УДК 621.391

В. В. ПАКИН, С. В. НАУМЕНКО, канд. техн. наук, *О. П. МАЛОФЕЙ,* канд. техн. наук, *В. Н. ТУПКАЛО,* канд. техн. наук

МЕТОД БЫСТРОЙ ОЦЕНКИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО И ФАЗОВОГО СПЕКТРОВ В РАДИОКАНАЛАХ С НЕЛИНЕЙНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Определение энергетического и фазового спектров сигналов на выходе нелинейного радиотракта — важный этап в оценке помехоустойчивости и пропускной способности радиосистем с нелинейными каналами, в частности, для учета интерференционных эффектов. Оно имеет особенно большое значение при анализе помехоустойчивости и пропускной способности систем с многостанционным доступом, в которых из-за неидеальности характеристик трактов неизбежно возникают взаимные помехи между сигналами, что понижает качество их разделения при приеме.

Основным предметом исследования многостанционных систем с частотным разделением является эффект образования перекрестных помех из-за нелинейности передаточной характеристики тракта. Практически используются два метода анализа: гармонический и корреляционный [1; 2]. Наиболее прост и физически очевиден первый метод, однако он удобен для малого числа входных сигналов, так как при $n \gg 1$ значительно усложняются тригонометрические выкладки. Второй метод более универсален: корреляционные функции вычисляются для любого числа сигналов.

В то же время согласно работе [3] математическое ожидание n-й гармоники отклика нелинейного элемента на произвольное входное воздействие

$$u(t)=\sum_{l=1}^{L} A_l(t)\cos[(\omega_0+\omega_l)t+\varphi_l(t)+\Theta_l]+n(t), \tag{1}$$

где $A_l(t)$ — закон амплитудной модуляции, $\omega_0+\omega_l$ — несущая частота, $\varphi_l(t)$ — закон угловой модуляции, Θ_l — начальная фаза l-го входного сигнала и $n(t)$ — стационарный нормальный случайный процесс с нулевым средним и дисперсией σ^2 определяется соотношением

$$S_n(t)=\sum_{k_1,\ldots,k_L=-\infty}^{\infty}|\dot{A}_{k_1,\ldots,k_L}(t)|\cos\{n\omega_0 t+\sum_{l=0}^{L}k_l[\omega_l t+\varphi_l(t)+\Theta_l]+$$
$$+\Psi_{k_1,\ldots,k_L}(t). \tag{2}$$

Здесь

$$\dot{A}_{k_1,\ldots,k_L}(t)=\int_0^\infty r\prod_{l=1}^{L}J_{k_l}[A_l(t)r]\exp\left(-\frac{\sigma^2r^2}{2}\right)\int_0^\infty \rho g_n(\rho)\exp[inf(\rho)]J_n(r\rho)d\rho;$$
$$\Psi_{k_1,\ldots,k_L}(t)=\arg\dot{A}_{k_1,\ldots,k_L}(t). \tag{3}$$

Выражение (3) легко приводится к удобному для расчета виду, если $g_n(\rho)$ представить рядом Фурье — Бесселя. Введем переменную τ, такую, что $\rho=\alpha_{\text{макс}}\tau$, $\alpha_{\text{макс}}\geqslant\max[\sum_{l=1}^{L}A_l(t)+\beta\sigma]$. Исходя из известных свойств функций Бесселя целого порядка, записываем разложение

$$g_n(\alpha_{\text{макс}}\tau)=\sum_{m=1}^{\infty}b_m(n)J_n(\lambda_{n,m}\tau), \tag{4}$$

где $\lambda_{n,m}$ — корни уравнения $J_n(x)=0$.

Полагая, что указанное разложение существует и допускает почленное интегрирование, умножаем обе части равенства (4) на $\tau J_k(\lambda_{n,k}\tau)$ и интегрируем на интервале (0, 1):

$$\int_0^1 rJ_n(\lambda_{n,k}\tau)g_n(\alpha_{\text{макс}}\tau)d\tau=\sum_{m=1}^{\infty}b_m(n)\int_0^1 J_n(\lambda_{n,k}\tau)J_n(\lambda_{n,m}\tau)d\tau.$$

Тогда

$$b_m(n)=\frac{\int_0^1\tau J_n(\lambda_{n,m}\tau)g_n(\alpha_{\text{макс}}\tau)d\tau}{\int_1^0\tau J_n^2(\lambda_{n,m}\tau)d\tau}. \tag{5}$$

В общем случае передаточная характеристика носит комплексный характер. Воспользовавшись квадратурной моделью нелинейного элемента [4], запишем

$$\begin{cases} g_{n_c}(\rho) = g_n(\rho)\cos[nf(\rho)] = \sum\limits_{m=1}^{\infty} b_{m_c}(n) J_n\left(\frac{\lambda_{n,m}}{\alpha_{\text{макс}}}\rho\right); \\ g_{n_s}(\rho) = g_n(n)\sin[nf(\rho)] = \sum\limits_{m=1}^{\infty} b_{m_s}(n) J_n\left(\frac{\lambda_{n,m}}{\alpha_{\text{макс}}}\rho\right). \end{cases} \tag{6}$$

Следовательно,

$$g_n(\rho)\exp[jnf(\rho)] = \sum_{m=1}^{\infty} b_m(n) J_n\left(\frac{\lambda_{n,m}}{\alpha_{\text{макс}}}\rho\right), \tag{7}$$

где $b_m(n) = b_{m_c}(n) + jb_{m_s}(n)$. Подставляя (7) в соотношения (3), имеем

$$\dot{A}_{k_1,\ldots,k_L} = \int_0^{\infty} r \prod_{l=1}^{L} J_{k_l}[A_l(t) r] \exp\left(-\frac{\sigma^2 r^2}{2}\right) \sum_{m=1}^{\infty} b_m(n)\frac{1}{r}\delta\left(\frac{\lambda_{n,m}}{\alpha_{\text{макс}}} - r\right) dr =$$

$$= \sum_{m=1}^{\infty} b_m(n)\exp\left(-\frac{\sigma^2\lambda_{n,m}^2}{2\alpha_{\text{макс}}^2}\right) \prod_{l=1}^{l} J_{k_l}\left[\frac{A_l(t)}{\alpha_{\text{макс}}}\lambda_{n,m}\right]. \tag{8}$$

Таким образом, получено удобное выражение для расчета комплексных амплитуд составляющих спектра выходного сигнала нелинейного канала.

В большинстве практических случаев характеристика $g_n(\rho)\exp[jnf(\rho)]$ задается не аналитическим выражением, а таблицей. Тогда выражения (5), (6), (8) будут иметь вид

$$b_m(n) = \frac{\sum\limits_{k=1}^{M} \rho_k g_n(\rho_k) J_n\left(\frac{\lambda_{n,m}}{\alpha_{\text{макс}}}\rho_k\right)}{\sum\limits_{k=1}^{M} \rho_k J_n^2\left(\frac{\lambda_{n,m}}{\alpha_{\text{макс}}}\rho_k\right)}; \tag{9}$$

$$g_{n_c}(\rho_k) = \sum_{m=1}^{M} b_{m_c}(n) J_n\left(\frac{\lambda_{n,m}}{\alpha_{\text{макс}}}\rho_k\right); \quad g_{n_s}(\rho_k) = \sum_{m=1}^{M} b_{m_s}(n) J_n\left(\frac{\lambda_{n,m}}{\alpha_{\text{макс}}}\rho_k\right); \tag{10}$$

$$\dot{A}_{k_1,\ldots,k_L}(t) = \sum_{m=1}^{M} b_m(n)\exp\left(-\frac{\sigma^2\lambda_{n,m}}{2\alpha_{\text{макс}}^2}\right) \prod_{l=1}^{L} J_{k_l}\left[\frac{A_l(t)}{\theta_{\text{макс}}}\lambda_{m,n}\right]. \tag{11}$$

При использовании предложенного метода для вычисления комплексных амплитуд должно быть выполнено условие $\sum\limits_{l=1}^{L} A_l(t) + \beta\sigma \leqslant$

$\leqslant \alpha_{\text{макс}}$ (12). Введем следующие параметры:

$$\gamma_m^2 = \frac{\alpha^2_{\text{макс}}}{\sigma^2}; \quad \gamma_p^2 = \frac{\left[\sum\limits_{l=1}^{L} A_l(t)\right]^2}{\sigma^2}; \quad a_l(t) = \frac{A_l(t)}{\alpha_{\text{макс}}}.$$

В данном случае выражение (11) приводится к более удобному для расчета виду

$$\dot{A}_{k_1, \ldots, k_L}(t) = \sum_{m=1}^{M} b_m(n) \exp\left(-\frac{\lambda^2_{n,m}}{2\gamma^2_m}\right) \prod_{l=1}^{L} J_{k_l}[a_l(t)\lambda_{n,m}]. \qquad (13)$$

При этом согласно (12) $\gamma_m - \gamma_p \geqslant \beta$. Величина β выбирается исходя из условий необходимой точности расчетов отклика нелинейного элемента в присутствии шума. Результаты получают с достаточной для практики точностью, если $\beta \geqslant 3$, а затраты машинного времени значительно сокращаются.

Список литературы: 1. *Котельников В. А.* О воздействии на линейные сопротивления суммы синусоидальных напряжений // Науч.-техн. сб. Ленингр. электротехн. ин-та связи.— 1936.— № 4.— С. 23—30. 2. *Пустовойтов Е. П.* Переходные помехи при одновременном усилении нескольких ЧМ сигналов в одной ЛБВ // Тр. Моск. электротехн. ин-та связи.— 1968.— С. 36 — 40. 3. *Тузов Г. И.* Помехоустойчивость радиосистем со сложными сигналами.— М.: Радио и связь, 1985.— С. 90 — 97. 4. *Kaye A. R., George D. A., Eric M. J.* Analysis and Compensations of Bandpass Nonlinearities for Communications // IEEE Trans.— 1972.— 20, № 5.— P. 965—972.

Поступила в редколлегию 23.04.86