

СРАВНЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ МОДУЛЯЦИИ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА СЕТИ LORA И ТРАДИЦИОННОЙ ТЕХНИКИ ДИСКРЕТНОЙ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ. ЧАСТЬ 1.

О.А. Шорин, д.т.н., профессор, Московский технический университет связи и информатики, *oshorin@nxtt.org*;

Г.О. Бокк, д.т.н., директор по науке ООО «НИРИТ-СИНВЭЙ Телеком Технолоджи», *bgo@nxtt.org*;

С.Г. Щепнов, Главный эксперт, ФГУП «Космическая связь», *sschepnov@rscs.ru*.

УДК 621.39

Аннотация. Предложена методика сопоставления энергетической эффективности радиолиний стандарта *LoRaWAN* и радиолиний с традиционными схемами квадратурной модуляции, учитывающая перезапросы испорченных кадров *ARQ*. Показано, что в случаях, допускающих когерентную обработку, энергетическая эффективность радиолиний *LoRa* может быть повышена на 0,5-0,6 дБ. Предложена усовершенствованная обработка сигналов *LoRa* с помощью дополнительной коррекции ошибок в испорченных блоках *FEC*. Показано, что такое усовершенствование увеличивает энергетическую эффективность на 1,0-1,5 дБ. С помощью предложенной методики установлено, что радиолинии со схемами квадратурной модуляции обладают более высокой энергетической эффективностью. В случаях без применения усовершенствования потери радиоканала *LoRaWAN* для малых показателей расширения спектра *SF* могут достигать 4 дБ. На примере сервисной спутниковой геостационарной линии сети интернета вещей показано, что сигналы *Single Tone 3,75* стандарта *NB-IoT* обладают преимуществом более 1,8 дБ над наилучшим вариантом сигнала *LoRaWAN*. Установлено, что только режим *SF9* при *FEC 4/7* делает возможным прием сигнала *LoRaWAN* (с информационной скоростью не хуже 1200 бит/с) на геостационарном спутнике сети интернета вещей.

Ключевые слова: *LoRaWAN*; *NB-IoT*; режим перезапросов *ARQ*; *FEC* коды; *BER*; энергия сигнала; спутниковая сеть интернета вещей; кодек Витерби.

COMPARISON OF THE MODULATION EFFICIENCY WITH THE EXPANSION OF THE LORA NETWORK SPECTRUM AND THE TRADITIONAL TECHNIQUE OF DISCRETE PHASE MODULATION

Oleg Shorin, Doctor of Technical Sciences, Professor, Moscow technical university of communications and informatics;

German Bokk, Doctor of Technical Sciences, LLC «NIRIT – XINWEY Telecom technologies»;

S.G. Shchepnov, Chief expert, FSUE «Space Communications».

Annotation. The article introduced a method for comparing the energy efficiency of *LoRaWAN* standard radio lines and radio lines with traditional quadrature modulation schemes, taking into account the re-requests of corrupted *ARQ* frames. In cases allowing coherent processing, the energy efficiency of *LoRa* radio lines can be increased by 0,5-0,6 dB. An improved processing of *LoRa* signals with the help of additional error correction in corrupted *FEC* blocks is proposed. This improvement increases the energy efficiency by 1,0-1,5 dB. The application of the given methodology shows that radio lines with quadrature modulation schemes have higher energy efficiency. In cases without the use of the improvement, the loss of the *LoRaWAN* radio channel for small *SF* spectrum expansion indicators can reach 4 dB. Using the example of a service satellite

geostationary line of the Internet of Things network shows that Single Tone 3,75 signals of the *NB-IoT* standard have an advantage of more than 1,8 dB over the best variant of the *LoRaWAN* signal. We can observe that only the *SF9* mode at *FEC* 4/7 makes it possible to receive the *LoRaWAN* signal (with an information speed of at least 1200 bits/s) on a geostationary satellite of the Internet of Things network.

Keywords: *LoRaWAN*, *NB-IoT*, *ARQ* re-request mode, *FEC* codes, *BER*, signal energy, Internet of Things satellite network, Viterbi codec.

Введение

Эффективность сигналов информационного обмена по каналам связи занимает ключевое место в вопросах разработки и эксплуатации современных и перспективных систем связи. Глобальные проекты интернета вещей (*IoT*) открыли собой новый кластер условий работы в радиоканале для систем информационного обмена. Он отличается требованиями дешевизны терминалов, низких энергетических затрат, малыми объемами информации посылок, спонтанно возникающих на терминалах, малыми допустимыми задержками доставки и возможности обмена на больших расстояниях.

Как развитие традиционного подхода к организации связи по радиоканалу, в серии стандартов *3GPP* для сетей *4G/5G* возникли проект и технология *NB-IoT*, ориентированные на реализацию интернета вещей. В них устанавливается использование сигналов с традиционными видами дискретной фазовой и квадратурной модуляции. Как альтернатива подходу *3GPP* возник проект и серия стандартов *LoRa*, продвигаемых в мире *LoRa* Альянсом, устанавливающие использование радиосигналов с *Chirp Spread Spectrum (CSS)* модуляцией (посылки в виде ЛЧМ импульсов с информационным параметром в виде циклического сдвига по задержке), которые достаточно хорошо проявили себя в условиях больших потерь на трассах. В результате появился ряд научно-популярных работ, утверждающих, что *CSS*-модуляция заметно превосходит по показателю чувствительности традиционные варианты сигналов с фазовой (*DBPSK*, *BPSK*, *DQPSK*, *QPSK*) и квадратурной (*QAMn*) модуляциями. Такие выводы без указания условий сопоставления вызывают сомнения.

Сравнение традиционных схем модуляции, применяемых в каналах без расширения спектра, с *CSS*-модуляцией нельзя сделать непосредственно. Не существует понятного общепринятого варианта масштабируемой проекции энергетических ресурсов, требуемых для режима без расширения спектра, на энергетические ресурсы, требуемые для работы в режиме расширения спектра. Применяемые коды *FEC* для коррекции ошибок в *LoRa* не предполагают мягких решений, широко используемых в современных высокоэффективных вариантах коррекции (например, *LDPC*, *TPC*-кодах). Остается неясным, насколько режим перезапросов испорченных кадров (*ARQ*) способен повысить эффективность надежной передачи информации в системе *LoRa*. Поэтому сопоставление сигнальных конструкций *LoRa* с системами, использующими традиционные схемы модуляции и кодов исправления ошибок, не может рассматриваться в рамках только указанных схем обработки. Требуется анализ с охватом режима *ARQ*, который может оказать существенное влияние на результаты. А для такого комплексного анализа нужна специальная обоснованная методика.

Методика сравнения квадратурной модуляции с модуляцией *CSS* сети *LoRa*

В качестве основы методики сравнения предлагается использовать показатель минимума энергии сигнала, затрачиваемой на бит передачи

информации с учетом режима *ARQ*, для ряда широко известных современных схем модуляции/кодирования и соответствующих схем *LoRa*. При этом использовать возможности гибкой настройки полосы радиоканала для традиционных схем модуляции так, чтобы обеспечивалось условие равенства скорости информационного потока с системой *LoRa*.

В качестве дополнительного условия принять размер фрейма данных в кадрах физического уровня равным максимальному значению (табл. 1), предписываемому для параметра *SF* (расширения спектра) в схемах модуляции *LoRa* [1, 2]. Это обеспечит однотипность условий работы в режимах перезапросов *ARQ*.

Таблица 1.

Скорость передачи	<i>M</i> , октет (максимальный размер)
0 (<i>SF</i> =12, 125 кГц)	59
1 (<i>SF</i> =11, 125 кГц)	59
2 (<i>SF</i> =10, 125 кГц)	59
3 (<i>SF</i> =9, 125 кГц)	123
4 (<i>SF</i> =8, 125 кГц)	230
5 (<i>SF</i> =7, 125 кГц)	230
6 (<i>SF</i> =7, 250 кГц)	230
7 <i>FSK</i> 50 кбит/с	230

К сожалению, четких полных рекомендаций по установке технических параметров системы *LoRa* в технических спецификациях не приводится. Одни из них остаются даже без упоминания, а другие оставлены на усмотрение операторов. В указанный перечень попадает ряд показателей, конкретная установка которых прямо влияет на производительность работы в канале связи. К ним относятся:

- 1) установка режима когерентной/некогерентной обработки для демодулятора *LoRa*;
- 2) выбор информационной скорости кодека *FEC*, исправляющего ошибки;
- 3) использование/не использование дополнительного алгоритма исправления ошибок в испорченных фрагментах, обнаруженных при декодировании *FEC*;
- 4) использование/не использование процедуры перемежения между операциями *FEC* кодирования и *Chirp*-модуляции для распределения группирующихся ошибок в случаях искажения символов;
- 5) выбор порога для максимального числа попыток перезапросов коррекции искаженных кадров в режиме *ARQ*.

Кроме того появились:

- модернизированная версия *LoRa* с названием *LR-FHSS*, использующая вместо *Chirp*-модуляции прыжки по частоте с модуляциями *GMSK* (*FT*=0,3; 0,5; 0,7 и 1,0) или *QPSK* [2];
- перспективное усовершенствование с использованием *Chirp*-импульсов как с положительными, так и с отрицательными наклонами зависимостей мгновенной частоты от времени [3].

Для версии *LR-FHSS* снова остался неопределенным ряд параметров. Среди них значимыми для оценки работы радиоканала являются: неопределенная длина сдвиговых регистров кодеков Витерби (с $R=1/3, 2/3$), правило выбора *FT* (0,3; 0,5; 0,7 или 1,0) для *GMSK*-модуляции, вопрос применения/неприменения стандартной каскадной конструкции с подключением кодека *RS*, а также максимальное число перезапросов *ARQ* процедуры.

Все это делает невозможным проведение однозначного сопоставления системы *LoRa* и ее модификаций с традиционными системами, использующими сигналы с фазовой и/или квадратурной модуляциями. Вопрос выливается в комплексное исследование.

Предложенная выше методика позволяет найти приемлемые решения в сложившихся условиях путем выделения для системы *LoRa* наиболее эффективных режимов работы, исходя из принципа наименьшей затрачиваемой энергии на передачу бита. Поэтому в процессе анализа пришлось дополнительно решать и задачу параметрической оптимизации системы *LoRa*. Это в итоге позволило получить однозначные результаты, привязанные к конкретным возможным техническим ограничениям, связанным с аппаратной реализацией. Кроме того, удалось выявить самые критичные параметры системы *LoRa*, которые необходимо дорабатывать для достижения потенциальных показателей работы, сопоставимых с показателями, демонстрируемыми традиционными схемами квадратурной модуляции в сочетании с известными кодеками исправления ошибок.

Параметры радиоканала сети *LoRa*

В сети *LoRa* для передачи данных по каналу связи используются сигнальные импульсы с модуляцией ЛЧМ, за которыми в мировой литературе утвердилось название *Chirp*-импульсов. Информационным параметром *Chirp*-импульса в сети *LoRa* является значение циклического сдвига частотно-временной формы импульсов, как показано на рис. 1. Фактически изменение циклического сдвига на физическом уровне эквивалентно изменению параметра задержки или смещению начальной частоты ЛЧМ сигнала. При этом перескок частоты с верхней границы диапазона на нижнюю можно не принимать во внимание, так как применяемые в режиме обработки алгоритмы дискретного преобразования Фурье настраиваются точно на рабочий диапазон. Поэтому спектральные характеристики сигнала, сдвинутые на частоту, кратную ширине рабочего диапазона, в этих алгоритмах неразличимы. В правой части рис. 1 показано как изменяется такт и частотно-временная структура *Chirp*-импульса *LoRa* при уменьшении на единицу параметра расширения спектра *SF*.

Сдвиг частоты cs на каждом интервале символа кодирует данные согласно формуле:

$$cs_k = d_k \frac{BW}{2^{SF}}, \quad (1)$$

где: K – номер символьного интервала, d_k – одно из целочисленных значений диапазона $[0; 2^{SF}-1]$, кодирующее информацию.

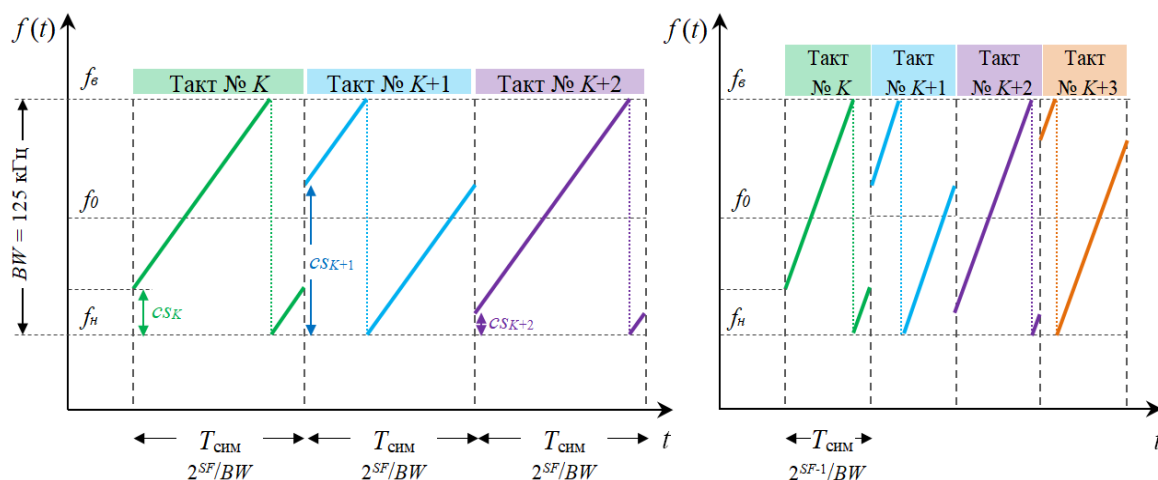


Рисунок 1

Сам сигнал импульса, с точностью до перескока частоты, не имеющего, как отмечалось выше, принципиального значения, будет иметь вид:

$$S(t) = A \cos \left(2\pi \left(f_n + cs_K + \frac{BW^2}{2^{SF+1}} (t - t_K) \right) (t - t_K) + \pi \frac{d_K^2}{2^{SF}} + \varphi_{0K} \right), \quad (2)$$

где: A – постоянная амплитуда *Chirp* импульса (символа); t_K – начальный момент K -го символа; φ_{0K} – случайная составляющая начальной фазы *Chirp*-импульса, возникающая при распространении и прохождении сигнала через передающий и приемный тракт. Если стабильность генераторов частоты в системе высокая и скорости перемещения абонентов умеренные, то случайные составляющие φ_{0K} остаются примерно одинаковыми от символа к символу во всем кадре. Если же стабильность генераторов не высокая, то φ_{0K} может сильно изменяться от момента начала кадра физического уровня до момента его окончания.

На рис. 2а,б для примера показаны спектры (синим – действительная компонента, красным – мнимая) *Chirp*-импульсов (2) для случая с $SF=7$ и $d_K=2$, $d_K=10$, соответственно. Начальная фаза фиксирована $\varphi_{0K} = \pi/4$. На рис. 2в показан спектр опорного импульса с $SF=7$, $d_0=0$ и $\varphi_0=0$. Штриховые синие зависимости на рис. 2 показывают амплитуды спектров. На рис. 3а,б показаны результаты преобразования спектров *Chirp*-импульсов с рис. 2а,б после умножения на сопряженный спектр опорного импульса.

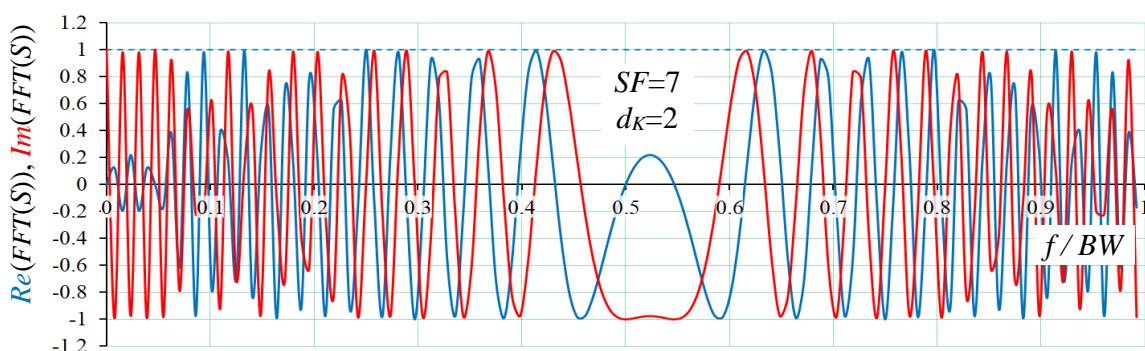


Рисунок 2а)

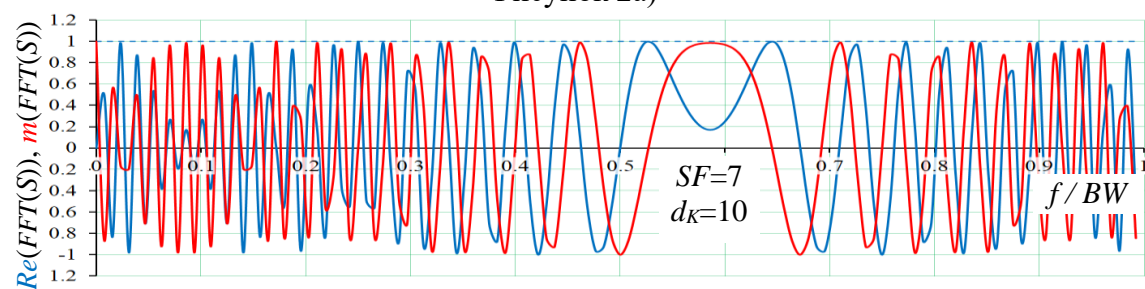


Рисунок 2б)

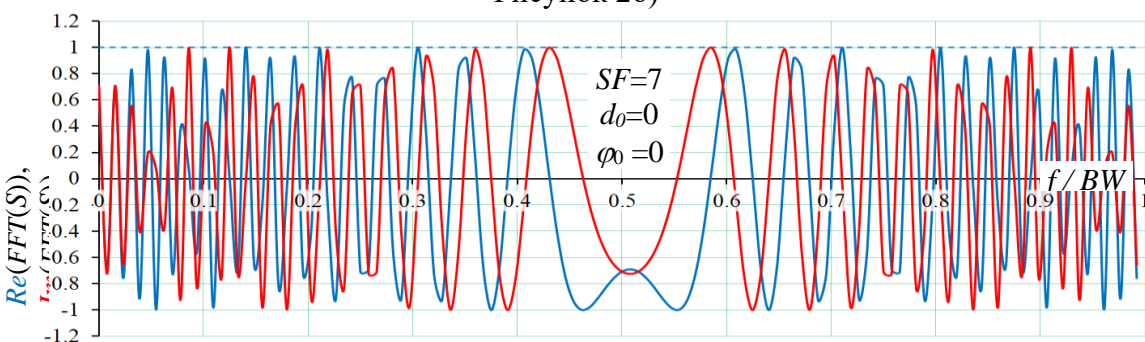


Рисунок 2в)

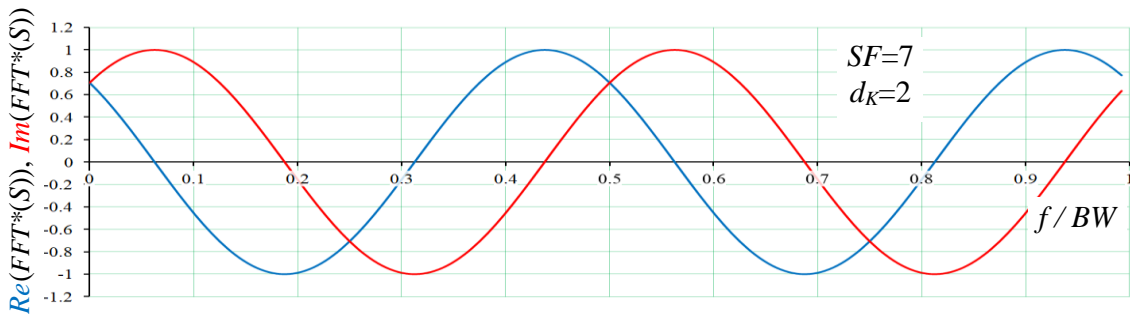


Рисунок 3а)

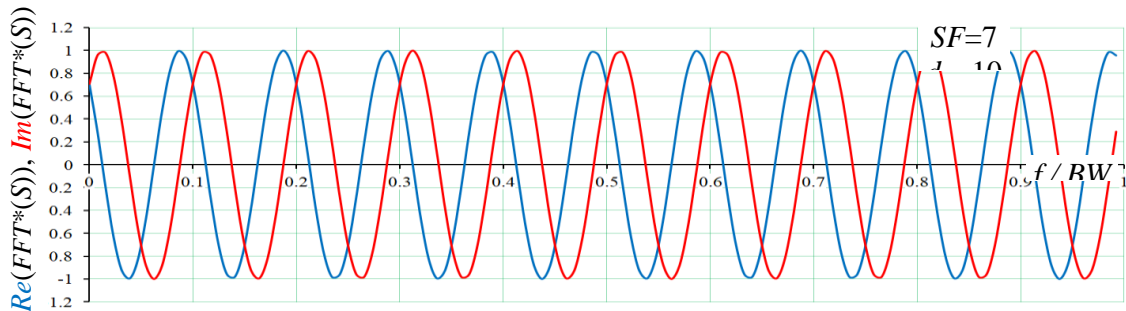


Рисунок 3б)

При этом случайная начальная фаза φ_{0K} (в примере рис. 2 $\varphi_{0K} = \pi/4$) из сигнальной конструкции импульса во времени переходит в параметр начальной фазы закона, описывающего изменение компонент комплексного преобразованного спектра. Операция обратного дискретного (быстрого) преобразования Фурье (ОДПФ) естественным образом, как следует из результатов рис. 3, покажет сигнальный выброс в позиции задержки, соответствующей переданному символу d_K . В других дискретных позициях задержек ОДПФ будут только шумовые составляющие. При этом, если аппаратура использует генераторы частоты высокой стабильности, случайная начальная фаза φ_{0K} остается практически неизменной и ее в сети *LoRa* можно с высокой точностью оценивать по преамбулам кадров физического уровня. В таких условиях демодуляция *Chirp*-импульсов может выполняться в когерентном режиме, как указано в [4], согласно правилу:

$$\hat{d}_K = \arg \left(\max_{i \in (0, 1, \dots, 2^{SF} - 1)} (R_K(i) \cos(\hat{\varphi}_0) + I_K(i) \sin(\hat{\varphi}_0)) \right), \quad (3)$$

где: $R_K(i), I_K(i), i \in (0, 1, \dots, 2^{SF} - 1)$ – действительная и мнимая компоненты i – го дискретного отсчета, сформированного на приеме путем последовательного применения к принятому *Chirp*-импульсу K -го символьного интервала операций: ДПФ(2^{SF}); умножения на сопряженный спектр опорного импульса; ОДПФ(2^{SF}).

Из-за нестабильности генератора $\delta = \Delta f/f_0$ (здесь Δf – отклонение частоты, f_0 – рабочая частота генератора) за время передачи кадра физического уровня T_F произойдет случайный набег фазы $\Delta\varphi = \delta \cdot 2\pi \cdot f_n \cdot T_F$. Поэтому при использовании алгоритма (3) возникнут эффективные энергетические потери, составляющие:

$$\varepsilon = 10 \lg(\cos^2(\Delta\varphi)) \text{ дБ}. \quad (4)$$

Оценку показателя кратковременной нестабильности частоты δ для современных кварцевых генераторов можно найти в технической документации

[5]. Она для работы внутри помещения генераторов с термокомпенсацией (ТСХО) при замерах за 1 секунду составляет $1ppb = 10^{-9}$. Более высокие показатели с $\delta \sim 0,01 ppb$ имеют термостатированные кварцевые генераторы (ОСХО), но они недоступны для типовых абонентских устройств *LoRa* из-за высокого энергопотребления (более 50 мВт, согласно [6, 7]), которое приводит к необходимости подзарядки абонентских терминалов через каждые несколько дней. Используя размер кадра физического уровня из табл. 1 для самого медленного режима передачи данных с $SF=12$ получаем длительность:

$$T_F = 8[\text{бит/байт}] * 59[\text{байт}] / (125 \text{ кГц} * (2^{-12} [\text{символ}] * 12[\text{бит/символ}])) = 1288,875 \text{ мс} = 1,28875 \text{ с.}$$

При работе на несущих частотах f_n диапазонов 800-1000 МГц, широко используемых сетями *LoRa*, случайный набег фазы к концу кадра может достигать значений:

$$\Delta\varphi = \pm \delta 2\pi f_n T_F = \pm 2\pi 10^{-9} 1000 \text{ МГц} 1,28875 \text{ с} = \pm 2\pi 1,28875$$

Т.е. мы получили результат, говорящий о том, что случайный набег фазы реально будет равномерно распределен на интервале всех допустимых значений $[0; 2\pi]$. Поэтому потери (4) для когерентного режима могут быть бесконечными. В связи с этим в сетях *LoRa* демодуляцию проводят в режиме некогерентной обработки, которая согласно [4] при равновероятном распределении данных в потоке должна выполняться по оптимальному правилу:

$$\hat{d}_K = \arg \left(\max_{i \in (0, 1, \dots, 2^{SF} - 1)} (R_K^2(i) + I_K^2(i)) \right). \quad (5)$$

В соответствии с вышеизложенным демодуляция символов *LoRa* принципиально может выполняться в двух режимах:

- 1) когерентном (когда наблюдается высокая стабильность частоты на длительности кадра физического уровня);
- 2) некогерентном (когда стабильности частоты на длительности кадра физического уровня недостаточно для сохранения начальных фаз в пределах малых границ отклонений).

Поскольку неверная демодуляция символа в сети *LoRa* связана с аномальной ошибкой оценки позиции сдвига частоты (или задержки), то в среднем половина бит из переносимых символом в таких ситуациях будет искажена. В результате вероятность ошибки на бит (*BER*) на выходе схемы демодуляции будет равна:

$$BER = P_b = \frac{1}{2} P_{Err_Sim}, \quad (6)$$

где: P_{Err_Sim} – вероятность ошибки демодуляции символа.

Зависимости вероятности ошибки демодуляции символа P_{Err_Sim} от уровня сигнал/шум хорошо изучены в связи с технологией многочастотной модуляции (*N-FSK*). Для канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) известны точные аналитические соотношения указанных зависимостей как для когерентного (см. например, [4, 8]), так и некогерентного (см. например, [4]) режимов.

$$P_{Err_Sim} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \left(1 - (1 - Q(y))^{2^{SF} - 1} \right) \exp \left(-\frac{1}{2} \left(y - \sqrt{\frac{2SF E_b}{N_0}} \right)^2 \right) dy = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \left(1 - (1 - Q(y))^{2^{SF} - 1} \right) \exp \left(-\frac{1}{2} \left(y - \sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \right)^2 \right) dy, \quad \text{для когерентного режима,} \quad (7)$$

и

$$P_{Err_Sim} = \int_0^{+\infty} \left(1 - \left(1 - \exp\left(-\frac{1}{2}y^2\right) \right)^{2^{SF}-1} \right) y \exp\left(-\frac{y^2}{2} - \frac{SF E_b}{N_0}\right) I_0\left(y \sqrt{\frac{2SF E_b}{N_0}}\right) dy =$$

$$= \int_0^{+\infty} \left(1 - \left(1 - \exp\left(-\frac{1}{2}y^2\right) \right)^{2^{SF}-1} \right) y \exp\left(-\frac{y^2}{2} - \frac{E_s}{N_0}\right) I_0\left(y \sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}\right) dy, \text{ для некогерентного режима,}$$

где: E_b – энергия, приходящаяся на бит модуляции; $E_s = SF \cdot E_b$ – энергия, приходящаяся на символ модуляции *LoRa*; N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности АБГШ в канале; $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$ – дополнительная

интегральная функция нормального распределения; $I_0(\bullet)$ – модифицированная функция Бесселя 0-го порядка.

Контроль возникающих ошибок *LoRa* выполняет с использованием *FEC* кодов [2, 9]. Для этого поток данных сначала подвергается операции перемежения [10, 11], потом разбивается на фрагменты из 4 бит, каждый из которых дополняется проверочными битами числом от 1 до 4, генерируемыми кодом Хэмминга, как показано на рис. 4. В результате информационная скорость *FEC* кода в зависимости от условий может устанавливаться равной $R=4/5$, $4/6$, $4/7$ или $4/8$. Также согласно, например [1], опционально допускается режим *LoRa* без *FEC* кодирования, с $R=1$.

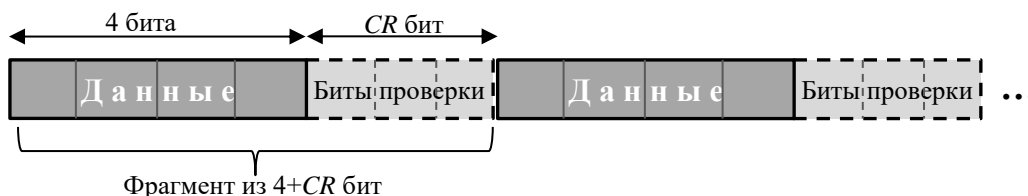


Рисунок 4

Согласно [11, 12] *FEC* кодирование со скоростями $R=4/5$, $4/6$ обеспечивает обнаружение одной ошибки во фрагменте; со скоростью $R=4/7$ обеспечивает исправление одной ошибки или обнаружение двух ошибок во фрагменте; со скоростью $R=4/8$ исправление одной ошибки или обнаружение до трех ошибок во фрагменте.

При этом нужно отметить совершенно очевидный факт, состоящий в том, что *FEC* кодирование в сочетании с алгоритмом перемежения открывает возможность использовать блоки с обнаруженными ошибками как вспомогательную функцию локатора ошибок внутреннего кода. Так путем сокращенного перебора возможных позиций ошибок в испорченных блоках, обнаруженных *FEC*, и последующим контролем результата по *CRC* коду, закрывающему данные (*PHYPayload*) кадра физического уровня *LoRa*, можно перейти от обнаружения ошибок к их исправлению. Это существенно сократит число обращений к процедуре перезапросов *ARQ*.

Такая комбинированная работа *FEC* кодов с процедурами перемежения (*interleaving*) [13] и с дополнительными кодами (например, *LDPC* [14]) не является новой. Поэтому при анализе работы радиоканала *LoRa* пришлось учитывать и такой недокументированный вариант (см. п.3 перечня в предыдущем разделе). С учетом вышеизложенного вероятность потери кадра физического уровня можно записать так:

$$P_{PER} = 1 - (P_{FEC})^K, \quad (9)$$

где: $K = \left\lfloor \frac{8M}{4/R} \right\rfloor = \lfloor 2MR \rfloor$ – число *FEC* блоков в кадре физического уровня размером *M* байт; *M* – максимальный размер кадра физического уровня в октетах (табл. 1); *R* – информационная скорость *FEC* кода,

$$P_{FEC} = \sum_{k=0}^n C_{4/R}^k (1-P_b)^{4-Rk} (P_b)^k \quad (10)$$

вероятность ситуации, позволяющей исправить ошибки в *FEC*-блоке; $C_N^k = N!/(N-k)!k!$ – биномиальные коэффициенты; *n* – число ошибок, которое можно исправить; P_b – вероятность ошибки на бит модуляции, задаваемая (6) (с учетом (7) или (8)).

Вероятность (9) будет ниже использоваться для расчета вероятности перехода к перезапросам *ARQ* и, как следствие, к расчету увеличения энергетических затрат. Параметр *n* зависит от числа проверочных бит *CR* в блоке *FEC*. Если дополнительные алгоритмы исправления ошибок, обнаруженных *FEC* не используются, то *n* будет иметь значения, показанные в табл. 2.

В табл. 3 приведены значения *n* для случая применения дополнительных процедур коррекции на испорченных блоках, обнаруженных *FEC* кодом.

Таблица 2.

<i>FEC</i>	<i>n</i>
4/4 (Без <i>FEC</i>)	0
4/5	0
4/6	0
4/7	1
4/8	1

Таблица 3.

<i>FEC</i>	<i>n</i>
4/4 (Без <i>FEC</i>)	0
4/5	1
4/6	1
4/7	2
4/8	3

Результаты анализа радиоканала сети *LoRa*

Используя градиентный метод [15] были найдены оптимальные значения E_b/N_0 , при которых достигается минимум показателя отношения средней энергии $E_b^* = E_b \langle N_{ARQ} \rangle$, затрачиваемой на передачу бита информации с учетом перезапросов *ARQ*. Здесь $\langle N_{ARQ} \rangle$ – среднее значение числа попыток *ARQ*, затрачиваемое для достижения безошибочной передачи кадра физического уровня. Полученные значения минимальных E_b^*/N_0 и среднего числа попыток $\langle N_{ARQ} \rangle$ для режима некогерентной обработки без дополнительной процедуры коррекции ошибок приведены в табл. 4 и 5.

Таблица 4.

<i>FEC</i>	<i>SF</i>							
	6	7	8	9	10	11	12	FSK
без <i>FEC</i>	7,063	6,594	6,203	5,743	5,297	5,052	4,834	13,403
4/5	8,032	7,564	7,173	6,713	6,267	6,021	5,804	14,373
4/6	8,824	8,356	7,965	7,504	7,06	6,814	6,597	15,165
4/7	7,524	7,134	6,811	6,411	6,069	5,87	5,695	12,996
4/8	8,144	7,752	7,428	7,027	6,684	6,484	6,308	13,638

Таблица 5.

<i>FEC</i>	<i>SF</i>							
	6	7	8	9	10	11	12	FSK
без <i>FEC</i>	1,085	1,085	1,082	1,073	1,073	1,071	1,069	1,112
4/5	1,085	1,085	1,082	1,073	1,073	1,071	1,069	1,112
4/6	1,085	1,085	1,082	1,072	1,073	1,071	1,069	1,112
4/7	1,071	1,067	1,064	1,064	1,058	1,056	1,054	1,095
4/8	1,07	1,066	1,063	1,063	1,058	1,056	1,054	1,105

В табл. 6 и 7 приведены соответствующие результаты, полученные для режима некогерентной обработки при применении дополнительной процедуры коррекции ошибок. В табл. 6 – минимальное E_b^*/N_0 (дБ) с учетом процедуры *ARQ* при некогерентной обработке сигнала *LoRa* с применением дополнительной процедуры коррекции ошибок. В табл. 7 – среднее число попыток $\langle N_{ARQ} \rangle$ процедуры *ARQ* при некогерентной обработке сигнала *LoRa* с применением дополнительной процедуры коррекции ошибок.

Таблица 6.

<i>FEC</i>	<i>SF</i>							
	6	7	8	9	10	11	12	<i>FSK</i>
без <i>FEC</i>	7,063	6,594	6,203	5,743	5,297	5,052	4,834	13,403
4/5	5,954	5,57	5,251	4,875	4,508	4,313	4,141	11,359
4/6	6,806	6,419	6,098	5,697	5,356	5,159	4,985	12,248
4/7	6,375	6,039	5,761	5,41	5,096	4,928	4,781	11,136
4/8	6,191	5,894	5,649	5,332	5,047	4,902	4,774	10,37

Таблица 7.

<i>FEC</i>	<i>SF</i>							
	6	7	8	9	10	11	12	<i>FSK</i>
без <i>FEC</i>	1,085	1,085	1,082	1,073	1,073	1,071	1,069	1,112
4/5	1,074	1,07	1,066	1,072	1,061	1,058	1,055	1,113
4/6	1,073	1,068	1,065	1,065	1,057	1,055	1,055	1,109
4/7	1,066	1,062	1,058	1,058	1,051	1,051	1,051	1,112
4/8	1,063	1,058	1,055	1,055	1,051	1,051	1,05	1,118

В табл. 8 и 9 приведены соответствующие результаты, полученные для режима когерентной обработки без применения дополнительной процедуры коррекции ошибок. В табл. 8 – минимальное E_b/N_0 (дБ) с учетом процедуры ARQ при когерентной обработке сигнала *LoRa*. В табл. 9 – среднее число попыток $\langle N_{ARQ} \rangle$ процедуры ARQ при когерентной обработке сигнала *LoRa*.

Таблица 8.

<i>FEC</i>	<i>SF</i>							
	6	7	8	9	10	11	12	<i>FSK</i>
без <i>FEC</i>	6,494	6,05	5,643	5,197	4,76	4,535	4,336	12,587
4/5	7,463	6,98	6,612	6,167	5,73	5,505	5,306	13,557
4/6	8,255	7,812	7,404	6,958	6,523	6,298	6,099	14,349
4/7	6,717	6,376	6,096	5,721	5,404	5,237	5,09	11,666
4/8	7,343	6,999	6,716	6,341	6,023	5,854	5,706	12,326

Таблица 9.

<i>FEC</i>	<i>SF</i>							
	6	7	8	9	10	11	12	<i>FSK</i>
без <i>FEC</i>	1,095	1,095	1,085	1,078	1,079	1,076	1,074	1,133
4/5	1,095	1,085	1,085	1,077	1,079	1,076	1,074	1,133
4/6	1,095	1,095	1,085	1,078	1,079	1,076	1,074	1,133
4/7	1,083	1,077	1,072	1,066	1,064	1,062	1,059	1,139
4/8	1,081	1,076	1,071	1,066	1,063	1,061	1,059	1,136

В табл. 10 и 11 приведены результаты, полученные для режима когерентной обработки с дополнительной процедурой коррекции ошибок. В табл. 10 – минимальное E_b/N_0 (дБ) с учетом процедуры ARQ при когерентной обработке сигнала *LoRa* с применением дополнительной процедуры коррекции ошибок. В табл. 11 – среднее число попыток $\langle N_{ARQ} \rangle$ процедуры ARQ при когерентной обработке сигнала *LoRa* с применением дополнительной процедуры коррекции ошибок.

Таблица 10.

<i>FEC</i>	<i>SF</i>							
	6	7	8	9	10	11	12	<i>FSK</i>
без <i>FEC</i>	6,494	6,05	5,643	5,197	4,76	4,535	4,336	12,587
4/5	5,133	4,8	4,525	4,176	3,834	3,672	3,528	9,987
4/6	5,993	5,656	5,378	5,003	4,687	4,522	4,376	10,901
4/7	5,432	5,163	4,942	4,627	4,361	4,233	4,105	9,323
4/8	5,151	4,934	4,756	4,484	4,254	4,138	4,049	8,11

Таблица 11.

<i>FEC</i>	<i>SF</i>							
	6	7	8	9	10	11	12	FSK
без <i>FEC</i>	1,095	1,095	1,085	1,078	1,079	1,076	1,074	1,133
4/5	1,085	1,08	1,075	1,072	1,067	1,064	1,061	1,147
4/6	1,084	1,078	1,073	1,066	1,065	1,063	1,06	1,143
4/7	1,077	1,071	1,066	1,066	1,059	1,057	1,051	1,157
4/8	1,074	1,068	1,063	1,062	1,056	1,051	1,051	1,179

На рис. 5а) - 5г) показаны зависимости минимально необходимых E_b^*/N_0 от показателя расширения спектра *SF*.

Характеристики *CSS* сигналов *LoRa* для разных случаев *FEC* кодирования показаны зависимостями с маркерами в целочисленных позициях показателя *SF*. Как можно видеть, самые хорошие показатели по энергетике в традиционном варианте работы (некогерентная обработка и без дополнительной процедуры коррекции ошибок) имеет опциональный вариант сигнала *CSS* без применения *FEC*. Это указывает на то, что код *FEC* мало эффективен. Лучше осуществлять больший вклад в энергетику бита путем увеличения показателя расширения спектра *SF*, чем тратить энергию на увеличение числа проверок *FEC*. Но ситуация изменяется, если провести доработку алгоритма приема и ввести дополнительную процедуру локации и коррекции ошибок в испорченных *FEC*-блоках. Это демонстрируют результаты рис. 5б) и 5г), на которых лучшие энергетические показатели демонстрирует *FEC*-код со скоростью $R = 4/7$, способный корректно обнаруживать испорченные блоки, содержащие не более двух ошибок. Причем его показатели для значений $SF > 8$, уступают только режиму *BPSK* с каскадным кодом Витерби $1/3 +$ Рид-Соломон (*RS*).

Для сравнения *CSS (LoRa)* с общеизвестными сигнальными структурами, применяемыми в системах связи, на рисунках 5а)-5г) приведены результаты, полученные с помощью предложенной методики для случаев модуляции *BPSK* и кодов исправления ошибок Витерби с различными информационными скоростями ($1/3$, $1/2$, $2/3$), работающих монополюсно и в сочетании с кодом *RS* (219, 201). Указанные комбинации кодов были выбраны потому, что они не требуют большого буфера хранения данных и поэтому более всего подходят для обмена короткими сообщениями.

Техника расчета показателей для сигналов с рядом традиционных видов модуляций и кодов исправления ошибок будет подробно изложена во второй части данной статьи. Также во второй части будет рассмотрен модифицированный вариант сигналов *LR-FHSS*.

Сопоставление результатов показывает, что известные схемы (конкретно, Витерби $1/3 + RS$) при квазикогерентном приеме (с 4 обучающими *Pilot*-символами) могут в режиме скоростей, соответствующих $SF < 9$, обеспечить выигрыш над наилучшим вариантом сигнала *LoRa*, выражающийся в эффективном увеличении уровня сигнала более 3 дБ. Эти результаты находятся в согласии и подтверждают выводы работы [16].

Также результаты на рис. 5б) и 5г) показывают, что переход на когерентную обработку позволяет добиться эффективного энергетического выигрыша для сигналов *LoRa* порядка 0,5 дБ. А усовершенствование путем введения дополнительной процедуры коррекции ошибок приводит к выигрышам от 1,0 до 1,5 дБ.

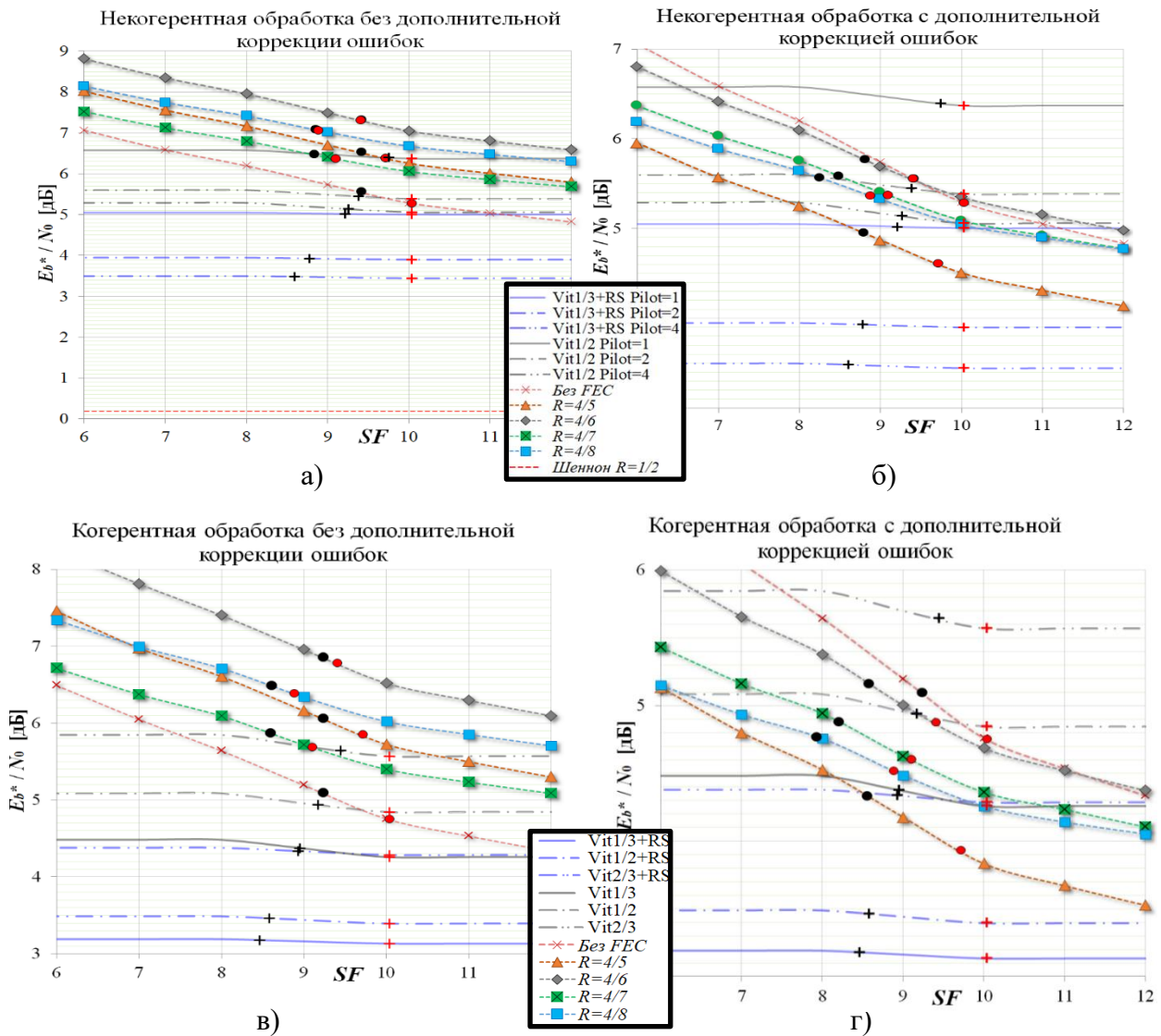


Рисунок 5

На рис. 5 показаны минимально достижимые показатели средней энергии, затрачиваемой на передачу бита от показателя расширения спектра SF сигналов *LoRa*.

- а) случай обычной некогерентной обработки;
- б) случай некогерентной обработки с усовершенствованием в виде дополнительной процедуры коррекции ошибок;
- в) случай обычной когерентной обработки;
- г) случай когерентной обработки с усовершенствованием в виде дополнительной процедуры коррекции ошибок.

***LoRa* для геостационарного спутникового канала сети спутникового интернета вещей**

В качестве практического применения выполненного исследования был рассмотрен вопрос возможности применения *LoRa* для организации сервисного канала связи «вверх»: от абонентских устройств до геостационарного спутника класса «Экспресс» в сети спутникового интернета вещей. Сервисный канал связи «вверх» является самым критичным по энергетике в силу жестких ограничений, накладываемых на уровень излучения и геометрические размеры антенн абонентских устройств. В табл. 12 приведены данные бюджета такой сервисной

радиолинии и ряд ее технических параметров. На основе данных табл. 12 для каждой рабочей характеристики *LoRa* (а также сигналов *BPSK* с модуляцией Витерби) был проведен расчет двух позиций:

- 1) точки ограничения роста параметра *SF*, за которой в зоне справа нарушается требование минимальной скорости информационного обмена 1200 бит/с;
- 2) точки, блокирующей уменьшение параметра *SF*, слева от которой нельзя достигнуть уровня E_b^*/N_0 , задаваемого рассматриваемой рабочей характеристикой.

Таблица 12.

Параметры сервисной линии «вверх» (АС → Спутник)	
Диапазон частот, МГц	5 800
Высота орбиты спутника, км	35 786
Наклонная дальность максимальная, км	41 000
Минимальные требования (<i>Nb-IoT Cat NB1</i>)	
Требуемая информационная скорость передачи С-3/3-С, бит/с	1 200
Излучаемая мощность с передатчика (устройство) на канал, Вт	0,2
К-т усиления передающей антенны оконечного устройства, <i>Gtx</i> , дБi	14,2
Линейные размеры рупорной антенны, м	0,12
Ширина ДН расчетная по -3 дБ, град	30,2
Потери в свободном пространстве, дБ	200,0
Дополнительные суммарные потери, дБ	1,0
Потери за счет неточности наведения, дБ	0,5
Уровень сигнала на входе антенны спутника, дБВт	-194,2
К-т усиления приемной антенны спутника, <i>Gpr</i> (1), дБi	29,0
Диаметр антенны спутника, м	0,624
Ширина ДН спутника расчетная по -3 дБ, град	7,1
Шумовая температура антенны спутника, <i>Ta</i> , К	180,0
Шумовая температура приемного тракта спутника, <i>Tс</i> , К	38,0
Расчетное E_b/N_0 на входе демодулятора спутника, дБ	6,80

На рабочих характеристиках сигналов *LoRa* на рис. 5 точки п. 1 показаны в виде красных кружков с черной границей. Точки п. 2 показаны как кружки черного цвета. На рабочих характеристиках сигналов с *BPSK* модуляцией точки п. 1 показаны крестиками красного цвета, а точки п. 2 – черными крестиками.

На рис. 5а можно видеть, что в случае стандартной организации работы *LoRa* (с некогерентной обработкой без дополнительной процедуры коррекции ошибок) интервал между точками п. 1 и п. 2 достаточно мал. В результате почти во всех случаях такие интервалы не содержат точек с целыми значениями аргумента *SF*. Поэтому дефицит мощности в сочетании с дискретным принципом настройки сигнальных параметров *LoRa* не позволяют согласовать характеристики канала с требованиями по скорости обмена сервисной радиолинии. Исключением является единственный штатный случай с *FEC R=4/7* и *SF = 9*. Подходит также режим без *FEC* и *SF=10*, но он является опциональным, что не позволяет говорить о его применимости во всех случаях. В перспективе просматривается режим с адаптивным управлением лучами антенны абонентского устройства [17, 18], который позволит снизить дефицит мощности спутниковой линии, но такие устройства пока только проектируются.

Доработка стандарта *LoRa* путем введения процедуры дополнительной

коррекции ошибок в обнаруженных испорченных блоках *FEC* повышает энергетический запас. При этом, как видно из рис. 5б, интервалы между ограничивающими точками на характеристиках увеличиваются и для всех скоростей *FEC* (кроме $R=4/8$) появляются допустимые решения. А при переходе на когерентную обработку (см. рис. 5г) появляется допустимый вариант работы с $SF=8$ для *FEC* кода с $R=4/8$, что дает информационную скорость в линии 1953бит/с. С традиционными сигналами, использующими модуляцию *BPSK*, ситуация проще. Для них нет требования привязки к целочисленным значениям задающего полосу параметра *SF*. Также обеспечивается энергетический выигрыш над сигналами *LoRa*, который приводит к заметному увеличению интервалов между ограничивающими позициями, указанных выше в п. 1 и п. 2. Поэтому даже в самых низкоэффективных режимах с дифференциальной фазовой модуляцией, показанной на рис. 5а, 5б характеристиками с *Pilot*=1, есть рабочая зона, удовлетворяющая требованиям сервисной линии с геостационарным спутником.

Особого внимания заслуживают зависимости «*Vit1/3*» и «*Vit2/3*» на рис. 5в, 5г. Они в окрестности значений точек, помеченных красным крестиком, соответствуют показателям для радиоканала линии «вверх» стандарта *NB-IoT* (режим *Single Tone 3,75* с кодеком *Turbo 1/3* (см. 3GPP.TS.36.201.V17.0.0 (2022))) и радиоканала стандарта *LR-FHSS* (режим с кодеком *Viterbi 2/3* и $BF=0,5; 0,7; 1,0$), соответственно. Как можно видеть, в ситуации рассматриваемой спутниковой линии сигнал *NB-IoT Single Tone 3,75* обладает преимуществом над наилучшим штатным вариантом *LoRa* с $R=4/7$ (когерентная обработка) в 1,2 дБ. При некогерентной работе выигрыш над указанным штатным вариантом составляет 1,8 дБ. При этом нужно учесть, что коды *Turbo* обладают выигрышем над кодами Витеби. Поэтому реальный выигрыш стандарта *NB-IoT* будет выше, чем показывают результаты рис. 5.

Выигрыш для *LR-FHSS Vit2/3* над наилучшим из штатных вариантов *LoRa R=4/7* наблюдается только в режиме некогерентной работы и без процедуры дополнительной коррекции ошибок. Он составляет 0,5 дБ. Во всех других вариантах, представленных на рис. 5, лучшие варианты настройки канала *LoRa* обладают преимуществом над *LR-FHSS*. Объясняется это тем, что *LR-FHSS* ориентирована на работу с более низкими скоростями, чем требуется для рассматриваемой спутниковой линии.

Заключение

Предложена методика сопоставительного анализа эффективности сигналов с расширением спектра сети *LoRa* и сигналов с традиционной техникой дискретной модуляции, учитывающая режим перезапросов испорченных кадров *ARQ*. На примере сигналов с *BPSK* и каскадными кодами коррекции ошибок класса «Витерби + *RS*» показано, что модуляция, применяемая в *LoRa* с кодами *FEC*, существенно уступает по эффективности. Особенно заметные потери возникают при малых значениях показателя расширения спектра *SF* и могут составлять более 3 дБ по эффективному уровню сигнала.

Предложен вариант усовершенствованной обработки на приеме сигналов *LoRa* путем дополнительной процедуры исправления ошибок в испорченных блоках *FEC*, повышающий эффективный уровень сигнала примерно на 1 дБ.

На примере сервисной геостационарной линии показано, как сигналы *LoRa* могут быть использованы для организации сети спутникового интернета вещей. Установлено, что среди штатных вариантов только режим *LoRa* с *FEC R=4/7* и параметром $SF=9$ подходит для организации геостационарной сервисной линии «Вверх» в сети спутникового интернета вещей.

В следующей публикации авторами будет рассмотрена энергетическая эффективность радиолиний модифицированного стандарта *LoRa*, известного как *LR-FHSS*, а также эффективность радиоканалов с расширенным перечнем видов модуляции и разными кодами коррекции ошибок. Будут приведены результаты анализа рабочих характеристик линий, работающих с дифференциальными видами модуляции, обучающими *pilot*-последовательностями конечной длины и перекрытием формирующих импульсов.

Литература

1. Обзор технологии LoRa/iTech: Технологии связи/ Интернет ресурс URL: <https://itechinfo.ru/content/%D0%BE%D0%B1%D0%B7%D0%BE%D1%80-%D1%82%D0%B5%D1%85%D0%BD%D0%BE%D0%BB%D0%BE%D0%B3%D0%B8%D0%B8-lora#%D1%85%D0%B0%D1%80%D0%B0%D0%BA%D1%82%D0%B5%D1%80%D0%B8%D1%81%D1%82%D0%B8%D0%BA%D0%B8>, название с интернета 04.08.2023.
2. RP002-1.0.2 LoRaWAN® Regional Parameters // LoRa Alliance. A companion document to the LoRaWAN® protocol specification. October, 2020. – P. 94.
3. Noor-A-Rahim Md., Khyam O., Mahmud A., Li X., Pesch D., Poor V. Hybrid Chirp Signal Design for Improved Long-Range (LoRa) Communications// Signals, 2022. – № 3. – С. 1-10. Интернет ресурс URL: <https://doi.org/10.3390/signals3010001>, название с интернета 27.08.2023.
4. Прокис Дж. Цифровая связь. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
5. Application Note 200-2: Fundamentals of Quartz Oscillators/ Hewlett-Packard, 1997. – 28 p.
6. Сайт фирмы Raco. Интернет ресурс URL: <https://www.rakon.com/products/tcxo>, название с интернета 27.08.2023.
7. Кварцевые генераторы: Термостатированные. Официальный сайт фирмы ОАО "Морион"/ Интернет ресурс URL: <https://morion.com.ru/oscillators>, название с интернета 27.08.2023.
8. Reynders B., Pollin S. Chirp Spread Spectrum as a Modulation Technique for Long Range Communication // Conference: 2016 Symposium on Communications and Vehicular Technologies (SCVT), November 2016. Интернет ресурс URL: <https://www.researchgate.net/publication/311980840>, название с интернета 27.08.2023.
9. SX1278 Datasheet (PDF). Semtech.Corporationhttps. Интернет ресурс URL: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/800241/SEMTECH/SX1278.html>, название с интернета 27.08.2023.
10. Ghanaatian R., Afisiadis O., Burg P., Cotting P. Lora Digital Receiver Analysis and Implementation // 2019 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), May 2019. Интернет ресурс URL: https://www.researchgate.net/publication/332791105_Lora_Digital_Receiver_Analysis_and_Implementation, название с интернета 27.08.2023.
11. Knight M., Seeber B. Decoding LoRa: Realizing a Modern LPWAN with SDR. Интернет ресурс URL: <https://www.ebredder.org/archived/19sp/SP19ETR241/Week6/decodingLoRa-KnightM.pdf>, название с интернета 27.08.2023.
12. Soklic J., Arthaber H. Interference Analysis of LoRaWAN Systems/ Technische Universitat Wien. 2021. – 76 p. Интернет ресурс URL: https://www.interreg-interop.eu/fileadmin/t/InterOp/Interference_Analysis_of_LoRaWAN_Systems.pdf, название с интернета 27.08.2023.

13. Korhonen J., Huang Y., Wang Ye. Generic forward error correction of short frames for IP streaming applications // *Multimed Tools Appl*, 2006.– № 29. – P.305-323.
Интернет ресурс URL:
https://www.researchgate.net/publication/220664097_Generic_forward_error_correction_of_short_frames_for_IP_streaming_applications, название с интернета 27.08.2023.
14. Yang K., Du W. LDPC: A Low-Density Parity-Check Coding Scheme for LoRa Networks/ *SenSys '22*, November 6-9, 2022. Boston, MA, USA. – P.193-206.
Интернет ресурс URL:
https://www.researchgate.net/publication/367402593_LDPC_A_Low-Density_Parity-Check_Coding_Scheme_for_LoRa_Networks, название с интернета 27.08.2023.
15. Горгадзе С.Ф., Бокк Г.О. Планирование и обработка результатов эксперимента в радиотехнике и инфокоммуникационных системах. – М.: Горячая линия – Телеком, 2020.
16. Леушин А.В. LoRa как новый вид модуляции. Принципы работы, основные параметры, помехоустойчивость// *Техника радиосвязи. Сер. Радиолинии и системы радиосвязи*, 2022. – Вып. 2 (53). – С. 28-42.
17. Бокк Г.О. MIMO: Оптимизация управления числом логических каналов // В книге: *Мобильный бизнес: перспективы развития и реализации систем радиосвязи в России и за рубежом. Сборник материалов (тезисов) XXXVIII международной конференции РАЕН*, 2016. – С. 6
18. Аджемов С.С., Бокк Г.О., Зайцев А.Г., Миненко П.В., Струев А.В. Модифицированный алгоритм пространственного разрешения источников радиоизлучения SDS-MUSIC, работающий при многолучевом распространении сигналов // *Радиотехника*, 2003. – № 11. – С. 80.