

DOI: 10.35681/1560-9189.2020.22.4.225917

УДК 004.932.2

О. В. Мезенцев, О. М. Буточнов

Інститут проблем реєстрації інформації НАН України
вул. М. Шпака, 2, 03113 Київ, Україна

Математична модель комбінованих перешкод у приймальних пристроях радіолокаційних датчиків зовнішньої інформації сучасних літальних апаратів

Розглянуто математичний опис комбінованих перешкод з метою аналізу процесів, що відбуваються в приймальних пристроях радіоелектронних засобів, а також оцінювання їхнього впливу на сучасні радіоелектронні датчики зовнішньої інформації.

Ключові слова: комбіновані перешкоди, просторово-часова обробка, кореляційна функція, активні перешкоди, пасивні перешкоди, радіоелектронні засоби.

Вступ

Сучасні досягнення в галузі інформаційних технологій, впровадження цифрових методів оброблення сигналів у сучасних радіоелектронних датчиках зовнішньої інформації (ДЗІ) дозволили за останні десятиріччя зробити якісний стрибок у розвитку радіоелектронного озброєння та радіоелектронних засобів (РЕЗ) взагалі. Одночасно спостерігається тенденція до відставання розвитку засобів радіоелектронного захисту від розвитку процесів створення перешкод різного походження та способів їхньої постановки.

Тому важливою задачею є розроблення вимог до засобів захисту датчиків зовнішньої інформації літальних апаратів (ЛА) відповідно до розвитку сучасних РЕЗ (розширення їхньої номенклатури, підвищення скритності та перешкодозахищеності) як об'єктів радіоелектронного подавлення.

Для обґрунтування вимог до перешкодозахищеності ДЗІ від впливу радіоперешкод на сучасні радіоелектронні засоби, зокрема, на приймальні канали ДЗІ із фазованою антенною решіткою (ФАР), виникає потреба в адекватному математичному описі просторово-часових процесів (сигналів і перешкод), які відбуваються в приймальних пристроях сучасних РЕЗ. Зважаючи на те, що існує багато методів створення та постановки перешкод різного походження, їхній математичний опис, на наш погляд, є актуальним науковим завданням.

Аналіз останніх досліджень і публікацій

На сьогодні, під час моделювання впливу радіоперешкод різного походження на приймальні пристрої РЕЗ військового призначення йдуть, зазвичай, спрощеним шляхом — звужують, відповідно до відомого коефіцієнта, зони виявлення об'єктів спостереження (зони вогневого ураження) тощо.

Крім того, існує багато відповідних аналітичних описів радіоперешкод різного походження, переважно для розроблення методів боротьби з ними та підвищення перешкодозахищеності РЕЗ [1, 2]. Але аналізу впливу комбінованих перешкод (КП) (суміші активних (АП) і пасивних (ПП) перешкод у різноманітному їхньому поєднанні) на приймальні пристрої РЕЗ (зокрема, ДЗІ) було присвячено небагато робіт [2–4]. Це, переважно, аналітичні описи комбінованих радіоперешкод у різноманітних поєднаннях їхніх складових (адитивної або мультиплікативної суміші активних і пасивних перешкод). Однак математичному опису їхнього впливу на приймальні канали РЕЗ не було приділено достатньо уваги.

Формулювання цілей статті (постановка завдання)

На основі викладеного було поставлене таке завдання досліджень: розробити найбільш адекватний математичний опис комбінованих перешкод для подальшого аналізу процесів, що відбуваються в приймальних пристроях радіоелектронних засобів, а також оцінювання їхнього впливу на сучасні радіоелектронні датчики зовнішньої інформації ЛА.

Виклад основного матеріалу досліджень

Відомо, що найбільш ефективними радіоперешкодами є комбіновані перешкоди. У статті розглядаються лише адитивні КП, тобто сума активних і пасивних перешкод.

Відомо, що для адекватного математичного опису просторово-часових процесів (сигналів і перешкод) необхідно використовувати моделі у вигляді випадкових полів (у нашому випадку векторних) [2]. Задачу можна спростити, зробивши попередньо дискретизацію поля.

У зв'язку з цим будемо вважати, що процесу виявлення сигналів передують дискретизація коливань, які приймаються як функції часу, наприклад, за теоремою Котельнікова. Це дає змогу перейти від випадкових векторних функцій $V(t)$ до багатомірних випадкових величин V , тобто оперувати не випадковими полями, а векторними випадковими процесами та проводити подальше оброблення цифровими пристроями. Крім того, дискретизація узгоджується з реальною просторовою дискретизацією електромагнітного поля ФАР.

Нехай на вході ДЗІ з ФАР спостерігається векторний випадковий процес $V(t)$, який описується функціями часу

$$V(t) = v_1(t), v_2(t), \dots, v_n(t),$$

де $v_i(t)$ — скалярні компоненти процесу в i -му просторовому (або часовому) каналі приймання.

Процес формування багатомірних випадкових величин, у результаті оброблення яких у пристрої оброблення має бути прийняте рішення про наявність або відсутність корисного сигналу, ілюструється на рис. 1, де: а) варіант вхідної вибірки, коли V — ML -мірний вектор, складений з ML -мірних векторів коливань у L часових каналах приймання на виходах M елементів АР; б) варіант вхідної вибірки у вигляді вектора $V_1 = \{\tilde{V}_p\}_{p=1}^L$, складеного з LM -мірних векторів $\tilde{V}_p = \{\tilde{v}_q^{(p)}\}_{q=1}^M$ комплексних амплітуд $\tilde{v}_q^{(p)}$ ($q \in 1, M$) у M просторових каналах приймання в p -й ($p \in 1, L$) момент часу (в p -му часовому каналі приймання).

Припускається, що система містить M приймальних елементів (модулів) (M просторових каналів приймання), i -й ($i \in M$) з яких містить L_i пристрій кратної затримки сигналів на період проходження зондувальних імпульсів РЛС, що створює L_i часових каналів приймання. У такий спосіб M -мірний вхідний процес $Y(t) = \{y_i(t)\}_{i=1}^M$ на виходах часових каналів приймання перетворюється на $(T = \sum_{i=1}^M L_i)$ -мірний процес:

$$V(t) = \{V_i(t)\}_{i=1}^M,$$

де $V_i(t) = \{v_l^{(i)}(t)\}_{l=1}^{L_i}$ — L_i -мірний процес на виходах пристрою затримки i -го ($i \in M$) просторового каналу приймання, компонентами якого є процеси $v_l^{(i)}(t)$, ($l \in 1, L_i$) на виході l -го часового каналу приймання. Останні дискретизуються за часом, утворюючи K -мірний вектор процесу $v_l^{(i)}(k)$, ($k \in i, K$) на виході кожного часового каналу приймання в усіх просторових каналах.

Таким чином, обробленню підлягають KT -мірних випадкових векторів $V = \{V_i(k)\}_{i=1}^M$, $V_i(k) = \{v_l^{(i)}(k)\}_{l=1}^{L_i}$, ($k \in 1, K$), які створені з векторів комплексних амплітуд у кожному з L_i ($i \in 1, M$) часових каналів приймання кожного з M просторових каналів у k -му елементі розрахунку за дальністю ($k \in 1, K$).

Надалі вважаємо, без втрати загальності, що $L_i = L$ ($i \in 1, M$). Тому $T = ML$.

Враховуючи, що всі випадкові процеси, які розглядаються, є гаусові, вважаємо, що кожний з K ML -мірних векторів комплексних амплітуд V розподілений за багатомірним нормальним законом з нульовим математичним сподіванням:

$$P(V) = \pi^{-ML} \det \Psi_V \exp\{-V^* \Psi_V V\}, \quad (1)$$

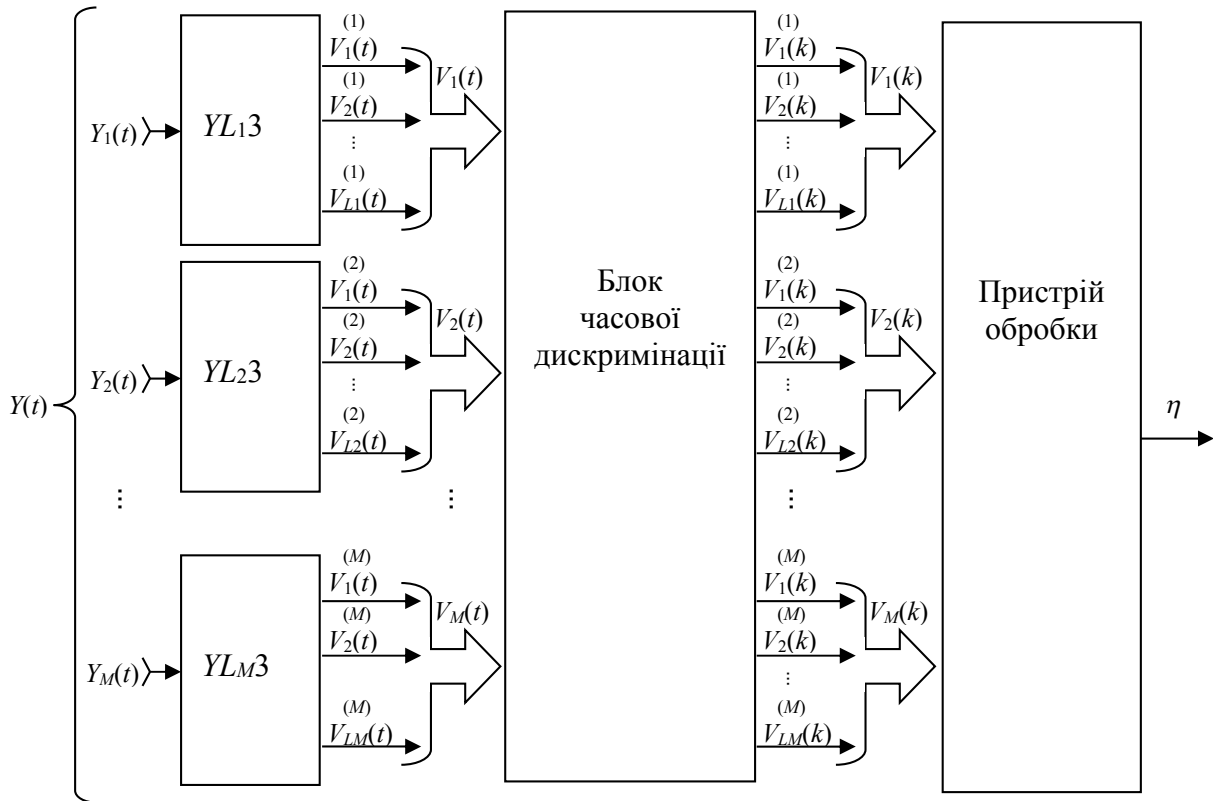
де $\det \Psi_V$ — детермінант матриці $\Psi_V = \Phi_V^{-1}$, оберненої до кореляційної матриці (КМ) вектора V , а

$$\Phi_V = \{f_{\eta\nu}\}_{\eta\nu=1}^{ML} = \overline{VV^*} = \gamma\Phi_C + \Phi; \quad (2)$$

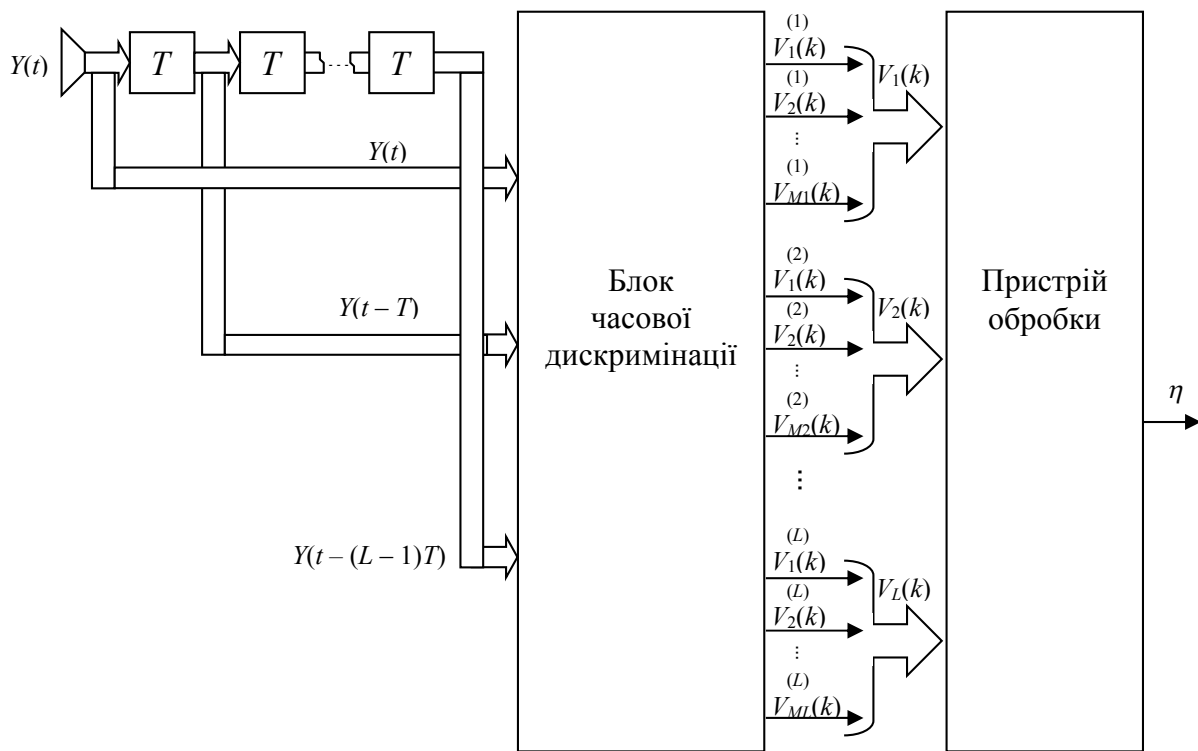
Φ_C і Φ — відповідно КМ корисного сигналу та перешкод (включаючи внутрішній шум), які беруться незалежними;

$\gamma = \{1, 0\}$ — параметр наявності або відсутності корисного сигналу;

* та риска зверху — символи ермітового сполучення та статистичного усереднення (математичного сподівання) відповідно.



а)



б)

Схема варіантів формування багатомірних вхідних вибірок

Для широкого класу імпульсних РЛС приймання корисного сигналу здійснюється на фоні комбінованих перешкод, які являють собою адитивну суміш активної перешкоди, пасивної перешкоди та шуму, тобто

$$V = \{v_m\}_{m=1}^{ML} = Y_A + Y_{\Pi} + Y_{\text{ш}} + \gamma X, \quad (3)$$

де $Y_A, Y_{\Pi}, Y_{\text{ш}}$ — ML -мірні вектори комплексних амплітуд активної перешкоди, пасивної перешкоди та внутрішнього шуму відповідно; X — ML -мірний вектор комплексних амплітуд корисного сигналу, що очікується.

Визначимо вид кореляційної матриці (КМ) завад $\Phi = \overline{VV^*}$ у схемі рис. 1. Для цього введемо ($ML \times M$)-мірну матрицю

$$Z_{ML} = I_M \otimes Z_L, \quad (4)$$

де I_M — одинична $M \times M$ матриця; Z_L — вектор, елементи якого z^v позначають затримку на $(v-1)$ період зондування T ; \otimes — символ кронекерівського добутку [5].

Матриця Z_{ML} пов'язує M -мірний вектор $Y = \{y_i\}_{i=1}^M$ комплексних амплітуд вихідних коливань АР з ($M \times L$)-мірним вектором V комплексних амплітуд на виходах часових каналів приймання співвідношенням

$$V = Z_{ML} Y, \quad (5)$$

де

$$V = \{V_i\}_{i=1}^M, V_i = \{v_l^{(i)}\}_{l=1}^L, \quad (6)$$

$$v_l^{(i)} = e_1^* v_i = z^{(l-1)} y_i,$$

тут e_1 — перший стовпець одиничної ($L \times L$)-матриці I_L .

За умов (5) КМ вхідної суміші Φ у виразі (2) може бути представлена в блочному вигляді $\Phi = \{\Phi_{ij}\}_{i,j=1}^M$ з ($L \times L$)-блоками:

$$\Phi_{ij} = \{\varphi_{kn}^{(ij)}\}_{k,n=1}^L = V_i V_j^*, i, j \in 1, M, \quad (7)$$

елементи яких $\varphi_{kn}^{(ij)}$ дорівнюють

$$\varphi_{kn}^{(ij)} = e_k^* \overline{V_i V_j^*} e_n,$$

або, з урахуванням (3) і (7):

$$\varphi_{kn}^{(ij)} = \overline{v_k^{(i)} v_n^{(j)*}} =$$

$$= \overline{(z^{(k-1)} y_{\text{ш}i} + z^{(k-1)} y_{Ai} + z^{(k-1)} y_{\Pi i}) (y_{\text{ш}j}^* z^{(n-1)*} + y_{Aj}^* z^{(n-1)*} + y_{\Pi j}^* z^{(n-1)*})}. \quad (8)$$

Надалі будемо вважати, що власні шуми різних просторових і часових каналів приймання з дисперсією $\sigma_{\text{ш}}^2$ не корельовані як між собою, так і з активними та з пасивними перешкодами, тобто

$$\overline{z^{(k-1)} y_{\text{ш}i} y_{\text{ш}j}^* z^{(n-1)*}} = \sigma_{\text{ш}}^2 \delta_{ij} \delta_{nk}, \quad \delta_{ij} = \begin{cases} 1, i = j, \\ 0, i \neq j, \end{cases}$$

$$\overline{z^{(k-1)} y_{A_i} y_{\text{ш}j}^* z^{(n-1)*}} = \overline{z^{(k-1)} y_{\text{ш}i} y_{\text{ш}j}^* z^{(n-1)*}} = 0, \quad \begin{matrix} i, j \in 1, M, \\ n, k \in 1, L, \end{matrix}$$

АП і ПП також взаємонезалежні.

Таким чином,

$$\overline{z^{(k-1)} y_{A_i} y_{\text{ш}j}^* z^{(n-1)*}} = \overline{z^{(k-1)} y_{\text{ш}i} y_{A_j}^* z^{(n-1)*}} = 0.$$

За таких умов

$$\varphi_{kn}^{(ij)} = \sigma_{\text{ш}}^2 \delta_{ij} \delta_{kn} + \varphi_{Akn}^{(ij)} + \varphi_{\text{П}kn}^{(ij)},$$

де $\Phi_{Aij} = \{\varphi_{Akn}^{(ij)}\}_{k,n=1}^L$ та $\Phi_{\text{П}ij} = \{\varphi_{\text{П}kn}^{(ij)}\}_{k,n=1}^L$ — $L \times L$ просторово-часові КМ активних і пасивних перешкод відповідно з елементами

$$\varphi_{Akn}^{(ij)} = \overline{z^{(k-1)} y_{A_i} y_{A_j}^* z^{(n-1)*}} \quad \text{і} \quad \varphi_{\text{П}kn}^{(ij)} = \overline{z^{(k-1)} y_{\text{ш}i} y_{\text{ш}j}^* z^{(n-1)*}},$$

які описують взаємну кореляцію в k -му і n -му часових каналах цих перешкод з i -го та j -го просторових каналів приймання.

Враховуючи [2], будемо вважати, що ці елементи допускають представлення

$$\varphi_{Akn}^{(ij)} \approx \varphi_{\text{АПР}}^{(ij)} \varphi_{Aчkn}, \quad \varphi_{\text{П}kn}^{(ij)} = \varphi_{\text{ППР}}^{(ij)} \varphi_{\text{П}чkn}$$

у вигляді добутку просторових і часових функцій кореляції відповідних перешкод, що дозволяє представити $\varphi_{kn}^{(ij)}$ у вигляді

$$\varphi_{kn}^{(ij)} = \sigma_{\text{ш}}^2 \delta_{ij} \delta_{kn} + \varphi_{\text{АПР}}^{(ij)} \varphi_{Aчkn} + \varphi_{\text{ППР}}^{(ij)} \varphi_{\text{П}чkn},$$

де $\varphi_{\text{АПР}}^{(ij)}$ та $\varphi_{\text{ППР}}^{(ij)}$ — елементи просторових $M \times M$ КМ АП і ПП відповідно в (i, j) -му блоці КМ Φ ; $\varphi_{Aчkn}$ та $\varphi_{\text{П}чkn}$ — елементи часових $L \times L$ КМ АП і ПП відповідно, які не залежать від номера блоку КМ Φ .

За цих умов (i, j) -блок Φ_{ij} можна записати у вигляді

$$\Phi_{ij} = \sigma_{\text{ш}}^2 I_L \delta_{ij} + \varphi_{\text{АПР}}^{(ij)} \Phi_{Aч} + \varphi_{\text{ППР}}^{(ij)} \Phi_{\text{П}ч}, \quad i, j \in 1, M, \quad (9)$$

де $\Phi_{Aч} = \{\varphi_{Aчkn}\}_{k,n=1}^L$ і $\Phi_{\text{П}ч} = \{\varphi_{\text{П}чkn}\}_{k,n=1}^L$ — $L \times L$ КМ активних і пасивних перешкод на виходах L часових каналів приймання, а $ML \times ML$ КМ $\Phi = \overline{VV^*}$ у цілому представити у вигляді

$$\Phi = \Phi_{\text{ш}} + \Phi_{\text{АПР}} \otimes \Phi_{Aч} + \Phi_{\text{ППР}} \otimes \Phi_{\text{П}ч}, \quad (10)$$

де $\Phi_{Ш} = \sigma_{Ш}^2 I_M \otimes I_L$ — КМ власних шумів каналів приймання; $\Phi_{АПР} = \{\varphi_{АПР}^{(ij)}\}_{i,j=1}^M$ та $\Phi_{ППР} = \{\varphi_{ППР}^{(ij)}\}_{i,j=1}^M$ — просторові $M \times M$ КМ активних і пасивних перешкод відповідно.

Будемо вважати, що активні шумові перешкоди створюються N точковими незалежними джерелами, тому [2]

$$\Phi_{АПР} = FhF^*, \quad (11)$$

де $F = \{F_v\}_{v=1}^N$ — матриця, що складена з M -мірних комплексних векторів F_v , які описують амплітудно-фазовий розподіл поля на розгортці АР, який створюється v -м джерелом АП; $h = \{h_v\}_{v=1}^N$ — $N \times N$ діагональна матриця відносних (відносно шуму) інтенсивностей активних перешкод.

Відносно пасивних перешкод будемо вважати, що вони створюються відбивачами, рівномірно розподіленими в секторі кутів $\Delta\alpha_{П}$, центр якого розміщений у напрямку $\alpha_{ПЦ}$ відносно нормалі до АР. За цих умов розрахунок КМ $\Phi_{ППР} = \{\varphi_{ik}\}$, зокрема, для лінійної еквідистантної АР з ідентичних елементів буде проводитися за формулами:

$$\varphi_{ik} = \sigma_{П}^2 e^{j(i-k)\theta_{ПЦ} - \frac{\sin\left[(i-k)\frac{\theta_{П}}{2}\right]}{(i-k)\frac{\theta_{П}}{2}}}, \quad (12)$$

$$\theta_{ПЦ} = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\alpha_{ПЦ}), \quad \theta_{П} = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\Delta\alpha_{П}),$$

де $\alpha = 2\pi d \sin(\theta) / \lambda$ — набіг фази сигналу від цілі, розташованої під кутом θ відносно нормалі до АР, між суміжними приймальними елементами АР; λ — робоча довжина хвилі.

Вираз (10) описує КМ Φ згідно з прийнятим способом нумерації елементів векторів V (6) (рис. 1,а), тобто у разі, коли V — $(M \times L)$ -мірний вектор, складений з ML -мірних векторів коливань у L часових каналах приймання на виходах M приймальних елементів АР. Елементи вектора V (6) можна впорядкувати відповідно до рис. 1,б, тобто подати у вигляді вектора $V_1 = \{\tilde{V}_p\}_{p=1}^L$, складеного з LM -мірних векторів $\tilde{V}_p = \{\tilde{v}_q^{(p)}\}_{q=1}^M$ комплексних амплітуд $\tilde{v}_q^{(p)}$ ($q \in 1, M$) у M просторових каналах приймання в p -й ($p \in 1, L$) момент часу (в p -му часовому каналі приймання).

Неважко показати, що в цьому разі вираз для КМ завад $\Phi = \Phi_1$ набирає вигляду

$$\Phi = \Phi_1 = \overline{V_1 V_1^*} = \Phi_{Ш} + \Phi_{АЧ} \otimes \Phi_{АПР} + \Phi_{ПЧ} \otimes \Phi_{ППР}, \quad (13)$$

де

$$\Phi_{Ш} = \sigma_{Ш}^2 I_L \otimes I_M, \quad (14)$$

а для $\Phi_{АПР}$ і $\Phi_{ППР}$, як і раніше, справедливі (11) і (12).

Таким чином, обидва представлення (10) або (13) зручно використовувати для подальшого аналізу їхнього впливу на сучасні радіоелектронні засоби.

Висновки та перспективи подальших досліджень

Аналіз результатів проведених досліджень свідчить, що розроблена модель комбінованих перешкод у приймальних пристроях сучасних РЕЗ дозволяє дослідити їхній вплив на РЕЗ із різною структурною побудовою їхніх приймальних пристроїв.

Запропонований підхід суттєво розширює математичний апарат, який може застосовуватися для обґрунтування вимог до ефективності створення радіоперешкод з метою їхнього максимального впливу на сучасні радіоелектронні засоби.

Подальший розвиток проведених досліджень вбачається в практичній перевірці розробленої моделі для аналізу впливу комбінованих перешкод на приймальні пристрої ДЗІ ЛА, а також для обґрунтування відповідних вимог до створення систем захисту від комбінованих радіоперешкод.

1. Кристаль В.С. Оптимальная обработка радиолокационных сигналов. Москва: Новое время, 2014. 208 с.
2. Канащенков А.И. Защита радиолокационных систем от помех (состояние и тенденция развития). Москва: Радиотехника, 2003. 416 с.
3. Мезенцев А.В., Буточнов А.Н., Юзефович В.В. Анализ способов повышения быстродействия алгоритмов совмещения изображений в комбинированных корреляционно-экстремальных системах навигации летательных аппаратов. *Регистрация, зберігання і оброб. даних*. 2017. Т. 19. № 1. С. 64–71. doi: 10.35681/1560-9189.2017.19.1.126495.
4. Юзефович В.В., Буточнов А.Н., Мезенцев А.В. Оценка качества эталонных изображений, создаваемых для корреляционно-экстремальных систем навигации. *Регистрация, зберігання і оброб. даних*. 2014. Т. 16. № 4. С. 44–53. doi: 10.35681/1560-9189.2014.16.4.100289.
5. Белоусов И.В. Матрицы и определители: учеб. пособ. по линейной алгебре. Кишинев, 2006. 101 с.

Надійшла до редакції 15.12.2020