

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ДЕКОДИРОВАНИЯ В СШП ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ СМЕСИ ПОМЕХ¹

Апанасенко Н.В., магистрант кафедры проблемно ориентированных
вычислительных комплексов ГУАП, nikolaiaapanasenko@mail.ru

Аннотация

В статье рассматривается работа сверхширокополосной системы передачи данных с позиционно-импульсной модуляцией. Проводится анализ устойчивости трех алгоритмов принятия решения к воздействию смеси гауссовских помех (корреляционного приема, приема по максимуму правдоподобия и Max-Log-MAP приема).

Ключевые слова: телекоммуникационные системы, сверхширокополосная связь, позиционно-импульсная модуляция, Max-Log-MAP, модель засорения Тьюки-Хубера.

Введение

Телекоммуникационные системы связи на основе сверхширокополосных (СШП) сигналов активно развиваются в последнее десятилетие [1]. К преимуществам СШП систем можно отнести многоканальность, помехоустойчивость, скрытность, минимальный уровень помех другим радиосистемам, уменьшенное влияния интерференции [2]. Наиболее распространенным видом модуляции в СШП-системах является: позиционно-импульсная модуляция (Pulse-Position Modulation, PPM) [3, 4]. Актуальной задачей для разработчиков телекоммуникационных систем является анализ устойчивости подобных систем к различным видам помех в частности к воздействию смеси гауссовских помех [5].

Описание позиционно-импульсной модуляции

В позиционно-импульсной модуляции положение импульса определяют значение переданного бита. Передача кодовых символов

¹ Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта №16-37-00197 мол_а

осуществляется посредством излучения пачки из N импульсов. Интервал передачи информационного бита разбивается на N фреймов, каждый из которых в свою очередь разбивается на M подинтервалов, называемых слотами. В каждом фрейме осуществляется передача одного кодового символа. Каждый слот содержит два полуслота. В зависимости от того, какой передается кодовый символ (ноль или единица), импульс формируется либо в правом, либо в левом полуслоте. Номер слота для формирования кодового символа выбирается передатчиком псевдослучайно.

Описание приема PPM сигнала

Унифицированная схема приемника сигнала модулированного позиционно-импульсной модуляцией состоит из:

- генератора псевдослучайных чисел, который синхронно с передатчиком, вычисляет номер слота, в котором осуществляется передача i -го кодового символа ($i = \overline{1, N}$);

- генератора опорной последовательности, который формирует две последовательности импульсов: $g_i^{(1)}(t) = \sum_{i=1}^N g_i^{(1)}(t)$ и $g_i^{(0)}(t) = \sum_{i=1}^N g_i^{(0)}(t)$.

Где $g_i^{(1)}(t)$ и $g_i^{(0)}(t)$ импульсы соответствующие передачи информационного нуля и единицы, соответственно;

- двух перемножителей и двух интеграторов.

Сигналы с выходов перемножителей поступают на интеграторы, после чего, в конце полуслота снимаются отсчеты.

$$y_i^{(1)} = \int_{T(i-1)}^{T_i} x(t) g_i^{(1)}(t) dt, \quad i = \overline{1, N};$$

$$y_i^{(0)} = \int_{T(i-1)}^{T_i} x(t) g_i^{(0)}(t) dt, \quad i = \overline{1, N},$$

где T – длительность фрейма. Таким образом формируется две последовательности действительных чисел $y_i^{(0)}$ и $y_i^{(1)}$ ($i = \overline{1, N}$), которые поступают на устройство принятия решения (УПР) [6], которое характеризуется функцией принятия решений

$\hat{b} = \varphi(y_1^{(0)}, y_2^{(0)}, \dots, y_N^{(0)}, y_1^{(1)}, y_2^{(1)}, \dots, y_N^{(1)})$, где \hat{b} -оценка переданного бита.

Модель помехи

В данной работе рассматривается модель помехи, представляющая собой смесь двух гауссовских случайных величин с различными дисперсиями (модель засорения Тьюки-Хьюбера) [7, 8]. Функция плотности распределения вероятности такой помехи имеет следующий вид:

$$f_{ш+n}(x) = (1-p) \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{ш}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_{ш}^2}\right) + p \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right),$$

где p – вероятность появления помеховой компоненты с среднеквадратическим отклонением (СКО) помехи σ_n , $\sigma_{ш}$ – СКО шумовой компоненты. Для такой смеси шума и помехи средняя мощность находится как:

$$P_{ш+n} = (1-p)\sigma_{ш}^2 + p\sigma_n^2,$$

При нормировании энергии импульса к единице отношение сигнал/шум+помеха, будет определяться следующим выражением:

$$q = \frac{1}{2M \left((1-p)\sigma_{ш}^2 + p\sigma_n^2 \right)}.$$

Корреляционный прием

На практике распространенным методом декодирования СШП сигнала является корреляционный прием [9]. Известно, что такой алгоритм принятия решений обеспечивает минимальную вероятность ошибки на бит при воздействии гауссовского шума. Выражение для оценки переданного бита корреляционным УПР имеет следующий вид:

$$\hat{b} = I \left\{ \sum_{i=1}^N y_i^{(1)} \geq \sum_{i=1}^N y_i^{(0)} \right\},$$

где $I\{\cdot\}$ – индикаторная функция.

Прием по максимуму правдоподобия

Введем функцию правдоподобия для наблюдаемой

последовательности отсчетов на входе УПР:

$$L\left(y_i^{(0)}, y_i^{(1)}; i = \overline{1, N} \mid b\right) = \prod_{i=1}^N f_{u+n}\left(y_i^{(0)} \mid b\right) f_{u+n}\left(y_i^{(1)} \mid b\right).$$

Оценкой принимаемого бита является такое \hat{b} , при котором функция правдоподобия имеет максимальное значение:

$$\hat{b} = \arg \max_b L\left(y_i^{(0)}, y_i^{(1)}; i = \overline{1, N} \mid b\right).$$

В данном случае удобно находить максимум не самой функции правдоподобия, а максимум ее логарифма:

$$\hat{b} = \arg \max_b \sum_{i=1}^N \left[\log f_{u+n}\left(y_i^{(0)} \mid b\right) + \log f_{u+n}\left(y_i^{(1)} \mid b\right) \right].$$

После серии алгебраических преобразований, алгоритм, выполняемый приемником по МП, может быть выражен как:

$$\hat{b} = I \left\{ \sum_i^N \left(\log \left((1-p) f_r \left(y_i^{(1)}, 1, \sigma_u \right) + p f_r \left(y_i^{(1)}, 1, \sigma_n \right) \right) + \log \left((1-p) f_r \left(y_i^{(0)}, 0, \sigma_u \right) + p f_r \left(y_i^{(0)}, 0, \sigma_n \right) \right) - \right. \right. \\ \left. \left. - \log \left((1-p) f_r \left(y_i^{(0)}, 1, \sigma_u \right) + p f_r \left(y_i^{(0)}, 1, \sigma_n \right) \right) + \log \left((1-p) f_r \left(y_i^{(1)}, 0, \sigma_u \right) + p f_r \left(y_i^{(1)}, 0, \sigma_n \right) \right) \right) > 0 \right\},$$

$$\text{где } f_r(x, \mu, \sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left(\frac{-(x-\mu)^2}{2\sigma^2} \right).$$

Алгоритм приемника МП имеет большую сложность вычисления и для его реализации необходима большая вычислительная мощность.

Max-Log-MAP прием

Для упрощения решающего правила для приемника по МП воспользуемся логарифмом Якоби:

$$\log(e^a + e^b) \approx \max(a, b).$$

Тогда решающее правило для оценки переданного бита принимает следующий вид:

$$\hat{b} = I \left\{ \sum_i^N \left(\max \left(g_u \left(y_i^{(1)}, p, \sigma_u, 1 \right), g_n \left(y_i^{(1)}, p, \sigma_n, 1 \right) \right) + \max \left(g_u \left(y_i^{(0)}, p, \sigma_u, 0 \right), g_n \left(y_i^{(0)}, p, \sigma_n, 0 \right) \right) - \right. \right. \\ \left. \left. - \max \left(g_u \left(y_i^{(0)}, p, \sigma_u, 1 \right), g_n \left(y_i^{(0)}, p, \sigma_n, 1 \right) \right) + \max \left(g_u \left(y_i^{(1)}, p, \sigma_u, 0 \right), g_n \left(y_i^{(1)}, p, \sigma_n, 0 \right) \right) \right) > 0 \right\},$$

$$\text{где } g_u(x, p, \sigma_u, \mu) = \log \left(\frac{(1-p)}{\sqrt{2\pi}\sigma_u} \right) + \frac{(x-\mu)^2}{2\sigma_u^2}, \quad g_n(x, p, \sigma_n, \mu) = \log \left(\frac{p}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \right) + \frac{(x-\mu)^2}{2\sigma_n^2}.$$

После серии алгебраических преобразований, функция принятия решений для Мах-Log-MAP приемника может быть выражена как:

$$\mathcal{B} = I \left\{ \sum_{i=1}^N (y_i^{(l)} - y_i^{(0)}) + \sigma_u^2 \log \left(\frac{p}{k(1-p)} \right) \sum_{i=1}^N (g_I(y_i^{(l)} - 1) + g_I(y_i^{(0)}) - g_I(y_i^{(l)}) - g_I(y_i^{(0)} - 1)) + \right. \\ \left. + \sigma_u^2 \left(\frac{1 - 1/k^2}{2\sigma_u^2} \right) \sum_{i=1}^N (g_I(y_i^{(l)} - 1)(y_i^{(l)} - 1)^2 + g_I(y_i^{(0)})(y_i^{(0)})^2 - g_I(y_i^{(l)})(y_i^{(l)})^2 - g_I(y_i^{(0)} - 1)(y_i^{(0)} - 1)^2) > 0 \right\},$$

$$\text{где } g_I(x) = I \{ |x| \geq \sqrt{a} \}, \quad a = \left(- \frac{2\sigma_u^2 \log \left(\frac{p}{k(1-p)} \right)}{\left(1 - 1/k^2 \right)} \right), \quad \text{где } k = \frac{\sigma_n}{\sigma_u}.$$

Видно, что алгоритм принятия решений для Мах-Log-MAP приемника имеет значительно меньшую сложность, нежели прием по МП. Так вычисление трансцендентной функции заменяется на вычисление алгебраической.

Результаты моделирования

На рисунке 1 представлен график зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум+помеха при $p=0.1$, $k=2$, $(N=2, M=5)$

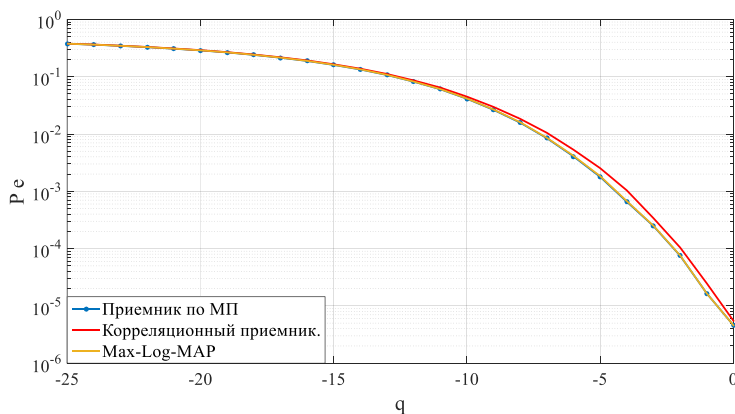


Рисунок 1: график зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум+помеха при $p=0.1$, $k=2$, $(N=2, M=5)$

Из графика видно, что, если СКО помехи незначительно превосходит СКО шума, все три приемника показывают близкие результаты. В случае, когда СКО помехи значительно превышает СКО шума, приемник по МП и Max-Log-MAP показывают меньшую вероятность ошибки на бит по сравнению с корреляционным приемником, что видно из графика, представленного на рисунке 2. При этом, результаты, показанные Max-Log-MAP приемником, незначительно отличаются от результатов, показанных приемником по МП.

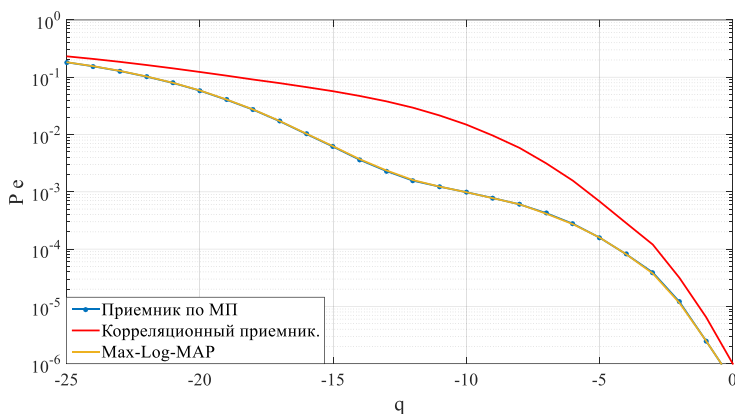


Рисунок 2: график зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум+помеха при $p=0.1$, $k=6$, $(N=2, M=5)$

На рисунке 3 представлена зависимость целевого отношения сигнал/шум+помеха от параметра k , для обеспечения вероятности возникновения ошибки $P_e = 10^{-3}$ при $p=0.1$.

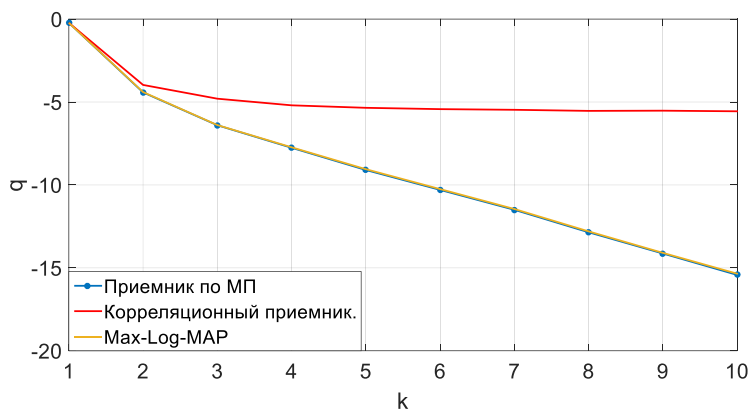


Рисунок 3: график зависимости целевого отношения сигнал/шум+помеха от параметра k

Из данного графика видно, что для обеспечения вероятности битовой ошибки равной $P_e = 10^{-3}$, приемник по МП и Max-Log-MAP приемник позволяют работать при низких значениях отношения сигнал/шум+помеха, в отличие от корреляционного приемника.

Заключение

- Применение приемника по МП ограничено из-за большой вычислительной сложности.
- Сложность Max-Log-MAP приемника значительно ниже приемника по МП.
- Результаты, показанные Max-Log-MAP приемником, незначительно отличаются от результатов, показанных приемником по МП.

Также стоит отметить, что в дальнейшем предполагается рассмотрение приемников по МП и Max-Log-MAP при неизвестных параметрах помехи.

Литература

1. Siwiak K., McKeown D. Ultra-Wideband Radio Technology. Wiley, 2004.
2. Брызгалов А.П. Сверхширокополосный сигнал большой длительности. Теория и практика применения в радиосвязи. Журнал «Специальная техника» №3 2001г.

3. Zigangirov K. Sh. Theory of Code Division Multiple Access Communication. –Wiley-IEEE Press, May 2004. – 416p.
4. Telatar I. E., Tse D. N. C. Capacity and Mutual Information of Wideband Multipath Fading Channels // IEEE Transactions on Information Theory. Jul 2000. Vol. 46. N. 4. P. 1386-1400.
5. В. И. Проскурин, В. И. Шевчук, А. С. Ягольников. Сравнительная оценка помехоустойчивости нелинейных приемников систем поиска сигналов в условиях гауссовских импульсных помех // Радиотехника. - 2006. - N 1. Радиосистемы. - 2006. - N 12. - С. 70-72.
6. Шувалов В. П., Захарченко Н. В., Шварцман В. О. Передача дискретных сообщений. Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1990. – 464с.
7. Tukey, J.W. A survey of sampling from contaminated distributions. Contributions to Probability and Statistics. – 1960. – P. 448–485.
8. Huber, P.J. Robust estimation of a location parameter. Ann. Math. Statist. – 1964. – № 1. – Vol. 35. – P. 73–101.
9. Saha P. K., Sasaki N., Kikkawa T. A CMOS UWB Transmitter for Intra/Inter-chip Wireless Communication // Proceedings of IEEE 18th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. 30 Aug.-2 Sept. 2004, P. 962-966.