

УДК 621.391.8+621.396.96

DOI: [https://doi.org/1034169/2414-0651.2024.3\(43\).82-95](https://doi.org/1034169/2414-0651.2024.3(43).82-95)

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>

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

ОЦІНКА ПЕРЕШКОДОЗАХИЩЕНОСТІ БОРТОВИХ ПРИЙМАЧІВ СИГНАЛІВ СУПУТНИКОВИХ РАДІОНАВІГАЦІЙНИХ СИСТЕМ ПОВІТРЯНОГО БАЗУВАННЯ

Наводиться методика оцінки перешкодостійкості та перешкодозахищеності бортових приймачів сигналів супутникових радіонавігаційних систем (СРНС) в умовах впливу наземних засобів радіоелектронної боротьби (РЕБ). Запропонована методика заснована на моделях РЕБ з такими системами, при цьому такі моделі містять сигнально-енергетичні та просторово-енергетичні моделі функціонування бортових приймачів сигналів СРНС, у тому числі перешкодозахищених. Зазначається, що запропоновані моделі функціонування бортових приймачів сигналів СРНС в умовах радіоелектронного подавлення дозволяють обґрунтовувати основні тактико-технічні вимоги до наземних засобів РЕБ та, з іншого боку, вимоги з радіоелектронного захисту до бортових приймачів сигналів СРНС.

Ключові слова: перешкодозахищеність, перешкодостійкість, супутникові радіонавігаційні системи (СРНС), приймач сигналів СРНС, радіоелектронне подавлення, антенна решітка, просторова фільтрація сигналів, засіб радіоелектронної боротьби, коефіцієнт подавлення приймача сигналів СРНС, коефіцієнт подавлення перешкоди.

ВСТУП

В сучасних умовах розвиток та застосування озброєння та військової техніки спрямовані на вирішення завдань виявлення об'єктів ураження, передачі інформації, а також управління зброєю, насамперед, високоточною (ВТЗ). Досвід відбиття збройної агресії російської федерації, а також досвід воєнних конфліктів останніх десятиріч переконливо свідчать про високу ефективність

ВТЗ, яка дозволяє оперативно здійснювати ураження відповідних цілей в усіх сферах ведення воєнних дій. Потрібна точність наведення ВТЗ на об'єкти (цілі) ураження досягається шляхом комплексування бортових навігаційних систем різного функціонального призначення. Зниження ефективності ВТЗ можливо за рахунок спеціально організованого впливу на інформаційні канали управління зброєю шляхом радіоелектронного подавлення (РЕП) відповідних радіоелектронних засобів (РЕЗ), у тому числі бортових приймачів сигналів супутникових радіонавігаційних систем (СРНС). Для вирішення цих завдань застосовуються засоби радіоелектронної боротьби (РЕБ), які забезпечують РЕП каналів розвідки, навігації, передачі інформації та управління шляхом створення достатньо потужних перешкод, спектральні характеристики яких повинні бути оптимальними для конкретних сигналів РЕЗ, які є цілями РЕП.

Так, наприклад, відомо, що функціонал РЕП приймачів сигналів СРНС реалізовано в таких зразках багатофункціональних комплексів радіоелектронної боротьби (РЕБ) противника: «Леер-2», ТОВ «НДІ “Еталон”»; «Инфауна» (РБ-531Б), ВАТ Концерн «Созвездие»; «Репеллент», «Репеллент-1», ВАТ «Научно-технический центр радиоэлектронной борьбы»; автоматизованій станції перешкод Р-330Ж, ВАТ Концерн «Созвездие»; комплексі РЕБ з безпілотними літальними апаратами (БПЛА) «Шиповник-Аэро», ВАТ «Вега» [1–3]. Спеціально призначена для РЕП приймачів сигналів СРНС, розміщених на борту засобів повітряного нападу (ЗПН) (літаках ударної авіації, крилатих ракетах, боєприпасах РСЗВ та керованих авіаційних бомбах) просторово-розподілена система прикриття об'єктів від ураження ВТЗ «Поле-21» (РБ-451), ФПГ «Оборонительные системы» [2, 3].

Досвід створення засобів РЕБ з приймачами сигналів СРНС ЗПН та результати проведення їх випробувань свідчать про те, що важливі для оборони країни проекти іноді реалізуються без належного науково-технічного супроводження та експертизи, передбаченої Законом України про наукову і науково-технічну експертизу, що призводить з одного боку, до зайвих витрат матеріально-технічних та людських ресурсів, які залучаються на випробування, а з іншого – до виявлення суттєвих недоліків зразків, які можна було передбачити на етапі їх розробки. Для обґрунтування технічних вимог до засобів РЕБ із бортовими приймачами сигналів СРНС ЗПН у ході їх розробки необхідно мати моделі РЕБ з ними. Такі моделі повинні містити сигнально-енергетичні та просторово-енергетичні моделі функціонування приймача сигналів СРНС в умовах РЕП наземними засобами РЕБ, розробка яких є предметом дослідження цієї роботи.

АНАЛІЗ ОСТАННІХ ДОСЛІДЖЕНЬ І ПУБЛІКАЦІЙ

Аналіз стану розвитку засобів РЕБ з приймачами сигналів СРНС розглянуто в роботах [1–4]. Загальні характеристики сигналів СРНС і їх приймачів, а також алгоритми функціонування приймачів сигналів СРНС наведені в роботах [5–10]. Характеристики антен, що застосовуються в приймачах сигналів СРНС, розглянуті в роботах [11–14]. Загальним питанням обробки сигналів в антенних решітках присвячені роботи [15–17].

Питання РЕП, оцінки перешкодостійкості та перешкодо захищеності приймачів сигналів СРНС досліджуються в роботах [18–23]. Результати досліджень питань радіоелектронного захисту приймачів сигналів СРНС від впливу перешкод представлено в роботах [24–35]. Загальні питання проведення випробувань в галузі РЕБ, моделювання та симуляції РЕП сучасних РЕЗ радіолокації та навігації представлені в роботах [36–39]. Створення моделей функціонування РЕЗ навігації розглядається в роботах [23, 40–42].

Метою роботи є, по-перше, постановка та вирішення завдання створення моделей функціонування бортових приймачів сигналів СРНС ЗПН в умовах РЕП для подальшого формулювання основних тактико-технічних вимог до перспективних наземних засобів РЕБ з такими системами, а по-друге, визначення методологічних основ для обґрунтування вимог з радіоелектронного захисту до бортових приймачів сигналів СРНС.

РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ

1. Розробка сигнально-енергетичної моделі функціонування бортового приймача СРНС в умовах радіоелектронного подавлення наземними засобами РЕБ

Побудова супутникового та термінального сегментів будь-якої СРНС передбачає використання декількох кодів у кожному з діапазонів частот, які суттєво відрізняються своїми частотно-часовими характеристиками та рівнем перешкодостійкості. Основні характеристики кодованих сигналів, які використовуються в СРНС NAVSTAR та ГЛОНАСС, наведені в [5; табл. В.3].

При розробці сигнально-енергетичної моделі функціонування бортового приймача СРНС в умовах РЕП наземними засобами РЕБ використовуються основні співвідношення, які характеризують алгоритми генерації сигналів, що застосовуються в L1 та L5 діапазонах СРНС NAVSTAR та побудовані на кодах L1 C/A та L5I, L5Q. Зазвичай, кодований навігаційний сигнал, що застосовується у СРНС, має синфазну $I(t)$ та квадратурну $Q(t)$ компоненти, які у [5; табл. В.3] позначаються літерами I та Q відповідно [6]:

$$s(t) = I(t) + j \cdot Q(t) = c_I(t)d(t)\cos(2\pi f_0) + c_Q(t)d(t) \cdot j \cdot \sin(2\pi f_0), \quad (1)$$

де $d(t)$ – навігаційні дані; $c_I(t)$, $c_Q(t)$ – коди, якими модулюється послідовність даних $d(t)$ синфазної або квадратурної компоненти навігаційного сигналу; f_0 – несуча частота сигналу; $j = \sqrt{-1}$.

Навігаційні сигнали, які застосовуються в L1 та L5 діапазонах СРНС NAVSTAR, визначаються такими співвідношеннями відповідно [6–9]:

$$s_{L1}(t) = c_P(t)d(t)\cos(2\pi f_{L1}) + c_{CA}(t)d(t) \cdot j \cdot \sin(2\pi f_{L1}) \quad (2)$$

$$s_{L5}(t) = c_{L5I}(t)d(t)\cos(2\pi f_{L5}) + c_{L5Q}(t)d(t) \cdot j \cdot \sin(2\pi f_{L5}) \quad (3)$$

де $c_P(t)$, $c_{CA}(t)$ – P та C/A коди діапазону L1 відповідно; $c_{L5I}(t)$, $c_{L5Q}(t)$ – I та Q коди діапазону L5 відповідно.

Для подальшого спрощення матеріалу, що викладається, оцінку перешкодостійкості здійснимо лише для

квадратурної компоненти $Q_{L1}(t)$ сигналу $s_{L1}(t)$ та синфазної компоненти $I_{L5}(t)$ сигналу $s_{L5}(t)$:

$$Q_{L1}(t) = c_{CA}(t)d(t)\sin(2\pi f_{L1}); \quad (4)$$

$$I_{L5}(t) = c_{L5I}(t)d(t)\cos(2\pi f_{L5}). \quad (5)$$

Код $c_{CA,k}(t)$ (4) k -го супутника визначається такими співвідношеннями [6–9]:

$$c_{CA,k}(t) = \text{sgn}[c_{CA,k}(G1, G2, \mathbf{p}_k, a, b, i) - \frac{1}{2}]; \quad (6)$$

$$i = \text{trunc}[t / \Delta T_{ch,CA}];$$

$$c_{CA,k}(G1, G2, \mathbf{p}_k, a, b, i) = \begin{cases} c_i = \mathbf{p}_{k,i}, & i \leq 9; \\ c_i = G1_i \oplus G2_{i-a+1} \oplus G2_{i-b+1}, & i > 9 \end{cases}; \quad (7)$$

$$G1(\mathbf{g}, i) = \begin{cases} c_i = \mathbf{g}_i, & i \leq 9; \\ c_i = c_{i-3} \oplus c_{i-10}, & i > 9; \end{cases} \quad (8)$$

$$G2(\mathbf{g}, i) = \begin{cases} c_i = \mathbf{g}_i, & i \leq 9; \\ c_i = c_{i-2} \oplus c_{i-3} \oplus c_{i-6} \oplus \oplus c_{i-8} \oplus c_{i-9} \oplus c_{i-10}, & i > 9, \end{cases} \quad (9)$$

де $G1, G2$ – послідовності максимальної довжини (М-послідовності), що визначаються співвідношеннями (8) і (9) відповідно до їх породжувальних багаточленів $G2 = 1 + x^2 + x^3 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10}$, $G1 = 1 + x^3 + x^{10}$; a, b – фази М-послідовності $G2$, які визначаються у відповідності до [7; табл. 3-1a]; $\mathbf{p}_k$ – вектор, який визначає перші 10 символів коду C/A у відповідності до [7; табл. 3-1a]; $\mathbf{g}$ – вектор, який визначає перші 10 символів кодів $G1, G2$, $\mathbf{g} = [\underbrace{111\dots1}_{10}]^T$; $\text{trunc}[x]$ – функція, що повер-

тає цілу частину дійсного числа x шляхом відкидання дрібної частини; $\Delta T_{ch,CA}$ – тривалість символу (чипу) коду C/A; $i = 0, 1, \dots, N_{CA} - 1$; $N_{CA} = 1023$ – кількість символів коду C/A.

Код $c_{L5I,k}(t)$ (5) k -го супутника визначається такими співвідношеннями [6–9]:

$$c_{L5I,k}(t) = \text{sgn}[c_{L5I,k}(X_A, X_{BI}, \mathbf{p}_k, j) - \frac{1}{2}]; \quad (10)$$

$$j = \text{trunc}[t / \Delta T_{ch,L5I}];$$

$$c_{L5I,k}(X_A, X_{BI}, \mathbf{p}_k, j) = \begin{cases} c_j = X_{BI,k}(j), & j \leq N_{L5} - N_X - 1; \\ c_j = X_A[\text{mod}(j - (N_{L5} - N_X), N_X)] \oplus X_{BI,k}[\text{mod}(j, N_X)], & j > N_{L5} - N_X - 1 \end{cases} \quad (11)$$

$$X_A(\mathbf{g}, i) = \begin{cases} c_i = \mathbf{g}_i, & i \leq 12; \\ c_i = c_{i-9} \oplus c_{i-10} \oplus c_{i-12} \oplus c_{i-13}, & i > 12 \end{cases} \quad (12)$$

$$X_{BI}(\mathbf{p}_k, i) = \begin{cases} c_i = \mathbf{p}_{k,i}, & i \leq 12; \\ c_i = c_{i-1} \oplus c_{i-3} \oplus c_{i-4} \oplus c_{i-6} \oplus \oplus c_{i-7} \oplus c_{i-8} \oplus c_{i-12} \oplus c_{i-13}, & i > 12 \end{cases} \quad (13)$$

де X_A, X_{BI} – послідовності максимальної довжини (М-послідовності), що визначаються співвідношеннями (12), (13) відповідно до їх породжувальних багаточленів $X_{BI} = 1 + x + x^3 + x^4 + x^6 + x^7 + x^8 + x^{12} + x^{13}$
 $X_A = 1 + x^9 + x^{10} + x^{12} + x^{13}$, $\mathbf{p}_k$ – вектор, який визначає перші 13 символів коду X_{BI} у відповідності до [8; табл. 3-Ia]; $\mathbf{g}$ – вектор, який визначає перші 13 символів коду X_A , $\mathbf{g} = [\underbrace{111\dots 1}_{13}]^T$; $\text{trunc}[x]$ – функція, що повертає цілу частину дійсного числа x шляхом відкидання дрібної частини; $\text{mod}[x, y]$ – функція, що повертає решту від ділення числа x на y ; $\Delta T_{ch, L5}$ – тривалість символу (чипу/чип) коду $L5$; $j = 0, 1, \dots, N_{L5} - 1$, $N_{L5} = 10230$ – кількість символів коду $L5$; $i = 0, 1, \dots, N_X - 1$; $N_X = 8191$ – кількість символів кодів X_A, X_{BI} .

Вважатимемо, що потужність корисного сигналу на вході антени приймача сигналів СРНС, що досліджується, знаходиться на рівні +3 дБ від мінімально припустимих рівнів $P_{\min, L1} = -158.5$ дБ; $P_{\min, L5} = -157.9$ дБ, які визначено регламентом роботи СРНС [7–9] для діапазонів $L1$ та $L5$:

$$P_{s, in}(L1/L5) = -155.5 / -154.9 \text{ дБ.} \quad (14)$$

Потужність власного шуму $P_{n, in}$ з рівномірною спектральною щільністю потужності N_0 на вході приймача сигналів СРНС в межах смуги перепускання його лінійної частини ΔF_s можна визначити, виходячи з відомих значень N_0 для діапазонів $L1$ та $L5$ [5, 6]:

$$P_{n, in} = N_0 \Delta F_s, \quad (15)$$

де $N_0(L1/L5) = -204 / -201.5$ дБВт/Гц; $\Delta F_s = 2$ МГц для квадратурної компоненти $Q_{L1}(t)$ сигналу $s_{L1}(t)$ (коду С/А) та $\Delta F_s = 20$ МГц для синфазної компоненти $I_{L5}(t)$ сигналу $s_{L5}(t)$ (коду $L5I$).

Потужність перешкоди $P_{j, in}$ з рівномірною спектральною щільністю потужності шириною ΔF на вході приймача сигналів СРНС в межах смуги перепускання його лінійної частини ΔF_s (за умов, що $\Delta F \geq \Delta F_s$) визначається співвідношенням [43, 44]:

$$P_{j, in}(R) = P_j \cdot G_j(\beta, \epsilon) \cdot G(\beta_j, \epsilon_j) \cdot v \cdot \lambda^2 \cdot \Delta F_s \cdot L(R) / (4\pi R^2 \cdot 4\pi \cdot \Delta F), \quad (16)$$

де P_j – потужність передавача перешкод засобу РЕП; $G_j(\beta, \epsilon)$ – коефіцієнт підсилення антенної системи засобу РЕП; R – відстань між засобом РЕП та приймачем сигналів СРНС; $G(\beta_j, \epsilon_j)$ – коефіцієнт підсилення антенної системи приймача сигналів СРНС у напрямку на засіб РЕП; λ – довжина хвилі сигналу; v – коефіцієнт, що враховує відмінності поляризації перешкоди та сигналу; β, ϵ – кути напрямку в горизонтальній та вертикальній площинах.

Коефіцієнт підсилення антенної системи засобу РЕП $G_j(\beta, \epsilon)$ розраховується через коефіцієнт направленої дії (КНД) антени $D_j(\beta, \epsilon)$ та антенну ефективність e [11; (1.27)]:

$$G_j(\beta, \epsilon) = e \cdot D_j(\beta, \epsilon), \quad (17)$$

де ефективність визначається ефективністю випромінювання антени e_{ARE} та ефективністю розузгодження в антені e_{VSWR} [11; (1.22)]:

$$e = e_{ARE} \cdot e_{VSWR} = e_{ARE} \cdot \frac{4 \cdot VSWR}{(1 + VSWR)^2}, \quad (18)$$

де $VSWR$ – коефіцієнт стоячої хвилі (КСХ) антени.

На рис. 1 а, б показані типовий КНД мікросмужкової антени приймача сигналів СРНС [12–14], який буде використано в ході подальшого імітаційного моделювання. На рис. 1а КНД антени представлено у полярній системі координат, а на рис. 1б – у декартовій системі координат у нормованому виді.

Сигнально-енергетична модель функціонування бортових приймачів сигналів СРНС в умовах РЕП, що пропонується, передбачатиме такі обмеження:

1) постановка перешкод здійснюється наземними засобами РЕБ з малих кутів до земної поверхні з напрямку бокових пелюстків діаграм спрямованості антен приймачів сигналів СРНС, які подавляються, на лінії прямої видимості, при цьому коефіцієнт v у формулі (16), що враховує відмінності поляризації перешкоди та сигналу, дорівнює 0,5;

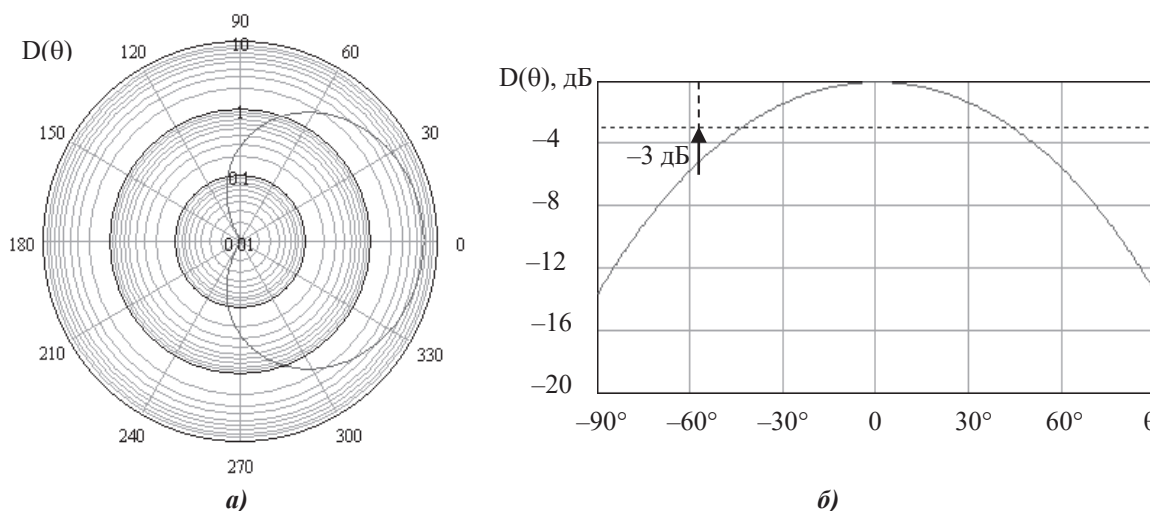


Рис. 1. Типовий КНД мікросмужкової антени приймача сигналів СРНС: а) у полярній системі координат; б) у декартовій системі координат; θ – кут відносно нормалі до розкриття антени

2) перешкода є прицільною по центральній частоті спектру корисного сигналу приймача, що подавляється, тобто спектр сигналу та спектральна щільність потужності перешкоди збігаються за інтервалом частот: $\Delta F_s = \Delta F$ (див. формулу (16));

3) довжина хвилі у формулі (16) відповідає частотам діапазонів L1 та L5 (1575.42 МГц та 1176.45 МГц) СРНС NAVSTAR відповідно;

4) наземний засіб РЕБ використовує для РЕП приймача сигналів СРНС перешкодові сигнали у виді гауссівського шуму з потужністю 10 Вт, антенні системи з КНД 10 дБ для забезпечення широкого сектору РЕП (до 90...120 градусів); ефективність випромінювання антени e_{ARE} та КСХ антени засобу РЕБ дорівнюють $e_{ARE} = 0.7$, $VSWR = 2$ відповідно, втрати у фідерному тракті вважаються відсутніми;

5) мікросмужкова антена приймача сигналів СРНС має типовий КНД, який показано на рис. 1 а, б;

6) видиме приймачем сузір'я СРНС складається з 8 супутників СРНС NAVSTAR, при цьому сигнали окремого діапазону (L1 або L5) з усіх супутників мають однакові амплітуди, а потужності корисного сигналу на вході приймача сигналів СРНС, що досліджується, знаходяться на рівні +3 дБ від мінімально припустимих рівнів $P_{min,L1} = -158.5$ дБ; $P_{min,L5} = -157.9$ дБ, які визначено регламентом роботи СРНС для діапазонів L1 та L5 (див. формулу (14));

7) досліджуються лише перешкодостійкість приймача квадратурної компоненти $Q_{L1}(t)$ сигналу $s_{L1}(t)$ та синфазної компоненти $I_{L5}(t)$ сигналу $s_{L5}(t)$ СРНС NAVSTAR, які визначаються формулами (4) та (5) відповідно.

Оскільки згідно прийнятих обмежень, оцінка перешкодостійкості приймача сигналів СРНС здійснюється лише для квадратурної компоненти $Q_{L1}(t)$ сигналу $s_{L1}(t)$ та синфазної компоненти $I_{L5}(t)$ сигналу $s_{L5}(t)$, то при цьому код $c_{CA,k}(t)$ (4) k -го супутника визначається співвідношеннями (6)...(9), а код $c_{LSI,k}(t)$ (5) k -го супутника визначається співвідношеннями (10)...(13), сигнал на вході приймача описується сумішшю сигналів:

– у діапазоні L1:

$$x_{L1,in}(t) = \sum_{k=1}^8 A_{L1,k} \cdot \sqrt{G(\epsilon_k)} \cdot c_{CA,k}(t) d_k(t) + n_{j,in} + n_{L1,in} \quad ; \quad (19)$$

– у діапазоні L5:

$$x_{L5,in}(t) = \sum_{k=1}^8 A_{L5,k} \cdot \sqrt{G(\epsilon_k)} \cdot c_{LSI,k}(t) d_k(t) + n_{j,in} + n_{L5,in} \quad , \quad (20)$$

де $A_{L1,k}$, $A_{L5,k}$ – амплітуди сигналів k -го супутника в діапазонах L1 та L5 відповідно, які забезпечують виконання прийнятого обмеження (14): $P_{s,in}(L1/L5) = -155.5 / -154.9$ дБ, $A_{L1,k} = A_{L1}$, $A_{L5,k} = A_{L5}$; $n_{j,in}$ – перешкода засобу РЕБ на вході приймача з потужністю, яка визначається формулою (16); $n_{L1,in}$, $n_{L5,in}$ – власний шум приймача сигналів СРНС у діапазонах L1 та L5 відповідно з потужністю, яка визначається формулою (15);

$G(\epsilon_k)$ – коефіцієнт підсилення мікросмужкової антени приймача сигналів СРНС в напрямку на k -й супутник, що визначається КНД $D(\epsilon)$, який наведено на рис. 1а, $\epsilon = \frac{\pi}{2} - \theta$; $\phi_{L1,k}$, $\phi_{L5,k}$ – початкові фази сигналів k -го супутника в діапазонах L1 та L5 відповідно.

Приймач сигналів СРНС здійснює обробку прийнятих сигналів (19), (20) у діапазонах L1 та L5 на основі узгоджених фільтрів фазоманіпульованих сигналів (ФМС) з кодами $c_{CA,k}(t)$ (4) та $c_{LSI,k}(t)$ (5) k -го супутника відповідно:

$$y_{L1,in}(t) = \sum_{j=0}^t x_{L1,in}(j) \cdot h_{CA,k}(t-j); \quad (21)$$

$$y_{L5,in}(t) = \sum_{j=0}^t x_{L5,in}(j) \cdot h_{LSI,k}(t-j), \quad (22)$$

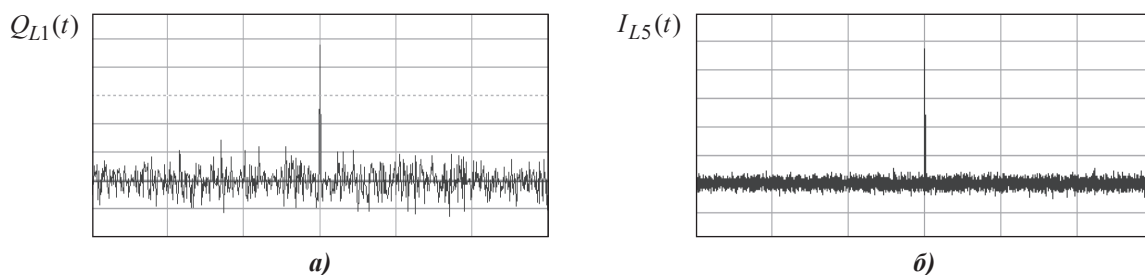
де $h_{CA,k}(t)$, $h_{LSI,k}(t)$ – імпульсні характеристики ФМС з кодами $c_{CA,k}(t)$ (4) та $c_{LSI,k}(t)$ (5) k -го супутника відповідно.

На основі співвідношень (19)...(22), а також (4)...(18) здійснено імітаційне моделювання функціонування приймача сигналів СРНС NAVSTAR на ЕОМ для квадратурної компоненти $Q_{L1}(t)$ (4) сигналу $s_{L1}(t)$ та синфазної компоненти $I_{L5}(t)$ (5) сигналу $s_{L5}(t)$.

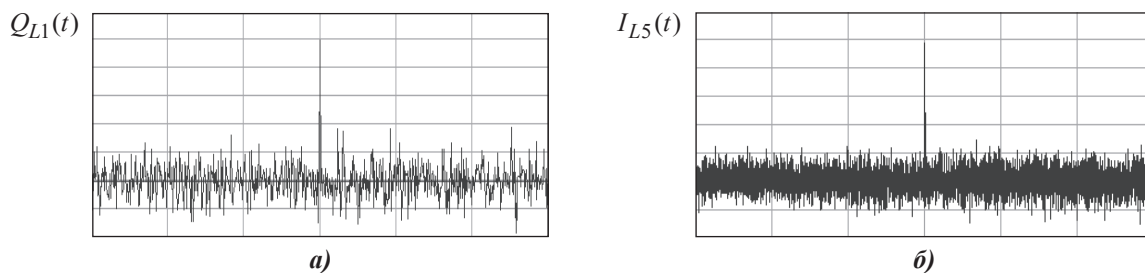
Отримати уявлення про рівень електромагнітної суєсності (ЕМС) між бортовими РЕЗ СРНС видимого сузір'я з 8 супутників можна за допомогою рис. 2 а, б, на яких показано компоненти $Q_{L1}(t)$ (4) та $I_{L5}(t)$ (5) зі складу сигналів $s_{L1}(t)$ та $s_{L5}(t)$ відповідно на виході узгоджувального фільтру приймача сигналів СРНС. Співвідношення сигнал-суміш взаємних кореляційних функцій (ВКФ) сигналів складало величини 22.7 дБ та 31.5 дБ для сигналів $Q_{L1}(t)$ (4) та $I_{L5}(t)$ (5) відповідно, при цьому вплив власного шуму приймача не враховувався. Суттєва різниця (майже 9 дБ) між співвідношенням сигнал-суміш ВКФ пояснюється різницею у базі B_s ФМС діапазонів L1 та L5: 1023 проти 10230 відповідно.

Отримати уявлення про сукупний вплив власного шуму приймача сигналів СРНС та сигналів бортових РЕЗ СРНС видимого сузір'я з 8 супутників можна за допомогою рис. 3 а, б, на яких показано компоненти $Q_{L1}(t)$ (4) та $I_{L5}(t)$ (5) зі складу сигналів $s_{L1}(t)$ та $s_{L5}(t)$ відповідно, на виході узгоджувальних фільтрів приймача сигналів СРНС. Співвідношення сигнал-шум+суміш ВКФ сигналів складало величини 18.7 дБ та 21.4 дБ для сигналів $Q_{L1}(t)$ (4) та $I_{L5}(t)$ (5) відповідно. Зменшення різниці (до 2.7 дБ) між співвідношенням сигнал-шум+суміш ВКФ для різних кодів пояснюється різницею у смугах пропускання приймача сигналів у діапазонах L1 та L5 [5; табл. В.3], які відрізняються на порядок.

Отримати уявлення про сукупний вплив прицільної шумової перешкоди, власного шуму приймача сигналів СРНС та сигналів бортових РЕЗ СРНС видимого сузір'я з 8 супутників за рахунок впливу ЕМС можна за допомогою рис. 4 а,б, на яких показано компоненти $Q_{L1}(t)$ (4) та $I_{L5}(t)$ (5) зі складу сигналів $s_{L1}(t)$ та $s_{L5}(t)$ відповідно на виході узгоджувальних фільтрів приймача сигналів СРНС. Прицільні перешкоди в діапазонах L1 та L5 у вигляді квазібілого гауссівського шуму формуються



Р и с . 2. Компоненти зі складу сигналів $s_{L1}(t)$ та $s_{L5}(t)$ на виході узгоджувального фільтру приймача сигналів СРНС: а) $Q_{L1}(t)$ (4); б) $I_{L5}(t)$ (5). Оцінка рівня EMC



Р и с . 3. Компоненти зі складу сигналів $s_{L1}(t)$ та $s_{L5}(t)$ на виході узгоджувального фільтру приймача сигналів СРНС: а) $Q_{L1}(t)$ (4); б) $I_{L5}(t)$ (5). Оцінка перешкодостійкості

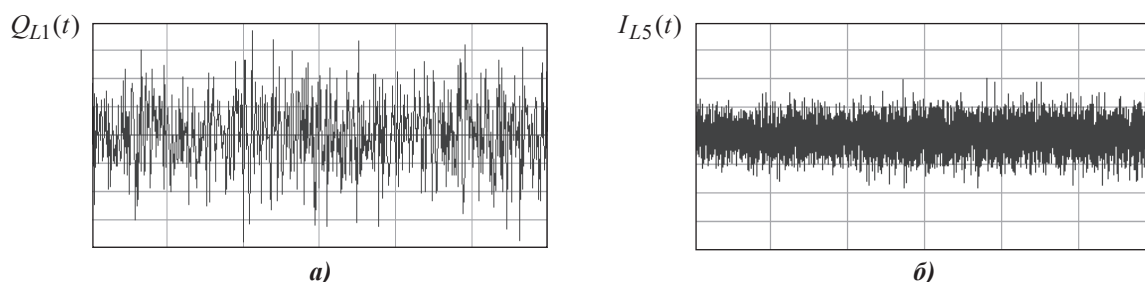
засобом РЕБ з дальності 10 км, при цьому потужність перешкоди складає 10 Вт, КНД антени дорівнює 10. Як можна бачити з обох рисунків, приймач сигналів СРНС втрачає можливість виявляти компоненти $Q_{L1}(t)$ (4) та $I_{L5}(t)$ (5) зі складу сигналів двох діапазонів $s_{L1}(t)$ та $s_{L5}(t)$ відповідно, оскільки співвідношення сигнал-перешкода+шум ($E/(N_j + N_0)$) на вході приймача сигналів СРНС значно менше одиниці (–11 дБ та –2 дБ відповідно).

2. Розробка просторово-енергетичної моделі функціонування бортового приймача СРНС в умовах радіоелектронного подавлення наземним засобом РЕБ

Відомо, що співвідношення сигнал-перешкода+шум $SINR_{out}$ (signal-to-interference+noise ratio) на виході узгоджених фільтрів приймача сигналів СРНС при впливі перешкод, сигнали на виході яких визначаються виразами (21), (22), записується у такому виді [6, 9, 10]:

$$SINR_{out} = E_s / (N_j + N_0 + N_{EMC}), \quad (23)$$

де E_s – енергія сигналу, N_j, N_0, N_{EMC} – спектральні щільності потужності сигналів перешкоди, власного шуму приймача та сигналів супутників видимого сузір'я.



Р и с . 4. Компоненти зі складу сигналів $s_{L1}(t)$ та $s_{L5}(t)$ на виході узгоджувального фільтру приймача сигналів СРНС: а) $Q_{L1}(t)$ (4); б) $I_{L5}(t)$ (5). Оцінка перешкодозахищеності

Тоді з урахуванням коефіцієнту підсилення антени $G(\epsilon_k)$ приймача сигналів СРНС в напрямку на k -й супутник, формулу (23) можна записати у виді:

$$SINR_{out} = \frac{P_s G(\epsilon_k) B_s \cdot \tau}{(P_{j,in} + P_n + P_{EMC}) / \Delta F_s} = \frac{P_s G(\epsilon_k) B_s}{(P_{j,in} + P_n + P_{EMC})}, \quad (24)$$

де $P_s = P_{s,in}(L1/L5) = -155.5 / -154.9$ дБ (див. формулу (14)) потужність сигналу k -го супутника; B_s – база ФМС (кількість символів у послідовності коду) діапазонів L1 або L5, яка дорівнює: 1023 або 10230 відповідно; $P_{j,in}$ – потужність перешкоди на вході приймача сигналів СРНС (див. формулу (16)); $G(\epsilon_k)$ – коефіцієнт підсилення мікросмужкової антени приймача сигналів СРНС в напрямку на k -й супутник; $P_{EMC} = N_{sat} \cdot P_s \cdot G(\epsilon_k)$ – сумарна потужність сигналів супутників видимого сузір'я кількістю $N_{sat} = 8$; ΔF_s – смуга пропускання приймача сигналів СРНС для діапазону L1 або L5; τ – тривалість символу коду діапазону L1 або L5.

Критерієм РЕП приймача сигналів СРНС вважатимемо ситуацію, коли забезпечується співвідношення:

$$SINR_{out} = \frac{P_s G(\epsilon_k) B_s}{(P_{j,in} + P_n + P_{EMC})} \leq 1, \quad (25)$$

звідки випливає, що коефіцієнт подавлення K_n приймача сигналів СРНС, який за своїм визначенням дорівнює мінімально необхідному співвідношенню $(P_{j,in} / P_s)_{\min}$ [44], буде визначатись таким виразом:

$$K_n = \left(\frac{P_{j,in}}{P_s} \right)_{\min} = G(\varepsilon_k) B_s - \frac{P_n + P_{EMC}}{P_s}. \quad (26)$$

Так, наприклад, для коду С/А діапазону L1, за умов використання в приймачі сигналів СРНС мікросмужкової антени з КНД, показаним на рис. 1а, а також наявності 8 супутників у видимому сузір'ї, коефіцієнт подавлення K_n приймача дорівнює 4460, тоді як для коду діапазону L5 за тих самих умов, коефіцієнт подавлення K_n приймача дорівнює 44960, тобто, на порядок вище.

Підставляючи вираз (16) для $P_{j,in}$ у рівняння, яке складено на основі критерію забезпечення РЕП (25), отримаємо:

$$\text{SINR}_{\text{out}} = \frac{P_s G(\varepsilon_k) B_s}{(P_{j,in} + P_n + P_{EMC})} = 1, \quad (27)$$

та вирішуючи його відносно відстані R між засобом РЕП та приймачем сигналів СРНС, отримаємо рішення, що визначає межу зони РЕП, яка в параметричній формі запису має вигляд:

$$x(t) = R(t) \cos(t); \quad y(t) = R(t) \sin(t), \quad (28)$$

$$R(t) = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{P_j \cdot G_j \left(\frac{\pi}{2} - t \right) \cdot G(\varepsilon_j) \cdot v \cdot \lambda^2}{K_n \cdot P_s}}, \quad (29)$$

де P_j – потужність передавача перешкод засобу РЕП; $G_j(\beta)$ – коефіцієнт підсилення антенної системи засобу РЕП у горизонтальній площині; $G(\varepsilon_j)$ – коефіцієнт підсилення антени приймача сигналів СРНС (у вертикальній площині) у напрямку на засіб РЕБ, $\varepsilon_j \approx 0$; λ – довжина хвилі; v – коефіцієнт, що враховує відмінності поляризації перешкоди та сигналу; K_n – коефіцієнт подавлення приймача, який визначається виразом (26); t – змінна, яка визначає параметричне завдання кривих, $t \in [0, 2\pi]$.

Просторово-енергетична модель функціонування приймачів сигналів СРНС в умовах РЕП, що пропонується, передбачає такі самі обмеження, що й попередня сигнально-енергетична модель.

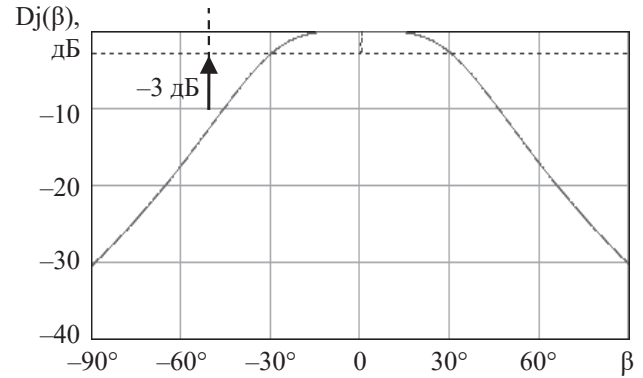
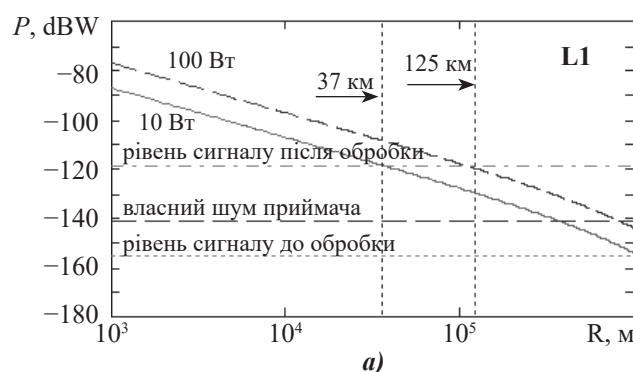


Рис. 5. КНД антенної системи засобу РЕБ

Для пояснення методики побудови просторово-енергетичної моделі функціонування бортового приймача СРНС повітряного базування при РЕП наземними засобами РЕБ скористаємось основними енергетичними співвідношеннями між рівнями перешкодових сигналів засобу РЕБ та корисних сигналів супутників СРНС на вході приймача СРНС.

На рис. 6 а, б показані рівні $P(R)$ корисних сигналів та перешкод наземного засобу РЕБ на вході приймача сигналів СРНС як функції від відстані R між ними, яка визначається виразом (16) та відображена в логарифмічному масштабі по двох координатах для ситуації РЕП приймача сигналів (повітряного базування) при роботі з кодом С/А діапазону L1 та кодом L5L1 діапазону L5 СРНС NAVSTAR GPS. Залежності, показані на рис. 6 а, б, побудовані на основі співвідношень (23)... (29) за умов використання антен приймача сигналів СРНС та засобу РЕБ з КНД, які наведені на рис. 1 та 5 відповідно. Рівні перешкодових сигналів великої (100 Вт) та малої (10 Вт) потужності від засобу РЕБ на обох рисунках наведені штриховою та суцільною лініями відповідно. Пунктирною та штрих-пунктирною лініями на рисунку для діапазонів L1/L5 показано рівні корисного сигналу без врахування (-155.5/-154.9 дБВт) та з врахуванням обробки сигналу в приймачі відповідно. Рівень власних шумів (-141/-131 дБВт) показано штриховою лінією. Як можна побачити з рисунку, дві точки перетину штрих-пунктирної лінії з лініями, які характеризують рівні перешкодових сигналів на вході приймача сигналів СРНС, визначають дві межі РЕП (37 км/125 км для L1 та 17 км/47 км для L5) приймача

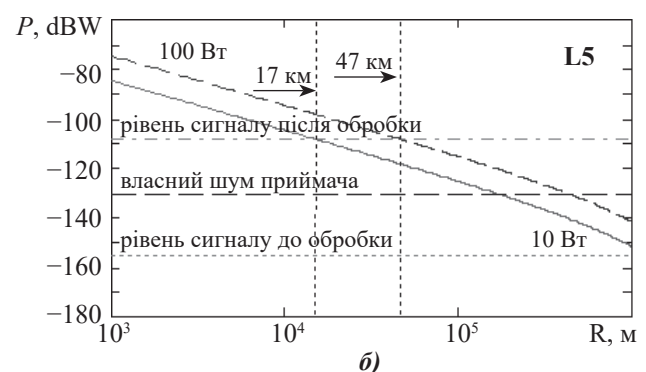
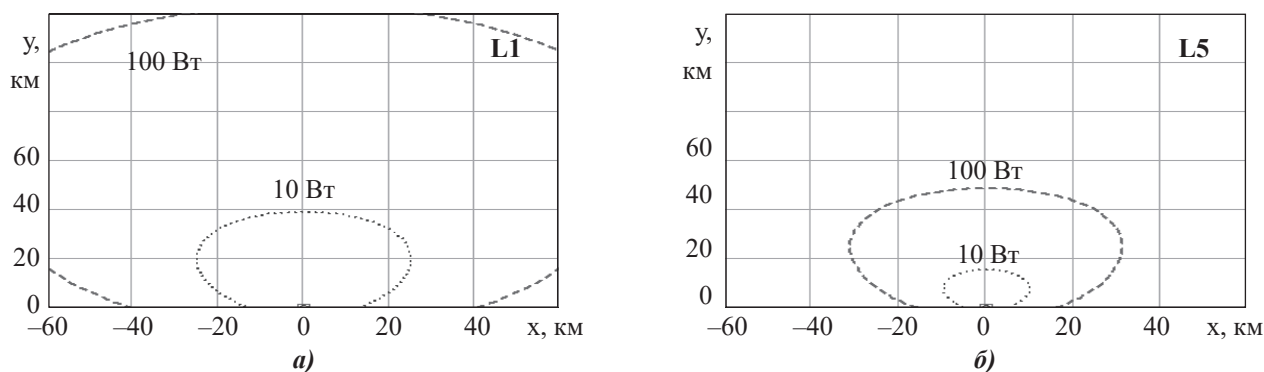


Рис. 6. Залежності рівнів корисних сигналів та перешкод від наземної станції РЕБ на вході приймача сигналів СРНС повітряного базування: в діапазоні: а) L1; б) L5



Р и с . 7. Межі зон РЕП приймача сигналів (повітряного базування) при дії засобів РЕБ з потужностями перешкоди 10 та 100 Вт в діапазоні: а) L1; б) L5

сигналів СРНС засобами РЕБ. На рис. 7 а, б показані межі зон РЕП, які побудовані на основі співвідношень (28), (29) для ситуації РЕП приймача сигналів (повітряного базування) при роботі з кодом C/A діапазону L1 та кодом L5I діапазону L5 СРНС NAVSTAR, при цьому засоби РЕБ здійснюють постановку перешкод з потужностями 10 та 100 Вт, а антенна система засобу РЕБ має коефіцієнт підсилення 10 дБ та КНД, який наведено на рис. 5. На рисунках позиція засобу РЕБ має координати (0,0) та позначена символом $\square$. Як можна бачити з рис. 7а та 7б, застосування коду L5I діапазону L5 забезпечує більш високу перешкодостійкість приймача сигналів СРНС, ніж код C/A діапазону L1, що обумовлено на порядок більшим коефіцієнтом подавлення (44960 проти 4460).

3. Розробка сигнально-енергетичної моделі функціонування перешкодозахищеного бортового приймача СРНС в умовах радіоелектронного подавлення наземними засобами РЕБ

Для забезпечення ефективної роботи приймачів сигналів СРНС в умовах впливу перешкод з боку противника доцільно використовувати кругову (кільцеву) антенну решітку з адаптивними алгоритмами обробки сигналів. Адаптивні системи й алгоритми просторової обробки сигналів використовуються, як правило, коли: а) умови приймання корисного сигналу (наприклад, спектральні щільності потужності перешкодових сигналів та напрямки їх приходу, напрямки приходу корисного сигналу) невідомі та/або змінюються в часі, що зазвичай має місце при прийомі сигналів СРНС; б) обчислювальні ресурси системи вкрай обмежені та не дозволяють реалізовувати складні алгоритми, що також має місце, оскільки при прийомі сигналів СРНС може здійснюватись обробка сигналів від шістьох та більше супутників одночасно; в) необхідно вирішувати завдання поліпшення якості приймання сигналів та ін. Зазвичай, у відомих роботах [24–35] завдання забезпечення радіоелектронного захисту приймачів сигналів СРНС від впливу засобів РЕБ вирішується шляхом, по-перше, визначення напрямків приходу сигналів перешкод за допомогою відомих алгоритмів мінімальної норми (minimum-norm (MN)), множинної класифікації сигналів (multiple signal classification (MUSIC)) та інших, а по-друге, на основі отриманої інформації з використанням алгоритму мінімальної дисперсії при

лінійному обмеженні (linear constraint minimum variance (LCMV)) здійснюється формування глибоких нулів діаграми спрямованості антенної решітки в напрямках приходу перешкодових сигналів. Такий подвійний цикл (визначення напрямків приходу перешкодових сигналів – компенсація перешкод) потребує значних обчислювальних ресурсів системи обробки сигналів, а по-друге, витрачає зайвий час, необхідний для реалізації даних алгоритмів, що призводить до збільшення помилок визначення координат у терміналі користувача. Ми розглянемо алгоритм адаптивної просторової фільтрації сигналів СРНС в 4-х елементній круговій антенній решітці, побудований на алгоритмі максимальної правдоподібності, якому не притаманні зазначені недоліки, в той же час він має гарні характеристики збіжності до оптимального рішення за критерію мінімуму середньоквадратичної помилки.

Сигнально-енергетична модель функціонування перешкодозахищеного приймача сигналів СРНС в умовах РЕП, що пропонується в роботі, передбачає такі самі обмеження, що й попередня сигнально-енергетична модель, при цьому вводяться такі додаткові обмеження: 1) у приймачі сигналів СРНС повітряного базування використовується 4-х елементна антенна решітка на мікросмушкових антенах, КНД яких наведено на рис. 1 а, б; 2) кількість перешкод, що одночасно впливають на перешкодозахищений приймач сигналів СРНС більше 1 та може бути довільною; 3) перешкоди впливають на перешкодозахищений приймач сигналів СРНС з малих кутів по відношенню до земної поверхні з різних азимутальних напрямків $\varepsilon \approx 0 / \theta \approx \pi / 2$; 4) до початку РЕП у приймачі сигналів СРНС були вирішені завдання пошуку, виявлення та супроводження сигналів супутників.

Для пояснення методики побудови сигнально-енергетичної моделі функціонування перешкодозахищеного приймача СРНС повітряного базування при постановці перешкод наземними засобами РЕБ скористаємось такими міркуваннями. Нехай на вході i -го елемента кругової антенної решітки спостерігається адитивна суміш $a_i(t)$ K сигналів $s_k(t)$ k -го супутника в діапазоні L1, M комплексних вузькосмугових перешкодових сигналів $u_l(t)$, кожний з яких приходить від l -го точкового джерела, та комплексного квазібілого гауссівського шуму $n(t)$ з нульовим середнім:

$$\begin{aligned}
a_i(t) &= \sum_{k=1}^K s_{k,i}(t) + \sum_{l=1}^M u_{l,i}(t) + n_i(t) = \\
&= \sum_{k=1}^K s_{k,i}(t, \omega_s) \exp \left[\begin{aligned} &-j2\pi R_C \cdot \sin(\theta_{s,k}) \\ &\cdot (\cos(\frac{\pi}{2} \cdot i) \cos(\varphi_{s,k}) \\ &+ \sin(\frac{\pi}{2} \cdot i) \sin(\varphi_{s,k})) \end{aligned} \right] + \\
&+ \sum_{l=1}^M u_l(t, \omega_l) \exp \left[\begin{aligned} &-j2\pi R_C \cdot \sin(\theta_l) \\ &\cdot (\cos(\frac{\pi}{2} \cdot i) \cos(\varphi_l) \\ &+ \sin(\frac{\pi}{2} \cdot i) \sin(\varphi_l)) \end{aligned} \right] + n_i(t),
\end{aligned} \quad (30)$$

де рівняння (30) визначає результуючі сигнали $a_i(t)$ на вході елементів антенної решітки; $i = 0, 1, 2, 3$ – індекси елементів кругової антенної решітки відповідно; R_C – розмір радіуса кільця решітки: $R_C = d / (\lambda_0 \sqrt{2})$; d – міжелементна відстань антенної решітки в кільці, $d = 0.5\lambda_0$, де λ_0 – довжина хвилі сигналу в діапазоні L1; $t = t_m = t_0 + m \cdot \Delta t$; $m = 0, 1, \dots, N-1$; Δt – інтервал дискретизації сигналів; $s_{k,i}(t)$ – корисний сигнал k -го супутника в діапазоні L1, спостережуваний в i -му каналі кругової антенної решітки; $\omega_s = 2\pi f_s = \text{const}$, f_s – несуча частота сигналу в діапазоні L1; $\theta_{s,k}, \varphi_{s,k}$ – напрямки приходу сигналу $s_{k,i}(t)$ k -го супутника (кут відносно нормалі до розкриття антени та кут за азимуту відповідно); $\omega_l = 2\pi f_l = \text{const}$, f_l – несуча частота перешкодового сигналу $u_{l,i}(t)$, який спостерігається в i -му каналі антенної решітки; θ_l, φ_l – напрямки приходу перешкодового сигналу $u_l(t)$; частоти $\{f_i\}$ сигналів $\{u_l(t)\}$ є однаковими та співпадають з частотою сигналів супутників: $f_l = f_s$; $n_i(t) = n_i^c(t) + j \cdot n_i^s(t)$ – шум, спостережуваний в i -му каналі кругової антенної решітки, $j = \sqrt{-1}$; $\mathbf{M}\{u_l(t)u_k(t)\} = 0$, $l \neq k$; $\mathbf{M}\{n_i(t)n_j(t)\} = 0$, $i \neq j$; $\mathbf{M}\{*\}$ – символ математичного очікування; $\mathbf{M}\{(n_i^c(t))^2\} = \mathbf{M}\{(n_i^s(t))^2\} = D_n / 2$, D_n – дисперсія комплексного квазібілого гауссівського шуму $n_i(t)$ з нульовим середнім.

Відповідно до алгоритму просторової фільтрації, з результатів спостережень $a_i(t)$ (30) на вході i -го елемента антенної решітки необхідно сформувати вектори, складені з відліків сигналу $a_i(t)$ (N – число відліків сигналу $a_i(t)$, які використовуються при обробці):

$$\mathbf{a}_i = [a_i(t_0), a_i(t_1), \dots, a_i(t_{N-1})]^T; \quad i = 0, 1, 2, 3. \quad (31)$$

Алгоритми просторової фільтрації сигналів передбачають формування оцінки кореляційної матриці $\hat{\mathbf{R}}_a$ розмірності $n \times n$ на основі скалярного добутку між сигналами $a_i(t)$ і $a_k(t)$, $i = 1, \dots, n$; $k = 1, \dots, n$, які спостерігаються в i -му та m -му каналах кругової антенної решітки відповідно [16, 17]:

$$\hat{\mathbf{R}}_a = \left\| R_{i,m}^a \right\| = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_1^T \bar{\mathbf{a}}_1 & \mathbf{a}_1^T \bar{\mathbf{a}}_2 & \dots & \mathbf{a}_1^T \bar{\mathbf{a}}_n \\ \mathbf{a}_2^T \bar{\mathbf{a}}_1 & \mathbf{a}_2^T \bar{\mathbf{a}}_2 & \dots & \mathbf{a}_2^T \bar{\mathbf{a}}_n \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{a}_n^T \bar{\mathbf{a}}_1 & \mathbf{a}_n^T \bar{\mathbf{a}}_2 & \dots & \mathbf{a}_n^T \bar{\mathbf{a}}_n \end{bmatrix}, \quad (32)$$

де $\mathbf{a}_i = [a_i(t_0), a_i(t_1), \dots, a_i(t_{N-1})]^T$ – вектор (31), складений з відліків сигналу $a_i(t)$ (30), який спостерігається на

вході i -го елемента антенної решітки; N – число відліків сигналу $a_i(t)$, які використовуються при обробці.

Вектор $\mathbf{e}_k(\theta_{s,k}, \varphi_{s,k}) = [e_0(\theta_{s,k}, \varphi_{s,k}) \ e_1(\theta_{s,k}, \varphi_{s,k}) \ e_2(\theta_{s,k}, \varphi_{s,k}) \ e_3(\theta_{s,k}, \varphi_{s,k})]^T$ комплексних просторових гармонік (керуючий вектор) для 4-х елементної кругової ширококутової антенної решітки формується відповідно до спостережуваних сигналів $a_i(t)$ на вході i -го елемента решітки (30):

$$e_i(\theta_{s,k}, \varphi_{s,k}) = \exp \left[\begin{aligned} &-j2\pi R_C \cdot \sin(\theta_{s,k}) \\ &\cdot \{ \cos(\frac{\pi}{2} \cdot i) \cos(\varphi_{s,k}) \\ &+ \sin(\frac{\pi}{2} \cdot i) \sin(\varphi_{s,k}) \} \end{aligned} \right]; \quad (33)$$

$$i = 0, 1, 2, 3.$$

З урахуванням зазначених особливостей формування векторів спостереження $\{\mathbf{a}_i\}$ (31) і керуючого вектора $\mathbf{e}_k(\theta_{s,k}, \varphi_{s,k})$ (33) для 4-х елементної кругової антенної решітки (рис. 9), алгоритм просторової фільтрації сигналів супутників має вигляд [16; (3.113), (3.114), 17]:

$$x_{L1,in}(t) = \sum_{i=0}^3 \bar{w}_i \cdot a_i(t); \quad (34)$$

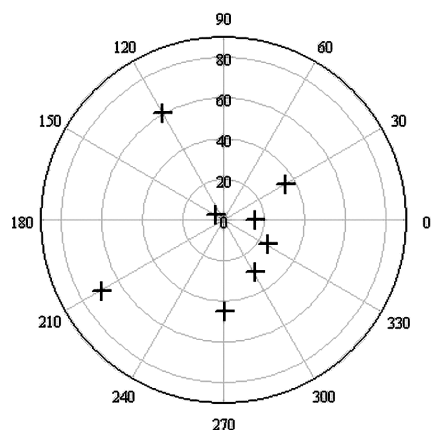
$$\begin{aligned}
\mathbf{w}_k &= [w_{k,0}, w_{k,1}, w_{k,2}, w_{k,3}]^T = \\
&= \frac{\hat{\mathbf{R}}_a^{-1} \mathbf{e}_k(\theta_{s,k}, \varphi_{s,k})}{\mathbf{e}_k(\theta_{s,k}, \varphi_{s,k})^T \hat{\mathbf{R}}_a^{-1} \mathbf{e}_k(\theta_{s,k}, \varphi_{s,k})};
\end{aligned} \quad (35)$$

$$\mathbf{e}_k(\theta_{s,k}, \varphi_{s,k}) = \begin{bmatrix} e_0(\theta_{s,k}, \varphi_{s,k}) & e_1(\theta_{s,k}, \varphi_{s,k}) \\ e_2(\theta_{s,k}, \varphi_{s,k}) & e_3(\theta_{s,k}, \varphi_{s,k}) \end{bmatrix}^T; \quad (36)$$

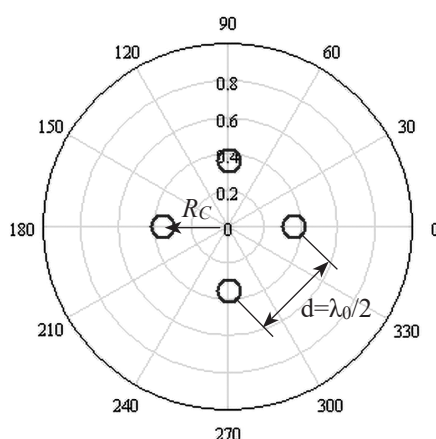
$$y_k(t) = \sum_{j=0}^t x_{L1,in}(j) \cdot h_{CA,k}(t-j), \quad (37)$$

де формула (37) повторює алгоритм (21) роботи узгодженого фільтра ФМС з кодом $c_{CA,k}(t)$ (4) k -го супутника, у відповідності до якого формується сигнал $y_k(t)$ на виході фільтра; $h_{CA,k}(t)$ – імпульсна характеристика ФМС з кодом $c_{CA,k}(t)$ (4).

Роботу адаптивного алгоритму (34)–(37), що забезпечує захист приймача сигналів СРНС діапазону L1 від потужних спеціально створюваних перешкод, проілюструємо результатами імітаційного моделювання процесу обробки корисних та перешкодових сигналів в 4-х елементній круговій антенній решітці (рис. 9). Вважатимемо, що на її входах спостерігається адитивна суміш сигналів $s_1(t), \dots, s_8(t)$ від вісьмох супутників, що приходять із напрямків за азимуту та кутом до нормалі відповідно: $\varphi_s = 0^\circ, 30^\circ, 120^\circ, 150^\circ, 210^\circ, 270^\circ, 300^\circ, 330^\circ$; $\theta_s = 15^\circ, 35^\circ, 60^\circ, 5^\circ, 70^\circ, 45^\circ, 30^\circ, 25^\circ$ (рис. 8); двох перешкодових сигналів $u_1(t), u_2(t)$, що приходять із напрямків за азимуту та кутом відносно нормалі до розкриття решітки відповідно: $\varphi_l = 45^\circ$; $\varphi_2 = 300^\circ$; $\theta_1 = \theta_2 = 90^\circ$ при постановці активних перешкод двома засобами РЕБ з відстані 10 км до приймача сигналів СРНС, а також некогерельованого квазібілого гауссівського шуму $n(t)$, що діє в каналах приймання антенної решітки. Сигнали $u_1(t), u_2(t)$ являють собою прицільні по частоті перешкоди у



Р и с . 8. Сузір'я супутників, що використовувалось в ході моделювання



Р и с . 9. Конфігурація 4-х каналної антенної решітки

вигляді гауссівського шуму. Потужності сигналу, власного шуму та перешкоди обирались на основі формул (14), (15) та (16) відповідно. Наземні засоби РЕБ використовують перешкодові сигнали з потужністю 10 Вт, антенні системи з КНД 10 дБ для забезпечення широкого, до 90...120 градусів, сектору РЕП; ефективність випромінювання антени e_{ARE} та КСХ антени засобу РЕБ дорівнюють $e_{ARE} = 0.7$, $VSWR = 2$, втрати у фідерному тракті вважаються відсутніми. Елементи антенної решіт-

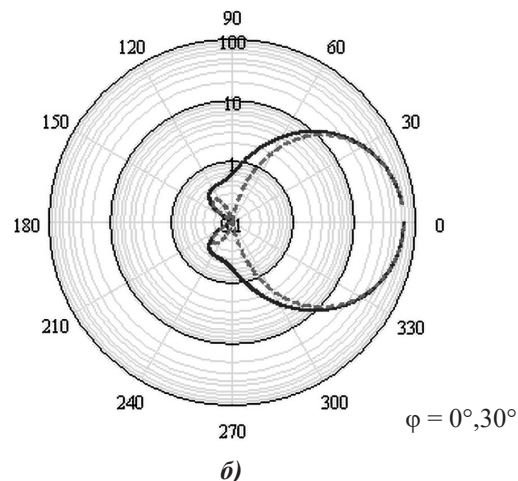
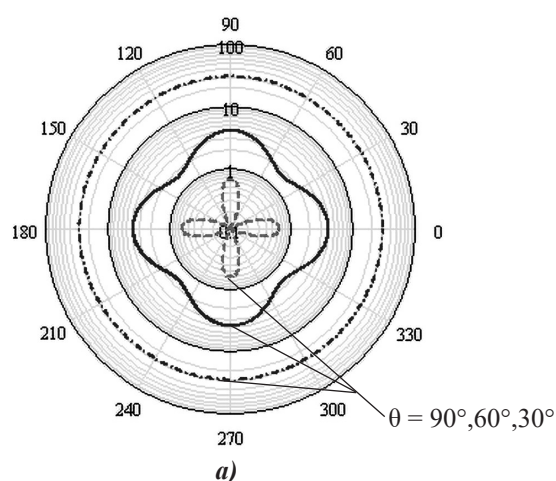
ки є мікросмужковими антенами з типовим КНД, який показано на рис. 1 а, б, при цьому результируючий КНД антенної решітки показано на рис. 10 а, б.

На рис. 11 а, б показано сигнали на виході узгоджених фільтрів приймача сигналів СРНС з супутників видимо-го сузір'я: 1-го супутника $y_1(t)$ та 3-го супутника $y_3(t)$, отримані на основі співвідношень (30)...(37), які описують модель функціонування перешкодозахищеного приймача сигналів СРНС з використанням коду С/А діапазону L1. Співвідношення сигнал-шум на виході узгоджених фільтрів (37) для сигналів $y_1(t)$ і $y_3(t)$ (1-го та 3-го супутників) складали величини 23,6 та 22,7 відповідно, що забезпечуватиме задовільну якість навігаційної інформації, яка отримується в ході подальшої обробки сигналів та свідчить про неспроможність двох засобів РЕБ здійснити ефективне РЕП приймача.

Для того, щоб скласти уявлення про ефективність застосування 4-х елементної антенної решітки при РЕП приймача сигналів СРНС, на основі співвідношень (28), (29) побудуємо межі зон РЕП приймача сигналів СРНС за умов прийому корисних сигналів супутників з кодом С/А діапазону L1 та кодом L5I діапазону L5 СРНС NAVSTAR GPS з урахуванням того, що коефіцієнт подавлення K_n приймача сигналів СРНС (26) збільшиться на коефіцієнт подавлення перешкоди K_j :

$$K'_n = G(\epsilon_k) B_s K_j - \frac{P_n + P_{EMC}}{P_s} . \quad (38)$$

На рис. 12 а, б показані межі зон РЕП, які побудовані на основі співвідношень (28), (29) для ситуації РЕП перешкодозахищеного приймача сигналів (повітряного базування) при роботі з кодом С/А діапазону L1 та кодом L5I діапазону L5 СРНС NAVSTAR GPS, при цьому постановка перешкод здійснюється одним засобом РЕБ з потужністю 10 Вт, антенна система засобу РЕБ має КНД, який наведено на рис. 5 з коефіцієнтом підсилення 10 дБ, а 4-х елементна антенна решітка на мікросмужкових антенах має КНД, який наведено на рис. 10 а, б та забезпечує коефіцієнт подавлення перешкоди $K_j = 30$ дБ. На рисунках позиція засобу РЕБ має координати (0,0) та позначена символом $\square$. Порівнюючи рис. 7 а, б та



Р и с . 10. КНД 4-х каналної антенної решітки у: а) горизонтальній площині для кутів до нормалі; б) у вертикальній площині

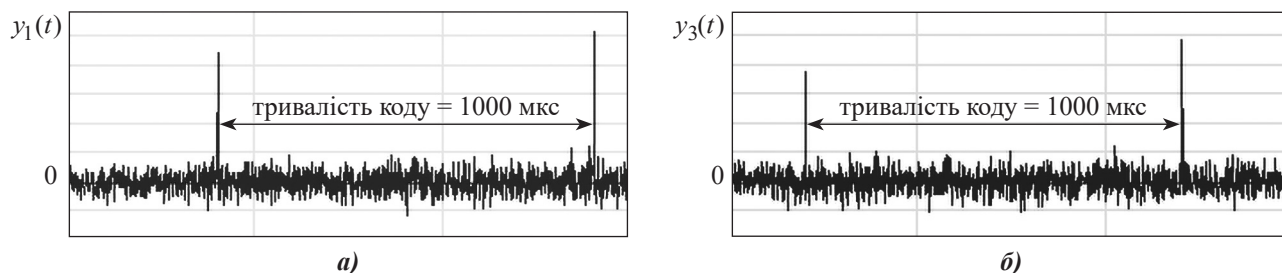


Рис. 11. Сигнали на виході узгодженого фільтру приймача сигналів СРНС з супутників видимого сузір'я: а) 1-го супутника; б) 3-го супутника

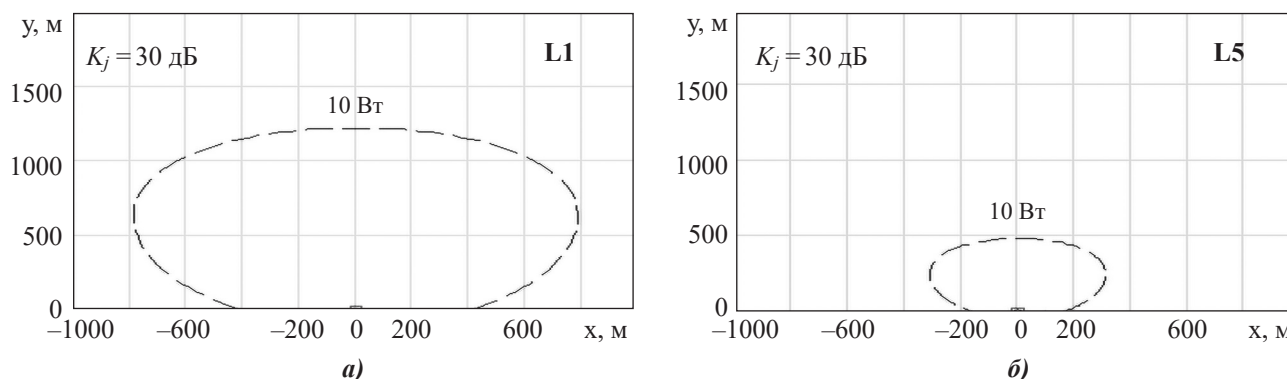


Рис. 12. Межі зон РЕП перешкодозахищеного приймача сигналів (повітряного базування) при дії засобів РЕБ з потужностями перешкоди 10 Вт в діапазоні: а) L1; б) L5

рис. 12 а, б, можна пересвідчитись, що лінійні розміри зон РЕП скорочуються в $\sqrt{K_j} \approx 32$ рази, а також зробити висновок, що застосування у приймачах сигналів СРНС антенних решіток на мікросмужкових антенах дозволяє забезпечувати необхідний рівень перешкодозахищеності приймачів навіть при застосуванні цивільних загальнодоступних кодів сигналів СРНС, у тому числі, в інтересах воєнного застосування.

ВИСНОВКИ

1. Отримані моделі функціонування бортових приймачів сигналів СРНС в умовах РЕП дозволяють: здійснювати симуляцію їх роботи на ЕОМ у складі бортових навігаційних систем ЗПН та ВТЗ, що досліджуються; оцінювати ефективність застосування ЗПН та ВТЗ в умовах впливу перешкод; обґрунтовувати основні вимоги до приймачів сигналів СРНС з питань радіоелектронного захисту.

2. Отримані моделі функціонування бортових приймачів сигналів СРНС в умовах РЕП дозволяють обґрунтовувати основні тактико-технічні вимоги до наземних засобів РЕБ з ЗПН та ВТЗ.

3. Перешкодостійкість приймачів сигналів СРНС суттєвим чином залежить від коду сигналу навігаційного супутника, характеристик антени приймача, кількісного складу видимого сузір'я супутників та їх просторового розташування, при цьому перешкодозахищеність приймачів сигналів СРНС залежить від характеристик антенної решітки, що застосовується з приймачем, зокрема, від КНД окремих елементів решітки та коефіцієнту подавлення перешкод, який, наприклад, для 4-х каналних антенних решіток може сягати 30...40 дБ.

4. Напрямами подальших досліджень можуть бути: розробка аналогічних моделей для основних кодів СРНС

ГЛОНАСС; дослідження питань вибору оптимальних видів перешкод для здійснення РЕП сучасних перешкодозахищених приймачів сигналів СРНС; обґрунтування основних тактико-технічних вимог до просторово-розподіленої системи РЕБ з перешкодозахищеними приймачами сигналів СРНС ЗПН та варіантів бойового застосування такої системи.

СПИСОК ПОСИЛАНЬ

1. Аналіз сучасного стану розвитку багатофункціональних засобів та комплексів радіоелектронної боротьби / Сергієнко В.Д., Зібін С.Д., Попов А.О., Бичков А.М. Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки та оборони. Київ: НУОУ. 2017. № 1 (28). С. 135–143.
2. Оружие и технологии России. Т. 13. Системы управления, связи и радиоэлектронной борьбы. М.: Издательский дом «Оружие и технологии». 2006.
3. Вооружение воздушно-космических сил России. Т. 1. Современная техника ВКО и РЭБ России. М.: Студия Этника. 2016. 560 с.
4. McDermott, R.N. (2017). Russia's Electronic Warfare Capabilities to 2025: Challenging NATO in the Electromagnetic Spectrum. Tallinn: Intern. Centre for Defence and Security.
5. Springer Handbook of Global Navigation Satellite Systems. Teunissen P.J.G., Montenbruck O. (Eds.). Springer. 2017.
6. Understanding GPS: Principles and Applications. E.D. Kaplan, C.J. Hegarty (Eds.) Artech House. 2006. 724 p.
7. NAVSTAR GPS Space Segment/ Navigation User Segment Interfaces. IS-GPS-200L. SAIC. 2020. 228 p.
8. NAVSTAR GPS Space Segment/ Navigation User Segment L5 Interfaces. IS-GPS-705H. SAIC. 2021. 126 p.
9. Xu G. GPS, Theory, Algorithms and Applications. New York: Springer. 2003.

10. Misra, P. & Enge, P. (2006). *Global Positioning System: Signals, Measurements and Performance*. Ganga-Jamuna Press.
11. *Modern Antenna Handbook*. (Balanis C.A. – Ed.). Wiley. 2008.
12. *Handbook of Microstrip Antennas*. (J.R. James, P.S. Hall – Eds.). London: Peter Peregrinus Ltd. 1989. 1314 p.
13. *Antenna Engineering Handbook*. (R.C. Johnson – Ed.). McGraw-Hill. Inc. 1512 p.
14. Rao B.R. *GPS/ GNSS Antennas*. Norwood, MA: Artech House. 2012.
15. Johnson, D.H. & Dudgeon, D.E. (1992). *Array Signal Processing: Concepts and Methods*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall.
16. Monzingo, R.A., Miller, T.W. & Haupt, R.L. (2010). *Introduction to Adaptive Arrays*. SciTech Publishing. Inc. 686 p.
17. 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.
18. Камнев Е.А. Радиоподавление помехозащищенной навигационной аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем в интересах объекто-во-территориальной защиты. Дис. ... канд. техн. наук. 05.12.14 Радиолокация и радионавигация. М.: МАИ (НИУ). 2018. 160 с.
19. Кашеев А.А., Кошелев В.И. Оценка эффективности подавления сигналов спутниковых радионавигационных систем преднамеренными помехами. Ж-л радиоэлектроники. 2012. № 7. С. 1–13.
20. Жук А.П., Орел Д.В. Об оценке помехозащищенности спутниковых радионавигационных систем. Инфокоммуникационные технологии. 2012. Т. 10. № 2. С. 83–88.
21. Казаков А.Е., Водяных А.А. Пути повышения помехозащищенности навигационной аппаратуры потребителей спутниковых навигационных систем. Системи обробки інформації. 2007. № 1 (59). С. 48–51.
22. Зібін С.Д., Попов А.О., Твердохлібов В.В. Забезпечення завадозахищеності приймачів сигналів GNSS шляхом використання алгоритмів просторової фільтрації. Озброєння та військова техніка. Київ: ЦНДІ ОБТ ЗС України. 2019. № 3 (23). С. 37–43.
23. Пантенков Д.Г. Результаты математического моделирования помехоустойчивости спутниковых радионавигационных систем при воздействии преднамеренных помех. Успехи современной радиоэлектроники. 2020. № 2. С. 57–68.
24. Renbiao, W., Wenyi, W., Dan, L., Lu, W. & Qiongqiong, J. *Adaptive Interference Mitigation in GNSS*. Springer. 2018.
25. Zoltowski, M.D. & Gecan, A.S. (1995). Advanced adaptive null steering concepts for GPS. Military Communications Conf. MILCOM 95. IEEE, San Diego, CA. Pp. 1214–1218.
26. Amin, M.G., Zhao, L. & Lindsey, A.R. (2004). Subspace array processing for the suppression of FM jamming in GPS receivers. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 40. № 1. Pp. 80–92.
27. Amin, M.G. & Sun, W. (2005). A novel interference suppression scheme for global navigation satellite systems using antenna array. IEEE J. on Selected Areas in Communications. Vol. 23. № 5. Pp. 999–1012.
28. Brown, A. & Gerein, N. (2001). Test results of a digital beamforming GPS receiver in a jamming environment. In Proc. of ION GPS 2001. Salt Lake City UT. Pp. 894–903.
29. Fante, R.L. & Vaccaro, J.J. (2000). Wideband cancellation of interference in a GPS receive array. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 36. № 2. Pp. 549–564.
30. Fante, R.L. & Vaccaro, J.J. (2004). Cancellation of jammers and jammer multipath in a GPS receivers. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 40. № 13. Pp. 25–28.
31. Deergha, Rao K. & Swamy, M.N.S. (2006). New approach for suppression of FM jamming in GPS receivers. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 42. № 4. Pp. 1464–1474.
32. Daneshmand, S.A., Broumandan, A., Nielsen, J. & Lachapelle, G. (2013). Interference and multipath mitigation utilizing a two-stage beamformer for GNSS applications. IET Radar, Sonar and Navigation J. Vol. 7. № 1. Pp. 55–66.
33. Amin, M.G., Lindsey, A.R., Zhao, L. & Zhang, Y. (2001). Anti-jamming techniques for GPS receivers. Final technical report #AFRL-IF-RS-TR-2001-186. Air Force Research Laboratory. New York.
34. Lu, Y.E., Yang, J., Ding, Z.M. & Zhan, Z.T. (2001). The orthogonal weighted algorithm for GPS receiver anti-jamming. Proc. of 2001 CIE Intern. Conf. on Radar. Beijing. Pp. 1190–1194.
35. Gao, G.X., Sgammini, M., Lu, M. & Kubo, N. (2016). Protecting GNSS receivers from jamming and interference. Proc. of the IEEE. № 104(6). Pp. 1–12.
36. Adamy, D.L. (2006). *Introduction to Electronic Warfare Modeling and Simulation: Radar, Sonar and Navigation*. Scitech Publishing. 242 p.
37. Park, S.R., Nam, I. & Noh, S. (2005). Modeling and simulation for investigation of radar responses to electronic attacks in Electronic Warfare environments. Hindawi Security and Communications Networks.
38. Barton, D.K. *Radar System Analysis and Modeling*. Artech House. 564 p.
39. Welch, M. & Pywell, M. (2012). *Electronic Warfare Test and Evaluation*. NATO Research and Technology Organization. 314 p.
40. Maloney, J.A., Kwon, D.-H., Janaswamy, R. & Keller, S.D. Comparison of radiation pattern modeling methods for GPS controlled reception pattern array. 2017 IEEE Intern. Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. Pp. 1897–1898. IEEE. July, 2017.
41. Maloney, J.A., Kwon, D.-H., Janaswamy, R. & Keller, S.D. Effects of electromagnetic modeling methods on coverage prediction of anti-jam GPS antenna. 2018 IEEE Intern. Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. Pp. 1563–1564. IEEE. July 2018.
42. Neskovic, A., Neskovic, N. & Paunovic, G. (2000). Modern approaches in modeling of mobile radio systems propagation environment. IEEE Communications Surveys & Tutorials. Vol. 3. № 3. Pp. 2–12.
43. Poisel, R.A. (2012). *Antenna Systems and Electronic Warfare Applications*. Artech House.

44. Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook. Naval Air Warfare Center Weapons Division: Point Mugu, CA, USA. 2013. 454 p.

REFERENCES

- Sergienko, V.D., Zibin, S.D., Popov, A.A. & Bychkov, A.M. (2017). "Analiz suchasnoho stanu rozvytku bahatofunktsionalnykh zasobiv ta kompleksiv radioelektronnoi borotby" [Analysis of state of development of multifunctional means and complexes of radioelectronic warfare], Modern information technologies in sphere of security and Defence. № 1(28). Pp. 135–143.
- Control and Communication Systems, Electronic Warfare Systems. M.: Weapons and Technologies of Russia. 2006. Vol. 13. 695 p.
- "Vooruzhenie Vozdushno-kosmicheskikh sil rossii". T. 1. Sovremennaya tekhnika VKO i REB rossii" [Weapon Systems of the Russian Air and Space Forces. Vol. 1. Modern Air and Space Defence Weapons and EW Systems of Russia], Etnica Studio. M. 2016. 560 p.
- McDermott R.N. Russia's Electronic Warfare Capabilities to 2025: Challenging NATO in the Electromagnetic Spectrum. Tallinn: International Centre for Defence and Security, 2017.
- Springer Handbook of Global Navigation Satellite Systems. Teunissen P.J.G. & Montenbruck O. (Eds.). Springer, 2017.
- McDermott, R.N. (2017). Russia's Electronic Warfare Capabilities to 2025: Challenging NATO in the Electromagnetic Spectrum. Tallinn: Intern. Centre for Defence and Security.
- Springer Handbook of Global Navigation Satellite Systems. Teunissen P.J.G., Montenbruck O. (Eds.). Springer. 2017.
- Understanding GPS: Principles and Applications. E.D. Kaplan, C.J. Hegarty (Eds.) Artech House. 2006. 724 p.
- NAVSTAR GPS Space Segment/ Navigation User Segment Interfaces. IS-GPS-200L. SAIC. 2020. 228 p.
- NAVSTAR GPS Space Segment/ Navigation User Segment L5 Interfaces. IS-GPS-705H. SAIC. 2021. 126 p.
- Xu G. GPS, Theory, Algorithms and Applications. New York: Springer. 2003.
- Misra, P. & Enge, P. (2006). Global Positioning System: Signals, Measurements and Performance. Ganga-Jamuna Press.
- Modern Antenna Handbook. (Balanis C.A. – Ed.). Wiley. 2008.
- Handbook of Microstrip Antennas. (J.R. James, P.S. Hall – Eds.). London: Peter Peregrinus Ltd. 1989. 1314 p.
- Antenna Engineering Handbook. (R.C. Johnson – Ed.). McGraw-Hill. Inc. 1512 p.
- Rao B.R. GPS/ GNSS Antennas. Norwood, MA: Artech House. 2012.
- Johnson, D.H. & Dudgeon, D.E. (1992). Array Signal Processing: Concepts and Methods. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall.
- Monzingo, R.A, Miller, T.W. & Haupt, R.L. (2010). Introduction to Adaptive Arrays. SciTech Publishing. Inc. 686 p.
- 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.
- Kamnev, E.A. "Radiopodavlenie pomехozashchishchennoi navigatsionnoi apparatury potrebitelei sputnikovykh radionavigatsionnykh system v interesakh ob'ektovo-territorialnoi zashchity" [Radio suppression of noise-protected navigation equipment of consumers of satellite radio navigation systems in the interests of object-territorial protection. Thesis of PhD]. M., Moscow Aviation Inst. 2018. 160 p.
- Kascheev, A.A. & Koshelev, V.I. (2012). "Otsenka effektivnosti podavleniya signalov sputnikovykh radionavigatsionnykh system putem prednamerennoi pomekhi" [Estimation of efficiency of the suppression of signals of satellite radio navigational systems by intentional hindrance]. Radio Electronics J. No. 7. Pp. 1–13.
- Zhuk, A.P. & Orel, D.V. (2012). "Ob otsenke pomехozashchishchenosti sputnikovykh radionavigatsionnykh system" [About the noise immunity evaluation of satellite radio navigation systems], Infokommunikatsionnye tekhnologii. Vol. 10. No.2. Pp.83–88 (in Russian).
- Kazakov, A.E. & Vodjanyh, A.A. (2007). "Puti povysheniia pomехozashchishchenosti navigatsionnoi apparatury potrebitelei sputnikovykh navigatsionnykh system" [Ways to increase the noise immunity of navigation equipment of consumers of satellite navigation systems], Information Processing Systems. Vol. 59. No. 1. Pp. 48–51.
- Renbiao, W., Wenyi, W., Dan, L., Lu, W. & Qiongqiong, J. Adaptive Interference Mitigation in GNSS. Springer. 2018.
- Zoltowski, M.D. & Gecan, A.S. (1995). Advanced adaptive null steering concepts for GPS. Military Communications Conf. MILCOM 95. IEEE, San Diego, CA. Pp. 1214–1218.
- Amin, M.G., Zhao, L. & Lindsey, A.R. (2004). Subspace array processing for the suppression of FM jamming in GPS receivers. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 40. № 1. Pp. 80–92.
- Amin, M.G. & Sun, W. (2005). A novel interference suppression scheme for global navigation satellite systems using antenna array. IEEE J. on Selected Areas in Communications. Vol. 23. № 5. Pp. 999–1012.
- Brown, A. & Gerein, N. (2001). Test results of a digital beamforming GPS receiver in a jamming environment. In Proc. of ION GPS 2001. Salt Lake City UT. Pp. 894–903.
- Fante, R.L. & Vaccaro, J.J. (2000). Wideband cancellation of interference in a GPS receive array. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 36. № 2. Pp. 549–564.
- Fante, R.L. & Vaccaro, J.J. (2004). Cancellation of jammers and jammer multipath in a GPS receivers. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 13. № 13. Pp. 25–28.
- Deergha, Rao K. & Swamy, M.N.S. (2006). New approach for suppression of FM jamming in GPS receivers. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 42. № 4. Pp. 1464–1474.
- Daneshmand, S.A., Broumandan, A., Nielsen, J. & Lachapelle, G. (2013). Interference and multipath mitigation utilizing a two-stage beamformer for GNSS applications. IET Radar, Sonar and Navigation J. Vol. 7. № 1. Pp. 55–66.
- Amin, M.G., Lindsey, A.R., Zhao, L. & Zhang, Y. (2001). Anti-jamming techniques for GPS receivers. Final technical report #AFRL-IF-RS-TR-2001-186. Air Force Research Laboratory. New York.

34. Lu, Y.E., Yang, J., Ding, Z.M. & Zhan, Z.T. (2001). The orthogonal weighted algorithm for GPS receiver anti-jamming. Proc. of 2001 CIE Intern. Conf. on Radar. Beijing. Pp. 1190–1194.
35. Gao, G.X., Sgammini, M., Lu, M. & Kubo, N. (2016). Protecting GNSS receivers from jamming and interference. Proc. of the IEEE. № 104(6). Pp. 1–12.
36. Adamy, D.L. (2006). Introduction to Electronic Warfare Modeling and Simulation: Radar, Sonar and Navigation. Scitech Publishing. 242 p.
37. Park, S.R., Nam, I. & Noh, S. (2005). Modeling and simulation for investigation of radar responses to electronic attacks in Electronic Warfare environments. Hindawi Security and Communications Networks.
38. Barton, D.K. Radar System Analysis and Modeling. Artech House. 564 p.
39. Welch, M. & Pywell, M. (2012). Electronic Warfare Test and Evaluation. NATO Research and Technology Organization. 314 p.
40. Maloney, J.A., Kwon, D.-H., Janaswamy, R. & Keller, S.D. Comparison of radiation pattern modeling methods for GPS controlled reception pattern array. 2017 IEEE Intern. Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. Pp. 1897–1898. IEEE. July, 2017.
41. Maloney, J.A., Kwon, D.-H., Janaswamy, R. & Keller, S.D. Effects of electromagnetic modeling methods on coverage prediction of anti-jam GPS antenna. 2018 IEEE Intern. Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. Pp. 1563–1564. IEEE. July 2018.
42. Neskovic, A., Neskovic, N. & Paunovic, G. (2000). Modern approaches in modeling of mobile radio systems propagation environment. IEEE Communications Surveys & Tutorials. Vol. 3. № 3. Pp. 2–12.
43. Poisel, R.A. (2012). Antenna Systems and Electronic Warfare Applications. Artech House.
44. Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook. Naval Air Warfare Center Weapons Division: Point Mugu, CA, USA. 2013. 454 p.

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

ESTIMATING INTERFERENCE IMMUNITY OF GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEM ON-BOARD SIGNAL RECEIVERS BASED ON AIRBORNE PLATFORMS

The problem of providing interference immunity of global navigation satellite system signal receivers that provide exploiting land platforms is formulated. It is shown that this problem is stipulated by the presence of wide spectrum of electronic warfare means and systems that can upset navigation within tactical operation zone. We estimate necessary level electronic counter-countermeasures of global navigation satellite system signal receivers providing land platform exploitation operating under conditions when the enemy creates electronic counter measures by means of land and air electronic warfare platforms. Taking into

account necessary calculated level of jam and interference immunity that is characterized by jam suppression coefficient that can be within the interval 30...90 dB, we conclude that formulated problem can be solved by employing global navigation satellite system signals spatial filtering algorithms based on using antenna arrays. We consider adaptive spatial filtering algorithm, built on the basis of maximum likelihood method, processing the signals of global navigation satellite system under severe jamming conditions. On the basis of this algorithm we create mathematical model of anti-jamming global navigation satellite system signals receiver functioning under jamming conditions. By created mathematical model with help of computer simulating signal receiving and processing in 4-element circular antenna array we estimate the efficiency of anti-jamming global navigation satellite system signals receiver functioning under jamming conditions. We make a conclusion that desired jam suppression coefficient can be achieved by employing 4-element circular antenna array based upon maximum likelihood method.

Keywords: interference immunity, noise immunity, global navigation satellite system (GNSS), GNSS receiver, electronic countermeasures, circular antenna array, spatial signal filtering, electronic warfare mean, GNSS receiver suppression coefficient, jam suppression coefficient.

Відомості про авторів:

Зібін Сергій Данилович

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

Попов Андрій Олексійович

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

Твердохлібов Володимир Віталійович

кандидат технічних наук
старший науковий співробітник
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>

Білобородова Любов Володимирівна

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

Information about the authors:**Zibin Sergey**

Candidate of Technical Sciences

Senior Researcher

Central Scientific Research Institute of Armament and
Military Equipment of Armed Forces of Ukraine

Kyiv, Ukraine

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

Candidate of Technical Sciences

Leading Researcher

Central Scientific Research Institute of Armament and
Military Equipment of Armed Forces of Ukraine

Kyiv, Ukraine

<https://orcid.org/0000-0002-8560-617X>**Tverdochlebov Vladimir**

Candidate of Technical Sciences

Senior Researcher

Chief of Scientific Research Management of Central
Scientific Research Institute of Armament and Military
Equipment of Armed Forces of Ukraine

Kyiv, Ukraine

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

Junior Researcher

Central Scientific Research Institute of Armament and
Military Equipment of Armed Forces of Ukraine

Kyiv, Ukraine

<https://orcid.org/0000-0003-0335-240X>*Стаття надійшла до редколегії 11.06.2024.*