

УДК 621.391.8+621.396

[https://doi.org/1034169/2414-0651.2021.3\(31\).67-79](https://doi.org/1034169/2414-0651.2021.3(31).67-79)**С. Д. Зібін**, кандидат технічних наук<https://orcid.org/0000-0002-9426-2380>**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)

РОЗРОБКА МОДЕЛЕЙ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ БОРОТЬБИ З РЛС УПРАВЛІННЯ ЗБРОЄЮ ЗРК

Стверджується, що для обґрунтування технічних вимог до засобів радіoeлектронної боротьби (РЕБ) індивідуального захисту літаків слід мати моделі РЕБ з РЛС управління зброєю ЗРК, при цьому мінімально такі моделі повинні містити: просторово-енергетичну модель та сигнально-енергетичні моделі функціонування РЛС управління зброєю ЗРК при супроводженні цілей за дальністю, дальністю та швидкістю, а також за напрямком в умовах радіoeлектронного подавлення (РЕП) авіаційними засобами РЕБ. Наводиться стислий опис моделей у табличній формі. Адекватність моделей перевіряється шляхом симуляції їх роботи на ЕОМ. Зазначається, що наведені моделі функціонування РЛС управління зброєю ЗРК в умовах РЕП є основою для обґрунтування основних технічних вимог до авіаційних засобів РЕБ індивідуального захисту.

Ключові слова: модель РЕБ, ЗРК, РЛС управління зброєю, засіб РЕБ індивідуального захисту, узгоджений фільтр, часо-частотна функція розузгодження, оцінювання просторового спектру, співвідношення сигнал – шум, співвідношення сигнал – перешкода + шум.

ВСТУП

Ефективне застосування ударної авіації в умовах вогневого ураження в ході бойових дій ЗРК противника не можливе без застосування засобів РЕБ індивідуального захисту літаків. Для обґрунтування технічних вимог до засобів РЕБ індивідуального захисту літаків в ході їх розробки необхідно мати моделі РЕБ з РЛС управління зброєю ЗРК. Мінімально такі моделі повинні містити: просторово-енергетичну модель та сигнально-енергетичні моделі функціонування РЛС управління зброєю ЗРК при супроводженні цілей за дальністю, за дальністю та швидкістю, а також за напрямком в умовах радіoeлектронного подавлення авіаційними засобами радіoeлектронної боротьби.

АНАЛІЗ ОСТАННІХ ДОСЛІДЖЕНЬ І ПУБЛІКАЦІЙ

Аналіз стану розвитку сучасних засобів РЕП авіаційного базування розглянутий в роботах [1–3]. Деякі часткові підходи до оцінки впливу спеціально організованих перешкод на функціонування РЛС розглядаються в роботах [4–7]. Загальні характеристики ЗРК та РЛС ЗС РФ наведені в роботі [8]. Загальні питання моделювання та симуляції РЕП сучасних РЛС представлені в роботах [9–11]. Алгоритми функціонування РЛС розглянуті в роботах [12–21]. В той же час неможливо вказати джерела, що розглядають питання створення моделей функціонування РЛС управління зброєю ЗРК в умовах РЕП.

Метою роботи є, по-перше, постановка та вирішення завдання створення моделей функціонування РЛС управління зброєю ЗРК в умовах РЕП з боку засобів РЕБ індивідуального захисту літаків, по-друге, перевірка адекватності розроблених моделей шляхом симуляції процесу обробки сигналів РЛС на фоні приципільних шумових перешкод станції активних перешкод індивідуального захисту літаків.

РОЗРОБКА ПРОСТОРОВО-ЕНЕРГЕТИЧНОЇ МОДЕЛІ ФУНКЦІОНУВАННЯ РЛС УПРАВЛІННЯ ЗБРОЄЮ ЗРК В УМОВАХ РАДІОЕЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕННЯ АВІАЦІЙНИМИ ЗАСОБАМИ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ БОРОТЬБИ

Просторово-енергетична модель функціонування радіолокаційних систем і засобів управління зброєю ЗРК в умовах радіoeлектронного подавлення засобами РЕБ індивідуального захисту літаків, що пропонується, побудована з такими обмеженнями:

- 1) постановка перешкод здійснюється в напрямку головного пелюстка діаграми спрямованості антенних систем РЛС управління зброєю ЗРК, що подавляються авіаційними засобами РЕБ індивідуального захисту літаків;
- 2) перешкода є приципільною по центральній частоті (по частотах) спектру корисного сигналу РЕЗ (РЕС), що подавляється, тобто спектр сигналу та спектральна щільність потужності перешкоди співпадають за інтервалами частот;

- 3) координати засобу (комплексу) РЕП ($x_{РЕП}, y_{РЕП}$) обираються в початку координат: $(x_{РЕП}, y_{РЕП}) = (0, 0)$, а координати РЕЗ (РЕС) ($x_{РЕЗ}, y_{РЕЗ}$), що подавляється, обираються

таким чином, що $x_{PEZ} = 0$, а $y_{PEZ} = d$, де d – відстань між засобом РЕП та РЛС;

4) візуалізація зон РЕП (зон відсутності РЕП) здійснюється лише в горизонтальній площині, у якій знаходяться РЛС та засіб РЕП;

5) побудова зон РЕП (зон відсутності РЕП) для радіолокаційних систем і засобів управління зброєю ЗРК здійснюється на основі критерію забезпечення незадовільних показників якості виявлення (умовних ймовірностей правильного виявлення та хибної тривоги).

6) вихідними даними для побудови просторово-енергетичної моделі функціонування зразків засобів та комплексів радіоелектронної боротьби з радіолокаційними РЕЗ (РЕС) управління зброєю є: потужність передавача перешкод засобу РЕП P_j та потужність передавача P РЛС; максимально припустиме співвідношення сигнал/перешкода $q_0^2 = (E_s / N_0)_{\max} = 10$; відстань d між засобом РЕП та РЛС; коефіцієнти підсилення G , G_j (за потужністю) антенних систем засобу РЕП та РЛС відповідно;

7) коефіцієнт розбіжності між поляризацією корисного та перешкодового сигналів обирається рівним 0,5, оскільки вважається, що здійснення РЕП відбувається із застосуванням перешкодового сигналу або з круговою, або з нахильною, або з квазіхаотичною поляризацією.

Стисла характеристика просторово-енергетичної моделі функціонування наземної РЛС виявлення цілей в умовах радіоелектронного подавлення авіаційними засобами радіоелектронної боротьби наведена в табл. 1.

В умовах радіоелектронного подавлення авіаційними засобами радіоелектронної боротьби використовуються основні геометричні співвідношення між засобом РЕП та РЛС управління зброєю ЗРК, що показані на рис. 1. Межа зон РЕП (зон відсутності РЕП) визначається тождеством щільності потоку потужності перешкодового та корисного сигналів в точці прийому з урахуванням максимально припустимого співвідношення сигнал/перешкода $q_0^2 = (E_s / N_0)_{\max}$, при якому забезпечується ймовірність правильного виявлення $D(q^2, F)$ не вище заданої $D(q^2, F) \leq D_0$, при фіксованому рівні ймовірності хибної тривоги $F = \text{const}$:

$$q^2(d, r) = E_s / N_0 = q_0^2 = (E_s / N_0)_{\max}; \quad (1)$$

$$E_s = \frac{P \cdot G^2(\beta, \varepsilon) \cdot S_{\text{eff}} \cdot \sigma \cdot \tau}{(4\pi r^2(\alpha))^2}; \quad (2)$$

$$N_0 = \frac{P_j \cdot G_j(\beta, \varepsilon) \cdot G(\beta, \varepsilon) \cdot S_{\text{eff}} \cdot \nu}{4\pi d^2 \Delta F}; \quad (3)$$

$$r^2(\alpha) = d^2 + R^2(\alpha) - 2dR(\alpha) \cos(0.5\pi - \alpha), \quad (4)$$

де E_s – енергія сигналу в точці прийому; τ – тривалість сигналу; N_0 – спектральна щільність потужності (СЦП) перешкоди; ΔF – ширина смуги СЦП перешкоди; P_j – потужність передавача перешкод засобу РЕП; P – потужність передавача РЛС; d – відстань між засобом РЕП та РЛС управління зброєю; $R(\alpha)$ – відстань між засобом РЕП та РЛС; $r(\alpha)$ – відстань між РЛС та ціллю; $G_j(\beta, \varepsilon)$ – коефіцієнт підсилення (за потужністю) антенної системи засобу РЕП в азимутальній та кутомістній площинах відповідно; $G(\beta, \varepsilon)$ – коефіцієнт підсилення (за потужністю) антенної системи РЛС виявлення в азимутальній та кутомістній площинах відповідно; S_{eff} – ефективна площа поверхні розкриття антенної системи РЛС; n – коефіцієнт розбіжності між поляризацією корисного та перешкодового сигналів (обирається рівним 0.5); $x(\alpha), y(\alpha)$ – координати цілі; α – параметр, що визначає параметричне завдання кривих (рис. 1).

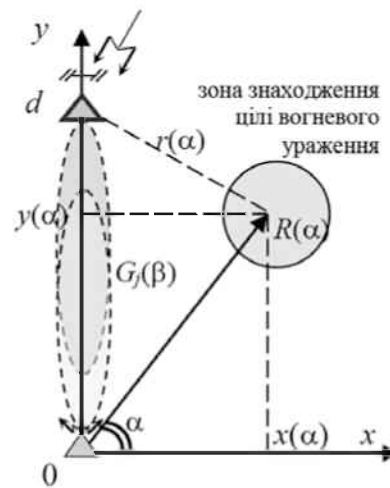


Рис. 1. Геометричні співвідношення між засобом РЕП та РЛС

З тождеством (4) впливає квадратне рівняння:

$$aR^2(\alpha) + b(\alpha)R(\alpha) + c' = 0, \quad (5)$$

де $a = 1$; $b(\alpha) = -2d \sin(\alpha)$; $c' = d^2 - d\sqrt{B'}$

$$B' = \sqrt{\frac{P \cdot G^2 \cdot \sigma \cdot \tau \cdot \Delta F}{4\pi \cdot P_j \cdot G \cdot G_j \cdot \nu \cdot q_0^2}}; \quad G_j = G_j(\beta, \varepsilon)|_{\max};$$

$$G = G(\beta, \varepsilon)|_{\max}.$$

Таблиця 1

Складові моделі	Опис складових моделі
Призначення, область застосування моделі РЕБ	Модель описує функціонування наземної РЛС управління зброєю ЗРК в умовах радіоелектронного подавлення авіаційними засобами радіоелектронної боротьби
Загальна характеристика системи РЕБ	Система РЕБ складається зі станції активних перешкод індивідуального захисту літака, який здійснює РЕП РЛС управління зброєю ЗРК
Детальна характеристика моделі РЕБ	Модель описується просторово-енергетичними співвідношеннями, що дозволяють побудувати зони РЕП
Можливі напрями удосконалення моделі РЕБ	Використання перешкод з негаусівським законом розподілення, а також імітаційних перешкод
Вимоги щодо сумісності з перспективними моделями РЕБ	Забезпечення візуалізації зон РЕП на основі співвідношень (1)...(9)

Два корені квадратичного рівняння (5) визначаються формулами:

$$R_1(\alpha) = \operatorname{Re} \left[\frac{1}{2a} (-b(\alpha) + \sqrt{b^2(\alpha) - 4ac'}) \right]; \quad (6)$$

$$R_2(\alpha) = \operatorname{Re} \left[\frac{1}{2a} (-b(\alpha) - \sqrt{b^2(\alpha) - 4ac'}) \right]. \quad (7)$$

Рішення (6,7) рівняння (5) визначають дві криві, що характеризують зони РЕП (зони відсутності РЕП), та в параметричній формі запису мають вигляд:

$$x_1(\alpha) = R_1(\alpha) \cos(\alpha), \quad y_1(\alpha) = R_1(\alpha) \sin(\alpha); \quad (8)$$

$$x_2(\alpha) = R_2(\alpha) \cos(\alpha), \quad y_2(\alpha) = R_2(\alpha) \sin(\alpha). \quad (9)$$

Зони РЕП (зони відсутності РЕП), що визначаються співвідношеннями (8) і (9), побудовані для РЛС управління зброєю ЗРК за умов відстаней між засобом РЕП та РЛС: $d=50, 100, 150$ км, значень потужності передавача перешкод P_j засобу РЕП; потужності передавача P РЛС, що дорівнюють відповідно: $P_j=50, 100, 200$ Вт; $P=0.1$ МВт; ЕПР цілі $s=10$ м²; тривалості сигналу РЛС $t=30$ мкс; ширини спектральної щільності потужності перешкоди $DF=30$ МГц; а також за умов використання антен засобу РЕП та РЛС з коефіцієнтами підсилення $G_j = G_j(\beta, \varepsilon)|_{\max} = 50$; $G = G(\beta, \varepsilon)|_{\max} = 104$ відповідно.

На рис. 2а, б, в показані зони відсутності РЕП (сірим фоном), що визначаються співвідношеннями (8) і (9), побудовані за умов відстаней між засобом РЕП та РЛС: $d=50$ км, значень потужності передавача перешкод P_j засобу РЕП; потужності передавача P РЛС, що дорівнюють відповідно: $P_j=50, 100, 200$ Вт; $P=0.1$ МВт; ЕПР цілі $s=10$ м²; а також за умов використання антен засобу РЕП та РЛС з коефіцієнтами підсилення $G_j = G_j(\beta, \varepsilon)|_{\max} = 50$; $G = G(\beta, \varepsilon)|_{\max} = 10^4$ відповідно. Масштаб та назви кривих вказуються лише на першому рисунку з групи. На решті вони мають аналогічні значення. Позиція РЛС показана символом «о».

На рис. 3а, б, в показані зони відсутності РЕП (сірим фоном), що визначаються співвідношеннями (8) і (9), побудовані за умов відстаней між засобом РЕП та РЛС: $d=100$ км, значень потужності передавача перешкод P_j засобу РЕП; потужності передавача P РЛС, що дорівнюють відповідно: $P_j=50, 100, 200$ Вт; $P=0.1$ МВт; ЕПР цілі $s=10$ м²; а також за умов використання антен засобу РЕП та РЛС з коефіцієнтами підсилення $G_j = G_j(\beta, \varepsilon)|_{\max} = 50$; $G = G(\beta, \varepsilon)|_{\max} = 104$ відповідно. Масштаб та назви кривих вказуються лише на першому рисунку з групи. На решті вони мають аналогічні значення. Позиція РЛС показана символом «о».

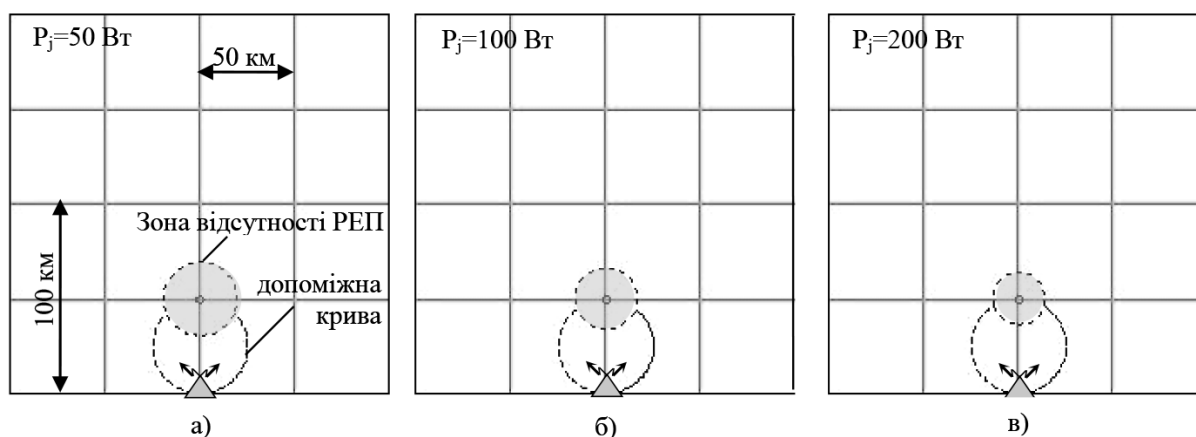


Рис. 2. Зони відсутності РЕП (сірим фоном), $d=50$ км

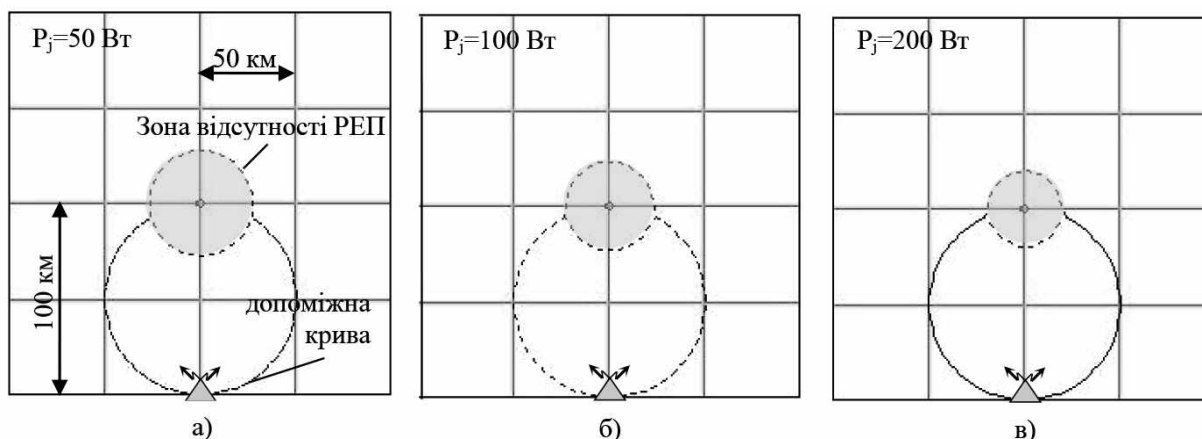
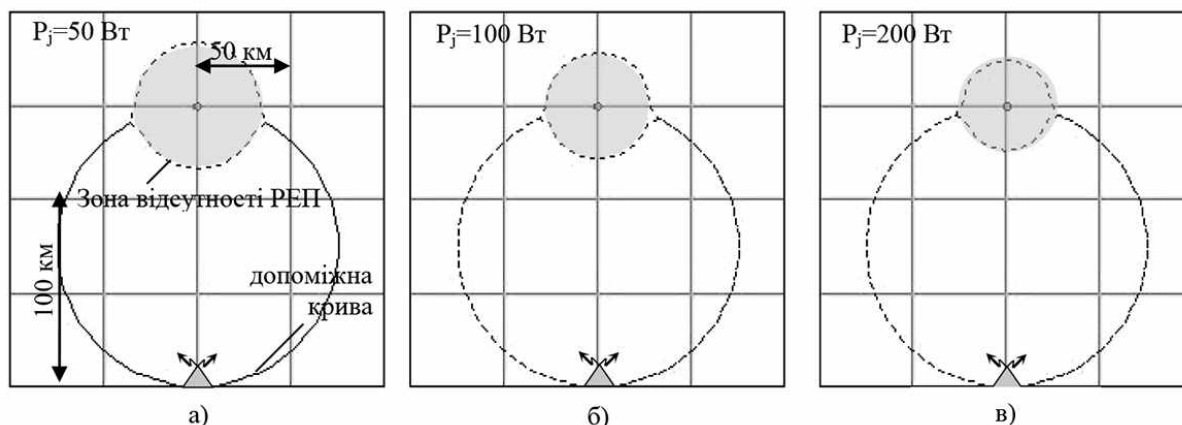


Рис. 3. Зони відсутності РЕП (сірим фоном), $d=100$ км

Рис. 4. Зони відсутності РЕП (сірим фоном), $d=150$ км

На рис. 4а, б, в показані зони відсутності РЕП (сірим фоном), які визначаються співвідношеннями (8) і (9), побудовані за умов відстаней між засобом РЕП та РЛС: $d=150$ км, значень потужності передавача перешкод P_j засобу РЕП; потужності передавача P РЛС, що дорівнюють відповідно:

$P_j=50, 100, 200$ Вт; $P=0.1$ МВт; ЕПР цілі $s=10$ м²; а також за умов використання антен засобу РЕП та РЛС з коефіцієнтами підсилення $G_j = G_j(\beta, \varepsilon)|_{\max} = 50$; $G = G(\beta, \varepsilon)|_{\max} = 104$ відповідно. Масштаб та назви кривих вказуються лише на першому рисунку з групи. На решті вони мають аналогічні значення. Позиція РЛС показана символом «о».

За допомогою просторово-енергетичної моделі функціонування РЛС управління зброєю ЗРК в умовах РЕП з боку станцій РЕБ індивідуального захисту літаків, що визначається співвідношеннями (1) – (9), можна обґрунтувати їх основні енергетичні параметри. З іншого боку, за допомогою цієї моделі можна обґрунтувати вимоги до РЛС управління зброєю ЗРК стосовно радіоелектронного захисту.

РОЗРОБКА СИГНАЛЬНО-ЕНЕРГЕТИЧНОЇ МОДЕЛІ ФУНКЦІОНУВАННЯ РЛС УПРАВЛІННЯ ЗБРОЄЮ ЗРК ПРИ СУПРОВОДЖЕННІ ЦІЛЕЙ ЗА ДАЛЬНОСТЮ В УМОВАХ РАДІОЕЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕННЯ АВІАЦІЙНИМИ ЗАСОБАМИ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ БОРОТЬБИ

Супроводження цілі за дальністю означає безперервне визначення даної координати цілі (дальності). Дисперсія D_τ оцінки максимальної правдоподібності часу запізнення сигналу τ визначається виразом [5, (5.3)]:

$$D_\tau = 1 / \left[(2\pi F_{\text{eff}})^2 q^2 \right], \quad (10)$$

де F_{eff} – ефективна ширина спектру сигналу; $q^2 = 2E / N_0$ – співвідношення сигнал – шум.

Стисла характеристика сигнально-енергетичної моделі функціонування наземної РЛС управління зброєю при супроводженні цілей за дальністю в умовах радіоелектронного подавлення авіаційними засобами радіоелектронної боротьби наведена в табл. 2.

Таблиця 2

Складові моделі	Опис складових моделі
Призначення, область застосування моделі РЕБ	Модель описує функціонування наземної РЛС управління зброєю при супроводженні цілей за дальністю в умовах радіоелектронного подавлення авіаційними засобами радіоелектронної боротьби
Загальна характеристика системи РЕБ	Система РЕБ складається зі станції активних перешкод індивідуального захисту літака, який здійснює РЕП РЛС управління зброєю ЗРК
Детальна характеристика моделі РЕБ	Модель описується співвідношеннями (13) і (14), що дозволяють аналізувати сигнал, отриманий в результаті узгоджувальної фільтрації сигналу від цілі на фоні перешкод. Обмеження, що застосовуються, наведені нижче
Можливі напрями удосконалення моделі РЕБ	Оптимізація виду перешкоди в бік використання перешкод з негаусівським законом розподілення, а також імітаційних перешкод
Вимоги щодо сумісності з перспективними моделями РЕБ	Забезпечення візуалізації вихідного сигналу на основі співвідношення (14)

Розглянемо в загальному вигляді методику побудови сигнально-енергетичної моделі функціонування наземної РЛС управління зброєю при супроводженні цілей за дальністю в умовах радіоелектронного подавлення авіаційними засобами радіоелектронної боротьби.

Вимірювання часу запізнення сигналу, відбитого від цілі, який спостерігається на фоні перешкод, здійснюється після його обробки в узгодженому фільтрі.

Модель адитивної взаємодії сигналу $s(t)$ та перешкоди (шуму) $n(t)$ описується співвідношенням:

$$x(t) = \theta s(t) + n(t), \theta \in \{0, 1\}, t \in T_{\text{obs}}; \quad (11)$$

$$s(t) = 0, t \notin T_s; T_s = [t_0, t_0 + T] \subset T_{\text{obs}}, \quad (12)$$

де T_{obs} – інтервал спостереження сигналу $s(t)$; T_s – область визначення сигналу $s(t)$; t_0 – час приходу сигналу $s(t)$; T – тривалість сигналу $s(t)$; θ – невідомий не випадковий параметр, що приймає лише два значення з множини $\theta \in \{0, 1\}$: $\theta = 0$ (сигнал відсутній) і $\theta = 1$ (сигнал присутній).

У задачах обробки дискретних сигналів статистична модель виявлення корисного сигналу $s(t)$ звичайно має вигляд, аналогічний (11):

$$x(t_j) = \theta s(t_j) + n(t_j), \theta \in \{0, 1\}; \quad (13)$$

$$t_j \in T_{\text{obs}}, T_s \subset T_{\text{obs}},$$

де $t_j = t - j\Delta t, j=0, 1, \dots, N-1, N \in \mathbb{N}, N$ – множина натуральних чисел; $\{n(t_j)\}$ – незалежні відліки перешкоди (шуму) з розподілом із класу розподілів із симетричною щільністю розподілу ймовірності $P_n(z) = P_n(-z)$; $\{s(t_j)\}$ – відліки корисного сигналу $s(t)$; $\{x(t_j)\}$ – відліки безперервного спостережуваного випадкового процесу $x(t)$; Δt – інтервал дискретизації сигналів, що забезпечує незалежність відліків перешкоди.

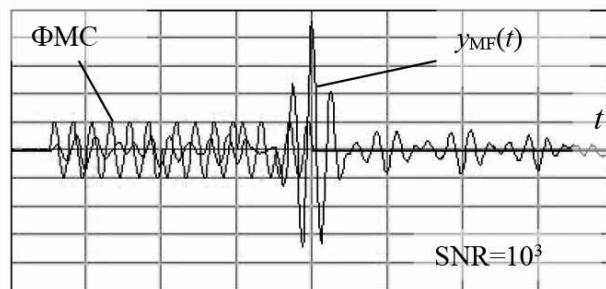
Алгоритм виявлення обчислює операцію згортки спостережуваного процесу $x(t)$ й імпульсної характеристики $h(t)$ узгодженого фільтра [5, 12, 13, 18, 21]:

$$y_{MF}(t_j) = \sum_{i=0}^j x(t_i) h(t_{j-i}) \quad \begin{matrix} d_1 \\ > \\ < \\ d_0 \end{matrix} l_0, \quad (14)$$

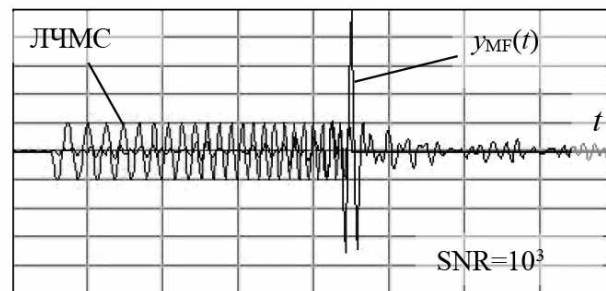
де $h(t_j) = s(t_0 + T - t_j)$ – імпульсна характеристика фільтра, узгодженого із сигналом $s(t)$; $t_0 + T$ – час закінчення сигналу $s(t)$.

Дістати уявлення про сигнали на виході узгоджених фільтрів фазоманіпульованих (ФМС) і лінійно-частотно модульованих (ЛЧМС) сигналів, що реалізують алгоритми згортки (14), можна по рис. 5а, б; 6а, б відповідно. Сигнали наведені для наступних умов: на вході фільтра впливає адитивна загорджувальна перешкода у вигляді квазібілого гаусівського шуму зі співвідношенням смуги перешкоди ΔF_n до несучої частоти корисного сигналу f_0 , рівним $\Delta F_n / f_0 = 16$; корисний сигнал $s(t)$ (показаний пунктиром) є семиелементним фазоманіпульованим сигналом (код Баркера); співвідношення сигнал – шум $2E / N_0$ рівно $2E / N_0 = 1000$; співвідношення сигнал – шум + перешкода $2E / (N_0 + J) = 10$.

На рис. 5а, б показані ФМС і ЛЧМС на вході узгоджених фільтрів, а також сигнали на виході узгоджених фільтрів, за умови, що співвідношення сигнал – шум $\text{SNR} = 2E / N_0$ рівно $2E / N_0 = 1000$ (перешкода відсутня).

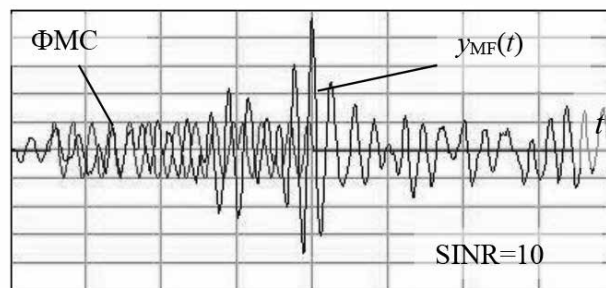


а)

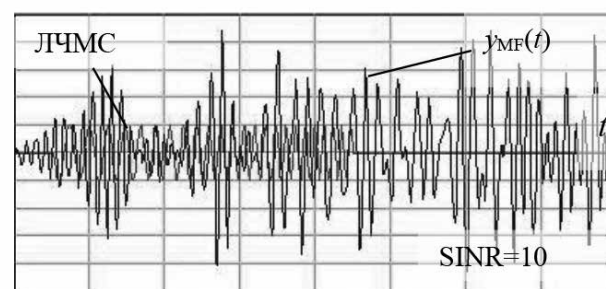


б)

Рис. 5. Сигнали на вході та виході узгоджених фільтрів: а) ФМС; б) ЛЧМС



а)



б)

Рис. 6. Сигнали на вході та виході узгоджених фільтрів: а) ФМ сигнал; б) ЛЧМ сигнал

На рис. 6а, б показані ФМ і ЛЧМ сигнали на вході узгоджених фільтрів, а також сигнали на виході узгоджених фільтрів, за умови, що відношення SINR сигнал – шум + перешкода $\text{SINR} = 2E / (N_0 + J) = 10$ (впливає перешкода, яка на 20 дБ перевищує рівень власних шумів на вході узгоджених фільтрів).

Як можна бачити з наведених рисунків, вплив перешкоди суттєво позначається на можливості узгодженого

фільтра, по-перше, виявити сигнал, а по-друге, достатньо точно виміряти час запізнювання сигналу. Так, наприклад, видно, що в однакових перешкодових умовах ФМС має кращі характеристики розрізнення за часом запізнювання, ніж ЛЧМС з такою самою енергією, і відповідно, кращими точностними характеристиками за часом запізнювання й кращими можливостями по супроводженню цілі (особливо груповими) за дальністю.

Сигнально-енергетична модель обробки сигналів на фоні перешкод (шумів) (14) може застосовуватися для аналізу процесів виявлення, вимірювання часу запізнювання, супроводження цілі за дальністю, а також розрізнення сигналів, відбитих від декількох цілей. Крім того, зазначена модель дозволяє формувати технічні вимоги по радіоелектронному захисту зазначених радіоелектронних систем від перешкод, а з іншого боку, підбирати найбільш ефективні перешкоди для РЕП таких систем.

РОЗРОБКА СИГНАЛЬНО-ЕНЕРГЕТИЧНОЇ МОДЕЛІ ФУНКЦІОНУВАННЯ РЛС УПРАВЛІННЯ ЗБРОЄЮ ЗРК ПРИ СУПРОВОДЖЕННІ ЦІЛЕЙ ЗА ДАЛЬНОСТЮ ТА ШВИДКІСТЮ В УМОВАХ РАДІОЕЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕННЯ АВІАЦІЙНИМИ ЗАСОБАМИ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ БОРОТЬБИ

Супроводження цілі за дальністю та швидкістю означає безперервне визначення даних координат цілі (дальності та швидкості). Дисперсії D_τ і D_F сумісних оцінок максимальної правдоподібності часу запізнення сигналу τ та доплерівського зсуву частоти F визначаються виразами [5, (5.14), (5.15)]:

$$D_\tau = \frac{1}{(2\pi F_{\text{eff}})^2 (1 - \rho^2) q^2}; \quad (15)$$

$$D_F = \frac{1}{(2\pi T_{\text{eff}})^2 (1 - \rho^2) q^2}, \quad (16)$$

де F_{eff} – ефективна ширина спектру сигналу; T_{eff} – ефективна тривалість сигналу; ρ – коефіцієнт частотно-часового зв'язку сигналу; $q^2 = 2E / N_0$ – співвідношення сигнал – шум.

Стисла характеристика сигнально-енергетичної моделі функціонування наземної РЛС управління зброєю при супроводженні цілей за дальністю та швидкістю в умовах радіоелектронного подавлення авіаційними засобами радіоелектронної боротьби наведена в табл. 3.

Розглянемо в загальному вигляді методику побудови сигнально-енергетичної моделі функціонування наземної РЛС управління зброєю при супроводженні цілей за дальністю та швидкістю в умовах радіоелектронного подавлення авіаційними засобами радіоелектронної боротьби.

Часо-частотна функція розузгодженості $w(t_i, f_k)$ сигналу $s(t)$ є функція від дискретних часу й частоти, яка визначається наступним співвідношенням [5, 6]:

$$w(t_i, f_k) = \sum_{n=0}^i s(t_n) \overline{h(t_i - t_n)} \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{f_k - f_0}{f_{\text{max}}} \frac{t_n}{\Delta t}\right); \quad (17)$$

$$t_n = n \cdot \Delta t; f_k = k \Delta f; \quad (18)$$

$$i = 0, 1, K, N - 1; k = 0, 1, K, K; \quad (19)$$

$$f_{\text{max}} = K \Delta f, \quad (20)$$

де $\{s(t_n)\}$ – множина відліків аналітичного сигналу $s(t)$, $t_n \in T_{\text{obs}}$, $s(t) = 0, t \notin T_s$; $T_s = [t_0, t_0 + T] \subset T_{\text{obs}}$; $h(t)$ – імпульсна характеристика фільтра, узгодженого із сигналом $s(t)$, $t \in T_{\text{obs}}$; $\overline{h(t)}$ – функція, сполучена з $h(t)$; $\Delta t, \Delta f$ – інтервали дискретизації сигналу $s(t)$ за часом і частотою відповідно; f_0 – центральна частота спектра сигналу $s(t)$; $w_i(i, k)$, $N, K' \in \mathbf{N}$; $j = \sqrt{-1}$.

У системі координат (i, k) індексів часових і частотних відліків вираз (17) для часо-частотної функції розузгодженості прийме вид:

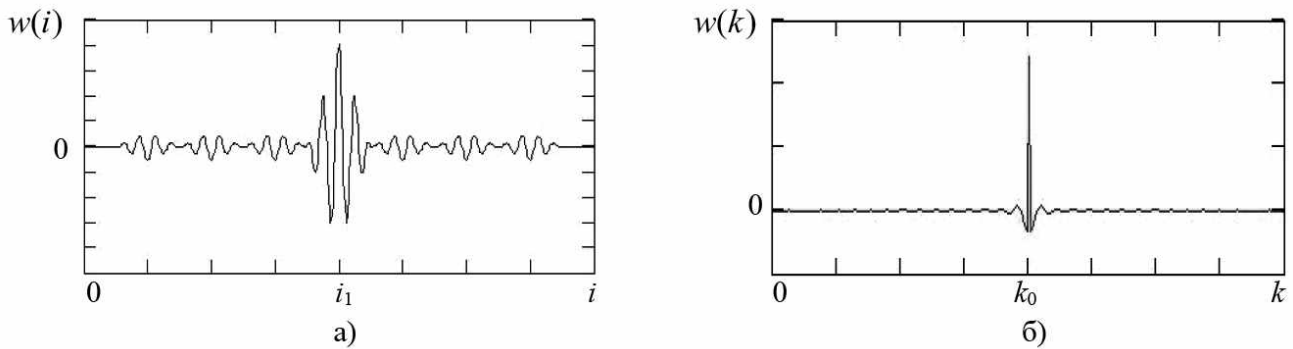
$$w(i, k) = \sum_{n=0}^i s(n) \overline{h(i - n)} \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{k - k_0}{K} n\right), \quad (21)$$

де k_0 – номер частотного відліку, відповідний до центральної частоти f_0 спектра сигналу $s(t)$: $k_0 = f_0 / \Delta f$.

Звернемо увагу на те, що в момент закінчення сигналу (при $t_1 = t_0 + T$) часо-частотна функція розузгодженості $w(i, k)$ (21) буде характеризуватися наявністю дельта-функції навколо центральної частоти f_0 спектра сигналу $s(t)$ (рис. 7б):

Таблиця 3

Складові моделі	Опис складових моделі
Призначення, область застосування моделі РЕБ	Модель описує функціонування наземної РЛС управління зброєю при супроводженні цілей за дальністю та швидкістю в умовах радіоелектронного подавлення авіаційними засобами радіоелектронної боротьби
Загальна характеристика системи РЕБ	Система РЕБ складається зі станції активних перешкод індивідуального захисту літака, який здійснює РЕП РЛС управління зброєю ЗРК
Детальна характеристика моделі РЕБ	Модель описується співвідношенням (25), що дозволяє аналізувати часо-частотну функцію розузгодженості сигналу від цілі, яка спостерігається на фоні перешкод. Обмеження, що застосовуються, наведені нижче
Можливі напрями удосконалення моделі РЕБ	Оптимізація виду перешкоди в бік використання перешкод з негаусівським законом розподілення, а також імітаційних перешкод
Вимоги щодо сумісності з перспективними моделями РЕБ	Забезпечення візуалізації вихідного сигналу на основі співвідношення (25)

Рис. 7. Дійсна частина функції: (а) $w(i, k = k_0)$ (13); (б) $w(i_1 = t_1 / \Delta t, k)$

$$w(i_1 = t_1 / \Delta t, k) = \sum_{n=0}^{i_1} |s(n)|^2 \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{k-k_0}{K} n\right) = 2E \cdot \delta_{k,k_0} + S_k (1 - \delta_{k,k_0}), \quad (22)$$

де E – енергія дійсного сигналу $\text{Re}[s(t)]$; $\delta_{k,m}$ – символ Кронекера, при цьому для частини спектра S_k , що перебуває поза частотою f_0 , справедливе співвідношення $S_k \ll 2E$.

Перетин двовимірної часо-частотної функції розузгодженості $w(i, k)$ (21) площиною, перпендикулярною площині (i, k) , що проходить через точку $k = k_0$, являє собою автокореляційну функцію $R(i)$ сигналу $s(t)$ (рис. 7а):

$$w(i, k = k_0) = R(i) = \sum_{n=0}^i s(n) \overline{s(i-n)}, \quad (23)$$

при цьому на інтервалі $t_i \in [t_1 - \frac{T_0}{4}, t_1 + \frac{T_0}{4}]$ дійсна частина $\text{Re}[R(t_i)]$ автокореляційної функції $R(t_i)$ вузькосмугового сигналу $s(t)$ рівна:

$$\text{Re}[R(t_i)] = 2E \cos[2\pi f_0 (t - t_1)]; \quad (24)$$

$$t_i \in [t_1 - \frac{T_0}{4}, t_1 + \frac{T_0}{4}],$$

де $t_1 = t_0 + T$; T_0 – період коливань частоти f_0 .

На рис. 7а показана дійсна частина перетину $w(i, k = k_0)$ двовимірної часо-частотної функції ро-

зузгодженості $w(i, k)$ (21) ФМС $s(t)$ на основі семіелементного коду Баркера, яка визначається співвідношенням (23).

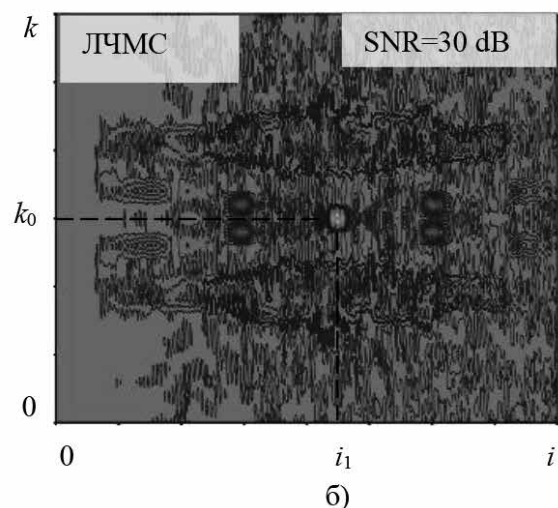
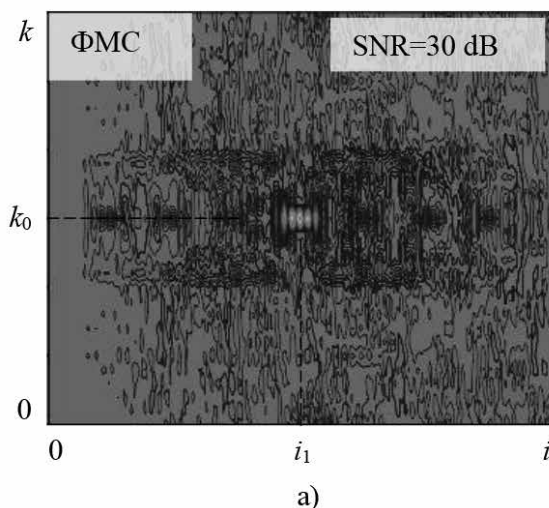
На рис. 7б показана дійсна частина перетину $w(i_1 = t_1 / \Delta t, k)$ двовимірної часо-частотної функції розузгодженості $w(i, k)$ (21) площиною, перпендикулярною площині (i, k) , що проходить через точку $i_1 = t_1 / \Delta t = (t_0 + T) / \Delta t$, яка визначається співвідношенням (22). Кількість часових N і частотних $K+1$ відліків ЧЧФР $w(i, k)$ для випадків, зображених на рис. 7а, б, рівно відповідно: $N = 512, K+1 = 257$ (див. формулу (19)).

У системі координат (i, k) індексів часових і частотних відліків вираз (17) для часо-частотної функції розузгодженості адитивної суміші $x(i)$ сигналу й перешкоди прийме вид:

$$w(i, k) = \sum_{n=0}^i x(n) \overline{x(i-n)} \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{k-k_0}{K} n\right), \quad (25)$$

де $x(i) = s(i) + n(i)$ – адитивна суміш сигналу й перешкоди; k_0 – номер частотного відліку, відповідний до центральної частоти f_0 спектра сигналу $s(t)$: $k_0 = f_0 / \Delta f$.

На рис. 8а, б показані перетини $W'(i, k)$ модуля $|w(i, k)|$ часо-частотної функції розузгодженості $w(i, k)$ (25) на рівні $0.1 \max[w(i, k)]$ для ФМС із семіелемент-

Рис. 8. Перетин $W'(i, k)$ модуля $|w(i, k)|$ часо-частотної функції розузгодженості $w(i, k)$ (11) на рівні $0.1 \max[w(i, k)]$ в умовах впливу шуму: (а) – ФМС; (б) – ЛЧМС

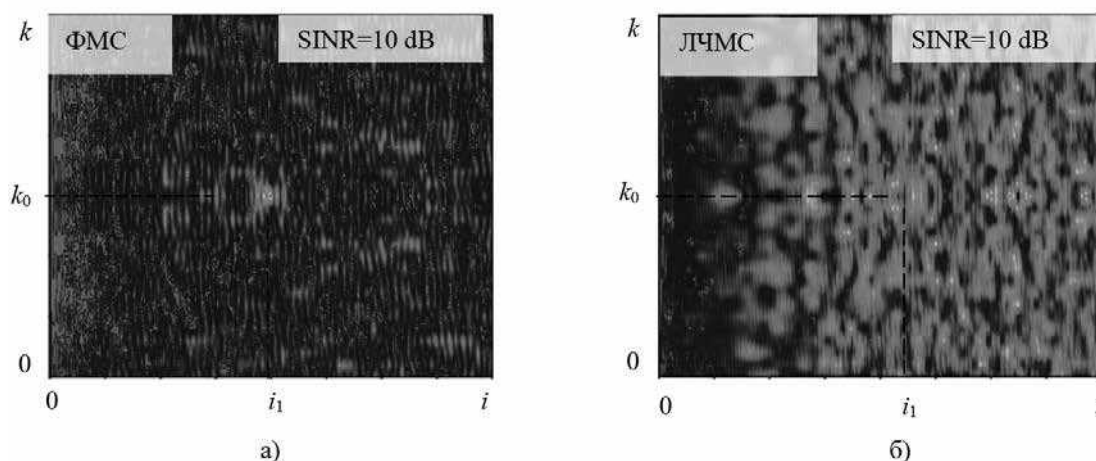


Рис. 9. Перетин $W'(i, k)$ модуля $|w(i, k)|$ часо-частотної функції неузгодженості $w(i, k)$ (11) на рівні $0.1 \max[w(i, k)]$ в умовах впливу перешкод та шуму: (а) – ФМС; (б) – ЛЧМС

ним кодом Баркера та ЛЧМС на фоні шуму $n(t)$ відповідно. Співвідношення сигнал – шум становило величину $\text{SNR}=30$ дБ, а кількість часових N і частотних $K+1$ відліків рівно відповідно $N = 512, K + 1 = 61$ (див. формулу (19)).

На рис. 9а, б показані перетини $W'(i, k)$ модуля $|w(i, k)|$ часо-частотної функції розузгодженості $w(i, k)$ (21) на рівні $0.1 \max[w(i, k)]$ для ФМС із семиелементним кодом Баркера та ЛЧМС на фоні перешкоди й шуму $n(t)$ відповідно. Співвідношення сигнал – шум + перешкода SINR становило величину $\text{SINR}=10$ дБ, а кількість часових N і частотних $K+1$ відліків рівно відповідно $N = 512, K + 1 = 61$ (див. формулу (19)).

Як можна бачити з порівняння рис. 8а, б і 9а, б, вплив перешкоди суттєво позначається на можливості по сумісному визначенню часу запізнювання сигналу й доплерівського зсуву, і відповідно, супроводження цілі за дальністю та швидкістю. При цьому ФМС має кращий показник розрізнення по дальності й швидкості, чим ЛЧМС із такою самою енергією, тривалістю й шириною спектра, а також кращими характеристиками точності.

Сигнально-енергетична модель (25), що заснована на використанні часо-частотної функції розузгодженості адитивної суміші корисних сигналів і перешкодових (шумових) сигналів, дозволяє проводити аналіз процесів виявлення, сумісного розрізнення сигналів за часом запізнювання й доплерівського зсуву, виміру цих параметрів, а також супроводження цілей за дальністю та швидкістю в умовах впливу перешкод. Крім того, зазначена модель дозволяє формулювати технічні вимоги по радіоелектронному захисту зазначених радіоелектронних систем від перешкод, а з іншого боку, підбирати найбільш ефективні перешкоди для радіоелектронного придушення таких систем.

РОЗРОБКА СИГНАЛЬНО-ЕНЕРГЕТИЧНОЇ МОДЕЛІ ФУНКЦІОНУВАННЯ РЛС УПРАВЛІННЯ ЗБРОЄЮ ЗРК ПРИ СУПРОВОДЖЕННІ ЦІЛЕЙ ЗА НАПРЯМКОМ В УМОВАХ РАДІОЕЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕННЯ АВІАЦІЙНИМИ ЗАСОБАМИ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ БОРОТЬБИ

Супроводження цілі за напрямком означає безперервне визначення даної координати цілі (азимуту або куту місця). Дисперсія оцінки напрямку на ціль D_β при визначенні координат методом мінімальної дисперсії визначається таким виразом [22, (12.9)]:

$$D_\beta = \frac{1}{\mathbf{e}^H(\beta) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{e}(\beta)}, \quad (26)$$

де $\mathbf{e}(\beta)$ – вектор комплексних просторових гармонік; $\mathbf{R}$ – кореляційна матриця сигналів на вході антенної решітки.

Відомі методи аналізу й оцінювання просторового спектра добре викладені в численних виданнях [22 – 28]. Випромінювана енергія від джерел хвильових процесів може мати різне походження, включаючи електромагнітне, акустичне і т. д. Антенна система перетворює одержувану енергію хвиль в електричні сигнали. Подібні процеси мають місце в системах радіо й звуко- локації, передачі інформації, астрофізики, сейсмології і т. д. Завдання виявлення та розрізнення деякої множини сигналів як у часовій і частотній, так і в просторовій області прямо пов'язане із проблемою оцінювання сигналів у відповідній області спостережень. У цьому розділі ми розглянемо алгоритми оцінювання просторового спектра сигналів. Багатоканальні антенні системи (решітки) забезпечують просторову та часову дискретизацію просторово-часових сигналів для їхньої подальшої обробки.

Стисла характеристика сигнально-енергетичної моделі функціонування РЛС управління зброєю ЗРК при супроводженні цілей по напрямку в умовах радіоелектронного подавлення авіаційними засобами радіоелектронної боротьби наведена в табл. 4.

Складові моделі	Опис складових моделі
Призначення, область застосування моделі РЕБ	Модель описує функціонування наземної РЛС управління зброєю ЗРК при супроводженні цілей за напрямком в умовах радіoeлектронного подавлення авіаційними засобами радіoeлектронної боротьби
Загальна характеристика системи РЕБ	Система РЕБ складається із довільної кількості станцій активних перешкод індивідуального захисту літаків, які здійснюють РЕП РЛС управління зброєю ЗРК
Детальна характеристика моделі РЕБ	Модель описується співвідношеннями (27) – (39), що дозволяють аналізувати просторовий спектр сигналів відбитих від цілей, які спостерігаються на фоні перешкод. Обмеження, що застосовуються, наведені нижче
Можливі напрями удосконалення моделі РЕБ	Оптимізація виду перешкоди в бік використання перешкод з негаусівським законом розподілення, а також імітаційних перешкод
Вимоги щодо сумісності з перспективними моделями РЕБ	Забезпечення візуалізації вихідного сигналу на основі співвідношень (29), (37), (38)

Розглянемо в загальному виді методику побудови сигнально-енергетичної моделі функціонування РЛС управління зброєю ЗРК при супроводженні цілей за напрямком в умовах радіoeлектронного подавлення авіаційними засобами радіoeлектронної боротьби.

Нехай на вході i -го елемента лінійної антенної решітки спостерігається адитивна суміш $a_i(t)$ M комплексних вузькосмугових сигналів $s_{l,i}(t)$, кожний з яких приходить від l -го точкового джерела, і комплексного квазібілого гаусівського шуму $n_i(t)$ з нульовим середнім:

$$a_i(t) = \sum_{l=1}^M s_{l,i}(t) + n_i(t) = \sum_{l=1}^M A_l \exp[j\omega_l t + \varphi_l] \exp[-j\omega_l \frac{d}{c} \sin \theta_l (i-1)] + n_i(t), \quad (27)$$

де $t = t_m = t_0 + m \cdot \Delta t$; $m = 0, 1, \dots, N-1$; 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 лінійної антенної решітки; частоти $\{f_l\}$ сигналів $\{s_{l,i}(t)\}$ є різними, однак розподілені рівномірно у вузькому інтервалі щодо деякої центральної частоти $f_c: f_l \in [f_c - \Delta F, f_c + \Delta F]$, $\Delta F \ll f_c$; 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 лінійної антенної решітки, $j = \sqrt{-1}$; $\mathbf{M}\{s_{l,i}(t)s_k(t)\} = 0$, $l \neq k$; $\mathbf{M}\{n_i(t)n_j(t)\} = 0$, $i \neq j$; $\mathbf{M}\{\cdot\}$ – 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_l – напрямок приходу сигналу $s_{l,i}(t)$; d – відстань між елементами в антенній решітці; c – швидкість поширення електромагнітних (ЕМ) хвиль.

Більшість алгоритмів оцінювання просторового спектра припускають формування оцінки кореляційної матриці (КМ) $\hat{\mathbf{R}}_a$ розмірності $n \times n$ на основі оцінки скалярного добутку між сигналами $a_i(t)$ і $a_k(t)$, $i = 1, \mathbf{K}, n$; $k = 1, \mathbf{K}, n$, які спостерігаються в i -му і k -му каналах лінійної антенної решітки відповідно:

$$\hat{\mathbf{R}}_a = \left\| R_{i,k}^a \right\| = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_1^T \bar{\mathbf{a}}_1 & \mathbf{a}_1^T \bar{\mathbf{a}}_2 & \dots & \mathbf{a}_1^T \bar{\mathbf{a}}_n \\ \mathbf{a}_2^T \bar{\mathbf{a}}_1 & \mathbf{a}_2^T \bar{\mathbf{a}}_2 & \dots & \mathbf{a}_2^T \bar{\mathbf{a}}_n \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ \mathbf{a}_n^T \bar{\mathbf{a}}_1 & \mathbf{a}_n^T \bar{\mathbf{a}}_2 & \dots & \mathbf{a}_n^T \bar{\mathbf{a}}_n \end{bmatrix}, \quad (28)$$

де $\mathbf{a}_i = [a_i(t_0), a_i(t_1), \mathbf{K}, a_i(t_{N-1})]^T$ – вектор, складений з відліків сигналу $a_i(t)$ (17), що спостерігається на вході i -го елемента лінійної антенної решітки; N – число відліків сигналу $a_i(t)$, що використовуються при обробці.

Оцінка мінімальної дисперсії (МД) просторового спектра була введена Дж. Кэймоном [23] для розв'язання задачі просторово-часового аналізу багатомірних сигналів в антенних решітках. Спектральна Мд-оцінка $\hat{P}_{MV}(\theta)$ визначається виразом (див., наприклад, [22, (12.1)]):

$$\hat{P}_{MV}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{e}(\theta)^T \hat{\mathbf{R}}_a^{-1} \mathbf{e}(\theta)}; \quad (29)$$

$$\mathbf{e}(\theta) = [1, \exp[-j\omega_c \frac{d}{c} \sin \theta], \dots, \exp[-j\omega_c \frac{d}{c} (K-1) \sin \theta]]^T, \quad (30)$$

де θ – дискретний параметр кута приходу сигналу; $\hat{\mathbf{R}}_a$ – оцінка КМ (18) векторів $\{\mathbf{a}_i\}$, складених з відліків сигналу $a_i(t)$ (17); $\mathbf{e}(\theta)$ – вектор комплексних просторових гармонік; $\overline{\mathbf{e}(\theta)}^T$ – транспонований вектор, комплексно-сполучений вихідному $\mathbf{e}(\theta)$; $\omega_c = 2\pi f_c = \text{const}$, f_c – центральна частота, навколо якої розподілені несучі частоти сигналів $s_{l,i}(t)$, що спостерігаються в i -му каналі лінійної антенної решітки; $l = 1, \mathbf{K}, M$; $i = 1, \mathbf{K}, n$; d – відстань між елементами в антенній решітці; c – швидкість поширення ЕМ хвиль; $K \times K$ – розмірність матриці $\hat{\mathbf{R}}_a$, $K = n$.

Використовуючи відоме розкладання ермітової матриці $\hat{\mathbf{R}}_a$ по власних векторах $\{\mathbf{v}_k\}$ і власним значенням $\{\lambda_k\}$ (див., наприклад, [22, (3.86), (3.88)]):

$$\hat{\mathbf{R}}_a = \sum_{i=1}^K \lambda_i \mathbf{v}_i \bar{\mathbf{v}}_i^T, \quad \hat{\mathbf{R}}_a^{-1} = \sum_{i=1}^K \frac{1}{\lambda_i} \mathbf{v}_i \bar{\mathbf{v}}_i^T. \quad (31)$$

Мд-оцінка (29) може бути представлена в наступному вигляді:

$$\hat{P}_{MV}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{e}(\theta)^T \left(\sum_{i=1}^K \frac{1}{\lambda_i} \mathbf{v}_i \bar{\mathbf{v}}_i^T \right) \mathbf{e}(\theta)}. \quad (32)$$

До класу методів спектрального оцінювання, заснованих на аналізі власних векторів оцінки КМ, належать метод власних векторів [24], метод MUSIC (Multiple Signal Classification/ Класифікації сигналів із множини) [25], метод мінімальної норми [26] і метод ESPRIT (Estimation

of signal parameters via rotational invariance techniques/ Оцінювання параметрів сигналу шляхом використання інваріанту обертання [27, 28]. Повернемося до розгляду моделі адитивної взаємодії M вузькосмугових сигналів $a_i(t)$ на фоні комплексного гаусівського шуму (27), яка у векторній формі може бути записана в наступному виді:

$$\mathbf{a}_i = \sum_{l=1}^M \mathbf{s}_{l,i} + \mathbf{n}_i, \quad (33)$$

де вектори сигналів представлені своїми відліками:

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_i &= [a_i(t_0), a_i(t_1), \mathbf{K}, a_i(t_{N-1})]^T; \\ \mathbf{s}_{l,i} &= [s_{l,i}(t_0), s_{l,i}(t_1), \mathbf{K}, s_{l,i}(t_{N-1})]^T; \\ \mathbf{n}_i &= [n_i(t_0), n_i(t_1), \mathbf{K}, n_i(t_{N-1})]^T; \\ f_l; l &= 1, 2, \mathbf{K}, M; m = 0, 1, \mathbf{K}, N-1. \end{aligned}$$

Тоді $K-1-M$ власних векторів $\mathbf{v}_M, \mathbf{K}, \mathbf{v}_{K-1}$ підпростору шуму КМ $\hat{\mathbf{R}}_a$ (18) будуть ортогональні векторам вузькосмугових сигналів $\{s_{l,i}\}$ на відповідних кутах приходу, тому лінійна комбінація дорівнює нулю:

$$\overline{\mathbf{e}(\theta_l)}^T \left(\sum_{i=M+1}^K \alpha_i \mathbf{v}_i \bar{\mathbf{v}}_i^T \right) \mathbf{e}(\theta_l) = 0, \quad (34)$$

$$\hat{P}_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{\overline{\mathbf{e}(\theta)}^T \left(\sum_{i=M+1}^K \mathbf{v}_i \bar{\mathbf{v}}_i^T \right) \mathbf{e}(\theta)} = \frac{1}{\overline{\mathbf{e}(\theta)}^T (\mathbf{V}' \mathbf{V}'^T) \mathbf{e}(\theta)}, \quad (35)$$

де θ – дискретний параметр кута приходу сигналу; $\mathbf{e}(\theta)$ – вектор комплексних просторових гармонік; $\overline{\mathbf{e}(\theta)}^T$ – транспонований вектор, комплексно-сполучений вихідному $\mathbf{e}(\theta)$; $\omega_c = 2\pi f_c = \text{const}$, f_c – центральна частота, навколо якої розподілені несучі частоти сигналів $s_{l,i}(t)$, що спостерігаються в i -му каналі лінійної антенної решітки; $l = 1, \mathbf{K}, M$; $i = 1, \mathbf{K}, n$; d – відстань між елементами в антенній решітці; c – швидкість поширення ЕМ хвиль; θ_l – напрямок приходу сигналу $s_{l,i}(t)$; $\{\alpha_k\}$ – довільні постійні; $K \times K$ – розмірність матриці $\hat{\mathbf{R}}_a$, $K = n$.

Це означає, що функція оцінки виду:

$$\hat{P}(\theta) = \frac{1}{\overline{\mathbf{e}(\theta)}^T \left(\sum_{i=M+1}^K \alpha_i \mathbf{v}_i \bar{\mathbf{v}}_i^T \right) \mathbf{e}(\theta)} \quad (36)$$

приймає нескінченне значення на куті $\theta = \theta_l$ одного з вузькосмугових сигналів (27). На практиці, через вплив шуму функція (36) буде приймати на кутах $\theta = \theta_l$ кінцеві значення, маючи досить гострі піки.

Використовуючи відоме розкладання ермітової кореляційної матриці (КМ) $\hat{\mathbf{R}}_a$ по власних векторах $\{\mathbf{v}_k\}$ і власним значенням $\{\lambda_k\}$ (31), а також проводячи паралель із Мд-оцінкою $\hat{P}_{MV}(\theta)$ (29) і приймаючи у формулі (36) $\alpha_i = 1/\lambda_i$, одержимо оцінку, побудовану на власних векторах (вв-оцінку) з урахуванням власних значень КМ $\hat{\mathbf{R}}_a$ (28):

$$\hat{P}_{EV}(\theta) = \frac{1}{\overline{\mathbf{e}(\theta)}^T \left(\sum_{i=M+1}^K \frac{1}{\lambda_i} \mathbf{v}_i \bar{\mathbf{v}}_i^T \right) \mathbf{e}(\theta)}, \quad (37)$$

де, нагадаємо, $\mathbf{e}(\theta)$ – вектор комплексних просторових гармонік, який визначається формулою (30); M – число вузькосмугових сигналів у спостережуваній адитивній суміші (28); $K \times K$ – розмірність КМ $\hat{\mathbf{R}}_a$, $K = n$.

Використовуючи відоме розкладання ермітової КМ $\hat{\mathbf{R}}_a$ по власних векторах $\{\mathbf{v}_i\}$ і власним значенням $\{\lambda_i\}$ (31), а також проводячи паралель зі вв-оцінкою $\hat{P}_{MV}(\theta)$ (37) і приймаючи у формулі (36) $\alpha_i = 1$ для $\forall i$, отримаємо спектральну MUSIC-оцінку $\hat{P}_{MUSIC}(f)$, побудовану на власних векторах з урахуванням власних значень КМ $\hat{\mathbf{R}}_a$ (31):

$$\hat{P}_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{\overline{\mathbf{e}(\theta)}^T \left(\sum_{i=M+1}^K \mathbf{v}_i \bar{\mathbf{v}}_i^T \right) \mathbf{e}(\theta)} = \frac{1}{\overline{\mathbf{e}(\theta)}^T (\mathbf{V}' \mathbf{V}'^T) \mathbf{e}(\theta)}, \quad (38)$$

де, нагадаємо, $\mathbf{e}(\theta)$ – вектор комплексних просторових гармонік, який визначається формулою (30); M – кількість вузькосмугових сигналів у спостережуваній адитивній суміші (17); $K \times K$ – розмірність КМ $\hat{\mathbf{R}}_a$, $K = n$; $\mathbf{V}'$ – матриця, пов'язана з підпростором шуму, отримана в результаті усикання матриці $\mathbf{V} = \|\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{K}, \mathbf{v}_K\|$ розмірності, складеної із власних векторів $\{\mathbf{v}_i\}$ оцінки КМ $\hat{\mathbf{R}}_a$ (28) адитивної суміші (27):

$$\mathbf{V}' = \text{submatrix}(\mathbf{V}, 1, K, M+1, K) = \|\mathbf{v}'_{M+1}, \mathbf{v}'_{M+2}, \dots, \mathbf{v}'_K\|, \quad (39)$$

де $\text{submatrix}(\mathbf{A}, r_i, r_j, c_i, c_j)$ – функція витягу 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 $K \times K$, $i = 1, \mathbf{K}, K$, $k = 1, \mathbf{K}, K$; матриця $\mathbf{V}' = \|\mathbf{v}'_{M+1}, \mathbf{v}'_{M+2}, \mathbf{K}, \mathbf{v}'_K\|$ має розмірність $K \times (K-M)$; M – очікувана кількість вузькосмугових сигналів у суміші (27), $M < K$.

Приклад. Нехай на вході i -го елемента лінійної антенної решітки спостерігається адитивна суміш $a_i(t)$ $M=8$ 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 (27).

У розглянутому прикладі амплітуди вузькосмугових сигналів $s_l(t)$ обрані рівними $A_l = A$, причому забезпечуються співвідношення сигнал – шум SNR у кожному i -му каналі антенної решітки рівними SNR=50 дБ, D_n – дисперсія шуму $n_i(t)$; $F_n > 2 \max\{f_l\}$, де F_n – верхня гранична частота СЦП квазібілого гаусівського шуму $n_i(t)$. Число відліків N випадкового процесу $a_i(t)$ (27), що використовуються при формуванні оцінок КМ $\hat{\mathbf{R}}_a$ (18), $N=2048$. Число елементів антенної решітки n , і відповідно, розмірність K КМ $\hat{\mathbf{R}}_a$ (28) $K = n = 31$. Сигнали $s_l(t)$ надходять на вхід антенної решітки з напрямків:

$$\begin{aligned} \theta_1 = -32^\circ, \theta_2 = -30^\circ, \theta_3 = -15^\circ, \theta_4 = -10^\circ, \theta_5 = 13.85^\circ, \\ \theta_6 = 10.85^\circ, \theta_7 = 26^\circ, \theta_8 = 30^\circ. \end{aligned}$$

На рис. 10а показана реалізація MUSIC-оцінки просторового спектра $\hat{P}_{MUSIC}(\theta)$ суміші $a_i(t)$ (27), що отримана в результаті обчислення співвідношення (38) для вихідної ситуації, описаної вище. Дійсні положення кутів $\{\theta_l\}$ приходу сигналів $\{s_l(t)\}$ із суміші (27)

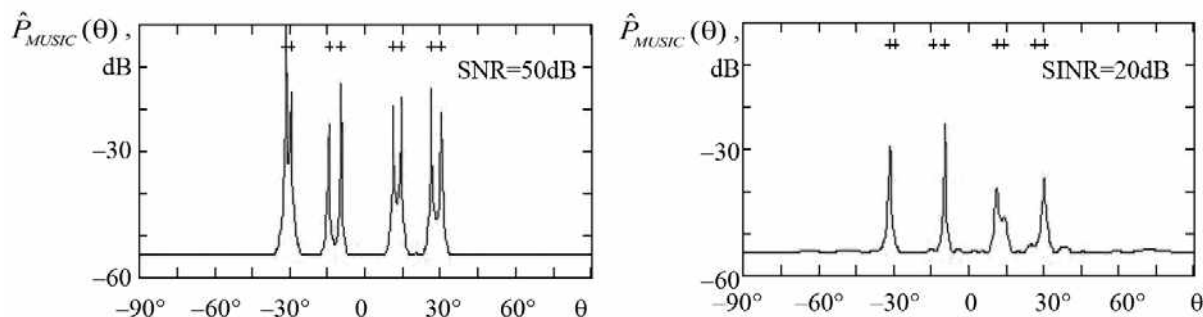


Рис. 10. Реалізація MUSIC-оцінки просторового спектра $\hat{P}_{MUSIC}(\theta)$ суміші $a_i(t)$; а) в результаті обчислення співвідношення (38); б) при впливі перешкоди

показані знаком «+». На рис. 10б показана реалізація MUSIC- оцінки просторового спектра $\hat{P}_{MUSIC}(\theta)$ (38) суміші $a_i(t)$ (27) при впливі перешкоди для вихідної ситуації, описаної вище, при цьому співвідношення сигнал – перешкода + шум SINR склало величину SINR=20 дБ.

З рисунків можна бачити, що перешкода впливає на можливості точного виміру напрямку на ціль, а виходить, й на можливості супроводження цілі за напрямком. Крім того, при впливі перешкоди погіршується роздільна здатність за напрямком.

Сигнально-енергетичні моделі (29), (37) і (38), засновані на методах оцінювання просторового спектра: мінімальної дисперсії, власних векторів і MUSIC відповідно, дозволяють аналізувати процеси вимірювання кутових координат, а також супроводження цілей за напрямками в сучасних РЛС з антенними решітками й цифровою обробкою сигналів в умовах впливу перешкод. Крім того, зазначені моделі дозволяють формувати технічні вимоги по радіоелектронному захисту зазначених радіоелектронних систем від перешкод, а з іншого боку, підбирати найбільш ефективні перешкоди для РЕП таких систем.

ВИСНОВКИ

1. Отримані моделі функціонування РЛС управління зброєю ЗРК в умовах РЕП дозволяють:

здійснювати симуляцію роботи РЛС, що досліджується, на ЕОМ; оцінювати ефективність роботи РЛС в умовах впливу перешкод;

контролювати сигнально-енергетичні співвідношення між корисними сигналами та перешкодовими сигналами;

обґрунтовувати основні вимоги до РЛС з питань радіоелектронного захисту;

обирати оптимальні види перешкод для здійснення РЕП сучасних РЛС управління зброєю ЗРК.

2. Отримані моделі функціонування сучасних СПІ в умовах РЕП є основою для обґрунтування основних вимог до авіаційних засобів РЕБ індивідуального захисту літаків.

СПИСОК ПОСИЛАНЬ

1. Ярош С.П. Аналіз характеристик сучасних засобів радіоелектронної боротьби авіаційного базування. Системи озброєння і військова техніка. Харків: ХУПС. 2014. № 3(39). С. 72—80.

2. Клименко В.В., Конотопець М.М., Попов А.О., Целіщев І.Ю. Стан та перспективи розвитку сучасних бортових авіаційних засобів РЕБ ЗС РФ. 3б. наук. пр. ДНДІА № 10(17). Київ: ДНДІА. 2014. С. 26—33.
3. Electronic Warfare Handbook. The Shephard Press Ltd. 2008. 120 p.
4. Палий А.И. Радиоэлектронная борьба. М.: Воениздат. 1989. 350 с.
5. Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы. М.: Высшая школа. 1990. 496 с.
6. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь. 1981. 416 с.
7. Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием. М.: Радиотехника. 2003.
8. Лебедев В., Варламов С., Крючков В., Малютин Н. Вооружение Воздушно-космических сил России. Т.1. Современная техника ВКО и РЭБ России. М.: Студия Этика. 2016. 560 с.
9. Welch, M. & Pywell, M. (2012). Electronic Warfare Test and Evaluation. NATO Research and Technology Organization. 314 p.
10. Adamy, D.L. (2006). Introduction to Electronic Warfare Modeling and Simulation: Radar, Sonar and Navigation. Scitech Publ. 242 p.
11. 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. <https://doi.org/10.1155/2018/3580536>.
12. Vaseghi, S.V. (2000). Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction. 2nd Ed. John Wiley and Sons.
13. Antoniou, A. (2006). Digital Signal Processing: Signal, Systems and Filters. McGraw-Hill.
14. Widrow, B. & Stearns, S.D. (1985). Adaptive Signal Processing. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ.
15. Haykin, S. (1991). Advances in Spectrum Analysis and Array Processing. Vol. 1 and 2. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall.
16. Johnson, D.H. & Dudgeon, D.E. (1992). Array Signal Processing: Concepts and Methods. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall.
17. Haykin, S. (1995). Advances in Spectrum Analysis and

- Array Processing. Vol. 3. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall.
18. 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.
 19. Monzingo, R.A. & Miller, T.W. (1980). *Introduction to Adaptive Arrays*. John Wiley and Sons.
 20. Tuzlukov, V. (2018). *Signal Processing in Radar Systems*. CRC Press. 624 p.
 21. Barton, D.K. (2005). *Radar System Analysis and Modeling*. Artech House. 564 p.
 22. Marple, S.L. (1987). *Digital Spectral Analysis with Applications*. Prentice Hall. 492 p.
 23. Capon, J. (1969). High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. *Proc. IEEE*. Vol. 57. Pp. 1408—1418.
 24. Bangs, W.J. (1971). *Array Processing with Generalized Beamformers*. Ph.D thesis, Yale Univ. New Haven, CT.
 25. Johnson, D.H. (1982). Application of spectral estimation methods in bearing estimation problems. *Proc. IEEE*. Vol. 70. Pp. 1018—1028.
 26. Schmidt, R.O. (1979). Multiple emitter location and signal parameter estimation. *Proc. RADC, Spectral Estimation Workshop, Rome, New York*. Pp. 243—258.
 27. 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.
 28. Paulraj, A., Roy, R. & Kailath, T. (1986). A subspace rotation approach to signal parameter estimation. *Proc. of IEEE* 74 (7). Pp. 1044—1046.
 29. 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.
 30. nization. 314 p.
 10. Adamy, D.L. (2006). *Introduction to Electronic Warfare Modeling and Simulation: Radar, Sonar and Navigation*. Scitech Publ. 242 p.
 11. 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*. <https://doi.org/10.1155/2018/3580536>.
 12. Vaseghi, S.V. (2000). *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*. 2nd Ed. John Wiley and Sons.
 13. Antoniou, A. (2006). *Digital Signal Processing: Signal, Systems and Filters*. McGraw-Hill.
 14. Widrow, B. & Stearns, S.D. (1985). *Adaptive Signal Processing*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ.
 15. Haykin, S. (1991). *Advances in Spectrum Analysis and Array Processing*. Vol. 1 and 2. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall.
 16. Johnson, D.H. & Dudgeon, D.E. (1992). *Array Signal Processing: Concepts and Methods*. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall.
 17. Haykin, S. (1995). *Advances in Spectrum Analysis and Array Processing*. Vol. 3. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall.
 18. 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.
 19. Monzingo, R.A. & Miller, T.W. (1980). *Introduction to Adaptive Arrays*. John Wiley and Sons.
 20. Tuzlukov, V. (2018). *Signal Processing in Radar Systems*. CRC Press. 624 p.
 21. Barton, D.K. (2005). *Radar System Analysis and Modeling*. Artech House. 564 p.
 22. Marple, S.L. (1987). *Digital Spectral Analysis with Applications*. Prentice Hall. 492 p.
 23. Capon, J. (1969). High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. *Proc. IEEE*. Vol. 57. Pp. 1408—1418.
 24. Bangs, W.J. (1971). *Array Processing with Generalized Beamformers*. Ph.D. thesis, Yale University, New Haven, CT.
 25. Johnson, D.H. (1982). Application of spectral estimation methods in bearing estimation problems. *Proc. IEEE*. Vol. 70. Pp. 1018—1028.
 26. Schmidt, R.O. (1979). Multiple emitter location and signal parameter estimation. *Proc. RADC, Spectral Estimation Workshop, Rome, New York*. Pp. 243—258.
 27. 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.
 28. Paulraj, A., Roy, R. & Kailath, T. (1986). A subspace rotation approach to signal parameter estimation. *Proc. of IEEE* 74 (7). Pp. 1044—1046.
 29. 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.

REFERENCES

1. Yarosh, S.P. (2014). Analysis of characteristics of modern aircraft EW systems. *Weapon Systems and Military Technique*. Harkiv: HUPS. № 3(39). Pp. 72—80.
2. Klimenko, V.V., Konotopets, M.M., Popov, A.O. & Tselishev, I.Yu. (2014). The state-of-the art and perspectives of modern aircraft EW systems of Armed Forces of Russian Federation. *Proc. of DNDIA*. № 10(17). K.: DNDIA. Pp. 26—33.
3. *Electronic Warfare Handbook*. The Shephard Press Ltd. 2008. 120 p.
4. Paliy, A.I. *Electronic Warfare*. M.: Voenizdat. 1989. 350 p.
5. Grishin, Yu.P., Ipatov, V.P., Kazarinov, Yu.M. (1990). *Radioengineering systems*. M.: Vysshaya shkola. 496 p.
6. Shirman, Ya.D. & Manzhos, V.N. (1981). *Theory and technique of processing radar information in interference background*. M.: Radio i Sviaz. 416 p.
7. Perunov, Yu.M., Fomichev, K.I. & Yudin, L.M. *Electronic jamming information channels of weapon control systems*. M.: Radiotekhnika. 2003.
8. Lebedev, V., Varlamov, S., Kryuchkov, V. & Malyutin, N. (2016). *Weapon System of Russian Air and Space Forces*. Vol. 1. Modern Air and Space Defence Weapons and EW Systems of Russia. M.: Ethnica Studio Publishing. 560 p.
9. Welch, M. & Pywell, M. (2012). *Electronic Warfare Test and Evaluation*. NATO Research and Technology Orga-

Zibin S., Popov A., Tverdochlibov V.

**MODELING OF ELECTRONIC COUNTER
MEASURES AGAINST FIRE CONTROL RADAR
OF AIR DEFENSE SYSTEM**

It is marked that efficient deployment of tactical aviation under conditions of anti-aircraft warfare is impossible without exploiting aircraft EW self-protection systems. It is claimed that determining technical requirements for aircraft EW self-protection systems assumes modeling of electronic counter measures against fire control radar of air defense system, so that minimally such the models must include: space-energetic model and signal-energetic models of air defense system fire control radar functioning providing aim range tracking, range and speed tracking and angle tracking under jamming condition created by aircraft EW self-protection systems. The considered models are briefly described in a tabular form. Within space-energetic model jamming (jamming-free) zones are calculated. This model allows determining main energetic parameters for aircraft EW self-protection systems. Within signal-energetic model of air defense system fire control radar functioning providing aim range tracking, range and speed tracking, we use relationships that allow determining accuracies of joint and separate time delay and Doppler shift estimation and also radar resolution in these parameters. Within signal-energetic model of air defense system fire control radar functioning providing angle tracking we use relationships defining spatial spectrum estimation algorithms. These relationships allow determining accuracy of aim angle coordinates estimation and radar resolution in an angle coordinate. It is pointed that considered models of air defense system fire control radar functioning form the basis for determining main technical requirements for aircraft EW self-protection systems.

Keywords: modeling of Electronic Counter Measures, air defense system, fire control radar, aircraft EW self-protection system, matched filter, time-frequency mismatching function, spatial spectrum estimation, signal-to-noise ratio, signal-to-interference+noise ratio.

Відомості про авторів:

Зібін Сергій Данилович

кандидат технічних наук

науковий співробітник

Центрального науково-дослідного інституту озброєння та військової техніки Збройних Сил України

м. Київ, Україна

<https://orcid.org/0000-0002-9426-2380>

Попов Андрій Олексійович

кандидат технічних наук

провідний науковий співробітник

Центрального наукового-дослідного інституту 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

начальник науково-дослідного управління Центрального науково-дослідного інституту 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 Science

Researcher

Central Scientific Research Institute of Armament and

Military Equipment of Armed Forces of Ukraine

Kyiv, Ukraine

<https://orcid.org/0000-0002-9426-2380>

Popov Andrey

Candidate of Technical Science

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>

Tverdochlibov Volodimir

Candidate of Technical Science

Senior Researcher

Chief of Scientific Research Management

Central Scientific Research Institute of Weapons and Military

Equipment of the Armed Forces of Ukraine

Kyiv, Ukraine

<https://orcid.org/0000-0002-6802-9796>

Стаття надійшла до редколегії 06.08.2021.