

Исследование влияния скорости передачи и частоты дискретизации импульсной характеристики на помехоустойчивость КСШП-системы радиосвязи

В. А. Карболин, В. И. Носов

Работа представляет собой исследование влияния характеристик канала внутри помещений на помехоустойчивость сверхширокополосных короткоимпульсных систем радиосвязи. Производится оценка коэффициента ошибок в зависимости от скорости передачи данных и частоты дискретизации импульсных характеристик канала. Описывается применённая модель исследования в системе MATLAB и оценивается возможность её использования в реальных системах.

Ключевые слова: короткоимпульсные сверхширокополосные системы радиосвязи, модель радиоканала внутри помещения, импульсная характеристика, скорость передачи, помехоустойчивость.

1. Введение

Принятие разрешительных документов российской ГКРЧ и выделение частотного диапазона для короткоимпульсных сверхширокополосных (КСШП) (Ultra Wide Band) систем радиосвязи [1] дало импульс к исследованиям в этой области. Одним из главных принципов СШП-радиосвязи является использование для передачи данных сверхкоротких импульсных сигналов длительностью от сотен пикосекунд до десятков наносекунд. Они имеют сверхширокую полосу частот (5–10 ГГц) и способны обеспечить высокие скорости передачи – более 1 Гбит/с. Достаточно жёсткие требования к маске спектральной плотности мощности излучаемых сигналов, установленные разрешительными документами, выводят на первый план потребность в разработке эффективных видов модуляции, повышение помехоустойчивости и улучшение энергетики СШП-систем.

Существуют две основные причины снижения достоверности передачи. Первая – это уменьшение отношения сигнал/шум. Вторая – искажение сигнала, которое может быть вызвано межсимвольной интерференцией (intersymbol interference – ISI). Межсимвольная интерференция может возникать в результате явления, называемого многолучевым распространением (multipath propagation), вызывающим флуктуации амплитуды, фазы и угла прибытия полученного сигнала [2]. На величину межсимвольной интерференции оказывает действие много факторов. В данной работе будет рассмотрено два из них: среда или канал передачи, в котором распространяется сигнал; скорость передачи R_b . Также в данной работе исследуется влияние на помехоустойчивость приёма частоты дискретизации импульсной характеристики (ИХ) канала. Зависимость вероятности ошибки от частоты дискретизации, на которой работает модель системы радиосвязи, поможет прояснить важность такого параметра, как быстродействие прибора, которым производится измерение импульсных характеристик каналов связи внутри помещений. В качестве модели канала связи используется модель CM-1

(Channel model 1) канала внутри помещений, предложенная разработчиками рабочей группы IEEE 802.15.3a [3].

2. Виды КСШП-сигналов, применяемых в исследовании

Существует множество видов сигналов, которые можно использовать в КСШП-системах радиосвязи [4, 5, 6]. В данной работе в качестве сигналов используется первая производная импульса Гаусса [5].

Форма импульса Гаусса выражается следующей формулой:

$$s(t) = A_1 \exp \left[-2 \left(\frac{\pi t}{T_c} \right)^2 \right], \quad (1)$$

тогда первая производная импульса Гаусса:

$$s'(t) = \frac{d(s(t))}{dt} = A_2 \exp \left[-2 \left(\frac{\pi t}{T_c} \right)^2 \right], \quad (2)$$

где A_1 , A_2 – амплитуды импульса Гаусса и его производной соответственно; T_c – временной параметр, определяющий масштаб сигнала во времени. В работе не учитывается дифференцирование сигнала в приёмной и передающей антеннах.

В системах КСШП-радиосвязи могут применяться различные схемы модуляции [4, 5, 7, 8]. Схема модуляции, применённая при моделировании, – биполярная импульсная амплитудная модуляция (ВРАМ). В этой схеме двоичная информационная битовая последовательность d_j модулирует два антиподных импульса, представляющих первую производную импульса Гаусса $s'(t)$ (2). Выражение для этого вида модуляции определяется следующей формулой:

$$x(t) = d_j \cdot s(t), \quad (3)$$

где $s(t)$ представляет форму КСШП-сигнала первой производной импульса Гаусса; d_j – передаваемый информационный бит, такой, что $d_j = -1$, $j = 0$ и $d_j = 1$, $j = 1$.

Модулированные импульсы $x(t)$ при передаче 1 и 0 показаны на рис. 1. Эта схема выбрана потому, что является наиболее помехоустойчивой среди всех простых видов модуляции [2], применяемых в КСШП-системах радиосвязи.

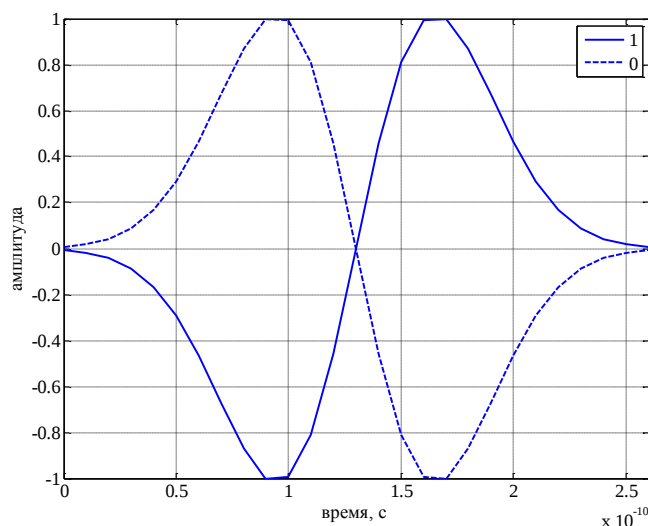


Рис. 1. Модулированные импульсы при передаче 1 и 0, модуляция ВРАМ

3. Модель радиоканала при работе внутри помещений (INDOOR режим)

Из-за ограничений по мощности, накладываемых ГКРЧ, основное прикладное направление работы КСШП (UWB) систем – это работа внутри помещений (INDOOR режим). Работа радиоканала внутри помещений характеризуется большим количеством отражений от стен и предметов помещения. Сигнал на входе приёмника представляет хаотическую смесь отраженных импульсов с разными фазами, разными уровнями и различными временами прихода в точку приёма.

Это обуславливает продолжительный отклик канала на серию импульсов, который может продолжаться еще десятки наносекунд после окончания передачи. Рассмотрев множество работ по исследованию распространения КСШП-сигналов внутри помещений [9–18], исследовательская группа IEEE 802.15.SG3a предложила взять за основу модель A.A.M. Saleh и R.A. Valenzuela (S-V) [19], основой которой является импульсная характеристика среды распространения:

$$h(t) = X \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}), \quad (4)$$

где L – количество кластеров; K – количество путей (лучей) в кластере; T_l – время прихода первого луча в кластере с номером l ; $\tau_{k,l}$ – сдвиг времени прихода k -го луча в l -м кластере; $\alpha_{k,l}$ – коэффициент k -го луча в l -м кластере; δ – дельта-функция Дирака; X – характеризует замирание, подчиняющееся логарифмически нормальному распределению.

Все пути прихода сигналов в приёмную станцию могут быть, согласно модели S-V, разбиты на кластеры, соответствующие объектам, от которых отражаются сигналы передатчика. В этом случае сумма путей разбивается на две суммы, как показано в (4). Пути, или лучи, сгруппированные по кластерам, соответствуют различным неоднородностям одного кластера (объекта). Наглядное представление этого процесса показано на рис. 2.

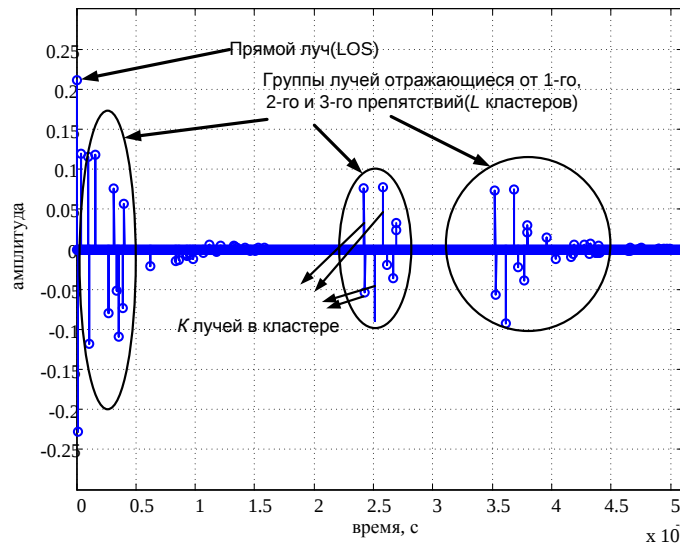


Рис. 2. Процесс многолучевого распространения КСШП-сигнала во времени

В основе модели используется пуассоновский поток событий [20]. Исходя из этого, времена T_l и $\tau_{k,l}$ подчиняются показательному закону распределения [3, 19, 20]:

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], \quad l > 0 \quad (5)$$

$$p(\tau_{k,l} | \tau_{(k-1),l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})], \quad k > 0, \quad (6)$$

где Λ , λ – параметры, определяющие интенсивность потока событий (количество событий в единицу времени) для кластеров и лучей в кластере соответственно; $p(T_l|T_{l-1})$ – вероятность появления первого луча от l -ого кластера за время, равное $\Delta T = T_l - T_{l-1}$, и $p(\tau_{k,l}|\tau_{k-1,l})$ – вероятность появления k -го луча в l -м кластере за время, равное $\Delta \tau = \tau_{k-1,l} - \tau_{k,l}$, от очередного препятствия. Определено, что время прихода первого луча в l -ом кластере $\tau_{0,l} = 0$.

Коэффициенты $\alpha_{k,l}$ (4) подчиняются логарифмически нормальному распределению согласно [3]:

$$\alpha_{k,l} = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l}, \quad (7)$$

$$|\xi_l \beta_{k,l}| = 10^{(\mu_{k,l} + n_1 + n_2)/20}, \quad (8)$$

где $p_{k,l}$ – принимает значения ± 1 с равной вероятностью из-за инверсии сигнала в результате отражений; n_1 , n_2 – независимые случайные величины со средними значениями, равными нулю, и дисперсиями σ_1^2 и σ_2^2 ; $\mu_{k,l}$ – математическое ожидание величины $20 \log_{10}(\xi_l \beta_{k,l})$:

$$\mu_{k,l} = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10 T_l / \Gamma - 10 \tau_{k,l} / \gamma - (\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{\ln(10)}, \quad (9)$$

где Ω_0 – средняя энергия первого луча первого кластера; σ_1 , σ_2 – средние квадратические отклонения (СКО) множителей ослабления кластеров и лучей соответственно; Γ , γ – коэффициент затухания для кластеров и лучей соответственно.

Необходимо отметить, что параметры модели Λ , λ , Γ , γ , σ_1 , σ_2 , получают из измерений характеристик реальных каналов. В данной работе используется модель канала СМ-1 с параметрами, представленными в табл. 1 [6].

Таблица 1. Параметры модели для получения ИХ канала типа СМ-1

Λ (1/нс)	1/60
λ (1/нс)	1/0.5
Γ (нс)	16
γ (нс)	1.6
σ_2 (дБ)	4.8
σ_1 (дБ)	0

После получения «непрерывной» модели импульсной характеристики (ИХ) её необходимо перевести в дискретную область, чтобы отсчёты времени следовали с частотой дискретизации сигнала. Если лучи попадают в один временной интервал в процессе дискретизации, то вычисляется их сумма. Следовательно, при увеличении частоты дискретизации уменьшается величина временного интервала и количество складывающихся лучей. При этом получаются различные импульсные характеристики одного и того же канала и появляется зависимость вероятности ошибки от частоты дискретизации. Исходя из этих соображений, можно выдвинуть требования к быстродействию прибора, регистрирующего импульсные характеристики каналов. Этот процесс изображён на рис. 3, из которого видно, что при интервале дискретизации $T_d = 10^{-9}$ с во втором интервале объединяются 5 лучей, показанных пунктиром, а при интервале дискретизации $T_d = 0.5 \cdot 10^{-9}$ с в четвёртом интервале объединяются 3 луча.

4. Модель КСШП-системы радиосвязи в MATLAB

Модель системы КСШП-радиосвязи, используемая в работе, представлена на рис. 4.

Сигнал с выхода передатчика КСШП-сигнала проходит через канал связи и поступает в приёмник, где осуществляется корреляция принятого сигнала с опорным сигналом, затем решающее устройство путём сравнения результата с порогом решает, какой сигнал был передан по каналу связи. Изменяя скорость передачи символов и вычисляя вероятности ошибок, можно оценить степень влияния канала на достоверность передачи информации.

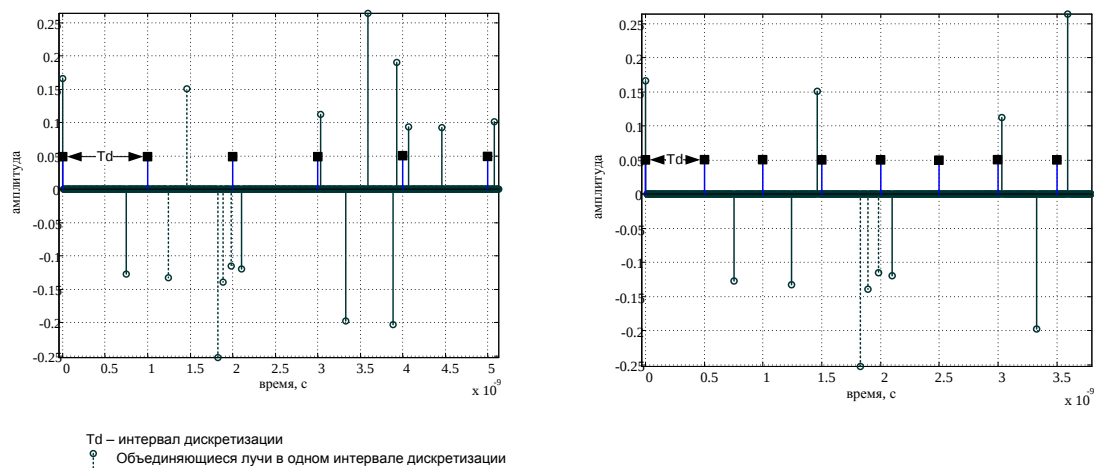


Рис. 3. Влияние частоты дискретизации на объединение лучей в одном интервале

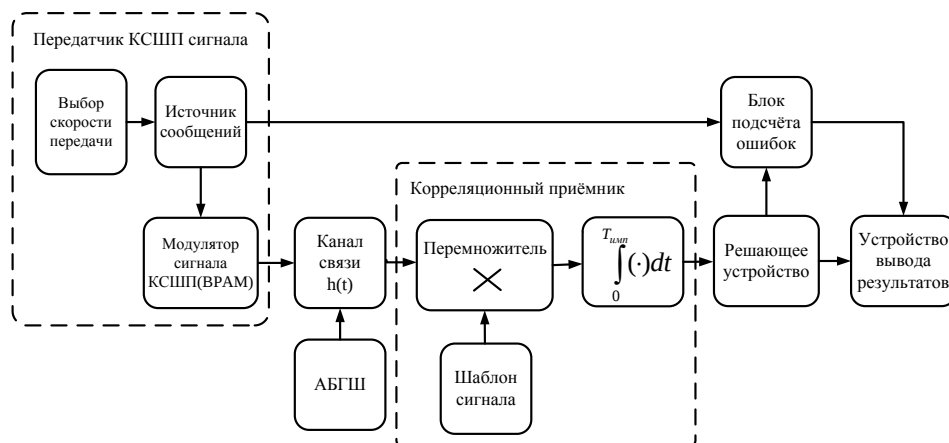


Рис. 4. Модель КСШП-системы радиосвязи

В работе используется модулированный сигнал, определяемый по формуле (2) с $T_c = 2.22 \cdot 10^{-1}$ нс. Эксперимент проводился в следующем порядке:

- генерировались 100 реализаций импульсных характеристик канала типа СМ-1 с использованием модели, описанной в разделе 3;
- полученные реализации ИХ дискретизировались с частотами $f_{d1} = 10^{11}$ Гц, $f_{d2} = 10^{12}$ Гц;

– для каждой реализации ИХ изменяли скорость передачи от 200 Мбит/с до 1400 Мбит/с с шагом 200 Мбит/с и отношение сигнал/шум от минус 16 дБ до 16 дБ с шагом 0.5 дБ. Выбор нижней расчётной границы отношения сигнал/шум обуславливается коэффициентом расширения спектра G_p [2]:

$$G_p = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{W_{am}}{W_{ds}} \right), \text{ дБ}, \quad (10)$$

где W_{am} – ширина полосы сигнала на выходе модулятора [Гц]; W_{ds} – ширина полосы цифрового сигнала на входе модулятора [Гц], численно равная скорости передачи данных [бит/с].

Отношение сигнал/шум на выходе коррелятора увеличивается на G_p дБ относительно отношения сигнал/шум на входе приёмника. Так, при скорости передачи данных 200 Мбит/с коэффициент расширения спектра по формуле (10) с учётом графика нормированного спектрального представления сигнала по уровню 0.5 (-3 дБ) на рис. 5 составляет 15.44 дБ.

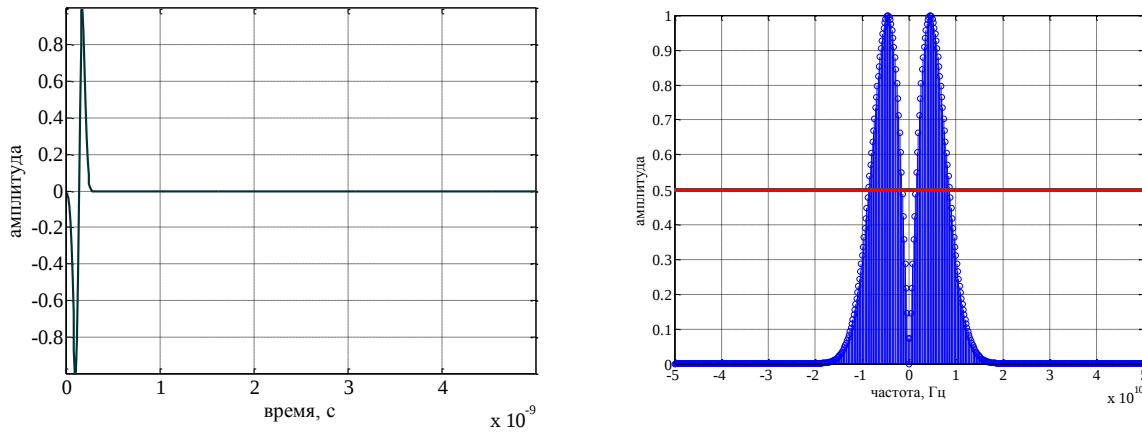


Рис. 5. Временное и спектральное представление КСШП-сигнала при скорости передачи 200 Мбит/с

Определим процентное соотношение количества интервалов $N_{инт}$, где лучи объединились, к общему количеству дискретных интервалов в 100 ИХ $N_{100ИХ}$, а также процентное соотношение количества объединившихся лучей ИХ $N_{объед.лучей}$ ко всем ненулевым лучам $N_{ненул.лучей100ИХ}$, содержащимся в 100 недискретизированных ИХ, по формулам для частоты $f_{d1} = 10^{11}$ Гц:

$$UI = \frac{N_{инт}}{N_{100ИХ}} \cdot 100 = \frac{164}{1328231} \cdot 100 = 1.23 \cdot 10^{-2} \%, \quad (11)$$

$$UR = \frac{N_{объед.лучей}}{N_{ненул.лучей100ИХ}} \cdot 100 = \frac{331}{13654} \cdot 100 = 2.42 \%, \quad (12)$$

где UI – процентное соотношение количества интервалов, где лучи ИХ объединяются; UR – процентное соотношение количества лучей, которые объединяются в процессе дискретизации ИХ.

По формулам (11) и (12) определим аналогичные значения для частоты $f_{d2} = 10^{12}$ Гц. Результаты расчётов представлены в табл. 2.

Таблица 2. Процентные соотношения интервалов для разных частот дискретизации

Частота дискретизации, Гц	UI	UR
10^{11}	$1.23 \cdot 10^{-2} \%$	2.42 %
10^{12}	$6.78 \cdot 10^{-7} \%$	0.13 %

Из табл. 2 видно, что при частоте дискретизации $f_{d2} = 10^{12}$ Гц дискретизированные ИХ практически совпадает с недискретизированными.

5. Результаты экспериментальных исследований

Построим графики зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум для одной из реализаций ИХ (рис. 6) для четырёх скоростей передачи: 200, 600, 1000, 1400 Мбит/с для двух частот дискретизации $f_{d1} = 10^{11}$ Гц и $f_{d2} = 10^{12}$ Гц (рис. 7).

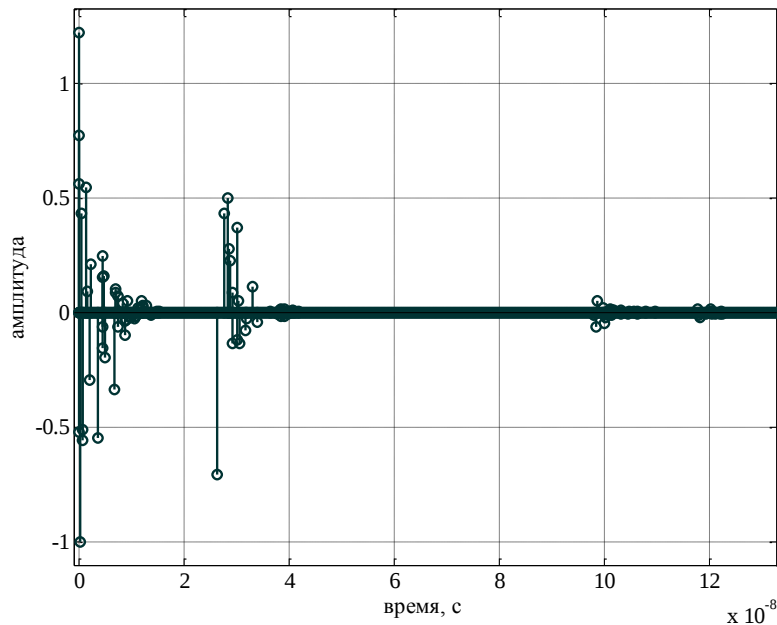


Рис. 6. График одной недискретизированной ИХ

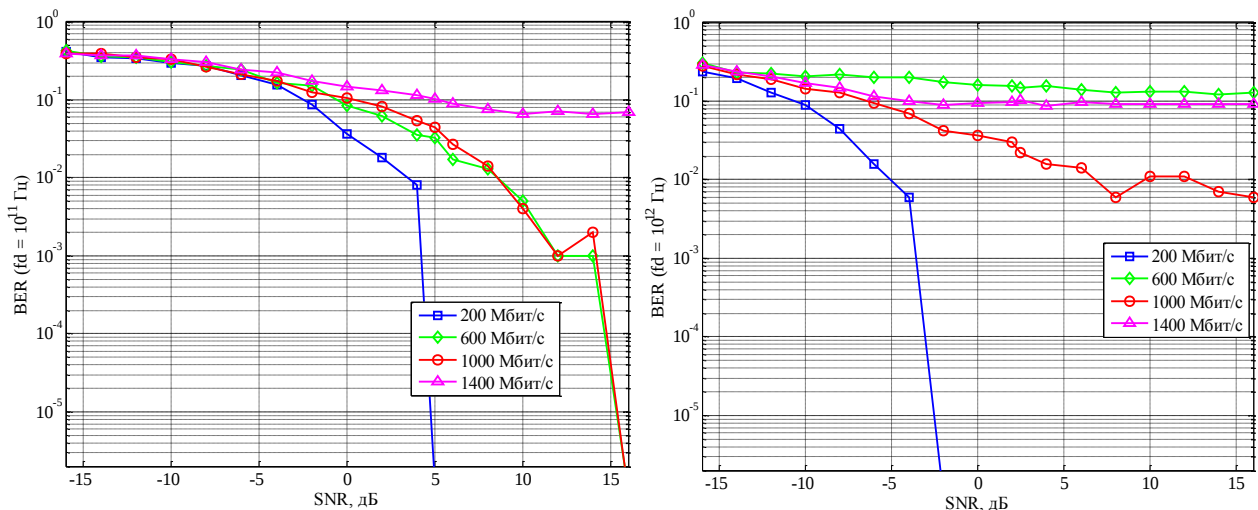


Рис. 7. Зависимость вероятности ошибок от отношения сигнал/шум для $f_{d1} = 10^{11}$ Гц (слева) и $f_{d2} = 10^{12}$ Гц (справа) для одной из реализаций ИХ

Графики зависимости вероятности битовой ошибки от скорости передачи для частоты дискретизации $f_{d1} = 10^{11}$ Гц и отношения сигнал/шум 5 дБ, а также для частоты дискретизации $f_{d2} = 10^{12}$ Гц и отношения сигнал/шум 2.5 дБ для этой же ИХ представлены на рис. 8.

5.1. Объяснение явления уменьшения вероятности ошибки при увеличении скорости передачи в многолучевом канале

Рассмотрим график на рис. 8 для частоты дискретизации $f_{d2} = 10^{12}$ Гц и отношения сигнал/шум 2.5 дБ. На этом графике видно, что при скорости передачи данных 600 Мбит/с вероятность битовой ошибки больше, чем при скорости, равной 1000 и 1400 Мбит/с соответственно. Это обуславливается взаимным расположением отсчётов ИХ и передаваемой импульсной последовательности. Объясним причины этого явления.

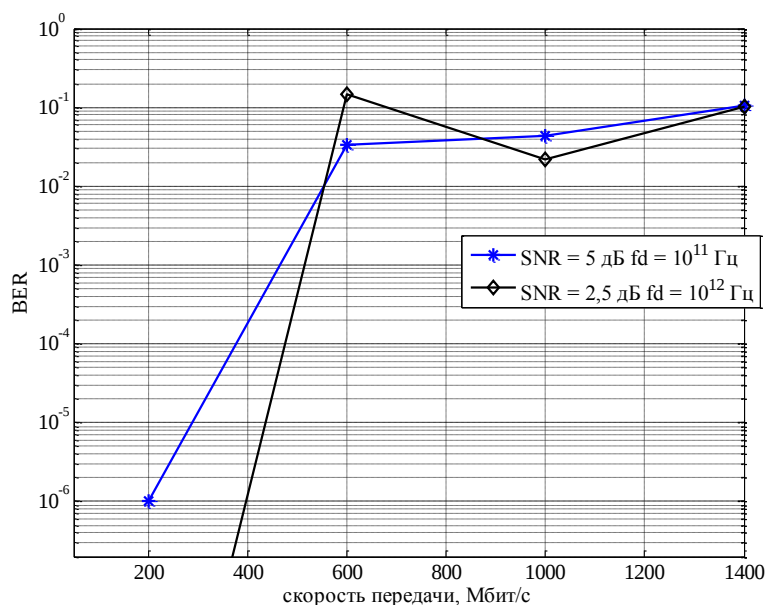


Рис. 8. График вероятности битовых ошибок от скорости передачи для частот дискретизации $f_{d1} = 10^{11}$ Гц и $f_{d2} = 10^{12}$ Гц при отношении сигнал/шум 5 дБ и 2.5 дБ соответственно для одной реализации ИХ

Для начала выявим основные факторы, влияющие на правильность определения бита, принятого приёмником.

1. Условимся, что КСШП-сигнал состоит из активной части – интервала времени, где передаётся КСШП-импульс, и пассивной части, где ничего не передаётся. Это показано на рис. 9.

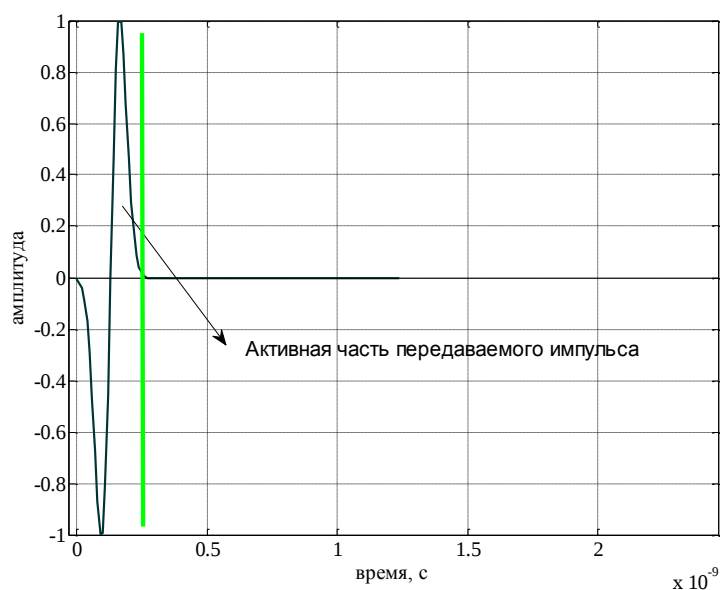


Рис. 9. Передаваемый импульс

Рассмотрим ИХ с тремя отсчётами (рис. 10), причём один отсчёт ИХ попадёт по времени на активную часть интервала второго передаваемого бита.

2. Пропустим через канал с такой ИХ два импульса со скоростью передачи 800 Мбит/с, результат представлен на рис. 11. На данном графике показано окно корреляции и видно, что на интервале, равном окну корреляции второго передаваемого символа, в приёмнике в результате интерференции три импульса суммируются. Приёмнику будет труднее выделить полезный сигнал, если отсчёты ИХ попадают в интервал окна корреляции [4].

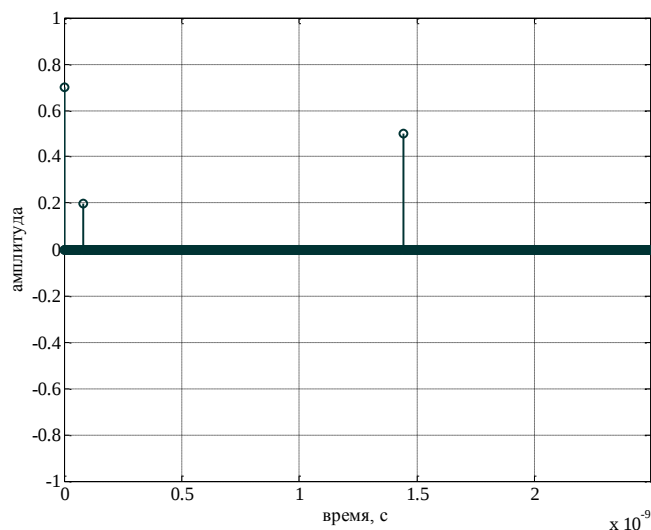


Рис. 10. Вид ИХ с тремя отсчетами

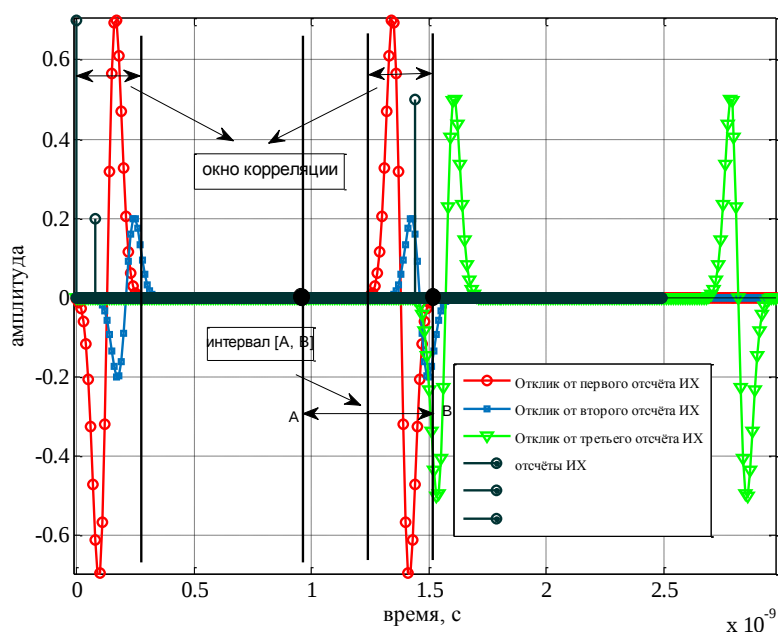


Рис. 11. Результат передачи двух символов через ИХ с тремя отсчетами на скорости 800 Мбит/с

Также необходимо учитывать амплитуды отсчетов ИХ и их расположение по оси времени, которые при свёртке с передаваемым сигналом дают активные части символов, попадающие в окно корреляции приёмника. Легко убедиться, что отчёты ИХ, которые дают отклики, попадающие в окно корреляции приёмника, расположены на интервале $[A, B]$. Интервал $[A, B]$ определяется как интервал, равный удвоенной длительности активной части символа. Точка A отстоит от начала очередного передаваемого символа на величину, равную длительности активной части символа. Точка B находится в конце активной части символа. Таким

образом, имеются факторы, которые влияют на то, насколько правильно определится приёмником передаваемый бит данных: это число отсчётов ИХ, попадающих в интервал $[A, B]$, амплитуды этих отсчётов, расположение отсчётов по интервалу $[A, B]$ на оси времени.

Для того чтобы оценить зависимость возникновения ошибки в канале от скорости передачи, нужно вычислить модуль коэффициента корреляции по формуле:

$$|\rho| = \frac{\sum_{i=1}^N [S_0(i \cdot t_d) \cdot S_r(i \cdot t_d)]}{\sqrt{\sum_{i=1}^N [S_0(i \cdot t_d)]^2} \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^N [S_r(i \cdot t_d)]^2}}, \quad S_r(i \cdot t_d) = S_H(i \cdot t_d) + n(i \cdot t_d), \quad (13)$$

где i – переменная-счётчик дискретного времени; t_d – интервал дискретизации; N – количество отсчётов сигнала на интервале окна корреляции; $S_0(i \cdot t_d)$ – шаблон сигнала в приёмнике; $S_r(i \cdot t_d)$ – принимаемый сигнал на входе приёмника; $S_H(i \cdot t_d)$ – сигнал, прошедший через канал связи с импульсной характеристикой $h(t)$; $n(i \cdot t_d)$ – сигнал АБГШ.

В данном случае мы не берём в рассмотрение сигнал АБГШ, т.е. в (13) $n(i \cdot t_d) = 0$, $S_r(i \cdot t_d) = S_H(i \cdot t_d)$.

3. Рассмотрим теперь вопрос улучшения помехоустойчивости при большей скорости передачи. Увеличим скорость в канале передачи с ИХ, показанной на рис. 10, имеющей три отсчёта, до 1000 Мбит/с, причём время активной части изменять не будем. Изменим лишь скважность. Эта ситуация показана на рис. 12.

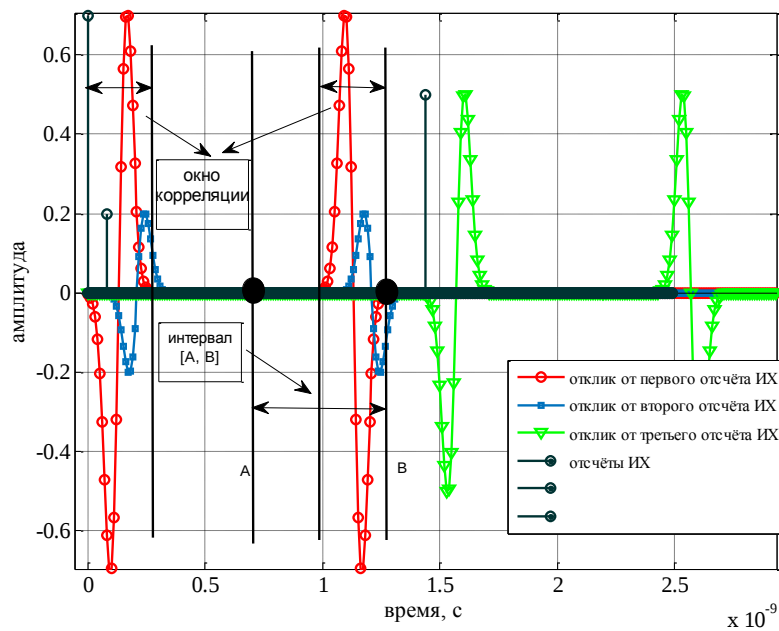


Рис. 12. Результат передачи двух символов через ИХ с тремя отсчетами на скорости 1000 Мбит/с

Из графика видно, что третий отсчет ИХ не попадает на интервал $[A, B]$ второго передаваемого импульса. Следовательно, этот отсчет не участвует в образовании откликов, интерферирующих на входе приёмника для данного бита. В этом случае число суммирующихся импульсов равно двум вместо трёх при передаче на скорости 800 Мбит/с, следовательно, это объясняет ситуацию, при которой увеличение скорости даёт более низкую вероятность символической ошибки. Это подтверждает вычисленный модуль коэффициента корреляции для скорости 800 Мбит/с и 1000 Мбит/с (табл. 3).

Таблица 3. Модуль коэффициента корреляции в зависимости от скорости передачи для ИХ с тремя отсчётами

Скорость передачи R, Мбит/с	Модуль коэффициента корреляции
800	0.903
1000	0.9637

Можно выделить факторы, влияющие на помехоустойчивость в многолучевом канале: количество интерферирующих лучей на входе приёмника – определяются длиной ИХ, амплитуды этих лучей – определяются амплитудами отсчётов ИХ, расположение по времени отсчётов ИХ на интервале $[A, B]$ каждого передаваемого символа, автокорреляционные свойства модулирующих импульсов, а также какие символы передавались в канале связи с данной ИХ.

6. Выводы

В работе произведена оценка влияния импульсной характеристики канала, частоты её дискретизации и скорости передачи данных на помехоустойчивость КСШП-системы связи с ВРАМ-модуляцией и корреляционным приёмом. На основе проведённых исследований можно отметить следующее:

- при высокой скорости передачи данных можно использовать низкую частоту дискретизации, так как на графиках вероятность битовой ошибки практически одинаковая для скоростей более 1000 Мбит/с. И, наоборот, нельзя использовать низкую более частоту дискретизации при низких скоростях, так как вероятность битовой ошибки сильно различается;
- для КСШП-систем радиосвязи характерно то, что встречаются точки на графиках, где при увеличении скорости передачи в некоторых случаях уменьшается вероятность битовой ошибки. Как было отмечено, это объясняется их постоянной скважностью. Это можно использовать для определения оптимальной скорости передачи данных в канале;
- установлены границы интервала $[A, B]$, при попадании отсчётов ИХ в который появится межсимвольная интерференция. Это можно использовать в дальнейшем для уменьшения межсимвольной интерференции, увеличения скорости передачи данных в канале, подбирая коэффициент заполнения, форму импульса, чтобы как можно меньше отсчётов ИХ попадало в интервал $[A, B]$;
- определены факторы, влияющие на помехоустойчивость КСШП-систем радиосвязи в многолучевом канале: количество интерферирующих лучей на входе приёмника – определяются длиной ИХ, амплитуды этих лучей – определяются амплитудами отсчётов ИХ, расположение по времени отсчётов ИХ на интервале $[A, B]$ каждого передаваемого бита, автокорреляционные свойства модулирующих импульсов. Как отдельный фактор, который присущ не только каналам передачи с многолучевым распространением, можно выделить шум АБГШ.

Необходимо отметить некоторые ограничения данного исследования:

- результаты получены для определённого вида канала внутри помещения (СМ-1) с конкретными параметрами, определёнными для конкретного местоположения приёмника и передатчика;
- с увеличением частоты дискретизации ИХ увеличивается количество отсчётов импульсной последовательности, передаваемой через канал с этой ИХ и, соответственно, размерность матрицы шума, которая накладывается на эту последовательность;

- не учитывается изменение формы КСШП-сигнала при излучении и приёме, которое, строго говоря, зависит от типа используемой антенны, но при некотором допущении эквивалентно взятию производной от излучаемого сигнала [7, 21];
- применяется фиксированная форма шаблона в приёмнике.

Изучена модель многолучевого распространения сигналов внутри помещений применительно к UWB-системам радиосвязи. Получены данные, позволяющие оценить степень влияния вышеуказанных факторов на достоверность системы передачи. На основе разработанного программного обеспечения для моделирования радиоканала произведено численное моделирование работы системы связи. Полученные данные позволяют оценивать работу КСШП-системы радиосвязи внутри помещения, выбирать оптимальную скорость передачи данных для данного помещения и выдвигать требования к быстродействию прибора, которым снимаются ИХ, исходя из заданного уровня вероятности ошибки.

Литература

1. Протокол заседания ГКРЧ от 15.12.2009 (Протокол №09-05). [Электронный ресурс] // Минкомсвязь РФ: [сайт]. URL: <http://minsvyaz.ru/ru/documents/3927> (дата обращения: 25.01.2017).
2. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
3. Foerster J. Channel Modeling Sub-Committee Report Final // IEEE P802.15-02/368r5-SG3a, 2002. 40 p.
4. Носов В. И., Калинин В. О. Исследование методов повышения помехоустойчивости короткоимпульсных сверхширокополосных систем радиосвязи: монография. Новосибирск: СибГУТИ, 2017. 247 с.
5. Ghavami M., Michael L.B., Kohno R. Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering. Second Edition. John Wiley and Sons, 2007. 355 p.
6. Risanuri Hidayat. Ber performance of UWB Modulations through S-V Channel Model // International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering. World Academy of Science, Engineering and Technology. 2009. V. 3, № 12.
7. Arslan H., Chen Z. N., Di Benedetto M-G. Ultra wideband wireless communication. John Wiley and Sons, 2006. 500 p.
8. Opperman I., Hämmäläinen M., Iinatti J. UWB theory and applications. John Wiley and Sons, 2004. 223 p.
9. Ghassemzadeh S. and Tarokh V. The Ultra-wideband Indoor Path Loss Model // IEEE P802.15-02/277-SG3a and IEEE P802.15-02/278-SG3a.
10. Pendergrass M. Empirically Based Statistical Ultra-Wideband Channel Model // IEEE P802.15-02/240-SG3a.
11. Foerster J. and Li Q. UWB Channel Modeling Contribution from Intel // IEEE P802.15-02/279-SG3a.
12. Shor G., et. al. A proposal for a selection of indoor UWB path loss model // IEEE P802.15-02/280-SG3a.
13. Kunisch J. and Pamp J. Radio Channel Model for Indoor UWB WPAN Environments // IEEE P802.15-02/281-SG3a.
14. Ghassemzadeh S. and Tarokh V. The Ultra-wideband Indoor Multipath Loss Model // IEEE P802.15-02/282-SG3a and IEEE P802.15-02/283-SG3a.
15. Molisch A., Win M. and Cassioli D. The Ultra-Wide Bandwidth Indoor Channel: from Statistical Model to Simulations // IEEE P802.15-02/284-SG3a and IEEE P802.15-02/285-SG3a.
16. Cramer J-M, Scholtz R., Win M. Evaluation of an Indoor Ultra-Wideband Propagation Channel // IEEE P802.15-02/286-SG3a and IEEE P802.15-02/325-SG3a.

17. *Siwiak Kai*. UWB Propagation Phenomena // IEEE P802.15-02/301-SG3a.
18. *Siwiak Kai*. Propagation notes to P802.15 SG3a from IEEE Tutorial // IEEE P802.15-02/328-SG3a.
19. *Saleh A. and Valenzuela R.* A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. February 1987. V. 5, № 2. P. 128–137.
20. *Кокин В. М.* Моделирование систем: учебное пособие. Иваново: ИГЭУ, 2002. 116 с.
21. *Иммореев И. Я., Синявин А. Н.* Излучение сверхширокополосных сигналов // Антенны. 2001. № 1 (47). С. 8–16.

Статья поступила в редакцию 23.04.2018.

Карболин Виталий Анатольевич

аспирант СибГУТИ, e-mail: rosinop@yandex.ru.

Носов Владимир Иванович

д.т.н., профессор, заведующий кафедрой систем радиосвязи СибГУТИ (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86), тел. (383) 269-82-54, e-mail: nvi@sibsutis.ru.

Exploration of the impact of the bitrate and channel impulse response sampling frequency on BER (bit-error rate) performance of UWB radio system

V. A. Karbolin, V. I. Nosov

This paper presents the research of the indoor channels impact on bit-error rate performance of the UWB radio systems. The bit-error rate is estimated depending on the bitrate and sampling frequency of impulse response. The applied MATLAB model of research is described and the possibility of its usage in real communication systems is estimated.

Keywords: short-pulse UWB radio system, indoor UWB channel model, channel impulse response (CIR), bitrate, BER (bit-error-rate) performance.