

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.9.1>

УДК: 537.86

## СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМЫ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ХАОТИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСОВ В КАНАЛЕ С ГАУССОВСКИМ ШУМОМ

К.М. Сьерра-Теран<sup>1</sup>, А.И. Рыжов<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Московский физико-технический институт (государственный университет)  
141700, Долгопрудный Московской обл., Институтский пер., 9

<sup>2</sup>Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, 125009, г. Москва,  
ул. Моховая, 11, корп. 7

Статья поступила в редакцию 20 июля 2022 г.

**Аннотация.** Целью данной работы является анализ статистических характеристик системы относительной передачи информации на основе хаотических импульсов при наличии и отсутствии тепловых шумов для различных распределений мгновенных значений хаотического сигнала. Для достижения этой цели в работе проводится численное моделирование помехоустойчивости прямохаотической системы относительной передачи информации путем компьютерного моделирования. Показано, что увеличение коэффициента процессинга приводит к уменьшению вероятности ошибки на бит при отсутствии флуктуационных помех. Проведено численное моделирование, подтвердившее полученные предварительно аналитические оценки, касающиеся зависимости вероятностей ошибки на бит от отношения энергии на бит к спектральной плотности гауссовского шума. Получены минимальные значения отношения средней энергии хаотического радиоимпульса к спектральной плотности гауссовского шума, обеспечивающие заданные вероятности ошибок. Показано, что предложенная система связи работает эффективно при больших

значениях коэффициента процессинга (исследование поведения системы связи проводилось для различных значений коэффициента процессинга), и при этом в случае высоких значений коэффициента процессинга получаемые результаты не зависят от выбора конкретного распределения, которому подчиняется дискретный хаотический сигнал.

**Ключевые слова:** хаотические радиоимпульсы, относительная передача, численное моделирование, статистические характеристики, вероятность ошибки на бит.

**Финансирование:** Работа выполнена в рамках государственного задания по теме «Эфир-2», регистрационный номер 122041800089-9.

**Автор для переписки:** Рыжов Антон Игоревич, [mef.box@gmail.com](mailto:mef.box@gmail.com)

## **Введение**

К началу нынешнего века появились схемы применения хаотических сигналов для систем беспроводных коммуникаций на основе относительных методов (CSK, DCSK [1, 2]), которые по своим статистическим характеристикам были близки к классическим узкополосным системам связи. Однако даже у лучшей из них были проблемы с практической реализацией.

В настоящей работе рассматривается прямохаотическая относительная передача информации ( $DC^2$  Direct Chaotic Differentially Coherent), где используются в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы. Относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов  $DC^2$  отличается от схем передачи CSK и DCSK [1, 2] тем, что задержки в ней имеют существенно меньшую длительность, что делает её значительно привлекательнее с точки зрения практического применения. Также отметим, что в отличие от прямохаотических средств связи с энергетическим приёмом, для приёма в ней используется корреляция сдвинутых относительно друг друга и одновременно передаваемых хаотических радиоимпульсов.

В работах [3-6] впервые была предложена данная схема передачи информации, а также показана возможность ее применения преимущественно

при средних и больших базах сигнала. В работе [4] были проведены аналитические исследования влияния наличия белого шума в канале на вероятность возникновения ошибок при передаче цифровых данных.

В данной работе методами численного моделирования анализируются статистические характеристики системы передачи при наличии и отсутствии тепловых шумов для различных распределений мгновенных значений хаотического сигнала

В первом разделе рассматриваются структура сигнала и методы модуляции. Во втором – описывается схема относительной передачи на основе хаотических радиоимпульсов. В третьем разделе представляется моделирование процесса приёма. В четвертом разделе моделируется система связи в отсутствие теплового шума. В пятом разделе исследуются характеристики системы при наличии флуктуационных помех.

## **1. Относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов**

Также, как и в прямохаотической системе связи с энергетическим приемом [7-9] носителем информации в  $DC^2$  системе связи являются хаотические радиоимпульсы. Хаотический сигнал может возникать в нелинейных системах при определённых условиях. Такой сигнал имеет свойства, отличающие его от других классических сигналов. Хаотический сигнал – это сигнал, имеющий шумоподобную реализацию и быстро спадающую функцию автокорреляции, при этом по сравнению с классическими сигналами длина хаотического радиоимпульса не влияет на его полосу частот и функцию автокорреляции. Эти ключевые свойства используются в рассматриваемой схеме относительной передаче информации. Полоса частот хаотического радиоимпульса определяется полосой частот исходного хаотического сигнала, и в широких пределах изменения длины импульса не зависит от длительности импульса. Это существенно отличает хаотический радиоимпульс от классического

радиоимпульса, заполненного фрагментом периодической несущей, полоса частот которого  $\Delta F$  определяется его длиной  $\Delta T$

$$\Delta F \sim \frac{1}{\Delta T} \quad (1)$$

Базой сигнала называется величина [10-11]

$$B = 2\Delta F\Delta T. \quad (2)$$

В зависимости от значения базы  $B$  различаются элементарные сигналы с базой  $B \sim 1$  и сложные сигналы, как хаотические, для которых справедливо соотношение  $B \gg 1$ .

В этой работе чаще используется параметр близкий к понятию базы сигнала – коэффициент процессинга ( $K$ ) или просто процессинг

$$K = \frac{1}{2}B. \quad (3)$$

Если длительность хаотического радиоимпульса  $\Delta T \gg 1/(2\Delta F)$ , то спектр мощности потока хаотических радиоимпульсов практически не будет отличаться от спектра мощности исходного хаотического сигнала. Поскольку величина  $\Delta T\Delta F$  представляет собой коэффициент процессинга сигнала, то увеличение длины хаотического радиоимпульса приводит к увеличению коэффициента процессинга  $K$  сигнала.

Для схемы  $DC^2$  важной характеристикой является время автокорреляции хаотического радиоимпульса, которое обратно пропорционально полосе частот хаотического сигнала  $\Delta\tau \sim 1/\Delta F$ . Если хаотический радиоимпульс сместить относительно себя на время большее, чем время автокорреляции, то можно эти два радиоимпульса рассматривать как некоррелированные. Эта особенность лежит в основе схемы  $DC^2$  для модуляции и передачи данных.

Рассматриваемая схема передачи данных относится к относительному когерентному приёму, где, в отличие от классической схемы когерентного приёма, не хранится копия передаваемого сигнала в приёмнике, а она пересылается по радиоканалу.

Для передачи данных в  $DC^2$  в канал передается промодулированный хаотический радиоимпульс и его копия с задержкой между ними больше, чем

время автокорреляции. При приеме производится корреляция (когерентный прием) между промодулированным радиоимпульсом и его задержанной копией. При модуляции для передачи логической единицы хаотический радиоимпульс передается без изменений, для передачи логического нуля хаотический радиоимпульс умножается на  $-1$ . Таким образом, после относительного когерентного приема в приемнике возникают импульсы с положительными и отрицательными значениями.

## 2. Структура сигнала и метод модуляции

Рассмотрим более подробно функциональные структуры передатчика и приемника предложенной схемы DC<sup>2</sup>.

Передатчик системы (рис. 1) состоит из источника хаотических радиоимпульсов (ИХР), делителя (Д), модулятора (М), управляемого внешним информационным сигналом; задержки (З) на время  $\tau$ , превышающее время автокорреляции сигнала; сумматора (С) и передающей антенны. Источник хаотических радиоимпульсов формирует импульсы длительностью  $T_{и}$ ; промежутки между импульсами – защитные интервалы – имеют длительность  $T_{зи}$ . Суммарная длительность импульса и защитного интервала представляет собой длительность передаваемого бита  $T_{б}$ . Каждый импульс поступает в делитель, после которого попадает в два канала. В первом канале его модулируют информационным сигналом путем умножения на  $\pm 1$ , а во втором канале задерживают на время  $\tau$ . Умножение на  $+1$  соответствует передаче «1», умножение на  $-1$  - передаче «0». После этого сигналы суммируют, суммарный сигнал усиливают, он поступает в антенну и излучается. При этом длина излучаемого суммарного импульса равна  $T_{изл} = T_{и} + \tau$ .

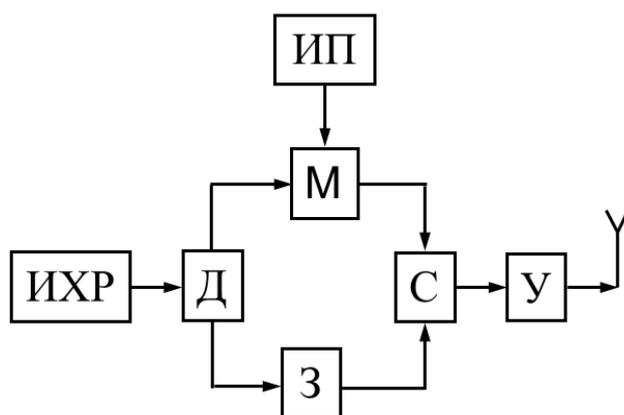


Рис. 1. Структура передатчика: ИХР – источник хаотических радиоимпульсов, Д – делитель, ИП – информационная последовательность, М – модулятор, З – задержка, С- сумматор, У – усилитель.

Приемник системы (рис. 2) состоит из антенны (А), малошумящего усилителя (МШУ), делителя (Д), задержки (З) на время  $\tau$ , перемножителя (П): интегратора (И) и порогового устройства (ПУ). Принятый антенной сигнал усиливают до нужного уровня в МШУ, делят пополам и подают в два канала. В первом канале никаких действий с сигналом не производят, и он поступает на перемножитель. Во втором канале сигнал задерживают на время  $\tau$ , после чего он также поступает на перемножитель. Заметим, что длительность импульса, полученного путем перемножения импульсов, поступивших на перемножитель равна  $T_{и}$ . Импульс, полученный с выхода перемножителя, интегрируется в течение времени  $T_{и}$ . Затем сигнал поступает на пороговое устройство с нулевым порогом. Если поступивший сигнал больше нуля, то пороговое устройство фиксирует прием «1», если же он меньше нуля, то фиксируется прием «0».

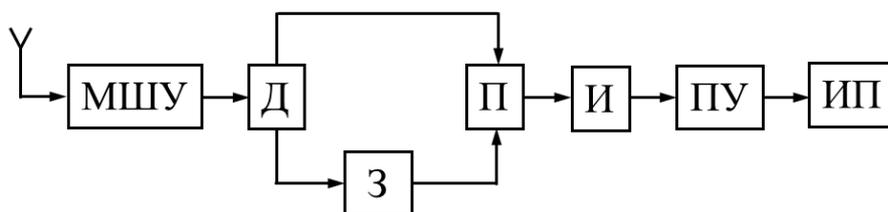


Рис. 2. Структура приемника: МШУ – малошумящий усилитель, Д – делитель, З – задержка, П – перемножитель, И – интегратор, ПУ – пороговое устройство, ИП – информационная последовательность.

### 3. Моделирование процесса приёма

При исследовании процесса приема схемы DC<sup>2</sup> рассматривается следующая модель ее функционирования [3-6].

Пусть  $S_k(t)$  –  $k$ -й хаотический импульс в потоке, формируемом источником хаотических радиоимпульсов (их необходимо индексировать, поскольку, в силу хаотичности, они все разные);  $\alpha_k \in \{-1, 1\}$  – значение информационного модулирующего сигнала. При передаче  $k$ -го двоичного информационного символа сигнал на выходе передатчика будет выглядеть следующим образом:

$$Y_k(t) = (\alpha_k S_k(t) + S_k(t - \tau))/2, \quad (4)$$

В приемнике, при отсутствии шумов, импульс на выходе блока перемножения, соответствующий  $k$ -му информационному символу, поступает на интегратор, после которого приобретает вид:

$$Z_k(t) = \left[ \int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t - \tau) S_k(t - \tau) dt \right] / 4 + \theta_k(t), \quad (5)$$

где

$$\theta_k(t) = \left[ \int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t) S_k(t - \tau) dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t) S_k(t - 2\tau) dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t - \tau) S_k(t - 2\tau) dt \right] / 4. \quad (6)$$

Составляющая  $\theta_k(t)$  сигнала (6) представляет собой шум, создаваемый самой схемой. Поскольку время задержки  $\tau$  превышает время автокорреляции, все компоненты  $\theta_k(t)$  будут существенно меньшими по сравнению с первым членом в выражении (5), являющимся полезным сигналом. Таким образом, знак  $\alpha_k$  («+» или «-») определяет и знак  $Z_k(t)$ . Сигнал с выхода интегратора поступает на блок принятия решения, где осуществляется его сравнение с нулевым порогом. По знаку определяется значение выходного двоичного информационного символа.

В приемнике, при присутствии полосового шума с нормальным распределением, импульс на выходе блока перемножения, соответствующего  $k$ -му информационному символу, поступает на интегратор, после которого приобретает вид

$$Z(t) = \int_{\tau}^{T_i + \tau} Y_k(t) Y_k(t - \tau) dt \quad (7)$$

Таким образом, порог для принятия решения равен нулю и пороговое устройство принимает решение, что поступил символ «0», если сигнал на выходе сумматора отрицательный и решение, что поступил сигнал «1», если сигнал на выходе сумматора положительный.

Такая модель используется при теоретическом анализе свойств системы. Далее перейдём к описанию проведённого численного моделирования на базе этой модели.

Для численного анализа помехоустойчивости относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов была использована дискретная модель сигнала во времени. Хаотические сигналы могут характеризоваться различными распределениями, однако проводить численное моделирование для каждого из них это весьма трудоёмкая и избыточная задача. Для упрощения моделирования перейдём к дискретной форме хаотического сигнала, формируемого псевдослучайными отсчётами, соответствующими трём различным распределениям (нормальному, равномерному и телеграфному), покрывающим различные случаи распределения сигналов.

Для анализа помехоустойчивости схемы связи  $DC^2$  была осуществлена дискретизация сигнала по времени, в результате чего сигналы  $S_k(t)$  и  $Y_k(t)$  были заменены на сигналы  $S_k(i)$  и  $Y_k(i)$ , а шум  $\eta(t)$  – на шумовые отсчеты  $\eta(i)$ , где  $i$  – номер отсчета  $S_k(i) = S_k(iT/B)$ ,  $Y_k(i) = Y_k(iT/B)$ ,  $\eta(i) = \eta(iT/B)$ .

Как и в непрерывном случае, если на выходе сумматора сигнал отрицательный, то принимается решение о том, что принят символ «0», если положительный, то – «1».

Число отсчётов случайного сигнала, моделирующего хаотический сигнал, составляет  $KS + 1$ , где  $K$  – коэффициент процессинга,  $S$  – скважность.

Для вычисления вероятности ошибки сравниваются исходный информационный сигнал и сигнал на выходе детектора при разных значениях отношения энергии на бит к спектральной плотности шума.

Зная значение отношения энергии бита к спектральной плотности шума, коэффициент процессинга и измеряя уровень мощности на выходе передатчика (8), можно рассчитать необходимое значение уровня мощности шумового сигнала для различных случаев.

$$\frac{P_S}{P_N} \text{ дБ} + 10 \log_{10} K = \frac{E_b}{N_0} \text{ дБ} \quad (8)$$

где  $P_S$  – уровень мощности сигнала на выходе передатчика,  $P_N$  – уровень мощности подмешиваемого шумового сигнала в канале,  $K$  – коэффициент процессинга.

Тепловой шум в канале связи моделировался отсчетами случайных чисел с нормальным распределением. Спектр мощности случайного сигнала, дискретизированного частотой  $F_s$ , и его распределение представлены на рис. 3.

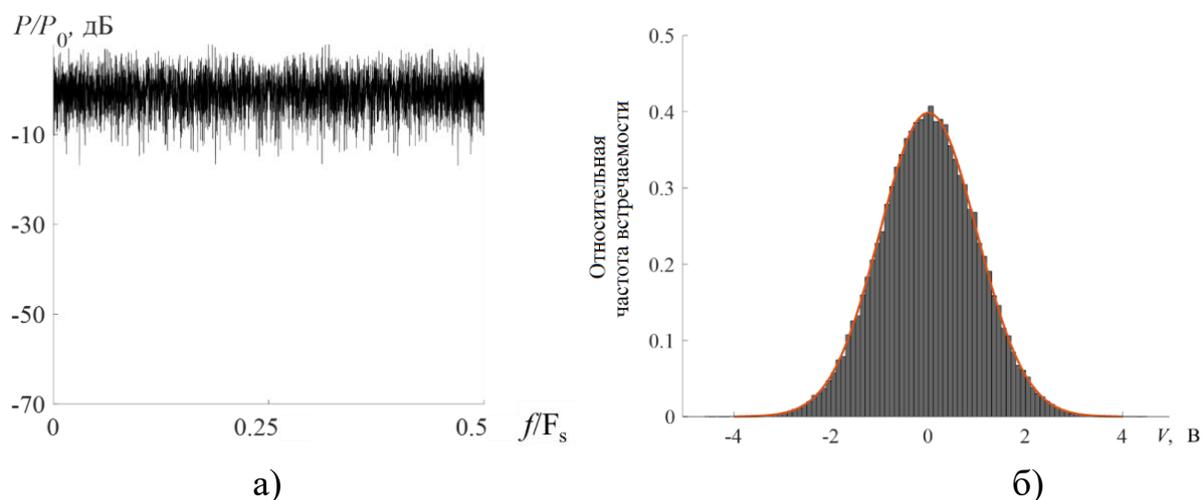


Рис. 3. Шумовой сигнал: а) Спектр мощности случайного сигнала до фильтрации; б) Распределение значений случайного сигнала.

Статистическое распределение сигнала приведено на рис. 3б

Полоса шумового сигнала согласуется с полосой хаотического сигнала в виду того, что в процессе математического моделирования оба сигнала формируются дискретным образом с одной и той же частотой дискретизации.

#### 4. Моделирование прямохаотической относительной системы связи в канале без шума

Перед тем, как приступать к исследованию поведения системы передачи информации в канале с шумом, рассмотрим, что происходит в канале связи без него.

Предложенная схема связи  $DC^2$  моделировалась в соответствии с моделью, описанной выше. В результате численного моделирования была получена зависимость вероятности ошибки на бит от значений коэффициента процессинга (результаты приведены на рис. 4). По данному графику видно, что система связи начинает работать при уровнях ошибок  $P=10^{-3}$  при высоких значениях коэффициента процессинга (начиная с  $K \sim 25$ ), и при его повышении можно рассчитывать на более низкие значения вероятности ошибки на бит.

Ранее в работах [3-6] была получена аналитическая оценка для этой зависимости, и результаты, полученные сейчас, согласуются с ней.

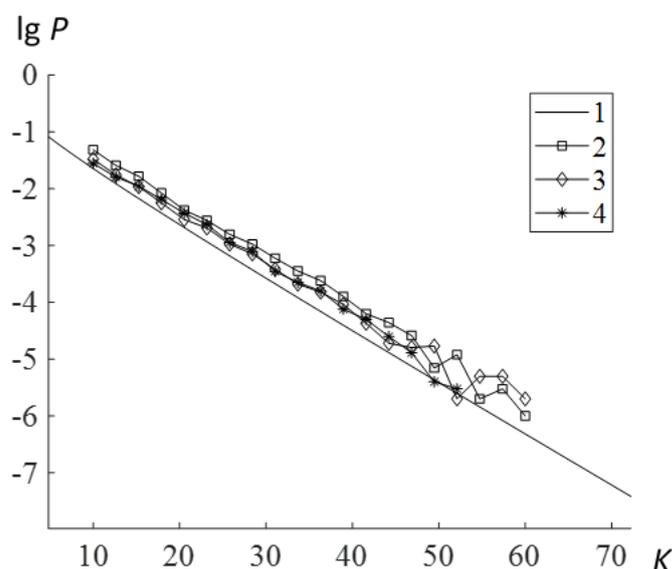


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибки от коэффициента процессинга сигнала при отсутствии флуктуационных помех. Линия 1 соответствует компьютерному расчету с гауссовским распределением, 2 – с равномерным распределением, 3 – с телеграфным распределением, а кривая 4 – аналитической оценке.

## 5. Характеристики прямохаотической относительной системы связи

Далее перейдём непосредственно к описанию компьютерного моделирования схемы связи  $DC^2$  при наличии шума в канале связи. Для наглядности полученные результаты будем сравнивать с результатами аналитических оценок, полученными в работах [3-6].

На основе представленной выше математической модели было проведено численное моделирование, при помощи которого была рассчитана помехоустойчивость относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов для следующих значений коэффициента процессинга  $K = 5, 10, 15, 20, 50, 100, 200, 300, 500, 10000$ .

Результаты моделирования для небольших значений коэффициента процессинга и случая моделирования хаотического сигнала отсчётами с нормальным распределением представлены на рис. 5.

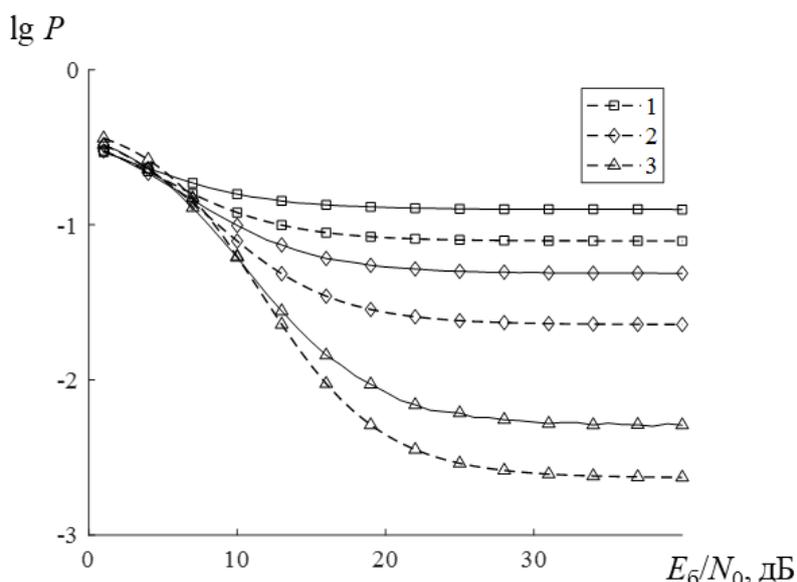


Рис. 5. Зависимости вероятности ошибки от отношения энергии бита к спектральной плотности шума при малых значениях коэффициента процессинга  $K$  (гауссовское распределение). Кривые 1, 2, 3 соответствуют значениям  $K = 5; 10; 20$  (сплошная линия соответствует экспериментальным результатам, а пунктирная – аналитической оценке).

Эксперименты показали, что при  $K = 5$  невозможно достичь вероятности ошибки  $P < 10^{-3}$  при любых отношениях энергии хаотического радиоимпульса  $E_b$  к спектральной плотности гауссовского полосового шума  $N_0$ .

Отметим, что при малом накоплении сигнала лучшие результаты демонстрируют телеграфное и равномерное распределения хаотического сигнала по отношению к гауссовскому (рис 6). Однако так как накопление мало, вероятность ошибки на бит находится на уровне порядка  $10^{-2}$  ( $K = 15$ ).

Важно отметить, что эффективности приема для сигналов со случайным гауссовским, равномерным и телеграфным распределением при значении  $K = 15$  отличаются (рис. 6). Видно, что телеграфное распределение сигнала выдает более низкие значения вероятности ошибки на бит при фиксированном уровне отношения  $E_b/N_0$ , чем другие распределения сигнала.

Реальные хаотические сигналы имеют ограниченную амплитуду и не имеют длинных хвостов, как при гауссовском распределении. Поэтому, для них более справедливыми являются оценки, относящиеся к равномерно распределенному сигналу и к случайному телеграфному сигналу.

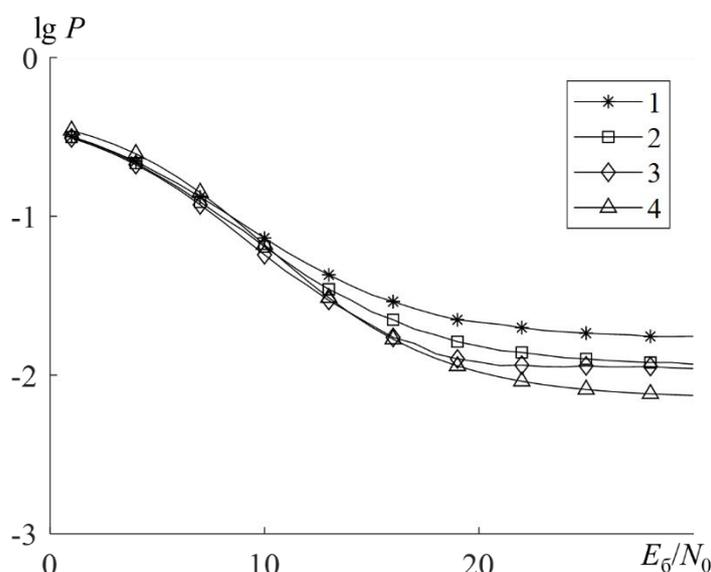


Рис. 6. Зависимость вероятности ошибки от коэффициента процессинга сигнала при значении коэффициента процессинга  $K = 15$ . Кривая 1 соответствует компьютерному расчету с гауссовским распределением, 2 – с равномерным распределением, 3 – с телеграфным распределением, а кривая 4 – аналитической оценке.

При увеличении коэффициента процессинга до  $K = 50$  минимальное значение  $E_b/N_0$ , обеспечивающее вероятность ошибки  $P < 10^{-3}$  составляет 15.3 дБ (рис. 7).

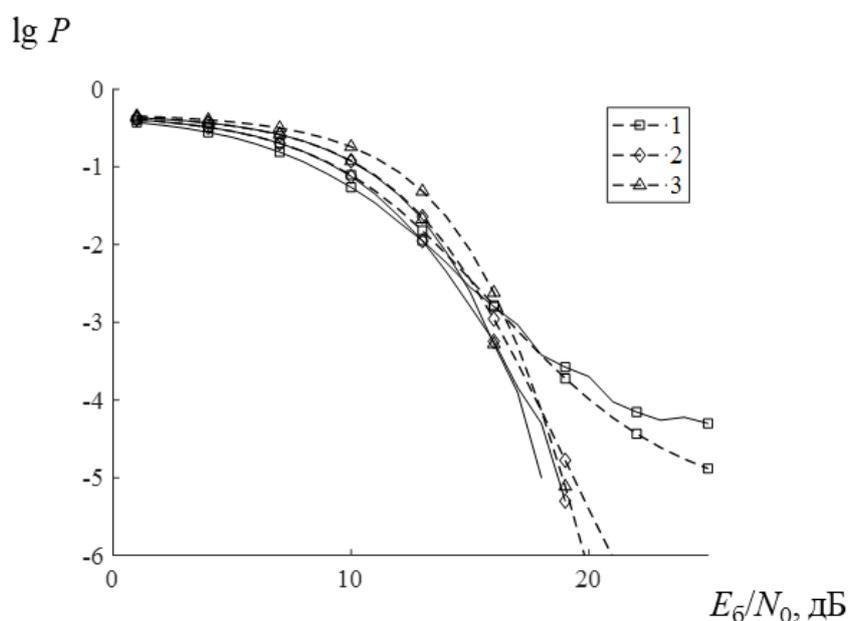
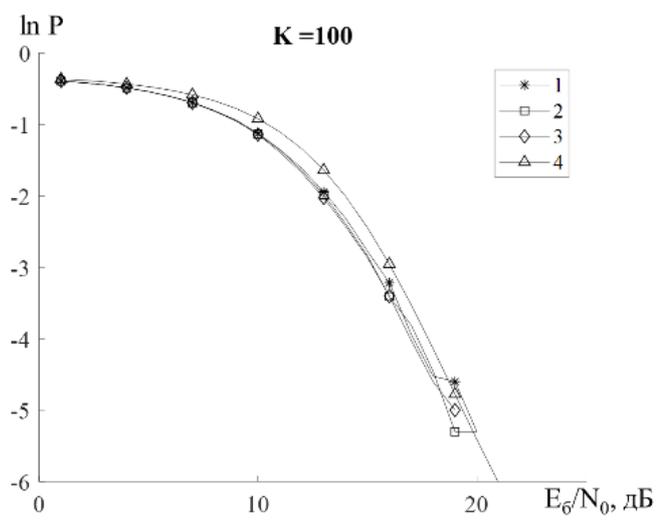


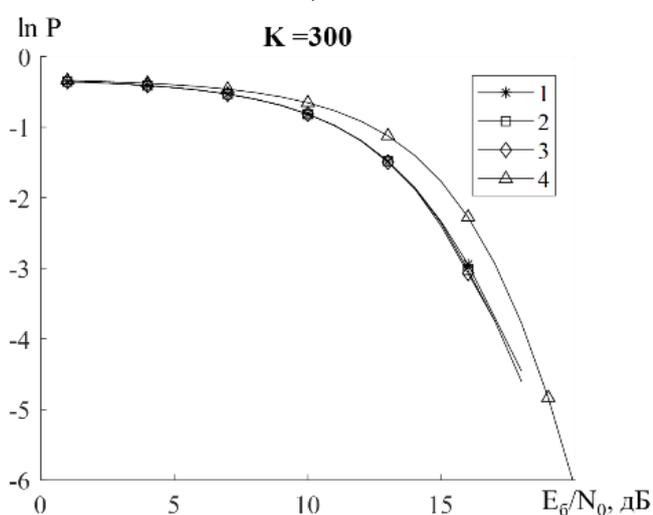
Рис. 7. Зависимости вероятности ошибки от отношения энергии бита к спектральной плотности шума при значениях  $K = 50; 100; 200$  (соответствуют кривым 1, 2, 3), сплошная линия соответствует экспериментальным результатам, а пунктирная – аналитической оценке. Хаотический сигнал моделируется случайным сигналом с гауссовским распределением.

Итак, на рисунках можно наблюдать, что статистическое распределение значений сигнала не играет значительную роль. Вероятность ошибки  $P \leq 10^{-3}$  начинается только с  $E_b/N_0 = 15.3$  дБ в интервале значений  $30 < K < 200$ . При малых значениях  $K$  вероятность ошибки  $P \leq 10^{-3}$  не достигается ни при каких разумных значениях отношения  $E_b/N_0$ .

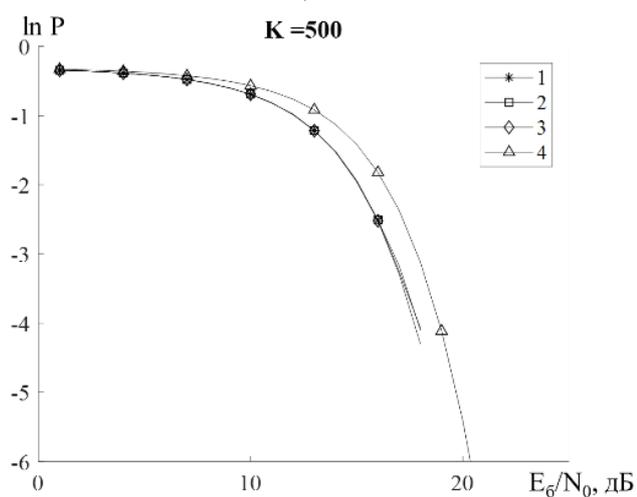
При увеличении степени накопления вероятность ошибки на бит в зависимости от уровня внешнего шума для различных распределений становятся близки друг к другу и ложатся на одной и той же кривой, что можно наблюдать на рис. 8



а)



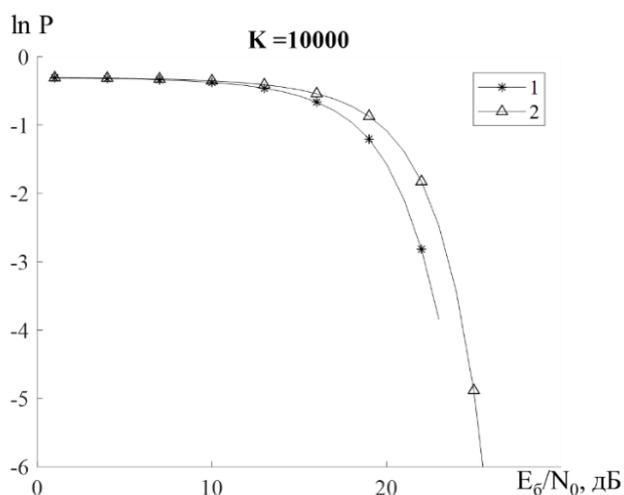
б)



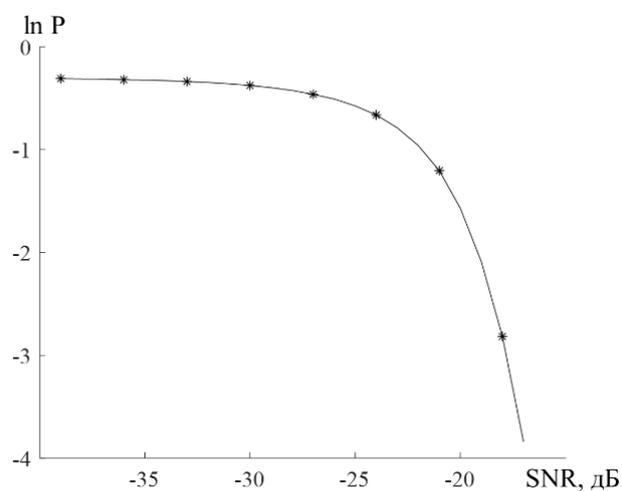
в)

Рис. 8. Зависимости вероятности ошибки от отношения энергии бита к спектральной плотности шума при разных значениях коэффициента процессинга: а)  $K = 100$ ; б)  $K = 300$ ; в)  $K = 500$ . Линии соответствуют компьютерным расчётам со следующими распределениями: 1 – гауссовское, 2 – равномерное, 3 – телеграфное. Линия 4 соответствует аналитической оценке

Кроме того, отдельно были проведены расчеты для коэффициента процессинга  $K = 10000$ , результаты которого приведены на рис. 9. Заметим, что система связи в этом случае может работать с вероятностью ошибки на бит  $10^{-3}$  при уровне отношения  $E_b/N_0 = 22.2$  дБ. Однако, если перейти непосредственно к зависимости от SNR (рис. 9б), то можно видеть, что благодаря высокому коэффициенту процессинга и, как следствие, базе сигнала, уровень SNR в этом случае составляет менее -10 дБ, что говорит о том, что система связи работоспособна при уровне сигнала ниже уровня шумов в канале связи.



а)

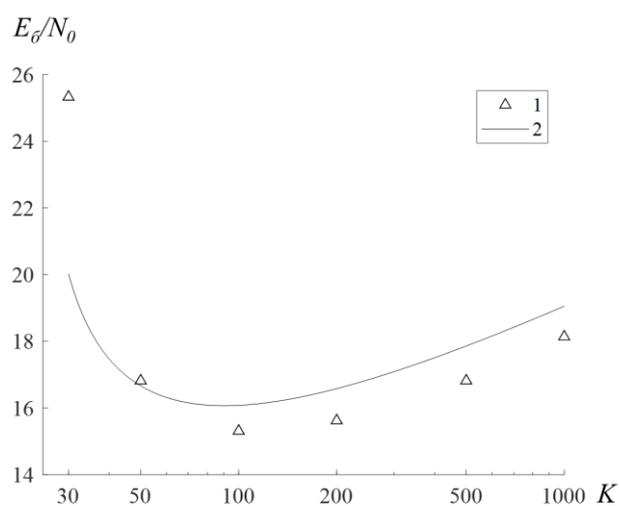


б)

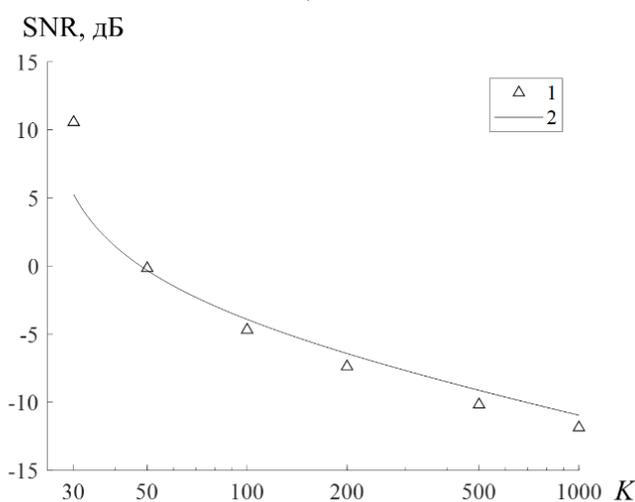
Рис. 9 Зависимости вероятности ошибки от: а) отношения энергии бита к спектральной плотности шума при  $K = 10\ 000$ , б) отношения уровня сигнала к уровню шума (SNR). На рис. а) линия 1 – компьютерный расчет для гауссовского распределения, 2 – аналитическая оценка.

Отсюда можно сделать вывод, что полученные расчетные результаты будут справедливы и для другого распределения, близкого к рассмотренным, в том числе и для реального хаотического сигнала.

Далее дополнительно было проведено компьютерное моделирование с целью выявления оптимального значения коэффициента процессинга, которое позволяет обеспечить заданную вероятность ошибки на бит (в данном случае,  $P = 10^{-3}$ ) при минимальном значении отношения средней энергии хаотического сигнала хаотического радиоимпульса  $E_{\sigma}$  к спектральной плотности гауссовского полосового шума  $N_0$  (рис. 10).



а)



б)

Рис. 10. Графики зависимости  $E_{\sigma}/N_0$  (а) и SNR (б) от коэффициента процессинга, позволяющие получать вероятности ошибки  $P = 10^{-3}$ , 1 – компьютерный эксперимент (гауссовское распределение) 2 – аналитическая оценка.

Так на рис. 10 видно, что у графика зависимости  $E_{\delta}/N_0$  от  $K$  имеется экстремум, в котором минимальное значение  $E_{\delta}/N_0 = 15.3$  дБ достигается при  $K = 100$ . Далее, при повышении  $K$  увеличивается значение  $E_{\delta}/N_0$ , обеспечивающее вероятности ошибки  $P = 10^{-3}$  в системе связи, что делает её работу с такими параметрами менее энергетически выгодной. Однако, несмотря на это, необходимо отметить, что, согласно рис. 10б, с ростом значения коэффициента процессинга уменьшается необходимое отношение уровня сигнала к шуму (SNR), обеспечивающее в системе связи вероятность ошибки  $P = 10^{-3}$ , что делает выгодным использование сигналов с большой базой в прямохаотической относительной схеме передачи информации с точки зрения скрытности и работы ниже уровня шумов.

## Заключение

В работе проведено численное моделирование помехоустойчивости прямохаотической системы относительной передачи информации путем компьютерного моделирования. Получены минимальные значения отношения средней энергии хаотического радиоимпульса к спектральной плотности гауссовского полосового шума, обеспечивающие заданные вероятности ошибок. Показано, что увеличение коэффициента процессинга приводит к уменьшению вероятности ошибки на бит при отсутствии флуктуационных помех.

Показано, что при малых коэффициентах процессинга достигается наилучшая вероятность ошибки на бит для телеграфного распределения, моделирующего хаотический сигнал, однако в силу небольшого накопления сигнала вероятность ошибок на бит в этом случае всё равно слишком велика для практического применения.

В работе исследованы статистические характеристики систем относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов. Проведено численное моделирование, подтвердившее полученные предварительно аналитические оценки, касающиеся зависимости вероятностей ошибки на бит от отношения энергии на бит к спектральной плотности

гауссовского полосового шума. Показано, что предложенная система связи работает эффективно при больших значениях коэффициента процессинга (исследование поведения системы связи проводилось для различных значений коэффициента процессинга), и при этом в случае высоких значений коэффициента процессинга получаемые результаты не зависят от выбора конкретного распределения, которому подчиняется дискретный хаотический сигнал.

**Финансирование:** Работа выполнена в рамках государственного задания по теме «Эфир-2», регистрационный номер 122041800089-9.

### Литература

1. Kolumban, G., Kennedy, M.P., Chua L.O. The role of synchronization in digital communications using chaos. I. Fundamentals of digital communications. *IEEE Trans.* 1997. V.CS-44. №10. P.927. <https://doi.org/10.1109/81.633882>
2. Kolumban G., Vizvari B., Schwarz W., Abel A. Differential chaos shift keying: A robust coding for chaotic communication. *Proceedings 4th Int. Specialist Workshop «Nonlinear Dynamics in Electronic Systems»*. Seville.1996. P.87-92.
3. Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра Теран К.М. Относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов. *Радиотехника и электроника*. 2018. Т.63. №10. С.1074-1082. <https://doi.org/10.1134/S0033849418100078>
4. Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра Теран К.М. Сверх- и гиперширокополосная относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов. *Прикладная нелинейная динамика*. 2018. Т.26. №4. С.59-74. <https://doi.org/10.18500/0869-6632-2018-26-4-59-74>
5. Dmitriev A.S., Mokhseni T.I., Sierra-Teran C.M. Differentially Coherent Communication Scheme Based on Chaotic Radio Pulses. *Nonlinear Phenom. Complex Syst.* 2018. V.21. №3. P.237-246.
6. Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра Теран К.М. Моделирование системы относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов

в среде ADS. *Прикладная нелинейная динамика*. 2019. Т.27. №5. С.72-86.  
<https://doi.org/10.18500/0869-6632-2019-27-5-72-86>

7. Патент РФ № 2185032. Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О. и др. *Способ передачи информации с помощью хаотических сигналов*. 27.07.2000.
8. Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Панас А.И., Старков С.О. Прямохаотические схемы передачи информации в сверхвысокочастотном диапазоне. *Радиотехника и электроника*. 2001. Т. 46. № 2. С. 224.
9. Dmitriev A.S., Kyarginsky B.Ye., Panas A.I., Starkov S.O. Experiments on ultra wideband direct chaotic information transmission in microwave band. *Int. J. Bifurcation and Chaos*. 2003. V.13. №6. P.1495-1507.
10. Петрович Н.Т., Размахнин М.К. *Системы связи с шумоподобными сигналами*. Москва, Советское радио. 1969. 233 с.
11. Варакин Л.Е. *Системы связи с шумоподобными сигналами*. Москва, Радио и связь. 1985. 384 с.

**Для цитирования:**

Сьерра-Теран К.М., Рыжов А.И. Статистические характеристики системы относительной передачи информации на основе хаотических импульсов в канале с гауссовским шумом. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2022. №9. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.9.1>

Сьерра-Теран Кристиан Маурисио, ORCID: 0000-0002-0770-1550, Scopus: 57203745303.