



УДК 004.716

DOI 10.52575/2687-0932-2022-49-4-854-862

Сигнально-кодовые конструкции для передачи информации с минимальной межканальной интерференцией

Урсол Д.В.

Белгородский государственный национальный исследовательский университет,
Россия, 308015, г. Белгород, ул. Победы, 85
E-mail: ursoldenis@mail.ru

Аннотация. В работе рассмотрены математические основы формирования оптимального комплексного ортогонального базиса для конечного набора частотных диапазонов и методы кодирования и декодирования сигнально-кодовой конструкции. Приводятся результаты сравнительных вычислительных экспериментов по оценке доли внеполосного излучения для различных частотных интервалов передачи. Результаты вычислений показывают превосходство комплексного ортогонального базиса над ортогональным частотным уплотнением в доле внеполосного излучения. При этом существует возможность кодирования и декодирования сигнально-кодовой конструкции с высоким уровнем устойчивости к воздействию флуктуационных помех при передаче.

Ключевые слова: беспроводные системы передачи данных, каналный сигнал, частотные диапазоны, межканальная интерференция, ортогональный субполосный базис, преобразование Фурье, внеполосного просачивания энергии

Для цитирования: Урсол Д.В. 2022. Сигнально-кодовые конструкции для передачи информации с минимальной межканальной интерференцией. Экономика. Информатика, 49(4): 854–862. DOI 10.52575/2687-0932-2022-49-4-854-862

Signal-Code Structures for Information Transmission with Minimal Adjacent Channel Interference

Denis V. Ursol

Belgorod National Research University
85 Pobedy St, Belgorod, 308015, Russia
E-mail: ursoldenis@mail.ru

Abstract. The paper considers the mathematical foundations for the formation of an optimal complex orthogonal basis for a finite set of frequency ranges and methods for encoding and decoding a signal-code structure. The number of excluded frequency ranges can be unlimited and of various widths. The number of orthogonal vectors used is determined by the total width of the used channel. The results of comparative computational experiments on estimating the fraction of out-of-band radiation for different transmission frequency intervals are presented. The calculation results show the superiority of the complex orthogonal subband basis over orthogonal frequency multiplexing in the fraction of out-of-band energy leakage, while using eigenvectors with the maximum eigenvalue. The scalar product of eigenvectors shows the minimum level of mutual influence. Then there is the possibility of encoding and decoding signal-code structures with a high level of resistance to the effects of fluctuation noise during transmission.

Keywords: wireless data transmission systems, channel signal, frequency bands, adjacent channel interference, orthogonal subband basis, Fourier transform, out-of-band energy leakage

For citation: Ursol D.V. 2022. Signal-Code Structures for Information Transmission with Minimal Adjacent Channel Interference. Economics. Information technologies, 49(4): 854–862 (in Russian). DOI 10.52575/2687-0932-2022-49-4-854-862

Введение

В системах беспроводной связи используются точки доступа, работающие на разных частотных каналах, которые будут неизбежно пересекаться своими зонами покрытия, образуя при этом соты, тем самым вызывая взаимные искажения друг на друга. Данное явление получило название межканальной интерференции (Adjacent Channel Interference – ACI) и оно имеет место, когда в частотном спектре пересекаются полосы сигналов, передаваемые на различных каналах. [Викулов, Парамонов, 2018]. Если рассматривать частотный спектр открытого диапазона (433 МГц или 866 МГц), где каждое передающее устройство может передавать сигнал на любой частоте без согласования с другими участниками эфира, вносятся искажения в передаваемые сигнально-кодовые конструкции. Уменьшение вероятности верного декодирования информации приводит к прерывистой или нестабильной работе беспроводного подключения.

Основным недостатком ортогонального частотного уплотнения (OFDM) является медленное затухание боковых спектральных составляющих сигнально-кодовой конструкции. Это приводит к межканальной интерференции в соседнем канале и появлению дополнительных искажений в момент формирования защитного интервала. Защитный интервал формируется путем копирования последней части символа в начало сигнально-кодовой конструкции.

Одним из эффективных решений, приведенных проблем, является использование на стороне передатчика оконных функций для обработки защитных интервалов различной длительности, позволяющих одновременно эффективно компенсировать эти эффекты и при этом не добавлять вычислительной сложности в систему в целом [Мешкова, 2018]. Однако, при появлении в канале узкополосной помехи данное решение будет малоэффективным и информация в передающей поднесущей будет сильно искажена. Задача такого рода решается с помощью оценки частотного диапазона мешающего сигнала и исключение этого диапазона из передающего сигнала. Для OFDM базиса это достигается за счет исключения поднесущих из заданных диапазонов. В силу особенности OFDM кодирования взаимное искажения соседних каналов будет по-прежнему высоким. Таким образом, разработка сигнально-кодовой конструкции с минимальным внеполосным излучением для минимизации взаимного искажения между каналами является актуальной задачей.

Согласно вариационному принципу минимизации внеполосного излучения и в соответствии современному уровню и техники необходимо сформировать сигнально-кодовую конструкцию (СКК) в конечном наборе M диапазонов частотных полос $\Delta f = (\Delta f_1, \dots, \Delta f_m), m = 1 \dots M, \Delta f_m = f_{2m} - f_{1m}, f_{2m} > f_{1m}$ и ортогональных несущих колебаний, что удобно представить в комплексном пространстве. Тогда необходимо передать за интервал времени T информационный вектор $\vec{e} = (\dot{e}_1, \dots, \dot{e}_t) = (a_1 + b_1 i, \dots, a_t + b_t i) \in \mathbb{C}, i = \sqrt{-1}$, представляющий собой набор комплексных символов QAM манипуляции в параметрах сигнально-кодовой конструкции $\dot{x}(\vec{e}, t) \in \mathbb{C}, t \in [0, T]$ и в заданном наборе круговых частот:

$$\Delta \vec{\nu} = (\nu_1, \dots, \nu_m) = (2\pi \Delta f_1, \dots, 2\pi \Delta f_m), \Delta f_m = f_{2m} - f_{1m}, f_{2m} > f_{1m}, m = 1 \dots M. \quad (1)$$

При отсутствии искажений канального сигнала должен существовать оператор, позволяющий декодировать передаваемые информационные символы.

Энергия сигнала фиксирована:



$$\|\dot{x}(\bar{e})\|^2 = \int_0^T x(\bar{e}, t) x^*(\bar{e}, t) dt = E, \quad (2)$$

где $*$ – знак комплексного сопряжения.

Тогда, в виду равенства Парсеваля, всю энергию сигнала можно представить в виде двух составляющих:

$$\|x(\bar{e})\|^2 = \frac{1}{2\pi} \left(\sum_{m=1}^M \int_{\omega \in \Delta v_m} |X(\bar{e}, \omega)|^2 d\omega + \sum_{m=1}^M \int_{\omega \notin \Delta v_m} |X(\bar{e}, \omega)|^2 d\omega \right), \quad (3)$$

где

$$X(\bar{e}, \omega) = \int_0^T x(\bar{e}, t) e^{-j\omega t} dt. \quad (4)$$

Мерой межканальной интерференции может служить правая часть соотношения (3), которая определяет энергию канального сигнала за пределами выделенных частотных полос. Тогда для используемых частотных диапазонов вариационный принцип имеет вид:

$$S^2(\bar{e}) = \int_0^T x(\bar{e}, t) \cdot x^*(\bar{e}, t) dt - \sum_{m=1}^M \int_{\omega \in \Delta v_m} |X(\bar{e}, \omega)|^2 d\omega / 2\pi = \min, \quad (5)$$

которому вместе с условием (2) должна удовлетворять сигнально-кодовая конструкция. Подстановка в соотношение определения (4) дает решение поставленной задачи:

$$P = \sum_{m=1}^M \int_{\omega \in \Delta v_m} |X(\bar{e}, \omega)|^2 d\omega / 2\pi = \int_0^T \int_0^T f(t) f(\tau) C_0(t - \tau) dt d\tau, \quad (6)$$

где C_0 – эрмитова матрица представляющее собой комплексное субполосное ядро вида:

$$C_0(t - \tau) = \sum_{m=1}^M \int_{\omega \in \Delta v_m} e^{-j\omega t} d\omega / 2\pi = \begin{cases} \sum_{m=1}^M \frac{e^{jv_{1m}(t-\tau)} - e^{jv_{2m}(t-\tau)}}{-2j\pi(t-\tau)}, & t \neq \tau \\ \sum_{m=1}^M \frac{|v_{2m} - v_{1m}|}{2\pi}, & t = \tau \end{cases}, \quad (7)$$

где $v_{1m} = 2\pi f_{1m}, v_{2m} = 2\pi f_{2m}$ – нижняя и верхняя границы выделяемого используемого частотного диапазона, рад;

$f_{1m}, f_{2m}, f_{1m} < f_{2m}$ – нижняя и верхняя границы выделяемого используемого частотного диапазона, Гц;

M – общее количество используемых частотных диапазонов;

m – номер выделенного используемого частотного диапазона;

j – мнимая единица.

Сингулярное разложение комплексного субполосного ядра по собственным функциям и набором собственных чисел можно представить в виде:

$$C_0(t - \tau) = \sum_{n=1}^{\infty} q_n(t) \lambda_n q_n(\tau), \quad (8)$$

В силу ортогональности собственных функций можно записать:

$$\lambda_n q_n(t) = \int_0^T C_0(t-\tau) q_n(\tau) d\tau, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (9)$$

Комплексные собственные функции ортогональны, тогда скалярное произведение отличных функций будет равно нулю:

$$\langle q_n, q_m \rangle = \begin{cases} \int_0^T q_n(y) q_m^*(y) dy = 0, n \neq m \\ \int_0^T q_n(y) q_n^*(y) dy = \|q_n\|^2 = 1, n = m \end{cases} \quad (10)$$

$$\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_n > 0. \quad (11)$$

Сформированный комплексный ортогональный базис на основе отобранных собственных функций комплексного субполосного ядра позволяет кодировать и декодировать передаваемую информацию.

Критерием выбора собственных функций служит значение соответствующего собственного числа, которое определяет долю энергии сигнально-кодовой конструкции в заданном наборе испытываемых частотных полос. Генерируемый сигнально-кодовый сигнал можно представить в виде:

$$x(\vec{e}, t) = \sum_{n=1}^{\infty} f_n(\vec{e}) \cdot q_n(t). \quad (12)$$

Вариационный принцип формулы (5) формулируется относительно свойства формулы (10) и функций $f_n(\vec{e})$ передаваемых символов

$$S^2 = \sum_{n=1}^{\infty} (1 - \lambda_n) \cdot (f_n(\vec{e}) f_n^*(\vec{e})) = \min. \quad (13)$$

Когда используются собственные функции с соответствующим максимальным собственным числом (равный единице), то достигается минимальное значение функционала. В цифровых системах количество комплексных собственных функций конечно, тогда можно передать J символов за длительность одной сигнально-кодовой конструкции.

Кодирование информационных символов с минимальной межканальной интерференцией с возможностью восстановления можно представить в виде:

$$x(\vec{e}, t) = \sum_{n=1}^J e_n q_n(t), \quad (14)$$

где декодирования передаваемых символов обеспечивается за счет свойства ортогональности базисных функций

$$e_n = \int_0^T x(\vec{e}, t) \cdot q_n^*(t), \quad (15)$$

где * – знак комплексного сопряжения.

В цифровых системах связи наличие аналого-цифрового преобразования с определенной частотой дискретизации накладывает ограничение на представление формулы (7) и количество ортогональных базисных функций с максимальным собственным числом.



Синтез элементов комплексного субполосного ядра $C = \{c_{ik}\}, i, k = 1, \dots, N$ путем расчета элементов эрмитовой матрицы для суммы заданных диапазонов частот представляется в виде:

$$c_{ik} = \begin{cases} \sum_{m=1}^M b_m / -2j\pi(i-k), & i \neq k \\ \sum_{m=1}^M u_m / 2\pi, & i = k \end{cases} \quad (16)$$

где $b_m = e^{jv_{1m}(i-k)} - e^{jv_{2m}(i-k)}$,

$u_m = |v_{2m} - v_{1m}|$ – ширина полосы выделенного используемого частотного диапазона m ;

$v_{1m} = 2\pi \frac{f_{1m}}{F}, v_{2m} = 2\pi \frac{f_{2m}}{F}$ – нижняя и верхняя границы выделяемого используемого

частотного диапазона;

$f_{1m}, f_{2m} \in (-F/2, F/2), f_{1m} < f_{2m}$ – допустимая область для нижней и верхней границ, используемых частотных диапазонов, Гц;

M – общее количество используемых частотных диапазонов;

m – номер выделенного используемого частотного диапазона;

j – мнимая единица;

c_{ik} – элементы комплексной субполосной матрицы для заданного набора используемых диапазонов частот;

i, k – натуральные числа от 1 до N ;

$N = F \cdot T_b$ – размер матрицы и количество отсчетов;

F – частота дискретизации в Гц;

T_b – длительность символа в секундах.

Элементы комплексной субполосной матрицы для заданных диапазонов частот могут быть сформированы альтернативным способом, путем формирования сигнала для общего заданного частотного диапазона и исключения неиспользуемых диапазонов (в которых присутствуют помехи в виде узкополосных сигналов), тогда $C = \{c_{ik}\}, i, k = 1, \dots, N$ рассчитывают согласно выражению вида:

$$c_{ik} = \begin{cases} \left(G - \sum_{h=0}^B g_h \right) / -2j\pi(i-k), & i \neq k \\ \left(\Delta V - \sum_{h=0}^B p_h \right) / 2\pi, & i = k \end{cases} \quad (17) \text{ где}$$

$G = e^{jV_1(i-k)} - e^{jV_2(i-k)}$,

$V_1 = -\pi \frac{W}{F}, V_2 = \pi \frac{W}{F}$ – верхняя и нижняя граница для сигнала, занимаемого диапазона

частот;

$\Delta V = |V_2 - V_1|$ – ширина выделенной используемой полосы частот;

W – ширина выделенной полосы частот в Гц;

F – частота дискретизации в Гц;

$g_h = e^{jv_{1h}(i-k)} - e^{jv_{2h}(i-k)}$ – исключаемый диапазон $h, g_0 = 0$;

$p_h = |v_{2h} - v_{1h}|$ – ширина полосы исключаемого частотного интервала $h, p_0 = 0$;

$\nu_{1h} = 2\pi \frac{f_{1h}}{F}, \nu_{2h} = 2\pi \frac{f_{2h}}{F}$ – нижняя и верхняя границы исключаемого частотного диапазона h ;

$f_{1h}, f_{2h} \in [-W/2, W/2], f_{1h} < f_{2h}$ – область для нижней и верхней границ исключаемых частотных диапазонов, Гц;

B – общее количество исключаемых частотных диапазонов, если $B=0$ исключенные частотные диапазоны отсутствуют, тогда сигнал занимает весь выделенный частотный диапазон;

h – номер исключаемого частотного диапазона;

j – мнимая единица;

c_{ik} – элементы субполосной матрицы для заданного набора диапазонов частот;

i, k – натуральные числа от 1 до N ;

$N = F \cdot T_b$ – размер матрицы и количество отсчетов;

T_b – длительность символа в секундах.

Ортогональный комплексный базис Q представляет собой набор собственных векторов $\vec{q} = (\vec{q}_1, \vec{q}_2, \dots, \vec{q}_N)^T$ субполосной эрмитовой матрицы вида формулы (16), собственные числа которых равны или близки единице.

Кодирование и декодирование информационных символов выполняется согласно соответствующим выражениям:

$$x(\vec{e}) = \vec{e} \cdot Q^H, \quad (18)$$

$$\vec{e} = x(\vec{e}) \cdot Q. \quad (19)$$

При этом $Q^H \cdot Q = |I|$, где I – единичная матрица, H – знак эрмитово сопряжение.

Если рассматривать ортогональный базис на основе ортогонального частотного уплотнения (OFDM), то для исключения частотного интервала можно использовать только порядковый номер несущей и соответственно к сетке частот, что накладывает ограничение на точность отключаемого диапазона. Иными словами, начало и конец интервала отключаемых субполос передачи фиксировано. При формировании СКК на основе комплексного субполосного возможно задавать диапазоны используемых частот любой точности. На рисунке 1 представлены результаты моделирования сигнально-кодовой конструкции на основе комплексного субполосного базиса и OFDM сигнала, с одинаковым набором исключенных диапазонов частот.

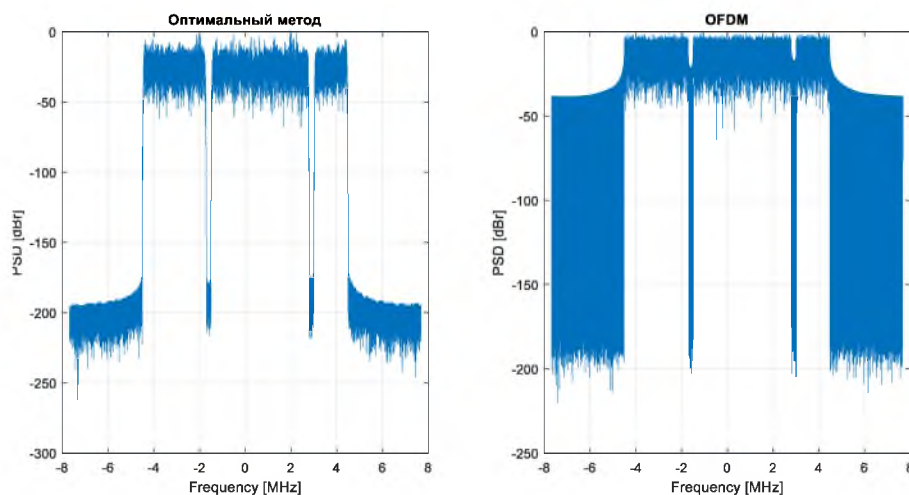




Рис. 1. Относительный энергетический спектр (dBr) оптимального канального сигнала и OFDM сигнала с исключенными диапазонами частот

Fig. 1. Power spectral density estimate (dBr) of optimal channel signal and OFDM signal with excluded frequency bands

Из рисунка видно, что уровень внеполосного излучения у комплексного ортогонального базиса ниже, спектры нормированы относительно максимальных значений (dBr). На рисунке 2 представлен результат попарных скалярных произведений ортогонального комплексного базиса, матрица Грама ортогонального базиса.

	1	2	3	4	5	6
1	1.0000 + 0.0000i	-1.0408e-16 - 1.3878e-17i	6.2450e-17 + 6.9389e-18i	-7.6328e-17 - 1.7347e-18i	2.0817e-17 + 2.8623e-17i	-1.0408e-17...
2	-1.0408e-16 + 1.3878e-17i	1.0000 + 0.0000i	3.4694e-17 - 3.8164e-17i	7.6328e-17 - 1.3878e-17i	1.1276e-17 + 3.4694e-17i	1.6480e-17 ...
3	6.2450e-17 - 6.9389e-18i	3.4694e-17 + 3.8164e-17i	1.0000 + 0.0000i	8.3267e-17 + 5.2042e-18i	3.2526e-17 + 1.7347e-17i	-1.0408e-17...
4	-7.6328e-17 + 1.7347e-18i	7.6328e-17 + 1.3878e-17i	8.3267e-17 - 5.2042e-18i	1.0000 + 0.0000i	-1.1276e-17 - 5.5511e-17i	-3.3393e-17...
5	2.0817e-17 - 2.8623e-17i	1.1276e-17 - 3.4694e-17i	3.2526e-17 - 1.7347e-17i	-1.1276e-17 + 5.5511e-17i	1.0000 + 0.0000i	2.6888e-17 ...
6	-1.0408e-17 - 6.5052e-18i	1.6480e-17 + 1.0083e-17i	-1.0408e-17 + 4.7705e-18i	-3.3393e-17 + 5.8113e-17i	2.6888e-17 - 6.0390e-17i	1.0000 + 0.0...
7	-1.1970e-16 - 4.6838e-17i	-4.8572e-17 + 0.0000e+00i	-6.0715e-17 + 1.2143e-17i	3.8164e-17 + 5.5511e-17i	3.6429e-17 + 1.4095e-17i	1.6914e-17 ...

Рис. 2. Часть матрицы Грама комплексного ортогонального базиса

Fig. 2. Part of the Gram matrix of a complex orthogonal basis

Заключение

Как видно из результатов вычислительных экспериментов, сформированные сигнално-кодовые конструкции обладают минимальным уровнем внеполосного излучения в заданных диапазонах выделенных частот. Матрица Грама комплексного ортогонального базиса показывает возможность декодирования передаваемой информации с минимальным уровнем взаимных помех. Количество исключаемых интервалов может быть неограниченно. Уменьшение ширины используемой частотной полосы приводит к уменьшению количества собственных векторов, собственные числа которых близки или равны единице, что снижает скорость передачи информации системы.

Список литературы

- Afsiadis O., Cotting M., 2019. On the Error Rate of the LoRa Modulation with Interference. IEEE Transactions on Wireless Communications PP(99):1-1
- Aiju T., Eldhose N., 2020. Chirp spread spectrum for narrow band long range bio sensor networks. International Journal Of Scientific & Technology Research Volume 9, Issue 01
- Bouras C., Kokkinos V., Papachristos N., 2018. Performance evaluation of LoraWan physical layer integration on IoT devices. Global Information Infrastructure and Networking Symposium (GIIS)
- Ferré G., Giremus A., 2018. LoRa Physical Layer Principle and Performance Analysis. ICECS 25th IEEE International Conference on Electronics Circuits and Systems
- Ferreira A., Ortiz F., Henrique L., Costa M. K., Foubert B., Amadou I., 2020. A study of the LoRa signal propagation in forest, urban, and suburban environments. Annals of Telecommunications – annales des télécommunications
- Gonzalez N., Bossche A., Val T., 2018. Specificities of the LoRa physical layer for the development of new ad hoc MAC layers. 17th International Conference on Ad Hoc Networks and Wireless, St Malo, France. pp.163-174
- Jair A, Silva A, 2020. Theoretical and Experimental Evaluation on the Performance of LoRa Technology. DOI 10.1109/JSEN.2020.2987776
- Joerg R., Tallal E., 2018. Closed Form Approximation of LoRa Modulation BER Performance DOI 10.1109/LCOMM.2018.2849718, IEEE Communications Letters
- Rajni B., Pooja S., Javed A., 2012. Analysis of Chirp Spread Spectrum System for Multiple Access. International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), ISSN: 2278-0181, Vol. 1 Issue 3

- Savaux V., Ferré G., 2021. Simple Asymptotic BER Expressions for LoRa System over Rice and Rayleigh Channels. *Wireless Telecommunications Symposium, San Francisco (virtual), United States*. hal-03200448
- Staniec K., Kowal M., 2018. LoRa Performance under Variable Interference and Heavy-Multipath Conditions. *Wireless Communications and Mobile Computing Volume 2018*
- Tallal E., Joerg R., 2018. Analysis of BER and Coverage Performance of LoRa Modulation under Same Spreading Factor Interference. *IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*
- Wang X., Fei M., Li X., 2008. Performance of Chirp Spread Spectrum in Wireless Communication Systems. *Conference: Communication Systems ICCS 2008. 11th IEEE Singapore International*
- Викулов А. С., 2019 Модель межканальной интерференции в сетях IEEE 802.11 в задаче оценки пропускной способности. *Радиотехнические и телекоммуникационные системы*, no. 1 (33), 2019, pp. 36-45.
- Викулов А. С., Парамонов А. И., 2018 Анализ основных видов помех в задаче планирования сетей wi-fi с высокой плотностью пользователей, *Информационные технологии и телекоммуникации*. 2018. Т. 6. № 1
- Гришин И. В., 2009 "Алгоритм компенсации межсимвольной и межканальной интерференции в системах передачи с DMT" *Информатика, телекоммуникации и управление*, no. 6 (91), 2009, pp. 100-105.
- Жиляков Е.Г., Урсол Д.В., Магергут В.З., 2012. Разработка нового способа формирования сигналов для систем доступа к широкополосным мультимедийным услугам. *Научные ведомости белгородского государственного университета. серия: экономика. информатика. Издательство: Белгородский государственный национальный исследовательский университет, Белгород.*
- Калашников К. С., 2011 Алгоритм оценки интерференционных искажений при приеме OFDM-сигналов в условиях многолучевых каналов с замираниями. *Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Серия «Приборостроение»*, no. 4, 2011, pp. 92-100.
- Мешкова А Г, 2018 Методы компенсации межканальных и внутриканальных интерференционных помех в системах связи с ортогональным частотным мультиплексированием. *Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук, Уфа 2018.*
- Урсол Д.В., 2012. Метод обеспечения помехоустойчивости информационных коммуникаций при субполосной передаче информации: дис. канд. техн. наук: 05.13.17 – Теоретические основы информатики. Белгород.

References

- Afsiadis O., Cotting M, 2019. On the Error Rate of the LoRa Modulation with Interference. *IEEE Transactions on Wireless Communications PP(99):1-1*
- Aiju T., Eldhose N., 2020. Chirp spread spectrum for narrow band long range bio sensor networks. *International Journal Of Scientific & Technology Research Volume 9, Issue 01*
- Bouras C., Kokkinos V., Papachristos N., 2018. Performance evaluation of LoraWan physical layer integration on IoT devices. *Global Information Infrastructure and Networking Symposium (GIIS)*
- Ferré G., Giremus A., 2018. LoRa Physical Layer Principle and Performance Analysis. *ICECS 25th IEEE International Conference on Electronics Circuits and Systems*
- Ferreira A., Ortiz F., Henrique L., Costa M. K., Foubert B., Amadou I., 2020. A study of the LoRa signal propagation in forest, urban, and suburban environments. *Annals of Telecommunications – annales des télécommunications*
- Gonzalez N., Bossche A., Val T., 2018. Specificities of the LoRa physical layer for the development of new ad hoc MAC layers. *17th International Conference on Ad Hoc Networks and Wireless, St Malo, France*. pp.163-174
- Jair A, Silva A, 2020. Theoretical and Experimental Evaluation on the Performance of LoRa Technology. DOI 10.1109/JSEN.2020.2987776
- Joerg R., Tallal E., 2018. Closed Form Approximation of LoRa Modulation BER Performance DOI 10.1109/LCOMM.2018.2849718, *IEEE Communications Letters*



- Rajni B., Pooja S., Javed A., 2012. Analysis of Chirp Spread Spectrum System for Multiple Access. International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), ISSN: 2278-0181, Vol. 1 Issue 3
- Savaux V., Ferré G., 2021. Simple Asymptotic BER Expressions for LoRa System over Rice and Rayleigh Channels. Wireless Telecommunications Symposium, San Francisco (virtual), United States. hal-03200448
- Staniec K., Kowal M., 2018. LoRa Performance under Variable Interference and Heavy-Multipath Conditions. Wireless Communications and Mobile Computing Volume 2018
- Tallal E., Joerg R., 2018. Analysis of BER and Coverage Performance of LoRa Modulation under Same Spreading Factor Interference. IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)
- Wang X., Fei M., Li X., 2008. Performance of Chirp Spread Spectrum in Wireless Communication Systems. Conference: Communication Systems ICCS 2008. 11th IEEE Singapore International
- Vikulov A. S., 2019 Interchannel interference model in IEEE 802.11 networks in the problem of throughput estimation. Radio engineering and telecommunication systems, no. 1 (33), 2019, pp. 36-45.
- Vikulov A. S., Paramonov A. I., 2018 Analysis of the main types of interference in the problem of planning wi-fi networks with a high density of users, Information technology and telecommunications. 2018. V. 6. No. 1
- Grishin I. V., 2009 "Algorithm for compensation of inter-symbol and inter-channel interference in transmission systems with DMT" Informatics, telecommunications and control, no. 6 (91), 2009, pp. 100-105.
- Zhilyakov E.G., Ursol D.V., Magergut V.Z., 2012. Development of a new method for generating signals for access systems to broadband multimedia services. Scientific reports of Belgorod State University. Series: Economics. computer science. Publisher: Belgorod State National Research University, Belgorod.
- Kalashnikov K. S., 2011 Algorithm for estimating interference distortions when receiving OFDM signals in conditions of multipath channels with fading. Bulletin of the Moscow State Technical University. N. E. Bauman. Series "Instrument making", no. 4, 2011, pp. 92-100.
- Meshkova A G, 2018 Methods for compensating inter-channel and intra-channel interference in communication systems with orthogonal frequency multiplexing. Thesis for the degree of candidate of technical sciences, Ufa 2018.
- Ursol D.V., 2012. Metod obespechenija pomehoustojchivosti informacionnyh kommunikacij pri subpolosnoj peredache informacii [The method of ensuring noise immunity of information communications in the subband transmission of information]: dis. cand. tech. Sciences: 05.13.17 – Theoretical foundations of computer science. Belgorod.

Конфликт интересов: о потенциальном конфликте интересов не сообщалось.

Conflict of interest: no potential conflict of interest related to this article was reported

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРЕ

Урсол Денис Владимирович, кандидат технических наук, доцент кафедры информационно-телекоммуникационных систем и технологий, Белгородский государственный национальный исследовательский университет, г. Белгород, Россия

INFORMATION ABOUT THE AUTHOR

Denis V. Ursol, Candidate of Technical Sciences, Assistant of Professor of the Department of Information and Telecommunication Systems and Technologies, Belgorod State National Research University, Belgorod, Russia