

УДК 621.396.969

<https://doi.org/10.31854/2307-1303-2025-13-4-31-53>

EDN: JVKANN

Математическое моделирование процесса передачи данных в сверхширокополосных системах локального позиционирования в реальном времени

 Белов А. А. ,  Хуторная Е. В.

Санкт-Петербургский государственный морской технический университет,
Санкт-Петербург, 190121, Российская Федерация

Постановка задачи. Сверхширокополосные системы локального позиционирования в реальном времени используют для передачи данных импульсные радиосигналы с эффективной шириной спектра не менее 500 МГц, имеют высокую точность локализации (10–30 см) и скорость передачи (до 27,24 Мбит/с с перспективой роста до 480 Мбит/с), что делает их необходимым звеном в построении систем широкого профиля для мониторинга перемещений людей, транспортных средств, контроля доступа (без шлагбаумов), в том числе в опасные зоны и т. п. При этом радиус действия таких систем быстро снижается с ростом битовой скорости, а также зависит от многих других факторов. В то же время универсальная система должна быть достаточно быстродействующей для решения таких задач, как предотвращение столкновений транспортных средств, управление роботами и др. В этих условиях для успешного применения сверхширокополосных решений необходимо иметь оперативный механизм оценивания ключевых параметров системы в зависимости от массы влияющих факторов, таких как спектральные характеристики сигналов, нормы по спектральной плотности эквивалентной изотропно-излучаемой мощности, настройки приемопередатчика, допускаемые значения частоты битовых ошибок и т. п. Все эти факторы при заданной битовой скорости влияют на дальность передачи, иногда на точность локализации, а это и есть ключевые параметры прежде всего для проектирования, поэтому их быстрая оценка при разных сочетаниях влияющих факторов является актуальной задачей. Данная работа направлена на создание механизма такой оценки. **Целью работы** является исследование факторов, влияющих на ключевые параметры сверхширокополосных систем локального позиционирования в реальном времени, и разработка на этой основе оценочной модели процесса передачи как одного из инструментов проектирования и обслуживания систем. **Используемые методы:** анализ сведений по влияющим факторам, построение и наложение модели потерь при распространении радиоволн и моделей бюджета радиолинии, работа с общей моделью и вывод закономерностей изменения ключевых параметров при граничных значениях влияющих факторов. **Новизна:** в одной общей модели систематизированы факторы моделей двух видов, влияющие на дальность передачи. **Результат:** получен инструмент проектирования и обслуживания сверхширокополосных систем локального позиционирования в реальном времени, позволяющий предсказывать их поведение при разных сочетаниях влияющих факторов, в частности обеспечивать максимальный радиус действия при заданной битовой скорости. **Практическая значимость:** представленное исследование может быть использовано в качестве мето-

Библиографическая ссылка на статью:

Белов А. А., Хуторная Е. В. Математическое моделирование процесса передачи данных в сверхширокополосных системах локального позиционирования в реальном времени // Информационные технологии и телекоммуникации. 2025. Т. 13. № 4. С. 31–53. DOI: 10.31854/2307-1303-2025-13-4-31-53. EDN: JVKANN

Reference for citation:

Belov A., Khutornaya E. Mathematical Modeling of Data Transmission in Ultra-Wideband Real-Time Local Positioning Systems // Telecom IT. 2025. Vol. 13. Iss. 4. PP. 31–53. (in Russian). DOI: 10.31854/2307-1303-2025-13-4-31-53. EDN: JVKANN

дического сопровождения занятий по ознакомлению со сверхширокополосными системами локального позиционирования в реальном времени и по оценке радиуса их действия в зависимости от скорости передачи и других факторов.

Ключевые слова: сверхширокополосная связь, сверхширокополосные сигналы, система локального позиционирования в реальном времени, спектральная плотность эквивалентной изотропно-излучаемой мощности, сверхширокополосные системы локального позиционирования в реальном времени, частота битовых ошибок

Введение

На процесс передачи радиосигналов в сверхширокополосных (СШП) системах позиционирования в реальном времени (RTLS, аббр. от англ. Real Time Locations System) влияют проектные решения (технология связи, вид модуляции и кодирования и т. п.), настройки (по битовой скорости, частоте повторения импульсов и др.). Однако для проектирования и обслуживания систем важно понимать, как эти факторы бюджета радиолинии отклоняют процесс передачи от «общего знаменателя» – модели потерь при распространении радиоволн (РРВ).

С этой точки зрения представляет интерес общая модель, объединяющая модель РРВ и модели бюджета радиолинии в диапазоне частот 2,85–10,6 ГГц, разрешенном нормами Государственной комиссии по радиочастотам России (ГКРЧ). Границы диапазона в нормах других стран несколько отличаются, например, согласно наиболее распространенным в мире правилам американской Федеральной комиссии по связи (FCC, аббр. от англ. Federal Communications Commission), разрешенный диапазон составляет 3,1–10,6 ГГц.

Некоторые аспекты подобного моделирования, а также эксплуатационные и нормативные данные известны [1–4]. Задача состоит в разработке общей модели как инструмента проектирования и обслуживания систем и включает в себя:

- создание модели РРВ, описывающей поведение системы при изменении параметров распространения радиосигналов (влияющих факторов модели РРВ) и позволяющей, изменяя эти факторы, получать оценочные значения интересующих величин, прежде всего, радиуса действия;

- обеспечение возможности быстрого «наложения» модели РРВ на требования к системе, регулировочные характеристики, нормативные данные, образующие ряд моделей бюджета радиолинии, и оценки необходимых параметров внедрения;

- сравнение по разным критериям различных технологий связи, наборов параметров настройки, вывод рекомендаций по их эффективному использованию в RTLS.

В соответствии с этим сначала следует разработать модель РРВ, связывающую ключевые характеристики RTLS (битовая скорость, дальность передачи) между собой и влияющими факторами. Далее необходимо смоделировать процессы настройки, используя данные из нормативных и эксплуатационных документов, и наложить полученные модели бюджета радиолинии на модель РРВ. После этого на основе результатов работы с общей моделью следует вывести закономерности поведения систем и сделать выводы в соответствии с задачами моделирования.

Факторы модели РРВ

При удалении от передатчика в открытом пространстве энергия радиоволн рассеивается по увеличивающейся площади фронта, вызывая затухание сигнала. При этом эквивалентная изотропно-излучаемая мощность (ЭИИМ), передаваемая от антенны передатчика (P_1) к антенне приемника (P_2), связана с радиусом действия R формулой Гарольда Фрииса¹:

$$\frac{P_2}{P_1} = G_2 \left(\frac{\lambda_{\text{Ц}}}{4\pi R} \right)^2 = G_2 \left(\frac{c}{4\pi F_{\text{Ц}} R} \right)^2, \quad (1)$$

где G_2 – коэффициент усиления приемной антенны; $F_{\text{Ц}}$ – центральная частота эффективного спектра сигнала (далее – спектр сигнала); $\lambda_{\text{Ц}}$ – длина волны, соответствующая центральной частоте $F_{\text{Ц}}$ спектра сигнала; $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость распространения электромагнитных волн.

Мощность P_1 уже учитывает коэффициент усиления передающей антенны G_1 , поэтому этот параметр в формуле отсутствует. Так как мощность сигнала обратно пропорциональна квадрату расстояния между приемной и передающей антеннами, то затухание существенно влияет на радиус действия. Согласно формуле (1) степень затухания высоких частот в спектре сигнала больше, чем низких, поэтому при распространении импульса помимо уменьшения амплитуды он становится более плоским, но его форма соотносится с исходной, что позволяет распознавать его на фоне шумов и помех.

Однако компоненты уравнения (1) зависят от целого ряда факторов (битовая скорость, отношение сигнал / шум на бит и др.), влияние которых на R необходимо отслеживать. Будем считать их факторами модели РРВ в отличие от факторов модели бюджета радиолинии, зависящих от настроек модулей.

Следует также заметить, что формула (1) не учитывает ряд факторов, таких как отличие среды распространения от свободного пространства (стены, потолки, двери, препятствия), дисперсия радиосигналов и др. Характер их влияния на дальность передачи также необходимо описать.

Наиболее наглядным интегральным представлением действия факторов на процесс передачи является графическая зависимость битовой скорости от радиуса действия $C = f(R)$ для граничных значений факторов. С целью получения таких характеристик раскроем компоненты формулы (1):

1) P_1 (ЭИИМ передатчика с учетом усиления передающей антенны):

$$P_1 = P_{1Н} \times K_3,$$

где $P_{1Н}$ – нормированная ЭИИМ в полосе спектра сигнала ΔF ; индекс $Н$ – вид норм (например, $Н = \text{ГКРЧ}$ или $Н = \text{FCC}$); K_3 – коэффициент заполнения спектром сигнала маски норм.

¹ Friis Transmission Formula // Electricity and Magnetism. 2024. URL: <https://www.electricity-magnetism.org/friis-transmission-formula> (Accessed 06.12.25).

2) P_2 (ЭИИМ на входе приемника):

$$P_2 = N \cdot 10^{\left(\frac{SNR}{10}\right)},$$

где N – мощность шума на входе приемника, вычисляемая по формуле [2]:

$$N = k \cdot t \cdot p \cdot \Delta F,$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $t = 300$ К – шумовая температура; $p = 10$ – коэффициент шума приемника; ΔF – ширина спектра сигнала; SNR – отношение мощности сигнала к мощности шума (отношение сигнал / шум), дБ:

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} - 10 \cdot \lg\left(\frac{\Delta F}{C}\right),$$

где C – скорость передачи (битовая скорость); $\frac{E_b}{N_0}$ – отношение сигнал / шум на бит, определяемое по графику зависимости частоты битовых ошибок (BER, аббр. от англ. Bit Error Rate) для конкретного вида модуляции, дБ:

$$BER = f\left(\frac{E_b}{N_0}\right),$$

где E_b – средняя энергия сигнала на бит; N_0 – мощность шума в полосе частот сигнала.

3) G_2 (коэффициент усиления типовой антенны приемника). Принимаем в качестве константы коэффициент для РСВ (аббр. от англ. Printed Circuit Board – антенна на печатной плате) Trace Monopole Antenna Decawave WB003 распространенного модуля DWM1001C: $G_2' = 4$ дБи², что соответствует безразмерной величине:

$$G_2 = 10^{\left(\frac{G_2'}{10}\right)} = 2,5.$$

В итоге целесообразно выделить следующие факторы, влияющие на радиус действия, которые можно задавать в рамках модели РРВ: C , $\frac{E_b}{N_0}$, P_{1H} , K_3 , $F_{Ц}$.

Необходимо отметить, что ΔF фактором не является, исходя из следующих соображений. Спектр СШП сигнала может иметь ширину от $\Delta F = 500$ МГц на разных участках разрешенного диапазона вплоть до всей его ширины ($\Delta F \approx 7,5$ ГГц). Чем больше ΔF , тем короче импульс, а значит за то же время

² DWM1001C. 6.5 GHz Ultra-Wideband (UWB) Transceiver Module with MCU and Motion Sensor // Qorvo. URL: <https://www.qorvo.com/products/p/DWM1001C#documents> (Accessed 25.12.25).

можно передать больше информации (увеличить битовую скорость, т. е. быстроедействие). Кроме того, чем короче импульс, тем выше разрешающая способность СШП сигналов по времени, а значит, теоретически можно увеличить точность определения расстояний [5].

Однако вследствие разного затухания различных частот более короткий импульс будет сильнее искажаться. При этом, например, для импульса с $\Delta F \approx 7,5$ ГГц низкие частоты будут затухать с увеличением расстояния медленнее, высокие – быстрее, т. е. R будет определяться прежде всего значением $F_{\text{Ц}} \approx 6,85$ ГГц. Но тогда сигнал с шириной спектра всего 500 МГц и той же центральной частотой $\approx 6,85$ ГГц даст примерно такое же значение R . Аналогичный вывод следует из формул модели РРВ: ΔF участвует в расчетах SNR и уровня шума N на входе приемника. При переходе от $\Delta F = 500$ МГц к $\Delta F \approx 7,5$ ГГц SNR уменьшается, а N растет, в результате чего мощность на входе приемника P_2 практически не изменяется, а значит заметного влияния ΔF на R нет.

В то же время сигнал с $\Delta F = 500$ МГц и $F_{\text{Ц}} = 3494,4$ МГц (канал 1 по ГОСТ Р 58082-2018 (ИСО/МЭК 24730-62:2013)³, разработанному на основе стандарта IEEE 802.15.4-2011) обеспечит бóльший радиус действия, чем импульс с $\Delta F \approx 7,5$ ГГц ($F_{\text{Ц}} \approx 6,85$ ГГц).

Исходя из сказанного, а также учитывая, что методы формирования импульса под нужную полосу частот и маску норм достаточно развиты [2, 6–8], при выборе ΔF следует исходить из задач разработки, понимая, что фактором влияния на R этот параметр не является, но позволяет использовать более короткие импульсы, обуславливающие возможность перехода к более высоким битовым скоростям и большей точности локализации, однако нужно принимать во внимание вероятный ущерб другим параметрам.

Диапазоны изменения факторов модели РРВ

1) *Фактор С (битовая скорость)*. Верхняя граница диапазона моделирования для битовой скорости устанавливается на уровне 480 Мбит/с – это скорость интерфейса проводной связи USB. Данное значение было указано в первых спецификациях протокола беспроводной связи UWB (*аббр. от англ. Ultra Wide Band* – сверхширокая полоса) как альтернатива проводному интерфейсу на дистанциях до 3 м, однако до повсеместного внедрения не дошло даже в области межчиповой коммуникации из-за выявленных ограничений⁴.

В то же время при более низких битовых скоростях на базе протокола UWB и технологии связи, использующей ультракороткие импульсы (УКИ),

³ ГОСТ Р 58082-2018 (ИСО/МЭК 24730-62:2013). Национальный стандарт Российской Федерации. Информационные технологии. Системы позиционирования в реальном времени (RTLS). Часть 62. Сверхширокополосный радиоинтерфейс с высокой частотой повторения импульсов. М.: Стандартиформ, 2018. 60 с.

⁴ What went wrong with wireless USB // Blogspot. Old Vintage Computing Research. 2025. URL: <https://oldvcr.blogspot.com/2025/05/what-went-wrong-with-wireless-usb.html> (Accessed 25.12.25).

удалось обеспечить широкое внедрение RTLS. Максимальная скорость передачи для таких систем на сегодняшний день составляет 62,4 Мбит/с и реализуется с помощью микросхемы SoC QM35825 фирмы Qorvo (выпуск 2025 г.)⁵. Другие стандартные скорости (в Мбит/с) для этой микросхемы – 31,2; 27,24; 6,8; 0,85. Минимальную скорость 110 кбит/с обеспечивает чип DW1000 той же фирмы (ряд 6800, 850, 110 кбит/с)⁶. Считаем эту скорость нижней границей диапазона моделирования.

2) Фактор $\frac{E_b}{N_0}$ (отношение мощности сигнала к мощности шума (сигнал / шум) на бит) зависит от значения BER, которое представляет собой отношение числа поврежденных битов к общему числу битов, переданных в единицу времени. Под дальностью передачи понимают расстояние от передатчика до приемника, на котором BER не превышает допустимого значения.

Зависимость $BER = f\left(\frac{E_b}{N_0}\right)$ различна для разных видов модуляции. Для комплексной модуляции по ГОСТ Р 58082-2018 (BPM-BPSK, аббр. от англ. Burst Position Modulation – Binary Phase-Shift Keying – пакетно-позиционная модуляция с двоичной фазовой манипуляцией) наиболее близкой из числа типовых оценок в среде Matlab является расчет BER для BPSK с помощью графического интерфейса BERTool GUI. Соответствующий график показан на рисунке 1 [9]. Отметим, что в более позднем стандарте IEEE 802.15.4z-2020 для режима высокой частоты повторения импульсов (HPRF, аббр. от англ. High Pulse Repetition Frequency) регламентируется только BPSK-модуляция.

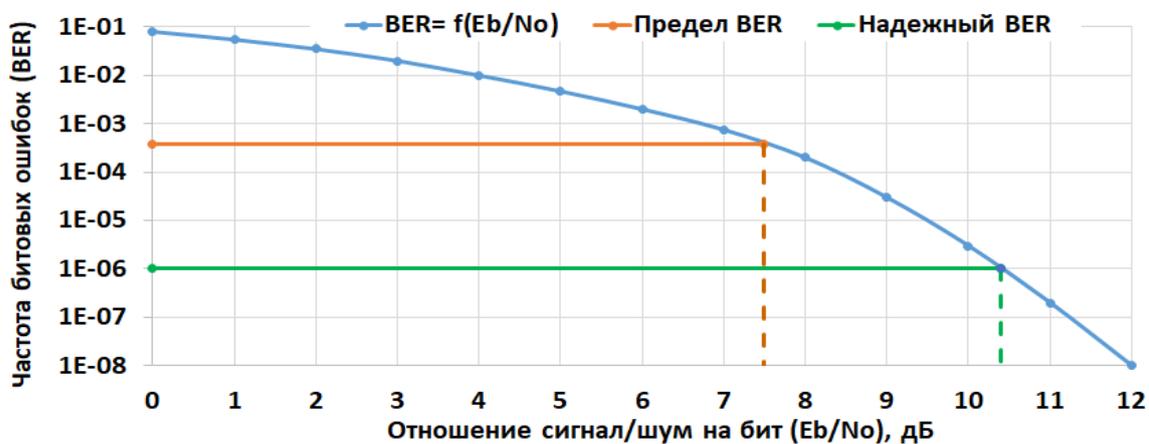


Рис. 1. Зависимость BER от E_b/N_0 для модуляции BPSK

На том же графике на уровне $BER = 3,8 \cdot 10^{-3}$ построена прямая линия, которая обычно принимается в качестве предела допустимой частоты битовых ошибок, при которой код прямой коррекции ошибок (FEC, аббр. от англ. Forward Error Correction) с добавлением к передаваемой информации 7 % проверочных байтов способен полностью исправить поврежденные данные [10]. При

⁵ QM35825 6.5 & 8.0 GHz Ultra-Wideband (UWB) SoC // Qorvo. 2025. URL: https://www.qorvo.com/products/p/QM35825?utm_source=everythingRF#parameters (Accessed 25.12.25).

⁶ DW1000 3.5–6.5 GHz Ultra-Wideband (UWB) Transceiver IC with 1 Antenna Port // Qorvo. URL: <https://www.qorvo.com/products/p/DW1000> (Accessed 25.12.25).

этом в качестве нормальной величины принимается $BER = 10^{-6}$ (один поврежденный бит на 1 млн битов)⁷. Соответственно, допусаемые отношения $\frac{E_b}{N_0}$ для граничного и нормального состояния канала составят 7,5 и 10,4 дБ.

3) P_{1H} (маска норм по ЭИИМ в диапазоне частот ΔF). Для целей моделирования принимаются два наиболее распространенных вида норм: FCC⁸ и ГКРЧ⁹. На рисунке 2 показаны маски допусаемых значений спектральной плотности (СП) ЭИИМ, задаваемые этими нормами.

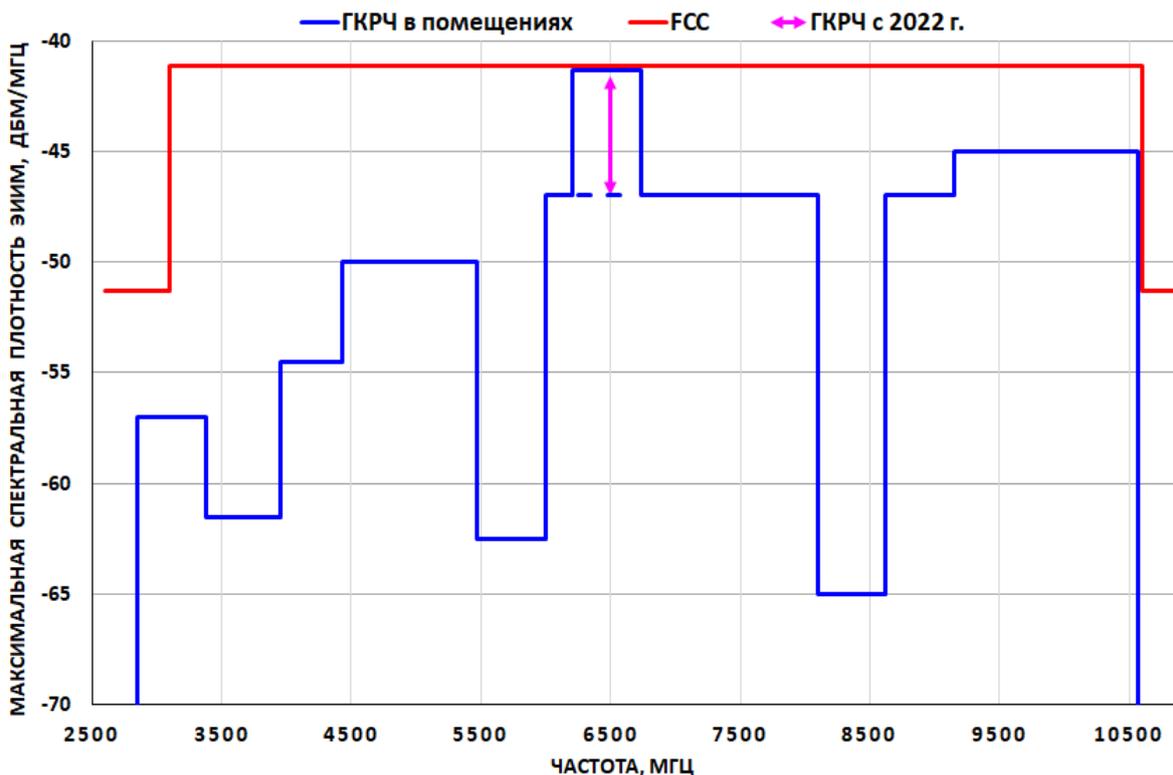


Рис. 2. Маски норм по СП ЭИИМ для FCC и ГКРЧ

Модель должна обеспечивать расчет значения P_{1H} по формуле:

$$P_{1H} = \sum_{n=1}^m (\Delta F_n \cdot PSD_n), \quad (2)$$

⁷ Измерение коэффициента битовых ошибок // Банк лекций. Учебные материалы ОКСО 210000. Электронная техника, радиотехника и связь. Лекции для преподавателей и студентов ВУЗ. URL: <https://siblec.ru/telekommunikatsii/metody-i-sredstva-izmerenij-v-telekommunikatsionnykh-sistemakh/6-izmerenie-koeffitsienta-oshibok> (дата обращения 25.12.25).

⁸ Before the Federal Communications Commission. Washington, D.C. 20554 // Internet archive Wayback. URL: https://web.archive.org/web/20060321184536/http://hraunfoss.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/FCC-02-48A1.pdf (Accessed 25.12.25).

⁹ Решение ГКРЧ от 4 июля 2022 г. № 22-63-07 «О выделении полос радиочастот, внесении изменений в решения ГКРЧ и продлении срока действия решений ГКРЧ».

где n – номер нормируемой полосы частот (канала), в рамках которой допускаемое значение PSD_n (аббр. от англ. Power Spectral Density – СП ЭИИМ) постоянно; m – число таких полос частот (каналов) в спектре сигнала.

В случае произвольно задаваемых норм допустимая СП ЭИИМ может быть непостоянна на разных участках спектра сигнала, в этом случае применяется интегрирование по частоте.

Так как норма FCC постоянна во всем разрешенном диапазоне частот ($PSD = -41,3$ дБм/МГц), то, например, для случая, когда спектр сигнала занимает весь этот диапазон от 3,1 до 10,6 ГГц, имеем:

$$P_{1FCC} = 10^{\left(\frac{-41,3}{10}\right)} \cdot (10600 - 3100) = 0,55 \text{ мВт.}$$

Для маски ГКРЧ для тех же условий $m = 9$ расчет по формуле (2) дает значение:

$$P_{1ГКРЧ} = 0,14 \text{ мВт.}$$

Следует заметить, что изображенная на рисунке 2 маска ГКРЧ и значение $P_{1ГКРЧ}$ относятся к новой редакции норм 2022 г., в которой для полосы частот 6240–6740 МГц допустимая СП ЭИИМ увеличена до уровня FCC: $-41,3$ дБм/МГц без ограничений по виду пространств, что, в частности, позволило активировать модули UWB навигации в смартфонах Apple¹⁰ на территории России. Для прочих полос частот на рисунке показана маска ГКРЧ для закрытых пространств (на открытых пространствах нормы жестче).

Для оценки действия фактора $P_{1н}$ (FCC/ГКРЧ) при работе с моделью РРВ следовало бы отобразить зависимость $C = f(R)$ для ограничений FCC и ГКРЧ при прочих равных условиях, но тогда пришлось бы делать это для каждого частотного участка, где норма ГКРЧ постоянна. Для целей данной статьи достаточно иллюстрации, основанной на некоторых допущениях (об этом ниже).

4) Фактор K_3 (коэффициент заполнения подмасочного пространства норм). Обеспечить идеальное заполнение спектром импульса подмасочного пространства весьма проблематично, поэтому реальная СП ЭИИМ будет всегда ниже нормируемого значения, что уменьшит радиус действия. Современные методы вписывания сигналов в маску норм позволяют обеспечить K_3 до 0,88, при этом минимальная величина оценивается значением 0,4 [2].

5) $F_{ц}$ (центральная частота спектра сигнала). ГОСТ Р 58082-2018 разделяет весь СШП диапазон на 15 каналов, выделяя для каждого центральную частоту $F_{ц}$. При этом ширина каналов регламентирована и составляет в большинстве своем 499,2 МГц, но встречаются каналы с шириной (в МГц) 1081,6; 1331,2 и 1354,97, что примерно соответствует полосе пропускания приемника для этих случаев.

¹⁰ Пашкевич Д. У россиян заработали чипы Apple U1 на iPhone и AirTag // hi-tech. 2025. URL: <https://hi-tech.mail.ru/news/121580-u-rossiyan-zarabotali-chipy-apple-u1-na-iphone-i-airtag> (дата обращения 12.12.2025).

Некоторые параметры импульсов, приведенных к ширине полосы пропускания приемника с помощью фильтра Баттерворта 8-го порядка, тоже регламентированы. При этом длительность приведенного сигнала, определяющая ширину его спектра, соответствует полосе пропускания канала (например, 2 нс для 499,2 МГц), исходный же распространяющийся сигнал может иметь гораздо более широкий спектр. С помощью комбинирования импульсов (производных от импульсов Гаусса, Найквиста разных порядков и др.), фильтрации на выходе передатчика и использования несущей [2, 4] можно сформировать сигнал со сложным спектром. Такой спектр может укладываться в рамки одного из 15 указанных выше регламентированных каналов, иметь «вырез» на помехоопасном участке или эффективно вписываться в маску ГКРЧ. Однако независимо от его ширины всегда будет действовать фактор центральной частоты $F_{Ц}$, что следует из формулы (1).

Для иллюстрации действия этого фактора следует отобразить зависимость $C = f(R)$ для $F_{Ц}$ двух каналов, расположенных по разные стороны разрешенного диапазона (каналы 1 и 14 по ГОСТ Р 58082-2018, шириной по 500 МГц) в предположении, что спектры импульсов не выходят за границы соответствующих каналов.

Графическая оценка влияния факторов на процесс передачи с помощью модели РРВ

На рисунке 3 смоделированы четыре зависимости $C = f(R)$ для разных граничных значений факторов.

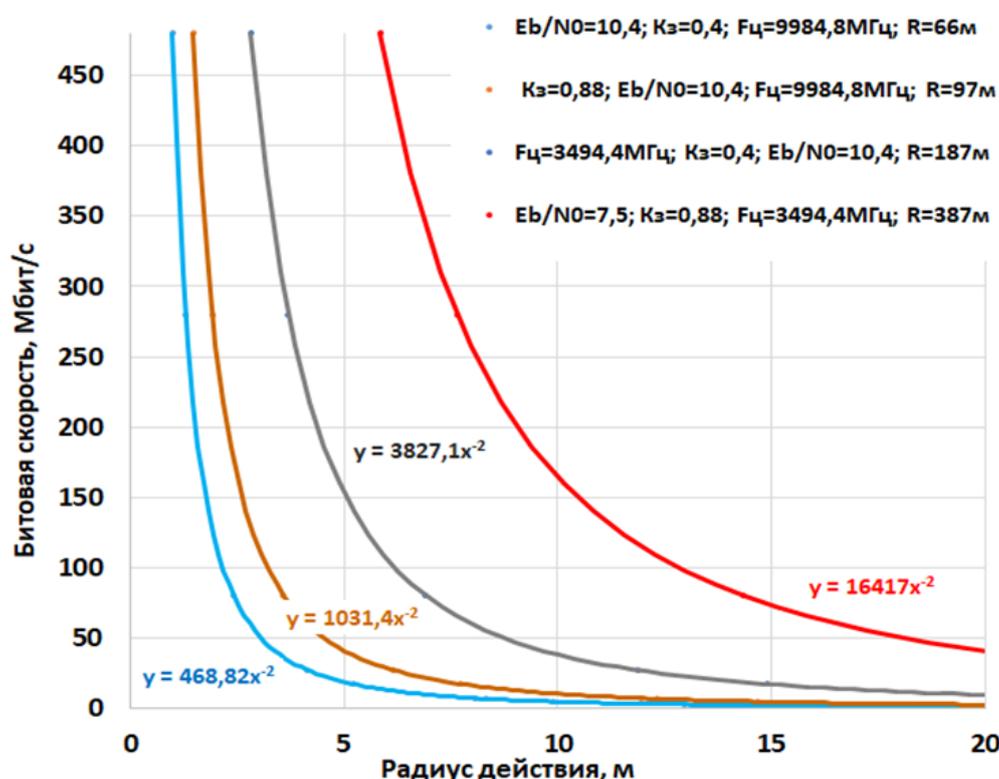


Рис. 3. Зависимости $C = f(R)$ для граничных значений факторов E_b/N_0 , K_3 , $F_{Ц}$ при FCC и $\Delta F = 500$ МГц

Крайний левый (синий) график соответствует граничным значениям факторов, обеспечивающим минимальный радиус действия R . Каждый следующий график соответствует изменению какого-то одного фактора до противоположного граничного значения, этот фактор в легенде каждого графика стоит на первом месте. Крайний правый график (красный) соответствует граничным значениям факторов, обеспечивающим максимальный радиус действия R .

Рассчитанные с помощью модели РРВ значения радиуса действия R приводятся в легендах графиков. Ширина полосы частот для всех графиков соответствует каналам 1 или 14 по ГОСТ Р 58082-2018 ($\Delta F = 500$ МГц).

Все графики построены при значении фактора P_{1H} , соответствующего требованиям FCC (P_{1FCC}), так как эти нормы постоянны во всем разрешенном диапазоне частот, что позволяет проиллюстрировать степень влияния на R остальных факторов по отдельности.

Следует заметить, что в рамках модели не прослеживается в явном виде взаимосвязь положения графика $C = f(R)$ и точности локализации, но некоторые выкладки сделать можно. Указанная точность зависит от многих факторов, таких как: технология позиционирования (например, по уровню, времени или углу распространения сигнала), алгоритм позиционирования (например, триангуляция, трилатерация, мультилатерация), наличие препятствий на пути сигнала (об этом ниже). Одним из таких факторов является длительность импульса. Выше уже отмечалось, что чем короче импульс, тем больше разрешающая способность СШП сигналов по времени, а значит можно обеспечить более высокую точность определения расстояния¹¹. Вместе с тем более короткие импульсы позволяют увеличить частоту их следования при сохранении скважности, а значит потенциально – повысить битовую скорость, но при этом уменьшится радиус действия, т. е. связь: «длительность импульса – точность локализации – битовая скорость» (положение графика $C = f(R)$) может существовать. Однако необходимо иметь в виду, что битовая скорость может регулироваться и другими способами, например, числом импульсов в пачке без изменения их длительности в соответствии с ГОСТ Р 58082-2018, при этом точность локализации не меняется. Поэтому описанная взаимосвязь между точностью локализации и положением графика $C = f(R)$ непрямая и необязательная.

Влияние фактора P_{1H} иллюстрируется отдельно на рисунке 4 в виде двух графиков: для норм FCC и ГКРЧ со следующими допущениями:

– разрешенный частотный диапазон норм FCC и ГКРЧ один и тот же (от 3,1 до 10,6 ГГц), т. е. от параметра $P_{1ГКРЧ}$ «отрезается» маленький участок 250 МГц с СП ЭИИМ, равной -57 дБм/МГц;

– спектр сигнала целиком заполняет этот диапазон ($\Delta F = 7,5$ ГГц);

– при этом $P_{1FCC} = 0,55$ мВт, $P_{1ГКРЧ} \approx 0,139$ мВт, значения остальных факторов для обоих графиков постоянны ($\frac{E_b}{N_0} = 10,4$; $K_3 = 0,4$; $F_{Ц} = 6,85$ ГГц).

¹¹ Арап С. Оценка преимуществ сверхширокополосных короткоимпульсных систем / пер. С. Воронкова // Радио Лоцман. 2021. URL: <https://www.rlocman.ru/review/article.html?di=642373> (дата обращения 08.12.25).

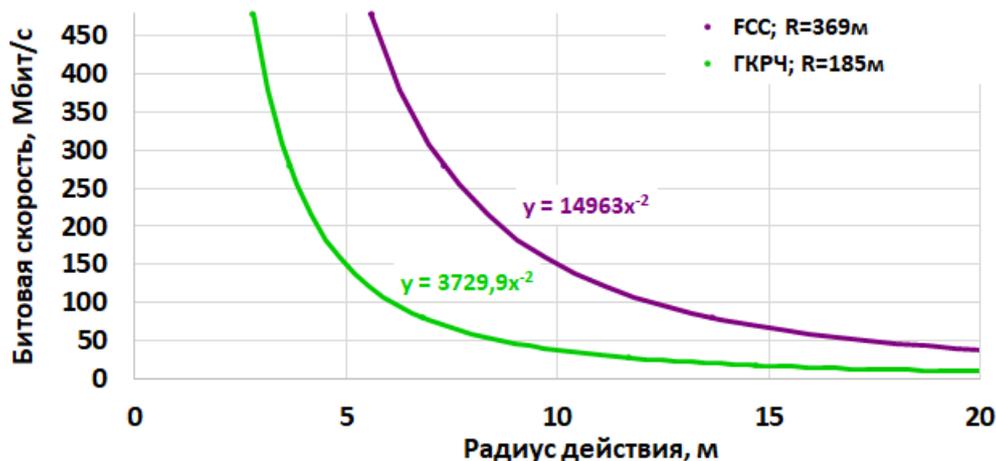


Рис. 4. Зависимости $C = f(R)$ для граничных значений фактора P_{1H} (FCC / ГКРЧ) при $\frac{E_b}{N_0} = 10,4$; $K_3 = 0,4$; $F_{Ц} = 6,85$ ГГц; $\Delta F = 7,5$ ГГц

Фактор битовой скорости (C) во всех случаях присутствует в качестве шкалы по оси ординат.

Из результатов моделирования, в частности, следует:

– максимальное влияние на радиус действия имеет фактор $F_{Ц}$: сигнал, спектр которого занимает нижнюю часть разрешенного диапазона, обеспечивает в три раза большее значение R , чем сигнал со спектром из нижней части диапазона;

– следующим по приоритету является фактор P_{1H} : маска FCC обеспечивает в среднем примерно вдвое больший радиус действия, чем маска ГКРЧ, но конкретная величина зависит от полосы частот. Например, для канала 5 по ГОСТ Р 58082-2018 значения R для обеих масок будут равны, так как нормы FCC и ГКРЧ на этом частотном участке одинаковы.

Рост коэффициента подмасочного пространства (фактора K_3) от 0,4 до 0,88 обеспечивает увеличение радиуса действия примерно в 1,5 раза.

Оценка прочих факторов

1) *Среда распространения.* Часть энергии будет поглощаться средой, где она распространяется. Для воздуха данным фактором можно пренебречь, но стены и препятствия могут оказывать существенное влияние на R . Окна, двери и некапитальные перегородки ослабляют сигнал в 2–3 раза, при этом радиус действия снижается в 1,4–1,7 раз. Наиболее существенное поглощение СШП сигналов происходит в капитальных стенах и перекрытиях.

Результаты измерения поглощения $(P_1 / P_{1C})'$ (дБ) кирпичными стенами толщиной 34 и 64 см приведены в таблице 1 для разного положения приемника (рисунок 5) [11].

Таблица 1. Поглощение СШП сигнала кирпичными стенами

Положение приемника (по рис. 5)	Толщина стены, см	Поглощение, $(P_1/P_{1C})'$ (дБ), измерение	Поглощение, P_1/P_{1C} , расчет	Снижение радиуса действия, R/R_C , оценка
1	34	2,5	1,78	1,33
	64	2,5	1,78	1,33
2	34	5,5	3,55	1,88
	64	9,5	8,91	2,99
3	34	3	2,00	1,41
	64	6	3,98	2,00

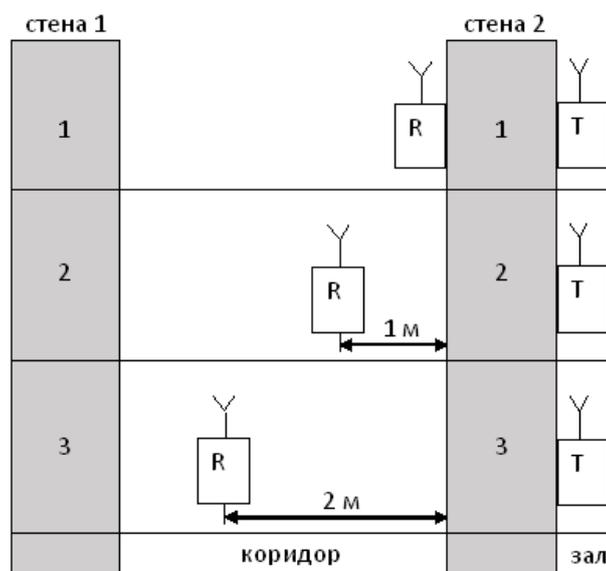


Рис. 5. Положения передатчика (Т) и приемника (R) при измерениях [11]

На основании измеренных значений $(P_1/P_{1C})'$ (дБ), сделаем оценку снижения радиуса действия R/R_C (последний столбец таблицы 1), исходя из следующих соображений.

Поглощение сигнала стеной 2 равносильно снижению мощности передатчика с P_1 до P_{1C} , и для того, чтобы получить на приемнике ту же самую мощность, что и при отсутствии стены (P_2), его необходимо придвинуть ближе к передатчику. Тогда с учетом формулы (1):

$$\frac{R}{R_C} = \frac{k \cdot \sqrt{\frac{P_1}{P_2}}}{k \cdot \sqrt{\frac{P_{1C}}{P_2}}} = \sqrt{\frac{P_1}{P_{1C}}},$$

где k – коэффициент пропорциональности; R и R_C – радиус действия при отсутствии и наличии стены.

Отношение мощностей (поглощение) определяется по измеренным данным $(P_1 / P_{1C})'$ (дБ) следующим образом:

$$\frac{P_1}{P_{1C}} = 10^{\frac{(P_1 / P_{1C})'}{10}}.$$

Заметим, что помимо снижения радиуса действия стены влияют на точность локализации. Это влияние зависит, в частности, от технологии позиционирования, а также от свойств материала стены. Так, при использовании технологий, связанных с измерением уровня сигнала, погрешность локализации δR будет вызвана затуханием сигнала в стене; при технологиях, основанных на измерении времени распространения сигнала, δR будет зависеть от электрической и магнитной проницаемостей материала стены; в случае технологий, предполагающих определение угла прихода (вылета) сигнала, – от преломляющих свойств материала стены, определяемых диэлектрической проницаемостью. Оценка указанных эффектов приведена, например, в работе [12].

Кроме того, рост погрешности локализации может быть вызван многолучевостью и переотражением при потере прямой видимости между анкером и меткой, особенно если до приемника доходят только отраженные от стен сигналы, что обуславливает значительную ошибку в определении расстояния [13].

Для преодоления указанных явлений в RTLS рекомендуется такая расстановка аппаратных средств, при которой метка будет находиться в прямой видимости, как минимум, четырех анкером [14]. Впрочем, на решение влияют в том числе требуемая точность локализации и результаты предпроектного тестирования комплекта аппаратуры на объекте.

Тем не менее из анализа таблицы 1 можно сделать следующие выводы:

– минимальное поглощение мощности (в 1,78 раз) наблюдается при положении передатчика и приемника вплотную к стене с разных ее сторон; в других случаях поглощение растет примерно пропорционально толщине стены;

– расстояние между приемником и стеной играет существенную роль, однако в положении 3 (на максимальном расстоянии от правой стены) поглощение даже выше, чем в положении 2, что можно объяснить переотражениями от стены 1 коридора.

– при наличии стены радиус действия снижается в функции квадратного корня от изменения мощности, то есть не так сильно, как мощность.

2) *Дисперсия радиосигналов.* При широких спектрах сигналов, вследствие зависимости фазовой скорости волны от ее частоты, в среде проявляется частотная дисперсия, приводящая к искажению формы импульсов [15]. Такие искажения могут приводить к снижению радиуса действия. Однако описанный фактор обычно учитывается при распространении сигналов в диспергирующих средах, например, в ионосфере, оптоволокне. Вблизи поверхности земли (в тропосфере) он не оказывает заметного влияния на процесс передачи при длинах волн более 2 см, т. е. на частотах менее 15 ГГц, тем более на малых дальностях передачи, характерных для RTLS.

3) *Взаимная ориентация антенн меток и анкерov* оказывает значительное влияние на измерения. Так, по результатам, приведенным в работе [16], дальность передачи для одинаковой ориентации штыревых антенн примерно в два раза больше, чем при перпендикулярной взаимной ориентации. Измерения проводились для протокола NanoNET (2,4 ГГц), т. е. для более высокочастотных СШП сигналов зависимость R от взаимной ориентации антенн меток и анкерov может отличаться от приведенного значения, но описанная закономерность сохранится.

Сказанное означает, что для обеспечения максимального радиуса действия в RTLS необходимо устанавливать требования к взаимной ориентации анкерov и радиометок или как минимум в два раза сокращать расстояние между анкерами, что влечет за собой дополнительные расходы.

Модели бюджета радиолинии

В нормативной и эксплуатационной документации можно найти реальные данные по влиянию настроек параметров сигналов на радиус действия, причем для разных технологий связи. Параметры передачи описываются, например, в ГОСТ Р 58082-2018, международных стандартах, спецификациях на чипы, однако эти данные неполны. Так, в стандартах вообще отсутствует информация о дальности передачи, а в спецификации, например, на чип DW1000 оценка радиуса действия приводится только для битовых скоростей 100 кбит/с и 6,8 Мбит/с.

В то же время для целей разработки и обслуживания RTLS желательно иметь не фрагментарные данные, а зависимости одних параметров от других в виде моделей бюджета радиолинии, которые можно было бы наложить на модель РРВ. Представляется возможным реализовать такие модели в виде линий аппроксимации, построенных по имеющимся в документации точкам. Чтобы охватить весь моделируемый диапазон битовых скоростей от 110 кбит/с до 480 Мбит/с, необходимо наряду с технологией связи на базе УКИ рассмотреть также технологию многополосного ортогонального мультиплексирования с частотным разделением каналов (MB OFDM, *аббр. от англ. MultiBand Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), в рамках которой были созданы реальные устройства¹² и спецификации. Устройств, поддерживающих СШП RTLS, в рамках этой технологии не обнаружено, но в теоретическом плане она очень показательна.

Из уравнения (1) видно, что дальность передачи уменьшается с ростом $F_{ц}$, поэтому в технологии связи MB OFDM используется не весь разрешенный СШП диапазон частот, а нижняя его часть – от 3168 до 4752 МГц, причем интервал разбивается на три канала шириной по 528 МГц каждый¹³:

¹² Wisair Intros UWB Baseband Chip // LightReading. 2005. URL: <https://www.lightreading.com/network-technology/wisair-intros-uwband-baseband-chip> (Accessed 25.12.25).

¹³ Беспроводная технология Ultra WideBand // Компьютер Пресс. 2005. URL: <https://compress.ru/article.aspx?id=10841#begin> (дата обращения 25.12.25).

- 3186–3696 МГц ($F_{Ц} = 3432$ МГц);
- 3696–4224 МГц ($F_{Ц} = 3960$ МГц);
- 4224–4752 МГц ($F_{Ц} = 4488$ МГц).

Технология позволяет обеспечить высокую битовую скорость и имеет механизм защиты от многолучевого распространения, при котором поток данных распределяется по многим частотным ортогональным друг другу подканалам. Соответствующая спецификация, разработанная группой WiMedia Alliance, содержит зависимость дальности передачи от битовой скорости для всех трех полос частот MB OFDM¹⁴. Однако диапазон скоростей передачи в этой спецификации начинается от довольно высокого значения – 53,3 Мбит/с и простирается до 480 Мбит/с, поэтому придется прибегнуть к построению линии аппроксимации с продолжением в область низких битовых скоростей. Учитывая вид теоретического уравнения (1), в качестве аппроксимирующей выбрана степенная функция.

На рисунке 6 построено три линии аппроксимации $C = f(R)$ для всех трех каналов: по сути, это модель бюджета радиолинии.

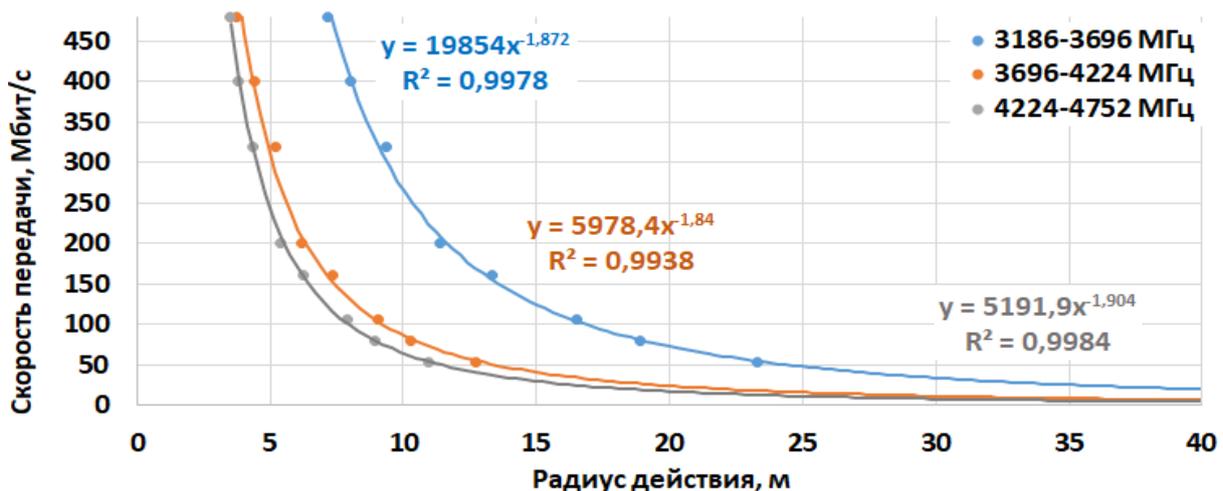


Рис. 6. Линии аппроксимации $C = f(R)$ для трех каналов технологии связи MB OFDM

Осталось создать модель бюджета радиолинии для технологии связи с УКИ. Для этой цели возьмем по два граничных варианта настроек и оценок радиуса действия R из спецификации на чип DW1000 для двух битовых скоростей и двух видов рекомендуемого применения (рисунок 7):

- Передача данных (55; 6800), (110; 6800);
- RTLS (205; 110), (205; 110)¹⁵.

¹⁴ WiMedia Ultra-Wideband: Efficiency Considerations of the Effects of Protocol Overhead on Data Throughput // Ellisys. 2009. URL: https://www.ellisys.com/technology/wimedia_protocol_efficiency.pdf (Accessed 25.12.25).

¹⁵ DW1000 3.5–6.5 GHz Ultra-Wideband (UWB) Transceiver IC with 1 Antenna Port // Qorvo. URL: <https://www.qorvo.com/products/p/DW1000> (Accessed 25.12.25).

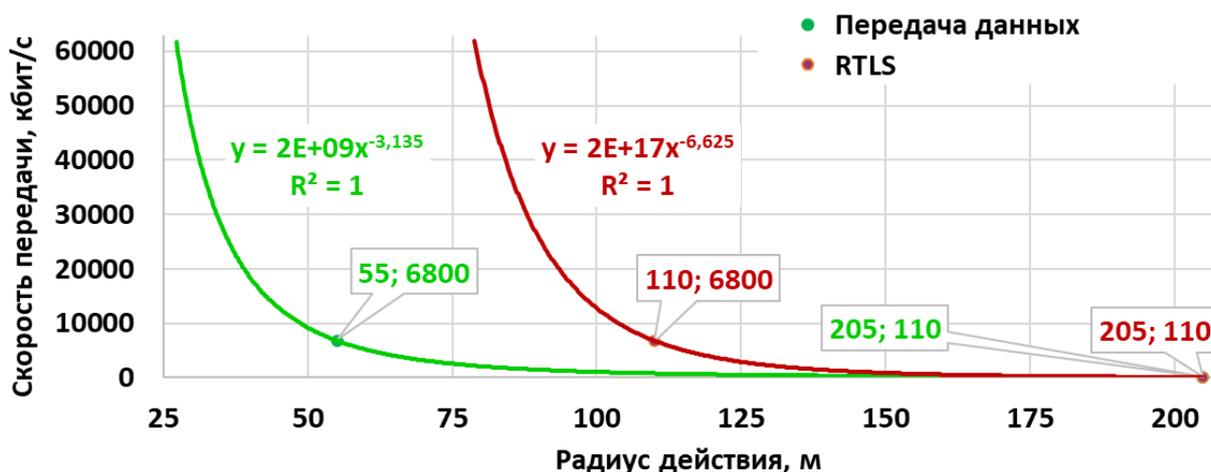


Рис. 7. Линии аппроксимации $C = f(R)$ для технологии с УКИ (канал 2: 3744,0–4232,2 кГц)

Данные приведены для канала 2 по ГОСТ Р 58082-2018 с границами: 3744,0–4232,2 кГц, для остальных 13 каналов в спецификации данных нет.

Очевидно, что характеристики для прочих вариантов настроек в рамках канала 2 лежат внутри области, обозначенной указанными выше четырьмя точками, но проблема в другом – в отсутствии достоверных радиусов действия еще для двух стандартных битовых скоростей: 850 кбит/с и 27,24 Мбит/с (по ГОСТ Р 58082-2018) и двух скоростей, обеспечиваемых новейшей микросхемой SoC QM35825 (31,2 и 62,4 Мбит/с). Найдем их с помощью аппроксимации в виде степенной функции и ее продолжения.

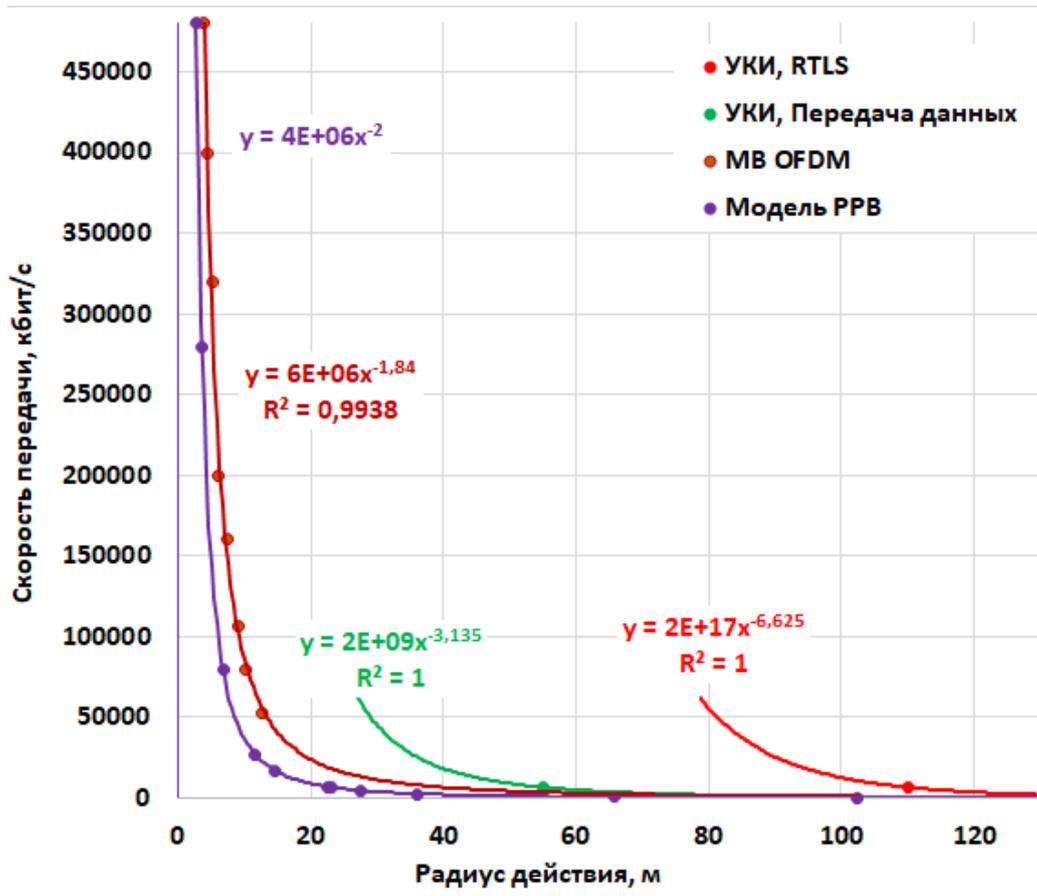
Получилась модель бюджета радиолинии для технологии связи с УКИ. Между кривыми находится зона настроек.

Наложение модели РРВ и моделей бюджета радиолинии

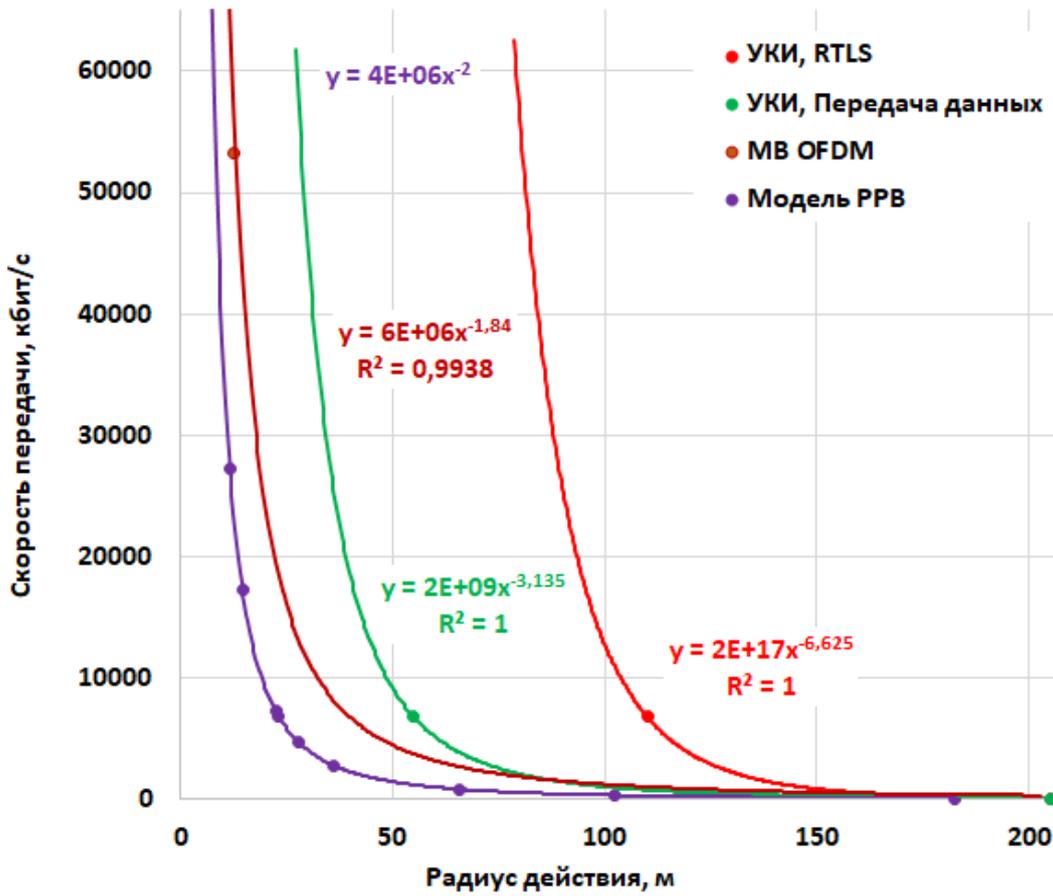
Для корректного наложения модели РРВ и моделей бюджета радиолинии необходимо задать для них примерно одинаковые исходные параметры. В спецификации на чип DW1000 есть эксплуатационные данные только по каналу 2 (3744–4243,2 МГц). Поэтому в модели РРВ целесообразно выбрать ту же самую полосу частот, а в модели бюджета радиолинии для технологии связи MB OFDM – наиболее близкою: 3696–4224 МГц (канал 2).

Модели бюджета радиолинии рассчитаны на нормы FCC, поэтому для модели РРВ следует взять вариант расчета с использованием P_{1FCC} .

Осталось выбрать значения K_3 и BER для модели РРВ. Высокий K_3 и работа системы при сниженных значениях BER – это заслуга разработчиков, поэтому для модели РРВ логично задать $K_3 = 0,5$ (близко к минимуму 0,4) и $BER = 10,4$ (норма). Эти значения не требуют особых усилий проектировщиков. Результат наложения моделей (общая модель) показан на рисунке 8.



а)



б)

Рис. 8. Наложение всех моделей: мелкий (а) и крупный (б) масштаб

Выводы

Во-первых, характеристика $C = f(R)$, полученная в рамках модели РРВ, дает меньшую дальность передачи, чем модели бюджета радиолинии. Это согласуется с тем фактом, что модуляция, кодирование, символьная структура сигналов, описанная в ГОСТ Р 58082-2018, защитные интервалы и прочие меры, повышающие устойчивость канала к шумам, помехам и многолучевому распространению, приводят к росту радиуса действия системы.

Во-вторых, график $C = f(R)$, полученный в рамках модели РРВ, по форме и расположению на плоскости близок к линии аппроксимации, которая основывается на данных ведущих фирм, входивших в WiMedia Alliance, в том числе на экспериментальных данных. Это говорит о соответствии модели РРВ объекту моделирования (процессу передачи).

В-третьих, согласно модели РРВ максимальное влияние на радиус действия имеет фактор $F_{\text{ц}}$ (рост R в три раза при переходе от самого высокочастотного канала к самому низкочастотному). Маска FCC обеспечивает в среднем примерно вдвое больший радиус действия, чем маска ГКРЧ, но конкретная величина зависит от номера канала. Рост коэффициента подмасочного пространства от 0,4 до 0,88 обеспечивает увеличение радиуса действия примерно в 1,5 раза.

В-четвертых, рост радиуса действия (в сравнении с моделью РРВ) для технологии связи с УКИ проявляется гораздо сильнее, чем для МВ OFDM. Этим можно объяснить отказ рынка от МВ OFDM в пользу УКИ даже ценой снижения максимальной битовой скорости (с 480 до 62,4 Мбит/с). Неслучайно поддержка RTLS сделана именно в рамках технологии с УКИ.

В-пятых, на точность локализации могут влиять длительность импульсов, препятствия на пути распространения сигналов, выбор той или иной технологии и алгоритма локального позиционирования. При определенных условиях может также существовать опосредованная взаимосвязь (через длительность импульсов) между точностью определения расстояния и положением графика $C = f(R)$.

В-шестых, модель прохождения СШП сигналов через стены и препятствия дает снижение радиуса действия до трех раз при прохождении кирпичной стены толщиной 64 см. Окна, двери, некапитальные перегородки уменьшают дальность передачи в 1,4–1,7 раза. При этом капитальная стена снижает радиус действия тем сильнее, чем дальше находится приемник (метка) от этой стены. То есть работа СШП RTLS при наличии стен и препятствий возможна при условии сокращения расстояния между анкерами на величину, зависящую от вида и толщины преграды. Однако при этом может существенно снизиться точность локализации. В связи с этим рекомендуется обеспечивать прямую видимость между анкерами и метками или снижать требования к погрешности определения расстояния и проводить предпроектное тестирование аппаратуры на объекте.

В-седьмых, в результате построения моделей бюджета радиолинии применительно к технологии связи с УКИ получены для битовых скоростей 850, 27240, 31200 и 62400 кбит/с радиусы действия RTLS, соответственно, 208, 88, 86, 77 м (см. рисунок 8). Дальность передачи 77 м делает повышенную скорость 62400 кбит/с весьма привлекательной для разработчиков и пользователей RTLS.

Характеристики, выведенные в рамках моделей, а также общая модель четко и адекватно реагируют на изменение влияющих факторов и могут быть использованы при проектировании и обслуживании RTLS.

Литература

1. Кокин С. А., Симонина О. А. Моделирование и анализ сверхширокополосного канала связи // Информационные технологии и телекоммуникации. № 4. 2024. С. 51–63. DOI: 10.31854/2307-1303-2024-12-4-51-63. EDN: GSTYER
2. Калинин В. О., Носов В. И. Оценка параметров короткоимпульсной сверхширокополосной системы связи // Вестник СибГУТИ. 2011. № 3 (15). С. 73–85. EDN: OJXLHF
3. Дмитриев А. С., Попов М. Г., Рыжов А. И. Повышение дальности действия сверхширокополосных прямохаотических средств связи // Радиотехника и электроника. 2020. Т. 65. № 9. С. 902–910. DOI: 10.31857/S0033849420080021. EDN: XZJBEQ
4. Белов А. А., Хуторная Е. В. Исследование возможностей настройки для улучшения ключевых параметров сверхширокополосных систем локального позиционирования в реальном времени // Информационные технологии и телекоммуникации. 2025. Т. 13. № 3. С. 48–69. DOI: 10.31854/2307-1303-2025-13-3-48-69. EDN: YGYFAW
5. Шепета А. П., Махлин А. М., Львовский С. А. Особенности применения сверхширокополосных сигналов в современных РЛС // I-Methods. 2016. Т. 8. № 3. С. 18–23. EDN: YVSHVB
6. Khalesi H., Ghods V. An Optimized IR-UWB Communication System with Interference Reduction on a Narrowband System Using Genetic Algorithm // Wireless Personal Communications. 2021. Iss. 118. PP. 447–460. DOI: 10.1007/s11277-020-08023-5
7. Grakhova E. P., Rommel S., Jurado-Navas A., Sultanov A. Kh., Vegas Olmos J. J., et al. First Experimental Impulse-Radio Ultra-Wideband Transmission under the Russian Spectral Emission Mask // Electronics Letters. 2016. Vol. 52. Iss. 10. PP. 877–879. DOI: 10.1049/el.2016.0635
8. Dhar S. K., Chakraborty Sh., Biswas P. 3.51pJ/pulse/1.2V CMOS IR-UWB Transmitter // International Journal of Computer Science Issues. 2012. Vol. 9. Iss. 6. No 1. PP. 237–243.
9. Типикин А. А. Моделирование систем связи в MATLAB с помощью пакета расширения Communications Toolbox. Практическое руководство по применению в двух частях. Ч. 2. М.: СОЛОН-Пресс, 2022. 384 с. EDN: DXTRFX
10. Shi L., Béchadergue B., Chassagne L., Guan H. Joint Visible Light Sensing and Communication Using *m*-CAP Modulation // IEEE Transactions on Broadcasting. 2022. DOI: 10.1109/TBC.2022.3201649
11. Рыжов А. И., Лазарев В. А. Мохсени Т. И., Никеров Д. В., Андреев Ю. В. и др. Ослабление сверхширокополосных хаотических сигналов диапазона 3–5 ГГц при прохождении через стены зданий // Журнал радиоэлектроники. 2012. № 5. С. 1. EDN: OYPKLZ

12. Семенко А. И., Смелянский А. А. Оценка затухания радиосигнала при прохождении через стену // Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. 2014. № 7 (85). С. 78–82. EDN: YZJMDB

13. Краснов Т. В., Кохонькова Е. А., Бурлаков И. Е., Кудинов Д. С. Оценка эффективности высокочастотных методов определения расстояния в условиях шахт // Журнал Сибирского федерального университета. Серия: Техника и технологии. 2023. Т. 16. № 8. С. 986–1000. EDN: IZWHYJ

14. Новичков А. Р., Гончаров И. К., Егорушкин А. Ю., Фащевский Н. Н. Исследование технологии сверхширокополосных радиосигналов для решения задачи позиционирования внутри помещений // Инженерный журнал: наука и инновации. 2021. № 12 (120). DOI: 10.18698/2308-6033-2021-12-2140. EDN: KRDIUO

15. Кислицин А. А. Комплекс адаптивной компенсации энергетических потерь сигналов из-за частотной дисперсии в трансферных радиоканалах систем спутниковой связи. Дисс. ... канд. тех. наук. Йошкар-Ола, 2020. 157 с.

16. Мощевикин А., Екимов Д., Гоголев А., Екимов К., Федоров А. и др. Точность определения расстояний с помощью технологии nanoLOC // Беспроводные технологии. 2008. № 3 (12). С. 48–51. EDN: MTGBZL

**Статья поступила 28 ноября 2025 г.
Одобрена после рецензирования 24 декабря 2025 г.
Принята к публикации 26 декабря 2025 г.**

Информация об авторах

Белов Антон Андреевич – студент 2-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного морского технического университета.
E-mail: belov-anton2014@yandex.ru.

Хуторная Екатерина Викторовна – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры систем автоматического управления и бортовой вычислительной техники Санкт-Петербургского государственного морского технического университета. E-mail: hutorianka@yandex.ru

<https://doi.org/10.31854/2307-1303-2025-13-4-31-53>
EDN: JVKANN

Mathematical Modeling of Data Transmission in Ultra-Wideband Real-Time Local Positioning Systems

 A. Belov ,  E. Khutornaya

Saint Petersburg State Marine Technical University,
St. Petersburg, 190121, Russian Federation

Problem statement. Ultra-wideband real-time local positioning systems use pulsed radio signals with an effective spectrum width of at least 500 MHz for data transmission. They feature high localization accuracy (10–30 cm) and transmission speeds (up to 27.24 Mbps, with potential for growth to 480 Mbps). This makes them an essential component in building multi-purpose systems for monitoring the movements of people and vehicles, access control (without barriers), including access to hazardous areas, etc. However, the range of such systems rapidly decreases with increasing bit rate and is also dependent on many other factors. At the same time, a universal system must be fast enough to solve problems such as vehicle collision avoidance, robot control, etc. Under these conditions, the successful application of ultra-wideband solutions requires an operational mechanism for evaluating key system parameters depending on a host of influencing factors, such as signal spectral characteristics, equivalent isotropically radiated power (EIRP) spectral density standards, transceiver settings, permissible bit error rates, etc. All of these factors, at a given bit rate, affect the transmission range and sometimes the localization accuracy. These are key parameters, primarily for design, so their rapid evaluation under various combinations of influencing factors is a pressing issue. This work aims to create a mechanism for such an evaluation. **The goal of the work** is to study the factors influencing the key parameters of ultra-wideband local positioning systems in real time and, based on this, develop an evaluation model of the transmission process as a tool for system design and maintenance. **Methods used:** analysis of data on influencing factors, construction and superposition of a propagation loss model and radio link budget models, working with a common model, and deriving patterns of key parameter changes at boundary values of the influencing factors. **Novelty.** A single common model systematizes the factors of two types of models that influence transmission range. **Result.** A tool for designing and maintaining ultra-wideband real-time local positioning systems has been developed, enabling prediction of their behavior under different combinations of influencing factors, in particular, ensuring maximum range at a given bit rate. **Practical significance.** The presented study can be used as a methodological support for classes introducing ultra-wideband real-time local positioning systems and estimating their range depending on the transmission rate and other factors.

Keywords: ultra-wideband communications, ultra-wideband signals, real-time local positioning system, equivalent isotropically radiated power spectral density, ultra-wideband real-time local positioning systems, bit error rate

References

1. 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
2. Kalinin V. O., Nosov V. I. Estimation of Short-Impulse UWB Systems' Parameters // Vestnik SibGUTI. 2011. Iss. 3 (15). PP. 73–85. (in Russian) EDN: OJXLHF
3. Dmitriev A. S., Popov M. G., Ryzhov A. I. Increasing Range of Ultrawideband Direct Chaotic Communications // Journal of Communications Technology and Electronics. 2020. Vol. 65. Iss. 9. PP. 1029–1037. (in Russian) DOI: 10.1134/S1064226920080021. EDN: BUYUWG

4. Belov A., Khutornaya E. A Study of Control Methods for Improving Key Parameters of Ultra-Wideband Real-Time Local Positioning Systems // Telecom IT. 2025. Vol. 13. Iss. 3. PP. 48–69. (in Russian). DOI: 10.31854/2307-1303-2025-13-3-48-69. EDN: YGYFAW
5. Shepeta A. P., Makhlin A. M., L'vovskiy S. A. The Features of UWB Signals Application in Modern Radar Stations // I-Methods. 2016. Vol. 8. Iss. 3. PP. 18–23. (in Russian) EDN: YVSHVB
6. Khalesi H., Ghods V. An Optimized IR UWB Communication System with Interference Reduction on a Narrowband System Using Genetic Algorithm // Wireless Personal Communications. 2021. Iss. 118. PP. 447–460. DOI: 10.1007/s11277-020-08023-5
7. Grakhova E. P., Rommel S., Jurado-Navas A., Sultanov A. Kh., Vegas Olmos J. J., et al. First Experimental Impulse-Radio Ultra-Wideband Transmission under the Russian Spectral Emission Mask // Electronics Letters. 2016. Vol. 52. Iss. 10. PP. 877–879. DOI: 10.1049/el.2016.0635
8. Dhar S. K., Chakraborty Sh., Biswas P. 3.51pJ/pulse/1.2V CMOS IR-UWB Transmitter // International Journal of Computer Science Issues. 2012. Vol. 9. Iss. 6. No 1. PP. 237–243.
9. Tipikin A. A. Modeling of Communication Systems in MATLAB Using the Communications Toolbox Extension Package. Practical Guide in Two Parts. Part 2. Moscow: SOLON-Press Publ., 2022. 384 p. (in Russian) EDN: DXTRFX
10. Shi L., Béchadergue B., Chassagne L., Guan H. Joint Visible Light Sensing and Communication Using *m*-CAP Modulation // IEEE Transactions on Broadcasting. 2022. DOI: 10.1109/TBC.2022.3201649
11. Ryzhov A. I., Lazarev V. A., Mokhseni T. I., Nikerov D. V., Andreev Yu. V., et al. Attenuation of Ultrawideband Chaotic Signals in the 3–5 GHz Range When Passing through Building Walls // Journal of Radio Electronics. 2012. Iss. 5. P. 1. (in Russian) EDN: OYPKLZ
12. Semenko A. I., Smelyanskiy A. A. Attenuation Radio Pass through a Wall // Reports of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. 2014. Iss. 7 (85). PP. 78–82. (in Russian) EDN: YZJMDB
13. Krasnov T. V., Kohonkova E. A., Burlakov I. E., Kudinov D. S. Evaluation of the Efficiency of High-Frequency Methods for Distance Determination in Mining Conditions // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies. 2023. Vol. 16. Iss. 8. PP. 986–1000. (in Russian) EDN: IZWHYJ
14. Novichkov A. R., Goncharov I. K., Egorushkin A. Yu., Fachevsky N. N. Investigation of UWB RF Signal Technology for Solving Indoor Positioning Problem // Engineering Journal: Science and Innovation. 2021. Iss. 12 (120). (in Russian) DOI: 10.18698/2308-6033-2021-12-2140. EDN: KRDIUO
15. Kislitsin A. A. Complex of Adaptive Compensation of Energy Losses of Signals Due to Frequency Dispersion in Transionospheric Radio Channels of Satellite Communication Systems. Ph. D. Thesis. Yoshkar-Ola, 2020. 157 p. (in Russian)
16. Moshchevikin A., Yekimov D., Gogolev A., Yekimov K., Fedorov A., et al. Accuracy of Distance Measurement Using nanoLOC Technology // Wireless Technologies. 2008. Iss. 3 (12). PP. 48–51. (in Russian) EDN: MTGBZL

Information about Authors

Belov Anton – 2nd Year Master’s Student (Saint Petersburg State Marine Technical University). E-mail: belov-anton2014@yandex.ru

Khutornaia Ekaterina – Ph. D. of Engineering Sciences, Associate Professor, Associate Professor at the Department of Automatic Control and Onboard Computing Systems (Saint Petersburg State Marine Technical University).
E-mail: hutorianka@yandex.ru