

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ИСКАЖЕНИЙ НА ДОСТОВЕРНОСТЬ КОГЕРЕНТНОГО ПРИЕМА ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ

А.В. Краснокутский, О.Г. Пикалов
(представил д.т.н., проф. В.И. Долгов)

Впервые получены формульные соотношения для показателя достоверности приема дискретных сообщений - вероятности ошибки когерентного приема в условиях аппаратурных искажений, сосредоточенных помех, релейских замираний.

Одним из наиболее важных требований, предъявляемых к системам радиосвязи, является достоверность передаваемой от источника сообщения к получателю информации. Выполнению этого требования неизбежно препятствуют ошибки, вызванные искажениями сигналов при прохождении их по реальным каналам связи. Основными причинами искажения сигналов являются: отклонение параметров аппаратуры от номинальных значений и наличие аддитивных и мультипликативных помех в непрерывном канале. Известные [1] исследования помехоустойчивости когерентного приема дискретных сообщений выполнены в предположении идеальности аппаратуры связи. Анализ комплексного влияния аппаратурных искажений и различного рода помех на верность приема информации выполнен только для систем некогерентного приема [2].

Пусть передающее устройство формирует два варианта сигнала $S_{rн}(t), r = 1, 2$, форма которого, в общем случае, несколько отличается от формы эталонного (опорного) сигнала $S_{rэ}(t)$ вследствие неидеальности передающего тракта и наличия аппаратурных искажений сигнала.

Тогда поступающая на вход приемного устройства сумма полезного сигнала и помех представляется в виде:

$$S_{вх}(t) = \mu_c S_{rн}(t, \varphi_c) + \mu_n S_n(t, \varphi_n) + \xi(t), \quad 0 < t < T, \quad (1)$$

где μ_c и μ_n - коэффициенты передачи по каналу сигнала и помехи, соответственно; φ_c и φ_n - начальные фазы высокочастотного заполнения сигнала и помехи, соответственно; $S_{rн}(t)$ и $S_n(t)$ - функции времени, определяющие формы соответственно r -го варианта искаженного сигнала и сосредоточенной помехи; T - длительность элемента сигнала; $\xi(t)$ - аддитивная помеха типа белого гауссовского шума.

Полная вероятность ошибочного приема элемента сигнала может быть представлена в виде

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \iiint\limits_{G(\mu_c, \varphi_c, \mu_n, \varphi_n)} W(\mu_c, \varphi_c, \mu_n, \varphi_n) \{ P[x_1 < x_2 | S_1(t), \mu_c, \varphi_c, \mu_n, \varphi_n] + P[x_1 > x_2 | S_2(t), \mu_c, \varphi_c, \mu_n, \varphi_n] \} d\mu_c d\varphi_c d\mu_n d\varphi_n, \quad (2)$$

где $W(\mu_c, \varphi_c, \mu_n, \varphi_n)$ - совместная плотность вероятности параметров сигнала и сосредоточенной помехи; $G(\mu_c, \varphi_c, \mu_n, \varphi_n)$ - область интегрирования, определяемая пределами изменения параметров $\mu_c, \varphi_c, \mu_n, \varphi_n$; $P[x_1 < x_2 | S_1(t)]$ и $P[x_1 > x_2 | S_2(t)]$ - вероятности ошибочного приема элемента сигнала при наличии сосредоточенной помехи и при передаче, соответственно, $S_1(t)$ и $S_2(t)$, вычисленные в предположении постоянства их параметров.

Рассчитанная вероятность ошибки когерентного поэлементного приема искаженного сигнала в условиях сосредоточенной помехи, отсутствия замираний сигнала и помехи ($\varphi_c = \text{const}$, $\varphi_n = \text{const}$) и равномерного распределения φ_c и φ_n имеет вид следующего выражения:

$$P_{\text{ош}} = \exp\left(-\frac{\gamma^2 h^2 \lambda^2}{4}\right) \sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon_k (-1)^k I_k \left(\frac{\gamma^2 h^2 \lambda^2}{4}\right) \times \times \frac{\gamma}{\sqrt{2\pi}} \frac{h}{\pi} \int_{-\infty}^0 \exp\left[-\frac{\gamma^2 h^2}{2}(u-q)^2\right] I_{2k}[\gamma^2 h^2 \lambda(u-q)] du. \quad (3)$$

Здесь коэффициенты

$$q = \frac{\mu_c}{P_c T} \int_0^T S_{r_3}(t) S_{r_n}(t) dt - \quad (4)$$

корреляции эталонных и искаженных сигналов,

$$\lambda = \frac{\mu_c \mu_n}{P_c T} \sqrt{\left[\int_0^T S_{r_3}(t) S_n(t) dt \right]^2 + \left[\int_0^T S_{r_3}(t) \tilde{S}_n(t) dt \right]^2} - \quad (5)$$

корреляции эталонных сигналов и помех характеризуют степень влияния, соответственно аппаратных искажений и помех в канале на вероятность ошибки. $\tilde{S}_n(t)$ - функция, сопряженная по Гильберту с $S_n(t)$;

$P_c = \frac{\mu_c^2}{T} \int_0^T S_{r_3}^2(t) dt$ - мощность эталонного сигнала, h^2 - отношение энергии сигнала к спектральной плотности флюктуационного шума; $I_k(\alpha)$ -

модифицированная функция Бесселя k - порядка; $\epsilon_k = 1$ при $k = 0$ и $\epsilon_k = 0$ при $k = 1, 2, 3, \dots$; $\gamma^2 = 1$, если $\int_0^T S_{1\gamma}(t)S_{2\gamma}(t)dt = 0$ (ортогональные сигналы) и $\gamma^2 = 2$, если $S_{1\gamma}(t) = -S_{2\gamma}(t)$ (противоположные сигналы).

В частном случае отсутствия аппаратных искажений ($q = 1$) и воздействия помех на полезный сигнал ($\lambda = 0$) из выражения (3) следует известная в теории передачи сообщений формула [3]

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} [1 - \Phi(\gamma h)]. \quad (6)$$

Таким образом, рассмотрен вопрос о помехоустойчивости систем когерентного приема для случая, когда параметры сигнала и помехи постоянны.

Однако на реальных линиях радиосвязи как полезный сигнал, так и сигналы мешающих станций зачастую подвержены замираниям. При этом коэффициенты передачи μ_c и μ_n и начальной фазы Φ_c, Φ_n изменяются с течением времени и являются в месте приема в той или иной степени неопределенными.

Имеющиеся в настоящее время экспериментальные данные свидетельствуют о том, что в большем числе случаев коэффициенты передачи μ_c и μ_n являются случайными величинами с релеевскими:

$$W(\mu) = \frac{2\mu}{-2} \exp\left(-\frac{2\mu^2}{-2}\right), \quad (7)$$

либо райсовскими распределениями:

$$W(\mu) = \frac{2\mu}{\mu_\Phi} \exp\left(-\frac{\mu^2 + \mu_p^2}{\mu_\Phi}\right) I_0\left(2\frac{\mu\mu_p}{\mu_\Phi}\right), \quad (8)$$

где $\bar{\mu}$ - среднестатистические значения μ ; μ_Φ и μ_p - соответственно флуктуирующие и регулярные составляющие коэффициентов передачи. Кроме того, замирания сигналов в обычных условиях приема (отсутствие ионосферных возмущений, оптимальные рабочие частоты и т.д.) происходят достаточно медленно, так что на протяжении многих элементов сигнала μ_c и Φ_c практически не изменяются.

С другой стороны, распределение (7) для коэффициентов передачи является наименее благоприятным, так как известно, что из всех реально возможных случаев именно релеевские замирания сигналов и помех приводят к наибольшим энергетическим потерям в системах связи. Что

же касается Φ_n , то по-прежнему полагаем ее значения неизвестными в точке приема и равномерно распределенными в интервале $[0, 2\pi]$. Для случая замирающей по закону (7) помехи и незамирающего сигнала выражение для вероятности ошибки получаем усреднением (1) по μ_n :

$$P_{\text{ош}}^{(n)} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\frac{\gamma h q}{\sqrt{1 + \gamma^2 h^2 \bar{\lambda}^2 / 2}} \right) \right], \quad (9)$$

где $\Phi(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\alpha \exp(-x^2/2) dx$ - функция Крампа; $\bar{\lambda}^2$ - среднестатистическое значение λ^2 .

При замирающих по закону (7) сигнале и помехе усреднением по μ_c выражения (9) получаем следующую вероятность ошибки

$$P_{\text{ош}}^{(cn)} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\gamma^2 h^2 \bar{q}^2}{2 + \gamma^2 h^2 \bar{\lambda}^2 + \gamma^2 h^2 \bar{q}^2}} \right), \quad (10)$$

где \bar{q} и $\bar{\lambda}^2$ - среднестатистические значения величин q и λ^2 .

В полученных выражениях для вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ учитывается комплексное влияние аппаратурных искажений и различного рода помех в канале на достоверность когерентного приема дискретных сообщений.

Как видно из рис.1, системы когерентного приема очень чувствительны к воздействию помех. Наличие незначительных внешних помех ($\lambda^2 = 0.1$) приводит к снижению достоверности приема в 5-7 раз. Отклонение параметров аппаратуры от номинальных так же ведет к росту $P_{\text{ош}}$. Как следует из рис.2, при отклонение параметров аппаратуры даже в пределах допусков ($q = 0.9$) вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$ увеличивается в 1.2-1.4 раза.

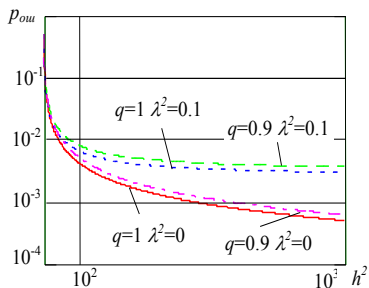


Рис.1.

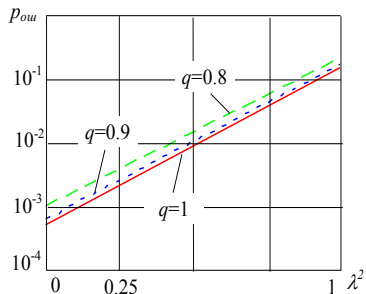


Рис.2.

ЛИТЕРАТУРА

1. Витерби Э.Д. Принципы когерентной связи. - М.: Сов. радио, 1970. - 392 с.
2. Федоренко В.В., Будко П.А. Помехоустойчивость некогерентного приема искаженных в аппаратуре сигналов при воздействии сосредоточенной помехи // Радиоэлектроника. - 1997. - №3. - С.69-73 (Изв. высш. учеб. заведений).
3. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. - М.: Сов. радио, 1970. - 728 с.