

УДК 621.372.39, 621.396.4

**ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ
ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПО АТМОСФЕРНОМУ РАДИОКАНАЛУ В
ЧИСТОЙ АТМОСФЕРЕ С ПОМОЩЬЮ МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН В
ИНТЕГРИРОВАННЫХ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ**

Г. А. Андреев¹, М. Н. Андрианов², Д. А. Корбаков¹, В. Н. Пожидаев¹

¹ Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН,
125009, Москва, ул. Моховая, 11-7

² Астро-космический Центр Физического Института им. П.Н. Лебедева Российской
Академии Наук, 117997, Москва, Профсоюзная, 84/32

Статья поступила в редакцию 15 февраля 2018 г.

Аннотация. Предложен алгоритм прерывистой связи в каналах с логнормальными замираниями, снижающий вероятность ошибочного приема. Установлено, что применение прерывистой связи уменьшает вероятность ошибочного приема сигналов. Выигрыш в помехоустойчивости повышается с ростом дисперсии канала связи и средним значением отношения сигнал/шум. Алгоритм эффективно работает в режиме временного дуплекса, когда огибающие сигналов обоих направлений коррелированы. По уровню принимаемых сигналов вычисляется относительный уровень сигналов на противоположном конце радиолинии и благодаря этому определять моменты включения и выключения своего передатчика. Данные передаются только в моменты, когда уровни сигналов выше заданного порогового уровня на входе приемника. Установлено, что если этот уровень выбрать кратным среднему значению, то коэффициент использования радиолинии и скорость передачи данных фиксированы, при этом они зависят только от дисперсии логнормальных флуктуаций. Варьирование уровня порога можно реализовать по крайней мере двухкритериальную оптимизацию передачи данных. Повышение уровня порога увеличивает помехоустойчивость передачи, но снижает скорость и наоборот. Установлено что выигрыш от применения

алгоритма прерывистой связи возрастает с ростом дисперсии и уровня сигнала. Алгоритм прерывистой связи будет надежен при любой плотности вероятности флуктуации огибающей сигнала, например, в миллиметровом диапазоне, если дисперсия больше единицы плотность вероятности не является логнормальной. Например, в случае сильных флуктуаций радиоволн миллиметрового диапазона, когда дисперсия больше единицы и замирания сигнала не являются логнормальными. В этом случае определяются гистограмма плотности вероятности, затем дисперсия, среднее значение, средний квадрат и принимается решение о выборе уровня порога по критериям вероятности ошибки и скорости передачи данных.

Ключевые слова: миллиметровые волны, телекоммуникационные системы, системы связи, беспроводной интернет, помехоустойчивый сигнал.

Abstract. An algorithm for intermittent communication in channels with lognormal fading is proposed, which reduces the probability of erroneous reception. It is established that the use of intermittent communication reduces the probability of erroneous reception of signals. The gain in noise immunity increases with the dispersion of the communication channel and the average value of the signal-to-noise ratio. The algorithm effectively operates in the time duplex mode, when the envelopes of the signals of both directions are correlated. By the level of the received signals, the relative level of signals at the opposite end of the radio link is calculated and due to this, it is possible to determine the moments of switching on and off of its transmitter.

Data is only transmitted when the signal levels are higher than the specified threshold level at the receiver input. It has been established that if this level is chosen to be a multiple of the mean value, then the radio link utilization factor and data rate are fixed, while they depend only on the variance of lognormal fluctuations. Varying the threshold level, you can implement at least two-criteria optimization of data transfer. Increasing the threshold level increases the noise immunity of the transmission, but reduces the speed and vice versa. It is established that the gain from the application of the intermittent communication algorithm increases with the increase in the

dispersion and the signal level. The intermittent communication algorithm will be reliable for any probability density of the signal envelope fluctuations, for example in millimeter-wave if dispersion more than unit, then probably density is not lognormal. In this case, the histogram of the probability density, then the variance, the mean value and the mean square are determined and a decision is made to select the threshold level according criteria the error probability and the data rate.

Key words: millimeter waves, telecommunication systems, communication systems, wireless Internet, an anti-noise signal.

Введение

В настоящее время наблюдается тенденция использования миллиметровых волн (ММВ) в атмосферных радиоприемах различных цифровых систем передачи информации. Перспективность применения ММВ в атмосферных радиоканалах обусловлена многими преимуществами этого диапазона по сравнению с сантиметровым (СМ) и дециметровым (ДМ), особенно возможностью формирования узких пучков передачи и приема излучения с угловой шириной диаграммы направленности антенны в несколько градусов и с коэффициентами усиления 30...40 дБ при малых апертурах приемных антенн (0.2...0.5 м) [1]. В условиях насыщенности электромагнитного спектра в диапазонах ДМ и СМ волн использование ММВ эффективно решает проблему электромагнитной совместимости с радиосистемами ДМ и СМ диапазонов волн. Неоспоримыми преимуществами применения ММВ в системах связи являются такие факторы как увеличение объема и скорости передачи информации, а также высокое усиление антенн при малой их апертуре, что позволяет снизить требования к мощности передатчика при сохранении энергетических характеристик.

Несмотря на действующие атмосферные радиоприемы ММВ и существующую теорию распространения радиоволн вдоль земной поверхности, в настоящее время не существует достаточно эффективных способов беспроводной передачи данных на стационарные и мобильные терминалы в

условиях логнормальных флуктуаций огибающей радиосигнала (на частотах от 30 ГГц и выше). Применение традиционных методов помехоустойчивого и перемежающего кодирования наряду с увеличением вычислительной нагрузки, определенным снижением спектральной эффективности (пропускной способности) передачи данных, вследствие избыточности помехоустойчивых кодов, вызывают значительную задержку при передаче и приеме данных соответственно в перемежающем кодере/декодере, вследствие большой длительности замираний (до десятков секунд) радиосигналов миллиметрового диапазона. Указанные задержки особенно критичны при передаче речевых и видео данных, данных в составе контуров систем управления (в частности высокоскоростных командных радиолиний). Применение прерывистой передачи данных вместе со значительным снижением вычислительных затрат аппаратуры приемопередающего тракта позволяет по крайней мере в два раза сократить задержки передаваемых сигналов.

Основная цель работы – имитационным моделированием подтвердить теоретические результаты помехоустойчивости прерывистой передачи данных миллиметрового диапазона волн в условиях логнормальных флуктуаций амплитуды сигнала; наметить пути оптимизации прерывистой передачи данных по критерию минимизации вероятности ошибки.

1. Особенности прерывистой связи в канале с логнормальными замираниями

Известны разнообразные способы обработки замирающих сигналов. Наибольший эффект обычно достигается при использовании адаптивных алгоритмов в передающих устройствах. Использование таких алгоритмов целесообразно в том случае, если $2T \ll \tau$, где T – время распространения сигнала по линии связи, τ – интервал корреляции огибающей сигнала во времени. При использовании технологии с временным дуплексом, TDD (Time Divide Duplex), достаточно обеспечить $T \ll \tau$. Среди известных способов обратим внимание на следующие три: использование автоматической регулировки мощности передатчика (APM); регулировка скорости передачи

информации в зависимости от уровня сигналов на входах приемников; применение прерывистой передачи сигналов по аналогичному методу, применяемому в системах метеорной связи.

Недостатком этих способов можно считать то обстоятельство, что передатчики излучают высокочастотную энергию в моменты времени, когда затухание сигналов в среде распространения велико, а в случае АРМ мощность излучения еще и увеличивается в несколько раз. Это обстоятельство имеет особенно большое значение в системах подвижной радиосвязи (СПРС), использующих абонентские станции (АС), где энергоемкость источников питания существенно ограничена. Очевидно, что с точки зрения уменьшения потребляемой энергии более выгодно включать передающие устройства только в моменты наименьшего затухания сигналов и выключать в моменты глубоких замираний. С использованием технологии TDD в ассиметричных радиолиниях, когда в прямом и обратном направлениях энергетические потенциалы не одинаковы, целесообразно выключать только передатчик одного направления, а именно передатчик АС. Причем передатчик базовой станции (БС) не выключается, поскольку, во-первых, это необходимо для возможности постоянного мониторинга уровня сигнала от БС, и, во-вторых, проблема энергопотребления БС, ввиду наличия стационарного источника питания, не является актуальной. Поскольку при использовании TDD огибающие сигналов обоих направлений коррелированы, то по уровню принимаемых сигналов можно вычислять относительный уровень сигналов на противоположном конце радиолинии и благодаря этому определять моменты включения и выключения своего передатчика.

В миллиметровом диапазоне радиоволн при передаче по атмосферному каналу, вследствие флуктуации диэлектрической проницаемости ϵ , показателя преломления волны n , логнормальные флуктуации амплитуды волны $A(t)$ могут быть выражены через нормально распределенный уровень χ [2]:

$$A(t) = A_0 \exp[\chi(t)] , \quad (1.1)$$

где A_0 - амплитуда волны в невозмущенной среде.

Экспериментальные данные хорошо подтверждают вывод о нормальности распределения вероятности для уровня χ в тех случаях, когда применимо первое приближение метода плавных возмущений.

Интервал корреляции флуктуации амплитуды в канале миллиметрового диапазона радиоволн составляет десятки секунд. Переданные сообщения вследствие этих длительных замираний пропадают значительными фрагментами, восстановить которые без длительной задержки сложно. Как было указано выше, применение алгоритма прерывистой передачи данных позволяет примерно в два раза сократить задержки передаваемых сигналов. Кроме того, если мобильный терминал перемещается со значительной скоростью (например, передача данных между вертолетами, самолетами и другими летательными аппаратами) то интервал корреляции флуктуации огибающей сигнала, а вместе с ним и задержка сигнала, существенно снизятся. В работах [3-8] выполнен анализ прерывистой передачи данных в каналах с замираниями огибающей сигнала по законам Рэлея, обобщенного Рэлея, Накагами. В работе [5] наряду с узкополосными сигналами выполнен анализ прерывистой передачи данных для сигналов с ортогональным частотным уплотнением.

Логарифм амплитуды, как и уровень χ , распределен по нормальному закону

$$f_{\chi} = \frac{1}{\sqrt{2\pi \cdot \sigma_{\chi}^2}} \cdot \exp\left(-\frac{\chi^2}{2\sigma_{\chi}^2}\right), \quad (1.2)$$

поэтому сама амплитуда $A(t)$ и нормированная амплитуда $X(t) = \frac{A(t)}{A_0}$ имеют логарифмически нормальное распределение.

$$f_X = \frac{1}{X \sqrt{2\pi \cdot \sigma_X^2}} \cdot \exp\left[-\frac{(\ln X)^2}{2\sigma_X^2}\right]. \quad (1.3)$$

Заменой переменной X на γ в (1.3) по известной формуле $f_{\gamma} = f_X \frac{dX}{d\gamma}$, с учетом того, что $2 \cdot \sigma_X^2 = \ln\langle X^2 \rangle$ было определено аналитическое выражение

плотности вероятности отношения энергии сигнала к спектральной плотности шума (ОСШ) (γ):

$$f_{\gamma} = \frac{1}{2\gamma\sqrt{\pi}\sqrt{2\sigma_{\chi}^2}} \cdot \exp\left[-\frac{(\ln X)^2}{2\sigma_{\chi}^2}\right] = \frac{1}{2\gamma\sqrt{\pi}\sqrt{\ln\langle X^2 \rangle}} \cdot \exp\left[-\frac{(\ln X)^2}{\ln\langle X^2 \rangle}\right] =$$

$$= \frac{1}{2\gamma\sqrt{\pi}\sqrt{\ln\frac{\gamma_0}{\gamma_{0_ref.}}}} \cdot \exp\left[-\frac{\left(\ln\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_{0_ref.}}}\right)^2}{\ln\frac{\gamma_0}{\gamma_{0_ref.}}}\right], \quad (1.4)$$

где, $\gamma = \frac{A^2T}{N}$, $\gamma_0 = \frac{\langle A^2 \rangle T}{N}$ – соответственно мгновенное и усредненное значения ОСШ, а $\gamma_{0_ref.} = \frac{A_0T}{N}$ – значения ОСШ в невозмущенной среде и где T и N соответственно длительность информационного символа и спектральная плотность мощности гауссова шума.

Формулу (1.4) можно переписать с учетом того, что

$$\sigma_{\chi}^2 = \frac{1}{2} \cdot \ln\frac{\gamma_0}{\gamma_{0_ref.}} = \ln\sqrt{\gamma_0} - \ln\sqrt{\gamma_{0_ref.}}, \quad (1.5)$$

или

$$\ln\sqrt{\gamma_{0_ref.}} = \ln\sqrt{\gamma_0} - \sigma_{\chi}^2. \quad (1.6)$$

Из (1.4) с учетом (1.6) получено аналитическое выражение плотности вероятности ОСШ при фиксированной дисперсии

$$f_{\gamma} = \frac{1}{2\gamma\sqrt{2\pi\sigma_{\chi}^2}} \cdot \exp\left[-\frac{\left(\ln\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_0}} + \sigma_{\chi}^2\right)^2}{2\sigma_{\chi}^2}\right]. \quad (1.7)$$

Усреднением плотности вероятности ОСШ по статистике полученных замираний для всех значений ОСШ выше заданного порогового уровня (γ_i) определен коэффициент использования радиолинии с логнормальными замираниями (η), при различных значениях σ_{χ}^2 . Коэффициент использования

радиолинии определяет соотношение времени передачи данных к общему времени сеанса связи. Он показывает во сколько раз необходимо увеличить скорость передачи данных (полосу канала связи). Это увеличение необходимо для того, чтобы успеть передать данные за более короткий (по сравнению с общим сеансом связи) промежуток времени.

$$\eta = \int_{\gamma_t}^{\infty} f_{\gamma} d\gamma = \int_{\gamma_t}^{\infty} \frac{1}{2\gamma\sqrt{2\pi\sigma_{\chi}^2}} \cdot \exp\left[-\frac{\left(\ln\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_0}} + \sigma_{\chi}^2\right)^2}{2\sigma_{\chi}^2}\right] d\gamma =$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\ln\sqrt{\frac{\gamma_t}{\gamma_0}} + \sigma_{\chi}^2}{\sigma_{\chi}}\right]. \quad (1.8)$$

При $\gamma_t = \gamma_0$ значения коэффициента использования радиолинии составит

$$\eta(\sigma_{\chi}^2) = \int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{2\gamma\sqrt{2\pi\sigma_{\chi}^2}} \cdot \exp\left[-\frac{\left(\ln\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_0}} + \sigma_{\chi}^2\right)^2}{2\sigma_{\chi}^2}\right] d\gamma = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{2\sigma_{\chi}^2}}{2}\right). \quad (1.8.1)$$

Значения коэффициента использования радиолинии, при $\gamma_t = \gamma_0$, в зависимости от σ_{χ}^2 приведены на рисунке 1.

Уровень порога ОСШ (γ_t) в соответствии с (1.8) целесообразно выбирать кратным среднему значению ОСШ (γ_0), ($\gamma_t = k \cdot \gamma_0$). В этом случае коэффициент использования радиолинии, и, как следствие скорость передачи данных и, соответственно полоса канала связи будут фиксированными, зависимыми только от дисперсии канала связи. Это актуально, особенно при многоканальной (с частотным разделением) системе передачи данных. В частном случае порог можно определить равным среднему значению ОСШ ($\gamma_t = \gamma_0$).

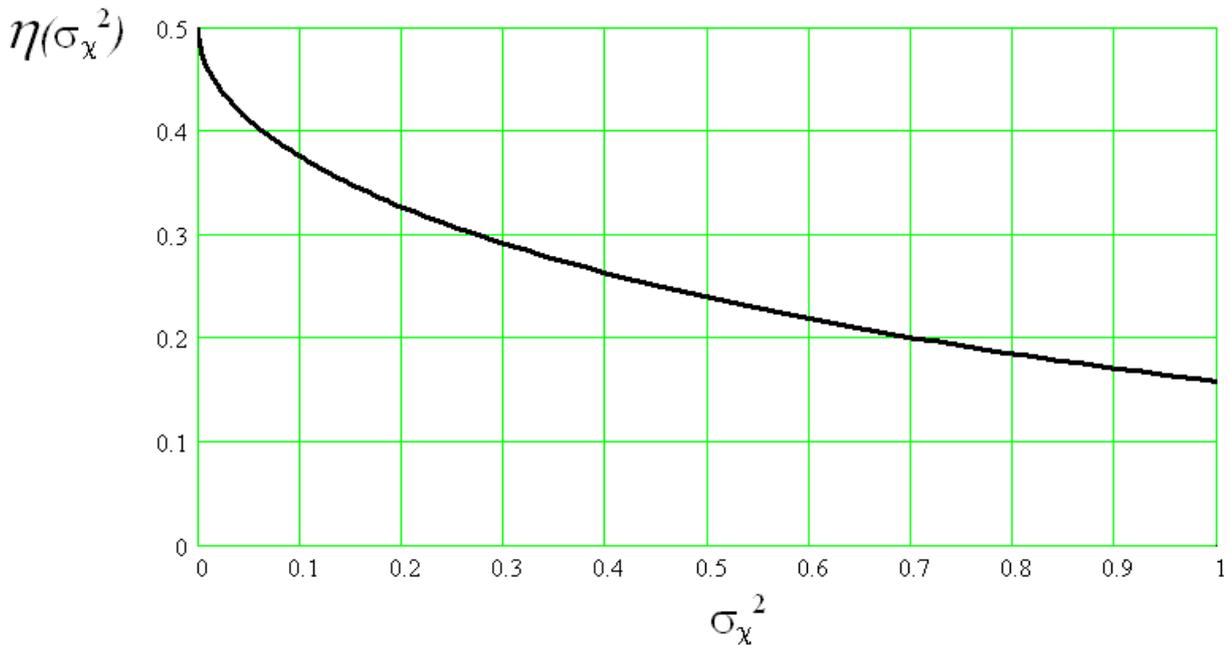


Рис. 1. Значения коэффициента использования радиолинии, при $\gamma_t = \gamma_0$, в зависимости от σ_x^2

Средние значения вероятностей ошибок некогерентного приема фазоманипулированного сигнала (ОФМ-2) получены усреднением вероятности ошибок в гауссовом шуме по статистике логнормальных замираний для различных σ_x^2 : в отсутствие прерывистой связи ($\gamma_t = 0$) (1.9), и при прерывистой связи с ($\gamma_t = \gamma_0$) (1.10).

$$P_{cp.1} = \int_0^{\infty} \frac{1}{2\gamma\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \cdot \exp\left[-\frac{\left(\ln\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_0}} + \sigma_x^2\right)^2}{2\sigma_x^2}\right] \cdot \frac{\exp(-\alpha\gamma)}{2} d\gamma, \quad (1.9)$$

$$P_{cp.2} = \frac{1}{\eta} \int_{\gamma_0 \cdot \eta(\sigma_x^2)}^{\infty} \frac{1}{2\gamma\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \cdot \exp\left[-\frac{\left(\ln\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_0 \eta(\sigma_x^2)}} + \sigma_x^2\right)^2}{2\sigma_x^2}\right] \cdot \frac{\exp(-\alpha\gamma)}{2} d\gamma. \quad (1.10)$$

Графики полученных значений вероятностей ошибок, для различных σ_{χ}^2 , при связи без прерываний и прерывистой связи представлены соответственно на рисунках 2 и 3.

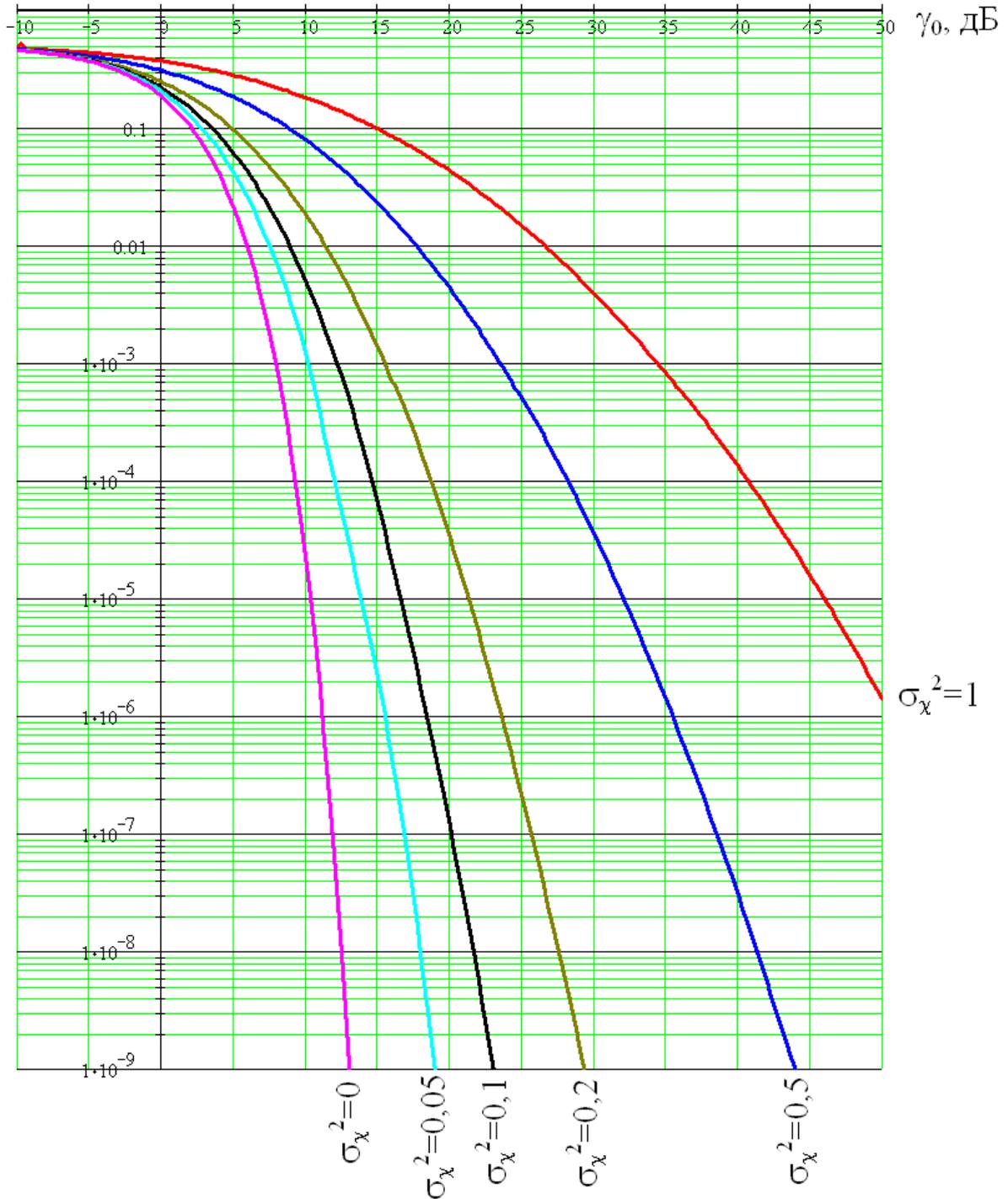


Рис.2. Зависимости вероятностей ошибок одиночного (для $M=1$) приема сигналов с некогерентной демодуляцией без прерывистой связи ($\gamma_t = 0$) в канале с логнормальными замираниями при различных значениях σ_{χ}^2 .

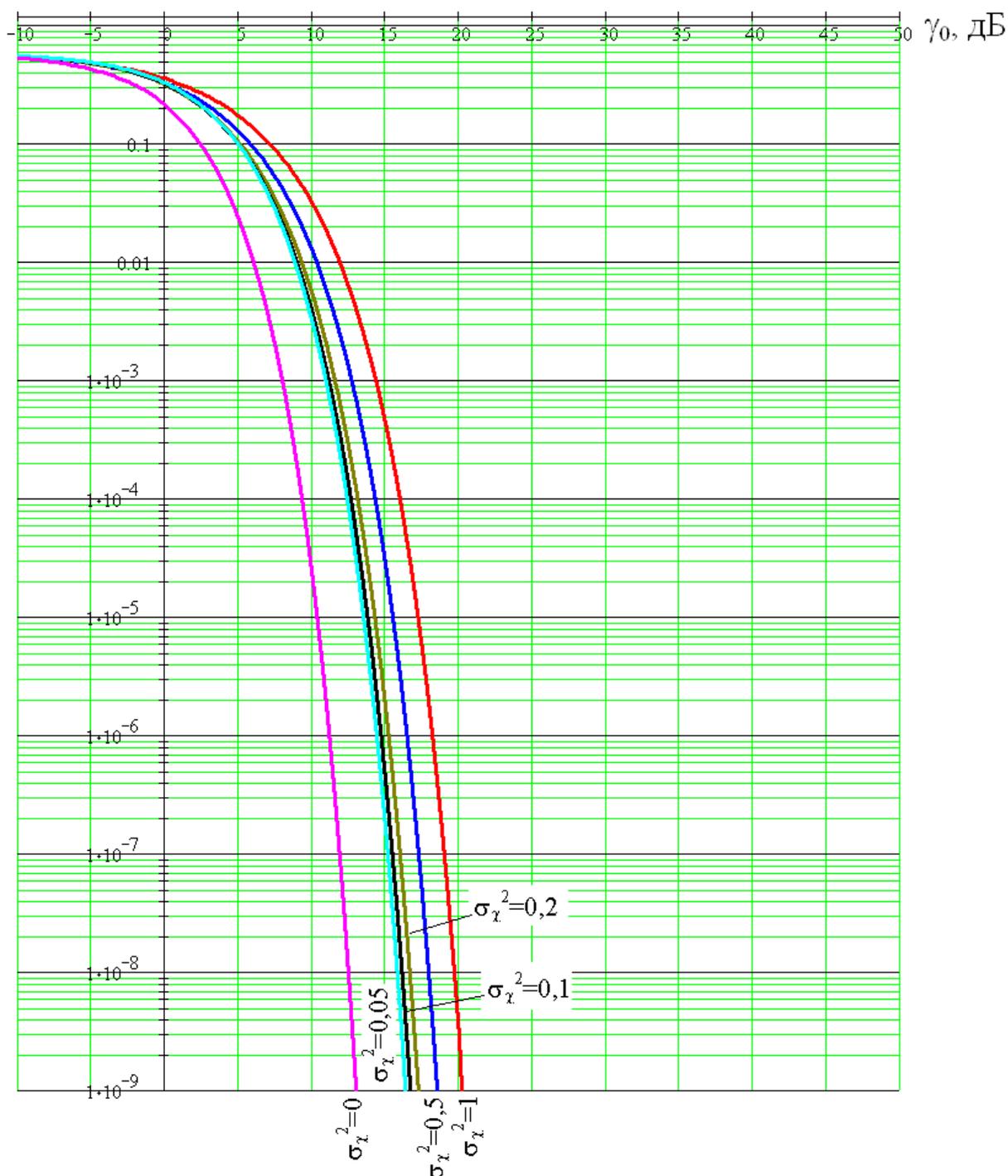


Рис.3. Зависимости вероятностей ошибок одиночного (для $M=1$) приема сигналов с некогерентной демодуляцией при прерывистой ($\gamma_t = \gamma_0$) связи в канале с логнормальными замираниями для различных значений σ_χ^2 .

Зависимости вероятностей ошибок приема сигналов с некогерентной демодуляцией при прерывистой связи (рис.3) представлены с учетом коэффициента использования радиолинии. Мощность передатчика при этом не зависит от коэффициента использования радиолинии. Поэтому в нижнем

значении предела интегрирования и для нормировки среднего значения ОСШ (γ_0) используется коэффициент η . При этом, увеличение скорости передачи данных, вызванное снижением коэффициента использования радиолинии, уменьшает длительность передаваемых бит, а это, в свою очередь, при фиксированной (от η) мощности передатчика, снижает энергию бита и соответственно ОСШ. Энергия, расходуемая на передачу данных, в этом случае уменьшается в η раз. Выигрыш прерывистой связи относительно непрерывного приема возрастает с увеличением σ_χ^2 . При $\sigma_\chi^2 = 0$ выигрыш отсутствует, сигнал становится детерминированным. Функция f_γ превращается в δ -функцию - $\delta(\gamma - \gamma_0)$, и, вследствие ее фильтрующих свойств вероятности ошибок в формулах (1.9) и (1.10) становится равными $0,5 \cdot \exp(-\alpha\gamma_0)$.

Зная вероятность ошибки при приеме двоичного символа можно довольно точно предсказать вероятность ошибки при приеме сигнала для других методов модуляции, в том числе для модуляции более высоких порядков.

При выполнении дальнейших исследований целесообразно определить оптимальное значение k , при условии, что $\gamma_i = k \cdot \gamma_0$, по критерию минимизации вероятности ошибки. При этом, мощность передатчика относительно коэффициента использования радиолинии (η) целесообразно оставить фиксированной. В этом случае, при увеличении k , вначале вероятность ошибки должна снижаться, поскольку возрастание порога определяет работу системы передачи только в моменты все более высокой амплитуды сигнала. Однако, при этом, вследствие снижения коэффициента использования радиолинии, возрастает скорость передачи данных, длительность бит уменьшается, и при фиксированной мощности передатчика их энергия падает. Однако выгода от передачи данных в отсутствие замираний превалирует над снижением энергии передаваемых бит. В дальнейшем, при более высоких значениях k , энергия бит будет стремиться к нулю, и это обстоятельство, несмотря на отсутствие замираний в канале связи в моменты передачи, вызовет низкое значение ОСШ

на входе приемника, что приведет к возрастанию вероятности ошибки. В этих условиях возможно оптимальное значение k , при котором вероятность ошибки минимальна. При этом важно, что при пороге, кратным среднему значению ОСШ ($\gamma_i = k \cdot \gamma_0$) скорость передачи данных фиксирована, и энергия переданного сигнала снижается в η раз.

Аналогичные зависимости вероятности ошибки от параметра k , при фиксированной мощности передатчика для прерывистой передачи данных в каналах с замираниями огибающей сигнала по законам Рэлея и Накагами были получены авторами в работах [9, 10].

2. Имитационное моделирование беспроводной передачи данных в канале миллиметрового диапазона волн с логнормальным замиранием сигналов

Аналитические зависимости (1.4); (1.7); (1.8); (1.8.1); (1.9); (1.10) были получены авторами в работах [8], [11-13]. Актуальность тематики беспроводной передачи данных в миллиметровом диапазоне волн (широкий диапазон частот высокая скорость передачи, возможность управления диаграммой направленности малоразмерными антенными решетками) обусловили необходимость проведение имитационного моделирования для верификации полученных теоретических результатов вероятности ошибок в отсутствие (1.9) и при прерывистой связи (1.10). В соответствии с рекомендацией Международного Союза Электросвязи – ИТУ-R P.676-10 [14] сигнал с частотой около 40 ГГц при распространении в тропосфере испытывает затухание 0.14 дБ/км, на частоте 80 ГГц - 0,4 дБ/км, в так называемых окнах прозрачности. Причем, не вблизи поверхности земли, в сухом воздухе, для миллиметрового диапазона минимальное ослабление испытывают сигналы с частотами 95 и 160 ГГц, соответственно 0,025 и 0,0085 дБ/км. Однако для беспроводной передачи данных вблизи поверхности земли, где существенную роль в ослаблении сигнала играет водяные пары целесообразно использовать частоты 40 или 80 ГГц.

При беспроводной передаче данных на несущей 80 ГГц возможна концентрация излучаемой мощности в малом телесном угле небольшой

апертурой антенны (технология VSAT-Very Small Aperture Terminal). Однако, несмотря на эти очевидные достоинства, в настоящее время более применим диапазон частот около 40 ГГц. Во-первых, радиосигналы этого диапазона при распространении в тропосфере претерпевают меньшее ослабление. Во-вторых, при уменьшении длины волны возрастает дисперсия флуктуации логнормального процесса [15] (2.1). В-третьих, в настоящее время характеристики элементной базы усилителей и преобразователей (GaN HEMPT (High Electron Mobility Transistor) транзисторы, варакторные диоды) хоть и достигают граничной частоты 100 ГГц, но наиболее эффективно функционируют в диапазоне 40-50 ГГц.

$$\langle \chi^2 \rangle = \psi_\chi(0, z) = NC_\varepsilon^2 k^{7/6} z^{11/6}, \quad (2.1)$$

где N – числовая константа, равная $N = \frac{\pi^2 A}{2} \int_0^\infty \left(1 - \frac{\sin t^2}{t^2}\right) t^{-8/3} dt \approx 0,077$,

C_ε - структурная постоянная, k – волновое число ($k = \frac{2\pi}{\lambda}$), z – расстояние

между передатчиком и приемником.

Имитационное моделирование беспроводной передачи данных в канале миллиметрового диапазона волн с логнормальным замиранием сигналов выполнено в системе MatLab/Simulink. Модуляция/демодуляция сигнала осуществлялась на видеочастоте. Данные о несущей частоте (40 ГГц, $\lambda=7,5$ мм) использовались для вычисления среднего квадрата флуктуаций амплитуды сигнала (2.1), при фиксированной длине волны он зависит только от длины канала связи. Важно отметить, что закон распределения амплитуды сигнала получен экспериментально [15] вплоть до $\sigma_\chi^2 \leq 1$. В этом случае $\sigma_\chi^2 \approx \langle \chi_1 \rangle^2$, где $\langle \chi_1 \rangle^2$ - первый член в разложении степенной функции $f(\langle \chi_1 \rangle^2)$.

Схема имитационного моделирования выполнена в среде MatLab/Simulink, представлена на рис. 4.



Рис. 4. Схема имитационного моделирования, реализованная в среде Simulink.

В представленной схеме Генератор с биномиальным распределением создает случайную последовательность нулей и единиц с заданной длительностью/частотой. В Модуляторе/Демодуляторе осуществляется относительная фазовая модуляция/демодуляция (ОФМ-2) сигнала по видеочастоте. Модулированный сигнал перемножается с реализацией логнормального шума с заданной дисперсией, с нулевым средним, смешивается (суммируется) с реализацией гауссова шума также с заданной дисперсией, с нулевым средним. Смесь сигнала модуляции ОФМ-2 с логнормальным распределением амплитуды и гауссова шума демодулируется некогерентным демодулятором и поступает в модуль Вычисления Вероятности Ошибки, где происходит вычисление вероятности ошибочного приема данных сравнением демодулированного сигнала с эталонным. Сравнение осуществляется посредством двухвходовой схемы “Исключающее ИЛИ”, которая при

несовпадении логических “0” или “1” выдает сигнал логической “1” , увеличивая показания счетчика ошибок (рис. 5).

Некогерентный демодулятор [16] работает при отсутствии когерентного опорного сигнала, сравнивая значения n и $n-1$ принятых символов. Точное выделение когерентной опоры из принимаемого сигнала, возможно, как правило, при высоком отношении сигнал/шум и осуществляется в длительном временном промежутке (узкий полосовой фильтр, минимизирующий шумы при выделении когерентного сигнала является причиной продолжительного переходного процесса). Поэтому в канале с мультипликативными помехами (при варьировании уровня сигнала в значительных пределах) целесообразен некогерентный демодулятор, без когерентной опоры. Кроме того, сигнал ОФМ-2, для преодоления неоднозначности, в передатчике, перед модуляцией и после демодуляции, в приемнике, подвергается относительному кодированию/декодированию. Тактовая синхронизация в представленных модуляторе/демодуляторе предполагается идеальной, в рамках данной статьи зависимость точности синхронизации от значения ОСШ не рассматривается.

Дисперсия генератора гауссова шума задается равной 1, поэтому среднее значение ОСШ на входе приемника определяется средним значением мощности модулированного сигнала, уровень которой определяет усилитель (рис.4). На рис. 4.1 показана детализация модуля вычисления вероятности ошибки.

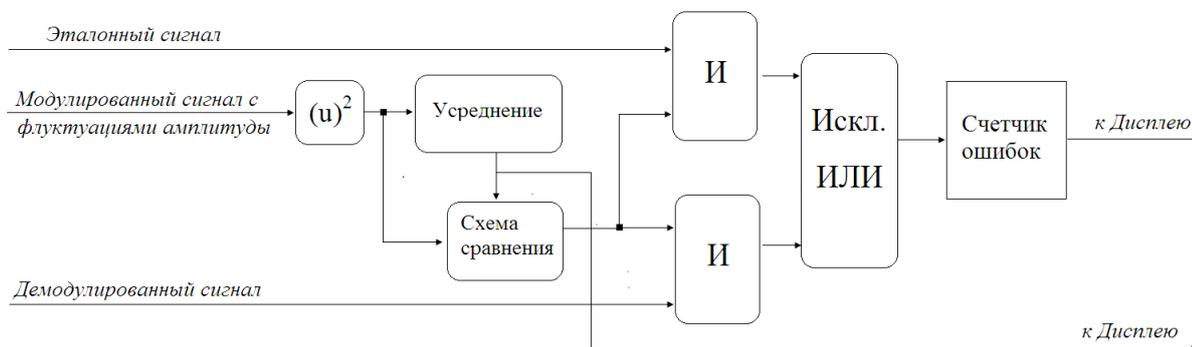


Рис. 4.1. Модуль вычисления вероятности ошибки.

Мгновенное значение мощности модулированного сигнала с флуктуациями амплитуды (без гауссова шума) сравнивается с усредненной

мощностью этого сигнала. По результатам сравнения вырабатывается логическая “1”, если мгновенное значение мощности больше усредненного или логический “0”, если меньше. Соответственно выход схемы сравнения, используя первые входы схемы конъюнкции “И”, пропускает или нет для подсчета несовпадающие биты эталонного и демодулированного сигналов. Таким образом, счетчик ошибок осуществляет подсчет несовпадающих бит только в моменты времени, когда мгновенное значение мощности сигнала больше среднего. Этим самым вычисляется вероятность ошибки для прерывистой связи в канале логнормальными замираниями. Указанные вычисления осуществлялись для прерывистой связи при уровне порога равному среднему значению ОСШ ($\gamma_i = \gamma_0$). Поскольку дисперсия генератора гауссова шума задается равной 1, отношение мощностей передатчика и гауссова шума будет определяться только мощностью передатчика, что снижает алгоритмическую, вычислительную и схемную нагрузку на имитационную модель.

Дисплей показывает значение вероятности ошибки при среднем значении ОСШ (среднее значения ОСШ также отображается на дисплее). Логнормальные флуктуации формируются (в модуле Генератор логнормального шума) возведением значений нормального гауссова шума в степень экспоненты. Дисперсия (σ_x^2), среднее значение (m_x) и средний квадрат $\langle X^2 \rangle$ логнормального процесса амплитуды связаны через дисперсию нормального распределения уровня χ (σ_χ^2) с нулевым средним следующим соотношением [17]:

$$\langle X^2 \rangle = \sigma_x^2 + m_x^2 = \exp(\sigma_\chi^2) [\exp(\sigma_\chi^2) - 1] + \exp(\sigma_\chi^2) = \exp(2\sigma_\chi^2). \quad (2.2)$$

Средняя мощность сигнала ОФМ-2 с логнормальными флуктуациями амплитуды, масштабируемая в модуле Усилитель, определяет средние значения ОСШ при условии установления дисперсии гауссова шума, равной 1 (в модуле Генератор гауссова шума).

Показания счетчика ошибок в модуле Вычисления Вероятности Ошибки

необходимо разделить на коэффициент использования радиолинии. Эта операция выполняется для компенсации увеличения значения счетчика общего количества бит в моменты запрещения прохождения сигналов (прерывание связи), поскольку вероятность ошибки определяется соотношением количества ошибочных бит к общему количеству переданных.

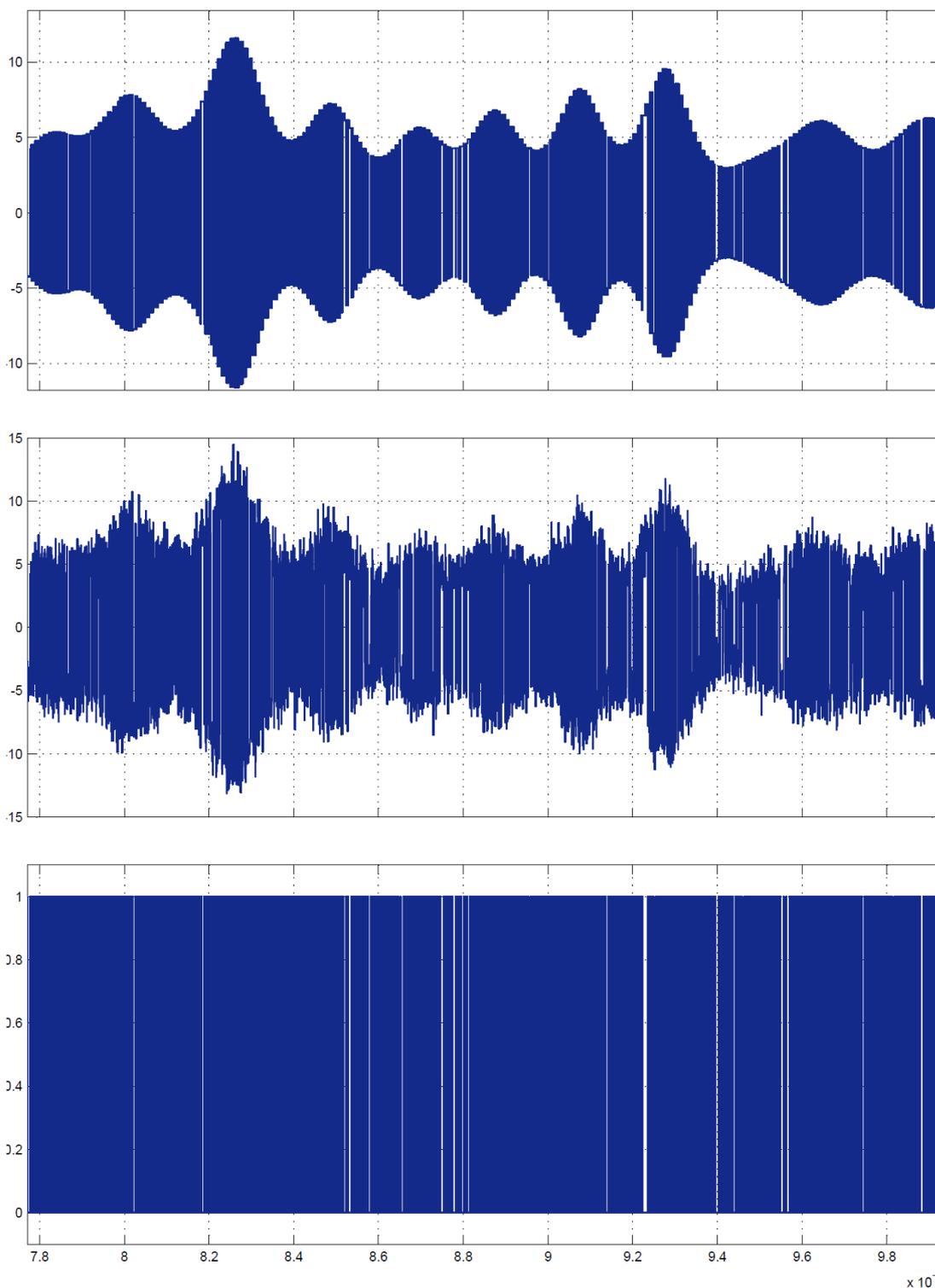


Рис. 5. Модулированный сигнала ОФМ-2 с логнормальной флуктуацией (верхний рисунок), смесь его с гауссовым шумом (средний рисунок) и

демодулированный сигнал (нижний рисунок).

На рис. 5,6 показано значение модулированного сигнала ОФМ-2 с логнормальной флуктуацией, смесь его с гауссовым шумом и демодулированный сигнал.

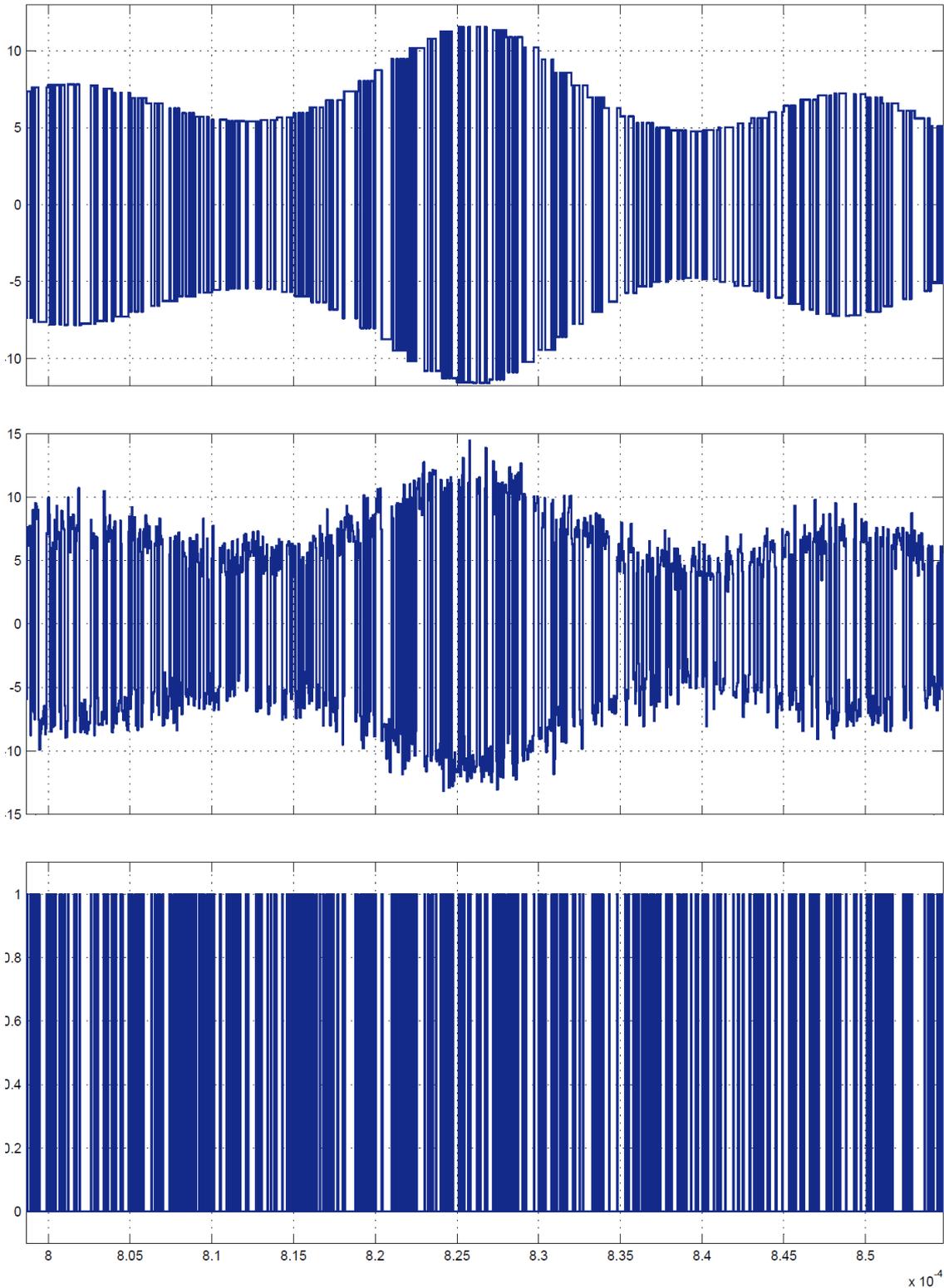


Рис.6. Фрагменты сигналов, представленных на рис. 5.

На рис. 7 представлена реализация гауссова и логнормального шума.

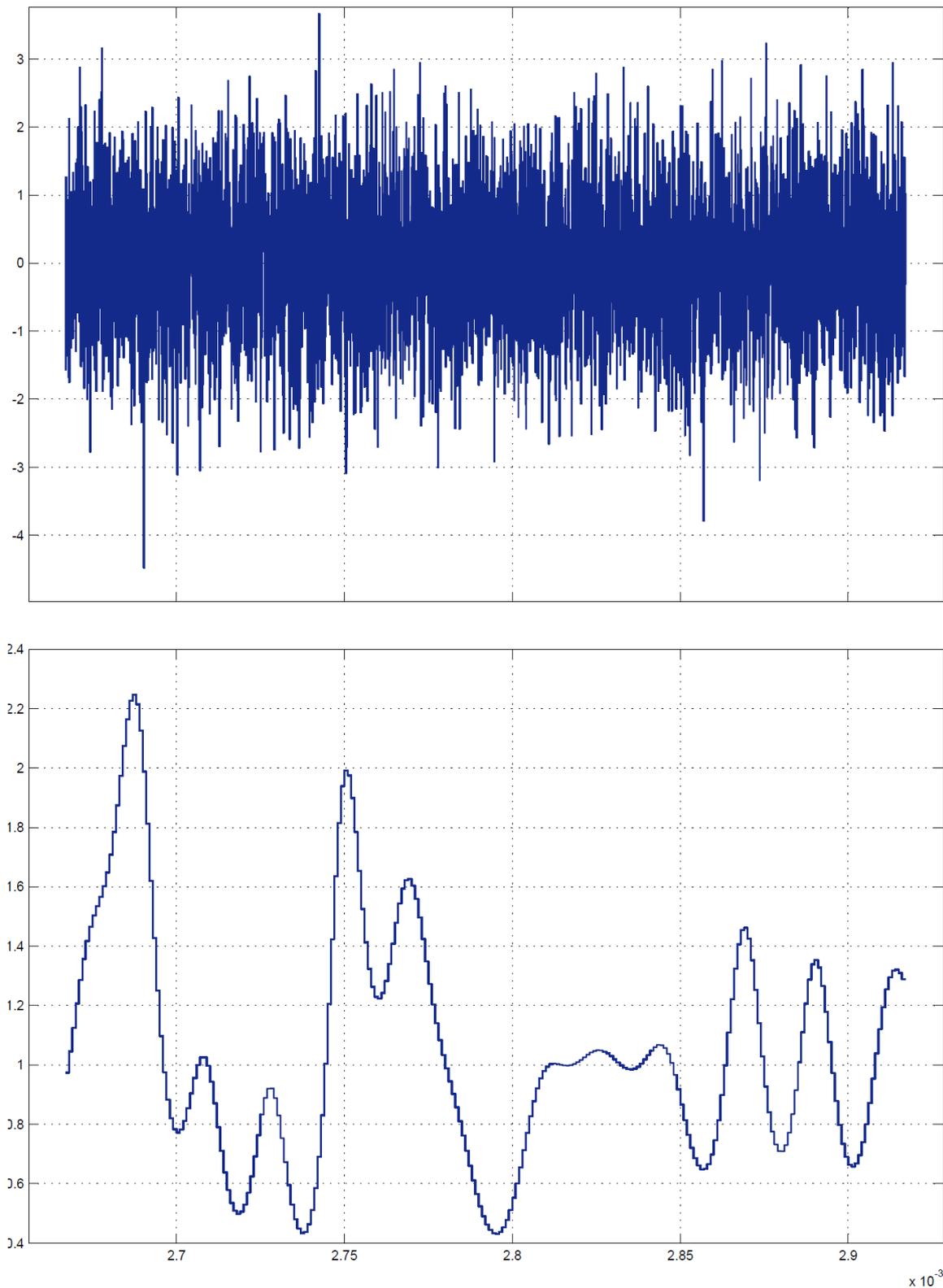


Рис. 7. Реализация гауссова (верхний рисунок) и логнормального шума.

На рис. 8 показана реализация разрешения и запрещения поступления демодулированных и эталонных сигналов в модуле Вычисления Вероятности Ошибки.

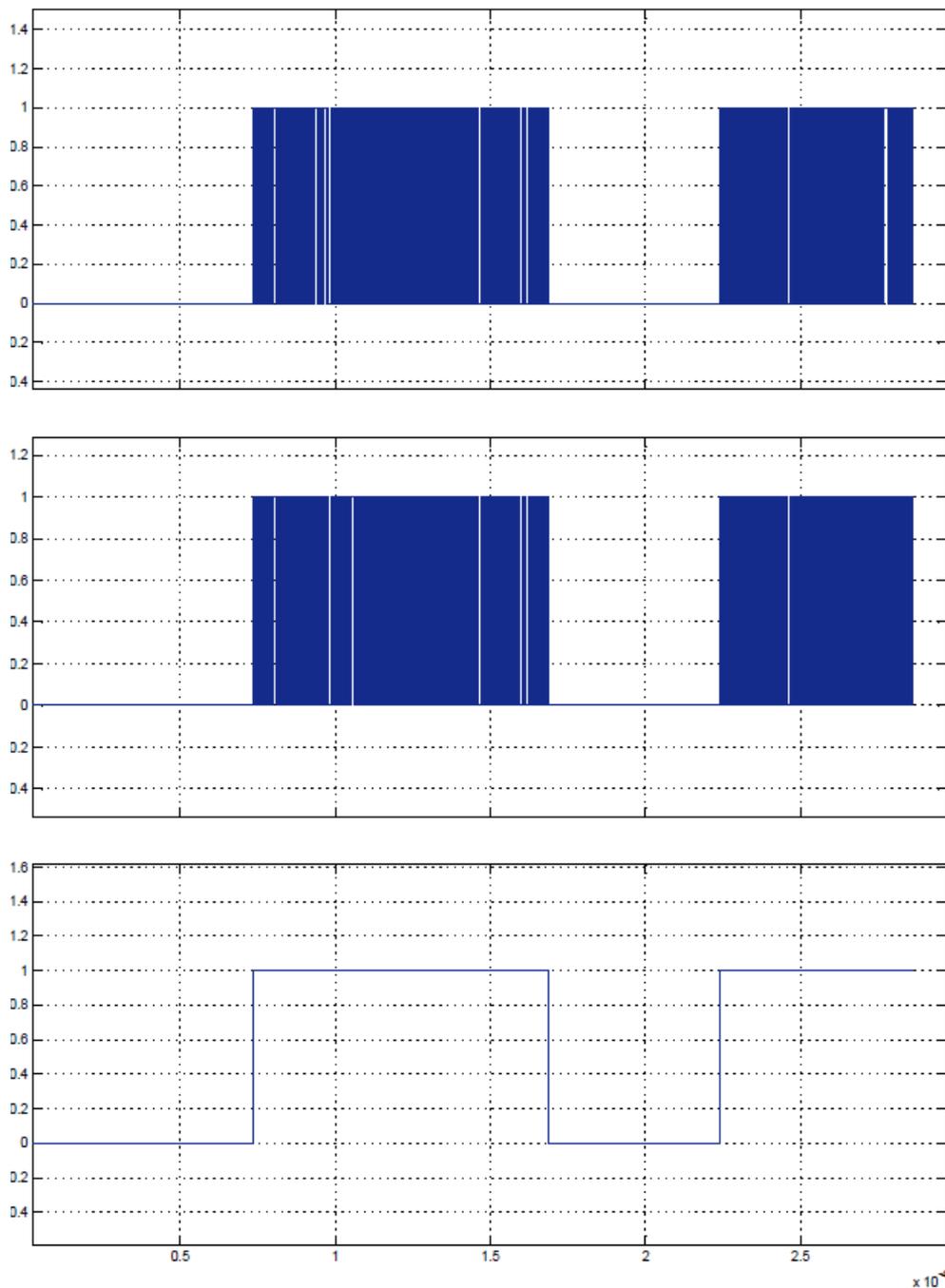


Рис. 8. Эталонный сигнал (верхний рисунок), демодулированный сигнал (средний рисунок), сигнал разрешения/запрещения (нижний рисунок).

Измеренные значения вероятности ошибок для работы имитационной схемы без прерывистой связи и в режиме прерывистой связи и теоретические

зависимости значения вероятности ошибок, вычисленные по формулам (1.9), (1.10), представлены соответственно на рис. 9 и 10.

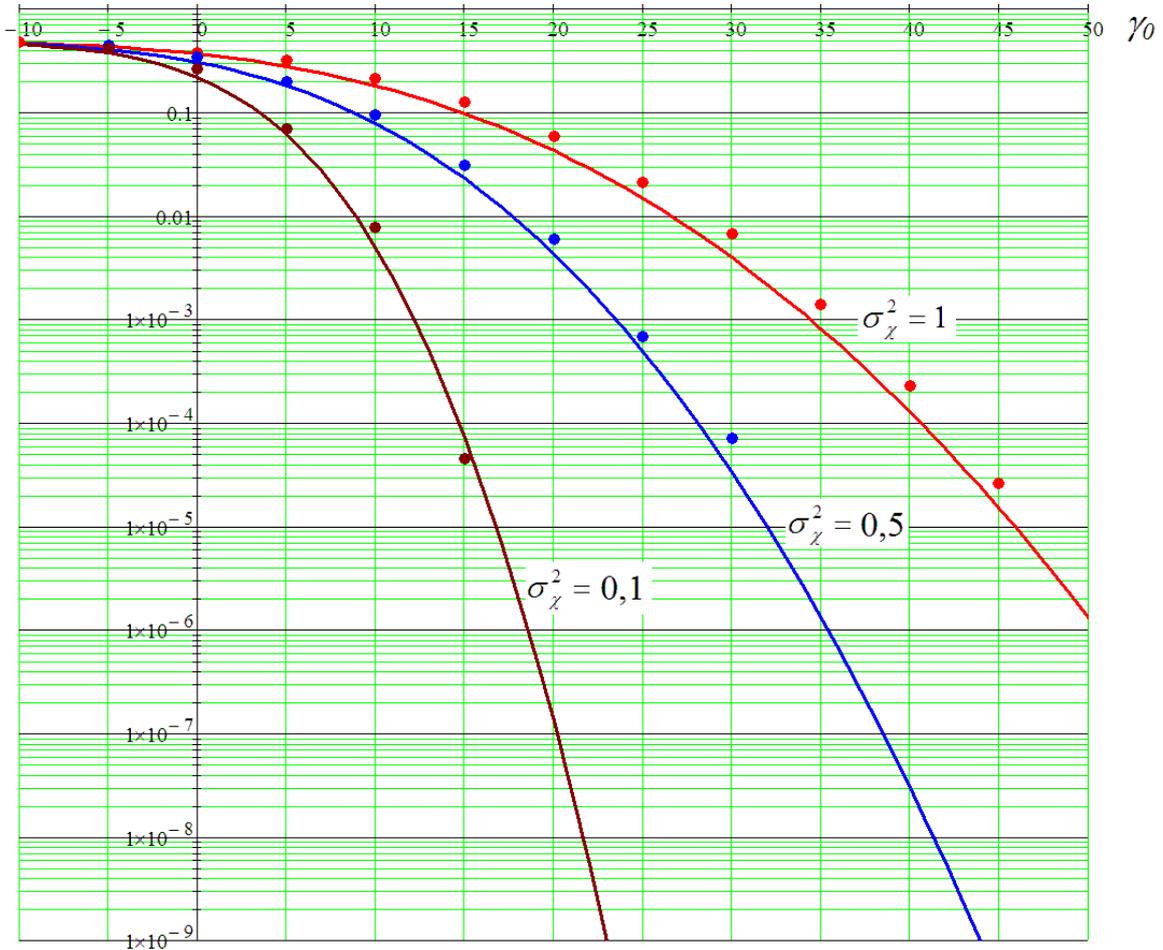


Рис. 9. Экспериментальные значения вероятности ошибки, полученные имитационным моделированием, в канале с логнормальными замираниями, при различных значениях дисперсии и при отсутствии прерывистой связи (точки) в сравнении с теоретическими зависимостями.

Выводы

Имитационное моделирование беспроводной передачи данных в канале миллиметрового диапазона волн с логнормальным замиранием сигналов показало:

1. Применение прерывистой связи в каналах с логнормальными замираниями повышает помехоустойчивость передачи данных. Выигрыш от применения прерывистой связи возрастает с увеличением дисперсии логнормальных флуктуаций и среднего значения отношения сигнал/шум.

Например, при единичной дисперсии применение прерывистой связи с уровнем порога равным среднему значению ОСШ позволяет снизить вероятность ошибки с 0,18 до 0,03 при среднем значении ОСШ, равным 10 дБ, и с 0,1 до $4 \cdot 10^{-4}$ при среднем значении ОСШ, равным 15 дБ.

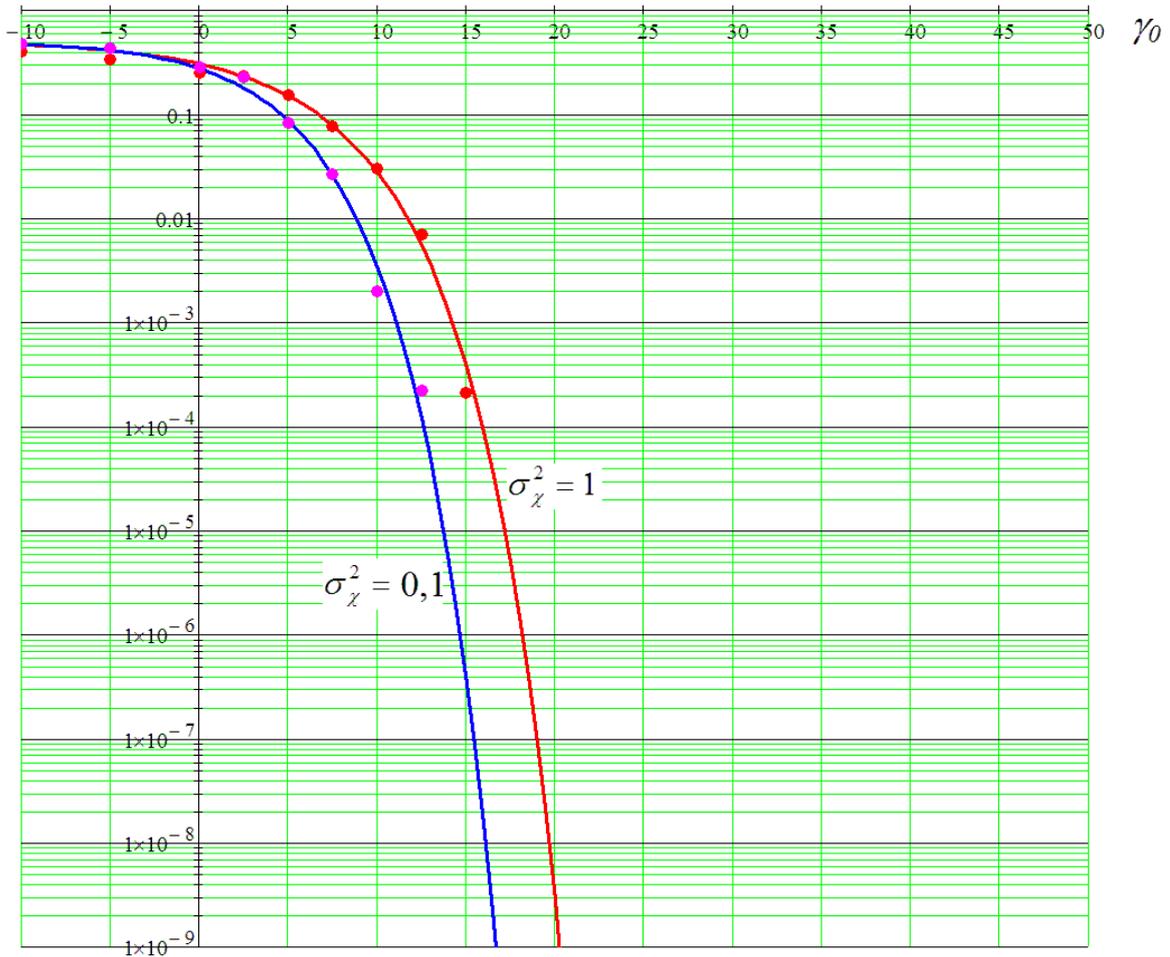


Рис. 10. Экспериментальные значения вероятности ошибки, полученные имитационным моделированием, в канале с логнормальными замираниями, при различных значениях дисперсии и при наличии прерывистой связи с уровнем порога равным среднему значению ОСШ (точки) в сравнении с теоретическими зависимостями.

- Имитационное моделирование канала с логнормальными флуктуациями показало высокую степень совпадения теоретических зависимостей вероятности ошибки от среднего значения отношения сигнал/шум и результатов имитационного моделирования.

3. Применение прерывистой связи эффективно снижает вероятность ошибки не только в каналах с логнормальными замираниями, но также и в каналах с любым типом замираний. Например, в рассматриваемом канале миллиметрового диапазона волн, когда дисперсия $\sigma_{\chi}^2 > 1$. При этом, эффективность применения прерывистой связи возрастает прямо пропорционально глубине флуктуаций и среднему значению отношения сигнал/шум.
4. Варьированием уровня порога выбирается необходимое соотношение между спектральной эффективностью передаваемых данных (1.8) и помехоустойчивостью (1.10), чем обеспечивается дополнительная гибкость прерывистой связи.

Литература

1. Андреев Г.А., Корбаков Д.А. «Интерференционные замирания узкого пучка миллиметровых волн при распространении вблизи подстилающего земного покрова». // Радиотехника и электроника, 2005, т.50, №5, с. 564-570.
2. Андреев Г.А., Андрианов М.Н. Вероятности ошибок кодированных фазоманипулированных сигналов с логнормальными амплитудными флуктуациями в гауссовом шуме // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 42. – №12 – С. 1466-1470.
3. Андрианов М.Н., Киселев И.Г. О повышении помехозащищенности передачи дискретных сообщений в каналах с замираниями. // М., Мобильные системы. – 2007. – №4. – С. 13-16.
4. Андрианов М.Н., Киселев И.Г. Вероятность ошибки в каналах со случайными параметрами при комплексировании прерывистой передачи и разнесенного приема // М., Мобильные системы. – 2007. – №5. – С. 44-47.

5. Шахтарин Б.И., Андрианов М.Н., Андрианов И.М. Применение прерывистой связи в каналах со случайными параметрами для передачи узкополосных сигналов и сигналов с ортогональным частотным разделением // Радиотехника и электроника. – 2009. – Т. 54. – №10 – С. 1237-1244.
6. Андрианов М.Н., Бумагин А.В., Гонтарь А.В., Калашников К. С., Прудников А.А., Стешенко В.Б. Повышение помехоустойчивости и спектральной эффективности передачи данных по цифровым каналам связи в условиях обобщенных рэлеевских замираниях // М., Измерительная техника. – 2010. - №8. – С. 61-65.
7. Андрианов М.Н., Бумагин А.В., Калашников К. С., Сысоев И.Ю. Повышение помехоустойчивой передачи данных по цифровым каналам связи в условиях замираний по закону Накагами // М., Измерительная техника. – 2011. - №3. – С. 57-62.
8. Andrianov M.N., Kiselev I.G. Application of the Mode Intermittent Radiation in Fading Channels. “Digital Communication”. Chapter in the book. Publishing house InTech, March, 2012, March, 2012. ISBN 978-953-51-0215-1 (pp. 139-160).
9. Андрианов М.Н. Анализ и синтез прерывистой связи с разнесенным приемом для повышения эффективности передачи цифровых данных в системах наземно-космической интерферометрии // Журнал радиоэлектроники. – 2013. - №5 [Электронный ресурс].
10. Андрианов М.Н., Киселев И.Г., Андрианов И.М., Корбаков Д.А. Повышение эффективности передачи данных в каналах с замираниями применением прерывистой связи. // Тезисы докладов Международного конгресса «Проблемы и перспективы развития наукоемкого машиностроения». – Казань, 2013. – С. 124-126.
11. Андрианов М.Н. Особенности прерывистой связи в канале с логнормальными замираниями // Метрология. – 2009. – №5. – С. 35-43.

12. Андрианов М.Н. Повышение помехоустойчивости подвижной связи в канале с логнормальными замираниями комплексированием прерывистой связи с разнесенным приемом сигналов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2009. – Т.14. - №7 – С. 11-17.
13. Recommendation ITU-R P.676-10 (09/2013). Attenuation by atmospheric gases. P Series. Radiowave propagation.
14. Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику. Часть II. Случайные поля. – М.: Наука, 1978. – 463 с.
15. Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазоманипулированными сигналами. – М.: Радио и связь, 1991. – 296 с.
16. Купер Дж., Макгиллем К. Вероятностные методы анализа сигналов и систем. – М.: Мир, 1989. – 376 с.

Ссылка на статью:

Г. А. Андреев[†], М. Н. Андрианов, Д. А. Корбаков, В. Н. Пожидаев. Имитационное моделирование телекоммуникационных систем высокоскоростной передачи данных по атмосферному радиоканалу в чистой атмосфере с помощью миллиметровых волн в интегрированных цифровых системах связи. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. №2. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/feb18/8/text.pdf>