

В.Г. Ципоренко, к.т.н., доц.

В.В. Ципоренко, асист.

Житомирський державний технологічний університет

АНАЛІЗ ШИРИНИ СПЕКТРА РАДІОВИПРОМІНЮВАНЬ З НЕВІДОМИМ КОМПЛЕКСНИМ СПЕКТРОМ

Показано, що оптимальний аналіз ширини спектра радіосигналів з невідомим комплексним спектром при наявності адитивного шуму джерел радіовипромінювань з невідомими координатами може бути реалізований у частотно-просторовій області визначення. Основною операцією такого аналізу є визначення квадратурної частотно-просторової кореляційної функції. Визначені кількісні характеристики операції аналізу ширини спектра в частотно-просторовій області.

Постановка проблеми та її зв'язок з важливими науковими та практичними завданнями. На сьогодні ефективність використання радіочастотного ресурсу забезпечується підвищенням стабільності частотних параметрів радіоелектронних засобів та оперативним їх контролем при радіомоніторингу. Підконтрольні параметри зазвичай поділяють на загальні та спеціальні, до яких належить несуча частота, ширина зайнятої смуги частот, рівень сигналу, а також швидкість передачі інформації та параметри модуляції. Більшість сучасних методів контролю цих параметрів є енергетичними, реалізуються в часовій або частотній області визначення та вимагають великого відношення сигнал/шум [1, 2, 5]. Тому при радіоконтролі широкосмугових випромінювань ефективність цих методів суттєво знижується, зумовлюючи відносно великі похибки [3, 5]. Перспективним напрямом вирішення цієї проблеми є використання спектрально-просторових методів обробки радіовипромінювань, які передбачають одночасний аналіз їх спектральних та просторових характеристик [6, 8].

Точність аналізу параметрів радіосигналів безпосередньо впливає на точність радіомоніторингу, а також на ефективність використання РЧР. Тому підвищення точності аналізу радіосигналів у системах радіомоніторингу в складній електромагнітній обстановці є актуальною задачею.

Аналіз останніх досліджень і публікацій, в яких започатковано вирішення даної проблеми. У роботах [1, 4] виконано порівняльний аналіз прямих методів вимірювання ширини спектра, таких, як відношення потужностей, контролю по заданому рівню та заміщення. Дані методи передбачають обробку тільки енергетичного спектра радіовипромінювань, але не враховують усю доступну його енергію, що зумовлює їх недостатню точність та завадостійкість.

У роботах [1, 3] виконано аналіз побічних методів вимірювання ширини спектра радіовипромінювань, таких як оцінки затухання спектра поза смугою пропускання, оцінки середньоквадратичного значення девіації частоти та часу наростання імпульсів. Дані методи передбачають багатоетапну обробку часових реалізацій радіовипромінювань та використовують їх енергію частково, що зумовлює їх вузьку спеціалізацію щодо виду модуляції та відносно невелику точність.

У роботах [5, 7] виконано аналіз статистичних методів вимірювання ширини спектра радіовипромінювань, використовуючи аналіз автокореляційної функції в часовій області. Недоліком методів даної групи є недостатня завадостійкість і необхідність апріорних даних щодо розподілу густини імовірності миттєвих значень випромінювань, що зумовлені необхідністю врахування максимальної потужності шумів у межах смуги пропускання каналів радіоприйому.

У роботах [6, 8] наведені результати досліджень методів аналізу радіовипромінювань шляхом обробки їх спектра та просторових характеристик. Недоліком запропонованих методів аналізу є недостатня завадостійкість, що зумовлена алгоритмами прийняття рішень при вимірюванні ширини спектра з урахуванням потужності тільки окремих спектральних складових, що має особливе значення при обробці широкосмугових радіовипромінювань.

У роботі [11] запропоновано алгоритм аналізу ширини спектра радіовипромінювань з урахуванням їх відомих просторових характеристик. Однак для умов невідомих просторових характеристик радіовипромінювань вказана задача не розв'язана.

У роботах [9, 12, 13] обґрунтовані загальні принципи та досліджені оптимальні методи вимірювання параметрів радіосигналу, що заданий у часі, для умов великої апріорної невизначеності, коли невідомою є обвідна або часова структура радіосигналу. Показано, що для вказаних умов доцільно використовувати адаптивні методи аналізу. Однак у роботах не розв'язана задача застосування вказаних методів для

аналізу частотних параметрів радіосигналу для умов невизначеності одночасно його обвідної та закону модуляції.

Виділення невіршених раніше частин загальної проблеми. Таким чином, невіршеною раніше частиною загальної проблеми аналізу ширини спектра радіовипромінювань є їх аналіз з урахуванням їх просторових характеристик і використанням повної енергії прийнятої реалізації за умов невідомих комплексного спектра та координат їх джерел.

Постановка завдання. Відповідно до невіршених раніше частин загальної проблеми вимірювання ширини спектра радіовипромінювань з урахуванням їх просторових параметрів, цілями статті є: дослідження оптимальних методів спектрально-просторової обробки при вимірюванні ширини спектра радіосигналу при невідомих його комплексного спектра та координат джерела та отримання їх кількісних характеристик, що характеризують ефективність аналізу.

Виклад основного матеріалу дослідження. Розглянемо задачу оцінки ширини спектра Δf радіосигналу $S(t, \lambda, \Delta f)$ з невідомим комплексним спектром $S(jf)$, що приймається з невідомого напрямку θ в адитивній суміші $U(t)$ зі статистично незалежним білим гаусовим шумом $n(t)$ впродовж часового інтервалу $t \in [0, T_a]$. Шум $n(t)$ і сигнал $S(t, \lambda, \Delta f)$ є обмеженими по смузі частот $\{f_n, f_g\}$. Вихідні умови задамо таким чином:

$$U(t) = S(t, \lambda, \Delta f) + n(t), \quad (1)$$

де $\lambda = \{\lambda_i\}_{i=1, \overline{m}}$ – вектор параметрів, від яких залежить радіосигнал, значення яких відомі;

$S(t, \lambda, \Delta f)$ – відома детермінована функція аргументів t , λ та Δf :

$$S(t, \lambda, \Delta f) = A(t, \lambda, \Delta f) \cdot \cos(2\pi f t + \gamma(t, \lambda, \Delta f) + \varphi), \quad (2)$$

де $A(t, \lambda, \Delta f)$, $\gamma(t, \lambda, \Delta f)$, φ – невідомі функції відповідно амплітудної та кутової модуляції, а також невідома початкова фаза.

Будемо вважати, що спектр радіосигналу практично повністю розташований у межах смуги аналізу $\{f_n, f_g\}$, а комплексний спектр $S(jf)$ визначається для сигналу $S(t, \lambda, \Delta f)$ на основі перетворення Фур'є [4]. Також нехай нижня гранична частота спектра сигналу співпадає з нижньою граничною частотою смуги частот аналізу $f_{\text{ст}} = f_n$.

Нехай відомі априорі всі необхідні ймовірнісні характеристики шуму $n(t)$:

M_n , D_n – відповідно математичне очікування та дисперсія шуму $n(t)$, зазвичай $M_n = 0$;

$N = \text{const}$ – двостороння спектральна густина потужності шуму $n(t)$.

Для визначених умов необхідно оптимальним чином визначити значення ширини спектра Δf по прийнятій реалізації $U(t)$ в інтервалі $[0, T_a]$.

Умови поставленої задачі характеризуються великою априорною невизначеністю [12, 13], тому для її розв'язання доцільно використовувати адаптивний алгоритм оцінювання [9, 13], коли невідома форма часової та спектральної реалізації сигналу визначається на основі оброблення прийнятої реалізації суміші $U(t)$ сигналу та шуму. Отриману оцінку реалізації корисного сигналу $\hat{S}(t)$ доцільно використовувати в подальшому як еталонний сигнал згідно з відомими оптимальними методами аналізу параметрів для умови априорі відомої форми сигналу. Невідому форму сигналу доцільно оцінювати на основі інтерполюючого ряду по системі K ортонормованих функцій $b_k(t)$ [12]. В цьому випадку функціонал правдоподібності оцінюваної ширини спектра $\Lambda(\Delta f)$ може бути представлений як сума K складових функціоналів правдоподібності $\Lambda_k(\Delta f)$ оцінюваної ширини спектра, що відповідають ортонормованим функціям $b_k(t)$ розкладу:

$$\Lambda(\Delta f) = \sum_{k=1}^K \Lambda_k(\Delta f). \quad (3)$$

Оптимальним чином функціонал правдоподібності $\Lambda(\Delta f)$ доцільно формувати згідно з (3) когерентно, коли складові функціонали правдоподібності формуються та додаються синфазно. Для умов априорної невизначеності комплексного спектра сигналу $S(t)$ когерентне накопичування в рівнянні (3) доцільно забезпечувати шляхом використання додаткового просторового оброблення прийнятої реалізації суміші $U(t)$, забезпечуючи максимально можливий вигравш по точності.

Представлення корисного сигналу $S(t)$ інтерполюючим рядом і вагові коефіцієнти a_k ортонормованих функцій $b_k(t)$ здійснюється згідно з рівнянням (4):

$$S(t, \Delta f) = \sum_{k=1}^K a_k b_k(t), \tag{4}$$

де $a_k = \int_0^{T_a} S(t, \Delta f) \cdot b_k(t) dt$;

T_a – тривалість аналізу.

Аналіз рівняння (4) показує, що як інтерполюючий ряд $b_k(t)$ для задачі, що розв’язується, доцільно використовувати ряд Фур’є, тому що закон модуляції фази невідомий [12]. В цьому випадку коефіцієнти a_k будуть відповідати комплексним відлікам спектра $S(jf)$ очікуваного сигналу.

Для випадку безперервно-безперервного аналізу в частотній області визначення аналізується спектральна густина $U(jf)$ прийнятої суміші, яку можна записати з використанням перетворення Фур’є у вигляді [4]:

$$U(jf) = S(jf, \lambda) + n(jf), \tag{5}$$

де $S(jf, \lambda)$, $n(jf)$ – відповідно комплексні спектральні густини корисного сигналу і шуму;

$$S(jf, \lambda) = S(f, \lambda) \cdot e^{j\varphi(f)}.$$

При апіорній невизначеності комплексного спектра $S(jf)$ для локалізованих просторово та стаціонарних радіоелектронних засобів основною інформаційною властивістю радіосигналів є апіорна незалежність від часу та частоти їх просторових параметрів $\lambda(\theta)$, таких, наприклад, як напрямок приходу або пеленг, кут місця, поляризація та інші, тобто $\lambda(\theta) = \text{const}$. Тому доцільно їх комплексний спектр представити у тривимірній формі:

$$S(jf, if, \lambda) = S(f, \lambda) \cdot e^{j\varphi(f)} \cdot e^{i\lambda(\theta)}. \tag{6}$$

Рівняння (6) враховує те, що просторові параметри $\lambda(\theta)$ можна представити як просторову фазу радіосигналу і ввести як складову частину узагальненого тривимірного фазочастотного спектра $\varphi_{\Sigma}(f)$:

$$\varphi_{\Sigma}(f) = j\varphi(f) + i\lambda(\theta), \tag{7}$$

де i – комплексна уявна змінна з модулем, що дорівнює одиниці, але описує комплексно-уявну площину, що є нормальною до комплексно-уявної площини змінної j .

Обидві складові узагальненого фазочастотного спектра $\varphi_{\Sigma}(f)$ відповідають одному і тому ж амплітудно-частотному спектру $S(f)$ радіосигналу, вони формуються одночасно і статистично незалежно. Тому для усунення апіорної статистичної невизначеності часового фазочастотного спектра $\varphi(f)$ доцільно при розв’язанні задачі аналізу ширини спектра радіосигналу використовувати його апіорі відомий просторовий фазочастотний спектр $\varphi_{\theta}(f) = \lambda(\theta)$.

У частотній області визначення ширина спектра Δf радіосигналу є його еквівалентною тривалістю і тому являє собою енергетичний параметр. У цьому випадку доцільно визначити частотний функціонал правдоподібності $F(\Delta f)$ або його логарифм $\ln\{F(\Delta f)\} = q(\Delta f)$.

Як максимально правдоподібну оцінку приймаємо значення ширини спектра $\Delta \hat{f}$, що забезпечує максимум логарифма функціонала відношення правдоподібності:

$$\Delta \hat{f} = \max \left\{ \frac{2}{N} \int_{f_H}^{f_B} \text{Re} \left\{ K(jf) - \frac{1}{2} \hat{S}^2(jf, \Delta f) \right\} df \right\}, \tag{8}$$

де $K(jf)$ – квадратурна спектрально-просторова функція кореляції;

$\hat{S}^2(jf, \Delta f)$ – регульована по ширині спектра Δf оцінка спектра потужності корисного сигналу.

Рівняння (8) визначає алгоритм оцінки ширини спектра Δf , базовою операцією якого є квадратурна спектрально-просторова функція кореляції:

$$K(jf) = \left[\left(\int_{f_H}^{f_H + \Delta f} \text{Re} \{ U(jf, \theta) \cdot \hat{S}(f, \Delta f) \} df \right)^2 + \left(\int_{f_H}^{f_H + \Delta f} \text{Im} \{ U(jf, \theta) \cdot \hat{S}(f, \Delta f) \} df \right)^2 \right]^{1/2}, \tag{9}$$

де Δf – очікуване значення ширини спектра;

$\theta(f)$ – вимірне значення напрямку на джерело;

$U(jf, \theta) = U(f) \cdot \exp(j\theta(f))$ – виміряна спектрально-просторова реалізація прийнятої суміші $U(t)$.

Оптимальною оцінкою амплітудного спектра очікуваного сигналу $\widehat{S}(f, \Delta f)$ є оцінка амплітудного спектра прийнятої суміші $U(f)$, що визначається в процесі оброблення її часової реалізації $U(t)$ [4, 9]. Враховуючи це, рівняння (9) набуває вигляду:

$$K(jf) = \left[\left(\int_{f_H}^{f_H + \Delta f} \operatorname{Re}\{U^2(jf, \theta)\} df \right)^2 + \left(\int_{f_H}^{f_H + \Delta f} \operatorname{Im}\{U^2(jf, \theta)\} df \right)^2 \right]^{1/2}. \quad (10)$$

Враховуючи (10), рівняння (8) набуває вигляду:

$$\Delta \widehat{f} = \max \left\{ \frac{2}{N} \left[\left(\int_{f_H}^{f_H + \Delta f} \operatorname{Re}\{U^2(jf, \theta)\} df \right)^2 + \left(\int_{f_H}^{f_H + \Delta f} \operatorname{Im}\{U^2(jf, \theta)\} df \right)^2 \right]^{1/2} - \frac{1}{N} \int_{f_H}^{f_H + \Delta f} U^2(jf) df \right\}. \quad (11)$$

Для випадків неперервно-дискретного аналізу та дискретно-дискретного аналізу рівняння (11) набуває вигляду:

$$\Delta \widehat{f} = \max \left\{ \frac{2}{N} \left[\left(\sum_{f_H}^{f_H + \Delta f} \operatorname{Re}\{U^2(jf_k, \theta)\} \right)^2 + \left(\sum_{f_H}^{f_H + \Delta f} \operatorname{Im}\{U^2(jf_k, \theta)\} \right)^2 \right]^{1/2} - \frac{1}{N} \sum_{f_H}^{f_H + \Delta f} U^2(jf_k) \right\}. \quad (12)$$

Визначимо дисперсію оцінки ширини спектра радіосигналу $D_{\Delta f}$. Для цього логарифм функціонала правдоподібності (11) представимо у вигляді:

$$q(\Delta f) = q_S(\Delta f) + q_n(\Delta f), \quad (13)$$

де $q_S(\Delta f) = \frac{2}{N} \int_{f_H}^{f_B} \operatorname{Re}\left\{ S(jf, \theta_0, \Delta f_0) \cdot S^*(jf, \theta_0, \Delta f) - \frac{1}{2} S^2(jf, \theta_0, \Delta f) \right\} df$ – сигнальна функція;

$$q_n(\Delta f) = \frac{6}{N} \int_{f_H}^{f_B} \operatorname{Re}\{n(jf, \theta) \cdot S^*(jf, \theta_0, \Delta f)\} df + \frac{2}{N} \int_{f_H}^{f_B} \operatorname{Re}\{n(jf, \theta) \cdot n^*(jf, \theta_0, \Delta f)\} df$$
 – шумова функція.

Дисперсія $D_{\Delta f}$ оцінки ширини спектра сигналу обернено пропорційна відношенню сигнал/шум за потужністю та кривизною нормованої кореляційної функції корисного сигналу по оцінюваній його ширині спектра в її максимумі [9]:

$$D_{\Delta f} = -1 / \left[\frac{d^2 q_S(\Delta \widehat{f})}{d\Delta f^2} \right] |_{\Delta f}. \quad (14)$$

У свою чергу, відношення сигнал/шум при дискретній обробці спектра визначається рівнянням [12]:

$$\rho^2 = \frac{\rho_m^4}{4 + 2m\rho_m^2}, \quad (15)$$

де $\rho_m^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^m U^2(f_k)$;

m – кількість спектральних відліків у смузі оцінюваної ширини спектра $\Delta \widehat{f}$.

Аналіз рівняння (13) показує, що для умов апіорної невизначеності комплексного спектра сигналу, порівняно з варіантом відомого сигналу, збільшується рівень шумової функції приблизно в три рази. При цьому сигнальна функція $q_S(\Delta f)$ суттєво залежить від форми амплітудно-частотного спектра сигналу $S(f)$ [9, 12]. Тому доцільно точність аналізу ширини спектра оцінювати умовною дисперсією або відносною дисперсією з урахуванням певної форми амплітудно-частотного спектра очікуваного сигналу. В загальному випадку відносна дисперсія ширини спектра буде визначатися величиною збільшення шумової функції $q_n(\Delta f)$ і становити:

$$d_{\Delta f} = 3D_{\Delta f} | S(j\omega). \quad (16)$$

Аналіз рівнянь (13)–(16) показує, що дисперсія оцінки ширини спектра сигналу з невідомим комплексним спектром обернено пропорційна відношенню сигнал/шум $2E/N$ і визначається повною накопиченою енергією корисного сигналу, що забезпечує високу завадостійкість, особливо при аналізі широкосмугових радіовипромінювань. Використання просторового оброблення реалізації комплексного спектра суміші $U(jf, \theta)$ компенсує апіорну невизначеність щодо закону модуляції фази, забезпечуючи точність, що відповідає умовам апіорної визначеності [9, 12, 13].

Можна показати також, що отримані частотно-просторові кореляційні характеристики співпадають із нижніми границями, які визначаються нерівністю Рао–Крамера [4, 9, 12].

Таким чином, поставлене в статті завдання вирішене.

Висновки. Задачу аналізу ширини спектра радіосигналу з невідомим комплексним спектром та невідомими координатами його джерела при наявності адитивного нормального шуму можна оптимально вирішити, використовуючи аналіз прийнятої реалізації в частотно-просторовій області визначення. Основною операцією такого аналізу є визначення квадратурної частотно-просторової кореляційної функції відносно адаптивно оцінюваного амплітудно-частотного спектра сигналу. При цьому кількісні імовірнісні характеристики операції аналізу ширини спектра в частотно-просторовій області співпадають з відомими значеннями характеристик операції аналізу в частотній або часовій областях для випадку апіорі повністю відомого закону кутової модуляції сигналу.

ЛІТЕРАТУРА:

1. *Ступак В.С.* Основи радіочастотного контролю : практичний посібник / *В.С. Ступак, С.О. Долматов* : за ред. Олійника В.Ф. – К., 2004 – 231 с.
2. *Егоров Е.И.* Новый этап в нормировании и контроле ширины полосы частот и внеполосных излучений радиопередатчиков / *Е.И. Егоров, А.П. Павлюк* // *Электросвязь*. – 2003. – № 3.
3. *Маковеева М.М.* Системы связи с подвижными объектами : учеб. пособие для вузов / *М.М. Маковеева, Ю.С. Шинаков*. – М. : Радио и связь, 2002. – 440 с.: ил.
4. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника / *В.И. Тихонов*. – М. : Радио и связь, 1982. – 624 с.
5. *Слободянюк П.В.* Довідник з радіомоніторингу / *П.В. Слободянюк, В.Г. Благодарный, В.С. Ступак*; за ред. П.В. Слободянюка. – Ніжин : ТОВ Видавництво «Аспект-Поліграф», 2008. – 588 с.: іл.
6. *Радзиевский В.Г.* Первичная обработка сигналов в цифровых панорамных обнаружителях – пеленгаторах / *В.Г. Радзиевский, В.А. Уфаев*. – Радиотехника, 2003. – № 7.
7. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / *Б.Скляр* : пер. с англ. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
8. *Радзиевский В.Г.* Информационное обеспечение радиоэлектронных систем в условиях конфликта / *В.Г. Радзиевский, А.А. Сирота*. – М. : ИПРЖР, 2001. – 574 с.: ил.
9. *Тихонов В.И.* Оптимальный приём сигналов / *В.И. Тихонов*. – М. : Радио и связь, 1983. – 320 с.
10. *Трифонов А.П.* Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех / *А.П. Трифонов, Ю.С. Шинаков*. – М. : Радио и связь, 1986. – 264 с.: ил.
11. *Ципоренко В.Г.* Аналіз ширини спектра радіосигналу з невідомим фазовим спектром / *В.Г. Ципоренко* // *Вісник ЖДТУ*. – 2009. – № 1 (48) / *Технічні науки*. – С. 127–130.
12. *Куликов Е.И.* Оценка параметров сигналов на фоне помех / *Е.И. Куликов, А.П. Трифонов*. – М. : Сов. радио, 1978. – 296 с.
13. *Репин В.Г.* Статистический синтез при априорной неопределённости и адаптация информационных систем / *В.Г. Репин, Г.П. Тартаковский*. – М. : Сов. радио, 1977. – оро432 с.

ЦИПОРЕНКО Валентин Григорович – кандидат технічних наук, доцент кафедри радіотехніки та телекомунікацій Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:

– радіоелектроніка з використанням цифрової обробки сигналів.

ЦИПОРЕНКО Віталій Валентинович – асистент кафедри радіотехніки та телекомунікацій Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:

– пошук та пеленгування радіовипромінювань з використанням цифрових методів обробки.

Подано 25.02.2010

В.Г. Ципоренко, В.В. Ципоренко. Аналіз ширини спектра радіовипромінювань з невідомим комплексним спектром

В.Г. Ципоренко, В.В. Ципоренко. Анализ ширины спектра радиосигналов с неизвестным комплексным спектром

V.G. Tsiporenko, V.V. Tsiporenko. Analysis of width of spectrum of radio radiations with an unknown complex spectrum

УДК 621.37:621.391

Анализ ширины спектра радиосигналов с неизвестным комплексным спектром / В.Г. Ципоренко, В.В. Ципоренко.

Показано, что оптимальный анализ ширины спектра радиосигналов с неизвестным комплексным спектром при наличии адитивного шума источников радиоизлучения с неизвестными координатами может быть реализован в частотно-пространственной области определения. Основной операцией такого анализа является определение квадратурной частотно-пространственной корреляционной функции. Определены количественные характеристики операции анализа ширины спектра в частотно-пространственной области.

УДК 621.37:621.391

Analysis of width of spectrum of radio radiations with an unknown complex spectrum / V.G. Tsiporenko.

It is rotined that the optimum analysis of width of spectrum of radio signals with an unknown complex spectrum at presence of additive noise of sources of radio radiation with unknown co-ordinates can be realized in the frequency-spatial range of definition. The basic operation of such analysis is determination of quadrature frequency-spatial correlation function. Quantitative descriptions of operation of analysis of spectrum width are certain in a frequency spatial area.