

УДК 621.37

<https://doi.org/10.31854/2307-1303-2024-12-4-51-63>

EDN: GSTYER

Моделирование и анализ сверхширокополосного канала связи

Кокин С. А., Симонина О. А. ✉

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

Постановка задачи. Существующие сверхширокополосные каналы работают в диапазоне от 3,1 до 10 ГГц, при этом механизмы их формирования позволяют добиться высокой эффективности радиоканала. Так как в настоящее время достаточно много систем радиосвязи действуют в нижней части сверхвысокочастотного диапазона, то большой интерес вызывает разработка приемо-передающих устройств сверхширокополосной радиосвязи. Однако ряд сложностей, возникающих с понижением частоты, требует разработки модели сверхширокополосного канала для определения наиболее эффективных его параметров. **Цель работы:** разработка опорной модели сверхширокополосного канала и сравнение ее основных параметров (отношение сигнал / шум и коэффициент битовых ошибок) при различных модуляциях. **Используемые методы:** моделирование сверхширокополосного канала для различных модуляций, например, BPSK, QPSK, QAM, QAM16, QAM64, анализ коэффициента битовых ошибок, отношения сигнал / шум. **Новизна:** предложена математическая модель сверхширокополосного канала и разработана ее диаграмма в среде Simulink. **Результат:** разработана опорная модель сверхширокополосного канала, пригодная для дальнейших исследований; проведена оценка указанной модели по количественным параметрам – отношению сигнал / шум и коэффициенту битовых ошибок. **Теоретическая / практическая значимость:** оценка основных рабочих характеристик показала, что наиболее перспективной модуляцией для разработки сверхширокополосного канала является QPSK. Модель, используемая в исследовании, при дальнейшем улучшении позволит накопить достаточное количество данных для перехода к практической реализации.

Ключевые слова: сверхширокополосный канал, коэффициент битовых ошибок, цифровая модуляция, отношение сигнал / шум

Введение

Сверхширокополосная (СШП, UWB, аббр. от англ. Ultra-Wideband) радиосвязь получила распространение благодаря способности обеспечивать высокую скорость передачи данных при относительно низкой стоимости. СШП связь работает на сверхвысоких частотах, а именно в диапазоне от 3,1 до 10,6 ГГц, поэтому имеет большую скорость передачи данных в сравнении с другими технологиями и меньший коэффициент битовых ошибок (BER, аббр. от англ. Bit Error Rate). Эта технология особенно эффективна для передачи данных в ограниченных простран-

Библиографическая ссылка на статью:

Кокин С. А., Симонина О. А. Моделирование и анализ сверхширокополосного канала связи // Информационные технологии и телекоммуникации. 2024. Т. 12. № 4. С. 51–63. DOI: 10.31854/2307-1303-2024-12-4-51-63. EDN: GSTYER

Reference for citation:

Kokin S., Simonina O. Ultra-Wideband Communication Channel Modelling and Analyses // Telecom IT. 2024. Vol. 12. Iss. 4. PP. 51–63 (in Russian). DOI: 10.31854/2307-1303-2024-12-4-51-63. EDN: GSTYER

ствах, но подвержена селективным замираниям. Повышенный интерес к СШП радиосвязи привел к созданию в 2001 г. исследовательской группы IEEE 802.15.3а, занимающейся разработкой стандартов и спецификаций для данной технологии.

СШП сигналы находят применение в различных областях, включая радиолокационную визуализацию, автомобильные радары и беспроводные коммуникационные системы. Высокая пропускная способность и широкие возможности проникновения в различные материалы делают СШП технологии подходящими для радаров, предназначенных для зондирования грунта, стен и других объектов, а также для систем наблюдения и медицинской визуализации.

В настоящее время технологии ортогонального мультиплексирования с частотным разделением (OFDM, *аббр. от англ. Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), множественного доступа с кодовым разделением (CDMA, *аббр. от англ. Code Division Multiple Access*) и СШП связи демонстрируют стремительное развитие в области телекоммуникаций [1]. OFDM представляет собой метод высокоскоростной передачи данных, основанный на мультиплексировании с ортогональным частотным разделением каналов. В рамках этой технологии сигнал передатчика расщепляется на множество низкоскоростных субпоток, каждый из которых характеризуется длительным периодом передачи символов и модулируется на отдельной поднесущей частоте.

OFDM отличается относительной простотой по сравнению с мультиплексированием с разделением кода прямой последовательности (DS-CDMA, *аббр. от англ. Direct-Sequence Code Division Multiple Access*), однако не решает проблему ограничения мощности сигнала. В системах с множественным доступом с разделением кода на несколько несущих (MC-CDMA, *аббр. от англ. Multi-Carrier Code-Division Multiple Access*) не используется RAKE-приемник из-за его более простой архитектуры по сравнению с DS-CDMA. Однако MC-CDMA демонстрирует более высокую эффективность по сравнению с ортогональным частотным разделением каналов при низкой мощности сигнала.

Вышеописанные методы обеспечивают декомпозицию СШП каналов на более мелкие параллельные подканалы. Применение принципа турбодекодирования значительно повышает эффективность приемника. В данной работе проводится анализ различных параметров СШП приемников, таких как отношение сигнал / шум (SNR, *аббр. от англ. Signal-to-Noise Ratio*), среднеквадратическое отклонение (СКО) и BER. Для приема сигналов используется RAKE-приемник с RAKE-фильтрацией, что позволяет максимально использовать многолучевое распространение и повысить производительность системы [2]. Когнитивное радио играет ключевую роль в межслойной архитектуре СШП приемников, обеспечивая обмен информацией с физического уровня о состоянии канала и динамическое распределение каналов для передачи данных.

Математическая модель СШП канала

СШП сигнал можно рассматривать как комбинацию бесконечных частотных составляющих. Было доказано, что для разных частотных составляющих ха-

рактены разные задержки и потери в тракте, а также фаза [3, 4]. Для традиционных широкополосных каналов влияние различных частотных составляющих на параметры канала ограничено из-за узкой полосы пропускания, поэтому канал может быть смоделирован только относительно центральной частоты. Однако в пределах полосы пропускания канальные свойства различных частотных составляющих могут сильно различаться, что нельзя игнорировать. С учетом того, что разница между частотными компонентами в точках задержки на пути ограничена, в данной работе предполагается, что различные частотные компоненты испытывают одинаковую задержку, но имеют различные потери и фазу пути.

Для произвольной одиночной несущей $f' \in [f_L, f_H]$, теоретический импульсный отклик канала (ИОК) относительно частоты может быть смоделирован как:

$$h(t, \tau; f') = \int_0^{\infty} \alpha(t, \tau; f') e^{j\psi(t, \tau; f')} \delta(\tau - \tau') d\tau',$$

где $\alpha(t, \tau; f')$ – амплитудный коэффициент усиления; $\psi(t, \tau; f')$ – фаза пути; τ' – задержка пути распространения.

Выполнив преобразование Фурье, получим передаточную функцию канала (ПФК) для одной несущей в виде:

$$\begin{aligned} H(t, f; f') &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau; f') e^{-j2\pi f \tau} d\tau \delta(f - f') = \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \alpha(t, \tau'; f') e^{j\psi(t, \tau'; f')} e^{-j2\pi f \tau'} d\tau' \delta(f - f'). \end{aligned}$$

С точки зрения частотной области СШП канал можно рассматривать как комбинацию бесконечных ПФК, вызванных различными одиночными несущими в полосе пропускания $[f_L, f_H]$, поэтому вся ПФК может быть выражена как:

$$\begin{aligned} H(t, f) &= \int_{f_L}^{f_H} H(t, f; f') df' = \\ &= \int_{f_L}^{f_H} \int_0^{\infty} \frac{\alpha(t, \tau'; f')}{f_H - f_L} e^{j\psi(t, \tau'; f')} e^{-j2\pi f \tau'} d\tau' \delta(f - f') df'. \end{aligned} \quad (1)$$

Следует отметить, что в выражении (1) коэффициенты усиления мощности различных частотных составляющих складываются вместе, поэтому для получения среднего коэффициента усиления мощности для всего СШП канала коэффициент усиления мощности следует разделить на ширину полосы.

Предлагаемый непрерывный частотно-зависимый импульсный отклик канала для СШП каналов может быть получен путем выполнения обратного преобразования Фурье для ПФК с помощью выражения:

$$\begin{aligned}
 h(t, \tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} H(t, f) e^{j2\pi f \tau} df = \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{f_L}^{f_H} \int_0^{\infty} \frac{\alpha(t, \tau'; f')}{f_H - f_L} e^{j\psi(t, \tau'; f')} e^{-j2\pi f \tau'} d\tau' \delta(f - f') df' e^{j2\pi f \tau} df = \quad (2) \\
 &= \int_0^{\infty} \int_{f_L}^{f_H} \frac{\alpha(t, \tau'; f')}{f_H - f_L} e^{j\psi(t, \tau'; f')} d\tau' \delta(\tau - \tau') d\tau'.
 \end{aligned}$$

Можно обнаружить, что ИОК каждого тракта является совокупным эффектом различных частотных составляющих, которые могут быть описаны частотно-зависимым коэффициентом усиления мощности, задержкой и фазой тракта.

Схема моделирования СШП канала в данной работе показана на рисунке 1. Отметим, что она может быть также применена к традиционным узкополосным и широкополосным каналам.

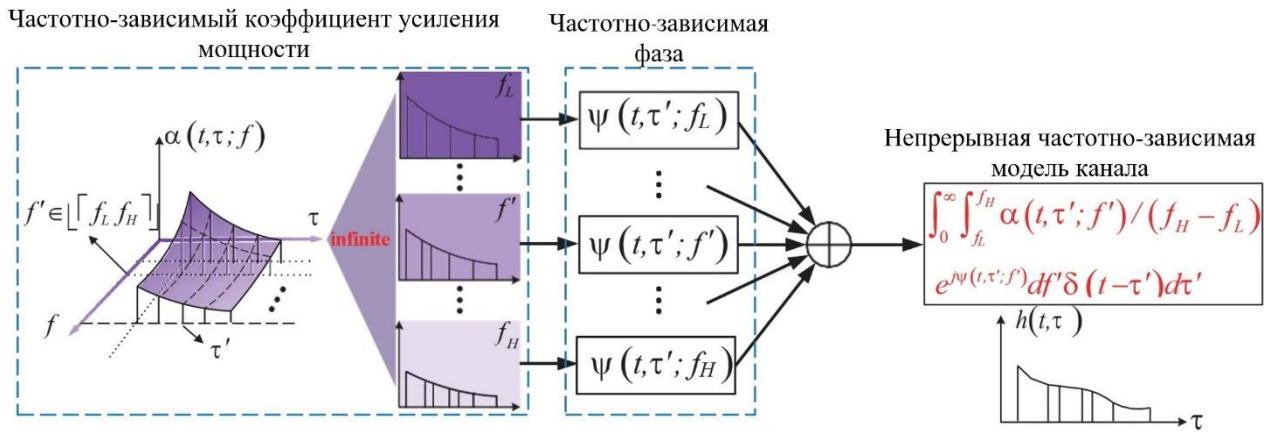


Рис. 1. Схема моделирования СШП канала

В реалистичном сценарии связи распределение рассеивателей обычно дискретно, т. е. задержки на пути не являются непрерывными. Таким образом, теоретическая модель СШП канала (2) может быть представлена как:

$$\begin{aligned}
 h_s(t, \tau) &= \sum_{n=1}^N \int_{f_L}^{f_H} \frac{\alpha(t, \tau_n; f')}{f_H - f_L} e^{j\psi(t, \tau_n; f')} df' \delta(\tau - \tau_n(t)) = \\
 &= \sum_{n=1}^N \int_{f_L}^{f_H} \frac{\alpha_n(t; f')}{f_H - f_L} e^{j\psi_n(t; f')} df' \delta(\tau - \tau_n(t)), \quad (3)
 \end{aligned}$$

где N – число допустимых путей распространения; $\alpha(t, \tau_n; f')$ – амплитудный коэффициент усиления; $\psi(t, \tau_n; f')$ – фаза пути; τ_n – задержка пути для n -го пути распространения. Обозначим $\alpha(t, \tau_n; f')$ и $\psi(t, \tau_n; f')$ как $\alpha_n(t; f')$ и $\psi_n(t; f')$ соответственно. Следует отметить, что предложенная модель может быть сведена к традиционной модели широкополосного канала [5, 6] и модели СШП канала с несколькими подполосами [7, 8]. Традиционная модель широкополосного

канала может быть выражена путем замены f' на постоянную центральную частоту f_c как:

$$\begin{aligned} h_s(t, \tau; f_c) &= \sum_{n=1}^N \frac{\alpha_n(t; f_c)}{f_H - f_L} (f_H - f_L) e^{j\psi_n(t; f_c)} \delta(\tau - \tau_n(t)) = \\ &= \sum_{n=1}^N \alpha_n(t; f_c) e^{j\psi_n(t; f_c)} \delta(\tau - \tau_n(t)). \end{aligned}$$

Исходя из этого, модель СШП канала с несколькими подполосами можно рассматривать как совокупность нескольких поддиапазонных каналов в виде:

$$\begin{aligned} h_{s,M}(t, \tau) &= \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \frac{\alpha_n(t; f'_m)}{f_H - f_L} \cdot \frac{(f_H - f_L)}{M} e^{j\psi_n(t; f'_m)} \delta(\tau - \tau_n(t)) = \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{1}{M} h_s(t, \tau; f'_m), \end{aligned}$$

где M – количество поддиапазонных каналов; f'_m – центральная частота m -го поддиапазона. Следует отметить, что частотная характеристика модели канала MSB-UWB (*аббр. от англ. MultiStage Ultra-Wideband* – многоступенчатый сверхширокополосный) не является непрерывной, что также требует гораздо больше времени для генерации канала.

Сгенерировать СШП канал напрямую с помощью формулы (3) сложно из-за операции интегрирования, поэтому ключевым шагом является вычисление выражений частотно-зависимого коэффициента усиления тракта и фазы, а затем получение модели канала в замкнутом виде. В данной работе коэффициент усиления по амплитуде рассчитывается по выражению:

$$\alpha_n(t, f') = 10^{-\left(32.4 + 20 \log\left(\frac{c \cdot \tau_n(t)}{1000}\right) + 20 \log\left(\frac{f'}{10^6}\right) + \xi_n\right)/20}, \quad (4)$$

где c – скорость света; ξ_n – коэффициент, зависящий от сценария n -го пути.

Фаза пути моделируется двумя частями, т. е. начальной фазой и фазой, обусловленной доплеровской частотой:

$$\psi_n(t, f') = \psi_0 + \frac{2\pi t f'}{c} (\mathbf{v}^T(t) \mathbf{r}_n^T(t) + \mathbf{v}^R(t) \mathbf{r}_n^R(t)), \quad (5)$$

где ψ_0 – случайная начальная фаза, равномерно распределенная по $[0, 2\pi)$; $\mathbf{v}^{T/R}(t)$ – скорость; $\mathbf{r}_n^{T/R}(t)$ – сферические единичные векторы приемопередатчиков, которые могут быть дополнительно выражены как:

$$\mathbf{r}_n^T(t) = \begin{bmatrix} \cos \beta_n^T(t) \cos \alpha_n^T(t) \\ \cos \beta_n^T(t) \sin \alpha_n^T(t) \\ \sin \beta_n^T(t) \end{bmatrix}$$

и

$$\mathbf{r}_n^R(t) = \begin{bmatrix} \cos \beta_n^R(t) \cos \alpha_n^R(t) \\ \cos \beta_n^R(t) \sin \alpha_n^R(t) \\ \sin \beta_n^R(t) \end{bmatrix},$$

где $\alpha_n^T(t)$ – азимутальный угол отправления (АУО); $\beta_n^T(t)$ – угол возвышения отправления (УВО); $\alpha_n^R(t)$ – азимутальный угол прибытия (АУП); $\beta_n^R(t)$ – угол возвышения прибытия (УВП) [9].

Стоит отметить, что эффект Доплера представляет собой значимый параметр канала, который в случае СШП систем связи приобретает более сложную природу. В традиционных моделях узкополосных и широкополосных каналов эффект Доплера не зависит от частоты сигнала и определяется исключительно скоростью и центральной частотой, но в случае СШП систем отклонение доплеровской частоты, вызванное различными частотными компонентами сигнала, становится существенным. Например, для СШП канала с полосой пропускания 2 ГГц и центральной частотой 28 ГГц при относительной скорости движения 100 м/с теоретически рассчитанная доплеровская частота для всего канала составляет 9333,3 Гц согласно традиционному определению. Однако при учете частотного фактора в предлагаемой модели теоретическая доплеровская частота может варьироваться в диапазоне от 9000 до 9666,7 Гц.

Подставив выражения (4) и (5) в (3), модель СШП канала в закрытой форме можно выразить следующим образом:

$$h_s(t, \tau) \begin{cases} \sum_{n=1}^N \frac{10^{(369/50 - \xi_n/20)} e^{j\psi_0} \text{Ei}(jv_{rel} f' t)}{c\tau_n(t)(f_H - f_L)} \Big|_{f_L}^{f_H} \delta(\tau - \tau_n(t)) & v_{rel} \neq 0 \\ \sum_{n=1}^N \frac{10^{(369/50 - \xi_n/20)} e^{j\psi_0} \ln f'}{c\tau_n(t)(f_H - f_L)} \Big|_{f_L}^{f_H} \delta(\tau - \tau_n(t)) & v_{rel} = 0 \end{cases}, \quad (6)$$

где v_{rel} можно представить как $v_{rel} = (\mathbf{v}^T(t)\mathbf{r}_l^T(t) + \mathbf{v}^R(t)\mathbf{r}_l^R(t))$; $\text{Ei}(\cdot)$ – экспоненциальная интегральная функция, которая может быть выражена как $\text{Ei}(x) = -\int_{-\infty}^{\infty} e^{-t}/t dt$, где скорость находится в знаменателе, поэтому модель канала представим как два варианта реализации для удобства проведения вычислений. Параметры, используемые в выражении (6), также сведены в таблицу 1.

СШП канал может быть сгенерирован с помощью (6) вместо генерации и суммирования бесконечных поддиапазонных каналов, что значительно снизит сложность моделирования.

Таблица 1 – Определения параметров модели канала

Параметр	Определение
N	Номер пути
$\tau_n(t)$	Задержка пути
f_H	Верхняя граница частоты
f_L	Нижняя граница частоты
c	Скорость света
ξ_n	Коэффициент, зависящий от сценария
$\mathbf{v}^{T/R}(t)$	Скорость приема / передачи данных
$\alpha_n^{T/R}(t)$	АУО / УВО
$\beta_n^{T/R}(t)$	АУП / УВП

Особенности моделирования СШП канала

Передача данных в СШП системах осуществляется через канал передачи с многолучевыми замираниями и аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ). Циклическая проверка избыточности и схемы кодера Рида – Соломона, используются кодировщиком СШП системы [10]. СШП устройство, функционирующее в большой полосе пропускания, должно сосуществовать с большим количеством паразитных узкополосных сигналов. При этом системы, использующие эти сигналы, не должны в свою очередь испытывать СШП помех. Нормативные соображения в такой широкой полосе частот ограничивают излучаемую мощность. Низкие уровни передаваемой мощности в сочетании со сверхточным временным разрешением системы могут значительно увеличить время получения синхронизации и сложность приемника. Ниже представлена упрощенная диаграмма СШП канала связи (рисунок 2). В качестве примера взят СШП канал с полосой пропускания 2 ГГц и центральной частотой 28 ГГц.

Проведем моделирование СШП каналов с различными вариантами модуляций: BPSK (аббр. от англ. Binary Phase Shift Keying – двоичная фазовая модуляция), QPSK (аббр. от англ. Quadrature Phase Shift Keying – квадратурная фазовая модуляция) и QAM (аббр. от англ. Quadrature Amplitude Modulation – квадратурная амплитудная модуляция) с уровнями модуляции 16 и 64.

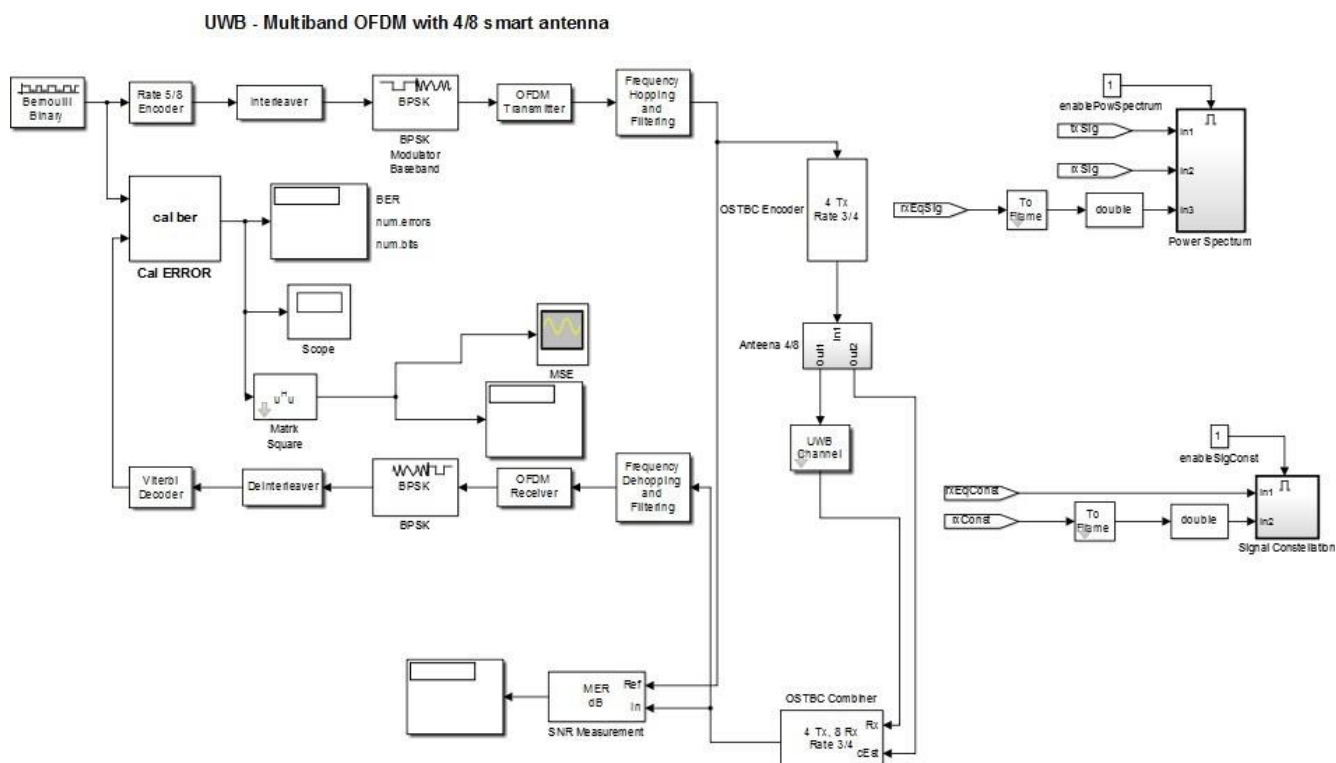
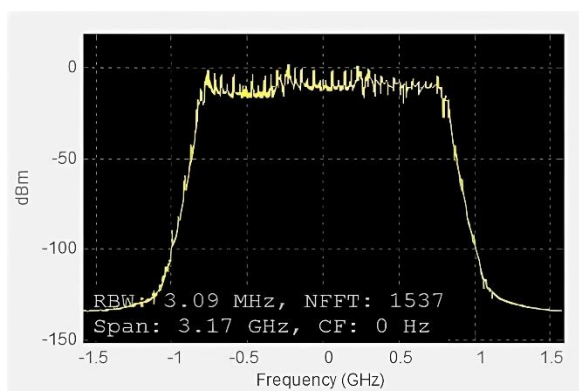


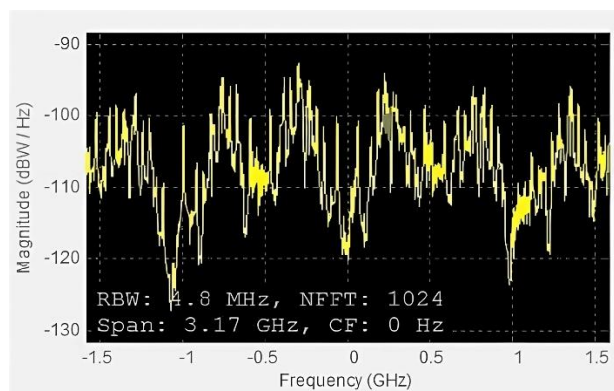
Рис. 2. Диаграмма моделирования в MATLAB для СШП режима с использованием BPSK

Анализ результатов моделирования СШП канала

Ниже представлены осциллограммы спектров переданного (рисунок 3а) и принятого (рисунок 3б) сигналов СШП BPSK. Проходя через среду распространения (атмосферу), сигнал, содержащий данные, подвергается различным негативным эффектам, вследствие чего возникает искажение информации и происходит затухание сигнала. В спектре принятого СШП сигнала (рисунок 3б) присутствуют искажения, вызванные различными условиями при прохождении сигнала через атмосферу.



а)



б)

Рис. 3. Результат моделирования: а) переданного и б) принятого сигнала СШП в MATLAB с использованием BPSK

Для лучшей системы передачи СКО должно быть минимальным. Передача происходит в цифровой форме, т. е. бит должен передаваться в двоичной форме

с помощью различных генераторов из библиотеки Simulink. Изменение общего количества переданных битов (красная линия) и BER (синяя линия) представлены на рисунке 4а, а СКО для BPSK – на рисунке 4б. Из рисунка 4 видно, что с увеличением времени передачи импульсов в СИП модели BER остается неизменным (рисунок 4а), а СКО начинает расти с экспоненциальной интенсивностью (рисунок 4б). На рисунке 4в приведена зависимость изменения BER. Таким образом, для увеличения достоверности необходимо производить передачу импульсов с длительностью на порядки ниже (пикосекунды).

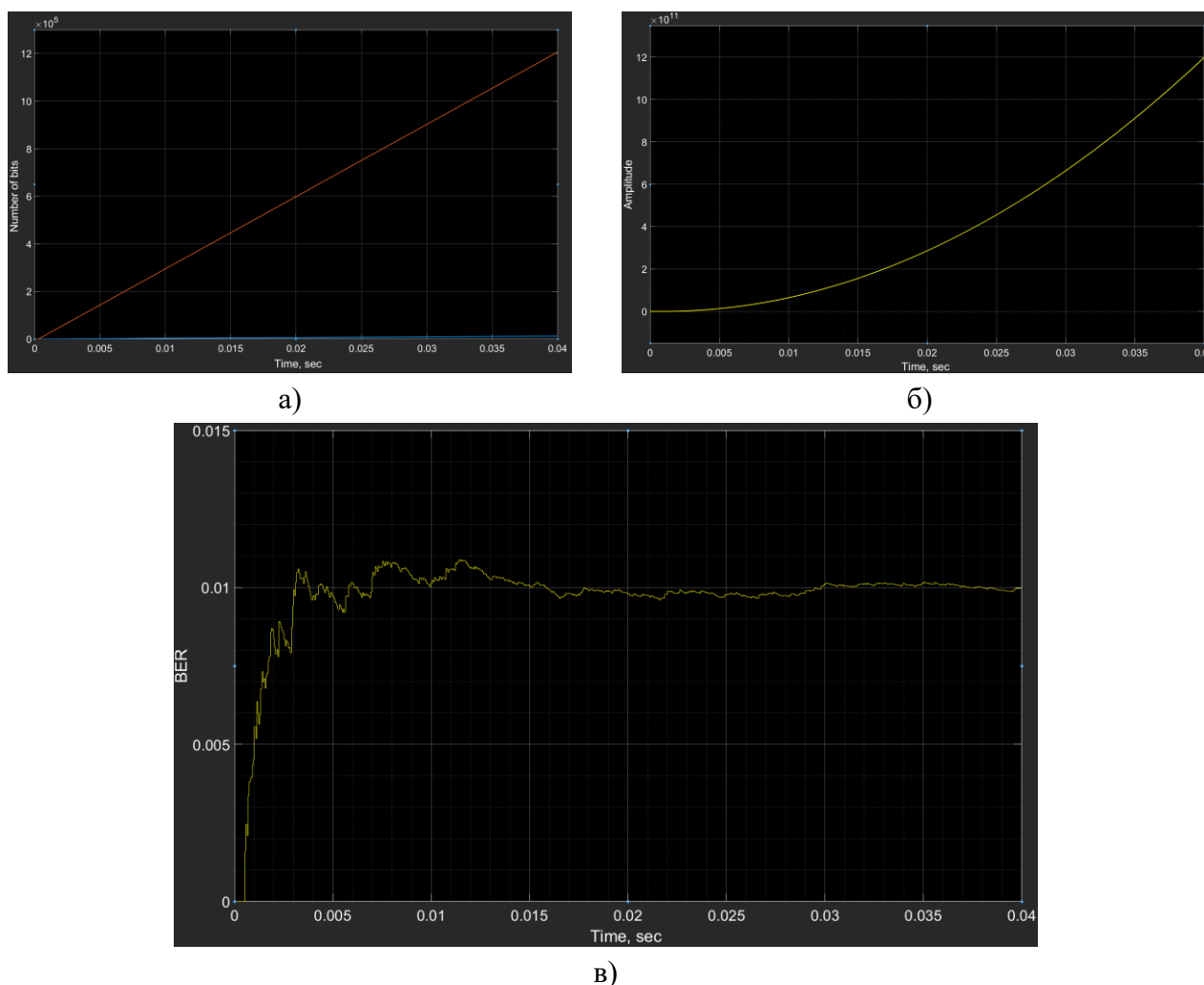


Рис. 4. Общее количество битов и BER при использовании BPSK модуляции (а); СКО модуляции BPSK в СИП модели (б); значения BER (в)

Первоначально была разработана и смоделирована широкополосная система связи с использованием BPSK, затем последовал этап сравнительного анализа различных схем модуляции, целью которого являлось выявление наиболее эффективной схемы на основе оценки BER. В результате проведенного анализа было установлено, что для широкополосной системы связи наиболее предпочтительной является схема модуляции с квадратурной фазовой манипуляцией QPSK. В таблице 2 представлены значения BER и SNR для различных схем модуляции.

Таблица 2. BER и SNR для различных схем модуляции в системе UWB

Схема модуляции	SNR, дБ	Всего бит	Ошибочных бит	BER
BPSK	6,08	1 206 048	20 611	$17,1 \cdot 10^{-3}$
QPSK	5,57	1 206 048	12 025	$9,97 \cdot 10^{-3}$
QAM16	5,78	1 206 048	28 575	$23,7 \cdot 10^{-3}$
QAM64	5,78	1 206 048	32 627	$27,1 \cdot 10^{-3}$

На рисунке 5 представлены значения BER и SNR для различных модуляций. Легко видеть, что параметр SNR остается примерно в одном диапазоне значений вне зависимости от модуляции, при этом происходит уменьшение значений и BER, и SNR для QPSK. Параметр BER также дает минимум у QPSK. QAM16 и более высокие порядки модуляции имеют прирост ошибочных бит вплоть до QAM256, при которой модель перестает работать корректно.

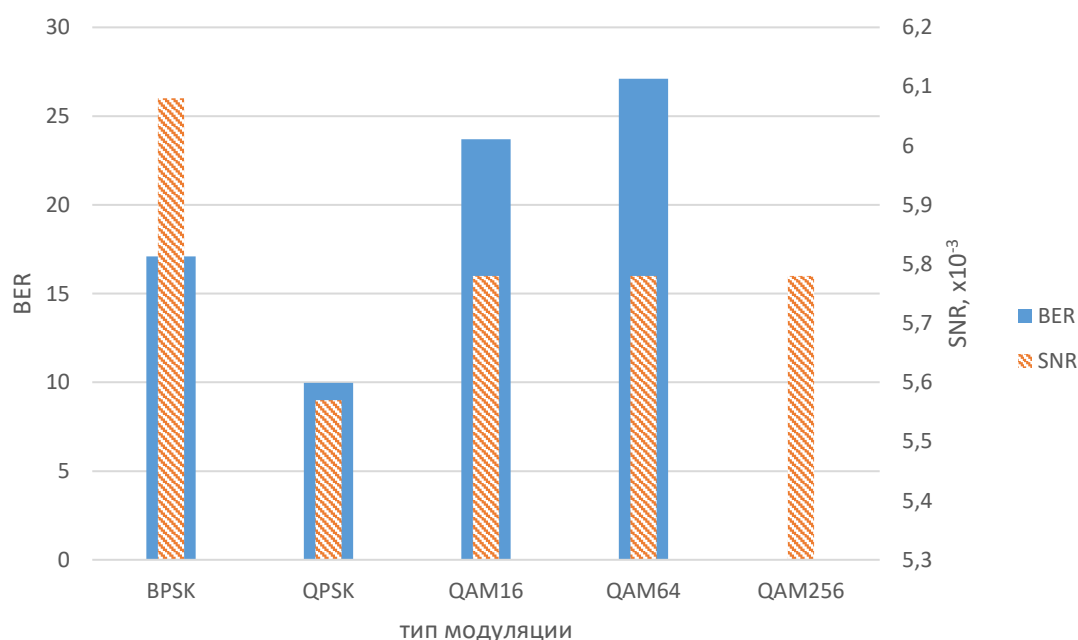


Рис. 5. Значения BER и SNR для различных модуляций СШП каналов

Работа была сосредоточена на сравнении результатов различных схем модуляций СШП канала. При использовании программного пакета Matlab R2022a с помощью инструмента Communication Tool Box были созданы блок-схемы, имитирующие передачу и прием битовых последовательностей. В процессе моделирования вычисляется битовая ошибка, и схема с наименьшим значением BER считается наиболее эффективной. Дополнительно анализируется SNR в децибелах.

Выводы

В данной статье представлена математическая модель канала СШП связи с непрерывной частотной характеристикой. Модель учитывает такие параметры канала, как коэффициент усиления мощности, доплеровская частота и фазовые

характеристики траектории, которые зависят от частоты. На основе этой модели была создана упрощенная схема для моделирования в среде динамического моделирования технических систем Matlab R2022a Simulink.

Данные передаются через канал с многолучевыми замираниями и аддитивным АБГШ. Проведено прикладное исследование, направленное на оптимизацию параметров приемопередающего устройства и увеличение дальности связи. В ходе исследования проанализированы ключевые показатели, такие как BER, SNR и СКО. На основе полученных данных проведено сравнительное исследование различных методов цифровой модуляции для определения наиболее эффективного метода в условиях СШП канала.

Установлено, что QPSK является предпочтительным выбором для СШП систем с минимальным BER. В перспективе планируется разработка более сложных алгоритмов цифровой обработки сигналов на стороне приемника для дальнейшего повышения надежности и дальности связи.

На основе предложенной модели предполагается исследование ее поведения при переходе в более низкие частотные диапазоны, а также вопросов создания СШП приемопередающих устройств в метровом и дециметровом диапазонах радиоволн и оценка их потенциальных возможностей для обеспечения связи на расстояниях от 200 м [11].

Литература

1. Park Y. B., Kim Ch. S., Cho K. K., Lee Ch. J., Lee H. K. et al. Performance of UWB DS-CDMA/OFDM/MC-CDMA System // Proceedings of the 47th Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS'04, 25–28 July 2004, Hiroshima, Japan). 2004. Vol. 1. PP. 37–40. DOI: 10.1109/MWSCAS.2004.1353891
2. Harada H., Hernandez M., Kohno R. Multiband and Multicarrier Wavelet Packet Multiplexing for UWB Transmissions // Proceedings of the International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB2008, 10–12 September 2008, Hannover, Germany). IEEE, 2008. Vol. 3. PP. 39–42. DOI: 10.1109/ICUWB.2008.4653411
3. Kristem V., Bas C. U., Wang R., Molisch A. F. Outdoor Wideband Channel Measurements and Modeling in the 3–18 GHz Band // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2018. Vol. 17. Iss. 7. PP. 4620–4633. DOI: 10.1109/TWC.2018.2828001
4. Haneda K., Richter A., Molisch A. F. Modeling the Frequency Dependence of Ultra-Wideband Spatio-Temporal Indoor Radio Channels // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2012. Vol. 60. Iss. 6. PP. 2940–2950. DOI: 10.1109/TAP.2012.2194681
5. Jiang H., Zhang Z., Gui G. A Novel Estimated Wideband Geometry-Based Vehicle-to-Vehicle Channel Model Using an AoD and AoA Estimation Algorithm // IEEE Access. 2019. Vol. 7. PP. 35124–35131. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2897429
6. Bian J., Sun J., Wang Ch. X., Feng R., Huang J. et al. A WINNER+ Based 3-D Non-Stationary Wideband MIMO Channel Model // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2017. Vol. 17. Iss. 3. PP. 1755–1767. DOI: 10.1109/TWC.2017.2785249

7. Tan Y., Wang Ch. X., Nielsen J. Ø., Pedersen G. F., Zhu Q. A Novel B5G Frequency Nonstationary Wireless Channel Model // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2021. Vol. 69. Iss. 8. PP. 4846–4860. DOI: 10.1109/TAP.2021.3060063. EDN: IHTIKA
8. Zhang F., Fan W. Near-Field Ultra-Wideband mmWave Channel Characterization Using Successive Cancellation BeamSpace UCA Algorithm // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2019. Vol. 68. Iss. 8. PP. 7248–7259. DOI: 10.1109/TVT.2019.2926783
9. Zhang X., Xu L., Xu L., Xu D. Direction of Departure (DOD) and Direction of Arrival (DOA) Estimation in MIMO Radar with Reduced-Dimension MUSIC // IEEE Communications Letters. 2010. Vol. 14. Iss. 12. PP. 1161–1163. DOI: 10.1109/LCOMM.2010.102610.101581
10. Chen F., Li S. Proposal of a Novel Punctured LDPC Coding Scheme for Ultra Wide Band System // Proceedings of the 7th International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory (26–29 October 2006, Guilin, China). 2006. DOI: 10.1109/ISAPE.2006.353330
11. Дмитриев А. С., Попов М. Г., Рыжов А. И. Сверхширокополосные прямохатические средства связи повышенной дальности // Радиолокация и радиосвязь: Сборник трудов XIV Всероссийской научно-технической конференции (Москва, 23–25 ноября 2020 г.). М., 2020. С. 129–133. EDN: KGUKMO

Статья поступила 29 октября 2024 г.
Одобрена после рецензирования 27 ноября 2024 г.
Принята к публикации 23 декабря 2024 г.

Информация об авторах

Кокин Сергей Алексеевич – аспирант кафедры радиотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича.

Симонина Ольга Александровна – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры радиотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича.
E-mail: olga.simonina@sut.ru

<https://doi.org/10.31854/2307-1303-2024-12-4-51-63>
EDN: GSTYER

Ultra-Wideband Communication Channel Modelling and Analyses

S. Kokin, O. Simonina ✉

The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

The problem statement is that existing ultra-wideband (UWB) communications operate within a range of 3.1 to 10 GHz, but there are difficulties in reducing the frequency. This necessitates the development of a UWB channel model to determine optimal parameters. **The aim** of this project is to create a model for a UWB communication system and compare its key parameters, such as the signal-to-noise ratio (SNR) and bit error rate (BER). **Methods** used include UWB modelling for different modulation schemes, including BPSK, QPSK, and QAM, as well as QAM16 and QAM64. A bit error coefficient analysis was also conducted, along with SNR analysis. **Novelty.** A mathematical model of an ultra-wideband channel has been proposed, and its diagram has been developed in the Simulink environment. **Results.** A UWB model was developed that can be used in further research. The evaluation of the model is based on two key parameters: BER and SNR, with QPSK being the most promising modulation scheme for UWB. **The theoretical and practical significance** of this research lies in evaluating key performance indicators and providing a basis for future development.

Keywords: UWB, bit error rate, digital modulation, signal-to-noise ratio

Information about Authors

Kokin Sergei – Postgraduate Student at the Department of Radio Engineering (The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications).

Simonina Olga – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor at the Department of Radio Engineering (The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications). Email: olga.simonina@sut.ru