

УДК 621.391.82

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПО ЦИФРОВЫМ КАНАЛАМ СВЯЗИ В УСЛОВИЯХ РЕЛЕЕВСКИХ ЗАМИРАНИЙ

Андреанов М.Н., в.н.с. НПП «Цифровые решения»

Бумагин А.В., к.т.н., начальник сектора ОАО «Российские космические системы»

Гондарь А.В., инженер ОАО «Российские космические системы»

Калашиников К.С., инженер ОАО «Российские космические системы»

Прудников А.А., инженер ОАО «Российские космические системы»

Пучков Г.А., ведущий инженер ОАО «Российские космические системы»

Стещенко В.Б., к.т.н., начальник отдела ОАО «Российские космические системы», steshenko@steshenko.ru

Ключевые слова: помехоустойчивость, замирания, релейский канал, разнесенный прием, сигнал, многолучевое распространение.

Введение

Особую сложность при построении современных систем связи представляет организация приема сигнала в городских условиях при многолучевом распространении сигнала и релейских замираниях. Многолучевое распространение сигнала приводит к его значительному искажению и усложняет задачу синхронизации и демодуляции, снижая тем самым помехоустойчивость системы.

В работе исследован вопрос влияния замираний на помехоустойчивость цифровых систем связи в условиях обобщенного релейского канала, а также проанализированы известные методы разнесенного приема с точки зрения повышения помехоустойчивости.

Влияние замираний на помехоустойчивость цифровых систем связи

Сигналы с полосой менее полосы когерентности канала на выходе многолучевого канала, вследствие медленных релейских замираний, имеют более низкую помехоустойчивость относительно помехоустойчивости сигналов в гауссовом шуме. На рис.1 представлены сравнительные зависимости вероятностей ошибок приема сигналов в гауссовом шуме от отношения энергии сигнала к спектральной плотности шума и при релейских замираниях от среднего значения указанного отношения при когерентном и некогерентном приемах. Сигналы имеют двухпозиционную модуляцию (ФМ-2, ОФМ-2). Формулы (1), (2) описывают вероятность ошибки когерентного и некогерентного приема в гауссовом шуме, а формулы (3), (4) - при релейских замираниях

$$p_1 = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\alpha\gamma}), \quad (1)$$

$$p_2 = \frac{1}{2} \exp(-\alpha\gamma), \quad (2)$$

Исследуются вопросы воздействия замираний на помехоустойчивость цифровой связи в обобщенном релейском канале, что особенно актуально при организации связи в городских условиях, когда имеет место многолучевое распространение сигналов. Оценивается выигрыш в помехоустойчивости от использования известных методов разнесенного приема.

$$p_3 = \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\alpha\gamma_0}}} \right), \quad (3)$$

$$p_4 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{1 + \alpha\gamma_0}, \quad (4)$$

$$\text{где } \operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2) dt, \quad (5)$$

γ – отношение сигнал/шум,

γ_0 – среднее отношение сигнал/шум.

Из анализа кривых, представленных на рис.1, следует, что помехоустойчивость когерентного и некогерентного приема сигналов при медленных релейских замираниях значительно ниже помехоустойчивости приема сигналов в гауссовом шуме. С увеличением отношения сигнал/шум (ОСШ) в канале связи это различие растет экспоненциально.

В обобщенном релейском канале связи помимо диффузионной составляющей сигнала присутствует регулярная компонента. Плотность распределения вероятности (ПРВ) отношения сигнал-шум в таком канале описывается выражением (6), вывод которого приведен в приложении.

$$f_\gamma = \frac{1}{\gamma_0 - \gamma_a} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma + \gamma_a}{\gamma_0 - \gamma_a}\right) \cdot I_0\left(\frac{2 \cdot \sqrt{\gamma \cdot \gamma_a}}{\gamma_0 - \gamma_a}\right). \quad (6)$$

где γ_0 – среднее ОСШ в обобщенном релейском канале, γ_a – ОСШ для регулярной составляющей сигнала. На рис.2 представлены вычисленные плотности вероятности при $\gamma_a = 9$ и $\gamma_0 = 10, 12, 20, 30, 40$. Для соблюдения условия ($a \gg \sigma$) γ_a необходимо выбирать значительным (не вблизи нуля) и $\gamma_a < \gamma_0$.

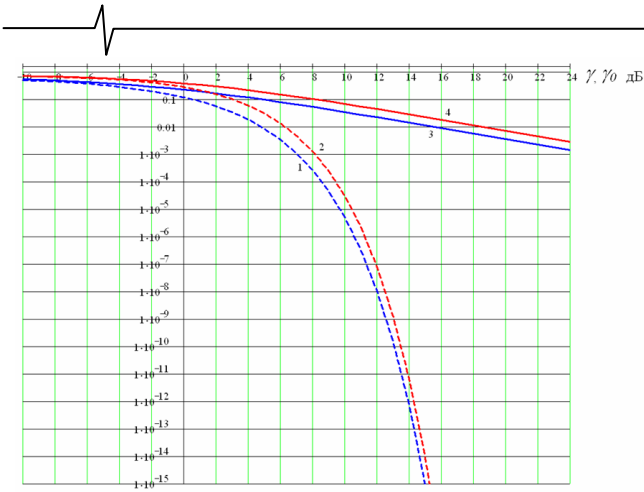


Рис. 1. Вероятности ошибок когерентного и некогерентного приема сигналов в гауссовом шуме от отношения сигнал/шум (γ) и при релейевских замираниях от среднего отношения сигнал/шум (γ_0).

Из графиков видно, что с увеличением γ_0 при фиксированном γ_a увеличивается дисперсионная составляющая сигнала, вероятность его пребывания в области низких ОСШ возрастает. При приближении γ_a к γ_0 дисперсионная составляющая сигнала относительно регулярной снижается, он становится менее случайным, и при $\gamma_a = \gamma_0$ сигнал полностью детерминирован, плотность вероятности превращается в δ -функцию.

Усредняя вероятности ошибочного некогерентного (7) и когерентного приема (8) сигналов ОФМ-2 и ФМ-2 для канала с АБГШ по статистике полученных замираний (6), определим вероятности ошибочного приема в обобщенном релейевском канале, усредняя соответственно по всем значениям γ и $\gamma \geq \gamma_0$:

$$p_{nc}(\gamma_0) = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \exp(\alpha\gamma) \frac{1}{\gamma_0 - \gamma_a} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma + \gamma_a}{\gamma_0 - \gamma_a}\right) \cdot I_0\left(\frac{2 \cdot \sqrt{\gamma \cdot \gamma_a}}{\gamma_0 - \gamma_a}\right) d\gamma, \quad (7)$$

$$p_c(\gamma_0) = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \text{erfc}(\sqrt{\alpha\gamma}) \frac{1}{\gamma_0 - \gamma_a} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma + \gamma_a}{\gamma_0 - \gamma_a}\right) \cdot I_0\left(\frac{2 \cdot \sqrt{\gamma \cdot \gamma_a}}{\gamma_0 - \gamma_a}\right) d\gamma, \quad (8)$$

Полученные вероятности ошибок при отношениях γ_a / γ_0 , равных 0,7 и 0,9, представлены соответственно на рис.3, 4.

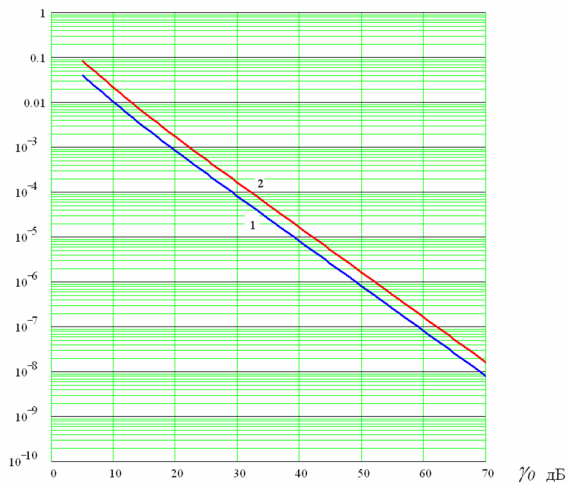


Рис. 3. Вероятности ошибок когерентного и некогерентного приема сигнала (кривые 1, 2) в канале с обобщенными релейевскими замираниями при отношении γ_a / γ_0 равном 0,7.

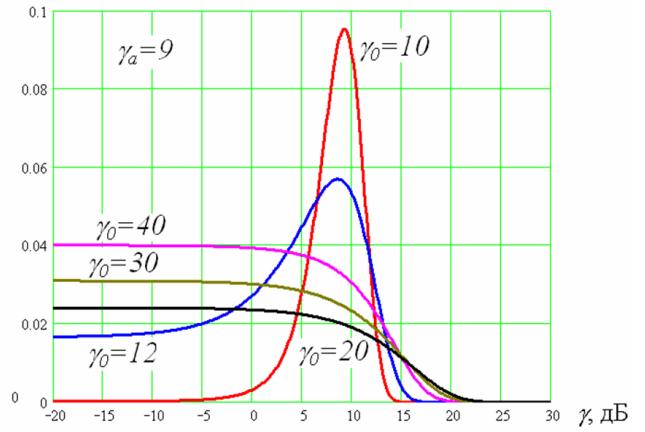


Рис.2. Плотности вероятности ОСШ в канале с обобщенным Релеем при $\gamma_a = 9$ и $\gamma_0 = 10, 12, 20, 30, 40$.

При возрастании γ_a относительно γ_0 помехоустойчивость радиолинии возрастает, снижается вероятность ошибки, например, вероятность ошибки 10^{-7} в первом случае достигается при среднем ОСШ, равном 58 дБ при когерентном приеме, а во втором случае указанная вероятность получается уже при 35 дБ. Это особенно актуально при организации связи в городских условиях, где присутствуют замирания сигналов из-за переотражений, однако мест, в которых сигнал распределен по закону Релея, не так много. Как правило, присутствует значительная величина регулярной составляющей относительно дисперсионной, и среднее ОСШ при этом, вследствие малых расстояний и незначительного затухания сигнала, велико. При нулевом значении регулярной составляющей, как правило в зоне тени, канал становится чисто релейевским, имеющим только дисперсионную составляющую сигнала, при нулевом значении дисперсионной составляющей замирания отсутствуют, сигнал принимается в условиях гауссова δ -коррелированного шума.

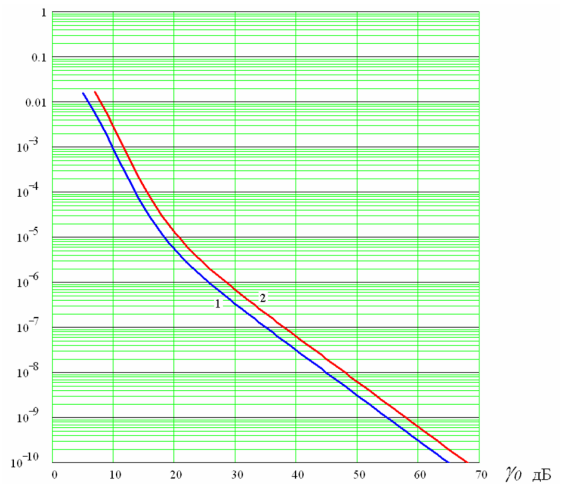


Рис. 4. Вероятности ошибок когерентного и некогерентного приема сигнала (кривые 1, 2) в канале с обобщенными релейевскими замираниями при отношении γ_a / γ_0 равном 0,9.

Повышение помехоустойчивости системы за счет разнесенного приема сигнала

Для снижения вероятности ошибок при коррелированных замираниях сигналов применяют различные способы. Среди них наиболее распространено разнесение сигналов. Разнесение может быть классифицировано как: пространственное, временное, частотное, поляризационное, многолучевое. При пространственном разнесении приемные антенны разносят на расстояние примерно 7-10 длин волн для получения значительной декорреляции сигналов. В технологии разнесенного приема большое значение имеют алгоритмы объединения ветвей разнесения. Выбор способа объединения ветвей определяется сложностью реализации и преимуществами того или иного способа объединения ветвей. При теоретическом анализе обычно сравнивают три способа объединения: оптимальное сложение, максимизирующее отношение сигнал-шум (СМОСШ), линейное сложение с равными весами и автовыбор. При этом предполагается, что сигналы флуктуируют согласно закону Рэлея [2].

Оптимальное сложение, максимизирующее отношение сигнал-шум, обеспечивает наилучший в статистическом смысле эффект ослабления замираний по сравнению с любым другим способом объединения ветвей. Например, при требуемом уровне надежности связи равном 99% и статистической независимости ветвей двукратное разнесение обеспечивает выигрыш 11,5дБ, а четырехкратное - 19дБ. По сравнению со способом автовыбора это соответствует улучшению показателей качества на 1,5 и 3дБ соответственно. Обычно автовыбор применяют в тех случаях, когда считается, что СМОСШ реализовать сложно и дорого. В настоящее время в связи с совершенствованием элементной базы и одновременном снижении ее стоимости, а так же с учетом того, что в радиоканалах, как правило, статистическая независимость ветвей не обеспечивается, представляется целесообразным применять оптимальное сложение. Использование линейного сложения практически оказывается не менее сложным по отношению к оптимальному из-за необходимости обеспечения равенства коэффициентов передачи и шума в приемных ветвях. При невыполнении условия равенства резко увеличиваются проигрыши по сравнению с оптимальным сложением.

Находят применение также комбинированные спосо-

бы объединения ветвей, когда при одних уровнях сигналов используется автовыбор, а при других оптимальное сложение. Проигрыш при таком комбинированном способе объединения ветвей по сравнению с СМОСШ практически несущественен.

Виды разнесения сигналов, связанные с пространственным положением антенн или их элементов (особенно в сочетании с СМОСШ) энергетически более выгодны, и их использование обеспечивает значительные преимущества СПС. Однако их применение осложняется ухудшением массогабаритных характеристик аппаратуры радиосвязи и увеличением энергопотребления. Эти осложнения усиливаются при увеличении кратности разнесения. Некоторые виды пространственного разнесения, например поляризационное, не позволяют организовать больше двух ветвей. Использование больше двух пространственно разнесенных ветвей резко ухудшает массогабаритные характеристики, а получаемый выигрыш с увеличением кратности снижается.

Аналитическая зависимость вероятности ошибки от среднего ОСШ при когерентном (оптимальном) сложении сигналов с некогерентной демодуляцией описывается выражением (9)

$$P_{\gamma_0} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{1 + \alpha\gamma_0} \right)^M, \quad (9)$$

где M – число ветвей разнесения.

Указанные зависимости вероятности ошибки от среднего ОСШ при различных M представлены на рис.5.

Из анализа кривых, представленных на рис. 5, следует, что вклад в снижение вероятности ошибки от увеличения ветвей разнесения уменьшается с ростом количества самих ветвей разнесения. Например, при вероятности ошибки 10^{-3} сдвоенный разнесенный прием эффективнее одиночного примерно на 10 дБ, а разница в энергетической эффективности между семью и восьмью ветвями разнесения при той же вероятности ошибки (10^{-3}) составит всего 1 дБ. При этом, как было уже указано, с возрастанием числа ветвей разнесения существенно возрастает сложность приемной аппаратуры. Поэтому на практике часто ограничиваются сдвоенным разнесенным приемом.

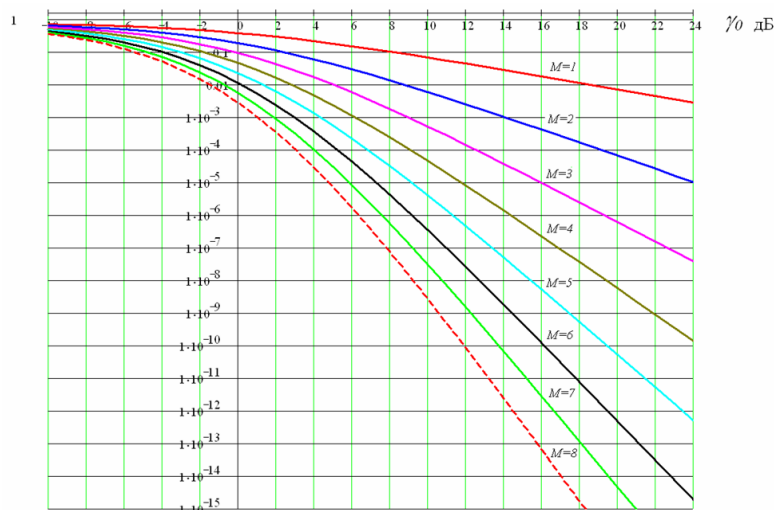


Рис.5. Зависимость вероятности ошибки для медленных релейских замираний от среднего ОСШ при разнесенном приеме, при оптимальном сложении различного числа ветвей разнесения (M), с некогерентной демодуляцией.

Заключение

Рассмотренные в работе методы разнесенного приема сигналов позволяют существенно повысить помехоустойчивость систем цифровой связи в условиях города. Из этих методов наиболее целесообразным в настоящее время является методы на основе оптимального сложения, максимизирующего отношение/шум.

Приложение: Вывод выражения для ПРВ ОСШ в обобщенном релейском канале.

Плотность вероятности распределения амплитуды сигнала x (П.1) в данном канале определяется выражением:

$$f_x = \frac{x}{\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{x^2 + a^2}{2\sigma^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{ax}{2\sigma^2}\right), \quad (\text{П.1})$$

причем при отсутствии регулярной составляющей ($a=0$) указанная плотность вероятности преобразуется в релейскую, где присутствует только диффузионная составляющая. Преобразование формулы (П.1) в аналитическую зависимость плотности вероятности распределения ОСШ в обобщенном релейском канале целесообразно вычислять при условии $a \gg \sigma$, поскольку при a соизмеримом или меньшем σ модель канала приближается к релейской, а значение сигнала представлено преимущественно дисперсионной составляющей. В этом случае математическое ожидание и дисперсия канала с обобщенным Релеем будут выражены формулами (П.2), (П.3) [1]:

$$m_x = a \cdot \left(1 + \frac{\sigma^2}{2a^2}\right), \quad (\text{П.2})$$

$$\sigma_x^2 = \sigma^2 \cdot \left(1 - \frac{\sigma^2}{4a^2}\right), \quad (\text{П.3})$$

а средний квадрат составит (П.4):

$$\langle x_0^2 \rangle = \sigma_x^2 + m_x^2 = 2\sigma^2 + a^2. \quad (\text{П.4})$$

Учитывая выражения (П.5) - (П.7) и

$$f_\gamma = f_x \cdot \frac{dx}{d\gamma}, \quad (\text{П.5})$$

$$x = \sqrt{\frac{N\gamma}{T}}, \quad (\text{П.6})$$

где N – спектральная плотность шума, T – длительность сигнала, а также

$$\frac{dx}{d\gamma} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{N}{\gamma T}}, \quad (\text{П.7})$$

получим аналитическую зависимость плотности вероятности распределения ОСШ в обобщенном релейском канале:

$$f_\gamma = \frac{1}{\gamma_0 - \gamma_a} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma + \gamma_a}{\gamma_0 - \gamma_a}\right) \cdot I_0\left(\frac{2 \cdot \sqrt{\gamma \cdot \gamma_a}}{\gamma_0 - \gamma_a}\right). \quad (\text{П.8})$$

$$\int_0^\infty \frac{1}{\gamma_0 - \gamma_a} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma + \gamma_a}{\gamma_0 - \gamma_a}\right) \cdot I_0\left(\frac{2 \cdot \sqrt{\gamma \cdot \gamma_a}}{\gamma_0 - \gamma_a}\right) d\gamma = 1. \quad (\text{П.9})$$

При этом соблюдаются условия нормировки (П.9) для плотности вероятности распределения γ .

Литература

1. Заездный А.М. Основы расчетов по статистической радиотехнике. Издание 2-е. – М.: Связь, 1981. – 448 с.
2. Киселев И.Г., Андрианов М.Н. О выборе видов разнесения сигналов и способов объединения ветвей приема в мобильных системах связи // Мобильные системы. – 2006. – №3. – С. 45-48.

IMPROVEMENT OF NOISE STABILITY OF DATA TRANSMISSION OVER THE DIGITAL COMMUNICATION CHANNELS IN PRESENCE OF RAYLEIGH FADING.

Andrianov M.N., Bumagin A.V., Gondar A.V., Kalashnikov K.S., Prudnikov A.A., Puchkov G.A., Steshenko V.B.

Presence of Rayleigh fading is especially actual for communication systems working in urban conditions. In this paper we present an analysis of fading influence on noise stability of digital communications over the Rayleigh channel and improvement of system performance by use of known diversity reception methods.