

Список используемых источников

1. Kirichek R., Koucheryavy A. Internet of Things Laboratory Test Bed // Lecture Notes in Electrical Engineering – Heidelberg: Springer, 2016. Т. 348. PP. 485–494.
2. Кучерявый А. Е., Владыко А. Г., Киричек Р. В., Парамонов А. И., Прокопьев А. В., Богданов И. А., Дорт-Гольц А. А. Летящие сенсорные сети // Электросвязь. 2014. № 9. С. 2–5.
3. Киричек Р. В., Владыко А. Г., Захаров М. В., Кучерявый А. Е. Модельные сети для Интернета Вещей и программируемых сетей // Информационные технологии и телекоммуникации. 2015. № 3 (11). С. 17–26.
4. Kirichek R., Vladiko A., Zakharov M., Koucheryavy A. Model networks for Internet of Things and SDN // 18th international conference on advanced communication technology (ICACT). Phoenix Park, Korea : IEEE, 2016. PP. 76–79.
5. Koucheryavy A., Vladiko A., Kirichek R. State of the Art and Research Challenges for Public Flying Ubiquitous Sensor Networks // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems / Ed. by S. Balandin, S. Andreev, Y. Koucheryavy. Springer International Publishing Switzerland. 2015, LNCS. Vol. 9247. PP. 299–308.
6. Кучерявый А. Е., Владыко А. Г., Киричек Р. В. Теоретические и практические направления исследований в области летающих сенсорных сетей // Электросвязь. 2015. № 7. С. 9–11.
7. Kirichek R., Paramonov A., Vareldzhyan K. Optimization of the UAV-P's motion trajectory in public flying ubiquitous sensor networks (FUSN-P) // Lecture Notes in Computer Science. 2015. PP. 352–366.
8. Hoang T., Kirichek R., Paramonov A., Koucheryavy A. Influence of intentional electromagnetic interference on the functioning of the terrestrial segment of flying ubiquitous sensor network // Lecture Notes in Electrical Engineering. 2016. Т. 376. PP. 1249–1259.
9. MAVLink Micro Air Vehicle Communication Protocol [Электронный ресурс] // Message Specification. URL: <http://qgroundcontrol.org/mavlink/start> (дата обращения: 15.03.2016).
10. MAVLINK Common Message Set [Электронный ресурс] // MAVLink Protocol. URL: <https://pixhawk.ethz.ch/mavlink/> (дата обращения: 18.03.2016).
11. Kirichek R., Grishin I., Okuneva D., Falin M. Development of a node-positioning algorithm for wireless sensor networks in 3D space // 18th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT). Phoenix Park, Korea : IEEE, 2016. PP. 279–282.

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ ДАННЫХ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА ПРЯМОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬЮ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКА

О.С. Когновицкий

Широкополосные сигналы позволяют обеспечить высокую помехоустойчивость передачи данных в канале при соотношении сигнал/шум по мощности близком к единице, а при определенных условиях и ниже единицы. Широкое применение сегодня они находят, прежде всего, в беспроводных системах передачи данных. Актуальной задачей является выбор широкополосных сигналов и их обработка. Рассматривается возможность повышения скорости передачи данных.

Ключевые слова: расширение спектра, шумоподобный сигнал, вероятность ошибки

WIDEBAND DATA SIGNALS WITH DIRECT SEQUENCE SPREAD SPECTRUM AND THEIR PROPERTIES

Kognovitzkiy O.

Wideband signals allow high-level noise immunity in data transmission channels when signal-to-noise ratio is close to one or less than one under certain conditions. Nowadays wideband signals are commonly used in wireless data transmission systems. One of the modern tasks is the selection and processing of wideband signals. Possibility of data rate increasing is also introduced.

Key words: spectrum spreading, noise-shaped signal, probability of error

В настоящее время в телекоммуникационных системах передачи данных, системах управления, радиолокации и навигации все шире применяют специальные сигналы, называемые широкополосными (ШПС) [1]. Наибольшее применение ШПС находят сегодня в беспроводных сетях передачи данных. Интерес к ШПС не только не ослабевает, а напротив – только усиливается с развитием и внедрением новых инфокоммуникационных технологий.

Свойства широкополосных сигналов, в сочетании с оптимальными методами их обработки, позволяют обеспечить высокую помехоустойчивость передачи данных в канале при соотношении сигнал/шум по мощности близком к единице, а при определенных условиях и ниже единицы. В этом случае передаче полезных данных в канале практически невозможно заметить и, тем более, распознать их.

Различают три метода расширения спектра сигнала – прямой последовательности, частотных скачков и временных сдвигов. Рассмотрим первый из них – метод расширения спектра прямой последовательностью (DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum) [1].

Важнейшей особенностью расширяющих спектр последовательностей является то, что их свойства должны быть похожи на свойства шума. Поэтому их часто называют шумоподобными. Для таких сигналов характерно, что их спектральные и корреляционные характеристики практически совпадают с аналогичными характеристиками шума. Поэтому на практике такие шумоподобные сигналы используют в качестве носителей информации, особенно конфиденциальной, передачу которой сложно распознать. В то же время, адресат, которому эта информация предназначена, должен легко распознавать процесс передачи ему информации и извлекать из шумоподобного сигнала передаваемую ему информацию. Для этого получатель должен знать структуру шумоподобного сигнала и, более того, иметь возможность воспроизводить такой сигнал на приеме.

К числу наиболее широко применяемых и в то же время самых простых псевдослучайных последовательностей для расширения спектра относятся последовательности максимальной длины или М-последовательности, формируемые регистрами сдвига с обратными связями (РОС). Достоинством таких

последовательностей является то, что они просто реализуются, сравнительно легко обрабатываются и могут иметь довольно большую длину.

Одним из естественных показателей эффективности широкополосных сигналов является коэффициент расширения спектра сигнала данных, который определяется как отношение ширины полосы сигнала после расширения спектра F_p к ширине полосы сигнала данных F_d до расширения спектра. Этот же коэффициент может быть определен как отношение скорости передачи сигналов (чипов) расширяющей последовательности R_p к скорости передачи сигналов

данных R_d от источника, т. е. $K = \frac{R_p}{R_d}$. При длительности расширяющей последовательности M бит, приходящейся на длину элементарного сигнала данных

t_0 , длина отдельного чипа будет равна $\tau = \frac{t_0}{M}$. Тогда скорость передачи чипов

будет $R_p = \frac{1}{\tau} = \frac{M}{t_0} = MR_d$. Следовательно, коэффициент расширения спектра сигнала

данных равен $K = \frac{R_p}{R_d} = \frac{MR_d}{R_d} = M$.

Как известно [1, 2], для получения высокой помехоустойчивости коэффициент расширения спектра K выбирают на много больше единицы. В то же время, с увеличением коэффициента расширения спектра снижается коэффициент G использования пропускной способности канала $G = \frac{R_d}{R_p} = \frac{1}{K}$. Поэтому ха-

рактеристики широкополосной системы передачи информации могут существенно отличаться (варьироваться) в зависимости от конкретных требований к той или иной системе.

В самом простом и наиболее часто применяемом способе расширения спектра случайные двоичные импульсные сигналы данных «0» и «1» модулируют псевдослучайную последовательность максимальной длины с периодом $M = 2^m - 1$. При этом униполярные (однополярные) двоичные символы данных складываются по модулю 2 с M -последовательностью (или её участком). В этом случае нулевой (бестоковый) сигнал данных, например, "0", передаётся «прямой» M -последовательностью, а единичный (токовый) сигнал, например, «1», – инвертированной.

В других широкополосных системах передачи данных для повышения помехоустойчивости используют "противоположные" двоичные сигналы, в частности биполярные сигналы. В этом случае процедура модуляции сводится к перемножению сигнала данных и биполярной M -последовательности. При умножении положительного сигнала данных (+1) на биполярную расширяющую последовательность будет передаваться «прямая» M -последовательность, в которой полярность чипов не меняется. Напротив, отрицательный сигнал данных будет передаваться M -последовательностью с обратной полярностью чипов. Такой способ расширения спектра применяется в синхронных системах

с когерентным приемом. В качестве опорной выступает M -последовательность известной структуры и с известной начальной фазой рекуррентной последовательности. Поэтому, прежде чем начать выделять информационные биты, система должна войти в тактовый синхронизм по чипам, а затем в синхронизм по сигналам данных длительностью t_0 . Будем предполагать, что система уже вошла в синхронизм. Выделение сигналов данных можно производить на основе различных алгоритмов обработки «прямой» и инвертированной («обратной») M -последовательностей. Наиболее широкое применение в широкополосных системах передачи данных в настоящее время находит алгоритм, основанный на взаимной корреляции между опорной и принимаемой M -последовательностями. Если, например, принимаемая биполярная M -последовательность длины M совпадает с «прямой» и не содержит ошибок, то функция взаимной корреляции с опорной «прямой» M -последовательностью будет положительной и равной M . Если же принятая биполярная M -последовательность совпадает с «обратной», т. е. инвертированной последовательностью, и не содержит ошибок, то функция взаимной корреляции с опорной «прямой» M -последовательностью будет отрицательной и равной $(-M)$. При наличии ошибок абсолютное значение функции взаимной корреляции (ВКФ) будет меньше M .

Таким образом, по значению и знаку ВКФ принимается решение о принятой M -последовательности – «прямой» или «обратной» и, соответственно, о значении принятого бита данных.

Очевидно, что в рассмотренном выше случае для передачи двоичных сигналов данных используется только одна «прямая» M -последовательность с заранее определенной начальной фазой и «обратная» ей, а в качестве опорной на приеме – только одна, например, «прямая», M -последовательность.

Вместе с тем, при расширении спектра прямой M -последовательностью с периодом $M = 2^m - 1$, можно с тем же коэффициентом расширения спектра K и в той же полосе частот повысить скорость передачи данных R_d в m раз. Этого эффекта можно достичь тем, что m бит данных будут кодироваться начальными m элементами M -последовательности и передаваться одним периодом расширяющей последовательности. Таким образом, увеличение скорости передачи данных в m раз в той же полосе приводит к повышению коэффициента использования полосы пропускания также в m раз, т. е. составит $G = \frac{m \cdot R_d}{R_p} = \frac{m}{K}$.

Одновременно увеличение скорости вызовет снижение помехоустойчивости вследствие того, что на приемной стороне теперь необходимо будет обрабатывать и различать не две последовательности, как в предыдущем случае, с кодовым расстоянием $d_1 = M = 2^m - 1$, а 2^m эквидистантных M -последовательностей (с учетом нулевой) с кодовым расстоянием $d_2 = \frac{M+1}{2} = 2^{m-1}$. Очевидно, что это уменьшает кратность корректируемых ошибок. Отсюда можно сделать вывод, что чем больше период расширяющей M -

последовательности, тем больше кодовое расстояние и, как следствие, больше кратность исправляемых ошибок. Однако, увеличение периода M -последовательности ведет к повышению канальной скорости передачи чипов, а значит к уменьшению длительности τ элементарного чипа и снижению помехоустойчивости. Поэтому окончательный выбор периода M -последовательности необходимо делать исходя из целевого назначения и требований к широкополосной системе передачи данных.

Проведем сравнение обоих способов применительно к каналу АБГШ в предположении, что по нему будут передаваться импульсы прямоугольной формы. При этом ограничимся рассмотрением только биполярных двоичных последовательностей.

Вероятность ошибки не расширенного по спектру элементарного (битового) сигнала в канале АБГШ с равновероятными символами «0» и «1» и антиподными (противоположными) сигналами равной энергии определяется выражением:

$$p_1 = Q\left(\sqrt{2 \frac{E_b}{N_0}}\right) = P_b, \quad (1)$$

где $Q(x)$ – интеграл вероятности ошибки, $\frac{E_b}{N_0}$ – отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума.

В результате расширения спектра M -последовательностью с периодом M вероятность ошибки чипа в том же канале определяется аналогично выражением:

$$p_2 = Q\left(\sqrt{\frac{2}{M} \frac{E_b}{N_0}}\right). \quad (2)$$

Зависимости этих вероятностей ошибок от соотношения сигнал/шум в дБ представлены на рисунке 1, где $P1(y)$ – вероятность битовой ошибки в последовательности двоичных биполярных сигналов без расширения спектра; $r1(y)$ и $r2(y)$ – вероятности ошибок чипа в расширяющей спектр M -последовательности с периодом $M_1 = 15 (m_1 = 4)$ и $M_2 = 31 (m_2 = 5)$ соответственно.

Определим теперь вероятность ложного (неправильного) распознавания M -последовательности на приеме для обоих рассматриваемых случаев.

В первом случае, когда обрабатываются только две биполярные последовательности, «прямая» и инверсная, имеющие между собой расстояние Хемминга $d_1 = M = 2^m - 1$, вероятность ложного распознавания приближенно можно оценить с помощью выражения:

$$P_3 = 1 - \sum_{k=0}^{\frac{d_1-1}{2}} C_M^k (p_2)^k (1-p_2)^{M-k}. \quad (3)$$

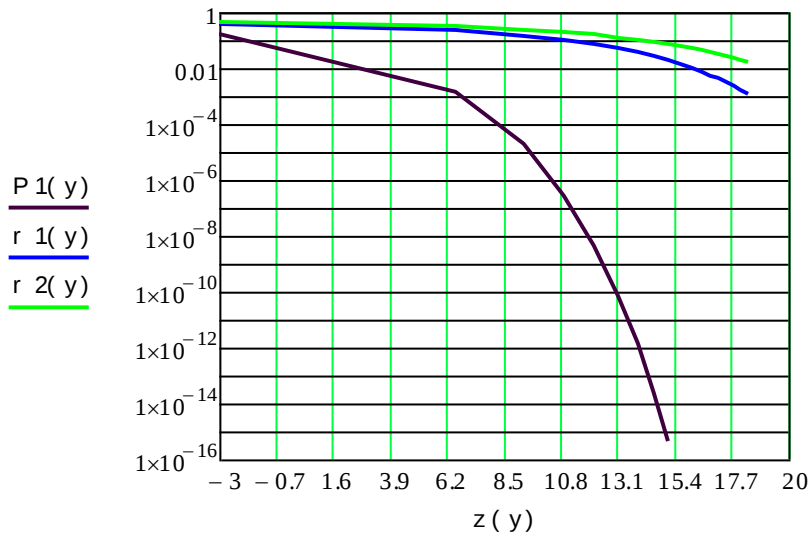


Рис. 1. Зависимости вероятностей ошибок от соотношения сигнал/шум в дБ,

Во втором случае, с увеличением скорости передачи данных в t раз и при распознавании некоторой определенной M -последовательности из $(M+1)$ -ой возможных, вероятность ложного распознавания может быть приближенно оценена по аналогичной формуле с другим верхним пределом суммирования:

$$P_4 = 1 - \sum_{k=0}^{\frac{d_2-1}{2}} C_M^k (p_2)^k (1-p_2)^{M-k}. \quad (4)$$

где p_2 – вероятность ошибочного приема чипа, определяемая по формуле (2) для соответствующего периода M -последовательности.

Тогда вероятность ошибочного распознавания одного исходного битового сигнала данных в первом случае P_{3b} будет равна (3). Для второго случая расширения спектра с увеличением скорости в t раз усредненную вероятность битовой ошибки можно приближенно оценить как $P_{4b} = \frac{P_4}{M}$.

Зависимости этих вероятностей ошибок от соотношения сигнал/шум представлены на рисунке 2, где $P2(y)$ и $P3(y)$ – вероятности битовой ошибки при расширении спектра «прямой» и инверсной M -последовательностью для $M_1=15 (m_1=4)$ и $M_2=31 (m_2=5)$ соответственно; $P4(y)$ и $P5(y)$ – вероятности битовых ошибок при расширении спектра M -последовательностями с увеличением скорости в t раз соответственно для $M_1=15 (m_1=4)$ и $M_2=31 (m_2=5)$. Из представленных графиков на этом рисунке видно, что увеличение скорости передачи данных привело к снижению достоверности.

В таблице 1 приведены сравнительные характеристики, рассчитанные по формулам (2)–(4), для соотношения сигнал/шум $\frac{E_b}{N_0}$, равном 13 дБ.

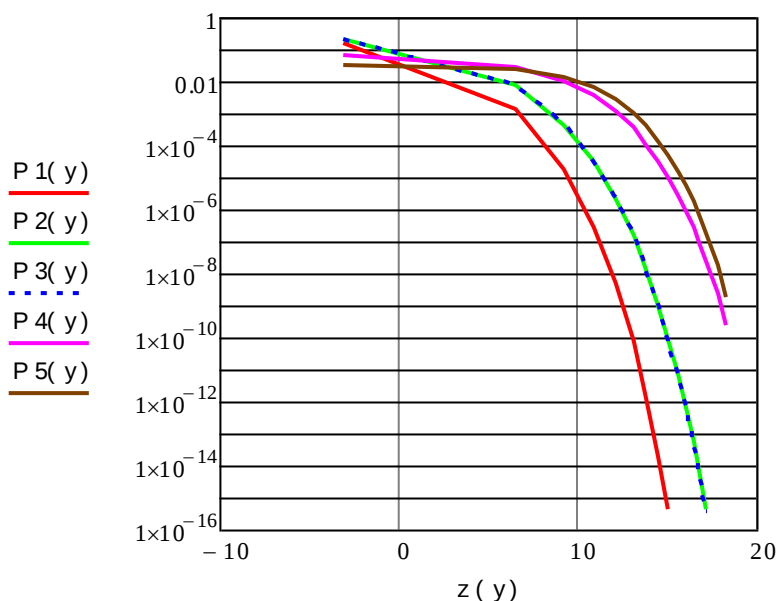


Рис. 2. Зависимости от соотношения сигнал/шум вероятностей ошибок на бит, оставшихся после обработки M -последовательностей

ТАБЛИЦА 1. Сравнительные характеристики рассмотренных методов расширения спектра двоичных биполярных сигналов данных

Скорость ПД R_D , бит/с; Длина M	Коэфф. расшир. спектра, K	Сотнош. сигнал / шум, дБ	Вероятность ошибки в чипе и расстояние Хемминга	Остаточная вероятность битовой ошибки, P_b	Коэффициент использования полосы частот, G
<i>Простая передача сигналов данных (без расширения спектра)</i>					
9600	1	13		$5 \cdot 10^{-11}$	1 (100 %)
<i>Традиционное расширение спектра «прямой» и «инверсной» M-последовательностью</i>					
9600 $M = 15$	15	4,43	$P_{\text{чипа}} = 0,047$ $d_{\min} = 15$	$1,13 \cdot 10^{-7}$	0,067 (6,7 %)
9600 $M = 31$	31	1,13	$P_{\text{чипа}} = 0,123$ $d_{\min} = 31$	$1,3 \cdot 10^{-7}$	0,032 (3,2 %)
<i>Расширение спектра с увеличением скорости передачи данных в m раз ($M = 2^m - 1$)</i>					
38400 $M = 15$	15	4,43	$P_{\text{чипа}} = 0,047$ $d_{\min} = 8$	$2,9 \cdot 10^{-4}$	0,266 (26,6 %)
48000 $M = 31$	31	1,13	$P_{\text{чипа}} = 0,123$ $d_{\min} = 16$	$9,5 \cdot 10^{-4}$	0,161 (16,6 %)

Таким образом, результаты анализа рассмотренных методов расширения спектра в широкополосных системах на основе прямых последовательностей и корреляционной обработки показывают, что, меняя коэффициент расширения спектра, можно обеспечить высокую достоверность передачи при выполнении требований по скорости передачи в заданной полосе или увеличить скорость передачи данных при удовлетворении требований по достоверности.

Тем не менее, полезно провести сравнение и с другими, в том числе новыми, алгоритмами обработки расширяющих спектр последовательностей, в частности, с алгоритмами на основе двойственного базиса [3].

Список используемых источников

1. Борисов В. И., Зинчук В. М., Лимарев А. Е., Шестопалов В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью. М.: РадиоСофт, 2011. 548 с. ISBN 978-5-93274-032-3.
2. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 488 с. ISBN 978-5-94836-128-4.
3. Когновицкий О. С. Двойственный базис и его применение в телекоммуникациях. СПб.: Линк, 2009. 424 с. ISBN 978-5-98595-020-5.

МЕТОД КОНТРОЛЯ ШУМОВ КВАНТОВАНИЯ ВЕЙВЛЕТНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ В ПЕРЦЕПЦИОННОМ СЖАТИИ ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ

Ю.А. Ковалгин, Д.Р. Фадеев

Излагается разработанный метод адаптации психоакустической модели ААС к вейвлетному домену.

Ключевые слова: шумы квантования, компрессия цифровых аудиоданных, вейвлетный домен кодека

A METHOD OF CONTROLLING THE QUANTIZATION NOISE OF THE WAVELET COEFFICIENTS IN PERCEPTUAL COMPRESSION OF AUDIO SIGNALS

Fadeev D., Kovalgin Y.

Discusses the quantization noise arising in the codec working in wavelet space, and the method of adaptation psychoacoustic model AAS (AMP AAS) to the calculation of the masking performed in the wavelet domain.

Key words: the quantization noise, compression of digital audio data, wavelet-domain codec

Вычисление порога маскировки непосредственно в домене вейвлетного преобразования имеет ряд важных преимуществ. Метод позволяет увеличить скорость вычислений, так как отпадает необходимость в дополнительных ранее применяемых преобразованиях, вследствие чего сложность расчетов уменьшается. Это более простой алгоритм, позволяющий выполнять все операции в одном домене с учетом его особенностей. Однако дискретное вейвлетное преобразование не обеспечивает компактного представления распределения энергии для чистых тонов.