

Влияние нелинейности амплитудной характеристики тракта в системах с OFDM

А. И. Фалько, С. С. Омуралиева

В статье анализируется влияние переходных помех, обусловленных нелинейностью амплитудной характеристики тракта, на помехоустойчивость приёма сигналов в системах с OFDM. Для этого определён энергетический спектр группового сигнала (ресурсного блока) на выходе нелинейного тракта. Получены выражения для расчёта отношения сигнала к переходным помехам для отдельных поднесущих. Рассчитана вероятность ошибки при корреляционном приёме сигналов D-QPSK с учётом флуктуационных и переходных помех.

Ключевые слова: корреляционная функция, энергетический спектр, переходные помехи, уровень ограничения, помехоустойчивость приёма.

1. Введение

Системы связи и вещания DVB, Wi-Fi, WiMax, LTE (Long Term Evolution) и другие используют сигналы с частотным уплотнением OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) и OFDMA (OFDM Access) [1, 2]. В них каждому абоненту выделяется группа частот (поднесущих), называемая ресурсным блоком [3]. В дальнейшем будем называть его групповым сигналом.

Нелинейность тракта вызывает переходные помехи (интерференцию) между отдельными поднесущими (парциальными каналами), которые приводят к искажениям сигнала, ухудшают отношение сигнала к помехам и, как следствие, ухудшают качество связи.

Цель работы – анализ влияния переходных помех, обусловленных нелинейностью амплитудной характеристики тракта, на помехоустойчивость приёма сигналов в системах с OFDM.

В любом реальном тракте возможна нелинейность амплитудной характеристики, которую можно представить полиномом k -ой степени. Кроме того, вследствие больших пиковых значений группового сигнала, возможно его ограничение. Более того, для лучшего использования мощности передатчика допускается ограничение пиковых значений группового сигнала на передаче. При линейном сложении сигналов с частотным уплотнением мощность передатчика, приходящаяся на один парциальный канал (поднесущую), будет

$$P_1 = P_{\text{пик}} / N^2, \quad (1)$$

где $P_{\text{пик}}$ – пиковая мощность передатчика, N – число поднесущих.

Ограничение группового сигнала на уровне $1/\sqrt{N}$ от пикового значения обеспечивает мощность на поднесущую

$$P_1 = P_{\text{пик}} / N. \quad (2)$$

Вследствие ограничения пиковых значений группового сигнала возникают нелинейные переходные помехи. Чтобы оценить их влияние, определим отношение сигнала к переходным помехам в зависимости от порога ограничения и степени нелинейности амплитудной характеристики тракта.

2. Энергетический спектр группового сигнала на выходе нелинейного тракта

В общем случае амплитудную характеристику группового тракта можно представить в виде (рис. 1).

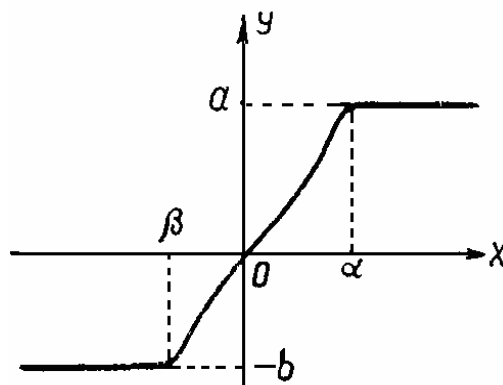


Рис. 1. Амплитудная характеристика группового тракта

$$y = f(x) = \begin{cases} -b & \text{при } x < -\beta, \\ \sum_{k=0}^{\infty} [-C_k (-x)^k] & \text{при } -\beta < x < 0, \\ 0 & \text{при } x = 0, \\ \sum_{k=0}^{\infty} C_k x^k & \text{при } 0 < x < \alpha, \\ a & \text{при } x > \alpha. \end{cases} \quad (3)$$

Для анализа переходных помех, возникающих вследствие нелинейности группового тракта, воспользуемся методом корреляционной функции [4]. Положим, что групповой сигнал имеет нормальное распределение мгновенных значений. Это справедливо для большого числа каналов согласно центральной предельной теореме Ляпунова.

Двумерная плотность вероятности нормального процесса выражается следующей формулой:

$$W_2(x, x_\tau) = \frac{1}{2\pi\sigma^2\sqrt{1-\rho^2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\pi\sigma^2(1-\rho^2)} (x^2 + x_\tau^2 - 2\rho x x_\tau) \right\}, \quad (4)$$

где $\rho(\tau)$ – коэффициент корреляции случайного процесса, σ^2 – дисперсия случайного процесса.

Детерминированная составляющая принята равной нулю.

Выражение (4) может быть разложено в ряд по ортогональным полиномам [5]

$$W_2(x, x_\tau) = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\rho^n}{n!} \Phi^{n+1}\left(\frac{x}{\sigma}\right) \Phi^{n+1}\left(\frac{x_\tau}{\sigma}\right), \quad (5)$$

где

$$\Phi^{n+1}(z) = (-1)^n H_n(z) \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-z^2/2).$$

Здесь $H_n(z)$ — полином Эрмита степени n .

Зная характеристику нелинейной системы (3) и двумерную плотность вероятности (5) случайного процесса на входе, можно найти функцию корреляции случайного процесса на выходе системы

$$R(\tau) = m_{11}(\tau) - m^2,$$

где $m_{11}(\tau)$ — момент 2-ого порядка, m — среднее значение процесса на выходе.

$$\begin{aligned} m_{11}(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) f(x_\tau) W_2(x, x_\tau) dx dx_\tau = \\ &= \frac{1}{\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) f(x_\tau) \sum_{n=0}^{\infty} \Phi^{(n+1)}\left(\frac{x}{\sigma}\right) \Phi^{(n+1)}\left(\frac{x_\tau}{\sigma}\right) \frac{\rho^n}{n!} dx dx_\tau. \end{aligned} \quad (6)$$

Поскольку процесс стационарный, то выражение (6) можно представить в следующей форме [6]:

$$m_{11}(\tau) = \left[\frac{1}{\sigma} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \Phi'\left(\frac{x}{\sigma}\right) dx \right]^2 + \frac{1}{\sigma^2} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} f(x) \Phi^{(n+1)}\left(\frac{x}{\sigma}\right) dx \right]^2 \frac{\rho^n}{n!}.$$

Так как

$$\frac{1}{\sigma} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \Phi'\left(\frac{x}{\sigma}\right) dx = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \exp(-x^2/2\sigma^2) dx = m,$$

то функция корреляции

$$R(\tau) = m_{11}(\tau) - m^2 = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} f(x) \Phi^{n+1}\left(\frac{x}{\sigma}\right) dx \right]^2 \frac{\rho^n}{n!}. \quad (7)$$

Вычисление этого выражения производим, используя аппарат δ -функции. Для этого в выражении (7) производится интегрирование по частям столько раз, сколько необходимо, чтобы превратить $f(x)$ в δ -функцию или сумму δ -функций.

После соответствующих преобразований имеем

$$R(\tau) = \sum_{n=k}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\rho^n}{n!} \sigma^{2k} C_k^2(k!)^2 \left[\Phi^{(n-k)}\left(\frac{\alpha}{\sigma}\right) - \Phi^{(n-k)}\left(-\frac{\beta}{\sigma}\right) \right]^2. \quad (8)$$

Спектральная плотность флуктуаций на выходе нелинейного тракта находится как преобразование Фурье от функции корреляции [4]

$$G(\Omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j\Omega\tau} d\tau = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} R(\tau) \cos \Omega\tau d\tau, \quad (9)$$

или согласно (8):

$$G(\Omega) = \frac{2}{\pi} \sum_{n=k}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sigma^{2k} C_k^2 (k!)^2}{n!} \left[\Phi^{n-k} \left(\frac{\alpha}{\sigma} \right) - \Phi^{n-k} \left(-\frac{\beta}{\sigma} \right) \right]^2 \int_0^{\infty} \rho^n(\tau) \cos \Omega \tau d\tau. \quad (10)$$

Искажения выходного спектра характеризуются составляющими, содержащими $\rho^2(\tau)$, $\rho^3(\tau)$ и т. д.

3. Отношение сигнала к переходной помехе на выходе парциального канала

Зная спектральную плотность продуктов нелинейности тракта $G_{\Pi}(\Omega)$ и спектральную плотность неискажённой части спектра $G_C(\Omega)$, можно найти отношение средней мощности сигнала к средней мощности переходной помехи для каждого парциального канала (поднесущей)

$$\frac{C}{\Pi} = \frac{\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} G_C(\Omega) d\Omega}{\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} G_{\Pi}(\Omega) d\Omega}, \quad (11)$$

где Ω_1 и Ω_2 – границы одного парциального канала. $G_C(\Omega)$ находится из выражения (10) при $n = 1, k = 1$.

Рассмотрим интересующие нас случаи.

Первый случай:

Рабочий участок характеристики $f(x)$ линеен, т. е.

$$y = f(x) = \begin{cases} -b & \text{при } x < -\beta, \\ x & \text{при } -\beta < x < \alpha, \\ a & \text{при } x > \alpha. \end{cases}$$

При этом полагаем $C_1 = 1$.

Выражение для функции корреляции получим из (8), положив $\kappa = 1$

$$R(\tau) = \sum_{n=1}^{\infty} \sigma^2 \frac{\rho^n}{n!} \left[\Phi^{(n-1)} \left(\frac{\alpha}{\sigma} \right) - \Phi^{(n-1)} \left(-\frac{\beta}{\sigma} \right) \right]^2.$$

Введём обозначение

$$h_n^2 = \frac{1}{n!} \left[\Phi^{(n-1)} \left(\frac{\alpha}{\sigma} \right) - \Phi^{(n-1)} \left(-\frac{\beta}{\sigma} \right) \right]^2.$$

Тогда функция корреляции запишется следующим образом:

$$R(\tau) = \sigma^2 \sum_{n=1}^{\infty} h_n^2 \rho^n(\tau). \quad (12)$$

Спектральная плотность неискажённой части спектра на выходе нелинейной системы находится подстановкой выражения (12) при $n = 1$ в формулу (9)

$$G_C(\Omega) = \frac{2}{\pi} \sigma^2 h_1^2 \int_0^{\infty} \rho(\tau) \cos \Omega \tau d\tau. \quad (13)$$

Энергетический спектр продуктов нелинейности

$$G_{\Pi}(\Omega) = \frac{2}{\pi} \sigma^2 \sum_{n=2}^{\infty} h_n^2 \int_0^{\infty} \rho^n(\tau) \cos \Omega \tau d\tau. \quad (14)$$

Вид функции $G(\Omega)$ в каждом отдельном случае зависит от выражения для коэффициента корреляции входного сигнала, т. е. от формы спектра группового сигнала. Обычно входной спектр группового сигнала считают прямоугольным. В этом случае коэффициент корреляции имеет вид

$$\rho(\tau) = \frac{\sin \Delta \Omega \tau}{\Delta \Omega \tau}, \quad (15)$$

где $\Delta \Omega$ – энергетическая ширина полосы спектра на входе.

Иногда, из соображений простоты расчётов, используют колокольную аппроксимацию формы входного спектра (в виде гауссовой кривой). Тогда коэффициент корреляции запишется следующим образом

$$\rho(\tau) = \exp(-\Delta \Omega^2 \tau^2 / \pi). \quad (16)$$

Рассмотрим обе аппроксимации и сравним результаты расчёта между собой. В случае прямоугольной аппроксимации, согласно (15), (13) и (14), получаем

$$G_c(\Omega) = \frac{2}{\pi} \sigma^2 h_1^2 \int_0^{\infty} \frac{\sin \Delta \Omega \tau}{\Delta \Omega \tau} \cos \Delta \Omega \tau d\tau = \frac{\sigma^2 h_1^2}{\Delta \Omega}, \quad (17)$$

$$G_{\Pi}(\Omega) = \frac{2}{\pi} \sigma^2 \sum_{n=2}^{\infty} h_n^2 \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin \Delta \Omega \tau}{\Delta \Omega \tau} \right)^n \cos \Delta \Omega \tau d\tau. \quad (18)$$

Средняя мощность сигнала на выходе парциального канала равна

$$\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} G_{\Pi}(\Omega) d\Omega = (\Omega_2 - \Omega_1) \frac{\sigma^2 h_1^2}{\Delta \Omega}. \quad (19)$$

Средняя мощность переходных помех в полосе одного парциального канала, для случая большого числа каналов, может быть выражена аналогичным соотношением:

$$\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} G_{\Pi}(\Omega) d\Omega = (\Omega_2 - \Omega_1) G_{\Pi}(\Omega). \quad (20)$$

С учётом выражений (17), (18), (19), (20) отношение сигнала к переходной помехе на выходе парциального канала

$$\frac{C}{\Pi} = \frac{G_c(\Omega)}{G_{\Pi}(\Omega)} = \frac{h_1^2}{\frac{2}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} h_n^2 \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin z}{z} \right)^n \cos \frac{\Omega}{\Delta \Omega} z dz}. \quad (21)$$

Для колокольной аппроксимации группового спектра отношение средней мощности сигнала к средней мощности помех, в полосе одного парциального канала, согласно (16), (13), (14), имеет вид

$$\frac{C}{\Pi} = \frac{h_1^2 \exp \left\{ -\frac{\pi \left(\frac{\Omega - \Omega_0}{\Delta \Omega} \right)^2}{4} \right\}}{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{h_n^2}{\sqrt{n}} \exp \left\{ -\frac{\pi \left(\frac{\Omega - \Omega_0}{\Delta \Omega} \right)^2}{4n} \right\}}, \quad (22)$$

где

$$\Omega_0 = 0.5 \Delta \Omega.$$

Выражения (21) и (22) показывают, что отношение сигнала к переходной помехе на выходе нелинейного тракта, для данного канала (заданного $\Omega/\Delta\Omega$), определяется порогами ограничения (α/σ) и (β/σ).

Результаты расчёта по ф-ле (21), выполненные на ЭВМ, представлены в виде кривых на рис. 2, 3, 4 (сплошные линии).

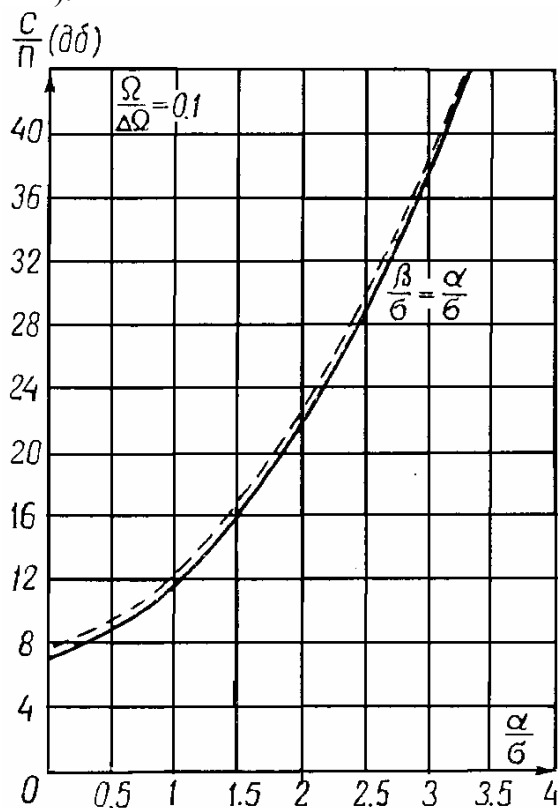


Рис. 2. Зависимость отношения сигнала к переходным помехам от порога ограничения для нижнего парциального канала

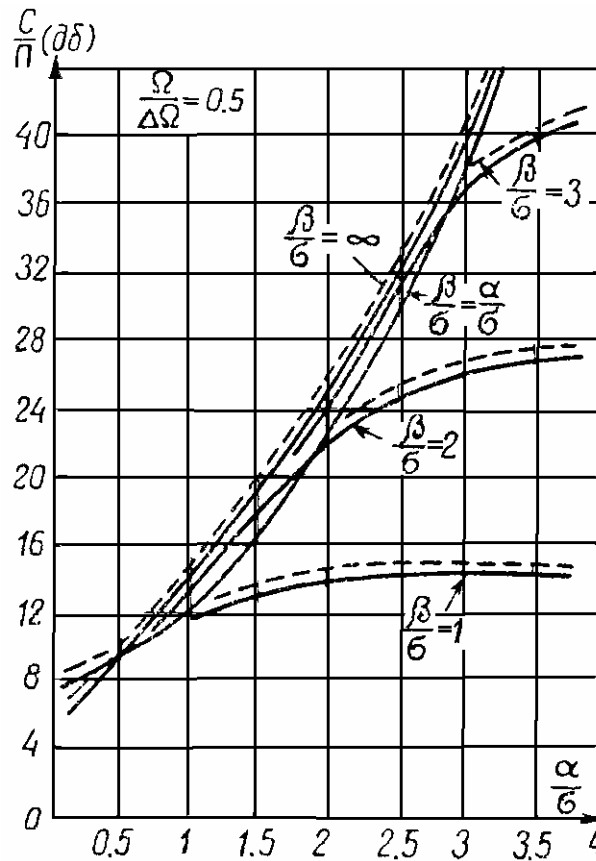


Рис. 3. Зависимость отношения сигнала к переходным помехам от порога ограничения для среднего канала при асимметрии ограничения

На этих же рисунках штриховыми линиями приведены результаты расчёта по формуле (22). Кривые показывают небольшое расхождение результатов расчёта при использовании прямоугольной и колокольной аппроксимации формы группового спектра; разница составляет 10 – 20 %.

На рис. 3 приведена зависимость $C/P = f(\alpha/\sigma)$ при различных (β/σ) для среднего парциального канала ($\Omega/\Delta\Omega = 0.5$). Из рисунка видно, что при асимметрии ограничения отношение сигнала к помехе на выходе в основном определяется меньшим уровнем ограничения. Кривые на рис. 2 и 4 характеризуют зависимость $C/P = f(\alpha/\sigma)$ для нижнего ($\Omega/\Delta\Omega = 0.1$) и верхнего ($\Omega/\Delta\Omega = 0.9$) каналов. Пользуясь кривыми рис. 2, 3, 4, можно определить допустимый уровень ограничения исходя из заданного отношения сигнала к помехе на выходе. Наоборот, при данном значении порогового уровня можно определить отношение сигнала к переходной помехе на выходе. Например, для выполнения условия (2) необходимо

$$\alpha = \frac{U_{\text{пик}}}{\sqrt{N}}. \quad (23)$$

При этом $\alpha/\sigma = \sqrt{2}$. Отношение сигнала к переходной помехе при симметричном ограничении равно 16 дБ. Асимметрия ограничения в меньшую сторону ухудшает отношение сигнала к помехе. При асимметрии в большую сторону не обеспечивается условие (2).

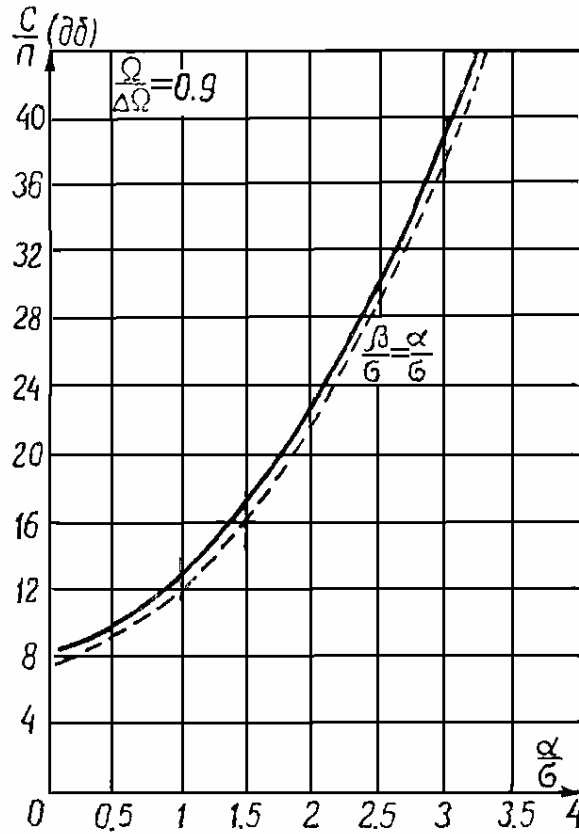


Рис. 4. Зависимость отношения сигнала к переходным помехам от порога ограничения для верхнего частичного канала

Второй случай:

Рабочая точка установлена на середине характеристики, которая симметрична относительно этой середины

$$y = f(x) = \begin{cases} x + C_3 x^3 & \text{при } -\alpha < x < \alpha, \\ a & \text{при } x < -\alpha \text{ и } x > \alpha. \end{cases} \quad (24)$$

Спектральная плотность на выходе нелинейного тракта находится из выражения (10)

$$G(\Omega) = \frac{2}{\pi} \sigma^2 \sum_{n=1}^{\infty} h_n^2 \int_0^{\infty} \rho^n(\tau) \cos \Omega \tau d\tau + \\ + \frac{2}{\pi} 36 \sigma^6 C_3^2 \sum_{n=3}^{\infty} \frac{1}{n!} \left[\Phi^{(n-3)}\left(\frac{\alpha}{\sigma}\right) - \Phi^{(n-3)}\left(-\frac{\alpha}{\sigma}\right) \right]^2 \int_0^{\infty} \rho^n(\tau) \cos \Omega \tau d\tau.$$

Отношение средней мощности переходной помехи к средней мощности сигнала на выходе одного канала, при прямоугольной аппроксимации формы группового спектра, равно

$$\frac{\Pi}{C} = \frac{2}{\pi h_1^2} \sum_{n=2}^{\infty} h_n^2 \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin z}{z} \right)^n \cos \frac{\Omega}{\Delta \Omega} z dz + \\ + \frac{2}{\pi} \frac{36 \sigma^4 C_3^2 \sum_{n=3}^{\infty} \frac{1}{n!} \left[\Phi^{(n-3)}\left(\frac{\alpha}{\sigma}\right) - \Phi^{(n-3)}\left(-\frac{\alpha}{\sigma}\right) \right]^2 \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin z}{z} \right)^n \cos \frac{\Omega}{\Delta \Omega} z dz}{\left[2 \Phi\left(\frac{\alpha}{\sigma}\right) - 1 \right]^2}. \quad (25)$$

В выражении (25), с несущественной для практических расчётов погрешностью, можно ограничиться только первым членом ряда во втором слагаемом. Выразим коэффициент C_3 , характеризующий нелинейность амплитудной характеристики тракта, через коэффициент третьей гармоники $k_{Г3}$ при испытании одним тоном

$$k_{Г3} = \frac{C_3 U_F^2}{4}.$$

Здесь U_F – уровень испытательного тона. Введём обозначение

$$\frac{C}{\Pi_3} = \frac{1.63 \cdot 10^{-2} \left(\frac{U_F}{\sigma} \right)^4}{k_{Г3}^2 \int_0^\infty \left(\frac{\sin z}{z} \right)^3 \cos \frac{\Omega}{\Delta\Omega} z dz}. \quad (26)$$

Выражение (26) характеризует отношение сигнала к переходной помехе на выходе одного канала при отсутствии ограничения только из-за кубического члена характеристики тракта (24).

С учётом (26) выражение (25) будет иметь вид

$$\frac{\Pi}{C} = \frac{2}{\pi h_1^2} \sum_{n=2}^{\infty} h_n^2 \int_0^\infty \left(\frac{\sin z}{z} \right)^n \cos \frac{\Omega}{\Delta\Omega} z dz + \frac{\Pi_3}{C}. \quad (27)$$

Выражение (27) показывает, что отношение сигнала к переходной помехе на выходе зависит как от уровня ограничения α/σ , так и от коэффициента нелинейных искажений $k_{Г3}$. Это наиболее близкий к реальным условиям случай.

При использовании колокольной аппроксимации формы группового спектра отношение помехи к сигналу определится выражением

$$\frac{\Pi}{C} = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{h_n^2}{\sqrt{n}} \exp \left\{ -\frac{\pi}{4n} \left(\frac{\Omega - \Omega_0}{\Delta\Omega} \right)^2 \right\}}{h_1^2 \exp \left\{ -\frac{\pi}{4} \left(\frac{\Omega - \Omega_0}{\Delta\Omega} \right)^2 \right\}} + \frac{\Pi_3}{C}. \quad (28)$$

Здесь

$$\frac{C}{\Pi_3} = \frac{1.8 \cdot 10^{-2} \left(\frac{U_F}{\sigma} \right)^4 \exp \left\{ -\frac{\pi}{4} \left(\frac{\Omega - \Omega_0}{\Delta\Omega} \right)^2 \right\}}{k_{Г3}^2 \exp \left\{ -\frac{\pi}{12} \left(\frac{\Omega - \Omega_0}{\Delta\Omega} \right)^2 \right\}}. \quad (29)$$

Зависимости $\frac{C}{\Pi_3} / \left(\frac{U_F}{\alpha} \right)^4 = f(k_{Г3})$ для среднего парциального канала приведены на

рис. 5. Сплошная линия – для формулы (26), штриховая – для ф-лы (29). Для этого канала разница в результатах расчёта по ф-лам (26) и (29) составляет около 18 %. Для нижних и верхних каналов разница не превышает 15 %. Указанное сравнение позволяет убедиться, что для практических расчётов можно использовать колокольную аппроксимацию формы группового спектра (в виде кривой Гаусса), хотя прямоугольная форма, возможно, ближе

к реальной. Использование прямоугольной аппроксимации встречает чисто вычислительные трудности, что не всегда оправдано.

Результаты расчёта по формулам (27), (28) для среднего парциального канала (при $U_F/\sigma=1$) приведены на рис.6. Сплошная линия – для ф-лы (27), штриховая – для ф-лы (28). Зависимость $C/\Pi = f(\alpha/\sigma)$ при различных $\kappa_{г3}$ показывает, что при малой величине коэффициента нелинейных искажений отношение C/Π на выходе определяется в основном уровнем ограничения. В то же время при высоком уровне ограничения начинает сказываться нелинейность рабочего участка характеристики.

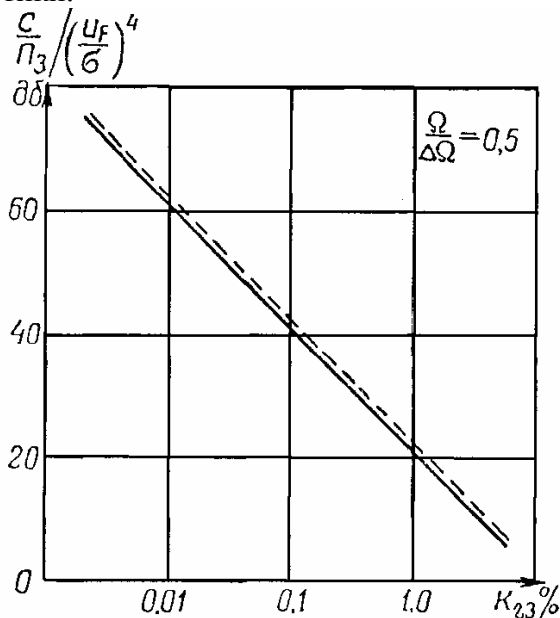


Рис. 5. Зависимость отношения сигнала к переходным помехам от коэффициента нелинейных искажений

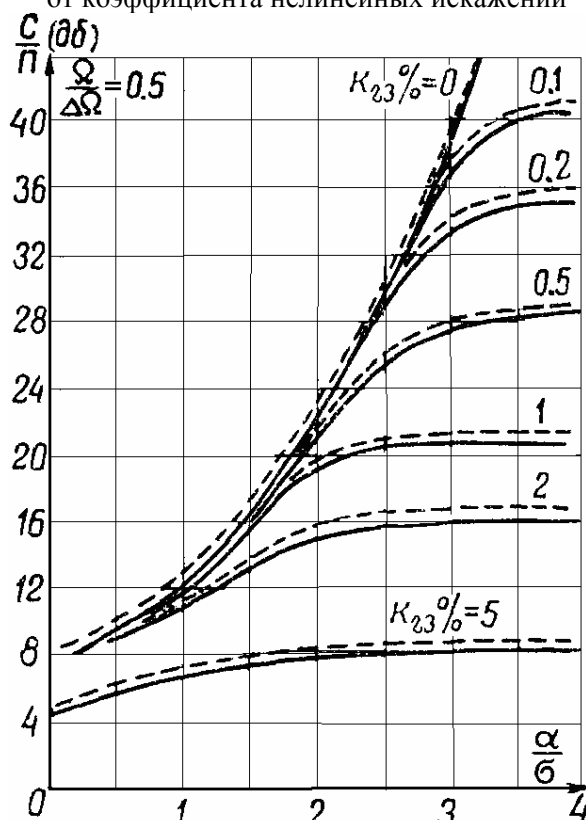


Рис. 6. Зависимость отношения сигнала к переходным помехам от порога ограничения и коэффициента нелинейных искажений

При большом значении $\kappa_{г3}$ решающую роль играет именно эта нелинейность. Используя кривые рис.6, можно рассчитать допустимые значения $\kappa_{г3}$ и уровень ограничения для полу-

чения необходимого отношения сигнала к помехе на выходе. В общем случае расчёт производится по ф-лам (10) и (11).

4. Вероятность ошибки

В системах с OFDM вероятность ошибки в ресурсном блоке определяется выражением

$$p(N) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N p_i,$$

где p_i – вероятность ошибки на каждой поднесущей. Она зависит от вида модуляции, например, 4-, 16-, 64- позиционной квадратурной фазово-амплитудной модуляции (QPSK, QAM-16, QAM-64), что характерно для технологий Wi-Fi, WiMax, LTE и др.

В статистически однородных каналах $p(N) = p_i = p$.

Для иллюстрации оценим вероятность ошибки при корреляционном приеме сигналов с относительной (дифференциальной) квадратурной фазовой модуляцией (D-QPSK) в отдельном парциальном канале с учётом переходных помех:

$$p = 0.5 \exp(-0.5 Q^2). \quad (30)$$

Здесь

$$Q^2 = \left[\frac{\left(\frac{\alpha}{\sigma} \right)^2}{2q^2} + \frac{\Pi}{C} \right]^{-1} \quad (31)$$

– отношение средней мощности сигнала к суммарной средней мощности флуктуационных и переходных помех в одном парциальном канале (на одной поднесущей). В формуле (31)

$$q^2 = \frac{P_c}{\sigma_{\text{фл}}^2} \frac{1}{N} = \frac{P_c T}{\nu^2} \frac{1}{N} \quad (32)$$

– отношение символьной энергии сигнала ($P_c T$) к спектральной плотности мощности флуктуационных помех ($\nu^2 = \sigma_{\text{фл}}^2 T$) в одном парциальном канале; T – длительность OFDM-символа; $\sigma_{\text{фл}}^2 = \nu^2 / T$ – дисперсия флуктуационных помех на интервале длительности OFDM-символа; C/Π – отношение средних мощностей сигнала и переходных помех на одной поднесущей (определяется формулами (21), (22), (26)...(29) или из графиков рисунков 2...6).

При линейном сложении сигналов (без ограничения)

$$Q^2 = \frac{P_c T}{\nu^2} \frac{1}{N^2} = \frac{q^2}{N}. \quad (33)$$

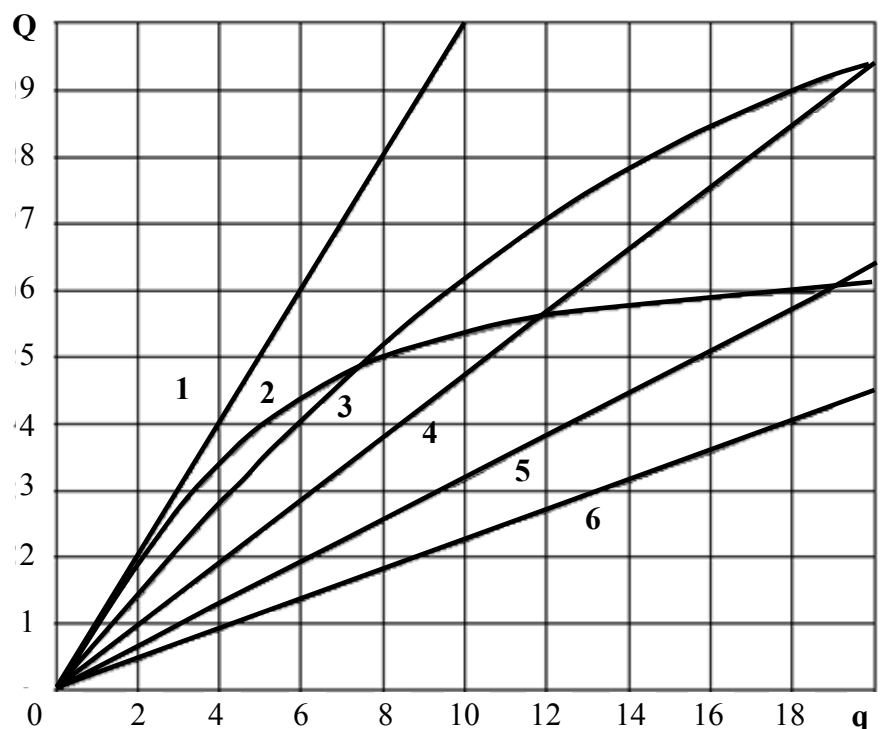


Рис. 7. Зависимость отношения средней мощности сигнала

к суммарной средней мощности флуктуационных и переходных помех на одной поднесущей
от отношения сигнала к флуктуационным помехам

Зависимости $Q = f(q)$ согласно (31)...(33) приведены на рис. 7. Кривая 1 – при $N = 1$; кривая 2 – при $\alpha/\sigma = \sqrt{2}$ и $\kappa_{ГЗ} = 0.5\%$ (при этом выполняется условие (2)); кривая 3 – при $\alpha/\sigma = 2$ и $\kappa_{ГЗ} = 0.5\%$; кривая 4 – при $\alpha/\sigma = 3$ и $\kappa_{ГЗ} = 0.1\%$; кривая 5 – при $N = 10$ в отсутствие ограничения; кривая 6 – при $N = 20$ в отсутствие ограничения. Заметим, что ресурсный блок технологии LTE содержит 12 (иногда 16) поднесущих.

Из приведённых зависимостей видно, что при ограничении группового сигнала на уровне $\alpha = U_{\text{пик}}/\sqrt{N}$, что соответствует $\alpha/\sigma = \sqrt{2}$, кривая загибается, приближаясь к значению, ограниченному величиной $C/\Pi = 16$ дБ (6.3 раз по напряжению). Поэтому если требуется отношение сигнала к помехам более 16 дБ, то указанный уровень ограничения недопустим. При увеличении α/σ ухудшается отношение сигнала к помехам при малых значениях q , но увеличивается граничное значение Q , обусловленное переходными помехами. Поэтому уровень ограничения выбирается из компромиссных соображений.

Результаты расчёта вероятности ошибки $p = f(q)$ по формуле (30) с учётом (31)...(33) приведены на рис. 8. Зависимости построены при тех же условиях, что и графики рис. 7. Из рис. 8 виден выигрыш в помехоустойчивости приёма при ограничении группового сигнала на передающем конце с целью лучшего использования мощности передатчика. С увеличением числа поднесущих выигрыш возрастает.

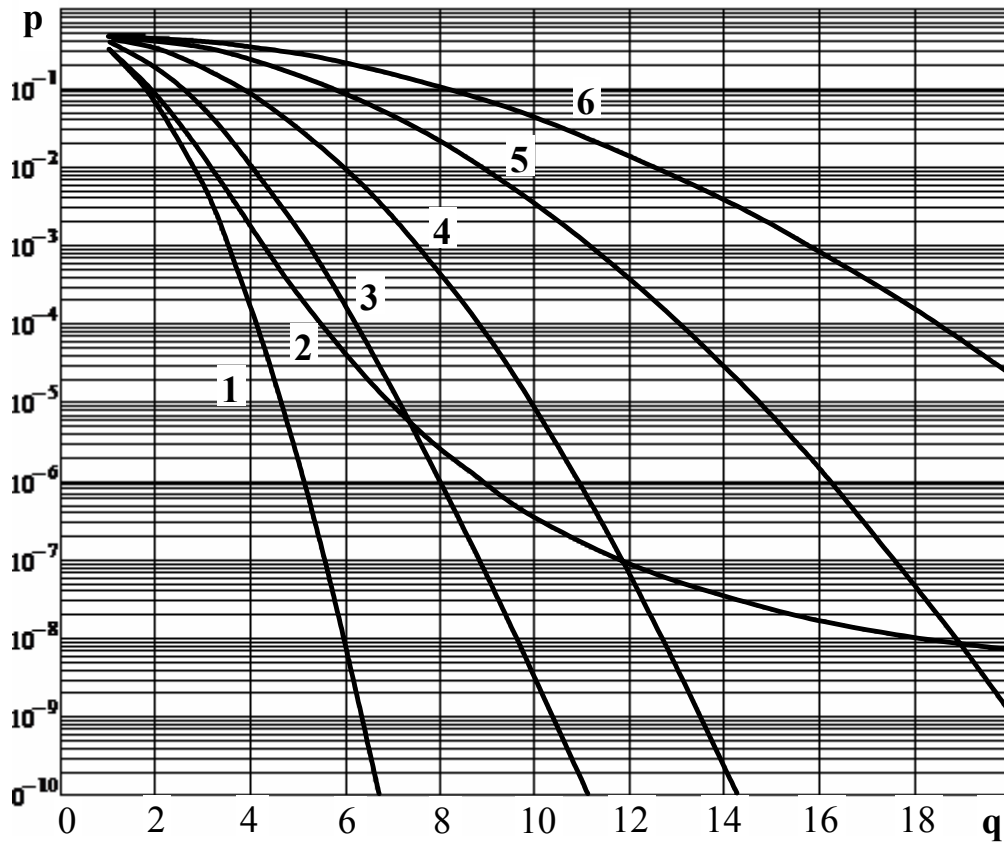


Рис. 8. Зависимость вероятности ошибки в парциальном канале с учётом переходных помех от отношения сигнала к флуктуационным помехам

5. Заключение

В данной работе получены выражения для функции корреляции и спектральной плотности процесса на выходе нелинейного тракта. Рассчитаны отношения сигнала к переходным помехам на отдельных поднесущих в зависимости от уровня ограничения и нелинейности амплитудной характеристики третьего порядка.

Показано, что при симметричном ограничении группового сигнала на уровне $1/\sqrt{N}$, обеспечивающем распределение мощности передатчика на каждую поднесущую $P_1 = P_{\text{пик}}/N$, отношение сигнала к переходным помехам будет порядка 16 дБ. Поэтому если требуется большее отношение сигнала к помехам, то указанный уровень ограничения недопустим.

Эффективность применения ограничения группового сигнала на передающем конце зависит от линейности амплитудной характеристики тракта в целом. При достаточной линейности тракта даже небольшое ограничение пиков группового сигнала позволяет получить заметный выигрыш в помехоустойчивости.

Литература

1. Вишневский В.М., Портной С.Л., Шахнович И.В. Энциклопедия WiMax путь к 4G. М.: Техносфера, 2009. 472с.
2. Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.:Техносфера, 2005. 591с.
3. Вишневский В.М., Красилов А. А., Шахнович И. В. Технология сотовой связи LTE почти 4G // Электроника.: Н.Т.Б. 2009 №1 С.62-72.
4. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая. М.: Советское радио, 1974. 552 с.
5. Крамер Г. Математические методы статистики. М.: Мир, 1975. 648 с.
6. Амиантов Н.И., Тихонов В.И. Воздействие нормальных флуктуаций на типовые линейные элементы // Известия АН СССР. ОТН, 1956. №4 С.33-41.

Статья поступила в редакцию 31.01.2011.

Фалько Анатолий Иванович

д.т.н., профессор кафедры беспроводных информационных систем и сетей СибГУТИ

тел. служ. (383)269-82-64, тел. дом. (383)266-89-81, e-mail: falco@sibsutis.ru

Омуралиева Саяна Сабырбековна

магистрант кафедры БИСС СибГУТИ

тел. дом. +7(952)919-96-71, e-mail: omuralieva@ngs.ru

Influence of channel amplitude characteristic nonlinearity in OFDM systems

A. I. Falco, S. S. Omuralieva

In this article, we analyze the influence of transient noise, which depends on nonlinearity of amplitude behavior of a channel, to noise-immunity of received signals in OFDM systems. For this purpose we determine the power spectrum of group signals on the output of nonlinear track. The expressions are obtained for calculating signal to transient noise ratio for separate subcarriers. The probability of errors is calculated for correlation reception of D-QPSK signals subject to fluctuating and transient noise.

Keywords: correlation function, power spectrum, transient noise, limiting level, noise immunity receiving.