

УДК 621.391

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.100

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ С ПОЗИЦИОННО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ К ВОЗДЕЙСТВИЮ ХИП ПРИ ВЫСОКИХ ОТНОШЕНИЯХ СИГНАЛ/ШУМ

Бакин Е. А.^а, канд. техн. наук, доцентАпанасенко Н. В.^а, магистрант^аСанкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

Введение: существующие на сегодняшний день алгоритмы приема сверхширокополосных сигналов, как правило, не учитывают наличие импульсных помех в канале. Это приводит к потере их работоспособности, что существенно ограничивает область применения сверхширокополосных систем передачи данных на промышленных объектах. **Цель исследования:** разработка и анализ эффективных алгоритмов приема сверхширокополосного сигнала на фоне импульсных помех. **Результаты:** предложена модель импульсной помехи, для которой была разработана оптимальная схема принятия решений о передаваемом сообщении. Несмотря на то, что данная схема является трудно реализуемой, ее анализ позволил определить нижнюю границу для вероятности возникновения битовой ошибки. Проведен сравнительный анализ оптимального алгоритма и алгоритмов, наиболее часто используемых в современных трансиверах сверхширокополосных систем передачи данных: корреляционного приема и приема с двоичным квантованием. По результатам сравнения разработан перечень рекомендаций по областям применения рассмотренных алгоритмов: приемник с двоичным квантованием является эффективным в области низких значений отношения сигнал/помеха при большой скважности помеховых импульсов. Рекомендуемой областью применения корреляционного приемника являются высокие значения отношения сигнал/помеха при их малой скважности. **Практическая значимость:** результаты исследования могут быть использованы разработчиками беспроводных решений по сбору и обработке данных, планирующих применение сверхширокополосных систем передачи данных на предприятиях с высоким уровнем промышленных помех.

Ключевые слова — вероятность ошибки, импульсная помеха, позиционно-импульсная модуляция, сверхширокополосная связь.

Введение

Развитие науки и техники в последние десятилетия привело к появлению инновационных технологий во всех областях деятельности человека. Одной из таких инноваций является использование в связи, локации и навигации сигналов с шириной спектра более 500 МГц, названных сверхширокополосными (СШП) [1].

В СШП-системах наиболее широкое применение получили следующие виды модуляции: позиционно-импульсная (*Pulse-Position Modulation* — PPM), амплитудно-импульсная (*Pulse-Amplitude Modulation* — PAM), манипуляция с пассивной паузой (*On-Off Keying* — OOK) и двоичная фазовая манипуляция (*Biphase Modulation* — BPSK) [2]. Наиболее распространенной из перечисленных является PPM, также называемая технологией расширения спектра скачками по времени (*Time-Hopping Spread Spectrum* — TH-SS) [3, 4]. Соответственно, актуальной задачей является анализ устойчивости подобных систем к различным видам помех. В литературе, как правило, рассматривается работа телекоммуникационных систем с PPM на фоне аддитивного белого гауссова шума (АБГШ) и перекрестных помех, создаваемых другими станциями [3, 5]. Однако распространенным видом промышленных помех является также ха-

отическая импульсная помеха (ХИП). Такая помеха представляет собой последовательность импульсов произвольной длительности и амплитуды, следующих друг за другом через случайные промежутки времени [6]. Характерным отличием импульсной помехи от обычного теплового шума является то, что длительность периодов активности помехи значительно меньше промежутков между ними, поэтому события появления импульсов могут рассматриваться как независимые. К источникам импульсных помех относятся включение и выключение осветительных и электромеханических приборов, атмосферные разряды, промышленные установки, медицинское оборудование и т. д. [6].

В данной работе рассматривается СШП-система передачи данных, в которой основным мешающим фактором при принятии решения о переданном сообщении является наличие импульсной помехи. При этом предполагается, что мощность флюктуационного шума пренебрежимо мала по сравнению с мощностью полезного сигнала. Вводятся модель импульсной помехи и три алгоритма демодуляции на приемной стороне. Приводится анализ зависимостей вероятностных характеристик качества приема PPM-сигнала от мощностных и временных параметров импульсной помехи для всех трех алгоритмов.

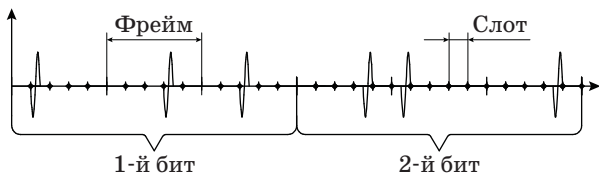
Позиционно-импульсная модуляция

В позиционно-импульсной модуляции для передачи одного информационного бита используется код с повторением со скоростью $1/N$ с последующим скремблированием [7]. Передача кодовых символов осуществляется посредством излучения пачки из N импульсов. Для этого интервал передачи информационного бита разбивается на N фреймов, каждый из которых в свою очередь разбивается на M интервалов, называемых слотами. В каждом фрейме передается один кодовый символ. При этом для передачи символа на передающем устройстве псевдослучайным образом выбирается один из M слотов. Каждый слот содержит два полуслота. В зависимости от того, какой кодовый символ (ноль или единица) передается, формируется импульс либо в правом, либо в левом полуслоте. На рис. 1 приведен пример PPM-сигнала для $N = 3$ и $M = 5$.

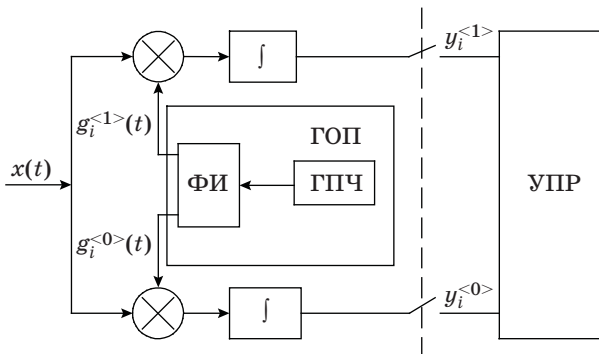
Заметим, что если нормировать энергию импульса и длительность слота к единице, то расходуемая при передаче данных средняя мощность

$$P_{cp} = \frac{1}{2M}.$$

Типовая схема приемника PPM-сигнала представлена на рис. 2. На приемной стороне синхронно с передатчиком работает генератор псевдослучайных чисел ГПЧ, который вычисляет номер слота, в котором осуществляется передача i -го кодового символа ($i = \overline{1, N}$). Далее, на перемножители подаются импульсы, аналогичные излучаемым, один из которых соответствует i -му импуль-



■ Рис. 1. PPM-сигнал



■ Рис. 2. Общая схема приемника PPM-сигнала

су последовательности при передаче информационной единицы, другой — нуля ($g_i^{<1>}(t)$ и $g_i^{<0>}(t)$ соответственно). ГПЧ и формирователь импульсов ФИ, работая в паре, образуют генератор опорных последовательностей ГОП, формирующий последовательность импульсов $g^{<1>}(t) = \sum_{i=1}^N g_i^{<1>}(t)$ и $g^{<0>}(t) = \sum_{i=1}^N g_i^{<0>}(t)$.

Сигналы с выходов перемножителей поступают на интеграторы, после чего в конце полуслота снимаются отсчеты. Таким образом, непрерывный сигнал превращается в последовательность действительных чисел $y_i^{<0>}$ и $y_i^{<1>}$ ($i = \overline{1, N}$), которые поступают на устройство принятия решения УПР о передаваемом информационном бите [8]:

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

$$y_i^{<1>} = \int_{T(i-1)}^{Ti} x(t)g_i^{<1>}(t)dt, \quad i = \overline{1, N}.$$

Здесь T — длительность фрейма.

Устройство принятия решения, соответственно, характеризуется функцией принятия решения $\hat{b} = \varphi(y_1^{<0>}, y_2^{<0>}, \dots, y_N^{<0>}, y_1^{<1>}, y_2^{<1>}, \dots, y_N^{<1>})$, где \hat{b} — оценка переданного бита. Очевидно, что в случае отсутствия помех в канале при передаче информационной единицы $y_1^{<0>} = y_2^{<0>} = \dots = y_N^{<0>} = 0$, $y_1^{<1>} = y_2^{<1>} = \dots = y_N^{<1>} = 1$, а при передаче информационного нуля $y_1^{<0>} = y_2^{<0>} = \dots = y_N^{<0>} = 1$, $y_1^{<1>} = y_2^{<1>} = \dots = y_N^{<1>} = 0$.

Модель помехи

В данной работе рассматривается аддитивная импульсная помеха, длительность которой существенно меньше длительности слота в системе PPM, а интервалы времени между импульсами являются независимыми экспоненциально распределенными случайными величинами [8]. Отклик одного импульса помехи на выходе коррелятора может быть представлен нормальной случайной величиной с нулевым математическим ожиданием и дисперсией D . Таким образом, последовательность отсчетов помехи на входе УПР представляет собой бернуллиевский поток, в котором с вероятностью p помеха в полуслоте принимает ненулевое значение и представляется нормальной случайной величиной, а с вероятностью

стью $(1 - p)$ равна нулю [9]. Обобщенная плотность вероятности для последовательности отсчетов такой помехи будет определяться выражением

$$f_n(x) = (1 - p)\delta(x) + p \frac{1}{\sqrt{2\pi D}} \exp\left(-\frac{x^2}{2D}\right), \quad (1)$$

где $\delta(x)$ — дельта-функция; p — вероятность возникновения помехи в одном полуслоте; D — дисперсия помеховой компоненты в случае ее появления. В зависимости от параметра p помеха может представлять собой либо ХИП (при $p \rightarrow 0$), либо флуктуационный шум (при $p \rightarrow 1$). Средняя мощность такой помехи определяется выражением $P_d = pD$.

Тогда отношение сигнал/помеха будет рассчитываться следующим образом:

$$q = \frac{1}{2MpD}.$$

В дальнейшем будем обозначать через $n_i^{(0)}$ и $n_i^{(1)}$ ($i = \overline{1, N}$) помеховые компоненты в полуслотах, соответствующих i -му импульсу при передаче информационного нуля и единицы соответственно.

Описание алгоритма принятия решения на основе метода максимума правдоподобия

Для нахождения потенциальных характеристик приема РРМ-сигнал на фоне помехи, описанной в предыдущем разделе, проведем анализ алгоритма приема по максимуму правдоподобия (МП). Для построения приемника по МП введем функцию правдоподобия для наблюдаемой последовательности отсчетов на входе УПР:

$$L(y_i^{(0)}, y_i^{(1)}; i = \overline{1, N} | b) = \prod_{i=1}^N f_n(y_i^{(0)} | b) f_n(y_i^{(1)} | b).$$

В качестве оценки значения принимаемого бита выбирается такое \hat{b} , при котором функция правдоподобия имеет максимальное значение:

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

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

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

Рассмотрим вид логарифма функции правдоподобия для случая $b = 0$:

$$\sum_{i=1}^N \left[\log f_n(y_i^{(0)} | b = 0) + \log f_n(y_i^{(1)} | b = 0) \right] =$$

$$= \sum_{i=1}^N \left[\log \left((1 - p)\delta(y_i^{(0)} - 1) + p e^{-\frac{(y_i^{(0)} - 1)^2}{2D}} \right) + \log \left((1 - p)\delta(y_i^{(1)}) + p e^{-\frac{(y_i^{(1)})^2}{2D}} \right) \right]. \quad (2)$$

Функция обобщенной плотности вероятности отсчета одной помехи (1) включает в себя дельта-функцию, которая принимает бесконечное значение, когда аргумент равен нулю. Аргументы при дельта-функциях в выражении (2) могут принимать значение ноль только в двух случаях: когда $y_i^{(0)} = 1$ или когда $y_i^{(1)} = 0$. Следовательно, вся сумма будет стремиться к бесконечности, если хотя бы в одном из N полуслотов для передачи кодового символа «ноль» появится единица либо произошло событие появления нуля хоть в одном из N полуслотов для передачи кодового символа «единица». При этом прием информационного бита абсолютно достоверен. Данное событие может быть записано в виде следующего математического индикатора:

$$I_0 = I \left\{ \bigcup_{i=1}^N \left[(y_i^{(0)} = 1) \cup (y_i^{(1)} = 0) \right] \right\}.$$

Если индикатор I_0 равен единице, принимается решение, что передавался информационный бит, равный нулю. Аналогично можно ввести второй индикатор

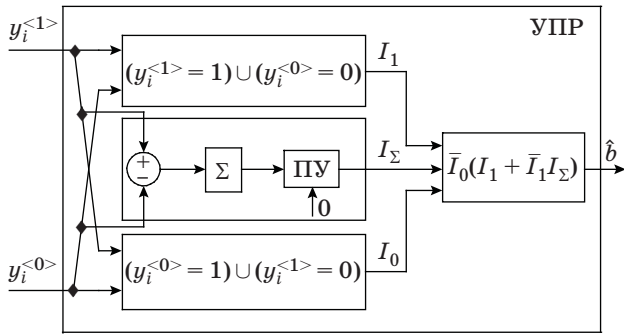
$$I_1 = I \left\{ \bigcup_{i=1}^N \left[(y_i^{(0)} = 0) \cup (y_i^{(1)} = 1) \right] \right\}.$$

Тогда, если индикатор I_1 равен единице, принимается достоверное решение, что передавался информационный бит, равный единице. Если же все $y_i^{(0)}$ и $y_i^{(1)}$ отличны от нуля и единицы, то дельта-функции в функции правдоподобия обращаются в ноль, и после несложных преобразований решающее правило принимает вид

$$\hat{b} = \arg \max_b \sum_{i=1}^N y_i^{(b)}. \quad (3)$$

Отметим, что вероятность такого события равна p^{2N} . Введем следующий вспомогательный индикатор:

$$I_\Sigma = I \left\{ \sum_{i=1}^N y_i^{(1)} \geq \sum_{i=1}^N y_i^{(0)} \right\}. \quad (4)$$



■ Рис. 3. Прием по МП: ПУ — пороговое устройство

Тогда с учетом ранее введенных индикаторов оценка значения переданного бита по МП принимает вид

$$\hat{b} = \bar{I}_0(I_1 + \bar{I}_1 I_\Sigma). \quad (5)$$

Схема приемника по МП представлена на рис. 3.

Вычислим вероятность возникновения битовой ошибки для приемника по МП. Из алгоритма принятия решения видно, что ошибка может возникнуть лишь в том случае, когда помеха возникнет во всех полуслотах:

$$P_e^{\text{МП}} = \Pr\left\{\sum_{i=1}^N y_i^{(1)} \geq \sum_{i=1}^N y_i^{(0)} \mid b=0, k=2N\right\} \Pr\{k=2N\} = \\ = \Pr\left\{\sum_{i=1}^N (n_i^{(1)} + n_i^{(0)}) \geq N \mid b=0, k=2N\right\} \Pr\{k=2N\},$$

где k — количество полуслотов, в которых значение помехи отлично от нуля. В сумме $\sum_{i=1}^N (n_i^{(1)} + n_i^{(0)})$ присутствует $2N$ независимых

гауссовых компонентов с математическим ожиданием, равным нулю, и дисперсией D . Тогда с учетом замечания к выражению (3) получим

$$P_e^{\text{МП}} = p^{2N} Q\left(\sqrt{\frac{N}{2D}}\right) = p^{2N} Q(\sqrt{q p M}). \quad (6)$$

Приемник по МП учитывает структуру помехи, однако является идеализированным в том смысле, что в реальной системе $y_i^{(0)}$ и $y_i^{(1)}$ являются действительными числами, и любое сколь угодно малое их отклонение от нуля или единицы обратит индикаторы I_0 и I_1 в ноль. Однако выражение (6) является нижней границей для вероятности ошибки на бит в такой системе и может быть использовано для оценки эффективности практически реализуемых алгоритмов УПР.

Корреляционный прием

На практике в трансиверах СШП-сигналов применяется, как правило, корреляционный прием [10–12]. Схема УПР стандартного корреляционного приемника (рис. 4) состоит из устройства вычитания, сумматора и ПУ [7].

Алгоритм, выполняемый корреляционным УПР, может быть представлен выражением

$$\hat{b} = I \left\{ \sum_{i=1}^N (y_i^{(1)} - y_i^{(0)}) \geq 0 \right\}. \quad (7)$$

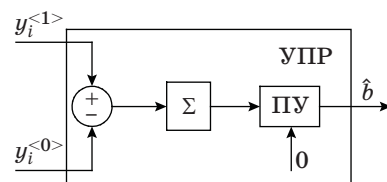
Вычислим вероятность возникновения ошибки при работе описанного корреляционного приемника. В силу равновероятности возникновения ошибки при передаче информационной единицы и нуля, следующей из структуры решающего правила (7), выведем выражение для случая, когда передавался информационный ноль:

$$P_e^{\text{корр}} = \Pr\left\{\sum_{i=1}^N y_i^{(1)} \geq \sum_{i=1}^N y_i^{(0)} \mid b=0\right\} = \\ = \Pr\left\{\sum_{i=1}^N (n_i^{(1)} - n_i^{(0)}) \geq N\right\} = \\ = \Pr\left\{\sum_{i=1}^N (n_i^{(1)} + n_i^{(0)}) \geq N\right\}. \quad (8)$$

Последнее равенство следует из того, что случайные величины $n_i^{(1)}$ и $n_i^{(0)}$ имеют симметричное относительно нуля распределение [13]. Слева от знака неравенства стоит сумма из $2N$ независимых случайных величин, каждая из которых с вероятностью p принимает случайное значение с нормальным распределением и с вероятностью $(1-p)$ — значение, равное нулю. Найдем выражение для вероятности ошибки в случае, если эта сумма содержит ровно k ненулевых компонентов n_1, n_2, \dots, n_k :

$$\Pr\left\{\sum_{i=1}^N (n_i^{(1)} + n_i^{(0)}) \geq N \mid k\right\} = \Pr\left\{\sum_{i=1}^k n_i \geq N\right\} = Q\left(\frac{N}{\sqrt{kD}}\right).$$

Учитывая, что количество ненулевых компонентов в сумме имеет биномиальное распределение, применив формулу полной вероятности,



■ Рис. 4. Схема корреляционного приемника

получим окончательное выражение для вероятности ошибки

$$P_e^{\text{корр}} = \sum_{k=1}^{2N} \binom{2N}{k} p^k (1-p)^{2N-k} Q\left(\frac{N}{\sqrt{kD}}\right) = \sum_{k=1}^{2N} \binom{2N}{k} p^k (1-p)^{2N-k} Q\left(N\sqrt{\frac{2qpM}{k}}\right).$$

Данный приемник является оптимальным с точки зрения минимальной вероятности возникновения ошибки при приеме одного информационного бита на фоне гауссова шума [7].

Прием с двоичным квантованием

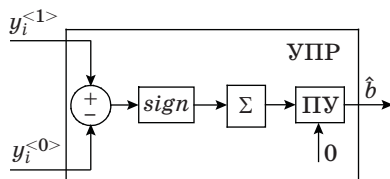
В системах передачи данных, для которых характерно наличие импульсных помех, зачастую применяется включение нелинейного элемента в тракт приемника (как правило — ограничителя) [14]. Такие схемы, одна из которых представлена на рис. 5, называются схемами ШОУ (широкая полоса — ограничитель — узкая полоса).

Отметим, что схема данного приемника практически эквивалентна схеме корреляционного, а наличие двоичного квантователя (элемента *sign*) позволяет бороться с мощными импульсными помехами. Решающее правило УПР на основе схемы ШОУ может быть представлено следующим выражением [ср. с формулой (7)]:

$$\hat{b} = I\left\{\sum_{i=1}^N \text{sign}(y_i^{(1)} - y_i^{(0)}) \geq 0\right\}. \quad (9)$$

Вероятность ошибки для такого приемника соответствует вероятности превышения количества ошибочно принятых кодовых символов значения $N/2$:

$$P_e^{\text{д.к}} = \Pr\left\{\sum_{i=1}^N \text{sign}(y_i^{(1)} - y_i^{(0)}) \geq 0 \mid b = 0\right\} = \Pr\left\{\sum_{i=1}^N \text{sign}(n_i^{(1)} - n_i^{(0)} - 1) \geq 0\right\} = \Pr\left\{\sum_{i=1}^N I(n_i^{(1)} + n_i^{(0)} \geq 1) \geq N/2\right\}.$$



■ Рис. 5. Схема УПР с двоичным квантованием по входу

Приняв за $p_S = \Pr\{n_i^{(1)} + n_i^{(0)} \geq 1\} = 2p(1-p)Q\left(\frac{1}{\sqrt{D}}\right) + p^2Q\left(\frac{1}{\sqrt{2D}}\right)$ и учитывая, что количество кодовых символов, для которых $I(n_i^{(1)} + n_i^{(0)} \geq 1)$ распределено по биномиальному закону, получим окончательное выражение для вероятности ошибки

$$P_e^{\text{д.к}} = \sum_{k=\lfloor N/2 \rfloor}^N \binom{N}{k} p_S^k (1-p_S)^{N-k}. \quad (10)$$

Отметим, что данное выражение применимо для случая, когда N — нечетное. В случае, когда N — четное:

$$P_e^{\text{д.к}} = \frac{1}{2} \binom{N}{N/2} p_S^{N/2} (1-p_S)^{N/2} + \sum_{k=N/2+1}^N \binom{N}{k} p_S^k (1-p_S)^{N-k}.$$

Стоит отметить, что при малом значении p_S и относительно большом N данное выражение практически совпадает с выражением (10).

Численный пример

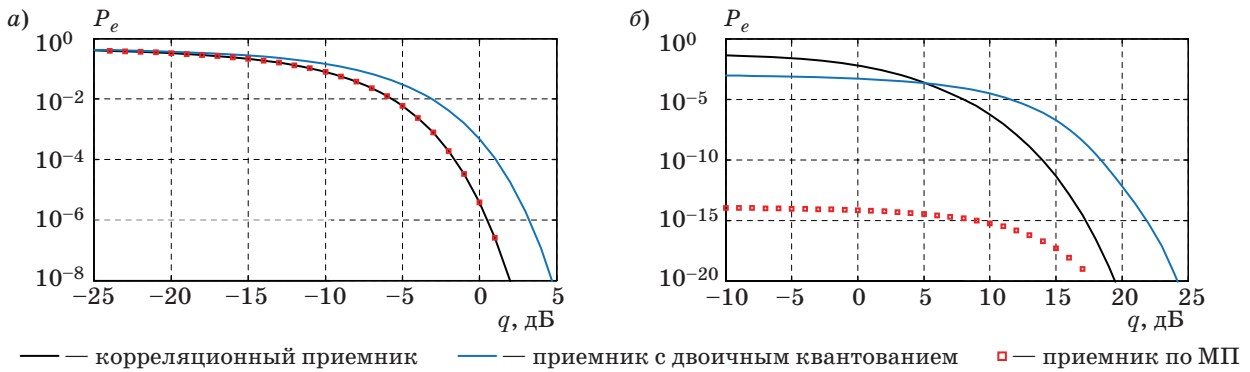
На практике в сверхширокополосных радиоэлектронных системах передачи данных длительность одного импульса составляет порядка $T_c = 1$ нс [15]. Тогда при скорости передачи данных 25 Мбит/с для передачи одного информационного бита потребуется 40 полуслотов. Исходя из этого положим $N = 4$ и $M = 5$, что соответствует типовым параметрам для подобных систем [15].

На рис. 6, а представлен график зависимости вероятности возникновения битовой ошибки от отношения сигнал/помеха при фиксированном значении вероятности появления помехи $p = 1$ для трех приемников ($N = 4, M = 5$).

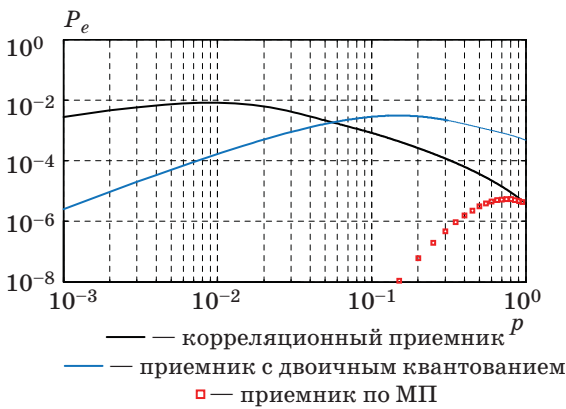
Как и следовало ожидать, значения вероятности возникновения ошибки на бит для корреляционного приемника и приемника по МП совпали [16]. Проигрыш приемника с двоичным квантованием по сравнению с корреляционным приемником составляет порядка 3 дБ.

На рис. 6, б представлен график зависимости вероятности возникновения битовой ошибки от значения сигнал/помеха при фиксированной вероятности возникновения помехи в одном полуслоте $p = 0,02$ для трех приемников.

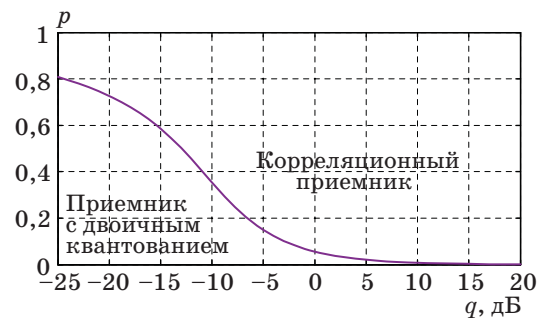
Результат моделирования, представленный на рис. 6, б, показал, что приемник с двоичным квантованием имеет меньшую вероятность возникновения битовой ошибки по сравнению с корреляционным приемником в диапазоне низких



■ **Рис. 6.** Зависимость вероятности возникновения битовой ошибки от значения отношения сигнал/помеха: а — при флуктуационной помехе; б — при воздействии ХИП



■ **Рис. 7.** Зависимость вероятности возникновения битовой ошибки от вероятности возникновения помехи в одном полуслоте



■ **Рис. 8.** Области эффективного применения двух алгоритмов приема

значений отношения сигнал/помеха. Но при высоких значениях отношения сигнал/помеха корреляционный приемник обеспечивает меньшую вероятность возникновения битовой ошибки, чем приемник с двоичным квантованием.

На рис. 7 представлены графики зависимости вероятности возникновения битовой ошибки от вероятности возникновения помехи в одном полуслоте при фиксированном значении отношения сигнал/помеха $q = 0$ дБ.

Из графиков рис. 7 видно, что приемник с двоичным квантованием имеет меньшую вероятность возникновения ошибки на бит, чем у корреляционного приема, при низких значениях вероятности возникновения помехи в одном полуслоте (до $p = 0,05$). Но при высоких значениях вероятности возникновения помехи в одном полуслоте корреляционный приемник обеспечивает меньшую вероятность возникновения битовой ошибки, чем приемник с двоичным квантованием.

На кривой (рис. 8) каждая точка соответствует тем значениям вероятности возникновения помехи и отношения сигнал/помеха, при которых корреляционный приемник и приемник с двоич-

ным квантованием обеспечивают равные вероятности ошибки на бит ($P_e^{д.к} = P_e^{корр}$). Таким образом, область над кривой соответствует тем значениям p и q , при которых корреляционный прием обеспечивает меньшую вероятность возникновения битовой ошибки, чем приемник с двоичным квантованием, а область под кривой соответствует тем значениям p и q , при которых приемник с двоичным квантованием эффективнее, чем корреляционный.

Заключение

В статье предложена и проанализирована работа СШП-системы передачи данных при воздействии импульсных помех. Были рассмотрены три устройства принятия решения: корреляционный приемник, приемник с двоичным квантованием и приемник по МП. Для каждого из устройств принятия решения было выведено выражение вероятности возникновения битовой ошибки от параметров помехи (вероятность возникновения помехи и отношение сигнал/помеха). Стоит отметить, что выражение, полученное для приемника по МП, можно использовать для определения нижней границы вероятности битовой ошибки для практически реализуемых приемников.

Результаты проведенного сравнительного анализа трех приемников позволяют сделать следующий основной вывод: приемник с двоичным квантованием является эффективным в области низких значений отношения сигнал/помеха при большой скважности помеховых импульсов. Рекомендуемой областью применения корреляционного приемника являются высокие значения отношения сигнала/помеха при их малой скважности.

Литература

1. Радзиевский В. Г., Трифонов П. А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. — М.: Радиотехника, 2009. — 290 с.
2. Wintzell O., Zigangirov D. K., Zigangirov K. S. On the Capacity of a Pulse Position Hopped CDMA System // IEEE Transactions on Information Theory. Sept. 2001. Vol. 47. N 6. P. 2630–2644. doi:10.1109/18.945282
3. Zigangirov K. Sh. Theory of Code Division Multiple Access Communication. — Wiley-IEEE Press, 2004. — 416 p.
4. Telatar I. E., Tse D. N. C. Capacity and Mutual Information of Wideband Multipath Fading Channels // IEEE Transactions on Information Theory. July 2000. Vol. 46. N 4. P. 1386–1400. doi:10.1109/18.850678
5. Bakin E. A., Gurnov K. B., Evseev G. S. Crosstalk-Steady Receivers for Small-Scale WCAN Networks // Wired/Wireless Internet Communication: Proc. 11th Intern. Conf., WWIC 2013, Saint-Petersburg, Russia, June 2013. P. 262–275. doi:10.1007/978-3-642-38401-1_21
6. Richard Poisel. Modern Communications Jamming Principles and Techniques. — Boston, MA: House Publishers, 2011. — 870 p.
7. Sklar Bernard. Digital Communications: Fundamentals and Applications. — Prentice-Hall PTR, 2001. — 1079 p.
8. Шувалов В. П., Захарченко Н. В., Шварцман В. О. Передача дискретных сообщений. — М.: Радио и связь, 1990. — 464 с.
9. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. — М.: Наука, 1969. — 576 с.
10. Saha P. K., Sasaki N., Kikkawa T. A CMOS UWB Transmitter for Intra/Inter-chip Wireless Communication // Proc. of IEEE 18th Intern. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications. 30 August–2 September 2004. P. 962–966. doi:10.1109/ISSSTA.2004.1371844
11. Norimatsu T., et al. A UWB-IR Transmitter with Digitally Controlled Pulse Generator // IEEE Journal of Solid-State Circuits. June 2007. Vol. 42. N 6. P. 1300–1309. doi:10.1109/JSSC.2007.897137
12. Tao Yuan, et al. An Integrated CMOS Low-power UWB Transmitter // Microwave and Optical Technology Letters. June 2009. Vol. 51. N 6. P. 1431–1436. doi:10.1002/mop.24376
13. Лагутин М. Б. Наглядная математическая статистика. — М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2009. — 472 с.
14. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. — М.: Сов. радио, 1970. — 728 с.
15. Bo Nu, Beaulieu N. C. Accurate Evaluation of Multiple-Access Performance in TH-PPM and TH-BPSK UWB Systems // IEEE Transactions on Communications. Oct. 2004. Vol. 52. N 10. P. 1758–1766. doi:10.1109/TCOMM.2004.836424
16. Harry L. Van Trees, Kristine L. Bell, Zhi Tian. Detection Estimation and Modulation Theory. Part 1: Detection, Estimation, and Filtering Theory. — John Wiley & Sons, 2013. — 1776 p.
17. Гранкин М. А., Пустовалов Е. В., Тюрликов А. М. Анализ процедуры погашения интерференции в OFDM-системе со случайным множественным доступом // Изв. вузов. Приборостроение. 2013. № 8. С. 35–41.

UDC 621.391

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.100

Evaluation of PPM IR-UWB Resistance to Impulse Interference at High Signal-to-Noise Ratio

Bakin E. A.^a, PhD, Tech., Associate Professor, jenyb@mail.ru

Apanasenko N. V.^a, Master Student, nikolaiapanasenko@mail.ru

^aSaint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaia St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: State-of-the-art algorithms of ultra-wideband signals processing usually do not take into account the presence of impulse noise in the channel. This leads to the loss of their working capacity, which significantly limits the scope of application of ultra-wideband

data transmission systems in industrial environment. The purpose of this work is developing and analyzing efficient algorithms of ultra-wideband signal reception at the presence of impulse noise, in order to compensate this disadvantage. **Results:** We proposed an impulse noise model with a specially developed optimal scheme of making decisions about the transmitted message. Despite the fact that implementing this scheme is challenging, its analysis helped to define the lower bound for the probability of a bit error. A comparative analysis was performed for the optimal algorithm and the algorithms most frequently used in the modern transceivers of ultra-wideband data transmission systems (a correlation receiver and a receiver with binary quantization). The results of the comparison helped to form a list of recommendations concerning the application areas of the considered algorithms. For example, a receiver with binary quantization is effective when the signal/interference ratio is low and the interference pulses have a high duty cycle. A correlation receiver should be used when the signal/interference ratio is high and the duty cycle is low. **Practical relevance:** The results of this research can be used by developers of wireless solutions for the collection and processing of data, when they plan to use ultra-wideband data transmission systems under high-level industrial noise.

Keywords — Probability of Error, Impulse Noise, Pulse-Position Modulation, Time-Hopping Spread-Spectrum, Ultra-Wideband Communications.

References

1. Radzievskii V. G., Trifonov P. A. *Obrabotka sverkhshirokopolosnykh signalov i pomekh* [Processing of Ultra-Wideband Signals and Interference]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2009. 290 p. (In Russian).
2. Wintzell O., Zigangirov D. K., Zigangirov K. S. On the Capacity of a Pulse Position Hopped CDMA System. *IEEE Transactions on Information Theory*, September 2001, no. 6(47), pp. 2630–2644. doi:10.1109/18.945282
3. Zigangirov K. Sh. *Theory of Code Division Multiple Access Communication*. IEEE Press, 2004. 416 p.
4. Telatar I. E., Tse D. N. C. Capacity and Mutual Information of Wideband Multipath Fading Channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, July 2000, no. 4(46), pp. 1386–1400. doi:10.1109/18.850678
5. Bakin E. A., Gurnov K. B., Evseev G. S. Crosstalk-Steady Receivers for Small-Scale WCAN Networks. *Wired/Wireless Internet Communication. Proc. 11th Intern. Conf., WWIC 2013*, Saint-Petersburg, Russia, June 2013, pp. 262–275. doi:10.1007/978-3-642-38401-1_21
6. Richard Poisel. *Modern Communications Jamming Principles and Techniques*. Boston, MA, House Publishers, 2011. 870 p.
7. Sklar Bernard. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Prentice-Hall PTR, 2001. 1079 p.
8. Shuvalov V. P., Zakharchenko N. V., Shvartsman V. O. *Peredacha diskretnykh soobshchenii* [Transmission of Discrete Messages]. Moscow, Radio i sviaz' Publ., 1990. 464 p. (In Russian).
9. Venttsel' E. S. *Teoriia veroiatnostei* [Probability Theory]. Moscow, Nauka Publ., 1969. 576 p. (In Russian).
10. Saha P. K., Sasaki N., Kikkawa T. A CMOS UWB Transmitter for Intra/Inter-chip Wireless Communication. *Proc. of IEEE 18th Intern. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications*. 30 August–2 September 2004, pp. 962–966. doi:10.1109/ISSSTA.2004.1371844
11. Norimatsu T., Fujiwara R., Kokubo M., Miyazaki M., Maeki A., Ogata Y., Kobayashi S., Koshizuka N., Sakamura K. A UWB-IR Transmitter with Digitally Controlled Pulse Generator. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, June 2007, no. 6(42), pp. 1300–1303. doi:10.1109/JSSC.2007.897137
12. Tao Yuan, Gui-Duo Lim, Yuanjin Zheng, Le-Wei Li, Mook-Seng Leong. An Integrated CMOS Low-power UWB Transmitter. *Microwave and Optical Technology Letters*, June 2009, no. 6(51), pp. 1431–1436. doi:10.1002/mop.24376
13. Lagutin M. B. *Nagliadnaia matematicheskaia statistika* [Illustrative Mathematical Statistics]. Moscow, BINOM. Laboratoriia znaniia Publ., 2011. 472 p. (In Russian).
14. Fink L. M. *Teoriia peredachi diskretnykh soobshchenii* [Theory of Discrete Messages Transmission]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1970. 728 p. (In Russian).
15. Bo Nu, Beaulieu N. C. Accurate Evaluation of Multiple-Access Performance in TH-PPM and TH-BPSK UWB Systems. *IEEE Transactions on Communications*, October 2004, no. 10(52), pp.1758–1766. doi:10.1109/TCOMM.2004.836424
16. Harry L. Van Trees, Kristine L. Bell, Zhi Tian. *Detection, Estimation and Modulation Theory. Part I: Detection, Estimation, and Filtering Theory*. John Wiley & Sons, Inc., 2013. 1176 p.
17. Grankin M. A., Pustovalov E. V., Turlikov A. M. Analysis of Interference Cancellation Procedure on OFDM Systems with Random Multiple Access. *Izvestiia vuzov. Priborostroyeniie*, 2013, no. 8(56), pp. 35–41 (In Russian).