

# Исследование помехоустойчивости приема сигналов стандарта *LoRa* на фоне непреднамеренных узкополосных помех

Д. И. Бучинский, Ю. Н. Копалов, П. А. Маслаков, М. Д. Моисеев

Военно-космическая академия имени А.Ф.Можайского

vka@mil.ru

**Аннотация.** В статье представлены результаты исследования помехоустойчивости приема сигналов стандарта *LoRa* на фоне узкополосных непреднамеренных помех. В качестве модели непреднамеренной помехи был рассмотрен узкополосный случайный гауссовский процесс с ограниченным спектром. В качестве показателя помехоустойчивости использовалась вероятность символьной ошибки. Исследование проводилось с помощью имитационного моделирования.

**Ключевые слова:** *LoRa* модуляция, помехоустойчивость, непреднамеренные помехи, узкополосная гауссовская помеха

## I. ВВЕДЕНИЕ

Обширное внедрение различных устройств, которые используют для взаимодействия между собой беспроводные сети передачи данных и воплощают концепцию интернета вещей (*Internet of Things*), привело к широкому распространению новых протоколов передачи данных. Одним из таких протоколов является *LoRaWan*. Основой реализации физического уровня этого протокола, называемого *LoRaPHY*, является линейная частотная модуляция со смещением частоты. Протокол *LoRaPHY* определяет используемые значения параметров сигналов с такой модуляцией. Поэтому линейную частотную модуляцию со смещением частоты, параметры которой удовлетворяют, требованиям протокола *LoRaPHY* принято называть *LoRa* модуляцией. Использование таких сигналов позволяет создавать системы связи, обладающие высокой помехоустойчивостью, большой дальностью действия и низким энергопотреблением.

Устройства интернета вещей зачастую функционируют в условиях сложной и динамично меняющейся электромагнитной обстановки. Поэтому применение протокола *LoRa* для создания сетей связи устройств интернета вещей обуславливает актуальность исследования помехоустойчивости сигналов с *LoRa* модуляцией. Вопросы помехоустойчивости приема сигналов с *LoRa* модуляцией на фоне аддитивного белого гауссовского шума рассмотрены в [1], [2], [3] на фоне непреднамеренных сигналоподобных помех в [4].

Однако, прием сигналов с *LoRa* модуляцией зачастую происходит на фоне непреднамеренных узкополосных помех. Источником таких непреднамеренных помех могут служить различные системы передачи данных и связи. Для исследования применялось имитационное моделирование, а в качестве показателя помехоустойчивости была выбрана вероятность символьной ошибки.

## II. ОПИСАНИЕ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ

Имитационная модель описывает когерентную демодуляцию *LoRa* символов на фоне непреднамеренной узкополосной помехи в условиях установленной синхронизации.

### A. Формирование полезного сигнала

Передаваемый сигнал при использовании *LoRa* модуляции представляет собой линейно-частотно модулированное колебание длительностью  $T_s$ , мгновенная частота которого линейно изменяется в полосе сигнала  $BW$ . Передаваемая информация кодируется мгновенной частотой в начале передачи символа. По достижении мгновенной частотой максимального значения происходит ее значение скачком изменяется до минимального, затем продолжается ее линейное изменение до конца передачи символа. В протоколе *LoRaPHY* связь между длительностью одного символа и используемой полосой сигнала определяется соотношением:

$$T_s = 2^{SF} / BW, \quad (1)$$

где  $SF$  – коэффициент расширения спектра.

Протоколом предусмотрены значения коэффициента расширения спектра от 7 до 12. Количество передаваемых канальных бит на один *LoRa* символ равно коэффициенту расширения спектра. Из этого также следует, что размер алфавита канальных символов равен  $2^{SF}$ .

Аналитически *LoRa* символ с нулевым смещением частоты в основной полосе частот может быть описан выражением [5]:

$$s_0(t) = e^{j\pi \frac{BW}{T_s} t^2}, \quad t \in [0, T_s]. \quad (2)$$

Подставляя (1) в (2) и заменяя  $t$  на  $n/BW$ , где  $n = 0, \dots, 2^{SF} - 1$  номер комплексного отсчета, получим значения *LoRa* символа дискретизированного с частотой  $BW$ :

$$s_0(n) = e^{j\pi \frac{n^2}{2^{SF}}}, \quad n = 0, \dots, 2^{SF} - 1. \quad (2)$$

Результаты расчета массива значений *LoRa* символа по формуле (1) и (2) для  $SF = 5$  представлены на рис. 1. Неиспользуемое в протоколе *LoRaPHY* значение

коэффициента расширения спектра использовано с целью наглядности.

Отсчеты *LoRa* символов с произвольным частотным смещением  $k BW / 2^{SF}$ , где  $k = 0, \dots, 2^{SF} - 1$  могут быть получены из полученного по формуле (2) массива значений, путем циклического смещения влево на  $k$ :

$$s_k(n) = s_0(n - k); n, k \in \mathbb{Z}_{2^{SF}}. \quad (3)$$

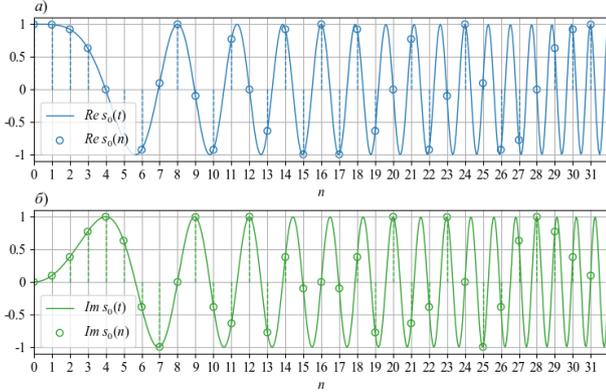


Рис. 1. Значения отсчетов *LoRa* символа с нулевым смещением частоты: а) действительная часть и б) мнимая часть

Как видно из рисунка, при этом начальная фаза колебаний не всегда будет равна 0 в виду того, что к моменту  $k$ -го отсчета из формулы (2) фаза колебания будет равна:

$$\varphi(k) = \frac{\pi k^2}{2^{SF}}. \quad (4)$$

Возможность когерентного приема *LoRa* символов обеспечивается нулевой начальной фазой. Поэтому необходимо вычесть полученный «набег» фазы. Для этого элементы массива, определяемые формулой (3), необходимо поэлементно умножить на величину  $e^{-j\varphi(k)}$ . Легко видеть, что эта величина представляет собой комплексно сопряженное с  $k$ -м отсчетом символа  $s_0$ . Окончательно, отсчеты  $k$ -го символа могут быть описаны формулой:

$$s_k(n) = s_0(n - k) \bar{s}_0(k); n, k \in \mathbb{Z}_{2^{SF}}, \quad (5)$$

где  $\bar{s}_0(k)$  – комплексно сопряженное с  $s_0(k)$ .

### В. Формирование непреднамеренной помехи

Для формирования реализации узкополосной непреднамеренной помехи с помощью генератора случайных чисел формировался случайный массив комплексных отсчетов:

$$i_1(n) = \xi_n + j\psi_n, \quad (6)$$

где  $n$  – номер комплексного отсчета  $n = 0, \dots, 2^{SF} - 1$ ,  $\xi_n, \psi_n$  – независимо распределенные нормальные случайные величины с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией,  $\xi_n, \psi_n \in \mathcal{N}(0, 1)$ .

Затем с помощью быстрого преобразования Фурье вычислялся массив комплексных амплитуд

синусоидальных составляющих реализации гауссовского случайного процесса  $i_1(n)$ :

$$I_1(m) = FFT(i_1(n)). \quad (7)$$

Полученный массив поэлементно умножается на амплитудно-частотную характеристику полосового фильтра с полосой пропускания  $\Delta f$ :

$$I_{\Delta f}(m) = I_1(m) \cdot \Pi_{\Delta f}(m), \quad (8)$$

где  $\Pi_{\Delta f}(m)$  – амплитудно-частотная характеристика полосового фильтра:

$$\Pi_{\Delta f}(m) = \begin{cases} 1, & m \in \left[ \frac{BW - \Delta f}{2}, \frac{BW + \Delta f}{2} \right]; \\ 0, & m \notin \left[ \frac{BW - \Delta f}{2}, \frac{BW + \Delta f}{2} \right]. \end{cases} \quad (9)$$

Временные отсчеты непреднамеренной узкополосной помехи получаются путем выполнения обратного быстрого преобразования Фурье:

$$i_{\Delta f}(n) = IFFT(I_{\Delta f}(m)). \quad (10)$$

Для обеспечения заданного отношения сигнал помеха, результаты расчета обратного быстрого преобразования Фурье уносятся на коэффициент:

$$\sigma = \sqrt{\frac{D(s_k(n))}{D(i_{\Delta f}(n))}} 10^{-\frac{SIR}{10}}. \quad (11)$$

где  $D(\cdot)$  – оценка дисперсии по массиву значений,  $SIR$  – отношение мощностей сигнала и непреднамеренной помехи в дБ.

Пример получаемых по описанному выше алгоритму реализаций узкополосных непреднамеренных помех приведен на рис. 2.

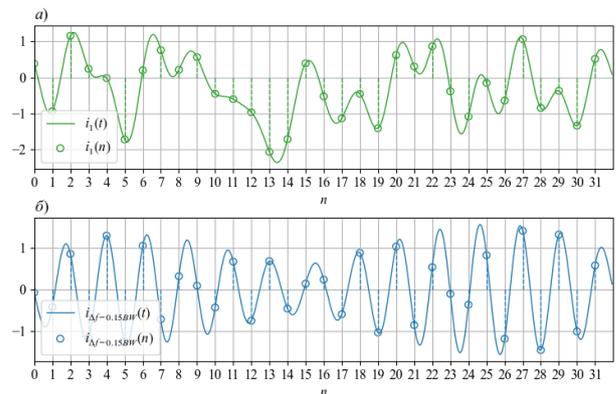


Рис. 2. Реализации а) случайного гауссовского процесса в полосе частот сигнала  $BW$  и б) полученная из этих отсчетов непреднамеренная узкополосная помеха с  $\Delta f = 0,15 BW$

Непрерывные реализации случайных процессов  $i_1(t)$  и  $i_{\Delta f = 0,15(t)}$  на рис. 2 получены интерполяцией отсчетов  $i_1(n)$  и  $i_{\Delta f = 0,15(n)}$  рядом Котельникова. Отметим, что

непреднамеренная помеха  $i_1(n)$  по сути представляет собой белый гауссовский шум в полосе сигнала.

### С. Когерентная демодуляция

Поскольку модель описывает функционирование приемника в условиях установленной синхронизации и выполненной компенсации изменения фазы в процессе распространения сигнала, то когерентная демодуляция LoRa символа, сводится к снятию расширения спектра и вычислению оценки передаваемого канального символа [6].

Для снятия расширения спектра принятая смесь сигнала и помехи умножается на комплексно сопряженный с  $s_0(n)$  сигнал:

$$s_d(n) = (s_k(n) + i_{\Delta f}(n)) \bar{s}_0(n), \quad (12)$$

где  $\bar{s}_0(n)$  – комплексно сопряженный с  $s_0(n)$  сигнал.

Для получения оценки переданного канального символа выполняется быстрое преобразование Фурье от полученного сигнала  $s_d(n)$ :

$$C(m) = FFT(s_d(n)), \quad (13)$$

а в качестве оценки переданного канального символа принимается индекс элемента  $C(m)$  с максимальной действительной частью:

$$\hat{k} = \arg \max_{m \in \{0, \dots, 2^{SF} - 1\}} (\text{Re} C(m)), \quad (14)$$

где  $\hat{k}$  – оценка переданного канального символа.

### Д. Получение оценок вероятности символьной ошибки

Для получения оценок вероятности символьной ошибки при заданных коэффициентах расширения спектра сигнала, полосе частот сигнала, отношении сигнал-помеха, и ширине спектра помехи использовался метод Монте-Карло. В каждой итерации с помощью генератора случайных чисел из равномерного дискретного распределения выбирался канальный символ  $k \in \{0, \dots, 2^{SF} - 1\}$ . В соответствии с формулой (5) рассчитывались значения отсчетов LoRa символа. Для заданных отношений сигнал-помеха и ширины спектра непреднамеренной помехи формировалась случайная реализация непреднамеренной помехи по алгоритму описанному выше. Полученные массивы LoRa символа и реализации непреднамеренной узкополосной помехи поэлементно складывались и из полученной суммы в соответствии с формулами (12), (13) и (14) рассчитывалась оценка принятого канального символа. В случае если оценка принятого канального символа  $\hat{k}$  не совпала со сгенерированным в начале итерации канальным символом  $k$  счетчик ошибок увеличивался на единицу. Вероятность символьной ошибки вычислялась как отношение количества итераций, в которых наблюдалась появление ошибочно принятого символа, к общему числу итераций.

## III. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Моделирование проводилось для сигналов с коэффициентом расширения спектра  $SF = 7, 8, 9$ . Как следует из формул (1)–(3) количество отсчетов, необходимое для описания сигнала, при условии их дискретизации с минимальной частотой зависит только от коэффициента расширения спектра. Поскольку моделирование производилось при частоте дискретизации, равной  $BW$ , то результаты моделирования будут совпадать для всех сигналов с различными полосами при заданном значении коэффициента расширения спектра.

Полученные в результате моделирования зависимости вероятности символьной ошибки  $P_s$  от отношения мощностей сигнала и помехи представлены на рис. 3, 4 и 5. Как видно из представленных графиков узкополосные непреднамеренные помехи наиболее опасны при относительно высоких отношениях мощностей сигнала и непреднамеренной помехи.

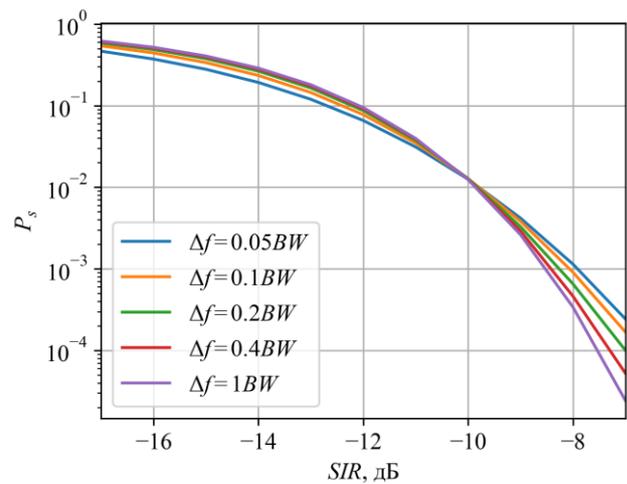


Рис. 3. Зависимость вероятности символьной ошибки от отношения мощностей сигнала и узкополосной непреднамеренной помехи для сигналов с коэффициентом расширения спектра  $SF = 7$

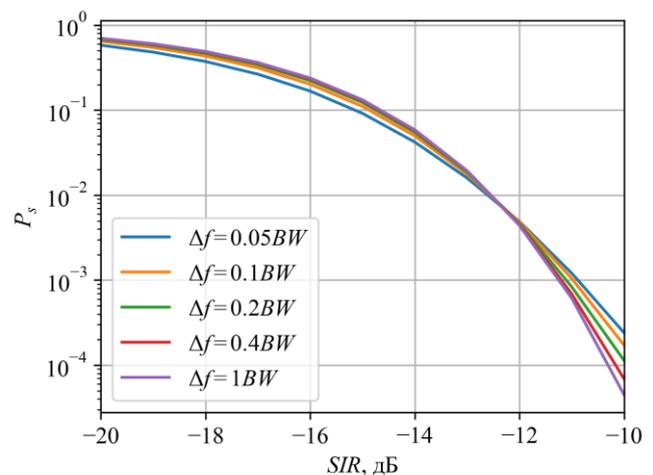


Рис. 4. Зависимость вероятности символьной ошибки от отношения мощностей сигнала и узкополосной непреднамеренной помехи для сигналов с коэффициентом расширения спектра  $SF = 8$

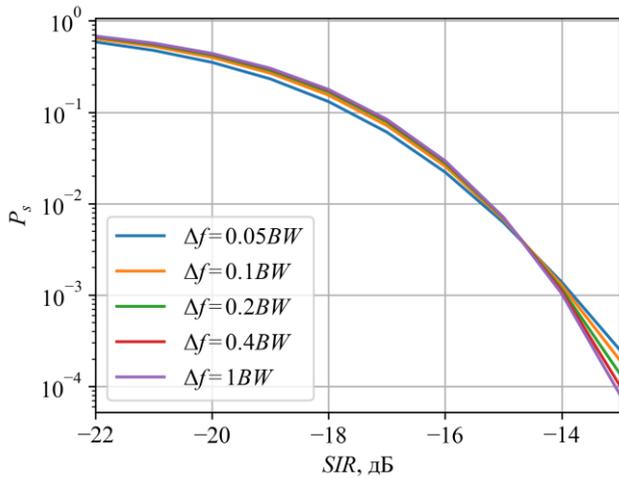


Рис. 5. Зависимость вероятности символьной ошибки от отношения мощностей сигнала и узкополосной непреднамеренной помехи для сигналов с коэффициентом расширения спектра  $SF = 9$

По степени влияния на помехоустойчивость приема сигналов с модуляцией *LoRa* непреднамеренные узкополосные помехи сопоставимы с воздействием белого гауссовского шума. Это объясняется расширением их спектра во время умножения принимаемой смеси сигнала и непреднамеренной помехи на комплексно сопряженный сигнал.

#### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе исследования было установлено, что воздействие узкополосных непреднамеренных помех наиболее опасно при относительно высоких отношениях мощности сигнала к мощности непреднамеренной помехи. Значение отношения сигнал-помеха, после которого воздействие узкополосных непреднамеренных

помех оказывает более негативное влияние по сравнению с воздействием белого гауссовского шума зависит от коэффициента расширения спектра.

Полученные зависимости могут быть использованы при расчетах бюджетов радиолиний сетей связи устройств интернета вещей, а также при оценке электромагнитной совместимости различных систем передачи данных и связи с устройствами, использующими сигналы с *LoRa* модуляцией.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] X. Tang, H. Li, Y. Zhang and X. Zhao, "Performance Analysis of LoRa Modulation with Residual Frequency Offset," *2018 IEEE 4th International Conference on Computer and Communications (ICCC)*, Chengdu, China, 2018, pp. 835-839, doi: 10.1109/CompComm.2018.8780636.
- [2] Peppas, K. & Chronopoulos, Spyridon & Loukatos, Dimitrios & Arvanitis, Kostas. (2022). New Results for the Error Rate Performance of LoRa Systems over Fading Channels. *Sensors*. 22. 3350. 10.3390/s22093350.
- [3] Pham, Congduc & Bounceur, Afcène & Clavier, Laurent & Noreen, Umber & Ehsan, Muhammad. (2019). Investigating and Experimenting Interference Mitigation by Capture Effect in LoRa Networks. *ICFNDS '19: Proceedings of the 3rd International Conference on Future Networks and Distributed Systems*. 1-6. 10.1145/3341325.3342022.
- [4] Afisiadis, Orion & Cotting, Matthieu & Burg, Andreas & Balatsoukas-Stimming, Alexios. (2019). On the Error Rate of the LoRa Modulation with Interference. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. PP. 1-1. 10.1109/TWC.2019.2952584.
- [5] Bizon Franco de Almeida, Ivo & Chafii, Marwa & Nimr, Ahmad & Fettweis, Gerhard. (2021). Alternative Chirp Spread Spectrum Techniques for LPWANs. *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*. PP. 1-1. 10.1109/TGCN.2021.3085477.
- [6] R. Ghanaatian, O. Afisiadis, M. Cotting, and A. Burg, "LoRa digital receiver analysis and implementation," in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, May 2019.