УДК 621.37:621.391

В.Г. Ципоренко, к.т.н., доц.
Житомирський інженерно-технологічний інститут

ВИЗНАЧЕННЯ УМОВ ОЦІНКИ ПАРАМЕТРІВ РАДІОСИГНАЛІВ НА ОСНОВІ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛІЗУ

Показано, що оптимальна оцінка відношення сигнал/шум в лінійному приймальному тракті при наявності адитивного шуму може бути реалізована в частотній області визначення шляхом обробки спектра прийнятої суміші з урахуванням особливостей варіантів вихідних умов. Основною операцією такої обробки є частотний кореляційний аналіз з урахуванням багатовекторності корисного сигналу. Визначені основні кількісні характеристики отриманих оцінок.

В сучасних радіоелектронних системах актуальною є задача визначення параметрів радіосигналів шляхом аналізу їх спектра при наявності завад [1], [2], [3]. На сьогодні цю задачу часто необхідно вирішувати в умовах великої апріорної невизначеності відносно параметрів корисних сигналів і завад. Складовою частиною задачі аналізу є визначення відношення сигнал/шум на вході і виході приймального тракту радіоелектронної системи або пристрою.

Розглянемо задачу визначення відношення сигнал/шум (ВСШ) на виході лінійного приймального тракту радіоелектронного пристрою прийому та аналізу за умови, що приймається адитивна суміш $U(t)$ корисного радіосигналу $S(t,\lambda,\beta)$ та некорельованого гаусового шуму $n(t)$ впродовж обмеженого часового інтервалу $t\in[0,T_a]$. Нехай шум $n(t)$ та сигнал $S(t,\lambda,\beta)$ на виході приймального тракту є обмеженими по смузі частот $\{f_H,f_B\}$. Вихідні умови запишемо таким чином:

$$U(t)=S(t,\lambda,\beta)+n(t), \qquad (1)$$

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

$\beta=\{\beta_k\}_{k=\overline{1,l}}$ – вектор параметрів, від яких залежить радіосигнал, значення яких є випадковими і апріорі невідомі;

$S(t,\lambda,\beta)$ – відома детермінована функція аргументів t, λ, β, що має вигляд:

$$S(t,\lambda,\beta)=A(t,\lambda,\beta)\cdot\cos(2\pi ft+\gamma(t,\lambda,\beta)+\zeta(\lambda,\beta)), \qquad (2)$$

де $A(t,\lambda,\beta)$, $\gamma(t,\lambda,\beta)$, $\zeta(\lambda,\beta)$ – відповідно миттєві амплітуда і фаза, а також початкова фаза радіосигналу, що несуть інформацію;

$A(t,\beta)$, $\gamma(t,\beta)$, $\zeta(\beta)$ – апріорі невідомі функції часу з рівномірним законом розподілу миттєвих значень або значень від вибірки до вибірки.

Нехай розподіл ймовірності значення шуму $n(t)$ характеризується відповідно параметрами: математичним очікуванням $M_n=0$, дисперсією $Д_n$ та двосторонньою спектральною густиною N.

Для цих умов необхідно оптимальним чином визначити значення ВСШ на виході тракту по прийнятій реалізації $U(t)$ впродовж інтервалу $[0,T_a]$.

У часовій області визначення поставлена задача вирішується оптимальним чином на основі кореляційного або фільтрового аналізу з використанням реалізацій шуму та сигналу, що є навчальними [4], [5], [6].

Розв'яжемо цю задачу в частотній області визначення, коли обробці підлягає комплексний спектр прийнятої суміші.

Розглянемо випадок безперервно-безперервного аналізу [7], при якому в частотній області визначення аналізується комплексна спектральна густина $U(jf)$ прийнятої суміші, яку можна записати у вигляді:

$$U(jf)=S(jf,\lambda,\beta)+n(jf), \qquad (3)$$

де $S(jf,\lambda,\beta)$, $n(jf)$ – відповідно комплексні спектральні густини корисного сигналу $S(t,\lambda,\beta)$ та шуму $n(t)$.

Для розв'язку поставленої задачі визначимо основні варіанти вихідних умов за ступенем апріорної невизначеності.

Варіант перший – визначається апріорі відомими потужностями корисного сигналу та шуму та їх розподілом за частотою.

Варіант другий – визначається апріорі відомими потужністю корисного сигналу і її розподілу за частотою та апріорною невизначеністю потужності шуму і її розподілу за частотою.

Варіант третій – визначається апріорі відомими потужністю шуму і її розподілом за частотою та апріорною невизначеністю потужності корисного сигналу і її розподілу за частотою.

Варіант четвертий – визначається апріорною невизначеністю потужностей корисного сигналу і шуму та їх розподілів за частотою.

Для характеристики сигналу $S(t,\lambda,\beta)$ та шуму $n(t)$ будемо використовувати їх вибіркові та усереднені (статистичні) параметри і характеристики. Вибіркові значення визначаються в результаті обробки однієї реалізації прийнятої суміші $U(t)$, а усереднені – шляхом статистичної обробки результатів достатньо великої кількості реалізацій.

Також доцільно визначити два види відношення сигнал / шум, що будуть підлягати аналізу: інтегроване Q та диференційне частотне $Q(f)$.

Диференційним частотним ВСШ $Q(f)$ будемо називати величину, що дорівнює відношенню спектральних густин потужності корисного сигналу $P_s(f)$ і шуму $P_n(f)$:

– вибіркове:

$$Q_B(f)=\frac{P_{sB}(f)}{P_{nB}(f)}=\frac{|S(jf)|^2}{|n(jf)|^2}, \qquad f\in\{f_н,f_в\}; \tag{4}$$

– усереднене:

$$Q_У(f)=\frac{M[P_{sB}(f)]}{M[P_{nB}(f)]}=\frac{M[|S(jf)|^2]}{T_a\cdot N(f)}, \qquad f\in\{f_н,f_в\}, \tag{5}$$

де $M[\bullet]$ – операція визначення математичного очікування;

$P_{sB}(f)$, $P_{nB}(f)$ – відповідно вибіркові значення спектральних густин потужності сигналу та шуму.

Інтегрованим ВСШ Q будемо називати відношення потужностей сигналу P_s та шуму P_n, що визначені на виході приймального тракту в межах смуги пропускання:

– вибіркове:

$$Q_B=\frac{P_s}{P_n}=\frac{\int_{f_н}^{f_в}P_s(f)\,df}{\int_{f_н}^{f_в}P_n(f)\,df}=\frac{\int_{f_н}^{f_в}|S(jf)\cdot K(jf)|^2df}{\int_{f_н}^{f_в}|n(jf)\cdot K(jf)|^2\,df}; \tag{6}$$

– усереднене:

$$Q_У=\frac{\int_{f_н}^{f_в}M[P_s(f)]\cdot K^2(jf)\,df}{\int_{f_н}^{f_в}N(f)\cdot K^2(jf)\,df}, \tag{7}$$

де $K(jf)$ – комплексна частотна передаточна функція приймального тракту.

Для першого варіанта вихідних умов ВСШ дорівнює:

– вибіркові значення:

$$Q_{B1}(f)=\frac{|S(jf)\cdot K(jf)|^2}{|U(jf)-S(jf)\cdot K(jf)|^2}; \tag{8}$$

$$Q_{B1}=\frac{\int_{f_н}^{f_в}|S(jf)\cdot K(jf)|^2df}{\int_{f_н}^{f_в}|U(jf)-S(jf)\cdot K(jf)|^2df}; \tag{8а}$$

– усереднені значення:

$$Q_{V1}(f)=\frac{M\left[\left|S(jf)\cdot K(jf)\right|^2\right]}{T_a\cdot N(f)\cdot K^2(jf)}; \tag{9}$$

$$Q_{V1}=\frac{\int_{f_н}^{f_в} M\left[\left|S(jf)\cdot K(jf)\right|^2\right]df}{T_a\cdot\int_{f_н}^{f_в} N(f)\cdot K^2(jf)df}. \tag{9a}$$

Для другого варіанта вихідних умов ВСШ дорівнює:

– вибіркові значення:

$$Q_{B2}(f)=\frac{\left|S(jf)\cdot K(jf)\right|^2}{\left|U(jf)-S(jf)\cdot K(jf)\right|^2}; \tag{10}$$

$$Q_{B2}=\frac{\int_{f_н}^{f_в}\left|S(jf)\cdot K(jf)\right|^2 df}{\int_{f_н}^{f_в}\left|U(jf)-S(jf)\cdot K(jf)\right|^2 df}; \tag{10a}$$

– усереднені значення:

$$Q_{V2}(f)=\frac{\left|S(jf)\right|^2\cdot\left|K(jf)\right|^2}{M\left[\left|U(jf)-S(jf)\cdot K(jf)\right|^2\right]}. \tag{11}$$

$$Q_{V2}=M\left[Q_{B2}\right]. \tag{11a}$$

Для третього варіанта вихідних умов ВСШ дорівнює [2], [8]:

– вибіркові значення:

$$Q_{B3}(f)=\frac{\left|U(jf)\right|^2}{T_a\cdot N(f)\cdot\left|K(jf)\right|^2}; \tag{12}$$

$$Q_{B3}=\frac{\int_{f_н}^{f_в}\left|U(jf)\right|^2 df}{T_a\cdot\int_{f_н}^{f_в}\left|N(jf)\cdot K(jf)\right|^2 df}; \tag{12a}$$

– усереднені значення:

$$Q_{V3}(f)=\frac{M\left[\left|U(jf)\right|^2\right]}{T_a\cdot N(f)\cdot\left|K(jf)\right|^2}; \tag{13}$$

$$Q_{V3}=\frac{\int_{f_н}^{f_в} M\left[\left|U(jf)\right|^2\right]df}{T_a\cdot\int_{f_н}^{f_в} N(f)\cdot\left|K(jf)\right|^2 df}. \tag{13a}$$

Для четвертого варіанта вихідних умов для визначення ВСШ доцільно використовувати аналіз в межах узагальненого багатовимірного фазочастотного спектра корисного сигналу $\varphi_\Sigma(f)$, що враховує багатовекторність його параметрів [9]:

$$\varphi_\Sigma(f)=j\varphi_\beta(f)+i\varphi_\lambda(f), \tag{14}$$

де $\varphi_\beta(f)$ – фазочастотний спектр сигналу $S(t,\lambda,\beta)$, що визначається його часовою складовою $S(t,\beta)$, яка апріорі невідома;

$\varphi_\lambda(f)$ – груповий (просторовий) фазочастотний спектр корисного сигналу, значення якого визначається складовою $S(t,\lambda)$, яка апріорі відома.

В цьому випадку на кожній частоті f прийнята реалізація $U(t)$ в межах інтервалу $[0,T_a]$ може бути представлена як адитивна суміш двох гармонічних сигналів: корисного сигналу

$S(t,\lambda)=A_s\cdot\cos(2\pi ft+\varphi_s)$ та шумового сигналу $n(t,\lambda)=A_n\cdot\cos(2\pi ft+\varphi_n)$. У корисного сигналу невідомою є тільки амплітуда A_s, а початкова фаза дорівнює $\varphi_s=\varphi_\lambda(f)$ [9]. Для шумового сигналу відомим є тільки закони розподілу ймовірності миттєвих значень амплітуди A_n і початкової фази φ_n та частота f.

За цих умов оптимальною вибірковою оцінкою амплітуди корисного сигналу на частоті f є [10]:

$$\tilde{A}_s(f)=\mathrm{Re}_\lambda(f)\cdot\mathrm{Re}_U(f)+\mathrm{Im}_\lambda(f)\cdot\mathrm{Im}_U(f), \tag{15}$$

де $\mathrm{Re}_\lambda(f)=\cos(\varphi_\lambda(f))$;

$\mathrm{Im}_\lambda(f)=\sin(\varphi_\lambda(f))$;

$\mathrm{Re}_U(f)=\mathrm{Re}[U(jf)]$;

$\mathrm{Re}[\bullet]$, $\mathrm{Im}[\bullet]$ – відповідно операції визначення дійсної та уявної частини комплексного числа.

Оптимальна вибіркова оцінка потужності корисного сигналу на частоті f дорівнює:

$$\tilde{P}_s(f)=\frac{\tilde{A}_s^2(f)}{T_a}. \tag{16}$$

Оптимальна вибіркова оцінка потужності шуму на частоті f дорівнює:

$$\tilde{P}_n(f)=\frac{[\mathrm{Re}_\lambda(f)\cdot\mathrm{Im}_U(f)-\mathrm{Im}_\lambda(f)\cdot\mathrm{Re}_U(f)]^2}{T_a}. \tag{17}$$

Таким чином, шукані значення ВСШ визначаються як:

– вибіркові значення:

$$Q_{B4}(f)=\left|\frac{\mathrm{Re}_\lambda(f)\cdot\mathrm{Re}_U(f)+\mathrm{Im}_\lambda(f)\cdot\mathrm{Im}_U(f)}{\mathrm{Re}_\lambda(f)\cdot\mathrm{Im}_U(f)-\mathrm{Im}_\lambda(f)\cdot\mathrm{Re}_U(f)}\right|^2; \tag{18}$$

$$Q_{B4}=\frac{\int_{f_н}^{f_в}|U(jf)|^2\cdot\left[\frac{Q_{B4}(f)}{Q_{B4}(f)+1}\right]df}{\int_{f_н}^{f_в}|U(jf)|^2\cdot\frac{1}{Q_{B4}(f)+1}df}; \tag{18а}$$

– усереднені значення:

$$Q_{У4}(f)=M[Q_{B4}(f)]; \tag{19}$$

$$Q_У=M[Q_{B4}]. \tag{19а}$$

За умови, коли вхідний гаусів шум $n(t)$ є білим, тобто $N(f)=\mathrm{const}$, рівняння (17) матиме вигляд:

$$\tilde{P}_n(f)=\frac{1}{T_a(f_в-f_н)}\cdot\int_{f_н}^{f_в}|\mathrm{Re}_\lambda(f)\cdot\mathrm{Im}_U(f)-\mathrm{Im}_\lambda(f)\cdot\mathrm{Re}_U(f)|^2df. \tag{20}$$

Аналіз рівнянь (18), (18а) показує, що їх доцільно представити в наступному вигляді:

$$Q_{B4}(f)=\mathrm{ctg}^2(\Delta\varphi(f)), \tag{21}$$

де $\Delta\varphi(f)=\varphi_{U\lambda}(f)-\varphi_\lambda(f)$;

$\varphi_U(f)$ – фазочастотний спектр прийнятої суміші $U(f)$ за параметром λ;

$\Delta\varphi(f)$ – різницевий фазочастотний спектр.

$$Q_{B4}=\frac{\int_{f_н}^{f_в}|U(jf)|^2\cdot\cos^2(\Delta\varphi(f))df}{\int_{f_н}^{f_в}|U(jf)|^2\cdot\sin^2(\Delta\varphi(f))df}. \tag{22}$$

Виконаємо кількісний аналіз отриманих співвідношень. Для всіх варіантів вихідних умов отримані оцінки є незміщеними [6].

Для першого та другого варіантів вихідних умов значення ВСШ фактично є детермінованою величиною для усереднених оцінок, а для вибіркових – випадковою величиною, дисперсія якої обернено пропорційна часу аналізу T_a [8].

Для третього варіанта вихідних умов дисперсії усереднених оцінок ВСШ дорівнюють:

$$Д_{У3}(f) = \frac{2(f_в - f_н)}{T_a^2 \cdot |K(jf)|^2}; \quad (23)$$

$$Д_{У3} = \frac{2}{T_a^2}. \quad (23а)$$

Для четвертого варіанта вихідних умов дисперсії усереднених оцінок ВСШ дорівнюють:

$$Д_{У4}(f) = \frac{f_в - f_н}{T_a^2 \cdot |K(jf)|^2}; \quad (24)$$

$$Д_{У4} = \frac{1}{T_a^2}. \quad (24а)$$

Таким чином, задачу визначення відношення сигнал/шум в лінійному приймальному тракті при наявності адитивного гаусового шуму можливо вирішити, виконуючи аналіз комплексного спектра прийнятої суміші з урахуванням особливостей вихідних умов. Основною операцією такого аналізу є частотний кореляційний аналіз з урахуванням багатовекторності параметрів корисного сигналу та відповідної багатовимірності його комплексного спектра.

Використання запропонованого методу аналізу дозволяє підвищити пропускну спроможність радіоелектронних систем, забезпечуючи реальний масштаб часу їх функціонування, при зменшенні необхідних апаратурних витрат. Найбільш ефективним використання розглянутих методів є в системах з оперативним контролем якості прийому і адаптацією до нестаціонарних умов, а також з використанням послідовних алгоритмів прийому.

ЛІТЕРАТУРА:

1. *Гуткин Л.С.* Проектирование радиосистем и радиоустройств. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.: ил.
2. *Ципоренко В.Г., Ципоренко О.Д.* Космічні радіоелектронні системи з частотною обробкою сигналів / Сучасні технології в аерокосмічному комплексі: Матеріали V Міжнар. наук.-практичної конф. 4–6 вересня 2001. – Житомир, 2001. – С. 145–153.
3. Радиотехнические системы / Под ред. Ю.И. Казаринова. – М.: Высш. шк., 1990. – 486 с.
4. Обнаружение радиосигналов / П.С. Акимов, Ф.Ф. Евстратов, С.И. Захаров и др.; Под ред. А.А. Колосова. – Радио и связь, 1989.
5. *Тихонов В.И.* Оптимальный приём сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
6. *Гуткин Л.С.* Теория оптимальных методов радиоприёма при флуктуационных помехах. – Изд. 2-е, доп. и перераб. – М.: Сов. радио, 1972. – 448 с.
7. *Ципоренко В.Г.* Визначення апостеріорної ймовірності радіосигналу в частотній області // Вісник ЖІТІ. – 2000. – № 13 / Технічні науки. – С. 87–91.
8. *Куликов Е.И., Трифонов А.П.* Оценка параметров сигналов на фоне помех. – М.: Сов. радио, 1978. – 296 с.: ил.
9. *Ципоренко В.Г.* Виявлення радіосигналів з невідомим фазовим спектром //Вісник ЖІТІ. – 2002. – № 3(22) / Технічні науки. – С. 94–98.
10. *Ципоренко В.Г.* Визначення амплітуди складного радіосигналу з невідомим фазовим спектром // Вісник ЖІТІ. – 2002. – № 4(23) / Технічні науки. – С. 173–176.

ЦИПОРЕНКО Валентин Григорович – кандидат технічних наук, доцент кафедри радіотехніки Житомирського інженерно-технологічного інституту.

Наукові інтереси:

– радіоелектроніка з використанням цифрової обробки сигналів.

Подано 17.01.2003