

## 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 проделать 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.

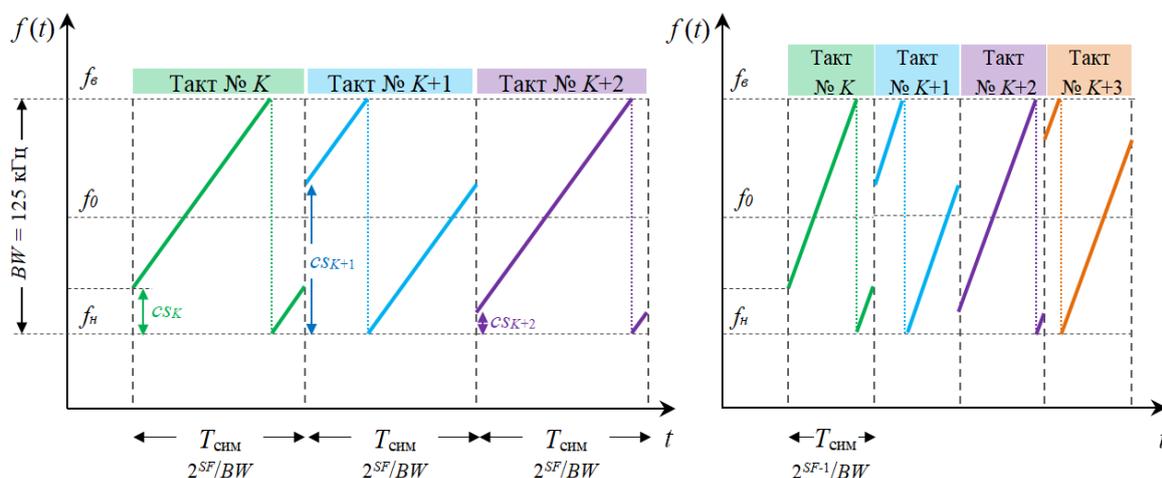


Рисунок 1

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;  $\varphi_{0K}$  – 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  $\varphi_{0K}$  остаются примерно одинаковыми от символа к символу во всем кадре. Если же стабильность генераторов не высокая, то  $\varphi_{0K}$  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.

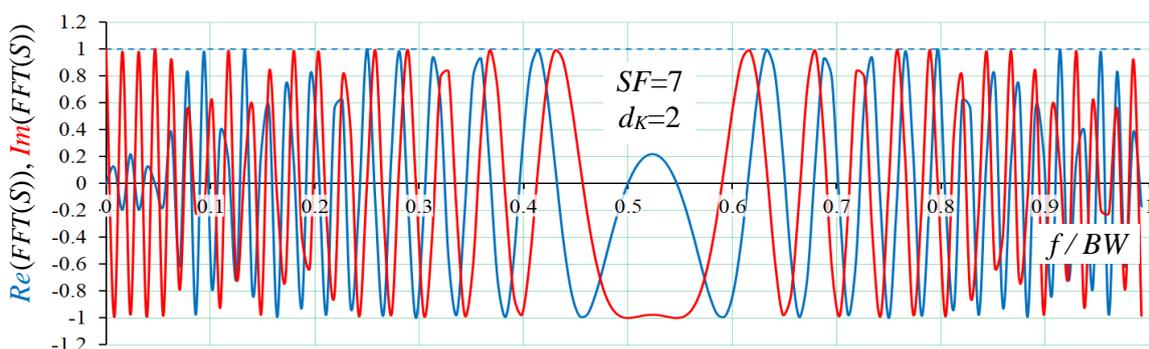


Рисунок 2а)

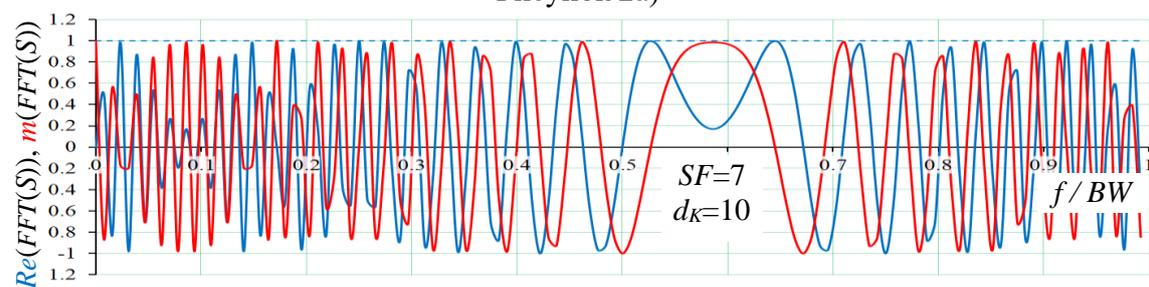


Рисунок 2б)

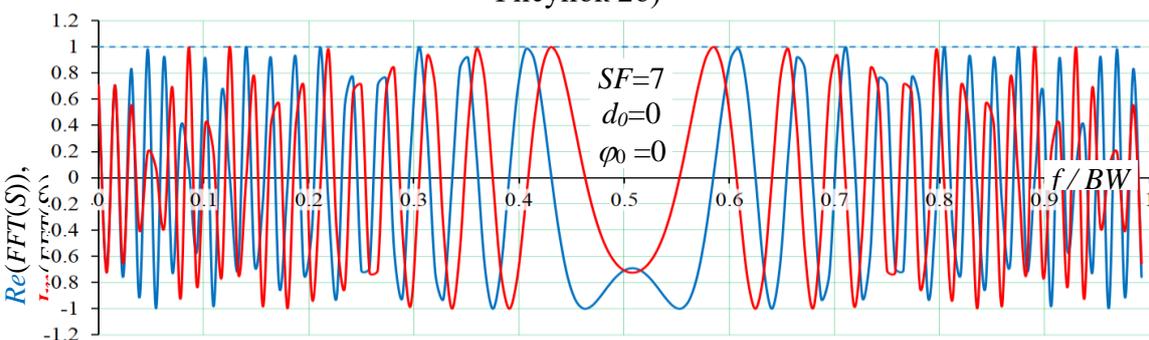


Рисунок 2в)

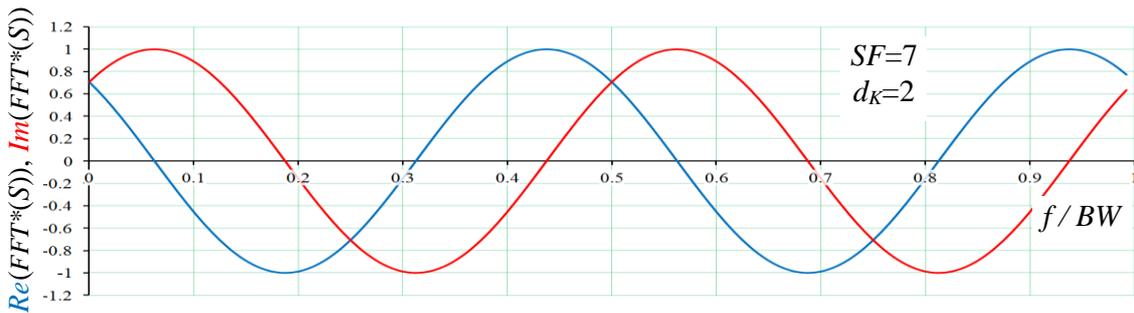


Рисунок 3а)

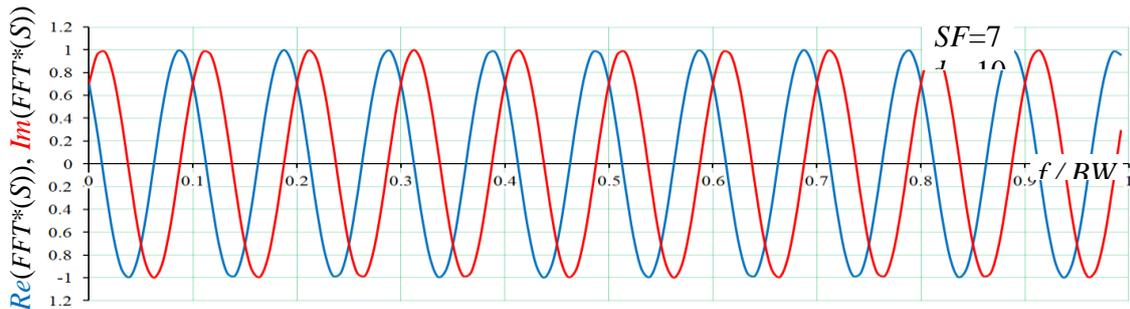


Рисунок 3б)

При этом случайная начальная фаза  $\varphi_{0K}$  (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  $\varphi_{0K}$  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  $\Delta f$  – 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  $\delta$  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.

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

и

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

$$= \int_0^{+\infty} \left( 1 - \left( 1 - \exp\left(-\frac{1}{2}y^2\right) \right)^{2^{SF}-1} \right) y \exp\left(-\frac{y^2}{2} - \frac{E_s}{N_0}\right) I_0\left(y \sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}\right) dy, \text{ для некогерентного режима,}$$
(8)

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  $R=1$ .

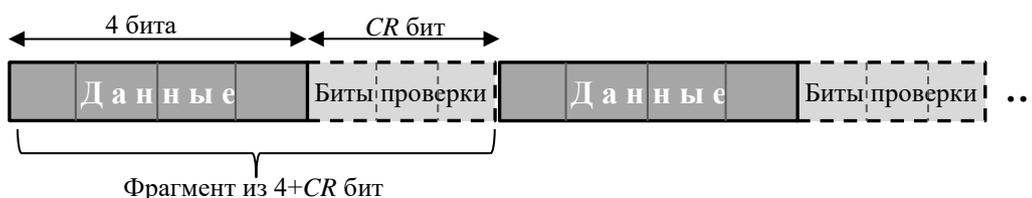


Рисунок 4

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,

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

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.

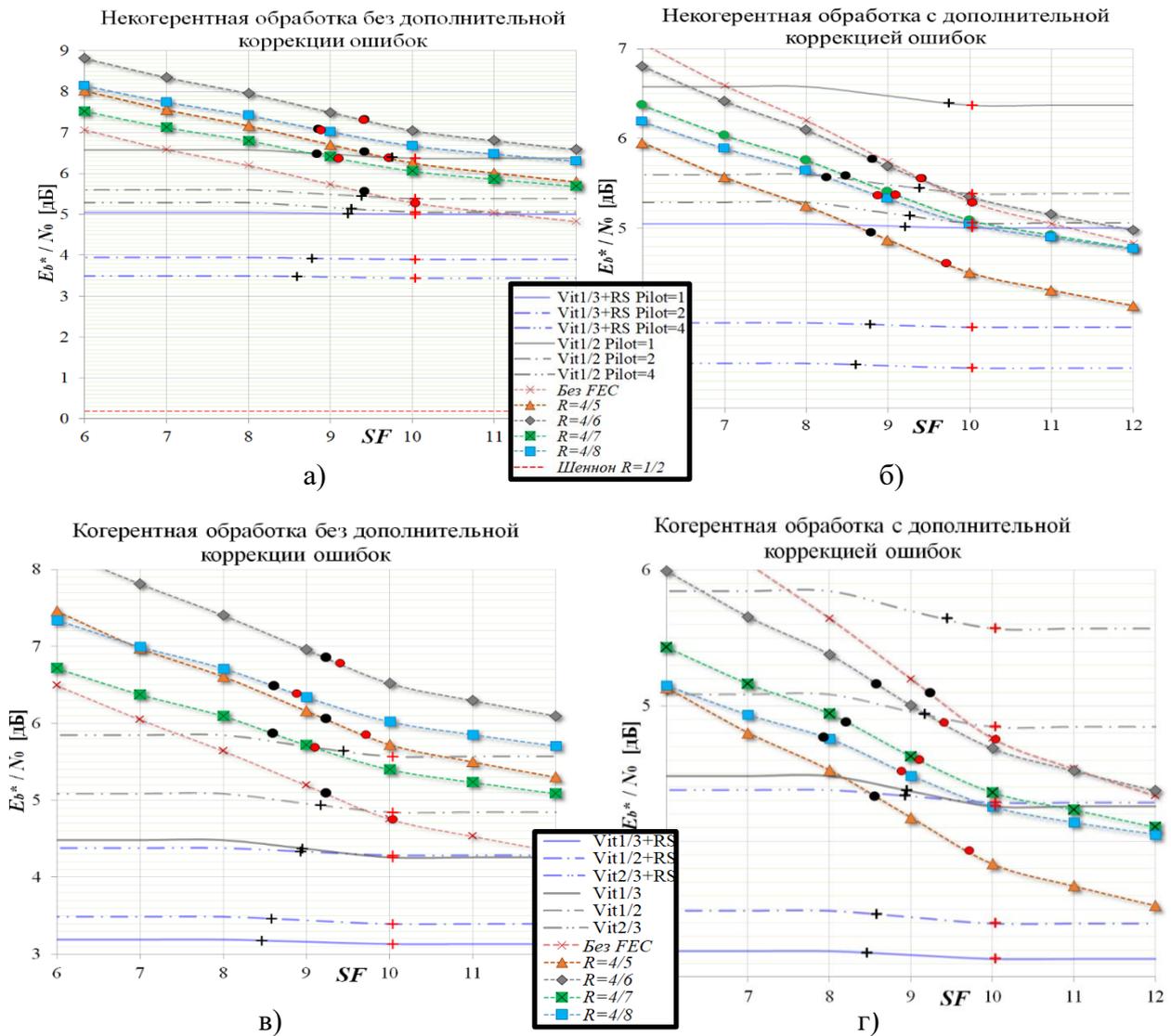


Рисунок 5

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.

<b>Параметры сервисной линии «вверх» (АС → Спутник)</b>	
Диапазон частот, МГц	5 800
Высота орбиты спутника, км	35 786
Наклонная дальность максимальная, км	41 000
<b>Минимальные требования (<i>Nb-IoT Cat NB1</i>)</b>	
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-LoT* (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-LoT 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-LoT* 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](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](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](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](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.