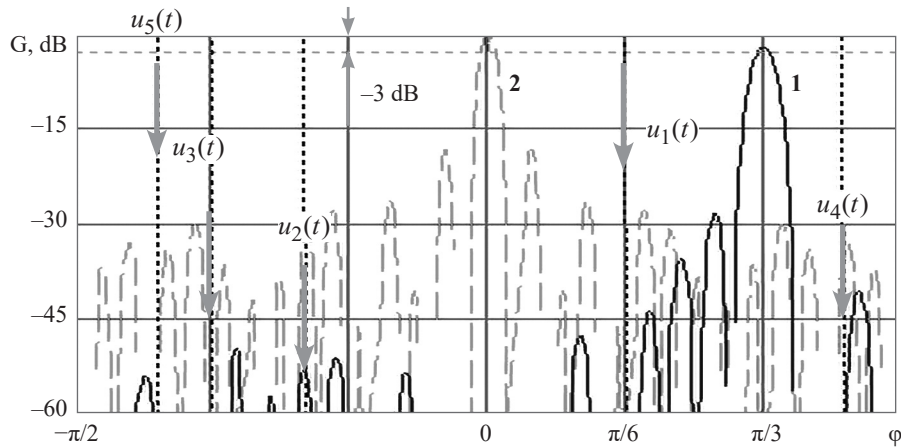
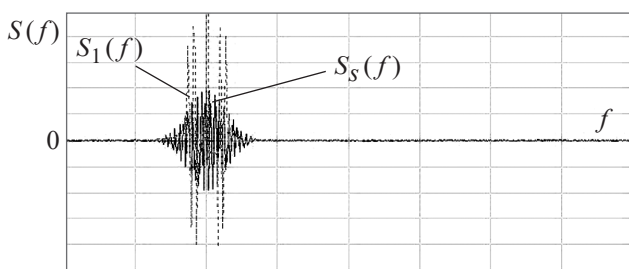


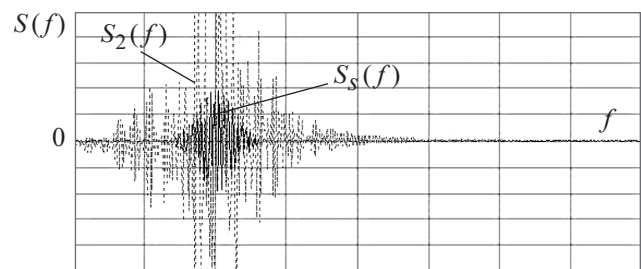
Рис. 4. Нормована діаграма направленості планарної антенної решітки з 29 x 35 елементами: 1 – налаштованої на сигнал; 2 – загальний вигляд; а також напрямки приходу перешкод

радіоімпульс із прямокутною обвідною; а некорельовані перешкоди $u_4(t)$, $u_5(t)$ являють собою квазібілий гауссівський шум. Спектри реалізацій $S_S(f)$, $S_1(f)$, $S_2(f)$, $S_3(f)$, $S_4(f)$ корисного $s(t)$ та перешкодових сигналів $n_1(t)$, $n_2(t)$, $n_3(t)$, $n_4(t)$, отриманих в результаті їх дискретного косинус перетворення, показано на рис. 5а,б,в,г відповідно. Співвідношення сигнал-шум в окремому nm -му приймальному каналі антенної решітки складає величину 40 дБ. Частоти прийнятих перешкодових і корисного сигналів розподілені в деякому інтервалі: $[f_{\min}, f_{\max}]$, $f_0 \leq f_{\min}$, $f_{\max} / f_{\min} \approx 1.10$; міжелементна відстань антенної решітки $d = 0.5\lambda_0$, де λ_0 довжина хвилі сигналу, яка відповідає мінімальній частоті оброблюваних сигналів $f_0 \leq f_{\min}$. Число відліків I сигналів $a_{nm}(t)$ (4), які використовуються при обробці, обране рівним $I = 512$.

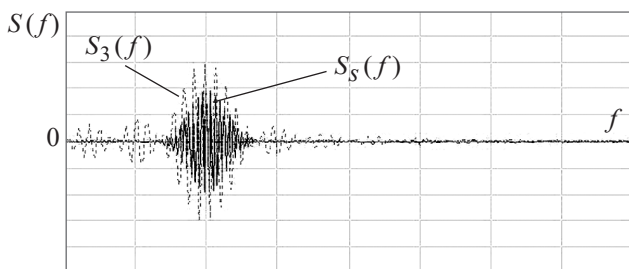
Кількість n_{aux} допоміжних каналів прийому, які використовуються у методах компенсації перешкод (13)... (15) і логічної обробки сигналів (16)...(18), дорівнює 9: $n_{aux} = 9$.



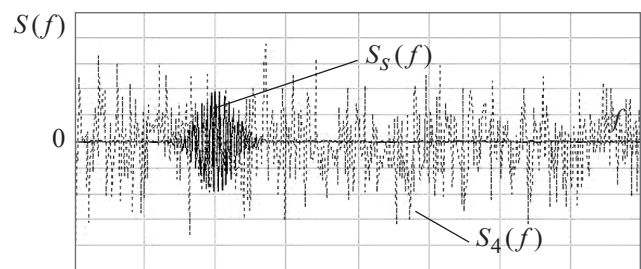
а)



б)



в)

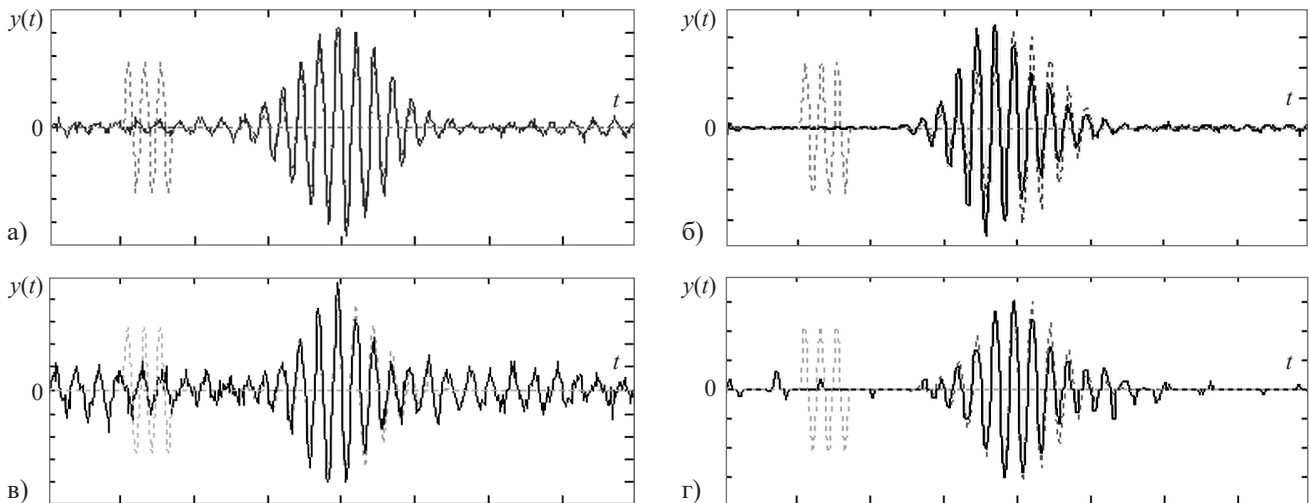


г)

Рис. 5. Спектри реалізацій корисного та перешкодових сигналів: а) сигналу та амплітудно-модульованої перешкоди; б) сигналу та частотно-модульованої перешкоди; в) сигналу та імпульсної радіочастотної перешкоди; г) сигналу та шумової перешкоди

На рис. 6а,б,в,г показані оцінки $y(t) = \hat{s}(t)$ корисного сигналу $s(t)$, які сформовані відповідно до алгоритмів просторової фільтрації (5), (12), (13), (16) для чотирьох методів відповідно. На вході антенної решітки крім корисного сигналу $s(t)$, діють амплітудно-модульована $u_1(t)$ та частотно-модульована $u_2(t)$ перешкоди, імпульсна перешкода $u_3(t)$, а також шумові перешкоди $u_4(t)$, $u_5(t)$. Співвідношення сигнал-перешкода SJR при цьому дорівнювали відповідно: $SJR_1 = SJR_2 = -10$ дБ; $SJR_4 = SJR_5 = -30$ дБ; $SJR_3 = -10$ дБ. Співвідношення сигнал-шум SNR складало величину 40 дБ. Співвідношення сигнал-перешкода (сигнал-шум) визначалось як відношення енергії сигналу до спектральної щільності потужності перешкоди (шуму).

Тут і в подальшому корисний сигнал показаний пунктиром, результат фільтрації показаний суцільною лінією, імпульсна перешкода $u_3(t)$ для зручності сприйняття показана пунктиром зі зменшенням масштабу по амплітуді в 10 разів. Показники якості обробки сигналів наведені у табл. 1.



Р и с . 6. Сигнали на виходах планарних антенних решіток з 29 x 35 елементами, в яких реалізуються методи: а) максимальної правдоподібності на основі безпосередньої інверсії кореляційної матриці (5); б) рекурентного формування оцінки кореляційної матриці (12); в) компенсації перешкод (13); г) логічної обробки сигналів (16)

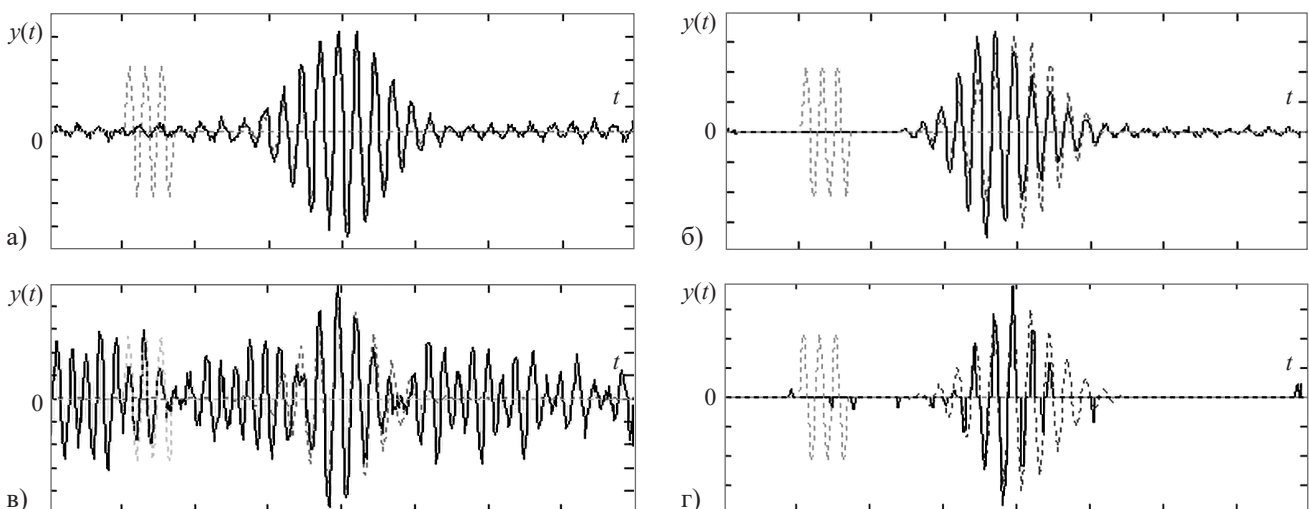
На рис. 7а,б,в,г показані оцінки $y(t)=\hat{s}(t)$ корисного сигналу $s(t)$, які сформовані відповідно до алгоритмів просторової фільтрації (5), (12), (13), (16) для чотирьох методів відповідно. На вході антенної решітки крім корисного сигналу $s(t)$, діють амплітудно-модульована перешкода $n_1(t)$, частотно-модульована перешкода $n_2(t)$, імпульсна перешкода $u_3(t)$ та шумові перешкоди $u_4(t)$, $u_5(t)$. Співвідношення сигнал-перешкода SJR при цьому дорівнювали відповідно: $SJR_1=SJR_2=-10$ дБ; $SJR_4=SJR_5=-40$ дБ; $SJR_3=-10$ дБ. Співвідношення сигнал-шум SNR складало величину 40 дБ.

На рис. 8а,б,в,г показані оцінки $y(t)=\hat{s}(t)$ корисного сигналу $s(t)$, які сформовані відповідно до алгоритмів просторової фільтрації (5), (12), (13), (16) для чотирьох методів відповідно. На вході антенної решітки, крім корисного сигналу $s(t)$, діють амплітудно-модульована перешкода $n_1(t)$, частотно-модульована перешкода $n_2(t)$, імпульсна перешкода $u_3(t)$ та шумові перешкоди $u_4(t)$, $u_5(t)$. Співвідношення сигнал-перешкода SJR при цьому дорівнювали відповідно: $SJR_1=SJR_2=-30$ дБ;

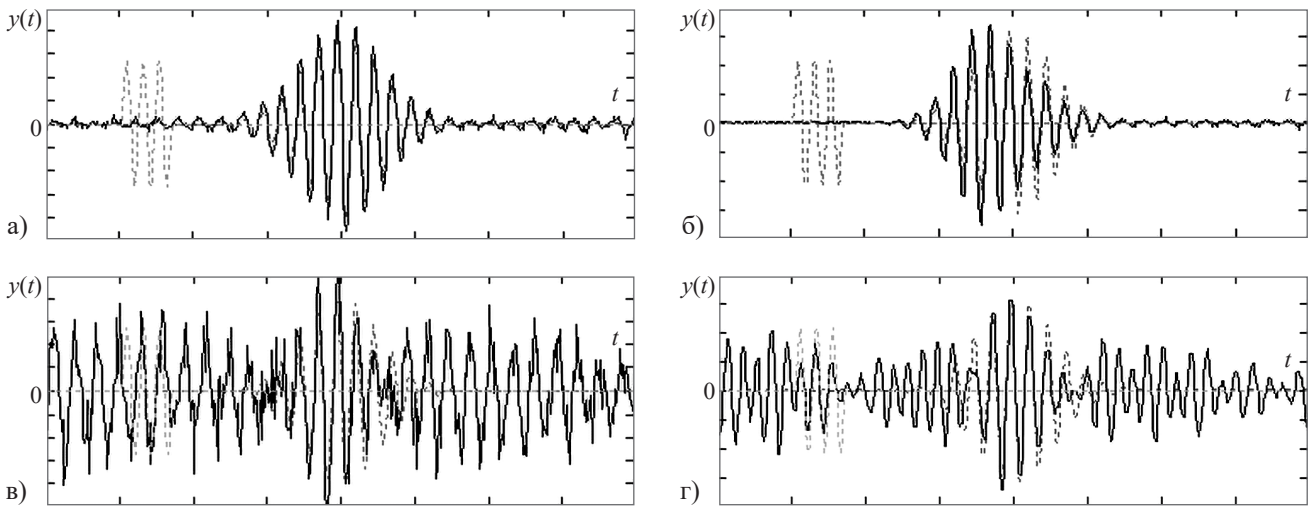
$SJR_4=SJR_5=-30$ дБ; $SJR_3=-10$ дБ. Співвідношення сигнал-шум SNR складало величину 40 дБ.

Порівняння рис. 8 а,б з рис. 8 в,г дозволяє зробити висновки, що додатковий вплив амплітудно-модульованої $n_1(t)$ та частотно-модульованої перешкоди $n_2(t)$ суттєво погіршують ефективність просторової фільтрації сигналів у лінійних антенних решітках, у яких реалізуються методи компенсації перешкод (13) і логічної обробки сигналів (16). В той же час додатковий вплив амплітудно-модульованої та частотно-модульованої перешкод жодним чином не позначається на двох інших методах: максимальної правдоподібності на основі безпосередньої інверсії кореляційної матриці (5) та рекурентного формування оцінки кореляційної матриці (12).

Значення коефіцієнтів кореляції $r[y(t), s(t)]$ між корисним сигналом $s(t)$ і сигналом на виході антенної решітки $y(t)$, а також значення коефіцієнтів подавлення перешкод на виході антенної решітки для різних умов впливу перешкод наведені у табл. 1. Коефіцієнт подавлення визначається як співвідношення $K_y = 10 \lg(D_n / D[y(t) - s(t)])$,



Р и с . 7. Сигнали на виходах планарних антенних решіток з 29 x 35 елементами, в яких реалізуються методи: а) максимальної правдоподібності на основі безпосередньої інверсії кореляційної матриці (5); б) рекурентного формування оцінки кореляційної матриці (12); в) компенсації перешкод (13); г) логічної обробки сигналів (16)



Р и с . 8. Сигнали на виходах планарних антенних решіток з 29 x 35 елементами, в яких реалізуються методи: а) максимальної правдоподібності на основі безпосередньої інверсії кореляційної матриці (5); б) рекурентного формування оцінки кореляційної матриці (12); в) компенсації перешкод (13); г) логічної обробки сигналів (16)

де D_n – сумарна дисперсія результуючої перешкоди,
 $D_n = \sum_{k=1}^K D_k$, D_k дисперсія k -ї перешкоди; $D[y(t) - s(t)]$ – дисперсія шумової складової процесу $y(t)$ на виході антенної решітки.

Як можна бачити з табл. 1, найбільш ефективними методами просторової фільтрації сигналів, за допомогою яких забезпечується перешкодозахищеність, є методи максимальної правдоподібності на основі прямої інверсії кореляційної матриці та рекурентного формування оцінки кореляційної матриці. Дещо гіршими є методи логічної обробки сигналів та компенсації перешкод, при цьому останній є найгіршим з даного переліку методів. Критерієм, що визначає спроможність РЛС виконувати свої функції за призначенням в умовах впливу пере-

шкод, є забезпечення значення коефіцієнту кореляції $r[y(t), s(t)]$ між корисним сигналом $s(t)$ і сигналом на виході антенної решітки $y(t)$ при вирішенні задачі просторової фільтрації не менше 0,5:

$$r[y(t), s(t)] \geq 0,5. \quad (13)$$

Важливою характеристикою алгоритмів обробки сигналів є їх обчислювальна складність. Виходячи з аналізу алгоритмів просторової фільтрації (5)...(9); (10)...(12); (13)...(15); (16), (17) для чотирьох розглянутих методів відповідно, порядок їх обчислювальної складності в залежності від кількості елементів антенної решітки K і кількості часових відліків сигналів I , які використовуються в ході їх обробки, буде визначатись виразами, які наведені у табл. 2, при цьому враховувалась лише кількість операцій комплексного множення.

Т а б л и ц я 1. Значення коефіцієнтів кореляції та коефіцієнтів подавлення перешкод на виході антенної решітки для різних умов впливу перешкод

метод	Суміш перешкод на вході/ співвідношення сигнал-перешкода		
	$n_1(t), n_2(t), n_3(t), n_4(t), u_5(t)$		
	0.1/ 0.1/ 0.1/ 10^{-3} / 10^{-3}	0.1/ 0.1/ 0.1/ 10^{-4} / 10^{-4}	10^{-3} / 10^{-3} / 0.1/ 10^{-3} / 10^{-3}
максимальної правдоподібності	0.993/ 70.6	0.99/ 76.4	0.993/ 73.2
рекурентного формування оцінки кореляційної матриці	0.913/ 59.7	0.914/ 70.1	0.914/ 62.3
компенсації перешкод	0.87/ 57	0.615/ 56.5	0.49/ 57.4
логічної обробки сигналів	0.915/ 57	0.64/ 57	0.53/ 57.7

Т а б л и ц я 2. Порядок обчислювальної складності реалізації розглянутих методів просторової фільтрації сигналів

метод	порядок обчислювальної складності
максимальної правдоподібності	$O\left[K^3 + \frac{K(K+1)I}{2} + K^2I + K(I+1)\right]$
рекурентного формування оцінки кореляційної матриці	$O\left[(3K^2 + K)I\right]$
компенсації перешкод	$O\left[K_{aux}^3 + \frac{K_{aux}(K_{aux}+1)I}{2} + K_{aux}^2 + 3K_{aux}I + K \cdot I\right]$
логічної обробки сигналів	$O\left[K \cdot I + (K_{aux} + 3)I\right]$

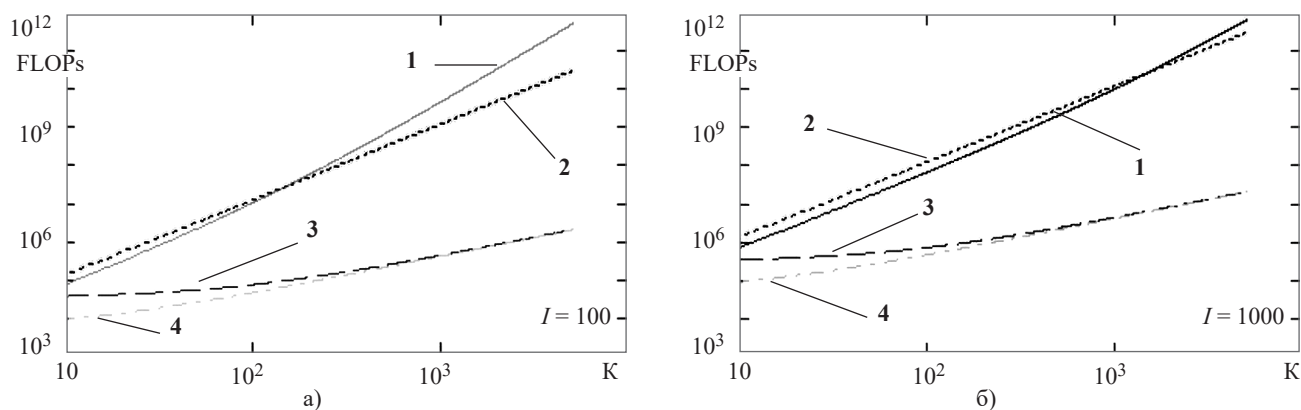


Рис. 9. Продуктивності системи обробки сигналів (у FLOPs), необхідні для реалізації зазначених методів: а) для $I = 100$; б) для $I = 1000$. Методи: 1 – максимальної правдоподібності; 2 – рекурентного формування оцінки кореляційної матриці; 3 – компенсації перешкод; 4 – логічної обробки сигналів

На основі співвідношень, які визначають обчислювальну складність методів, зведених у табл. 2, можна оцінити мінімальні вимоги щодо продуктивності системи обробки сигналів, необхідні для реалізації зазначених методів, враховуючі при цьому, що виконання однієї операції комплексного множення потребує виконання чотирьох операцій множення з дійсними числами. Результати оцінки продуктивності системи обробки сигналів (у FLOPs – floating-point operations per second), необхідні для реалізації зазначених методів як залежності від кількості елементів антенної решітки K , наведені на рис. 9а,б. Кількість допоміжних каналів прийому решітки K_{aux} , які використовувались при реалізації методів компенсації перешкод і логічної обробки сигналів, дорівнювала 9: $K_{aux} = 9$. Кількість часових відліків сигналів, які використовувались при обробці, дорівнювала 100 (рис. 9а) і 1000 (рис. 9б).

Як можна бачити з рис. 8, продуктивність системи обробки сигналів при реалізації методів максимальної правдоподібності та рекурентного формування оцінки кореляційної матриці в антенних решітках з великою кількістю елементів (більше 1000) повинна сягати десятків GFLOPs та вище. В той же час, реалізація методів компенсації перешкод і логічної обробки сигналів в антенних решітках з великою кількістю елементів (більше 1000) потребує на декілька порядків менші обчислювальні ресурси системи обробки сигналів.

ВИСНОВКИ

1. Найбільш ефективними методами просторової фільтрації сигналів в РЛС є методи максимальної правдоподібності та рекурентного формування оцінки кореляційної матриці, які дозволяють забезпечити надійний радіоелектронний захист РЛС при її функціонуванні в умовах впливу значної кількості спеціально організованих перешкод і ненавмисних завад. Недоліком методів є потреба у значних обчислювальних ресурсах системи обробки сигналів.

2. Менш ефективними методами просторової фільтрації сигналів в РЛС є методи компенсації перешкод і логічної обробки сигналів, але для їх реалізації потреба у обчислювальних ресурсах системи обробки сигналів є меншою на декілька порядків. У порівнянні з методом компенсації перешкод, метод логічної обробки сигналів

є інваріантним стосовно кількості джерел перешкод. При реалізації методу компенсації перешкод максимально можлива кількість джерел перешкод $N_{jam,max}$ обмежується кількістю допоміжних каналів прийому решітки K_{aux} : $N_{jam,max} \leq K_{aux} - 1$. Крім того, алгоритми, засновані на методі логічної обробки сигналів у антенних решітках, характеризуються інваріантністю по відношенню до умов непараметричної апріорної невизначеності, а ефективність обробки не залежить від виду розподілу перешкод. Також, перевагою методу є відсутність необхідності адаптації до умов приймання сигналів.

3. Ефективність обробки сигналів в антенних решітках з використанням методу логічної обробки сигналів може бути не гірше, а в умовах реального приймання може бути навіть краще, ніж ефективність, забезпечувана за рахунок використання традиційних методів обробки.

4. Отримані моделі функціонування РЛС з планарною антенною решіткою в умовах радіоелектронного подавлення дозволяють: здійснювати симуляцію роботи РЛС, що досліджується, на ЕОМ; оцінювати ефективність захисту РЛС від впливу перешкод; контролювати сигнально-енергетичні співвідношення між корисними сигналами та перешкодами; обґрунтовувати основні вимоги до РЛС з питань радіоелектронного захисту; обирати оптимальні види перешкод для здійснення радіоелектронного подавлення сучасних РЛС.

5. Отримані моделі функціонування РЛС в умовах радіоелектронного подавлення є основою для обґрунтування основних вимог до авіаційних засобів РЕБ.

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. DOI: 10.1109/TASSP.1987.1165142.
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. DOI: 10.1109/53.665.
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., et al. (1999). *Digital Signal Processing Handbook*. Ed. by V.K. Madisetti and D.B. Williams. CRC Press. 1690 p.
8. Monzingo, R.A., Miller, T.W. & Haupt, R.L. (2011). *Introduction to Adaptive Arrays*. SciTech Publishing. 686 p.
9. Grundinger, A. (2020). *Statistical Robust Beamforming for Broadcast Channels and Applications in Satellite Communication*. Springer. 261 p.
10. Bryn, F. (1962). Optimum Signal Processing of Three-Dimensional Arrays Operating on Gaussian Signals and Noise. *J. Acoust. Soc. Am.* Vol. 34. No. 3. Pp. 289—297. <https://doi.org/10.1121/1.1928112>.
11. Barton, D.K. (2005). *Radar System Analysis and Modeling*. Artech House. 564 p.
12. Budge, M.C. & German, S.R. (2015). *Basic Radar Analysis*. Artech House. 728 p.
13. Meikle, H. (2008). *Modern Radar Systems*. Artech House. 724 p.
14. *Novel Radar Techniques and Applications*. (Klemm R., Nickel U., Gierull C., et al. – Eds.). Vol. 1, 2. SciTech Publishing. 2017. 952 p. 554 p.
15. Melvin, W.L. & Scheer, J.A. (2013). *Principles of Modern Radar*. Vol. 2. Advanced Techniques. SciTech Publishing. 876 p.
16. *Radar Handbook*. (Skolnik M.L. – Edr.). McGraw-Hill. 2008. 1352 p.
17. Tuzlukov, V. (2013). *Signal Processing in Radar Systems*. CRC Press. 625 p.
18. Свид І.В. Обробка радіолокаційної інформації систем спостереження повітряного простору. Дніпро: Ліра ЛТД. 2022. 224 с.
19. Рябуха В.П. Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех. 1. Корреляционные автокомпенсаторы на основе стохастических градиентных алгоритмов адаптации. *Прикладная радиоэлектроника*. 2016. Т. 15. № 1. С. 11—25.
20. Рябуха В.П. Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех. 2. Квазинытоновские корреляционные автокомпенсаторы. Адаптивные решетчатые фильтры. *Прикладная радиоэлектроника*. 2016. Т. 15. № 2. С. 88—99.
21. Рябуха В.П. Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех. 3. Математическая модель системы пространственной обработки сигналов в РЛС с двухмерной плоской ФАР. *Прикладная радиоэлектроника*. 2016. Т. 15. № 4. С. 301—315.
22. Мезенцев О.В., Шовкошитний І.І., Капась М.А. Спосіб підвищення швидкодії адаптивних систем обробки сигналів радіолокаційних головок самонаведення літальних апаратів. Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки та оборони. 2024. № 1(49). С. 105—110.
23. Popoff, A.A. (2022). *Fundamentals of Signal Processing in Generalized Metric Spaces: Algorithms and Applications*. CRC Press. 450 p.
24. Теоретические основы моделирования и оценки эффективности систем вооружения; под ред. Г.И. Андреева. Тверь: ВУ ПВО. 2000. 380 с.
25. Надежность и эффективность в технике: в 10 т. Т. 3. Эффективность технических систем; под ред. В.Ф. Уткина, Ю.В. Крючкова. М.: Машиностроение. 1988. 328 с.
26. Чумаков Н.М., Серебряный Е.И. Оценка эффективности сложных технических устройств. М.: Сов. Радио. 1980. 192 с.
27. Metropolis, N. & Ulam, S. (1949). The Monte Carlo method. *J. of American Statistical Association*. Vol. 44. # 247. Pp. 335—341.
28. Fishman, G.S. (1996). *Monte Carlo: Concepts, Algorithms, and Applications*. Springer.
29. Метод статистических испытаний / Бусленко Н.П., Шрейдер Ю.А., Страгович В.Г., Соболев И.М., Голенко Д.И. М.: Физматлит. 1962.
30. Leonov, S.A. (2001). *Handbook of Computer Simulation in Radio Engineering, Communications, and Radar*. Artech House.
31. Welch, M. & Pywell, M. (2012). *Electronic Warfare Test and Evaluation*. NATO Research and Technology Organization. 314 p.
32. Adamy, D.L. (2006). *Introduction to Electronic Warfare Modeling and Simulation: Radar, Sonar and Navigation*. Scitech Publishing. 242 p.
33. Park, S.R., Nam, I. & Noh, S. Modeling and simulation for investigation of radar responses to electronic attacks in Electronic Warfare environments. *Hindawi Security and Communications Networks*.
34. *Modern Antenna Handbook*. Edited by C.A. Balanis. John Wiley & Sons. Hoboken, NJ. 2008. 1700 p. <https://doi.org/10.1002/9780470294154>.
35. *Antenna Engineering Handbook*. Ed. by R.C. Johnson. McGraw-Hill. 1993. 1512 p.
36. Tabcart, J.M., Dance, S.L., Lawless, A.S., Nichols, N.K. & Waller, J.A. (2020). Improving the condition number of estimated covariance matrices. *Tellus A: Dynamic Meteorology and Oceanography*. Vol. 72 (1). Pp. 1—19.
37. Golub, G.H. & Van Loan, C.F. (2013). *Matrix Computations*. JHU Press. 756 p.
38. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука. 1986.
39. Попов, А.О., Твердохлібов, В.В., Білобородова, Л.В. (2025). Аналіз можливостей використання планарних антенних решіток у перспективних зразках техніки радіоелектронної боротьби з бортовими радіолокаційними системами засобів повітряного нападу. *Озброєння та військова техніка*, 45(1), 75–83. DOI: [https://doi.org/10.34169/2414-0651.2025.1\(45\).75-83](https://doi.org/10.34169/2414-0651.2025.1(45).75-83)

REFERENCES

1. Buckley, K.M. (1987). Spatial / spectral filtering with linearly-constrained minimum variance beamformers. *IEEE Trans. on ASSP*. ASSP-35. Pp. 249 — 266. DOI: 10.1109/TASSP.1987.1165142.
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. DOI: 10.1109/53.665.
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., et al. (1999). *Digital Signal Processing Handbook*. Ed. by V.K. Madisetti and D.B. Williams. CRC Press. 1690 p.
8. Monzingo, R.A., Miller, T.W. & Haupt, R.L. (2011). *Introduction to Adaptive Arrays*. SciTech Publishing. 686 p.
9. Grundinger, A. (2020). *Statistical Robust Beamforming for Broadcast Channels and Applications in Satellite Communication*. Springer. 261 p.
10. Bryn, F. (1962). Optimum Signal Processing of Three-Dimensional Arrays Operating on Gaussian Signals and Noise. *J. Acoust. Soc. Am.* Vol. 34. No. 3. Pp. 289—297. <https://doi.org/10.1121/1.1928112>.
11. Barton, D.K. (2005). *Radar System Analysis and Modeling*. Artech House. 564 p.
12. Budge, M.C. & German, S.R. (2015). *Basic Radar Analysis*. Artech House. 728 p.
13. Meikle, H. (2008). *Modern Radar Systems*. Artech House. 724 p.
14. *Novel Radar Techniques and Applications*. (Klemm R., Nickel U., Gierull C., et al. – Eds.). Vol. 1, 2. SciTech Publishing. 2017. 952 p. 554 p.
15. Melvin, W.L. & Scheer, J.A. (2013). *Principles of Modern Radar*. Vol. 2. *Advanced Techniques*. SciTech Publishing. 876 p.
16. *Radar Handbook*. (Skolnik M.L. – Edr.). McGraw-Hill. 2008. 1352 p.
17. Tuzlukov, V. (2013). *Signal Processing in Radar Systems*. CRC Press. 625 p.
18. Svyd, I.V. (2022) “Obrobka radiolokatsiinoi informatsii system sposterezhenia povitrianoho prostoru” [Processing of radar information from wind warning systems]. Dnipro: Lira LTD. 224 p.
19. Riabukha, V.P. (2016) “Adaptivnye systemy zashity RLS ot shumovyh pomekh. 1. Korreliatsionnye avtokompensatory na osnovе stohasticheskikh gradientnykh algoritmov adaptatsii” [Adaptive radar noise jamming protection systems. 1. Correlation self-compensators based on stochastic gradient algorithms of adaptation. *Applied Radio Electronics: Sci. J.* Vol. 15. № 1. Pp. 11—25.
20. Riabukha, V.P. (2016) “Adaptivnye systemy zashity RLS ot shumovyh pomekh. 2. Kvaziniutonovskie korreliatsionnye avtokompensatory. Adaptivnye reshchatye filtry” [Adaptive radar noise jamming protection systems. 2. Quasi-Newton correlation self-compensators. Adaptive lattice filters]. *Applied Radio Electronics: Sci. J.* Vol. 15. № 2. Pp. 88—99.
21. Riabukha, V.P. (2016) “Adaptivni systemy zakhystu RLS vid shumovykh zavod. 3. Matematychna model systemy prostoroivoi obrobky syhnaliv u RLS z dvovymirnoiu ploskoiu FAR” [Adaptive radar noise jamming protection systems. 3. Mathematical model of the system of spatial signal processing in a radar with a rectangular planar PAA]. *Applied Radio Electronics: Sci. J.* Vol. 15. № 4. Pp. 301—315.
22. Mezencev, O.V., Shovkoshitnij, I.I. & Kapas M.A. (2024) “Sposib pidvyshchennia shvydkodii adaptivnykh system obrobky syhnaliv radiolokatsiinykh holovok samonavedennia litalnykh aparativ” [Method for advancing the speed code of adaptive signal processing systems of radar homing heads of lethal vehicles]. *Modern Information Technologies in the Sphere of Security and Defence*. Vol. 49. №. 1. Pp. 105—110.
23. Popoff, A.A. (2022). *Fundamentals of Signal Processing in Generalized Metric Spaces: Algorithms and Applications*. CRC Press. 450 p.
24. Andreev, G.I. (2000) “Teoreticheskie osnovy modelirovaniia i otsenki effektivnosti system vooruzheniia” [Theoretical foundations of modeling and evaluation of the effectiveness of weapons systems]. Tver: Military Academy of Aerospace Defense. 380 p.
25. Avduevsky, V.S. and others. (1988). “Nadezhnost i effektivnost v tekhnike: spravochnik v 10 t.” [Reliability and efficiency in engineering]. T. 3: *Effektivnost tekhnicheskikh system* [Vol. 3: The effectiveness of technical systems]. Eds.: Utkin V.F., Kryuchkov Yu.V. M.: Mechanical engineering. 328 p.
26. Chumakov, N.M. & Serebryanyj, E.I. (1980) “Otsenka effektivnosti slozhnykh tekhnicheskikh ustroystv” [Evaluation of the effectiveness of complex technical devices]. M.: Sov. Radio. 192 p.
27. Metropolis, N. & Ulam, S. (1949). The Monte Carlo method. *J. of American Statistical Association*. Vol. 44. # 247. Pp. 335—341.
28. Fishman, G.S. (1996). *Monte Carlo: Concepts, Algorithms, and Applications*. Springer.
29. Buslenko, N.P., Shrejder, Yu.A., Stragovich, V.G., Sobol, I.M. & Golenko, D.I. (1962) “Metod statisticheskikh ispytaniy” [Method of statistical tests]. M.: Publishing house of physical, mathematical and technical literature.
30. Leonov, S.A. (2001). *Handbook of Computer Simulation in Radio Engineering, Communications, and Radar*. Artech House.
31. Welch, M. & Pywell, M. (2012). *Electronic Warfare Test and Evaluation*. NATO Research and Technology Organization. 314 p.
32. Adamy, D.L. (2006). *Introduction to Electronic Warfare Modeling and Simulation: Radar, Sonar and Navigation*. Scitech Publishing. 242 p.
33. Park, S.R., Nam, I. & Noh, S. Modeling and simulation for investigation of radar responses to electronic attacks in Electronic Warfare environments. *Hindawi Security and Communications Networks*.
34. *Modern Antenna Handbook*. Edited by C.A. Balanis. John Wiley & Sons. Hoboken. NJ. 2008. 1700 p. <https://doi.org/10.1002/9780470294154>.
35. *Antenna Engineering Handbook*. Ed. by R.C. Johnson. McGraw-Hill. 1993. 1512 p.
36. Tabcart, J.M., Dance, S.L., Lawless, A.S., Nichols, N.K. & Waller, J.A. (2020). Improving the condition number of estimated covariance matrices. *Tellus A: Dynamic Meteorology and Oceanography*. Vol. 72 (1). Pp. 1—19.
37. Golub, G.H. & Van Loan, C.F. (2013). *Matrix Computations*. JHU Press. 756 p.
38. Tihonov, A.N. & Arsenin, V.Ya. (1986) “Metody resheniia nekorrektnykh zadach” [Methods for solving ill-posed problems]. M.: Nauka. 756 p.
39. Popov, A.A., Tverdokhlibov, V.V., & Biloborodova, L.V. (2025) “Analiz mozhlyvostei vykorystznnia u perspektivnykh zrazkakh tekhniki radioelektronnoi borotby z bortovymi radiolokatsiinyymi systemamy zasobiv povitrianoogo napadu” [Analyzing planar antenna arrays for perspective automated electronic warfare stations operating against on-board radar systems of air assault means]. *Ozbroiennia ta viiskova tekhnika*. K.: CSRI AME

AFU. No 1(45). Pp. 75–83. [https://doi.org/10.34169/2414-0651.2025.1\(45\).75-83](https://doi.org/10.34169/2414-0651.2025.1(45).75-83).

**Tverdokhlibov V.V., Popov A.O., Zibin S.D.,
Biloborodova L.V.**

**COMPARATIVE ANALYZING THE EFFICIENCY
OF FOUR METHODS OF SPATIAL SIGNAL
FILTERING AMID JAM CONDITIONS IN RADAR
SYSTEM WITH PLANAR ANTENNA ARRAY**

We investigate the solution of spatial signal filtering problem under jam conditions in antenna array with digital signal processing, so that as the spatial filtering methods we use maximum likelihood method; recursive matrix inversion method; side-lobe cancellation method; logic signal processing method. It is underlined that algorithms of realizing aforementioned radar electronic counter-countermeasures methods create the basis for developing active models of state-of-the art ground-based radar systems functioning. The developed models are exploited for experimental research of comparative analyzing the efficiency of four chosen methods of radar electronic counter-countermeasures, so that the severe jam influence upon radar system with planar antenna array is investigated by Monte-Carlo method realized on the basis of special software. The developed models allow substantiating main technical requirements for planar antenna arrays with digital signal processing of perspective radar systems operating amid influence of on-board electronic warfare means of UAVs and/ or aircrafts. We develop the field pattern model of planar antenna array with rectangular element arrangement allowing us investigate both beamforming process and side-lobe levels. As a criterion of spatial filtering efficiency we introduce correlation coefficient between the received signal and the signal in the output of antenna array obtained after spatial filtering which value must increase 0.5. We analyze the computational complexity of four aforementioned methods of spatial filtering and estimate computational capacity of signal processing system in floating-point operations per second that is necessary to realize these four methods. We conclude that the most efficient methods of spatial filtering are both maximum likelihood and recursive matrix inversion methods however they require the higher computational capacity of signal processing system.

Keywords: radar system, electronic countermeasures, radar electronic counter-countermeasures, spatial filtering, planar antenna array, maximum likelihood method, recursive matrix inversion method, side-lobe cancellation method, logic signal processing method, signal processing algorithm, jam.

Відомості про авторів:

Твердохлібов Володимир Віталійович

кандидат технічних наук
старший науковий співробітник
начальник науково-дослідного управління
Центральний науково-дослідний інститут озброєння
та військової техніки Збройних Сил України

м. Київ, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-6802-9796>

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>

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>

Білобородова Любов Володимирівна

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

Information about the authors:

Tverdokhlibov Vladimir

Candidate of Science (Tech)
Senior Researcher
Chief of Scientific Research Management
Central Scientific Research Institute of Armament and
Military Equipment of Armed Forces of Ukraine
Kyiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-6802-9796>

Popov Andrey

Candidate of Science (Tech)
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>

Zibin Sergey

Candidate of Science (Tech)
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>

Biloborodova Lubov

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

Стаття прийнята до редколегії 08.04.2026.

Стаття прийнята до друку після рецензування 21.05.2026.

Стаття опублікована 30.06.2026.