

# ПОВЫШЕНИЕ ДОСТОВЕРНОСТИ И СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В РЭЛЕЕВСКОМ КАНАЛЕ ПРИМЕНЕНИЕМ КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ ПРЕРЫВИСТОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С РАЗНЕСЁННЫМ ПРИЁМОМ ПРИ ОПТИМАЛЬНОМ СЛОЖЕНИИ ВЕТВЕЙ РАЗНЕСЕНИЯ

И. М. Андрианов✉, И. Г. Киселёв, М. Н. Андрианов

Астрокосмический центр Физического института  
им. П. Н. Лебедева Российской академии наук  
г. Москва, Российская Федерация

*В работе рассмотрен метод повышения достоверности передачи данных в условиях рэлеевских замираний сигнала с использованием режимов комплексирования прерывистого излучения и когерентного разнесённого приема фазоманипулированных сигналов с оптимальным сложением. Основная цель исследования – повышение помехоустойчивости передачи данных в рэлеевском канале при неизменных мощности передатчика и скорости передачи данных. Исследование было выполнено методом математического моделирования в средах MathCad (система компьютерной алгебры)/Matlab. Показана применимость метода не только для систем радиодиапазона, но и для квантовых устройств передачи данных, в частности инфракрасного диапазона, работающих в условиях флуктуаций тропосферного канала, на линии связи «космический аппарат – наземная станция слежения». Основные итоги работы: показано преимущество комплексирования прерывистого излучения и разнесённого приема сигналов при неизменной мощности передатчика для повышения надёжности функционирования автономных систем; определена зависимость вероятности ошибки от уровня порога при фиксированной мощности передатчика; сделана оценка оптимального порогового уровня передающего устройства по критерию минимизации вероятности ошибки; показано, что при оптимальном уровне порога обеспечивается не только минимальная вероятность ошибочного приёма данных, но и снижается энергетический расход передатчика.*

*Ключевые слова: прерывистая связь, комплексирование, разнесённый приём, оптимальное сложение, оптимальный уровень порога.*

## Введение

В современных системах подвижной радиосвязи, в частности сотовой связи четвертого и пятого поколений, чётко прослеживается тенденция увеличения скорости и достоверности передачи сообщений.

При этом, с одной стороны, ведутся работы по переносу несущей частоты в область более высокочастотного, в том числе миллиметрового, диапазона. Это позволяет, во-первых, получить более высокую направленность излучения применением технологии VSAT [1], во-вторых, в указанных

диапазонах, ввиду их относительной незанятости, возможно более просто реализовать высокоскоростную передачу данных в широкой полосе частот.

С другой стороны, для подвижной сотовой связи прослеживается тенденция увеличения количества сот на единицу площади зоны обслуживания при одновременном снижении их размеров (микро-, пикосоты и т.д.). Особенно указанная тенденция актуальна в больших городах, мегаполисах. Кроме того, в структуре формируемого глобального инфокоммуникационного пространства, наряду с важной составляющей космической системы передачи данных, сегмент подвижной сотовой связи занимает значимое место [2].

✉ Andrianov.IM@rosocosmos.ru

© Ассоциация «ТП «НИСС», 2024

Применение сигналов общеизвестных сигнально-кодовых конструкций вида: PM-N, N-QAM, где N составляет 16, 32, 64 и более, малоэффективно, поскольку, с одной стороны, снижается помехоустойчивость передачи данных даже в невозмущённом канале, с другой стороны, для сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией (N-QAM) в рэлеевском канале при значительном варьировании амплитуды сигнала передача данных крайне неэффективна [3].

Поэтому в дальнейшем целесообразно рассмотреть достоверность передачи (вероятность ошибочного приёма) данных в рэлеевском канале при модуляции сигнала ФМ-2 / ФМ-4 (QPSK) с постоянной огибающей.

При организации высокоскоростных квантовых систем передачи данных на линии связи «космический аппарат – наземная станция слежения» возможны ситуации, при которых линия связи в тропосферном канале составляет несколько километров, вместе с тем при определённых углах места антенны количество независимых флуктуаций в рассматриваемом канале становится большим [4, 5] относительно количества флуктуаций в канале с логнормальным распределением. Указанные флуктуации огибающей сигнала подчиняются распределению Рэля.

Цель статьи: демонстрация разработанного метода повышения помехоустойчивости (достоверности) передачи данных в рэлеевском канале при неизменных мощности передатчика и скорости передачи данных.

Работа была выполнена коллективом сотрудников Астрокосмического центра ФИАН при содействии специалистов Госкорпорации Роскосмос.

### 1. Достоверность передачи данных в рэлеевском канале при комплексировании прерывистой передачи сигнала с разнесённым когерентным приёмом при оптимальном сложении ветвей разнесения

Плотность распределения вероятностей отношения сигнал / шум (ОСШ) в канале с замираниями сигнала по закону Рэля при разнесённом приеме с оптимальным сложением (ОС) ветвей разнесения имеет вид [6] (1)

$$f_M(\gamma) = \frac{1}{(M-1)!} \frac{\gamma^{M-1}}{\gamma_0^M} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right), \quad (1)$$

где  $M$  – число ветвей разнесения,  $\gamma_0$ ,  $\gamma$  – соответственно среднее и мгновенное значение ОСШ.

При этом вероятность ошибки комплексирования разнесённого приема с прерывистой связью,

определяемая усреднением вероятности ошибки в гауссовом шуме по статистике рэлеевских замираний выше уровня порога, составит (2)

$$P_M(\gamma_0) = \frac{1}{2 \cdot \eta_M(z)} \int_z^\infty \operatorname{erfc} \sqrt{\alpha \gamma} \cdot f_M(\gamma) d\gamma, \quad (2)$$

где  $z$  – уровень порога;  $\eta_M(z)$  – коэффициент использования радиолинии;  $\alpha = 1$  для фазоманипулированных сигналов. Коэффициент использования радиолинии определяет соотношение времени передачи данных к общему времени сеанса связи.

При этом различают общую и мгновенную скорости передачи данных. Общая скорость соответствует количеству бит, соотносённых к общему времени сеанса связи. Мгновенная скорость определяет скорость передачи данных в заданный момент времени.

Поскольку рассматривается случай прерывистой передачи сообщений, то данные передаются не непрерывно, а только в моменты времени при установлении уровня амплитуды сигнала выше заданного порога. При разнесённом приёме (при объединении  $M$  ветвей разнесения) коэффициент использования радиолинии определится как (3, 3.2)

$$\eta_M(z) = \frac{1}{(M-1)!} \frac{1}{\gamma_0^M} \cdot \int_z^\infty \gamma^{M-1} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) d\gamma, \quad (3)$$

но поскольку [7]

$$\int_u^\infty x^{\nu-1} \exp(-\mu x) dx = \frac{1}{\mu^\nu} \cdot \Gamma(\nu, \mu u), \quad (3.1)$$

выражение (3) превращается в (3.2)

$$\eta_M(z) = \frac{1}{(M-1)!} \cdot \Gamma\left(M, \frac{z}{\gamma_0}\right). \quad (3.2)$$

В важном частном случае, когда  $M = 1$  и поскольку  $\Gamma(l, x) = \exp(-x)$  [8], выражение (3.2) примет вид (3.3)

$$\eta_{M=1}(z) = \exp\left(-\frac{z}{\gamma_0}\right). \quad (3.3)$$

В случае, когда уровень порога нормирован к среднему значению ОСШ на входе приемника ( $z = k \cdot \gamma_0$ ), выражение (3.2) примет вид (3.4)

$$\eta_M(z) = \frac{1}{(M-1)!} \cdot \Gamma(M, k). \quad (3.4)$$

Вероятность ошибки в рассматриваемом случае составит (4)

$$P_M(\gamma_0) = \frac{1}{2 \cdot \gamma_0^M \cdot \eta_M(z) \cdot (M-1)!} \cdot \int_z^\infty \operatorname{erfc} \sqrt{\alpha \gamma} \cdot \gamma^{M-1} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) d\gamma, \quad (4)$$

но из [9] известно выражение (5)

$$\int_a^b U dV = U \cdot V \Big|_a^b - \int_a^b V dU, \quad (5)$$

и в соответствии с (3.1) выражение (4) примет вид (6)

$$P_M(\gamma_0) = \frac{1}{2 \cdot \gamma_0^M \cdot \eta_M(z) \cdot (M-1)!} \left\{ \operatorname{erfc} \sqrt{\alpha \cdot \gamma} \cdot \frac{\Gamma\left(M, \frac{z}{\gamma_0}\right)}{\left(\frac{1}{\gamma_0}\right)^M} - \int_z^\infty \left[ \frac{\Gamma\left(M, \frac{\gamma}{\gamma_0}\right)}{\left(\frac{1}{\gamma_0}\right)^M} \right] \cdot \frac{d(\operatorname{erfc} \sqrt{\alpha \cdot \gamma})}{d\gamma} d\gamma \right\}, \quad (6)$$

далее сокращением из (6) получаем (7)

$$P_M(\gamma_0) = \frac{1}{2 \cdot \eta_M(z) \cdot (M-1)!} \left\{ \operatorname{erfc} \sqrt{\alpha \cdot z} \cdot \Gamma\left(M, \frac{z}{\gamma_0}\right) - \int_z^\infty \left[ -\Gamma\left(M, \frac{\gamma}{\gamma_0}\right) \right] \cdot \frac{d(\operatorname{erfc} \sqrt{\alpha \cdot \gamma})}{d\gamma} d\gamma \right\}, \quad (7)$$

поскольку из [9] известно, что

$$\frac{d(\operatorname{erfc} \sqrt{\alpha \gamma})}{d\gamma} = -\frac{\sqrt{\alpha} \cdot \exp(-\alpha \cdot \gamma)}{\sqrt{\pi} \cdot \sqrt{\gamma}}, \quad (7.1)$$

а также из [10] известно, что

$$\Gamma(n+1, x) = n! \cdot \exp(-x) \cdot \sum_{m=0}^n \frac{x^m}{m!}, \quad [n = 0, 1, 2, 3, \dots] \quad (7.2)$$

и принимая, что  $M$  – целое число, возможно, исходя из (7.2), определить (7.3) и (7.4)

$$\Gamma\left(M, \frac{\gamma}{\gamma_0}\right) = (M-1)! \cdot \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\left(\frac{\gamma}{\gamma_0}\right)^m}{m!}, \quad (7.3)$$

$$\int_z^\infty \Gamma\left(M, \frac{\gamma}{\gamma_0}\right) \cdot \frac{d(\operatorname{erfc} \sqrt{\alpha \cdot \gamma})}{d\gamma} d\gamma = -\sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \cdot (M-1)! \int_z^\infty \frac{\exp\left[-\left(\alpha + \frac{1}{\gamma_0}\right) \cdot \gamma\right]}{\sqrt{\gamma}} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\left(\frac{\gamma}{\gamma_0}\right)^m}{m!} d\gamma. \quad (7.4)$$

Затем выражение (7.4) можно преобразовать к (7.5)

$$\begin{aligned} & -\sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \cdot (M-1)! \int_z^\infty \frac{\exp\left[-\left(\alpha + \frac{1}{\gamma_0}\right) \cdot \gamma\right]}{\sqrt{\gamma}} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\left(\frac{\gamma}{\gamma_0}\right)^m}{m!} d\gamma = -\sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \cdot (M-1)! \sum_{m=0}^{M-1} \int_z^\infty \frac{\left(\frac{\gamma}{\gamma_0}\right)^m}{m!} \cdot \frac{\exp\left[-\left(\alpha + \frac{1}{\gamma_0}\right) \cdot \gamma\right]}{\sqrt{\gamma}} d\gamma = \\ & = -\sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \cdot (M-1)! \sum_{m=0}^{M-1} \frac{1}{\gamma_0^m \cdot m!} \cdot \int_z^\infty \gamma^{\left(m+\frac{1}{2}\right)-1} \cdot \exp\left[-\left(\alpha + \frac{1}{\gamma_0}\right) \cdot \gamma\right] d\gamma. \end{aligned} \quad (7.5)$$

С учетом (3.1) выражение (7.5) преобразуется к (7.6)

$$-\sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \cdot (M-1)! \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\Gamma\left[\left(m+\frac{1}{2}\right), \left(\alpha + \frac{1}{\gamma_0}\right) \cdot z\right]}{\left(\alpha + \frac{1}{\gamma_0}\right)^{m+\frac{1}{2}} \cdot \gamma_0^m \cdot m!}. \quad (7.6)$$

Исходное выражение (7) преобразуется к (8)

$$P_M(\gamma_0) = \frac{1}{2 \cdot \eta_M(z) \cdot (M-1)!} \left\{ \operatorname{erfc} \sqrt{\alpha \cdot z} \cdot \Gamma\left(M, \frac{z}{\gamma_0}\right) - \int_z^\infty \left[ -\Gamma\left(M, \frac{\gamma}{\gamma_0}\right) \right] \cdot \frac{d(\operatorname{erfc} \sqrt{\alpha \cdot \gamma})}{d\gamma} d\gamma \right\} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot \eta_M(z) \cdot (M-1)!} \left\{ \operatorname{erfc} \sqrt{\alpha \cdot z} \cdot \Gamma\left(M, \frac{z}{\gamma_0}\right) - \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \cdot (M-1)! \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\Gamma\left[\left(m + \frac{1}{2}\right), \left(\alpha + \frac{1}{\gamma_0}\right) \cdot z\right]}{\left(\alpha + \frac{1}{\gamma_0}\right)^{m+\frac{1}{2}} \cdot \gamma_0^m \cdot m!} \right\}, \quad (8)$$

с учетом (3.2) выражение (8) преобразуется к (9)

$$P_M(\gamma_0) = \frac{1}{2} \cdot \left\{ \operatorname{erfc} \sqrt{\alpha \cdot z} - \frac{(M-1)!}{\Gamma\left(M, \frac{z}{\gamma_0}\right)} \cdot \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\Gamma\left[\left(m + \frac{1}{2}\right), \left(\alpha + \frac{1}{\gamma_0}\right) \cdot z\right]}{\left(\alpha + \frac{1}{\gamma_0}\right)^{m+\frac{1}{2}} \cdot \gamma_0^m \cdot m!} \right\}. \quad (9)$$

Выражение (9) описывает вероятность ошибки при комплексировании разнесенного приема с прерывистой связью, с когерентной демодуляцией, при оптимальном сложении ветвей разнесения в рэлеевском канале.

В важном частном случае, когда  $M = 1$  и с учетом того, что  $\Gamma(1, x) = \exp(-x)$  и  $\Gamma\left(\frac{1}{2}, x\right) = \sqrt{\pi} \cdot \operatorname{erfc}(\sqrt{x})$

[10], получим частный случай выражения (9), а именно выражение (9.1), описывающее вероятность ошибки одиночной прерывистой связи с когерентной демодуляцией в рэлеевском канале. Выражение (9.1) было получено ранее в монографии [11].

$$P_{M=1}(\gamma_0) = \frac{1}{2} \cdot \left[ \operatorname{erfc} \sqrt{\alpha \cdot z} - \exp\left(\frac{z}{\gamma_0}\right) \cdot \frac{\operatorname{erfc}\left(\sqrt{z\left(\alpha + \frac{1}{\gamma_0}\right)}\right)}{\sqrt{1 + \frac{1}{\alpha \cdot \gamma_0}}} \right]. \quad (9.1)$$

При нулевом пороге ( $z = 0$ ), с учетом того, что  $\operatorname{erfc}(0) = 1$ ;  $\Gamma(x, 0) = \Gamma(x)$  и для целых  $M$   $\Gamma(M) = (M-1)!$ , получим также частный случай выражения (9), а именно выражение (9.2), описывающее вероятность ошибки разнесенного приема с когерентной модуляцией при оптимальном сложении ветвей разнесения в рэлеевском канале без прерывистой связи.

$$P_M(\gamma_0) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right)}{\left(\alpha + \frac{1}{\gamma_0}\right)^{m+\frac{1}{2}} \cdot \gamma_0^m \cdot m!}. \quad (9.2)$$

В случае, когда  $z = k \cdot \gamma_0$ , выражение (9) преобразуется к (10)

$$P_M(\gamma_0) = \frac{1}{2} \cdot \left[ \operatorname{erfc} \sqrt{\alpha \cdot k \cdot \gamma_0} - \frac{(M-1)!}{\Gamma(M, k)} \cdot \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\Gamma\left[\left(m + \frac{1}{2}\right), (\alpha \cdot k \cdot \gamma_0 + k)\right]}{\left(\alpha + \frac{1}{\gamma_0}\right)^{m+\frac{1}{2}} \cdot \gamma_0^m \cdot m!} \right]. \quad (10)$$

В рассматриваемых условиях данные передаются только в наиболее благоприятные моменты, когда мгновенные значения ОСШ на входе приемника больше заданного уровня порога ( $z = k\gamma_0$ ), порог ( $z$ ) нормирован на  $\gamma_0$ . Отношение времени передачи данных к общему времени сеанса связи определяет (3–3.4) коэффициент использования радиолинии ( $\eta_M(z) = \eta_M(k\gamma_0)$ ). При этом очевидно, что с ростом  $M$  коэффициент использования радиолинии, а вместе с ним и скорость передачи данных возрастают.

Выражение (10) получено для случая неизменности энергии сигнала на входе приемника от уровня порога. В указанном случае в уравнении (4) нижний предел интегрирования ( $z$ ) определен как  $k \cdot \gamma_0$  при неизменности среднего значения ОСШ ( $\gamma_0$ ). Для того чтобы передать весь массив данных только в наиболее благоприятные моменты, меньшие длительности общего сеанса связи, необходимо мгновенную скорость передачи данных увеличить обратно пропорционально коэффициенту использования радиолинии  $\left( \eta_M(z) = \eta(k \cdot \gamma_0) = \frac{\Gamma(M, k)}{(M-1)!} \right)$ , длительность бита при этом уменьшается и для обеспечения неизменности энергии бита на входе приемника целесообразно повысить мощность передатчика обратно пропорционально коэффициенту использования радиолинии. Другим способом фик-

сации энергии бита на входе приемника от уровня порога является неизменность мгновенной скорости передачи данных. Длительность бита, мощность передатчика и, соответственно, энергия бита остаются в указанном случае фиксированными, однако при этом снижается объём переданных данных прямо пропорционально коэффициенту использования радиолинии. В обоих случаях энергия бита сигнала на входе приемника и среднее значение ОСШ ( $\gamma_0$ ) фиксированы при любом уровне порога и соответствуют энергии бита сигнала и среднему значению ОСШ без прерывистой связи.

При неизменной мощности передатчика от уровня порога вследствие увеличения мгновенной скорости передачи данных (уменьшении длины бита) пропорционально коэффициенту использования радиолинии энергия сигнала на входе приемника снижается прямо пропорционально коэффициенту использования радиолинии. Для этого случая в (4) нижний предел интегрирования ( $z$ ) определен как  $k \cdot \gamma_0 \cdot \eta(k \cdot \gamma_0) = k \cdot \gamma_0 \cdot \frac{\Gamma(M, k)}{(M-1)!}$ , среднее значение ОСШ может уменьшаться пропорционально коэффициенту использования радиолинии  $\gamma_0 \cdot \eta(k \cdot \gamma_0) = \gamma_0 \cdot \frac{\Gamma(M, k)}{(M-1)!}$ . При этом выражение (9) преобразуется к (11)

$$P_M(\gamma_0) = \frac{1}{2} \cdot \left\{ \operatorname{erfc} \sqrt{\alpha \cdot k \cdot \gamma_0 \cdot \frac{\Gamma(M, k)}{(M-1)!}} - \frac{(M-1)!}{\Gamma(M, k)} \cdot \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\Gamma\left[m + \frac{1}{2}, \left(\alpha \cdot k \cdot \gamma_0 \cdot \frac{\Gamma(M, k)}{(M-1)!} + k\right)\right]}{\sqrt{\left(\alpha + \frac{(M-1)!}{\gamma_0 \cdot \Gamma(M, k)}\right) \cdot \left[1 + \alpha \cdot \gamma_0 \cdot \frac{\Gamma(M, k)}{(M-1)!}\right]^m} \cdot m!} \right\}. \quad (11)$$

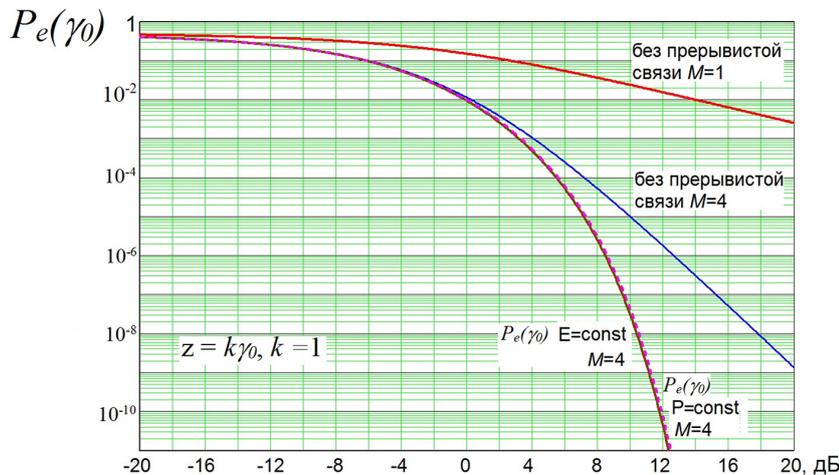


Рисунок 1. Вероятности ошибок прерывистой/ без прерывистой связи с разнесенным приемом ( $M=4$ ) в сравнении с вариантом одиночной ( $M=1$ ) связи без прерываний

Вероятности ошибок для когерентного приема сигналов ФМ-2 / ФМ-4 в рэлеевском канале для прерывистой связи при уровне порога, равном среднему значению ОСШ ( $\gamma_0$ ) при фиксированной энергии сигнала на входе приемника от уровня порога, при фиксированной мощности передатчика (пунктирная кривая) и без прерывистой связи, приведены на рисунке 1.

Из рисунка 1 видно, что различия в режимах прерывистого излучения при фиксированных энергии бита сигнала и мощности передатчика незначительны. Поэтому режим прерывистого излучения при неизменной мощности передатчика предпочтительнее, поскольку фиксация его параметров обеспечивает более надёжное длительное автономное функционирование передающего устройства, увеличивает вероятность его безотказной работы.

Аналогичная зависимость для комплексирования прерывистой связи в рэлеевском канале с разнесённым приёмом при сложении ветвей разнесения по алгоритму автовыбора с некогерентной демодуляцией сигналов представлена в [12].

## 2. Оптимальный уровень порога

Представляет интерес расчет зависимости вероятности ошибок от нормированного уровня порога ( $k$ ) при фиксированной мощности передатчика и увеличении скорости передачи данных (уменьшении длины бита) обратно пропорционально коэффициенту использования радиолинии (12)

В (12)  $\gamma_0$  фиксировано. Оно соответствует среднему значению ОСШ без прерывистой связи. Реальное значение ОСШ на входе приемника может снижаться с уменьшением коэффициента использования радиолинии в соответствии с (3.4). Вероятности ошибок комплексирования прерывистой связи с разнесённым приёмом при оптимальном сложении ветвей разнесения с когерентной демодуляцией от нормированного уровня порога ( $k$ ) при фиксированной мощности передатчика в соответствии с (12) представлены на рисунке 2 в сравнении с одиночной прерывистой связью с когерентной демодуляцией.

На рисунке 2  $M$  – число ветвей разнесения. Красная кривая, соответствующая одиночной ( $M=1$ ) прерывистой связи с когерентной демодуляцией, имеет высокую вероятность ошибок относительно вероятности ошибок комплексирования прерывистой связи со счетверённым ( $M=4$ ) разнесённым приёмом при оптимальном сложении ветвей разнесения с когерентной демодуляцией сигнала (синяя кривая).

Увеличение уровня порога обеспечивает более благоприятные условия передачи данных, поэтому, несмотря на снижение энергии сигнала с выхода передатчика, вследствие уменьшения длительности бита при фиксированной мощности, вероятность ошибки снижается. При дальнейшем возрастании уровня порога наступает баланс, когда благоприятные условия передачи данных уже не могут компенсировать снижение энергии бита,

$$P_M(k) = \frac{1}{2} \cdot \left\{ \operatorname{erfc} \sqrt{\alpha \cdot k \cdot \gamma_0} \cdot \frac{\Gamma(M, k)}{(M-1)!} - \frac{(M-1)!}{\Gamma(M, k)} \cdot \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\Gamma \left[ \left( m + \frac{1}{2} \right), \left( \alpha \cdot k \cdot \gamma_0 \cdot \frac{\Gamma(M, k)}{(M-1)!} + k \right) \right]}{\sqrt{\left( \alpha + \frac{(M-1)!}{\gamma_0 \cdot \Gamma(M, k)} \right) \cdot \left[ 1 + \alpha \cdot \gamma_0 \cdot \frac{\Gamma(M, k)}{(M-1)!} \right]^m} \cdot m!} \right\}. \quad (12)$$

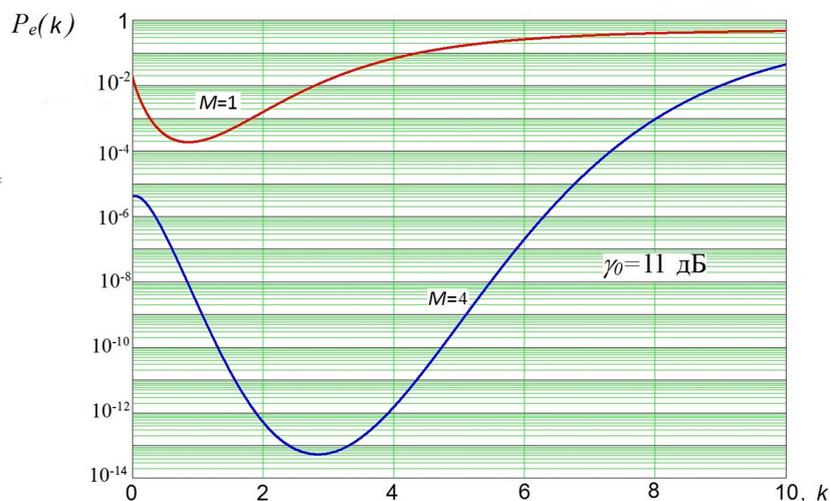


Рисунок 2. Вероятности ошибок комплексирования прерывистой связи со счетверённым ( $M=4$ ) разнесённым приёмом и одиночной ( $M=1$ ) прерывистой связи от кратности уровня порога ( $k$ ) при фиксированной мощности передатчика

длительность которого все время снижается. При определенном значении уровня порога фиксируется оптимальное (минимальное) значение вероятности ошибки (рисунок 2). Дальнейшее увеличение уровня порога, несмотря на благоприятные условия передачи (при всё более высоких значениях ОСШ), в результате еще большего снижения энергии бита повышает вероятность ошибки вплоть до значения 0,5.

## Заключение

1. Определены плотности распределения вероятностей ОСШ, вероятностей ошибок, коэффициента использования радиолинии при комплексировании прерывистой связи с разнесённым когерентным приёмом сигналов при оптимальном сложении ветвей разнесения.

2. Определён оптимальный по критерию минимизации вероятности ошибки уровень порога при комплексировании прерывистой связи с разнесённым когерентным приёмом сигналов при оптимальном сложении. Установлено, что при оптимальном уровне порога обеспечивается не только минимальная вероятность ошибочного приёма данных, но и снижается энергетический расход передатчика.

3. Режим прерывистого излучения при неизменной мощности передатчика предпочтительнее в сравнении с режимом прерывистого излучения при неизменной энергии бита, поскольку фиксация его параметров обеспечивает более надёжное

длительное автономное функционирование передающего устройства, увеличивает вероятность его безотказной работы. При этом различия вероятностей ошибок в режимах прерывистого излучения при фиксированных энергии бита сигнала и мощности передатчика (рисунок 1) незначительны.

4. Применение режима комплексирования прерывистой связи с разнесённым когерентным приёмом сигналов при оптимальном сложении ветвей разнесения эффективно в том числе для систем квантового диапазона. Системы передачи данных указанного диапазона могут реализовать транзакции в более широкой полосе частот, относительно систем радиодиапазона, с высокой пропускной способностью (до 100 Гбит/с и выше) на линии радиосвязи «околоземный космический аппарат – наземная станция слежения».

## Благодарность

Работа посвящается нашему соавтору Киселёву Игорю Георгиевичу, военному связисту, проработавшему значительную часть своей ратной жизни в ФГБУ «16 Центральный научно-исследовательский испытательный орден Красной Звезды институт Министерства обороны Российской Федерации имени маршала войск связи А.И. Белова». Он внёс большой вклад в укрепление технологической и оборонной мощи нашей страны. Игоря Георгиевича не стало 27 декабря 2023 года. Светлая память о нём сохранится в наших сердцах.

## Список литературы

- [1] Шубин В. И. Многогранность развития VSAT в России // Век качества. 2010. № 2. С. 48–50.
- [2] Нагирная А. В. Принципы развития глобального информационного пространства // Фундаментальные исследования. 2013/ № 6. С. 1462–1467.
- [3] Сергиенко А. Б. Цифровая связь. Санкт-Петербург: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2012.
- [4] Махарьян Н., Девкота Н. и Ким Б. В. Воздействие атмосферы на оптические передачи спутниковой связи в открытом космосе на линиях вверх и вниз // Прикладные науки. 2022. № 12. С. 1–17.
- [5] Парих Дж. и Джейн В. К. Исследование статистических моделей атмосферного канала для оптической линии связи в свободном пространстве. Технологический институт, НИРМА, Ахмедабад – 382 481, 8–10 декабря 2011 г. С. 1–7.
- [6] Лохвицкий М. С., Сорокин А. С., Шорин О. А. Мобильная связь: стандарты, структура, алгоритмы, планирование. М.: Горячая линия-телеком, 2023.
- [7] Плужникова Е. Л., Разумейко Б. Г. Математический анализ. Интегральное исчисление. М.: МИСиС, 2011.
- [8] Холодова С. Е., Перегудин С. И. Специальные функции в задачах математической физики. Санкт-Петербург: ИТМО, 2012.
- [9] Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов, М.: Лань, 2022.
- [10] Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике. М.: Образовательные проекты, 2019.
- [11] Зюко А. Г., Кловский Д. Д., Назаров М. В., Финк Л. М. Теория передачи сигналов. М.: Радио и связь, 1986.
- [12] Андрианов И. М. Разработка алгоритмов повышения эффективности систем с ортогональным частотным уплотнением и прерывистой передачей данных. Дис... канд. техн. наук по спец. «Системный анализ, управление и обработка информации (в технических системах). Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения», МГТУ им. Н. Э. Баумана, Москва, 2012.

## INCREASING THE RELIABILITY AND SPEED OF DATA TRANSMISSION IN THE RAYLEIGH CHANNEL THROUGH THE USE OF COMBINING INTERMITTENT DATA TRANSMISSION WITH DIVERSITY RECEPTION WITH OPTIMAL ADDITION OF DIVERSITY BRANCHES

**I. M. Andrianov, I. G. Kiselev, M. N. Andrianov**

*Astro Space Center P.N. Lebedev Physical Institute  
of the Russian Academy of Sciences  
Moscow, The Russian Federation*

*The paper discusses a method for increasing the reliability of data transmission under conditions of Rayleigh signal fading using the modes of combining intermittent radiation and coherent diversity reception of phase-keyed signals with optimal addition. The main goal of the study is to increase the noise immunity of data transmission in the Rayleigh channel while keeping the transmitter power and data transmission rate constant. The study was carried out using the method of mathematical modeling in the MathCad (computer algebra system)/Matlab environments. The applicability of the method is shown not only for radio range systems, but also for quantum data transmission devices, in particular in the infrared range, operating under conditions of fluctuations of the tropospheric channel, on the communication line between a spacecraft and a ground tracking station. Main results of the work: the advantage of combining intermittent radiation and diversity reception of signals at a constant transmitter power is shown to increase the reliability of the functioning of autonomous systems; the dependence of the error probability on the threshold level is determined for a fixed transmitter power; an assessment was made of the optimal threshold level of the transmitting device based on the criterion of minimizing the probability of error; it has been shown that at an optimal threshold level, not only the minimum probability of erroneous data reception is ensured, but also the energy consumption of the transmitter is reduced.*

*Keywords: intermittent communication, integration, diversity reception, optimal addition, optimal threshold level.*

### References

- [1] Shubin V.I. The versatility of VSAT development in Russia // Century of quality, 2010, 2, pp. 48–50.
- [2] Nagirnaya A. V. Global information space: Pattern of development Fundamental Research Issue № 6 (part 6) in 2013, pp. 1462–1467.
- [3] Sergienko A. B. Digital Communications. St. Petersburg.: Electrotechnical University “LETI”, 2012.
- [4] Maharjan N., Devkota N. and Kim B. W. Atmospheric Effects on Satellite–Ground Free Space Uplink and Downlink Optical Transmissions Appl. Sci. 2022, no 12, pp. 1–17.
- [5] Parikh J. and Jain V. K. Study on statistical models of atmospheric channel for FSO communication link in Int. Conf. on Eng.-(NUiCONE), (Nirma University), 2011, pp. 1–7.
- [6] Lohvitskiy M. S., Sorokin A. S., Shorin O. A. Mobile Communications: standards, structure, algorithms, planning. Moscow, Telecom hotline, 2023.
- [7] Pluznikova E. L., Razumeyko B. G. Mathematical analysis. Integral calculus. Moscow: MISIS, 2011.
- [8] Kholodova S. E., Peregudin S. I. Special function in problem of mathematical physics. St. Petersburg. ITMO, 2012.
- [9] Bronstein I., Semendaev K. Handbook on mathematics for engineers and student of technical colleges. Moscow, Len Public House, 2022.
- [10] Vigodsky M. Ya. Handbook of higher mathematical. Moscow, Public House education projects, 2019.
- [11] Zuko A., Klovskiy D., Nazarov M., Fink L. Signal transmission theory. Moscow, Public House radio and communications, 1986.
- [12] Andrianov I. M. Development of algorithms for improving the efficiency of systems with orthogonal frequency multiplexing and intermittent data transmission. Dissertation for the degree of Ph.D. in spec. «System analysis, management and information processing (in the field of technical knowledge). Radio engineering including systems and television devices», MSTU named after N. E. Bauman, Moscow, 2012.

## Сведения об авторах

*Андрианов Иван Михайлович* – кандидат технических наук, главный специалист Госкорпорации «Роскосмос». Окончил МГТУ им. Н. Э. Баумана в 2009 году. Область научных интересов: беспроводные системы связи, шумоподобные системы связи, статистическая радиотехника, ортогональное частотное уплотнение сигналов.

*Киселёв Игорь Георгиевич* – кандидат технических наук, старший научный сотрудник. Окончил Военную академию связи им. С. М. Будённого в 1971 году. Область научных интересов: радиосвязь, статистическая радиотехника, теория и техника разнесённого приёма, повышение помехоустойчивости передачи сигналов в каналах со случайными полями.

*Андрианов Михаил Николаевич* – кандидат технических наук, научный сотрудник Астрономического центра Физического института РАН. Окончил Рязанский радиотехнический институт (РРТИ) в 1980 году, аспирантуру при ИРЭ РАН в 2001 году. Область научных интересов: статистическая радиотехника, теория вероятностей, математическая статистика, обработка сигналов, передача и приём радиосигналов в случайных полях.