

С. В. КАПШТЫК, В. И. КОРЫСТИН

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДВОИЧНОЙ
ИНФОРМАЦИИ ПРИ ОГРАНИЧЕНИИ ГРУППОВОГО СИГНАЛА

Один из методов повышения эффективности многоканальных систем передачи двоичной информации, работающих в условиях дефицита частотных ресурсов, — применение в качестве группового сигнала параллельных составных сигналов (ПСС) [1]. Главный недостаток ПСС — значительный пик-фактор, достигающий 30 дБ. Одним из способов снижения пик-фактора является двухстороннее ограничение сигнала на передающей стороне с помощью нелинейного элемента с передаточной характеристикой вида

$$U_{\text{вых}}(t) = \begin{cases} -U_{\text{пор}}, & U_{\text{вх}}(t) < -U_{\text{пор}}; \\ U_{\text{вх}}(t), & -U_{\text{пор}} \leq U_{\text{вх}}(t) \leq U_{\text{пор}}; \\ U_{\text{пор}}, & U_{\text{вх}}(t) > U_{\text{пор}}; \end{cases} \quad (1)$$

где $U_{\text{пор}}$ — порог ограничения ПСС, $U_{\text{вх}}(t)$ — напряжение входного сигнала.

При этом в рассматриваемой системе передачи информации возникают шумы ограничения, влияющие на ее помехоустойчивость.

Исследуется потенциальная помехоустойчивость ПСС при двухстороннем ограничении сигнала. Параллельный составной сигнал может быть представлен в виде обобщенного ряда Фурье [2]

$$S_i(t) = \sum_{l=1}^n C_{il} \eta_l(t), \quad i = \overline{1, 2^n}, \quad (2)$$

где C_{il} — коэффициенты разложения, определяемые передаваемой информацией $C_{il} = \pm 1$; $\eta_l(t)$ — l -я базисная функция (канальный сигнал). Сигнал на выходе нелинейного элемента имеет вид

$$S_i^*(t) = S_i(t) + \psi(t), \quad (3)$$

где $\psi(t) = S_i(t) - S_i^*(t)$ — разностный сигнал ограничения.

Пусть на вход приемника поступает аддитивная смесь ограниченного ПСС и шума

$$y(t) = S_i^*(t) + n(t), \quad (4)$$

где $n(t)$ — нормальный белый шум со спектральной плотностью N_0 . При реализации когерентного приема отклик на выходе канального согласованного фильтра (СФ) является результатом вычисления свертки на длительности сигнала T колебания $y(t)$ и импульсной переходной характеристики $\eta_{ок}(t)$ при нулевой задержке [3] и может быть записан следующим образом:

$$\begin{aligned} Z_k &= \int_0^T y(t) \eta_{ок}(t) dt = \int_0^T [S_i(t) + n(t) + \psi(t)] \eta_{ок}(t) dt = \\ &= q_{sk} + q_{nk} + q_{орк}, \end{aligned} \quad (5)$$

где

$$q_{sk} = C_{ki} \int_0^T \eta_k(t) \eta_{ок}(t) dt = C_{ki} E_0; \quad (6)$$

$$q_{nk} = \int_0^T n(t) \eta_{ок}(t) dt; \quad (7)$$

$$q_{орк} = \int_0^T \psi(t) \eta_{ок}(t) dt. \quad (8)$$

Помехоустойчивость системы передачи информации определяется с помощью функции распределения $\omega_{z_k}(x)$. Поскольку величина Z_k является комбинацией трех составляющих q_{sk} , q_{nk} , $q_{орк}$, то проведем анализ каждой из них.

Сигнальная составляющая q_{sk} — детерминированная величина и определяется энергией одной базисной функции E_0 ПСС.

При реализации когерентного приема шумовая составляющая q_{nk} распределена по нормальному закону [3] с параметрами:

$$m_1(q_n) = 0; \quad M_2(q_n) = \sigma_{q_n}^2 = \frac{N_0}{2} E_0. \quad (9)$$

Составляющая ограничения $q_{орк}$ является результатом вычисления свертки разностного сигнала $\psi(t)$ с импульсной переходной характеристикой k -го СФ $\eta_{ок}(t)$. Разностный сигнал представляет собой последовательность прямоугольных импульсов длительностью T_0 , моменты появления которых совпадают с моментами превышения абсолютным значением амплитуды ПСС порога $U_{пор}$. Интенсивность этого импульсного процесса зависит от вероятности ограничения одного отсчета ПСС и при использовании асимптотики Муавра—Лапласа [4] определяется следующим образом:

$$\lambda_\psi = \frac{2[1 - F(\gamma_{орп})]}{T_0}, \quad (10)$$

где $\gamma_{\text{огр}} = \frac{U_{\text{пор}}}{U_{\text{сво}}}$ — относительный порог ограничения, нормируемый к среднеквадратическому отклонению сигнала [4]; T_0 — длительность такта.

Распределение амплитуд ненулевых отсчетов разностного сигнала определяется на основе распределения амплитуд ПСС и асимптотически стремится к распределению вида

$$W_x(y) = \begin{cases} \frac{1}{2[1 - F(\gamma_{\text{огр}})] \sqrt{2\pi\sigma_{\text{ПСС}}}} \exp\left[-\frac{(y - U_{\text{пор}})^2}{2\sigma_{\text{ПСС}}^2}\right], & y < 0; \\ \frac{1}{2[1 - F(\gamma_{\text{огр}})] \sqrt{2\pi\sigma_{\text{ПСС}}}} \exp\left[-\frac{(y + U_{\text{пор}})^2}{2\sigma_{\text{ПСС}}^2}\right], & y \geq 0. \end{cases} \quad (11)$$

Распределение (11) имеет нулевое математическое ожидание. Зависимость нормированной к размерности ПСС дисперсии δ_x^2 от величины относительного порога ограничения представлена на рис. 1. Импульсная переходная характеристика $\eta_{\text{ок}}(t)$ k -го СФ, как и k -я базисная функция, принимает только два возможных равновероятных значения (± 1). Следовательно, распределение свертки

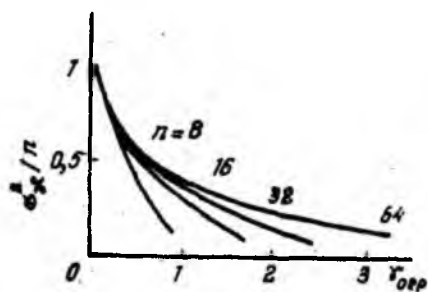


Рис. 1

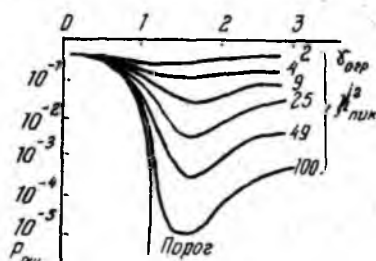


Рис. 2

ненулевого отсчета разностного сигнала $\psi(t)$ с элементом импульсной переходной характеристики $\eta_{\text{ок}}(t)$ совпадает с точностью до постоянного коэффициента с распределением (11). Свертка на длительности сигнала T разностного сигнала $\psi(t)$ с импульсной переходной характеристикой $\eta_{\text{ок}}(t)$ представляет собой сумму случайного числа одинаково распределенных случайных величин. Величины такого типа относятся к сложным процессам Пуассона [4]. Используя метод, приведенный в работе [4], получаем распределение составляющей ограничения $q_{\text{огр}}$ в виде

$$\psi_{q_{\text{огр}}}(y) = \frac{1}{1 - \sum_{m_1=n+1}^{\infty} \frac{(\lambda_{\psi} T)^{m_1}}{m_1!} \exp(-\lambda_{\psi} T)} \sum_{m_1=0}^n \frac{(\lambda_{\psi} T)^{m_1} \exp(-\lambda_{\psi} T)}{m_1! \sqrt{2\pi\sigma_x} \sqrt{m_1}} \times \exp\left[-\frac{(y - m_1 m\{q_{\text{огр}}\})^2}{2m_1\sigma_x^2}\right]. \quad (12)$$

Первые два момента распределения (12) определяются следующими выражениями:

$$M_1 \{q_{\text{орп}}\} = -C_{ki} T_0 \lambda_{\psi} T P_{\text{co}} = -C_{ki} 2n [1 - F(\gamma_{\text{орп}})] T_0 P_{\text{co}};$$

$$M_2 \{q_{\text{орп}}\} = \lambda_{\psi} T \sigma_x^2 = \lambda_{\psi} T P_{\text{co}}^2 n T_0^2 \frac{\sigma_x^2}{\sigma_{\text{ПСС}}^2} = 2n^2 [1 - F(\gamma_{\text{орп}})] P_{\text{co}}^2 T_0^2 \frac{\sigma_x^2}{\sigma_{\text{ПСС}}^2}, \quad (13)$$

где C_{ki} — коэффициент k -й базисной функции в i -й реализации ПСС; P_{co} — мощность одной базисной функции. Таким образом, распределение величины Z_k на выходе СФ при передаче k -й базисной функции с фиксированным знаком C_{ki} получаем как распределение суммы детерминированной и двух случайных величин используя метод характеристических функций [4]:

$$\begin{aligned} w_{Z_k}(y) &= \frac{1}{1 - \sum_{m_1=n+1}^{\infty} \frac{(\lambda_{\psi} T)^{m_1}}{m_1!} \exp(-\lambda_{\psi} T)} \sum_{m_1=0}^n \frac{(\lambda_{\psi} T)^{m_1} \exp(-\lambda_{\psi} T)}{m_1! \sqrt{m_1 \sigma_x^2 + \sigma_n^2}} \times \\ &\times \exp \left\{ -\frac{[y - (E_0 - C_{ki} m_1 m \{q_{\text{орп}}\})]^2}{2(m_1 \sigma_x^2 + \sigma_n^2)} \right\}. \quad (14) \end{aligned}$$

Потенциальное значение вероятности ошибки при передаче ограниченного ПСС в условиях воздействия нормального белого шума определяется выражением

$$\begin{aligned} P_{\text{ош}} &= 1 - \frac{1}{1 - \sum_{m_1=n+1}^{\infty} \frac{(\lambda_{\psi} T)^{m_1}}{m_1!} \exp(-\lambda_{\psi} T)} \sum_{m_1=0}^n \frac{(\lambda_{\psi} T)^{m_1}}{m_1!} \times \\ &\times \exp(-\lambda_{\psi} T) F \left[\sqrt{\frac{(E_0 - m_1 m \{q_{\text{орп}}\})^2}{m_1 \sigma_x^2 + \sigma_n^2}} \right] = \\ &= 1 - \frac{1}{1 - \sum_{m_1=n+1}^{\infty} \frac{(\lambda_{\psi} T)^{m_1}}{m_1!} \exp(-\lambda_{\psi} T)} \sum_{m_1=0}^n \frac{(\lambda_{\psi} T)^{m_1}}{m_1!} \times \\ &\times \exp(-\lambda_{\psi} T) F \left[\sqrt{\frac{P_{\text{co}} (n - m_1)^2}{n \left(m_1 P_{\text{co}} \frac{\sigma_x^2}{\sigma_{\text{ПСС}}^2} + P_{\text{шПСС}} \right)}} \right], \quad (15) \end{aligned}$$

где $\delta_{\text{ПСС}}^2$ — дисперсия ПСС без ограничения; $P_{\text{шПСС}}$ — мощность белого шума в полосе ПСС $P_{\text{шПСС}} = N_0 \Delta F$. Усредненная оценка выражения (15) для вероятности ошибки определяется так:

$$P_{\text{ош}} = 1 - F \left(\sqrt{\frac{P_{\text{co}} n [1 - 2(1 - F(\gamma_{\text{орп}}))]^2}{2n [1 - F(\gamma_{\text{орп}})] P_{\text{co}} \frac{\sigma_x^2}{\sigma_{\text{ПСС}}^2} + P_{\text{шПСС}}}} \right) =$$

$$= 1 - F\left(\sqrt{\frac{h_{\text{пик}}^2 [1 - 2(1 - F(x_{\text{огр}}))]^2}{2h_{\text{пик}}^2 [1 - F(\gamma_{\text{огр}})] \frac{\sigma_x^2}{\sigma_{\text{ПСС}}^2} \gamma_{\text{огр}}^2}}\right), \quad (16)$$

где $h_{\text{пик}}^2$ — отношение сигнал-шум для ПСС по пиковой мощности излучаемого сигнала $h_{\text{пик}}^2 = \frac{P_{\text{макс}}}{P_{\text{шПСС}}}$. Из приведенных соотношений (15) и (16) следует важный вывод. Для каналов, обладающих большим энергетическим потенциалом, когда мощностью шума можно пренебречь, потенциальное значение вероятности ошибки конечно и определяется величиной порога ограничения ПСС

$$P_{\text{ош}} = 1 - \frac{1}{1 - \sum_{m_1=n+1}^{\infty} \frac{\lambda_{\psi} T^{m_1}}{m_1!} \exp(-\lambda_{\psi} T)} \sum_{m_1=1}^n \frac{(\lambda_{\psi} T)^{m_1}}{m_1!} \times \exp(-\lambda_{\psi} T) F\left(\sqrt{\frac{(n - m_1)^2}{m_1 n \frac{\sigma_x^2}{\sigma_{\text{ПСС}}^2}}}\right). \quad (17)$$

Усредненная оценка вероятности ошибки (17) определяется следующим образом:

$$P_{\text{ош}} = 1 - F\left(\sqrt{\frac{[1 - 2(1 - F(x_{\text{огр}}))]^2}{2[1 - F(\gamma_{\text{огр}})] \frac{\sigma_x^2}{\sigma_{\text{ПСС}}^2}}}\right). \quad (18)$$

На рис. 2 представлены графики зависимости вероятности ошибки от величины относительного порога ограничения $\gamma_{\text{огр}}$ для различных значений сигнал-шум по пиковой мощности $h_{\text{пик}}^2$. Пунктиром обозначена зависимость потенциального значения вероятности

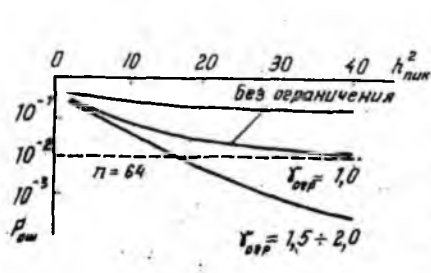


Рис. 3

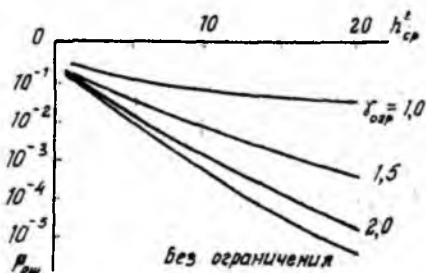


Рис. 4

ности ошибки, обусловленное ограничением ПСС. На рис. 3 представлены графики зависимости вероятности ошибки от величины отношения сигнал-шум по пиковой мощности $h_{\text{пик}}^2$ для различ-

ных значений относительного порога ограничения $\gamma_{огр}$ и без ограничения.

Оценку выигрыша, получаемого при двухстороннем ограничении ПСС необходимо производить при условии фиксированной величины отношения сигнал-шум по пиковой мощности. При этом выигрыш можно оценить, с одной стороны, вероятностью ошибки, с другой стороны — отношением расхода энергии на один бит информации [2; 3]. Используя второй метод, получаем

$$B = \frac{n [1 - 2(1 - F(\gamma_{огр}))]^2}{2 [1 - F(\gamma_{огр})] \frac{\sigma_k^2}{\sigma_{ПСС}^2} h_{пик}^2 + \gamma_{огр}^2} \quad (19)$$

На рис. 4 представлены графики зависимости выигрыша при ограничении ПСС от величины относительного порога ограничения $\gamma_{огр}$ для размерностей 16, 64, 256 и отношения сигнал-шум по пиковой мощности 9; 49. Из представленных графиков видно, что в условиях воздействия мощных помех типа нормальный белый шум эффективным является более глубокое ограничение сигнала до уровня $\gamma_{огр} = 1,5$. Однако с увеличением энергетического потенциала наибольший выигрыш достигается при слабом ограничении на уровне $\gamma_{огр} = 2,0$.

На основании приведенных выражений и графиков можно сделать следующие выводы.

Введение двухстороннего ограничения ПСС позволяет значительно, до 15—20 дБ, снизить пик-фактор излучаемого сигнала. Причем значение пик-фактора ограниченного ПСС не зависит от размерности сигнала и определяется только величиной относительного порога ограничения.

Двухстороннее ограничение ПСС на передающей стороне приводит к появлению в системе связи шумов ограничения, которые определяют потенциальную помехоустойчивость системы.

Для больших размерностей ПСС мощность шумов ограничения практически не зависит от его длины и определяется величиной относительного порога ограничения.

Введение двухстороннего ограничения ПСС позволяет повысить качество передачи информации в условиях ограничения пиковой мощности излучаемого сигнала.

Оптимальное значение относительного порога ограничения слабо зависит от размерности сигнала и определяется отношением сигнал-шум по пиковой мощности на входе приемного устройства и составляет $\gamma_{огр} = 1,5—2,0$.

Список литературы: 1. Дядюнов Н. Г., Сенин А. И. Ортогональные и квазиортогональные сигналы/Под ред. Е. М. Тарасенко. М., 1977. 224 с. 2. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. М., 1979. 728 с. 3. Тузов Г. И. Статистическая теория приема сложных сигналов. М., 1977. 400 с. 4. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника, М., 1982. 624 с.

Поступила в редколлегию 09.03.89