

УДК 623.62

## Вероятность ошибочного приема бита в цифровом канале передачи данных на фоне хаотической импульсной помехи со случайной длительностью радиоимпульса

Петров А. В., Михалев В. В.

**Постановка задачи:** обеспечение защиты или разрушения информации, передаваемой по каналу передачи данных, использующему сигналы с цифровыми видами манипуляции в диапазоне радиоволн, предполагает оценку его помехоустойчивости на фоне сигналоподобных помех. Одним из возможных видов таких помех является хаотическая импульсная помеха (ХИП), представляющая собой последовательность неперекрывающихся во времени радиоимпульсов, у которых от импульса к импульсу случайно изменяются длительность. При оценке вероятности ошибочного приема бита в условиях ХИП возникает необходимость учета вероятностных характеристик, описывающих количество и длительности радиоимпульсов ХИП, воздействующих на канал на произвольном тактовом интервале передачи сигнала. **Целью работы** является определение вероятности попадания заданного количества радиоимпульсов ХИП в тактовый интервал передачи сигнала в канале передачи данных и плотности распределения вероятностей длительностей импульсов ХИП внутри тактового интервала передачи сигнала в интересах оценки вероятности ошибочного приема бита в каналах с цифровыми видами манипуляции под воздействием ХИП со случайной длительностью радиоимпульса. **Используемые методы:** при оценке вероятностных характеристик рассматривалась ХИП, у которой момент окончания предыдущего радиоимпульса является моментом начала следующего. Предполагалось, что последовательность таких моментов на оси времени образует поток Пальма. Произвольный тактовый интервал передачи сигнала представляет собой на оси времени случайно выбранный отрезок заданной длительности. Количество моментов потока и длительности интервалов между ними внутри этого отрезка связаны с длительностями импульсов ХИП детерминированными функциональными преобразованиями, поэтому искомые характеристики получены с использованием методов нахождения вероятностных характеристик функций случайных величин. **Новизна:** в отличие от широко используемых для оценки помехоустойчивости цифровых каналов передачи информации моделей сигналоподобных помех, в работе рассматривается ХИП со случайной длительностью радиоимпульса, описываемой произвольным законом распределения. **Результат:** получены аналитические выражения для вероятностных характеристик, описывающих количество и длительности радиоимпульсов ХИП, воздействующих на цифровой канал передачи информации на произвольном тактовом интервале, обеспечивающие нахождение вероятности ошибочного приема бита в каналах с цифровыми видами манипуляции. **Практическая значимость:** полученные аналитические выражения могут быть использованы для оценки помехоустойчивости цифровых каналов передачи информации, обоснования структур наиболее неблагоприятных для них помех при разработке средств и способов разрушения или защиты информации, а также в интересах обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств.

**Ключевые слова:** хаотическая импульсная помеха, вероятность ошибочного приема бита, отношение мощности помехи к мощности сигнала, отношение длительности радиоимпульса помехи к длительности радиоимпульса сигнала, равномерно распределенная начальная фаза радиоимпульса, квадратурная амплитудная манипуляция.

### Библиографическая ссылка на статью:

Петров А. В., Михалев В. В. Вероятность ошибочного приема бита в цифровом канале передачи данных на фоне хаотической импульсной помехи со случайной длительностью радиоимпульса // Системы управления, связи и безопасности. 2019. № 3. С. 33-50. DOI: 10.24411/2410-9916-2019-10303.

### Reference for citation:

Petrov A. V., Mikhalev V. V. Bit-Error Rate in a Digital Data Transmitting Channel at Chaotic Impulse Noise with Random Radio-Pulse Duration Action. *Systems of Control, Communication and Security*, 2019, no. 3, pp. 33-50. DOI: 10.24411/2410-9916-2019-10303 (in Russian).

### Актуальность

Развитие средств и способов передачи информации в диапазоне радиоволн связано с широким внедрением телекоммуникационных технологий, ранее использовавшихся в вычислительных сетях [1, 2]. Базой для реализации таких технологий являются цифровые каналы передачи данных, использующие различные виды манипуляции. В цифровых каналах сигналы, используемые для передачи конечного набора информационных символов, могут рассматриваться как радиоимпульсы фиксированной длительности, отличающиеся друг от друга одним или несколькими параметрами, и передаваемые последовательно один за другим с постоянным тактовым интервалом.

В процессе решения задач, связанных с защитой или, наоборот, разрушением информации, циркулирующей в каналах передачи данных, а также при обеспечении электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств, проводится оценка эффективности функционирования канала передачи данных на фоне помехи с частотно-временной структурой подобной структуре передаваемого в канале сигнала (так называемой сигналоподобной помехи). В качестве одного из вариантов такой помехи для цифровых каналов может рассматриваться хаотическая импульсная помеха (ХИП) [3, 4], которая так же, как и сигналы, передаваемые в канале, представляет собой последовательность неперекрывающихся во времени радиоимпульсов, параметры которых от импульса к импульсу меняются случайным образом [3]. Тогда, в течение одного тактового интервала передачи сигнала в канале на него накладываются один или несколько следующих один за другим радиоимпульсов ХИП, каждый из которых отличается от предыдущего одним или несколькими параметрами [5, 6]. Поэтому при оценке вероятности ошибочного приема бита (символа) полезного сигнала на фоне ХИП необходимо учитывать, количество и длительности радиоимпульсов ХИП, принимаемых совместно с сигналом в течение тактового интервала. Эти параметры, в силу случайности параметров ХИП описываются вероятностными характеристиками.

Помехоустойчивость цифровых радиоканалов с различными видами манипуляции под воздействием ХИП исследовалась в основном для случая, когда длительности радиоимпульсов ХИП постоянны и совпадают с длительностями тактового интервала в канале. В этом случае внутри произвольного тактового интервала вместе с сигналом присутствуют два радиоимпульса ХИП, а момент времени, в который заканчивается первый и начинается второй радиоимпульс ХИП внутри тактового интервала распределен равномерно [4, 5]. Воздействие на каналы передачи данных ХИП, у которых длительности радиоимпульсов постоянны, но не равны длительностям тактового интервала в канале, рассматривалось в работе [7] применительно к каналу с двоичной фазовой манипуляцией (ФМн). В [6] также рассматривался канал с двоичной ФМн под воздействием ХИП с длительностью радиоимпульса распределенной по экспоненциальному закону. Полученные для этих частных случаев в работах [6] и [7] вероятности попадания заданного количества радиоимпульсов в произвольный тактовый интервал и плотности распределения длительностей радиоимпульсов ХИП внутри

тактового интервала могут быть использованы для оценки помехоустойчивости цифровых каналов и с другими видами манипуляции. Однако, в связи с разнообразием возможных ХИП целесообразно иметь обобщенную математическую модель, позволяющую оценивать необходимые вероятностные характеристики, в цифровых каналах передачи данных под воздействием ХИП с произвольным законом распределения длительности радиоимпульса помехи.

Таким образом, целью работы является – определение вероятности попадания заданного количества радиоимпульсов ХИП в тактовый интервал передачи полезного сигнала в канале передачи данных и плотности распределения вероятностей длительностей импульсов ХИП внутри тактового интервала передачи сигнала в интересах оценки вероятности ошибочного приема бита в каналах с цифровыми видами манипуляции под воздействием ХИП со случайной длительностью радиоимпульса.

### Постановка задачи

Для формальной постановки и решения задачи в работе введены обозначения, представленные в таблице 1.

Рассмотрим цифровой сигнал на произвольном тактовом интервале передачи одного символа  $T_c$  под воздействием ХИП со случайной длительностью радиоимпульса. Обозначим  $p_{n+1}$  вероятность того, что тактовый интервал содержит  $n$  моментов времени, в которые происходит изменение параметров помехи (заканчивается предыдущий и начинается следующий радиоимпульс ХИП), а в пределах тактового интервала имеется  $n+1$

промежутков времени,  $\theta_i, i=1,2,\dots,n+1, \sum_{i=1}^{n+1} \theta_i = T_c$ , на протяжении которых параметры помехи постоянны. Значения этих промежутков, в общем случае являются зависимыми случайными величинами и описываются совместной плотностью распределения  $w_{n+1}(\theta_1, \dots, \theta_i, \dots, \theta_{n+1})$ . Считая, что при заданном количестве  $(n+1)$  и длительностях интервалов  $\theta_i$ , ошибка при приеме бита в канале произойдет с вероятностью  $p_{b,n+1}(\theta_1, \dots, \theta_i, \dots, \theta_{n+1})$ , среднюю вероятность ошибочного приема бита можно представить в следующем виде:

$$\bar{p}_b = \sum_{n=0}^{\infty} \int_0^{T_c} \dots \int_0^{T_c - \sum_{i=1}^{i-1} \theta_i} \dots \int_0^{T_c - \sum_{i=1}^n \theta_i} p_{n+1} w_{n+1}(\theta_1, \dots, \theta_i, \dots, \theta_{n+1}) p_{b,n+1}(\theta_1, \dots, \theta_i, \dots, \theta_{n+1}) d\theta_{n+1} \dots d\theta_i \dots d\theta_1. \quad (1)$$

Таблица 1 – Обозначения

Обозначение	Физический смысл обозначения
$T_c$	- длительность тактового интервала передачи символа в канале;
$p_{n+1}$	- вероятность того, что тактовый интервал содержит $n$ моментов времени, в которые происходит изменение параметров помехи;
$\theta_i, i = 1, 2, \dots, n + 1$	- длительность промежутка времени внутри тактового интервала, на протяжении которого параметры помехи постоянны;
$w_{n+1}(\theta_1, \dots, \theta_i, \dots, \theta_{n+1})$	- совместная плотность распределения вероятностей значений длительности промежутков времени $\theta_i, i = 1, 2, \dots, n + 1$ ;
$p_{b,n+1}(\theta_1, \dots, \theta_i, \dots, \theta_{n+1})$	- вероятность ошибочного приема бита при заданных длительностях $\theta_i, i = 1, 2, \dots, n + 1$ ;
$\bar{p}_b$	- средняя вероятность ошибочного приема бита;
$T_{n,i}, i = 1, 2, \dots, n + 1$	- длительность $i$ -го радиоимпульса ХИП;
$w(T_{n,i})$	- плотность вероятности длительности радиоимпульса ХИП;
$W(T_{n,i})$	- функция распределения длительности радиоимпульса ХИП;
$\bar{T}_n$	- среднее значение длительности радиоимпульса ХИП;
$M$	- количество возможных символов;
$P_c, P_n$	- средние мощности сигнала и помехи;
$A_s, A_Q$	- амплитуды синфазной и квадратурной составляющих сигнала;
$c$	- нормирующий множитель;
$h$	- отношение мощности помехи к мощности сигнала.

Таким образом, для оценки средней вероятности ошибочного приема бита в цифровом канале под воздействием ХИП необходимо найти вероятности  $p_{n+1}$  и плотности распределения  $w_{n+1}(\theta_1, \dots, \theta_i, \dots, \theta_{n+1})$ , входящие в интегралы в выражении (1). При этом оценка помехоустойчивости канала с заданным конкретным видом модуляции, количеством используемых символов в канале, способом кодирования в зависимости от мощности помехи предполагает также определение вероятности  $p_{b,n+1}(\theta_1, \dots, \theta_i, \dots, \theta_{n+1})$ .

### Вероятностные характеристики количества и длительностей радиоимпульсов ХИП внутри тактового интервала канала передачи данных

Для нахождения вероятностей  $p_{n+1}$  и плотностей распределения  $w_{n+1}(\theta_1, \dots, \theta_i, \dots, \theta_{n+1})$ , рассмотрим ХИП, у которой длительности радиоимпульсов, представляют собой независимые случайные величины  $T_{n,i}, i = 1, 2, \dots, n + 1$  с одинаковой плотностью распределения  $w(T_{n,i}), T_{n,i} > 0$ , функцией распределения  $W(T_{n,i}) = \int_0^{T_{n,i}} w(x) dx$  и одинаковым средним значением (математическим ожиданием)  $\bar{T}_n = \bar{T}_{n,i} = \int_0^{\infty} T_{n,i} w(T_{n,i}) dT_{n,i}$ . Последовательность моментов времени, в которые заканчивается предыдущий и начинается следующий радиоимпульс ХИП, в

данном случае может рассматриваться как стационарный поток Пальма [8]. На рис. 1 он изображен как последовательность черных точек.

На фоне рассматриваемой ХИП передается цифровой сигнал. Произвольный тактовый интервал передачи сигнала длительностью  $T_c$  (моменты начала и окончания которого на рис. 1 обведены окружностями) начинается в момент времени  $\tau_0$ , в пределах случайно выбранного радиоимпульса ХИП длительностью  $T_{n.1}$  (на рис. 1 черные точки, соответствующие моментам начала и окончания этого радиоимпульса, помечены крестиками). На интервале от 0 до  $T_{n.1}$  момент  $\tau_0$  распределен равномерно:

$$w'(\tau_0) = \begin{cases} \frac{1}{T_{n.1}}, & \text{при } 0 < \tau_0 < T_{n.1}, \\ 0, & \text{при } \tau_0 < 0 \text{ и } T_{n.1} < \tau_0. \end{cases}$$

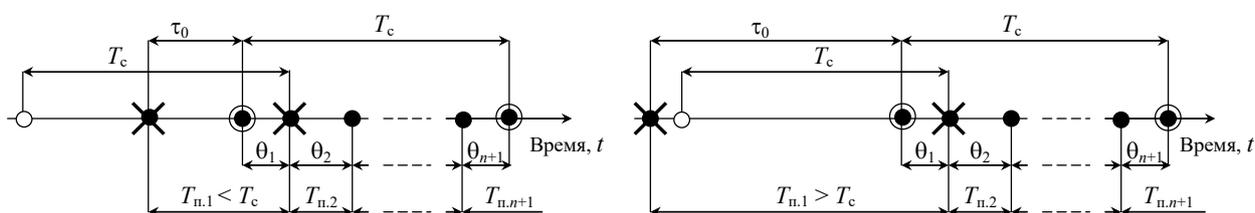


Рис. 1. Взаимозависимость длительностей интервалов между точками потока Пальма  $T_{n.1}, \dots, T_{n.n+1}$  и длительностей интервалов  $\theta_1, \dots, \theta_{n+1}$  воздействия на символ импульсов помехи с отличающимися параметрами

Длительность интервала  $T_{n.1}$  стационарного потока Пальма, на который случайно попадает начало тактового интервала, как показано в [9], в общем случае не совпадает с законом распределения промежутков между событиями. Его плотность распределения будет

$$w''(T_{n.1}) = \begin{cases} \frac{T_{n.1}}{T_n} w(T_{n.1}), & \text{при } 0 < T_{n.1}, \\ 0, & \text{при } T_{n.1} < 0. \end{cases}$$

Интервалы  $\theta_1, \dots, \theta_{n+1}$ , образующиеся между точками потока в пределах тактового интервала  $T_c$ , связаны со случайными длительностями импульсов ХИП  $T_{n.1}, \dots, T_{n.n+1}$  и интервалом  $\tau_0$  следующими функциональными преобразованиями:

$$\theta_1 = T_{n.1} - \tau_0, \theta_i = T_{n.i}, i = 2, \dots, n, \theta_{n+1} = T_c - \sum_{i=1}^n \theta_i. \quad (2)$$

При этом должны выполняться соотношения:

$$0 < T_{n.i} < \tau_0 + T_c - \sum_{j=1}^{i-1} T_{n.j}, i = 2, \dots, n, \theta_{n+1} < T_{n.n+1}, \quad (3)$$

а также:

$$\begin{cases} T_{n.1} - T_c < \tau_0 < T_{n.1}, & \text{при } T_{n.1} > T_c, \\ 0 < \tau_0 < T_{n.1}, & \text{при } T_{n.1} < T_c. \end{cases} \quad (4)$$

На основе правил нахождения законов распределения функций системы случайных величин [10], запишем произведение вероятности того, что в интервал длительностью  $T_c$  попадает  $n$  точек потока  $p_{n+1}$  и плотности распределения  $w_{n+1}(\theta_1, \dots, \theta_{n+1})$  случайных величин  $\theta_1, \dots, \theta_{n+1}$ , получаемых из  $\tau_0, T_{n.1}, \dots, T_{n.n+1}$  детерминированным функциональным преобразованием (2), с учетом выполнения условий (3) и (4) в следующем виде:

$$\begin{aligned} p_{n+1} w_{n+1}(\theta_1, \dots, \theta_{n+1}) &= \frac{1}{T_n} \delta\left(T_c - \sum_{i=1}^{n+1} \theta_i\right) \int_{T_c}^{\infty} w(T_{n.1}) \int_{T_{n.1}-T_c}^{T_{n.1}} \delta(T_{n.1} - \tau_0 - \theta_1) \times \\ &\times \underbrace{\int_0^{\tau_0+T_c-T_{n.1}} \delta(T_{n.2} - \theta_2) w(T_{n.2}) \dots \int_0^{\tau_0+T_c-\sum_{i=1}^{n-1} T_{n.i}} \delta(T_{n.n} - \theta_n) w(T_{n.n})}_{n-1} \times \\ &\times \int_{\theta_{n+1}}^{\infty} w(T_{n.n+1}) dT_{n.n+1} \underbrace{dT_{n.n} \dots dT_{n.2}}_{n-1} d\tau_0 dT_{n.1} + \frac{1}{T_n} \delta\left(T_c - \sum_{i=1}^{n+1} \theta_i\right) \int_0^{T_c} w(T_{n.1}) \times \\ &\times \underbrace{\int_0^{T_{n.1}} \delta(T_{n.1} - \tau_0 - \theta_1) \int_0^{\tau_0+T_c-T_{n.1}} \delta(T_{n.2} - \theta_2) w(T_{n.2}) \dots \int_0^{\tau_0+T_c-\sum_{i=1}^{n-1} T_{n.i}} \delta(T_{n.n} - \theta_n) w(T_{n.n})}_{n-1} \times \\ &\times \int_{\theta_{n+1}}^{\infty} w(T_{n.n+1}) dT_{n.n+1} \underbrace{dT_{n.n} \dots dT_{n.2}}_{n-1} d\tau_0 dT_{n.1}, \end{aligned}$$

где  $\delta(x)$  – дельта-функция.

Находя интегралы при различных значениях  $n$ , подставляя полученные соотношения в (1), и, находя интегралы по  $\theta_{n+1}$  в пределах от 0 до  $T_c - \sum_{i=1}^n \theta_i$ , выражение (1) для вероятности ошибочного приема бита представим в следующем виде:

$$\begin{aligned} \bar{p}_b &= p_1 p_{b,1}(T_c) + \int_0^{T_c} p_2 w_2(\theta_1, T_c - \theta_1) p_{b,2}(\theta_1, T_c - \theta_1) d\theta_1 + \\ &+ \sum_{n=2}^{\infty} \int_0^{T_c} \dots \int_0^{T_c - \sum_{j=1}^{i-1} \theta_j} \dots \int_0^{T_c - \sum_{i=1}^{n-1} \theta_i} p_{n+1} w_{n+1}\left(\theta_1, \dots, \theta_n, T_c - \sum_{i=1}^n \theta_i\right) \times \\ &\times p_{b,n+1}\left(\theta_1, \dots, \theta_i, \dots, T_c - \sum_{i=1}^n \theta_i\right) d\theta_n \dots d\theta_i \dots d\theta_1, \end{aligned} \quad (5)$$

где

$$p_1 w_1(T_c) = \frac{1}{T_n} \left( \bar{T}_n - \int_0^{T_c} x w(x) dx - T_c [1 - W(T_c)] \right), \quad (6)$$

$$p_2 w_2(\theta_1, T_c - \theta_1) = \frac{1}{T_n} [1 - W(\theta_1)] [1 - W(T_c - \theta_1)], \quad (7)$$

$$p_{n+1} w_{n+1}(\theta_1, \dots, \theta_n, T_c - \sum_{i=1}^n \theta_i) = \frac{1}{T_n} [1 - W(\theta_1)] \prod_{i=2}^n w(\theta_i) \left[ 1 - W\left(T_c - \sum_{i=1}^n \theta_i\right) \right]. \quad (8)$$

Таким образом, оценка влияния ХИП со случайной длительностью радиоимпульса осуществляется в соответствии с (5), с учетом соотношений (6) – (8), зависящих от закона распределения длительностей радиоимпульсов ХИП.

В качестве примера использования полученных вероятностных характеристик при оценке помехоустойчивости цифрового канала решим актуальную задачу оценки помехоустойчивости канала с квадратурной амплитудной манипуляцией (КАМ), широко применяемой для повышения пропускной способности каналов передачи данных под воздействием ХИП, у которой от импульса к импульсу меняется начальная фаза высокочастотного заполнения.

### Пример оценки вероятности ошибочного приема бита под воздействием ХИП в канале с КАМ

Помехоустойчивость КАМ сигнала под воздействием сигналподобных помех в настоящее время исследована недостаточно. В [11] и [12] исследовано воздействие гармонической помехи (ГП) (в этом случае на длительности тактового интервала помеха – синусоидальное колебание с постоянной амплитудой и частотой и равномерно распределенной начальной фазой), а также исследовано воздействие ХИП со случайной начальной фазой радиоимпульса и постоянной длительностью тактового интервала, равной длительности тактового интервала в подавляемом канале, (внутри произвольного тактового интервала происходит одно изменение начальной фазы, а распределение момента изменения начальной фазы – равномерное внутри тактового интервала). При этом получены аналитические выражения для средней вероятности ошибочного приема символа [11] и бита [12] в зависимости от отношения помеха сигнал на входе подавляемого приемника. Оценка вероятности ошибочного приема бита в канале с КАМ под воздействием ХИП с длительностями радиоимпульсов не равными длительностям тактового интервала и со случайными длительностями радиоимпульсов не проводилась.

Рассмотрим канал передачи данных с КАМ с квадратным сигнальным созвездием, в котором комбинация из  $m$  передаваемых битов соотносится с передаваемым символом в соответствии с кодом Грея [2]. Количество возможных символов ( $M \geq 4$ ) представляет собой четную степень двойки, а количество битов, соответствующих символу равно  $m = \log_2 M$ . Сигнал, соответствующий передаваемому символу, со средней мощностью  $P_c$  и несущей частотой  $\omega$  на входе демодулятора на произвольном тактовом интервале длительностью  $T_c$  представляется в виде суммы двух квадратурных сигналов с амплитудной манипуляцией (АМ)

$$z_c(t) = c\sqrt{2P_c} A_s \cos(\omega t) - c\sqrt{2P_c} A_o \sin(\omega t), \quad 0 < t < T_c. \quad (9)$$

Амплитуды синфазной  $A_s$  и квадратурной  $A_Q$  составляющих сигнала могут принимать целые нечетные значения в интервале  $1 - \sqrt{M}, \dots, \sqrt{M} - 1$ . Пара значений  $A_s, A_Q$  определяет передаваемый на рассматриваемом интервале символ, а постоянная  $c$  – нормирующий множитель, зависящий от количества символов и определяемый выражением

$$c = \sqrt{\frac{3}{2(M-1)}}. \quad (10)$$

ХИП со средней мощностью  $P_n$ , у которой момент окончания предыдущего радиоимпульса является моментом начала следующего, частота совпадает с частотой сигнала, а начальная фаза каждого радиоимпульса равновероятна, представим на этом же интервале, как и сигнал (9), в квадратурном виде:

$$z_n(t) = \begin{cases} \sqrt{2P_n} \cos(\varphi_1) \cos(\omega t) - \sqrt{2P_n} \sin(\varphi_1) \sin(\omega t), & \text{при } 0 \leq t < \theta_1, \\ \dots \\ \sqrt{2P_n} \cos(\varphi_k) \cos(\omega t) - \sqrt{2P_n} \sin(\varphi_k) \sin(\omega t), & \text{при } \sum_{i=1}^{k-1} \theta_i \leq t < \sum_{i=1}^k \theta_i, \\ \dots \\ \sqrt{2P_n} \cos(\varphi_{n+1}) \cos(\omega t) - \sqrt{2P_n} \sin(\varphi_{n+1}) \sin(\omega t), & \text{при } \sum_{i=1}^n \theta_i \leq t < T_c, \end{cases} \quad (11)$$

где  $\varphi_1, \dots, \varphi_{n+1}$  – независимые равномерно распределенные в интервалах от 0 до  $2\pi$  разности начальных фаз помехи и сигнала.

В выражении (11)  $\theta_i, i = 1, \dots, n+1$  – промежутки времени в пределах тактового интервала, на каждом из которых значение разности фаз помехи и сигнала  $\varphi_i$  остается постоянным.

Для вероятности ошибочного приема бита в канале с КАМ, использующем код Грея, на основе результатов, полученных в [13] путем представления процесса демодуляции КАМ сигнала как процесса раздельной когерентной демодуляции двух квадратурных АМ сигналов, входящих в (9), можно записать следующее выражение

$$p_{b,n+1}(\theta_1, \dots, \theta_i, \dots, \theta_{n+1}) = \frac{2}{\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \sum_{k=1}^{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} (-1)^{\lfloor i \frac{2^{k-1}}{\sqrt{M}} \rfloor} \times \\ \times \left( 2^{k-1} - \left\lfloor i \frac{2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right) p_{2i+1}(\theta_1, \dots, \theta_i, \dots, \theta_{n+1}), \quad (12)$$

где  $\lfloor x \rfloor$  – округление  $x$  до ближайшего целого значения в меньшую сторону.

Если считать, что при когерентной демодуляции в отсутствие помехи определяются значения амплитуд квадратурных составляющих сигнала  $c\sqrt{2P_c}A_s$  и  $c\sqrt{2P_c}A_Q$ , то при наличии помехи (11) к ним добавляются случайные составляющие, которые обозначим  $x_s$  и  $x_c$ , равные

$$x_s = \sum_{i=1}^{n+1} \frac{\theta_i}{T_c} \cos(\phi_i),$$

$$x_c = \sum_{i=1}^{n+1} \frac{\theta_i}{T_c} \sin(\varphi_i). \quad (13)$$

Вероятность  $p_{2i+1}(\theta_1, \dots, \theta_i, \dots, \theta_{n+1})$  в (12) представляет собой вероятность того, что случайная величина  $x_s$  или  $x_c$  отличается от истинного значения амплитуды соответствующего АМ сигнала на величину большую, чем  $(2i+1)\frac{c}{\sqrt{h}}$ , где  $h = \frac{P_n}{P_c}$  – отношение средней мощности помехи к средней мощности сигнала.

В соответствии с [14] плотности распределения  $x_s$  и  $x_c$  одинаковы и имеют вид:

$$w(x) = \frac{1}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \cos(\pi kx) \prod_{i=1}^{n+1} J_0\left(\pi k \frac{\theta_i}{T_c}\right), \text{ при } -1 < x < 1, \quad (14)$$

где  $J_0(z)$  – функция Бесселя первого рода.

Интегрируя (14) в пределах от  $(2i+1)\frac{c}{\sqrt{h}}$  до 1, получим:

$$p_{2i+1}(\theta_1, \dots, \theta_i, \dots, \theta_{n+1}) = \frac{1}{2} \left[ 1 - (2i+1)\frac{c}{\sqrt{h}} \right] - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{\pi k} \sin \left[ \pi k (2i+1)\frac{c}{\sqrt{h}} \right] \prod_{i=1}^{n+1} J_0 \left( \pi k \frac{\theta_i}{T_c} \right). \quad (15)$$

При оценке вероятности ошибочного приема бита в соответствии с (5), с учетом (12) и (15) рассмотрим случай, когда длительности радиоимпульсов ХИП являются случайными величинами с экспоненциальным законом распределения и случай когда длительности радиоимпульсов ХИП постоянны.

Пусть длительность радиоимпульса ХИП имеет экспоненциальное распределение, в соответствии с плотностью

$$w(T_n) = \frac{1}{\bar{T}_n} e^{-\frac{T_n}{\bar{T}_n}}, \quad T_n > 0, \quad (16)$$

где  $\bar{T}_n$  – среднее значение.

Тогда, в соответствии с (6) – (8), получим:

$$p_1 w_1(T_c) = e^{-\frac{T_c}{\bar{T}_n}},$$

$$p_2 w_2(\theta_1, T_c - \theta_1) = \frac{1}{\bar{T}_n} e^{-\frac{T_c}{\bar{T}_n}}, \quad (17)$$

$$p_{n+1} w_{n+1}\left(\theta_1, \dots, \theta_n, T_c - \sum_{i=1}^n \theta_i\right) = \frac{1}{\bar{T}_n^n} e^{-\frac{T_c}{\bar{T}_n}}.$$

Подставляя (17), (12) и (15) в (5), и учитывая при этом, что в соответствии с (15) при  $n = 0$  и  $\theta_1 = T_c$

$$p_{2i+1}(T_c) = \begin{cases} 0, & \text{при } (2i+1)\frac{c}{\sqrt{h}} > 1, \\ \frac{1}{\pi} \arccos \left[ (2i+1)\frac{c}{\sqrt{h}} \right], & \text{при } (2i+1)\frac{c}{\sqrt{h}} < 1, \end{cases} \quad (18)$$

при  $n = 1$  и  $\theta_2 = T_c - \theta_1$

$$\int_0^{T_c} p_{2i+1}(\theta_1, T_c - \theta_1) d\theta_1 = \begin{cases} 0, & \text{при } (2i+1)\frac{c}{\sqrt{h}} > 1, \\ \frac{1}{2} \left[ 1 - (2i+1)\frac{c}{\sqrt{h}} \right], & \text{при } (2i+1)\frac{c}{\sqrt{h}} < 1, \end{cases} \quad (19)$$

а при  $n \geq 2$  интегралы

$$\int_0^{T_c} \dots \int_0^{T_c - \sum_{j=1}^{i-1} \theta_j} \dots \int_0^{T_c - \sum_{i=1}^{n-1} \theta_i} p_{2i+1}(\theta_1, \dots, \theta_i, \dots, T_c - \sum_{i=1}^n \theta_i) d\theta_n \dots d\theta_i \dots d\theta_1,$$

с учетом приведенного в [15] соотношения,

$$\int_0^a J_\mu[c(a-x)] J_\nu(cx) dx = \frac{2}{c} \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{\mu+\nu+2k+1}(ac), \quad [\operatorname{Re} \mu > -1, \operatorname{Re} \nu > -1],$$

можно представить в виде:

$$\frac{1}{2} \left[ 1 - (2i+1)\frac{c}{\sqrt{h}} \right] - \frac{n!}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{2}{\pi k} \right)^{n+1} \sin \left[ \pi k (2i+1)\frac{c}{\sqrt{h}} \right] \sum_{k_1=0}^{\infty} \dots \sum_{k_j=0}^{\infty} \dots \sum_{k_n=0}^{\infty} (-1)^m J_{2m+n}(\pi r), \quad (20)$$

где  $m = \sum_{j=1}^n k_j$ , а, изменив порядок суммирования, (20) приведем к виду

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \left[ 1 - (2i+1)\frac{c}{\sqrt{h}} \right] - \frac{n}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{2}{\pi k} \right)^{n+1} \left[ \pi k (2i+1)\frac{c}{\sqrt{h}} \right] \times \\ & \times \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m (m+1)_n J_{2m+n}(\pi k), \quad (2i+1)\frac{c}{\sqrt{h}} < 1, \end{aligned} \quad (21)$$

где  $(m+1)_n = \prod_{j=1}^{n-1} (m+j) = \frac{(m+n-1)!}{m!} = (m+1)(m+2)\dots(m+n-1)$  – символ

Похгаммера [15].

С учетом проведенных преобразований запишем окончательное выражение для вероятности ошибочного приема бита при экспоненциально распределенной длительности радиоимпульса ХИП:

$$\bar{p}_b = \frac{2}{\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \sum_{k=1}^{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} (-1)^{\lfloor \frac{i 2^{k-1}}{\sqrt{M}} \rfloor} \left( 2^{k-1} - \left[ i \frac{2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \right] \right) \bar{p}_{2i+1}, \quad (22)$$

где

$$\begin{aligned} \bar{p}_{2i+1} = & e^{-\frac{T_c}{\bar{T}_n}} \frac{1}{\pi} \arccos \left[ (2i+1) \frac{c}{\sqrt{h}} \right] + \frac{1}{2} \left[ 1 - (2i+1) \frac{c}{\sqrt{h}} \right] \times \\ & \times \left( 1 - e^{-\frac{T_c}{\bar{T}_n}} \right) - e^{-\frac{T_c}{\bar{T}_n}} \sum_{n=2}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{1}{\pi k} \frac{T_c}{\bar{T}_n} \right)^n \frac{1}{\pi k} \sin \left[ \pi k (2i+1) \frac{c}{\sqrt{h}} \right] \times \\ & \times \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m \frac{(m+n-1)!}{m!(n-1)!} J_{2m+n}(\pi k). \end{aligned} \quad (23)$$

Зависимости  $\bar{p}_b$  от отношения  $\frac{\bar{T}_n}{T_c}$ , построенные на основании выражений

(22) и (23) показаны на рис. 2 сплошными линиями.

В случае, когда радиоимпульсы ХИП имеют постоянную длительность, равную  $\bar{T}_n$ , плотность распределения длительности радиоимпульса ХИП можно записать с использованием дельта-функции

$$w(T_n) = \delta(T_n - \bar{T}_n). \quad (24)$$

В соответствии с (6) – (8), получим:

$$p_1 w_1(T_c) = \begin{cases} 1 - \frac{T_c}{\bar{T}_n}, & \text{при } T_c < \bar{T}_n, \\ 0, & \text{при } T_c \geq \bar{T}_n. \end{cases} \quad (25)$$

$$p_2 w_2(\theta_1, T_c - \theta_1) = \begin{cases} \frac{1}{\bar{T}_n}, & \text{при } T_c \leq \bar{T}_n, 0 \leq \theta_1 \leq T_c, \\ \frac{1}{\bar{T}_n}, & \text{при } \frac{T_c}{2} \leq \bar{T}_n < T_c, T_c - \bar{T}_n \leq \theta_1 \leq \bar{T}_n, \\ 0, & \text{при } \bar{T}_n < \frac{T_c}{2}. \end{cases} \quad (26)$$

$$p_{n+1} w_{n+1}(\theta_1, \dots, \theta_n, T_c - \sum_{i=1}^n \theta_i) = \begin{cases} 0, & \text{при } n < \left\lceil \frac{T_c}{\bar{T}_n} \right\rceil, \\ \frac{1}{\bar{T}_n}, & \text{при } n = \left\lceil \frac{T_c}{\bar{T}_n} \right\rceil, T_c - n\bar{T}_n \leq \theta_1 \leq \bar{T}_n, \theta_i = \bar{T}_n, i = 2, \dots, n-1, \\ \frac{1}{\bar{T}_n}, & \text{при } n = \left\lceil \frac{T_c}{\bar{T}_n} \right\rceil, 0 \leq \theta_1 \leq T_c - (n-1)\bar{T}_n, \theta_i = \bar{T}_n, i = 2, \dots, n-1, \\ 0, & \text{при } \left\lceil \frac{T_c}{\bar{T}_n} \right\rceil < n, \end{cases} \quad (27)$$

где  $\lceil x \rceil$  – округление  $x$  до ближайшего целого значения в большую сторону.

Таким образом, в случае ХИП с фиксированной длительностью радиоимпульса вероятность ошибочного приема бита определяется в соответствии с выражением (22), в котором, при  $\bar{T}_n > T_c$ , с учетом (17) и (18), (26) и (27):

$$\begin{aligned} \bar{p}_{2i+1} &= \frac{1}{\pi} \left( 1 - \frac{T_c}{\bar{T}_n} \right) \arccos \left[ (2i+1) \frac{c}{\sqrt{h}} \right] + \\ &+ \frac{1}{2} \frac{T_c}{\bar{T}_n} \left[ 1 - (2i+1) \frac{c}{\sqrt{h}} \right], (2i+1) \frac{c}{\sqrt{h}} < 1, \end{aligned} \quad (28)$$

а при  $\bar{T}_n < T_c$ , с учетом (27) и (28) и интегрирования по  $\theta_1$ , получим:

$$\begin{aligned} \bar{p}_{2i+1} &= \frac{1}{2} \left[ 1 - (2i+1) \frac{c}{\sqrt{h}} \right] + \frac{T_c}{\bar{T}_n} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(\pi k)^2} \sin \left[ \pi k (2i+1) \frac{c}{\sqrt{h}} \right] \times \\ &\times \left\{ (-1)^k J_0^{n-1} \left( \pi k \frac{\bar{T}_n}{T_c} \right) \sin \left[ \pi k (n-1) \frac{\bar{T}_n}{T_c} \right] - (-1)^k J_0^n \left( \pi k \frac{\bar{T}_n}{T_c} \right) \times \right. \\ &\sin \left[ \pi k n \frac{\bar{T}_n}{T_c} \right] + 8 J_0^{n-2} \left( \pi k \frac{\bar{T}_n}{T_c} \right) \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{s=0}^{\infty} (-1)^{m+s} J_m \left( \pi k \frac{\bar{T}_n}{T_c} \right) \times \\ &\left. \times J_s \left( \pi k \frac{\bar{T}_n}{T_c} \right) \sum_{p=0}^{\infty} (-1)^p J_{m+s+2p+1} \left[ \pi k \left( 1 - n \frac{\bar{T}_n}{T_c} \right) \right] \right\}, (2i+1) \frac{c}{\sqrt{h}} < 1, \end{aligned} \quad (29)$$

где  $n = \left\lfloor \frac{T_c}{\bar{T}_n} \right\rfloor$ .

Зависимости вероятности ошибочного приема бита от отношения  $\bar{T}_n/T_c$  и приведены на рис. 2 штриховыми линиями.

В случае, когда при  $\bar{T}_n < T_c$  длительность тактового интервала сигнала кратна длительности импульса ХИП ( $\bar{T}_n/T_c = n$ , где  $n$  – целое число), после нахождения интегралов по  $\theta_1$ , получим

$$\begin{aligned} \bar{p}_{2i+1} &= \frac{1}{2} \left[ 1 - (2i+1) \frac{c}{\sqrt{h}} \right] - n \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(\pi k)^2} \sin \left[ \pi k (2i+1) \frac{c}{\sqrt{h}} \right] \times \\ &\times \sin \left[ \frac{\pi k}{n} \right] J_0^{n-1} \left( \frac{\pi k}{n} \right), (2i+1) \frac{c}{\sqrt{h}} < 1. \end{aligned} \quad (30)$$

На рис. 2 значения, полученные с использованием выражений (23) и (30), показаны точками.

Из представленных зависимостей видно, что вероятность ошибочного приема бита в канале с КАМ, при заданном отношении помеха/сигнал, возрастает с увеличением длительности радиоимпульса ХИП. Однако, при этом по отношению к сигналу, ХИП может рассматриваться как узкополосная помеха, а, как известно [16], при наличии существенных частотных различий между спектрами сигнала и помехи упрощается реализация алгоритмов адаптивной компенсации помех. При приближении структуры ХИП к структуре КАМ сигнала,

при  $T_n < 2T_c$ , наблюдается уменьшение вероятности ошибочного приема бита, и более существенно оно проявляется при отношениях помеха/сигнал близких к единице, в случае, если длительность радиоимпульса ХИП постоянна, чем в случае ХИП со случайной, распределенной по показательному закону длительностью радиоимпульса. Поэтому, при малых отношениях помеха/сигнал, ХИП со случайной длительностью радиоимпульса является более неблагоприятной для КАМ канала сигналоподобной помехой, чем ХИП с постоянной длительностью радиоимпульса.

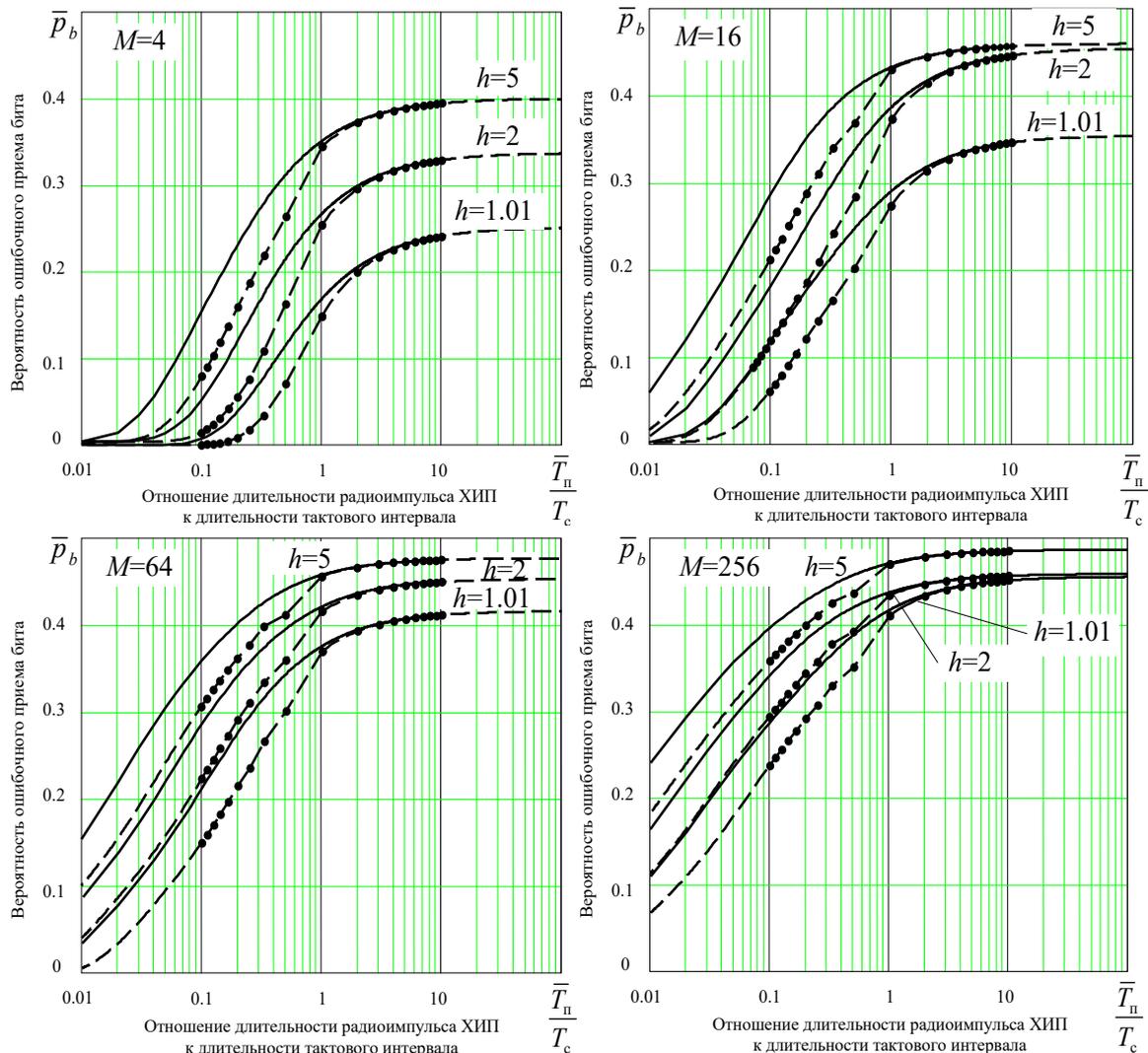


Рис. 2. Зависимости вероятности ошибочного приема бита от отношения длительности радиоимпульса ХИП к длительности тактового интервала

Полученные аналитические выражения и графические зависимости могут быть использованы для обоснования структур наиболее неблагоприятных помех каналам передачи информации с КАМ при решении задач разрушения информации, защиты информации или обеспечения электромагнитной совместимости РЭС. Используемая математическая модель может являться основой для оценки помехоустойчивости канала с КАМ на фоне помех с другими структурами.

## Выводы

В отличие от широко используемых для оценки помехоустойчивости цифровых каналов передачи информации моделей сигналоподобных помех, в работе рассмотрена ХИП со случайной длительностью радиоимпульса, описываемой произвольным законом распределения.

В результате аналитического моделирования процесса воздействия ХИП со случайными длительностями радиоимпульсов на цифровой канал передачи данных получены вероятностные характеристики, описывающие взаимосвязь количества радиоимпульсов ХИП и длительностей радиоимпульса ХИП внутри тактового интервала передачи символа в канале. Полученные вероятностные характеристики позволяют оценить влияние закона распределения длительности радиоимпульса ХИП и параметров закона распределения на качество передачи информации по каналу под воздействием ХИП, что актуально при решении большинства задач в процессе разработки средств и способов разрушения информации, ее защиты или способов обеспечения ЭМС РЭС.

Приведен пример использования полученных вероятностных характеристик при оценке вероятности ошибочного приема бита в канале с КАМ с квадратным сигнальным созвездием, использующем код Грея под воздействием ХИП со случайной, экспоненциально распределенной длительностью и равномерно распределенной фазой радиоимпульса и под воздействием ХИП с фиксированной длительностью и равномерно распределенной начальной фазой радиоимпульса

На основе полученных в работе аналитических соотношений может оцениваться вероятность ошибочного приема бита в каналах с другими видами манипуляции и на фоне ХИП с произвольным законом распределения длительности радиоимпульсов.

## Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2007. – 1104 с.
2. Прокис Дж. Цифровая связь. – М.: Радио и связь, 1991. – 296 с.
3. Защита от радиопомех / под ред. М. В. Максимова. – М.: Советское Радио, 1976. 476 с.
4. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / под ред. В. Г. Радзиевского. – М.: Радиотехника, 2006. – 424 с.
5. Орлов А. Ю., Павловский М. В., Петров А. В. Оценка влияния несинхронных фазоманипулированных помех на эффективность работы двоичного фазоманипулированного канала передачи изображений // Радиотехника. 2007. № 5. С. 42-45.
6. Петров А. В. Помехоустойчивость приема сигналов с двоичной фазовой манипуляцией при воздействии хаотической импульсной помехи со случайной длительностью и фазой радиоимпульса // Радиотехника. 2018. № 8. С. 28-33.
7. Петров А. В., Михалёв В. В. Вероятность ошибочного приема бита в канале передачи данных с двоичной фазовой манипуляцией на фоне

хаотической импульсной помехи с постоянной длительностью и случайной фазой радиоимпульса // Труды XXV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация и связь» (Воронеж, 16–18 апреля 2019 г.). Воронеж: Издательский дом ВГУ. 2019. Т. 5. С. 155–162.

8. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. – М.: Высшая школа, 1988. – 576 с.

9. Вентцель Е. С., Овчаров Л. А. Задачи и упражнения по теории вероятностей. – М.: Высшая школа, 2000. – 366 с.

10. Лившиц Н. А., Пугачев В. Н. Вероятностный анализ систем автоматического управления. – М.: Советское радио, 1963. – 896 с.

11. Петров А. В. Вероятность ошибочного приема символа в канале с квадратурной амплитудной манипуляцией под воздействием манипулированной по фазе помехи. // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2018. № 5. С. 47-53.

12. Ложкин К. Ю., Петров А. В., Прожеторко С. С. Аналитические зависимости средней вероятности искажения бита М-КАМ сигнала на фоне гармонической или фазоманипулированной помех // Электромагнитные волны и электронные системы. 2018. № 5. С. 32-41.

13. Cho K., Yoon D. On the general BER Expression of One-and Two-Dimensional Amplitude Modulations // IEEE Transactions on Communication. 2002. Vol. 50. No. 7. P. 1074-1080.

14. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.

15. Прудников А. П., Брычков Ю. А., Маричев О. И. Интегралы и ряды. Специальные функции. – М.: Физматлит, 2003. – 664 с.

16. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / под ред. Ю. И. Лосева. – М.: Радио и связь, 1988. – 208 с.

### References

1. Sklyar B. *Digital communications. Fundamentals and applications*. Prentice Hall, 2001. 1079 p.

2. Proakis J. G. *Digital communications*. McGraw-Hill, 1995. 905 p.

3. *Zashchita ot radiopomekh* [Protection from jamming]. Edited by M. V. Maksimov. Moscow, Sov. Radio Publ., 1976. 476 p. (in Russian).

4. *Sovremennaya radioelektronnaya bor'ba. Voprosy metodologii* [Modern electronic warfare. Methodology issues]. Edited by V. G. Radzievsky. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2006. 424 p. (in Russian).

5. Orlov A. YU., Pavlovskij M. V., Petrov A. V. Ocenka vliyaniya nesinhronnyh fazomanipulirovannyh pomekh na effektivnost' raboty dvoichnogo fazomanipulirovannogo kanala peredachi izobrazhenij [Evaluation of the influence of non-synchronous phase-shift jam on the efficiency of the binary phase-shift channel image transmission]. *Radiotekhnika*, 2007, no. 5, pp. 42-45 (in Russian).

6. Petrov A. V. Pomekhoustojchivost' priema signalov s dvoichnoj fazovoj manipulyaciej pri vozdejstvii haoticheskoj impul'snoj pomekhi so sluchajnoj dlitel'nost'yu i fazoj radioimpul'sa [Anti-jam robustness of binary phase-shift keyed signals receiving under the impact of chaotic impulsive jamming with random

duration and phase of radio-impulse]. *Radiotekhnika*, 2018, no. 8, pp. 28-33 (in Russian).

7. Petrov A. V., Mihalyov V. V. Veroyatnost' oshibochnogo priema bita v kanale peredachi dannyh s dvoichnoj fazovoj manipulyaciej na fone haoticheskoy impul'snoj pomekhi s postoyannoj dlitel'nost'yu i sluchajnoj fazoj radioimpul'sa [Bit-error rate in data channel with binary phase-shift keyed signals receiving under the impact of chaotic impulse jamming with constant duration and random phase of radio-impulse]. *XXV scientific and technical conferece "Radar, navigation, communication"*. Voronezh, Voronezh State University Publ., vol. 5, pp. 155-162 (in Russian).

8. Ventcel' E. S. *Teoriya veroyatnostej* [Probability theory]. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 1988. 576 p. (in Russian).

9. Ventcel' E. S., Ovcharov L. A. *Zadachi i uprazhneniya po teorii veroyatnostej* [Tasks and exercises on probability theory]. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 2000. 366 p. (in Russian).

10. Livshic N. A., Pugachev V. N. *Veroyatnostnyj analiz sistem avtomaticheskogo upravleniya* [Probabilistic analysis of automatic control systems]. Moscow, Sov. Radio Publ, 1963. 896 p. (in Russian).

11 Petrov A. V. Veroyatnost' oshibochnogo priema simvola v kanale s kvadraturnoj amplitudnoj manipulyaciej pod vozdejstviem manipulirovannoj po faze pomekhi [Symbol error rate in channel, using quadrature amplitude modulation, under the impact of phase-shift keyed jamming]. *Journal Information – measuring and Control Systems*, 2018, no. 5, pp. 47-53 (in Russian).

12. Lozhkin K. YU., Petrov A. V., Prozhhetorko S. S. Analiticheskie zavisimosti srednej veroyatnosti iskazheniya bita M-KAM signala na fone garmonicheskoy ili fazomanipulirovannoj pomekh [Analytical dependences of bit distortion average probability M-QAM of a signal against harmonic or PSK interference]. *Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy*, 2018, no. 5, pp. 32-41 (in Russian).

13. Cho K., Yoon D. On the general BER Expression of One-and Two-Dimensional Amplitude Modulations. *IEEE Transactions on Communication*, 2002, vol. 50, no. 7, p. 1074-1080.

14. Levin B. R. *Teoreticheskie osnovy statisticheskoy radiotekhniki* [Theoretical foundations of statistical radio engineering.]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1989. 656 p. (in Russian).

15. Prudnikov A. P., Brychkov YU. A., Marichev O. I. *Integraly i ryady. Special'nye funktsii* [Integrals and series. Special functions]. Moscow, Fizmatlit Publ., 2003. 664p. (in Russian).

16. *Adaptivnaya kompensaciya pomekh v kanalah svyazi* [Adaptive compensation of jamming in communication channels]. Edited by YU. I. Losev. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1988. 208 p. (in Russian).

### Информация об авторах

*Петров Андрей Викторович* – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры боевого применения средств радиоэлектронной борьбы (с наземными системами управления). Военный учебно-научный центр Военно-воздушных

сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж). Область научных интересов: статистические методы синтеза оптимальных помех и оценка эффективности функционирования систем радиосвязи в условиях помех произвольной структуры. E-mail: andvikpetrov@yandex.ru

*Михалёв Валерий Вадимович* – соискатель ученой степени кандидата технических наук. Адъюнкт кафедры боевого применения средств радиоэлектронной борьбы (с наземными системами управления). Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж). Область научных интересов: статистические методы синтеза оптимальных помех и оценка эффективности функционирования систем радиосвязи в условиях помех произвольной структуры. E-mail: vajierka@mail.ru

Адрес: 394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54А.

---

## Bit-Error Rate in a Digital Data Transmitting Channel at Chaotic Impulse Noise with Random Radio-Pulse Duration Action

A. V. Petrov, V. V. Mikhalev

**Problem statement:** ensuring protection or destruction of information transmitted by digitally modulated signals in the radio wave range, implies an anti-jamming robustness assessment of a data transmission channel at signal-like interference action. One of the possible types of such interference is chaotic pulse jamming (CPJ) which is a kind of sequence of non-overlapping radio pulses with randomly duration changes from pulse to pulse. When estimating the bit-error rate in CPJ environment, it becomes necessary to take into account the probabilistic characteristics describing the number and duration of CPJ radio pulses affecting the channel at an arbitrary signal transmission interval. **The aim of the work** is to find the probability of a given number of CPJ radio pulses falling in the signal transmission interval in a data transmission channel as well as the probability distribution density of CPJ pulse durations within the signal transmission interval in order to estimate the bit-error rate in digital data transmission channels under the influence of CPJ with random radio pulse duration. **Methods used:** when evaluating the probabilistic characteristics, CPJ has been considered in which the end of the previous radio pulse is the beginning of the next one. It is assumed that the sequence of such moments on the time axis forms the Palm flow. An arbitrary signal transmission interval is a randomly selected segment of a given duration on the time axis. The number of flow moments and the duration of the intervals between them are related to the duration of CPJ impulses by deterministic functional transformations, so that why the desired characteristics are obtained using the methods of finding the probability characteristics for functions of random variables. **Novelty:** in contrast to the models of signal-like interference that are widely used to assess the anti-jamming robustness of digital data transmission channels, the paper discusses CPJ with a random duration of a radio pulse, described by the arbitrary distribution law. **Result:** analytical expressions have been obtained for the probabilistic characteristics describing the number and duration of CPJ radio pulses affecting the digital data transmission channel at the arbitrary time interval, which make it possible to assess the bit-error rate in digital data transmission channels. **Practical significance:** the obtained analytical expressions can be used to evaluate the anti-jamming robustness of digital data transmission channels, substantiate the structures of the most unfavorable interference for them while developing means and methods for information destruction or protection and also in the interests of ensuring the electromagnetic compatibility of electronic facilities.

**Keywords:** chaotic pulse jamming, bit-error rate, jamming-to-signal ratio, interference radio pulse to signal radio pulse duration ratio, uniformly distributed initial phase of radio pulse, quadrature amplitude shift keying.

### Information about Authors

*Andrey Viktorovic Petrov* – Ph.D. of Engineering Sciences, associate professor, associate professor at the Department of Combat Use of the Electronic Warfare Assets (with ground control systems). Military Educational and Scientific Center of the Air Force “N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin Air Force Academy” (Voronezh). Research interests: statistical methods for optimal interference synthesis and evaluation of the performance of radio communication systems in arbitrary interference environment. E-mail: andviktpetrov@yandex.ru

*Valeriy Vadimovich Mikhalev* – doctoral student. The postgraduate student of the Department of Combat Use of the Electronic Warfare Assets (with ground control systems). Military Educational and Scientific Center of the Air Force “N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin Air Force Academy” (Voronezh). Research interests: statistical methods for optimal interference synthesis and evaluation of the performance of radio communication systems in arbitrary interference environment. E-mail: vajieпка@mail.ru

Address: Russia, 394064, Voronezh, ul. Staryh Bolshevikov, 54A.