

МЕТОД СТАТИСТИЧНОЇ ОЦІНКИ ХАРАКТЕРИСТИК ВИХІДНОГО СИГНАЛУ КОРЕЛЯЦІЙНИХ СИСТЕМ ПАСИВНОЇ ПЕЛЕНГАЦІЇ ДЖЕРЕЛ ВИПРОМІНЮВАНЬ ІЗ НЕСТАЦІОНАРНИМ ФЛЮКТУЮЮЧИМ СПЕКТРОМ

© Ленков Є.С., Когут І.Т., 2011

Наведено результати розроблення методу статистичної оцінки параметрів вихідного сигналу систем пасивної пеленгації з алгоритмом кореляційної обробки квазінеперервних сигналів з нестационарним флюктуюючим за формою спектром. Отримані розрахункові вирази, що дозволяють оцінити результуючу пеленгаційну характеристику системи пеленгації, й наведено приклад використання методу.

Ключові слова: система пеленгації, джерело випромінювання, діаграма направленості.

Представлены результаты разработки метода статистической оценки параметров выходного сигнала систем пассивной пеленгации с алгоритмом корреляционной обработки квазинепрерывных сигналов с нестационарным флюктуирующим по форме спектром. Получены расчётные выражения, позволяющие дать оценку результующей пеленгационной характеристике системы пеленгации и приведен пример использования метода.

Ключевые слова: система пеленгации, источник излучения, диаграмма направленности.

У більшості досліджень із питань систем пасивної пеленгації джерел випромінювань спектральні характеристики прийнятих коливань приймаються вузькосмуговими, а форма спектра апроксимується прямокутною або гауссовою залежністю. Такий підхід до аналізу звужує сферу застосування його результатів, а в ситуаціях складної зовнішньої обстановки призводить до некоректності оцінок і знижує їхню імовірність.

Результати цієї роботи орієнтовані на широкий клас сигналів джерел випромінювання (ДВ) насамперед з погляду спектральних характеристик коливань, що пеленгуються.

Як відомо, на борту сучасних аеродинамічних засобів застосовується велика кількість (більше ніж 25) випромінювальних радіотехнічних пристроїв (РП) різного призначення. Необхідно розглядати широкий діапазон часово-частотних характеристик сигналів, які випромінюються.

Просторово-частотні характеристики сигналів випромінювання залежать як від цільового призначення кожного РП, так і від факторів нестабільностей, таких, як: нелінійність амплітудно-частотних характеристик генераторів, нелінійна залежність коефіцієнта стоячої хвилі фідерних трактів від частоти тощо.

Дефекти спектрів сигналів, які випромінюються (особливо широкосмугових), виражаються в наявності нерівномірностей і в окремих випадках провалів. Спектр реальних коливань, що випромінюються РП, потрібно розглядати як сукупність регулярної з випадковою складових.

Нестационарність і дефекти спектра джерел випромінювань, що пеленгуються, найістотніше впливають на характеристики пеленгаційних каналів з кореляційним алгоритмом оброблення. Тому в роботі розглядаються радіотехнічні системи (канали) пеленгації, які побудовані на основі двох антен (основної і допоміжної) і взаємокореляційним обробленням прийнятих сигналів.

Вибираючи метод оцінки, використовують положення статистичної теорії антен, зокрема результати, отримані в монографії [1]. Вибір методу статистичної оцінки вихідного сигналу системи обробки при нерегулярній (випадковій в загальному випадку) формі енергетичного спектра сигналу ґрунтується на властивості дуальності перетворення двох пар характеристик, що мають різний фізичний зміст, але зумовлених тим самим математичним апаратом у вигляді пари перетворень Фур'є.

Такими характеристиками є:

– з одного боку, розподіл поля в розкриві антени $\dot{A}(x)$ й діаграми напрямленості (ДН) антени $F(z)$;

– з іншого боку, енергетичний спектр $\dot{G}(w)$ випадкового процесу і його взаємкореляційна функція $R(\tau)$.

Формули, що визначають однозначний взаємозв'язок цих характеристик, мають вигляд:

$$F(z) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{A}(x) e^{jzx} dx, \quad (1)$$

де x – координата розкриву; z – узагальнена кутова координата,

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{G}(w) e^{jw\tau} dw. \quad (2)$$

У системі пеленгації (СП) вихідний сигнал $R_{01}(t', t'')$ у разі використання в якості аргументу кутової координати (θ) визначає вигляд результуючої діаграми напрямленості (РДН) системи приймання (за термінологією антен – множника системи), яку позначимо як $\psi(\theta)$.

Середній за потужністю множник системи має вигляд:

$$m_1 \{ \psi^2(\theta) \} = \sum_{m,p=-n}^n m_1 \left\{ \vec{g}_m \vec{g}_p^* \right\} \exp \{ j [m \Omega_\Gamma \tau(\theta) - p \Omega_\Gamma \tau(\theta)] \}, \quad (3)$$

де $\vec{g}_{m,p} = g_{m,p} e^{j\phi_{m,p}}$ – комплексні випадкові величини, у яких середні значення $\vec{g}_{m,p}$ визначають вибірки регулярної складової взаємного спектра; Ω_Γ – частота генератора.

Введемо нормовану до середнього випадкову величину

$$\vec{B}_{m,p} = \frac{\vec{g}_{m,p}}{\bar{g}_{m,p}} \quad (4)$$

і використаємо подання випадкових коефіцієнтів у вигляді

$$g_{m,p} = \bar{g}_{m,p} e^{\eta_{m,p}}, \quad (5)$$

де $\eta_{m,p} = \ln B_{m,p}$.

Співвідношення (3) і (4) дають змогу подати вираз (3) у вигляді

$$m_1 \{ \psi^2(\theta) \} = \sum_{m,p=-n}^n \bar{g}_m \bar{g}_p^* \exp \{ \overline{\eta_m + \eta_p + j(\phi_m - \phi_p)} \} \exp \{ j \Omega_\Gamma \tau(m-p) \}. \quad (6)$$

Введемо безрозмірний кутовий параметр

$$z = \frac{n \Omega_\Gamma}{cb \sin \theta}, \quad (7)$$

а також наведений індекс

$$x_m = \frac{m}{n}. \quad (8)$$

Зробивши операцію усереднення й враховуючи (5) і (6), одержимо:

$$m_1 \{ \Psi^2(z) \} = \sum_{x_m=-1}^1 \sum_{x_p=-1}^1 \bar{g}_m \bar{g}_p Q(-j, j, 1, -1) e^{jz(x_m - x_p)}, \quad (9)$$

$$Q(-j, j, 1, -1) = \exp \left\{ \overline{\eta_m + \eta_p + j\varphi_m - j\varphi_p} \right\}, \quad (10)$$

де $Q(-j, j, 1, -1)$ – чотиривимірна характеристична функція випадкових величин $\eta_m, \eta_p, \varphi_m, \varphi_p$.

Для проведення подальшого аналізу прийємо такі умови:

- закони розподілу $\eta_{m_1 p}$ й $\varphi_{m_1 p}$ нормальні із середніми значеннями $\bar{\eta}_{m_1 p} = 0$;
- $\bar{\varphi}_{m_1 p} = 0$ і дисперсіями σ_η^2 й σ_φ^2 відповідно;
- флуктуації в межах смуги приймання $\Delta f_{\text{пр}}$ стаціонарні.

За аналогією з отриманим в [1] результатом, вираз (10) можна подати у вигляді:

$$Q(v_1, v_2, v_3, v_4) = \exp \left\{ j \sum_{k=1}^4 \xi_k v_k - \frac{1}{2} \sum_k \sum_{L=1}^4 \sigma_k \sigma_L \rho_{kL} v_k v_L \right\}, \quad (11)$$

де $v_1 = -j, v_2 = -j, v_3 = 1, v_4 = -1, \xi_1 = \eta_m, \xi_2 = \eta_p, \xi_3 = \varphi_m, \xi_4 = -\varphi_p$; ρ_{kL} – коефіцієнт (нормований) кореляції даних величин.

У показнику виразу (9) позитивно визначена квадратична форма, яка повністю визначається матрицею

$$\begin{pmatrix} -\sigma_\eta^2; & -\sigma_\eta^2 \rho_\eta(m_1 p); & -j \sigma_\eta \sigma_\varphi \rho_{\eta\varphi}^{(0)}; & j \sigma_\eta \sigma_\varphi \rho_{\eta\varphi}(m_1 p) \\ -\sigma_\eta^2 \rho_\eta(m_1 p); & -\sigma_\eta^2; & -j \sigma_\eta \sigma_\varphi \rho_{\eta\varphi}(m_1 p); & j \sigma_\eta \sigma_\varphi \rho_{\eta\varphi}(m_1 p) \\ -j \sigma_\eta \sigma_\varphi \rho_{\eta\varphi}(0); & -j \sigma_\eta \sigma_\varphi \rho_{\eta\varphi}(m_1 p); & \sigma_\varphi^2; & -\sigma_\eta^2 \rho_\varphi(m_1 p) \\ j \sigma_\eta \sigma_\varphi \rho_{\eta\varphi}(m_1 p); & j \sigma_\eta \sigma_\varphi \rho_{\eta\varphi}(0); & -\sigma_\varphi^2 \rho_\varphi(m_1 p); & \sigma_\varphi^2 \end{pmatrix}. \quad (12)$$

Величина $\rho_{\eta\varphi}(0)$ в загальному випадку не дорівнює 1.

Приймаючи незалежність флуктуацій фази (флуктуації фази характерні тільки для взаємкореляційної функції) і потужності (оскільки вони зумовлені різними механізмами походження) і враховуючи (11) і (12), вираз (3) можна записати у вигляді:

$$m_1 \{ \Psi^2(z) \} = \exp \left\{ 2\bar{\eta} + \sigma_\eta^2 - \sigma_\varphi^2 \right\} \sum_{m,p=-n}^n \bar{g}_m \bar{g}_p \exp \left\{ \sigma_\eta^2 \rho_\eta(x_m - x_p) + \sigma_\varphi^2 \rho_\varphi(x_m - x_p) \right\} \exp \left\{ jz(x_m - x_p) \right\}. \quad (13)$$

Під час розкладання експоненти, що містить параметри флуктуацій, у ряд одержимо:

$$\begin{aligned} m_1 \{ \Psi^2(\theta) \} = & \exp \left\{ 2\bar{\eta} + \sigma_\eta^2 - \sigma_\varphi^2 \right\} \left[\sum_{m,p=-n}^n \bar{g}_m \bar{g}_p \exp \left\{ jz(x_m - x_p) \right\} + \right. \\ & + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sigma_\eta^{2k}}{k!} \sum_{m,p=-n}^n \rho_\eta^k(x_m - x_p) \exp \left\{ jz(x_m - x_p) \right\} + \\ & + \sum_{L=1}^{\infty} \frac{\sigma_\varphi^{2L}}{L!} \sum_{m,p=-n}^n \rho_\varphi^L(x_m - x_p) \exp \left\{ jz(x_m - x_p) \right\} + \\ & \left. + \sum_{k,L=1}^{\infty} \sum_{m,p=-n}^n \frac{\sigma_\eta^{2k} \sigma_\varphi^{2L}}{k! L!} \times \sum_{m,p=-n}^n \rho_\eta^k(x_m - x_p) \rho_\varphi^L(x_m - x_p) \exp \left\{ jz(x_m - x_p) \right\} \right]. \quad (14) \end{aligned}$$

Отриманий вираз є загальним і дозволяє досліджувати середній за потужністю множник системи, що визначає РДН, у функції узагальненої кутової координати z при довільній статистиці (що задається для аналізу) флуктуацій енергетичного спектра сигналу.

Проведемо аналіз виразу (14). Перший співмножник є масштабним коефіцієнтом, який позначимо через $M(\bar{\eta}, \sigma_{\eta}, \sigma_{\phi})$

$$M(\bar{\eta}, \sigma_{\eta}, \sigma_{\phi}) = \exp\left\{2\bar{\eta} + \sigma_{\eta}^2 - \sigma_{\phi}^2\right\}. \quad (15)$$

Перший член у квадратних дужках виразу (14) являє собою функцію множника системи під час відсутності флуктуацій (дефектів спектра сигналу). Інші члени розкладання у квадратних дужках характеризують спотворення форми множника системи (щодо середнього) за рахунок нестабільностей енергетичного спектра перешкоди.

Отже, відповідно до поставленого завдання, отримано вираз для множника системи (нормованої РДН), проведено аналіз спотворень множника залежно від заданих статистичних характеристик реальних спектрів, не враховуючи аргументу взаємного спектра за рахунок неідентичності фазо-частотних характеристик трактів приймання.

Враховуючи, що кількісний аналіз множника у вигляді (14) є громіздким, доцільно дискретну систему (отриману розкладанням у ряд Фур'є) подати безперервною функцією:

$$\lim_{\substack{k \rightarrow 0 \\ n \rightarrow \infty}} \sum_{m,p=-n}^n \rho^k(x_m - x_p) \exp\{jx(x_m - x_p)\} = \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 \rho^k(x_1 - x_2) e^{jx(x_1 - x_2)} dx_1 dx_2. \quad (16)$$

Таке подання дає змогу скористатися для кількісного аналізу табульованими інтегральними функціями, отриманими в [1].

З врахуванням (16) вираз середнього за потужністю множника системи при $\sigma_{\phi}^2=0$ матиме вигляд:

$$m_1\{\psi^2(\theta)\} = M\left(\bar{\eta}, \sigma_{\eta}^2\right) \left[\int_{-1}^1 \int_{-1}^1 \bar{g}(x_1) \bar{g}(x_2) e^{jz(x_2 - x_1)} dx_1 dx_2 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sigma_{\eta}^{2k}}{k!} \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 \bar{g}(x_1) \bar{g}(x_2) \rho_{\eta}^k(x_1 - x_2) e^{jz(x_1 - x_2)} dx_1 dx_2 \right]. \quad (17)$$

Приймаючи регулярну складову спектра прямокутною ($\bar{g}(x) = g_0$) і з метою нормування $g_0=1/2$, одержимо:

$$m_1\{\psi^2(\theta)\} = M(\bar{\eta}, \sigma_{\eta}^2) \left\{ \left(\frac{\sin z}{z}\right)^2 + \frac{1}{\eta} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sigma_{\eta}^{2k}}{k} \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 \rho_{\eta}^k(x_1 - x_2) e^{jz(x_1 - x_2)} dx_1 dx_2 \right\}. \quad (18)$$

Функцію $\rho_{\eta}(x)$ прийемо гауссової форми (найбільш застосовуваної), тоді:

$$\rho_{\eta}(x) = e^{-\left(\frac{x}{x_0}\right)^2},$$

де x_0 – радіус кореляції у відносних одиницях.

При цьому вираз (18) визначається через табульовані функції $I_{\Gamma}(\rho_{\eta}, -z, z)$:

$$m_1\{\psi^2(\theta)\} = M(\bar{\eta}, \delta_{\eta}^2) \left\{ \left(\frac{\sin z}{z}\right)^2 + \frac{1}{4} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\delta_{\eta}^2}{k!} I_{\Gamma}(\rho_{\eta_k}, -z, z) \right\}, \quad (19)$$

де

$$I_{\Gamma}(\rho_{\eta_k}, -z, z) = \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 e^{-k(x_1 - x_2)^2 / x_0^2 + jz(x_1 - x_2)} dx_1 dx_2. \quad (20)$$

Вираз (19) з урахуванням табличного інтегралу (20) є аналітичним виразом множника системи обробки, який дозволяє провести аналіз РДН для заданих параметрів енергетичного спектра сигналу, який випромінюється з нерівномірним порівняно ширококутовим спектром, що має, крім регулярної, флуктуаційну складову.

На рис. 1 наведені залежності середнього нормованого за потужністю множника системи (нормованої РДН) при апроксимації регулярної складової спектра прямокутної форми й кількох значеннях (зазначених на графіках) параметрів флуктуацій спектра. Залежності охоплюють області перших трьох бічних пелюсток функції $(\sin x/x)^2$.

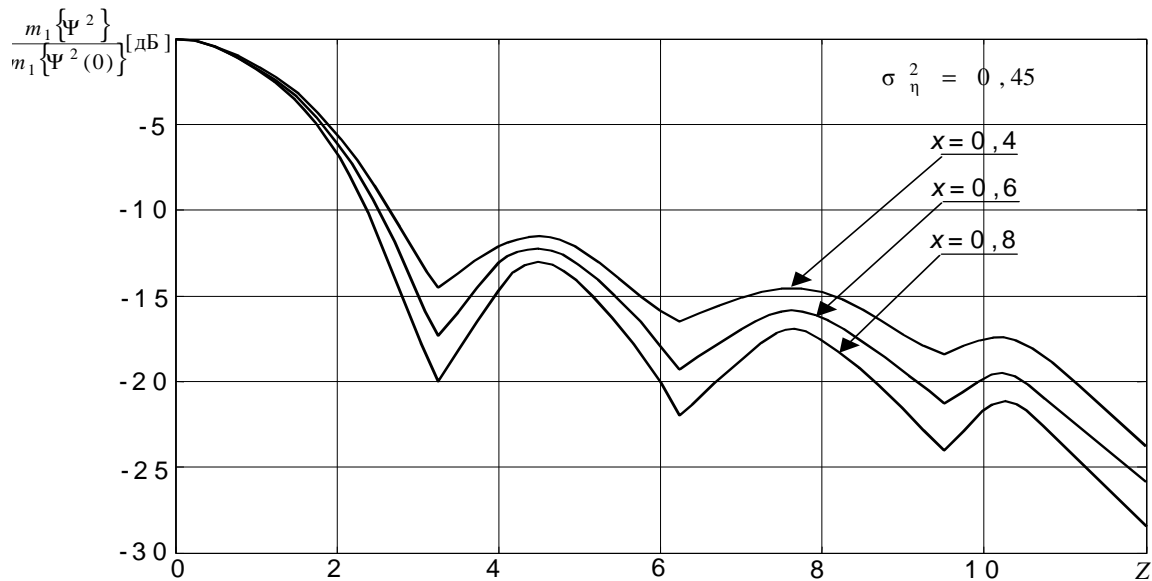


Рис. 1. Вигляд нормованого вихідного сигналу кореляційної СП у разі нестабільного спектра прийнятого колювання

1. Шифрин Я. С. *Вопросы статистической теории антенн*: – М.: Сов. радио, 1970. – 248 с.
2. Кобзев В. И. *Корреляционный метод исключения ложных пеленгов в многопозиционных системах с направленными антеннами в пунктах приёма* // *Военная радиоэлектроника*. – 1982. – № 2. – С. 26 – 35.
3. Левин Б.Р. *Теоретические основы статистической радиотехники*. – М.: Сов. радио, 1974. – 552 с.