

В.Г. Ципоренко, к.т.н., доц.

Житомирський державний технологічний університет

АНАЛІЗ ШИРИНИ СПЕКТРА РАДІОСИГНАЛУ З НЕВІДОМИМ ФАЗОВИМ СПЕКТРОМ

Показано, що оптимальний аналіз ширини спектра радіосигналів з невідомим фазовим спектром при наявності адитивного шуму може бути реалізовано в частотно-просторовій області визначення. Основною операцією такого аналізу є визначення частотно-просторової кореляційної функції. Визначено кількісні характеристики операції аналізу ширини спектра в частотно-просторовій області.

Постановка проблеми в загальному вигляді та її зв'язок із 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 напрямком 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 в системах радіомоніторингу в складній електромагнітній обстановці є актуальним завданням.

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

В 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.

В 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.

В роботах [6, 8] наведено 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.

Виділення невирішених раніше частин загальної проблеми. Таким чином, невирішеною раніше частиною загальної проблеми аналізу ширини спектра радіовипромінювань є їх аналіз з урахуванням їх просторових характеристик і використанням повної енергії прийнятої реалізації.

Формулювання цілей статті (постановка завдання). Відповідно до невирішених 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 та отримання їх кількісних характеристик, що характеризують ефективність аналізу.

Викладення основного матеріалу дослідження. Розглянемо задачу оцінки ширини спектра радіосигналу $S(t, \lambda, \varphi(f))$ з невідомим фазовим спектром, що приймається з відомого напрямку θ_0 та 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 $S(t, \lambda, \varphi(f))$ є обмеженими по смузі частот $\{f_n, f_a\}$. Вихідні умови задамо таким чином:

$$U(t) = S(t, \lambda, \varphi(f)) + n(t), \tag{1}$$

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

$\varphi(f)$ – фазочастотний спектр радіосигналу, що є випадковою функцією з довільним відомим законом розподілу у часі.

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

$$S(t, \lambda, \varphi(f)) = A(t, \lambda, \varphi(f)) \cdot \cos(2\pi ft + \gamma(t, \lambda, \varphi(f)) + \varphi), \tag{2}$$

де φ – початкова фаза.

Нехай є відомим амплітудний спектр корисного радіосигналу, обвідна якого є гаусовою функцією:

$$S(f) = S_0 \cdot \exp[-\pi / 2 (\frac{f - f_0}{\Delta f_0})^2], \tag{3}$$

де f_0 – частота, що відповідає середині спектра, при цьому $f_n < f_0 < f_a$;

$$\Delta f_0 = \int_{f_n}^{f_a} S^2(f) \cdot df \text{ – ширина спектра;}$$

S_0 – максимальне значення обвідної спектра.

Будемо вважати, що спектр радіосигналу майже повністю розташований в межах смуги аналізу $\{f_n, f_a\}$.

Нехай відомі апіорі 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_0 по прийнятій реалізації $U(t)$ в інтервалі $[0, T_a]$.

Розв'яжемо цю задачу в частотній області визначення, коли обробці підлягає спектр прийнятої суміші $U(t)$, використовуючи метод максимуму функціонала правдоподібності.

Розглянемо випадок безперервно-безперервного аналізу [3], при якому в частотній області визначення аналізується спектральна густина $U(jf)$ прийнятої суміші, яку можна записати у вигляді:

$$U(jf) = S(jf, \lambda) + n(jf), \tag{4}$$

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

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

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:

$$S(jf, if, \lambda) = S(f, \lambda) \cdot e^{j\varphi(f)} \cdot e^{i\lambda(\theta)}. \tag{5}$$

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

$$\varphi_{\Sigma}(f) = j\varphi(f) + i\lambda(\theta), \tag{6}$$

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 вирішенні задачі аналізу ширини спектра радіосигналу використовувати його апріорі відомий просторовий фазочастотний спектр $\varphi_\theta(f) = \lambda(\theta)$.

В частотній області визначення ширина спектра Δf_0 радіосигналу є його еквівалентною тривалістю і тому являє собою енергетичний параметр [9]. В 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 правдоподібності:

$$\Delta \hat{f} = \max \left\{ \frac{2}{N} \int_{f_H}^{f_B} \operatorname{Re} \left\{ U(jf, \theta) \cdot S^*(jf, \theta_0, \Delta f) - \frac{1}{2} S^2(jf, \theta, \Delta f) \right\} df \right\}, \quad (7)$$

Рівняння (7) визначає алгоритм оцінки ширини спектра Δf_0 , базовою операцією якого є спектрально-просторова функція кореляції:

$$K(jf) = \int_{f_H}^{f_B} U(jf, \theta) \cdot S^*(jf, \theta, \Delta f) df, \quad (8)$$

де Δf – очікуване значення ширини спектра.

Визначимо дисперсію оцінки ширини спектра радіосигналу $D\Delta f$. Для цього логарифм функціонала правдоподібності (7) представимо у вигляді:

$$q(\Delta f) = q_s(\Delta f) + q_n(\Delta f), \quad (9)$$

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;

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

В свою чергу сигнальна функція $q_s(\Delta f)$ дорівнює [9]:

$$q_s(\Delta f) = \frac{S_0^2}{N} \left(\frac{\sqrt{2} \cdot \Delta f \cdot \Delta f_0}{\sqrt{\Delta f^2 + \Delta f_0^2}} - \frac{\Delta f}{2} \right), \quad (10)$$

В результаті шукана дисперсія $D\Delta f$ дорівнює [4, 9]:

$$D\Delta f = -1 / \left[\frac{d^2 q_s(\Delta f)}{d\Delta f^2} \right] \Big|_{\Delta f_0} = \frac{2N \cdot \Delta f_0^2}{3E}, \quad (11)$$

де $E = \frac{1}{2} a^2 \cdot \Delta f_0$.

Також відносна дисперсія оцінки ширини спектра радіосигналу з гаусовим енергетичним спектром дорівнює:

$$D\Delta f / \Delta f_0^2 = (4/3)(2E/N)^{-1}, \quad (12)$$

Аналіз рівняння (12) показує, що відносна дисперсія ширини спектра обернено пропорційна відношенню сигнал/шум $2E/N$ і визначається повною накопиченою енергією корисного сигналу, що забезпечує високу завадостійкість, особливо при аналізі широкосмугових радіовипромінювань.

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

Висновки. Таким чином, задачу аналізу ширини спектра радіосигналу з невідомим фазовим спектром при наявності адитивного шуму можливо оптимально розв'язати, використовуючи аналіз прийнятої реалізації в частотно-просторовій області визначення без зниження достовірності. Основною операцією такого аналізу є визначення частотно-просторової кореляційної функції. При цьому кількісні ймовірнісні характеристики операції аналізу ширини спектра в частотно-просторовій області співпадають з відомими значеннями характеристик операції аналізу в частотній або часовій областях для випадку апріорі повністю відомого сигналу.

ЛІТЕРАТУРА:

1. *Ступак В.С., Долматов С.О.* Основы радиочастотного контролю: Практичний посібник / За редакцією В.Ф. Олійника. – Київ, 2004. – 231 с.
2. *Егоров Е.И., Павлюк А.П.* Новый этап в нормировании и контроле ширины полосы частот и внеполосных излучений радиопередатчиков // Электросвязь. – 2003. – № 3.
3. *Маковеева М.М., Шинаков Ю.С.* Системы связи с подвижными объектами: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.
4. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. – Изд. 2-е.; перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
5. *Слободянюк П.В., Благодарный В.Г., Ступак В.С.* Довідник з радіомоніторингу / За ред. П.В. Слободянюка. – Ніжин: ТОВ Видавництво «Аспект-Поліграф», 2008. – 588 с.
6. *Радзиевский В.Г., Уфаев В.А.* Первичная обработка сигналов в цифровых панорамных обнаружителях – пеленгаторах // Радиотехника. – 2003. – № 7.
7. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
8. *Радзиевский В.Г., Сирота А.А.* Информационное обеспечение радиоэлектронных систем в условиях конфликта. – М.: ИПРЖР, 2001. – 574 с.
9. *Тихонов В.И.* Оптимальный приём сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.

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

Наукові інтереси:

- радіоелектроніка з використанням цифрової обробки сигналів.

Подано 10.11.2008

Ципоренко В.Г. Аналіз ширини спектра радіосигналу з невідомим фазовим спектром

Ципоренко В.Г. Анализ ширины спектра радиосигнала с неизвестным фазовым спектром

Tsiporenko V.G. An analysis of width of spectrum of radio signal with unknown phase spectrum

УДК 621.37:621.391

Анализ ширины спектра радиосигнала с неизвестным фазовым спектром / В.Г. Ципоренко

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

УДК 621.37:621.391

An analysis of width of spectrum of radio signal with unknown phase spectrum / V.G. Tsiporenko

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