

Сравнительный анализ эффективности воздействия помех различной структуры на радиолинию, использующую интерфейс LoRa

Comparative analysis of the effectiveness of various structures on a radio link using the LoRa protocol

Устинов / Ustinov A.

Андрей Александрович
(ust_m_a@mail.ru)
доктор технических наук, профессор.
ФГУП «ГосНИИПП»,
ведущий научный сотрудник.
г. Санкт-Петербург

Ланцов / Luntsov K.

Константин Вадимович
(stawrkes999@mail.ru)
ФГУП ГосНИИПП,
инженер-программист.
г. Санкт-Петербург

Оков / Okov I.

Игорь Николаевич
(okow1@mail.ru)
доктор технических наук, профессор.
СПбФ АО «Концерн радиостроения «Вега»,
ведущий научный сотрудник.
г. Санкт-Петербург

Ключевые слова: широкополосный сигнал – broad-band signal; расширение спектра – spectrum expansion; сигнал с линейной частотной модуляцией – linear frequency modulated signal.

В последнее время при построении помехоустойчивых радиолиний наибольшее распространение получил радиointерфейс LoRa (Long Range Radio). В этой связи в статье дано краткое описание физического уровня интерфейса LoRa. На основе описанного принципа формирования сигналов и их демодуляции получены выражения мощности сигнала помехи, необходимой для нарушения функционирования радиолинии. Полученные выражения использованы для проведения сравнительного анализа эффективности воздействия помех различной структуры.

The LoRa (Long Range Radio) interface is most widely used in the construction of noise-resistant radio lines. In this regard, the article provides a brief description of the physical layer of the LoRa interface. Based on the described principle of signal generation and demodulation, expressions of the interference signal power necessary to disrupt the operation of the radio link are obtained. The expressions obtained were used to conduct a comparative analysis of the effectiveness of interference effects of various structures.

Введение

Одним из наиболее эффективных способов борьбы с помехами различной структуры является использование радиосигналов с расширением спектра (spread-spectrum-SS) [1, 2].

В настоящее время сигналы с расширением спектра применяются в таких радиомодемах, как TBSCrosfireMicroTX 2, TBSTracerMicroTX, ELRS и ряде других с использованием радиointерфейса LoRa [3–6]. Поэтому целью данной статьи является анализ устойчивости радиointерфейса LoRa к воздействию различных типов помех. В качестве типов помех рассмотрены следующие:

- шумовая помеха с равномерным распределением спектральной мощности шума в полосе сигнала;
- структурная или сигналоподобная помеха, которая по структуре, частотно-временным и модуляционным параметрам совпадает с сигналами, используемыми радиointерфейсом LoRa.

Анализ устойчивости радиointерфейса LoRa к воздействию помех проведем на основе расчета мощности сигнала помехи и максимальной дальности между источником помех и приемником радиолинии, при которых нарушается ее функционирование.

Математическое описание физического уровня радиointерфейса LoRa

Радиointерфейс LoRa основан на применении широкополосных радиосигналов с большой базой B , много большей 1. Данные сигналы имеют две особенности [1, 2]:

- ширина спектра радиосигнала BW значительно больше, чем минимальная полоса частот $W_{\min}$, необходимая для передачи данных с заданной скоростью;

– корреляционная функция широкополосного сигнала существенно уже корреляционной функции узкополосного сигнала с базой $B \approx 1$.

Первое свойство сигнала обуславливает его высокую помехоустойчивость, а узкая корреляционная функция – высокую точность временной синхронизации.

Формируемый широкополосный сигнал LoRa представляет собой сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) [7–9]. Математически в комплексном виде сигнал с ЛЧМ можно описать следующим образом [2]:

$$S(t) = e^{j2\pi\left(\frac{\mu}{2}t + f_0\right)t}, \quad (1)$$

где $0 < t < T_{\text{лчм}}$, $T_{\text{лчм}}$ – длительность ЛЧМ-импульса; $\mu = \frac{BW}{T_{\text{лчм}}}$ – скорость изменения частоты; BW – девиация частоты ЛЧМ-импульса; f_0 – начальная частота.

На рис. 1 показана временная диаграмма ЛЧМ-импульса.

Для передачи информации радиointерфейс предусматривает использование N начальных частот [8, 9]. При этом каждому передаваемому символу соответствует своя начальная частота – $f_{\text{symПер.сиг.}}$. Следовательно, количество бит, переносимых каждым символом, составляет

$$SF = \log_2 N \text{ [бит]}. \quad (2)$$

Результат модуляции ЛЧМ-импульса символом, которому соответствует начальная частота $f_{\text{symПер.сиг.}}$, имеет вид:

$$S_{\text{Пер.сиг.}}(t, f_{\text{symПер.сиг.}}) = e^{j2\pi f_{\text{symПер.сиг.}}t} \times e^{j2\pi\left(\frac{\mu}{2}t + f_0\right)t}. \quad (3)$$

Следовательно, для передачи используются сигналы с расширением спектра: информационный гармонический сигнал $e^{j2\pi f_{\text{symПер.сиг.}}t}$, принадлежащий множеству допустимых частот $\{f_{\text{дон}}\}$, модулируется путем пере-

множения на расширяющий кодовый сигнал $e^{j2\pi\left(\frac{\mu}{2}t + f_0\right)t}$ [10, 11]. Известно, что умножение двух функций во временной области соответствует их свертке в частотной области [1]. Поэтому, если информационный сигнал является узкополосным (по сравнению с расширяющим сигналом), то полоса сигнала в выражении (3) будет приблизительно равна полосе расширяющего сигнала, как показано на рис. 2.

В демодуляторе полученный сигнал умножается на синхронизированную копию расширяющего сигнала, в результате восстанавливается исходный узкополосный сигнал [5]. Формально это можно записать в виде

$$e^{j2\pi\left(\frac{\mu}{2}t + f_0\right)t} \times e^{j2\pi f_{\text{symПер.сиг.}}t} \times \bar{S}(t) = e^{j2\pi f_{\text{symПер.сиг.}}t}, \quad (4)$$

где $\bar{S}(t)$ – сигнал, комплексно сопряженный с сигналом $e^{j2\pi\left(\frac{\mu}{2}t + f_0\right)t}$.

Таким образом, для определения передаваемого символа на приеме достаточно вычислить преобразование Фурье от результата перемножения (4) и найти максимальную спектральную компоненту. Частота этой компоненты соответствует частоте информационного сигнала.

Оценка помехоустойчивости радиолинии LoRa при воздействии помехи с равномерной спектральной плотностью в полосе сигнала

Для расчета требуемой помехи сигнала при срыве связи рассмотрим ситуацию взаимного расположения передатчика (Пер.сиг.), приемника (Прм.сиг.) сигнала анализируемой радиолинии и передатчика сигнала помехи (Пер.пом.), как показано на рис. 3.

На рисунке пунктирной линией показана высота (h) расположения приемника сигнала над уровнем горизонта, при которой обеспечивается прямая радио-

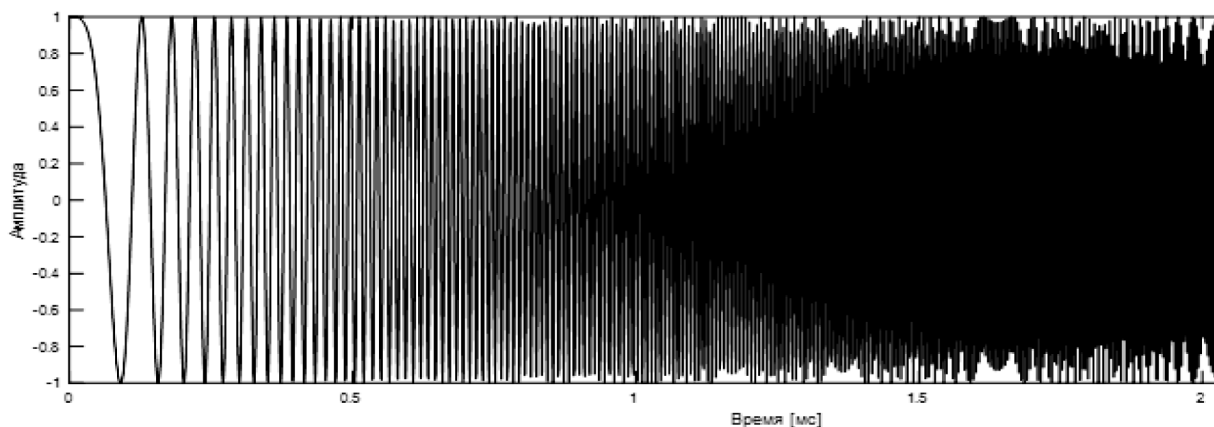


Рис. 1. Временная диаграмма ЛЧМ-импульса при $BW=250$ кГц, $T_{\text{лчм}}=0,2$ мс, $f_0=0$ Гц

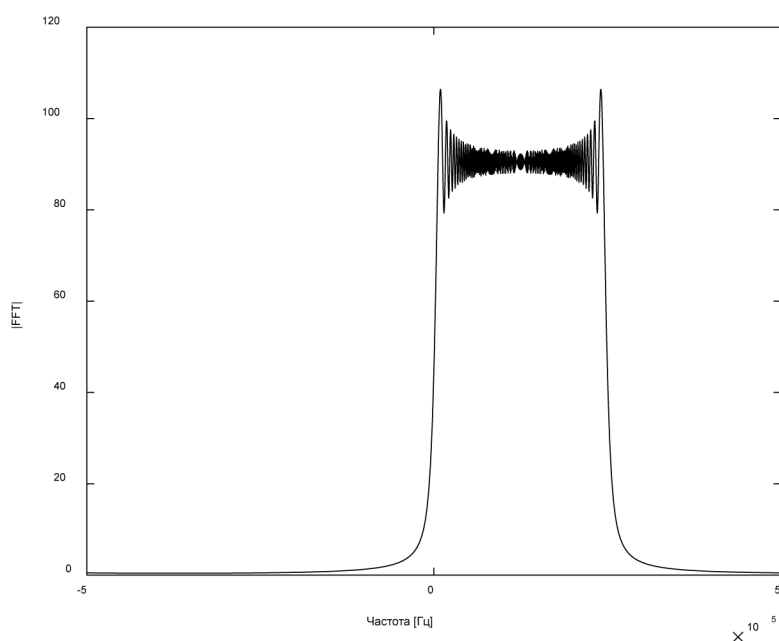


Рис. 2. Пример энергетического спектра сигнала после перемножения на расширяющий кодовый сигнал

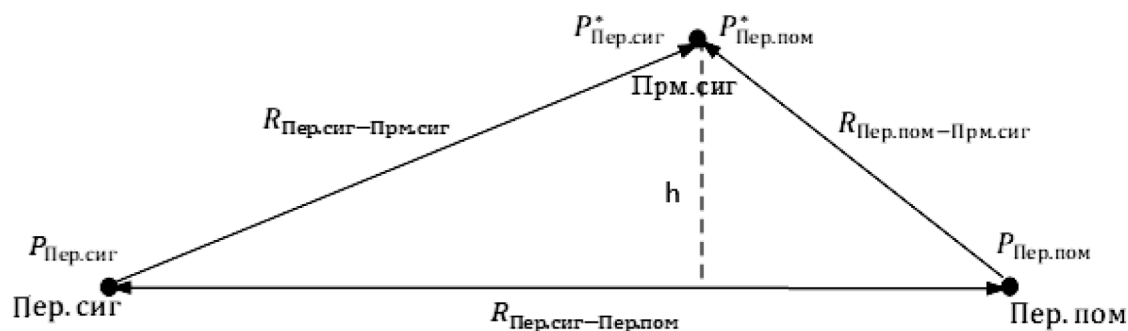


Рис. 3. Взаимное расположение передатчика, приемника сигнала и передатчика помехи

видимость между приемником сигналов радиолонии и передатчиком сигнала помехи.

Очевидно, что устойчивость функционирования радиолонии зависит от соотношения мощностей сигналов, поступающих на вход приемной антенны приемника сигналов от передатчика сигналов ($P_{\text{Пер.сиг.}}^*$) и от передатчика помех ($P_{\text{Пер.пом.}}^*$).

Значения $P_{\text{Пер.сиг.}}^*$ и $P_{\text{Пер.пом.}}^*$ рассчитываются по формулам (5) и (6) соответственно [12, 13]:

$$P_{\text{Пер.сиг.}}^* = \frac{P_{\text{Пер.сиг.}} G_{\text{Пер.сиг.}} G_{\text{Прм.сиг.}} \lambda^2}{(4\pi)^2 R_{\text{Пер.сиг.-Прм.сиг.}}^2}; \quad (5)$$

$$P_{\text{Пер.пом.}}^* = \frac{P_{\text{Пер.пом.}} G_{\text{Пер.пом.}} G_{\text{Прм.сиг.}} \lambda^2}{(4\pi)^2 R_{\text{Пер.пом.-Прм.сиг.}}^2}, \quad (6)$$

где: $P_{\text{Пер.сиг.}}$ – мощность сигнала передатчика радиолонии; $G_{\text{Пер.сиг.}}$ – коэффициент направленного действия (КНД) антенны передатчика радиолонии; $G_{\text{Прм.сиг.}}$ – КНД антенны приемника радиолонии; λ – длина волны; $R_{\text{Пер.сиг.-Прм.сиг.}}$ – расстояние между передатчиком и приемником; $P_{\text{Пер.пом.}}$ – мощность сигнала помехи; $G_{\text{Пер.пом.}}$ – КНД антенны источника помех; $R_{\text{Пер.пом.-Прм.сиг.}}$ – расстояние между источником помех и приемником сигнала.

Будем считать, что функционирование радиолонии нарушается при условии выполнения соотношения

$$\frac{P_{\text{Пер.пом.}}^*}{P_{\text{Пер.сиг.}}^*} \geq g_{\text{пор.}}, \quad (7)$$

где $g_{\text{пор.}}$ – пороговое отношение мощностей, при котором нарушается функционирование радиолонии.

Если подставить выражения (5) и (6) в (7), то мощность сигнала помех для граничного условия может быть вычислена в соответствии с выражением

$$P_{\text{Пер.пом.}} = \frac{g_{\text{пор.}} P_{\text{Пер.сиг.}} G_{\text{Пер.сиг.}} R_{\text{Пер.пом.-Прм.сиг.}}^2}{G_{\text{Пер.пом.}} R_{\text{Пер.сиг.-Прм.сиг.}}^2}. \quad (8)$$

В выражении (8) все величины известны за исключением $g_{\text{пор.}}$. Следовательно, задача определения требуемой мощности сигнала помехи для нарушения функционирования радиолонии сводится к вычислению величины $g_{\text{пор.}}$.

Предположим, что на вход антенны приемника сигнала поступает как сигнал передатчика, сформированный в соответствии с выражением (3), так и сигнал помехи $S_{\text{Пер.пом.}}(t)$. Сигнал помехи описывается случайным процессом с равномерной спектральной плотностью мощности в полосе сигнала (см. рис. 4). Такую помеху в дальнейшем будем называть шумовой.

Спектр помехи, показанный на рис. 4, соответствует случаю равенства мощностей сигнала и помехи на входе приемника, т. е. $P_{\text{Пер.пом.}}^* = P_{\text{Пер.сиг.}}^*$.

В условиях воздействия помехи сигнал на выходе демодулятора имеет вид:

$$\left(e^{j2\pi(\frac{\mu}{2}t+f_0)} \times e^{j2\pi f_{\text{сумПер.сиг.}} t} + S_{\text{Пер.пом.}}(t) \right) \times \bar{S}(t) = e^{j2\pi f_{\text{сумПер.сиг.}} t} + S_{\text{Пер.пом.}}(t) \times \bar{S}(t). \quad (9)$$

Анализ выражения (9) показывает, что сигнал на выходе демодулятора состоит из двух слагаемых: гармонического сигнала с частотой $f_{\text{сумПер.сиг.}}$ и шумовой составляющей в виде произведения $S_{\text{Пер.пом.}}(t) \times \bar{S}(t)$. Следовательно, спектр выходного сигнала будет также состоять из двух составляющих: гармонической и шумовой, как показано на рис. 5.

Как видно, спектр информационного сигнала сосредоточен в узкой полосе, ширина которой обратно пропорциональна длительности гармонического сигнала. В свою очередь, шумовая составляющая распределена в полосе сигнала. Это приводит к тому, что максимальная спектральная компонента шумовой составляющей существенно меньше максимума гармонической составляющей. Поэтому для рассматриваемого случая, когда $P_{\text{Пер.пом.}}^* = P_{\text{Пер.сиг.}}^*$, демодулятор примет правильное решение относительно частоты информационного гармонического сигнала. Данное обстоятельство уже свидетельствует о высокой помехоустойчивости рассматриваемого радиоинтерфейса LoRa. Для того, чтобы оценить помехоустойчивость данного радиоинтерфейса для любых соотношений мощностей, необходимо синтезировать аналитическое выражение для порогового отношения мощностей, при котором нарушается функционирование радиолонии.

Приемники, осуществляющие демодуляцию сигналов в соответствии с (9), относятся к классу корреляционных приемников. Основопологающим параметром, позволяющим оценить степень их помехоустойчивости, является коэффициент расширения спектра [1]:

$$G_p = \frac{W_{ss}}{W_{\min}}, \quad (10)$$

где W_{ss} – ширина полосы расширенного спектра (полная ширина полосы, используемая в методе расширения); $W_{\min}$ – минимальная ширина полосы, необходимая для передачи данных с заданной скоростью.

Информационным узкополосным сигналом в протоколе LoRa является гармонический сигнал $e^{j2\pi f_{\text{сумПер.сиг.}} t}$. Поскольку этот сигнал имеет конечную длительность, то для его передачи необходима полоса частот [1, 2]:

$$W_{\min} = \frac{1}{T_{\text{лчм}}}. \quad (11)$$

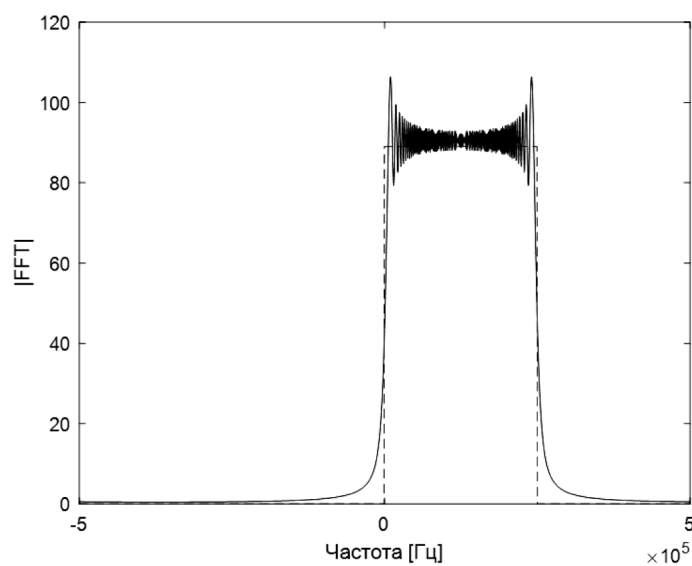


Рис. 4. Энергетические спектры: расширенного сигнала (непрерывная линия), сигнала шумовой помехи (пунктирная линия)



Рис. 5. Энергетический спектр сигнала на выходе демодулятора в условиях воздействия помехи с равномерной спектральной плотностью мощности в полосе сигнала

Как было отмечено выше, информационный сигнал является узкополосным по сравнению с расширяющим сигналом. Так как расширяющим сигналом является ЛЧМ-импульс с девиацией BW , то справедливо приближенное равенство

$$W_{ss} \approx BW. \quad (12)$$

Длительность ЛЧМ-импульса, число передаваемых бит на символ и девиация для протокола LoRa связаны соотношением [7]

$$T_{\text{лчм}} = \frac{2^{SF}}{BW}. \quad (13)$$

В существующих стандартах LoRa [6–8] используются следующие параметры: $SF=5, 6, 7, \dots, 11$; $BW=125$ кГц, 250 кГц, 500 кГц.

Тогда, с учетом выражений (11–13) коэффициент расширения спектра для радиointерфейса LoRa можно записать в виде

$$G_p = 2^{SF}. \quad (14)$$

Отметим, что функционирование радиолинии может осуществляться в режиме псевдослучайной перестройки частоты (ППРЧ), который предполагает передачу сигналов на $n_{\text{ППРЧ}}$ фиксированных каналах, каждый из которых имеет полосу BW . Тогда окончательно коэффициент расширения спектра для протокола LoRa при условии функционирования радиолинии в режиме ППРЧ запишем в виде

$$G_p = n_{\text{ППРЧ}} \times 2^{SF}. \quad (15)$$

Из [1] известно выражение для отношения сигнал/шум на входе приемника, требуемое для поддержания заданного уровня вероятности ошибок в канале:

$$\left(\frac{J}{S}\right)_{\text{треб.}} = \frac{G_p}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\text{треб.}}}, \quad (16)$$

где J – средняя мощность помех на входе приемника; S – средняя мощность сигнала на входе приемника; E_b – энергия, затрачиваемая на передачу одного бита информации; N_0 – спектральная плотность мощности шума.

В соответствии с введенными ранее обозначениями J и S есть не что иное, как $P_{\text{Пер.пом.}}^*$ и $P_{\text{Пер.сиг.}}^*$, соответственно. Тогда коэффициент $g_{\text{пор.}}$ с учетом выражений (15) и (16) определим в виде

$$g_{\text{пор.}} = \frac{n_{\text{ППРЧ}} \times 2^{SF}}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\text{треб.}}}. \quad (17)$$

Для определения $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\text{треб.}}$ воспользуемся графиком зависимости вероятности битовой ошибки при униполярной и биполярной передаче сигналов [1], приведенным на рис. 6.

В качестве кривой $Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$ будем использовать кривую для биполярных сигналов, как наиболее помехоустойчивых. При этом будем полагать, что существующие помехоустойчивые кодеки обеспечивают исправление канальных ошибок при исходной вероятности битовой ошибки не более $P_b = 7 \times 10^{-2}$. В этом случае, как следует из рисунка, $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\text{треб.}}$ равно 0 [дБ]. Тогда окончательно определим $g_{\text{пор.}}$ как

$$g_{\text{пор.}} = \frac{n_{\text{ППРЧ}} \times 2^{SF}}{10^0} = n_{\text{ППРЧ}} \times 2^{SF}. \quad (18)$$

С учетом (18) перепишем выражение (8) в виде

$$P_{\text{Пер.пом.}} = \frac{n_{\text{ППРЧ}} \times 2^{SF} \times P_{\text{Пер.сиг.}} \times G_{\text{Пер.сиг.}} \times R_{\text{Пер.пом.-Прм.сиг.}}^2}{G_{\text{Пер.пом.}} \times R_{\text{Пер.сиг.-Прм.сиг.}}^2}. \quad (19)$$

Таким образом, для нарушения функционирования радиолинии, использующей протокол LoRa в режиме ППРЧ с числом фиксированных каналов $n_{\text{ППРЧ}}$ помехой с равномерным распределением спектральной плотности мощности шума в полосе сигнала, мощность сигнала источника помех должна быть увеличена на коэффициент $n_{\text{ППРЧ}} \times 2^{SF}$.

Оценка помехоустойчивости радиолинии LoRa при воздействии сигналоподобной помехи

Рассмотрим случай, когда источник помех использует сигналы, совпадающие по своей структуре с сигналами, передаваемыми в радиолинии. В качестве источника помех может, например, выступать передатчик сигналов другой радиолинии, которая использует аналогичную технологию модуляции.

Для радиointерфейса LoRa сигналоподобная помеха будет иметь вид

$$S_{\text{Пер.пом.}}(t, f_{\text{сумПер.пом.}}) = e^{j2\pi\left(\frac{t}{2} + f_0\right)t} \times e^{j2\pi f_{\text{сумПер.пом.}}t}, \quad (20)$$

где $f_{\text{сумПер.пом.}}$ – некоторая случайная частота, принадлежащая множеству допустимых частот $\{f_{\text{доп.}}\}$.

Из анализа выражений (3) и (20) следует, что сигналоподобная помеха по своей структуре полностью соответствует сигналу, формируемому передатчиком радиолинии. Отличие состоит только в том, что вместо частоты $f_{\text{сумПер.сиг.}}$ в сигнале помехи используется частота $f_{\text{сумПер.пом.}}$. При этом данные частоты в общем случае могут не совпадать.

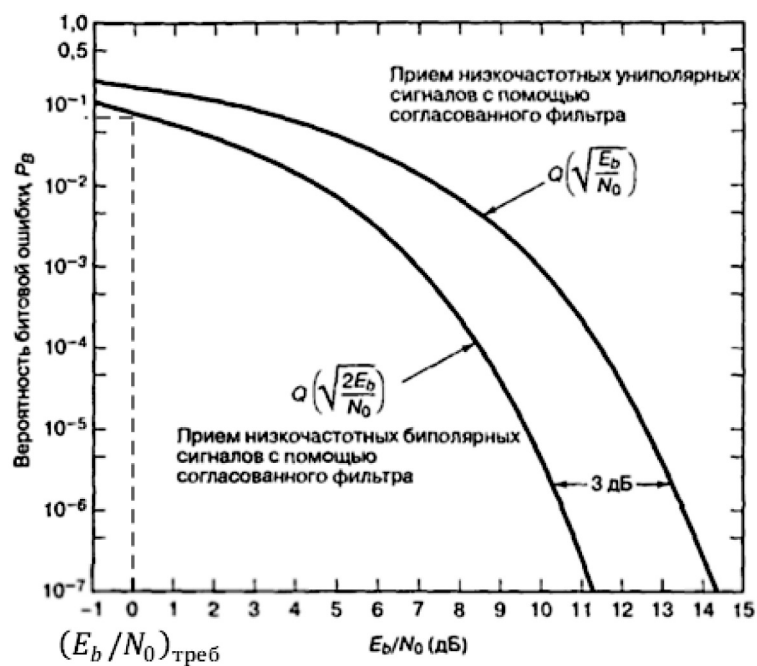


Рис. 6. Вероятность появления битовой ошибки при униполярной и биполярной передаче сигналов

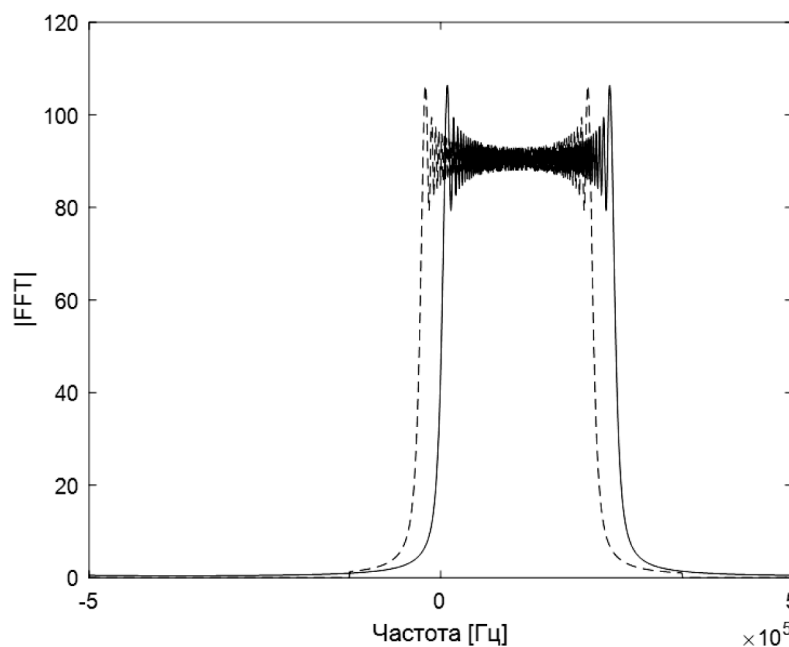


Рис. 7. Примеры спектров сигнала (непрерывная линия) и сигналоподобной помехи (пунктирная линия)

Пусть на вход приемника радиолинии поступает смесь сигнала передатчика, сформированного в соответствии с выражением (3), и сигнала помехи, сформированной в соответствии с выражением (20):

$$S_{\text{ВХ}}(t) = S_{\text{Пер.сиг.}}(t, f_{\text{сумПер.сиг.}}) + S_{\text{Пер.пом.}}(t, f_{\text{сумПер.пом.}}) + n(t), \quad (21)$$

где $n(t)$ – шумовая составляющая в виде АБГШ, определяемая наличием естественных помех (тепловой шум и т. п.). Введем допущение, что мощность естественного шума существенно меньше мощности сигнала помехи. Поэтому в дальнейших рассуждениях составляющую $n(t)$ учитывать не будем. Спектры информационного сигнала и сигнала помехи показаны на рис. 7.

При поступлении на вход приемника смеси сигнала передатчика и сигнала помехи, на выходе демодулятора формируется сигнал

$$S_{\text{ВХ}}(t) = \left(e^{j2\pi(\frac{\mu}{2}t + f_0)t} \times e^{j2\pi f_{\text{сумПер.сиг.}}t} + e^{j2\pi(\frac{\mu}{2}t + f_0)t} \times e^{j2\pi f_{\text{сумПер.пом.}}t} \right) \times \bar{S}(t) = e^{j2\pi f_{\text{сумПер.сиг.}}t} + e^{j2\pi f_{\text{сумПер.пом.}}t}. \quad (22)$$

Анализ выражения (22) показывает, что сигнал на выходе демодулятора представляет сумму двух гармонических составляющих с частотами $f_{\text{сумПер.сиг.}}$ и $f_{\text{сумПер.пом.}}$. Следовательно, спектр выходного сигнала демодулятора будет также состоять из двух ненулевых составляющих на частотах $f_{\text{сумПер.сиг.}}$ и $f_{\text{сумПер.пом.}}$, как показано на рис. 8.

Отметим, что энергетический спектр на рис. 8 получен для случая равенства мощностей $P_{\text{Пер.сиг.}}^* = P_{\text{Пер.пом.}}^*$ на входе приемника.

Приемником LoRa выносятся решение о частоте принимаемого символа на основе поиска максимальной спектральной компоненты сигнала (22). Формально данный поиск реализуется на основе решения задачи

$$\hat{f}_{\text{сумпр}} = \arg \max_{\hat{f}_{\text{сумпр}} \in \{f_{\text{доп}}\}} \left| \hat{f}i(S_{\text{ВХ}}(t)) \right|^2, \quad (23)$$

где $\hat{f}i(S_{\text{ВХ}}(t))$ – операция Фурье от сигнала $S_{\text{ВХ}}(t)$; $\hat{f}_{\text{сумпр}}$ – частота максимальной спектральной компоненты.

Это означает, что для нарушения приема необходимо, чтобы уровень спектральной компоненты сигнала помехи на частоте $f_{\text{сумПер.пом.}}$ должен быть не меньше уровня спектральной компоненты информационного сигнала на частоте $f_{\text{сумПер.сиг.}}$, т. е. должно выполняться неравенство

$$\left| Sp(f_{\text{сумПер.пом.}}) \right|^2 \geq \left| Sp(f_{\text{сумПер.сиг.}}) \right|^2, \quad (24)$$

где $Sp(f_{\text{сумПер.пом.}})$ – спектральная компонента на частоте $f_{\text{сумПер.пом.}}$; $Sp(f_{\text{сумПер.сиг.}})$ – спектральная компонента на частоте $f_{\text{сумПер.сиг.}}$.

Поскольку выражения (3) и (20) сигналов передатчика и источника помех на входе приемника соответственно имеют один и тот же множитель $e^{j2\pi(\frac{\mu}{2}t + f_0)t}$, то для выполнения неравенства (24) достаточно выполнения неравенства

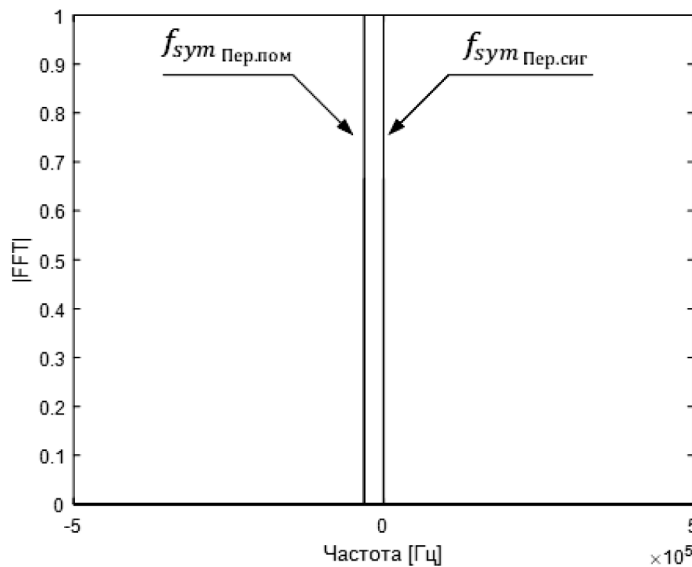


Рис. 8. Энергетический спектр на выходе демодулятора в условиях воздействия сигналоподобной помехи

$$\frac{P_{\text{Пер.сиг.}}^*}{P_{\text{Пер.пом.}}^*} > 1. \quad (25)$$

Пример энергетического спектра на выходе демодулятора в условиях воздействия сигналоподобной помехи и выполнения неравенства (25) показан на рис. 9.

Для граничного случая требование (25) можно переписать в виде

$$\frac{P_{\text{Пер.пом.}}^*}{P_{\text{Пер.сиг.}}^*} = 1. \quad (26)$$

Равенство (26) означает, что пороговое отношение мощностей сигнала источника помех и сигнала передатчика на входе приемника, при котором нарушается функционирование радиолинии, равно единице, т. е. $g_{\text{пор}} = 1$.

Однако данное утверждение справедливо, если передатчик и приемник используют один фиксированный канал. В случае использования режима ППРЧ необходимо излучать сигнал помехи одновременно на всех возможных каналах, так как закон перестройки неизвестен. Поскольку мощность помехи равномерно распределяется между всеми $n_{\text{ППРЧ}}$ фиксированными каналами, то в условиях функционирования радиолинии в режиме ППРЧ равенство (26) преобразуется к виду

$$\frac{P_{\text{Пер.пом.}}^*}{P_{\text{Пер.сиг.}}^*} = n_{\text{ППРЧ}}, \quad (27)$$

что означает равенство $g_{\text{пор}} = n_{\text{ППРЧ}}$.

Таким образом, в случае использования сигналоподобной помехи в соответствии с выражением (21) для нарушения функционирования радиолинии мощность сигнала помехи может быть вычислена согласно выражению

$$P_{\text{Пер.пом.}} = \frac{n_{\text{ППРЧ}} \times P_{\text{Пер.сиг.}} \times G_{\text{Пер.сиг.}} \times R_{\text{Пер.пом.-Прм.сиг.}}^2}{G_{\text{Пер.пом.}} \times R_{\text{Пер.сиг.-Прм.сиг.}}^2}. \quad (28)$$

Расчет максимальной дальности подавления радиолинии с радиоинтерфейсом LoRa

В ходе проведенного анализа установлено, что пороговое отношение мощностей сигнала помехи и сигнала передатчика на входе приемника, при котором нарушается функционирование радиолинии, определяется следующими равенствами: $g_{\text{пор}} = n_{\text{ППРЧ}} \times 2^{SF}$ для случая шумовой помехи и $g_{\text{пор}} = n_{\text{ППРЧ}}$ для случая сигналоподобной помехи. Выше было отмечено, что условием подавления сигнала радиолинии является выполнение неравенства (7). Тогда для определения расчетной дальности радиоподавления используем следующий подход.

Построим графики зависимости мощности сигнала источника помех $P_{\text{Пер.пом.}}^*$ и мощности сигнала передатчика $P_{\text{Пер.сиг.}}^*$, домноженной на коэффициент $g_{\text{пор}}$, на входе приемника радиолинии от расстояния $R_{\text{Пер.пом.-Прм.сиг.}}$. Точка пересечения данных кривых будет соответствовать граничному условию выполнения неравенства (7), а следовательно, расчетной дальности подавления радиолинии.

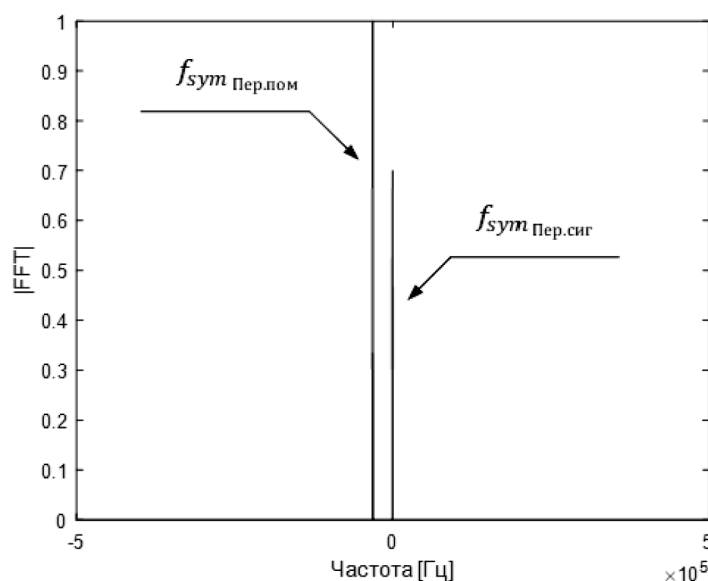


Рис. 9. Энергетический спектр на выходе демодулятора в условиях воздействия сигналоподобной помехи для случая $P_{\text{Пер.сиг.}}^* > P_{\text{Пер.пом.}}^*$

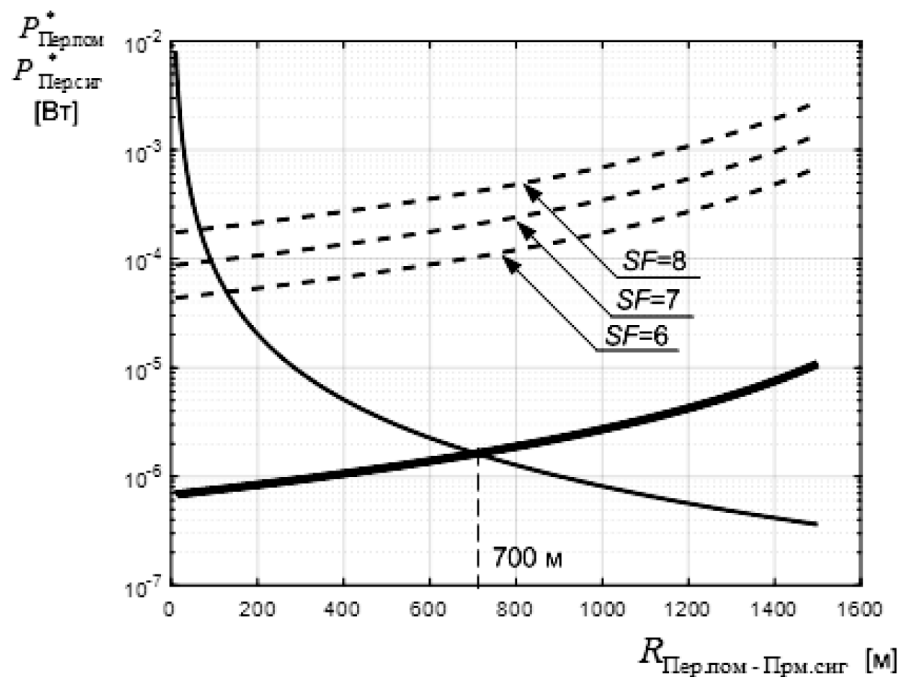


Рис. 10. Графики зависимости мощности сигнала помехи и сигнала передатчика управления на входе приемника от расстояния между источником помех и приемником радиолинии с учетом порогового коэффициента $g_{\text{пор}}$

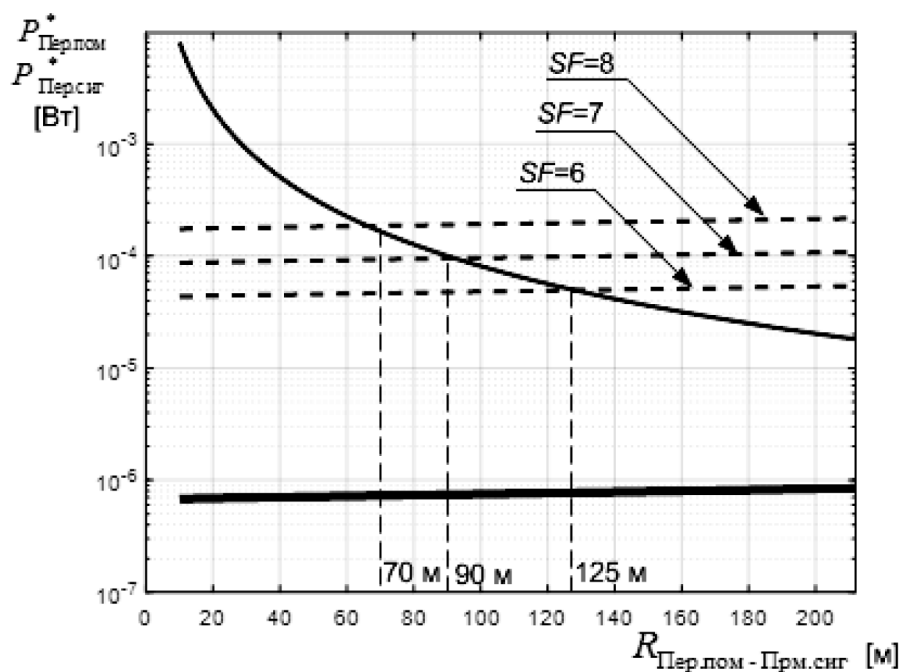


Рис. 11. Графики зависимости мощности сигнала помехи и сигнала передатчика управления на входе приемника от расстояния между источником помех и приемником радиолинии с учетом порогового коэффициента $g_{\text{пор}}$ (увеличенный масштаб)

Используем следующие исходные данные для построения указанных кривых:

$$P_{\text{Пер.пом.}} = 30 \text{ Вт}; P_{\text{Пер.сиг.}} = 2,0 \text{ Вт}; G_{\text{Прм.сиг.}} = 4 \text{ дБ};$$

$$G_{\text{Пер.пом.}} = 12 \text{ дБ}; G_{\text{Пер.сиг.}} = 12 \text{ дБ};$$

$\lambda = \frac{c}{f} = 0,329 [\text{м}]$, c – скорость света; $f = 915 \text{ МГц}$ – центральная частота излучения сигнала; $n_{\text{ППРЧ}} = 50$; $SF = 6, 7, 8$; расстояние между передатчиком радиолинии и источником сигнала помехи – 2000 м.

На рис. 10 тонкой непрерывной линией показано изменение мощности сигнала помехи на входе приемника радиолинии от расстояния $R_{\text{Пер.пом.-Прм.сиг.}}$. Из рисунка видно, что с ростом расстояния до приемника мощность сигнала помехи на его входе падает. В свою очередь, жирная непрерывная линия отображает зависимость мощности передатчика от расстояния $R_{\text{Пер.пом.-Прм.сиг.}}$ с учетом домножения на коэффициент $g_{\text{пор}}$. Отметим, что для случая сигнала подобной помехи $g_{\text{пор}}$ имеет значение, равное $n_{\text{ППРЧ}}$. С ростом $R_{\text{Пер.пом.-Прм.сиг.}}$ расстояние между передатчиком и приемником радиолинии уменьшается, поэтому на графике наблюдается рост мощности сигнала передатчика на входе приемника. Пересечение данных кривых соответствует расстоянию между источником помех и приемником радиолинии, равное 700 м. Например, для мощности сигнала помехи 30 Вт и мощности передатчика 2 Вт, КНД антенн источника помех и приемника радиолинии 12 дБ, радиолиния LoRa будет подавлена с дистанции 700 м при использовании сигнала подобной помехи.

Пунктирными линиями на рис. 10 показаны зависимости с учетом домножения на коэффициент $g_{\text{пор}} = n_{\text{ППРЧ}} \times 2^{SF}$ для значений SF , равных 6, 7 и 8 соответственно. На рис. 11 в более крупном масштабе показаны точки пересечения данных линий с тонкой непрерывной линией, описанной выше. Точки пересечения соответствуют дальностям 125 м, 90 м и 70 м для соответствующих значений SF .

Заключение

На основе проведенных расчетов можно однозначно утверждать, что эффективность подавления радиолиний LoRa сигналоподобной помехой существенно выше, чем шумовой. При использовании коэффициента расширения спектра $G_p = 64$ ($SF=6$) дальность подавления сигналоподобной помехой более, чем в 5 раз больше, чем шумовой, а при использовании коэффициента расширения спектра $G_p = 256$ ($SF=8$) выигрыш по дальности подавления составляет 10 раз.

Литература

1. Склар, Б. Цифровая связь Теоретические основы и практическое применение / Б. Склар ; пер. с англ. под

ред. А.В. Назаренко. – Изд. 2-е, испр. – Москва : Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

2. Денисенко, А. Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справочное пособие / А.Н. Денисенко. – Москва : Горячая линия – Телеком, 2005. – 704 с.

3. Known and unknown facts of LoRa: Experiences from a large-scale measurement study / J.C. Liando, A. Gamage, A.W. Tengourtius, M. Li. // ACM Transactions on Sensor Networks. – 2019. – Vol. 15, No. 2. – P. 1–35.

4. Plora: Passive long-range data networks from ambient LoRa transmissions / Y. Peng, L. Shangguan, Y. Hu [et al.] // SIGCOMM '18: Proceedings of the 2018 Conference of the ACM Special Interest Group on Data Communication. – 2018. – P. 147–160.

5. Xia, X. Ftrack: Parallel decoding for LoRa transmissions / X. Xia, Y. Zheng, T. Gu. // Proceedings of the 17th Conference on Embedded Networked Sensor Systems. – 2019. – P. 192–204.

6. LoRaWAN Specification / N. Sornin, M. Luis, T. Eirich [et al.] // Version 1.0. – 2015. – 82 p.

7. From Demodulation to Decoding: Toward Complete LoRa PHY Understanding and Implementation / Z. Xu, S. Tong, P. Xie, J. Wang // ACM Transactions on Sensor Networks. – 2023. – Vol. 18, No. 4. – P. 1–27.

8. An open-source LoRa physical layer prototype on GNU radio / J. Tapparel O. Afisiadis, P. Mayoraz [et al.] // 2020 IEEE 21st International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). – 2020. – P. 1–5.

9. A Multi-Channel Software Decoder for the LoRa Modulation Scheme / P. Robyns, P. Quax, W. Lamotte, W. Thenaers // 3rd International Conference on Internet of Things, Big Data and Security IoTBDS. – 2018. – Vol. 1. – P. 41–51.

10. Степанов, Н. В. Систематизированный обзор особенностей реализации физического уровня протокола LoRa / Н.В. Степанов // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2023. – Т. 17, № 11. – С. 11–26.

11. Coded LoRa performance in wireless channels / G. Baruffa, L. Rugini, V. Mecomelli [et al.] // 2019 IEEE 30th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). – 2019. – P. 1–6.

12. Радиотехнические системы : Учебник для вузов / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов [и др.] ; под ред. Ю.М. Казаринова. – Москва : Высшая школа, 1990. – 496 с.

13. Пестряков, В. Б. Радиотехнические системы / В.Б. Пестряков, В.Д. Кузнецов. – Москва : Радио и связь, 1985. – 367 с.