

## Article

## Measurement of UWB Chaotic Radio Pulses RSS for Ranging and Positioning

Elena V. Efremova<sup>1,\*</sup>, Lev V. Kuzmin<sup>1,†</sup> and Vadim V. Itskov<sup>1</sup><sup>1</sup> Kotelnikov Institute of RadioEngineering and Electronics of RAS

Mokhovaya st., 11/7, 125009 Moscow, Russia.

efremova@cplire.ru (E.V.E.); lvkuzmin@gmail.com (L.V.K.); vadim.itskov@phystech.edu (V.V.I.)

\* Correspondence: efremova@cplire.ru (E.V.E.); Tel.: +7-495-629-72-78

† These authors contributed equally to this work.

Keywords: Ultra-wideband wireless networks, ultra-wideband signals, chaotic signals, wireless microwave ranging, 2D positioning, wireless localization

## 1. Introduction

Беспроводное определение координат объектов внутри помещений, где недоступны глобальные системы позиционирования (GNSS) играет важную роль для развития современных технологий, промышленной автоматизации и предоставления пользовательских сервисов. Важность и востребованность решения этой задачи подтверждается сотнями публикаций. Бурное развитие этого направления уже привело к появлению множества разнообразных технологий и методов, целью которых является как можно более точное измерение расстояния между объектами и их позиционирование внутри помещений. Для решения этой задачи предлагается использовать различные типы сигналов (звук, свет, радиоволны), среди которых наиболее удобными с технической точки зрения являют радиосистемы из за их всенаправленности и высокой проникающей способности [1,2]. На системы радиопозиционирования делается ставка при разработке перспективных систем радиосвязи (6G и т.д.) [3].

Выделим направления разработки, на которых сосредоточены работы по позиционированию.

- Разработка радиотехнологии. Сюда входят исследование различных характеристик сигналов (частотных, временных, корреляционных, энергетических) и способов их использования для измерения расстояния. Одним из важных аспектов применимости радиотехнологии является возможность использовать ее как для позиционирования, так и для беспроводной передачи информации, т.е. осуществлять измерения расстояния при помощи того же оборудования, при помощи которого производится обмен информацией, либо производить измерение расстояния в процессе передачи информации. На сегодняшний день наибольшую популярность среди радиотехнологий используемых для определения местоположения получили WiFi, Bluetooth, ZigBee, UWB технологии.
- Способ измерения расстояния. Обычно используются такие подходы как измерение расстояния между источником и приемником по принятой мощности сигнала (RSS), времени распространения сигнала (TOA), разности времен распространения сигнала (TDOA), углу прихода сигнала (AOA) и др. Выбор способа зависит от конкретной технологии, доступного оборудования и возможности реализовать тот или иной способ при помощи данного типа радиотехнологии.
- Метод позиционирования. Методы позиционирования делятся на две группы: основанные на предварительном измерении расстояния (ranging based), основанные на статистическом накоплении базы данных характеристик принимаемого сигнала

Citation: Efremova, E.V.; Kuzmin, L.V.; Itskov, V.V. Measurement of UWB Chaotic Radio Pulses RSS for Ranging and Positioning. Electronics 2023, 12, 0.  
<https://doi.org/>

Received:

Revised:

Accepted:

Published:

Copyright: © 2024 by the authors. Submitted to Electronics for possible open access publication under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

в разных точках пространства с последующим вероятностным способом определения положения объекта и сравнения характеристик сигнала с базой данных (fingerprinting).

- Методы постобработки сигнала, позволяющие улучшить точность определения координат. Для этого используют подходы на основе калмановской фильтрации [4,5], фильтра частиц, методы машинного обучения [6], нейросетей [7–9], а так же гибридные подходы (fusion), основанные на комбинации различных технологий или различных методов измерения расстояния [5,10].

Технические характеристики различных радиотехнологий, их достоинства и недостатки широко обсуждаются в научной периодике. Критический обзор состояния современных технологий, которые могут быть применены к позиционированию в 3D, таких как WiFi, Bluetooth, UWB, mmWave, visible light and sound-based technologies, их характеристик, преимуществ и недостатков приводится в [1]. Авторы [11] сосредоточились на технологиях, применяемых в системах Интернета Вещей. В [2] акцент делается на промышленных приложениях технологий позиционирования, а в [12] дается обзор состояния дел в академических исследованиях на базе технических решений с низкой стоимостью и низким энергопотреблением, обеспечивающих сантиметровую точность.

Приведенные в упомянутых работах данные показывают, что характерные точности позиционирования варьируются для: Wi-Fi в пределах  $\sim 1 - 3$  m; Bluetooth в пределах  $\sim 2 - 5$  m; RFID в пределах  $< 2$  m; ZigBee в пределах  $\sim 3 - 5$  m; UWB в пределах  $\sim 0.1 - 0.5$  m. На сегодняшний день технологии на основе UWB – единственный класс радиосистем стабильно демонстрирующий в реальном беспроводном канале возможность получения сантиметровой точности, что достигается за счет расширения полосы радиосигнала.

Начало исследований по массовому внедрению безлицензионных СШП решений связано с введением FCC США спектральной маски [13,14] и последующей разработкой ряда международных стандартов для СШП беспроводной связи, таких как IEEE 802.15.3a [15,16] (в конце концов не принят), IEEE 802.15.4a (беспроводные сенсорные сети) [17], IEEE 802.15.6 (беспроводные нательные сети) [18] и IEEE 802.15.4z [19–21]. Сверхширокий частотный диапазон потенциально может обеспечить как высокую скорость передачи, так и высокую точность позиционирования: возможность, которая обязательно включается в вышеперечисленные стандарты для обеспечения локализации беспроводных сенсорных узлов в пространстве. Акцент на интеграцию возможностей передачи информации и пространственной локализации объектов, повышение рабочих частот и расширение полосы частот делается и в системах связи следующего поколения [3,22].

Вопросы практической взаимосвязи СШП полосы частот и точности измерения расстояния при использовании ультракоротких импульсов рассматриваются в работе [23]. В [24] описывается эксперимент по 3D позиционированию и при измерении времени распространения (TOA) при помощи UWB ультракоротких импульсов. Изучается влияние формы импульсов на точность позиционирования и достигается точность 2-3 см при полосе частот 5 GHz. В [25] описываются эксперименты с коммерческой платформой Pozux, в которых на основе ультракоротких импульсов измеряется время (TOA) и получается точность позиционирования от 10 до 32 см на базе трилатерации. В [26] описывается метод измерения расстояния на базе микросхемы TDC-GP2 фирмы Asam, которые могут измерять задержки в 50 ps. При полосе частот 1 ГГц (длительность УКИ около 1 нс) в диапазоне 5.6 ГГц получена точность 40 см на 30 метрах. В СШП системах радарного типа [27] демонстрируются точности до 0.5 см. Специализированные обзоры по СШП технологиям в позиционировании приведены в работах [28–30].

С точки зрения теории потенциально наибольшую точность за счет увеличения полосы можно достичь при измерении расстояния на основе измерения времени распространения СШП сигнала. Вместе с тем в реальных беспроводных каналах связи это не всегда так из-за возможной большой дисперсии времени прихода импульса в точку приема. Большая дисперсия обусловлена эффектом многолучевого распростра-

нения [31,32]. В этой связи становятся неочевидными выгоды от измерения времени распространения перед измерением мощности СШП сигналов. Поэтому существует значительное количество работ, в которых исследуется проблема измерения мощности СШП сигналов с целью измерения расстояния между излучателем и приемником и позиционирования. Естественно, измерение мощности сигнала и подходов к позиционированию на ее основе давно и плодотворно обсуждается в контексте узкополосных систем, проблемы которых служат дополнительной мотивацией для перехода к СШП системам, а подходы и методы хорошо зарекомендовавшие себя для узкополосных систем, разумно перенести на СШП системы.

В работе [33] приводится обзор методов измерения расстояния при помощи измерения силы сигнала (RSS). Разбираются основные подходы и проблемы, которые при этом возникают с акцентом на модули TmoteSky, TelosB, MicaZ, Imote2, которые относятся к стандарту IEEE 802.15.4. Приводятся данные конкретных измерений. Существенный вывод: ошибка локализации линейно растет от 20 см на метре, до 4-6 метров на 20 метрах.

В рамках позиционирования на основе измерения RSS активно развивается направление применения методов машинного обучения для повышения точности, поскольку это естественным образом сочетается с подходом на основе фотопечати. Сравнение различных алгоритмов машинного обучения, применяемых для повышения точности систем, основанных на измерении RSSI приводится в работе [34]. Факторы, влияющие на точность позиционирования в 2D для систем на основе RSS фотопечати обсуждаются в работе [35]. Приведенные аналитические данные показывают, что несмотря на применение сложных алгоритмов машинного и глубокого обучения точность позиционирования в системах на основе измерения RSS (RSSI) не превосходит 1 м.

Измерение мощности СШП сигналов так же используется для решения задачи измерения расстояния и позиционирования. Так, в работе [36] исследуется возможность измерения расстояния и позиционирования при помощи СШП ультракоротких импульсов путем использования RSS. Результаты измерений UWB в сценарии прямой видимости (LOS) внутри помещения используются для проверки производительности такой системы. Так же как и для узкополосных систем ошибка измерения расстояния зависит от значения измеряемого расстояния. Показано, что для 90% измерений ошибка не превышает 1.5 м. Метод СШП измерения расстояния, основанный на статистике мощности первого луча предложен в работе [37]. Проанализирована зависимость результатов измерений от ширины полосы сигнала при использовании предложенного подхода. Проблеме улучшения точности измерения расстояния при помощи RSS характеристик СШП ультракоротких импульсов посвящена работа [38]. В этой статье сравнивается производительность нескольких методов машинного обучения в задаче измерения расстояния. Наилучшая точность, достигнутая при измерении расстояния в тех же условиях, в которых проводилось обучение, составила 2.1 см. При измерении расстояния в других условиях достигнута точность до 24 см. В работе [39] измерение UWB RSS рассматривается в контексте прикладной задачи поиска автомобиля на стоянке, а в работе [40] для локализации капсулы в теле в капсульной эндоскопии.

Авторы работы [41] используют для позиционирования измерение мощности СШП Multiband OFDM сигнала с применением подхода на основании фотопечати. Результаты экспериментальных измерений по позиционированию в малой сети ( $1.762.0 \text{ m}^2$ ) показывают точность на основе оценки среднеквадратичной ошибки (RMSE) около 0.33 м.

Мы упомянули некоторые работы где UWB RSS используется для позиционирования, однако в большинстве случаев его применяют в комбинации с другими методами - либо как измерение мощности и времени на основе одной технологии, либо в сочетании с другими технологиями, например WiFi. Из литературы известны способы использования СШП сигналов для локализации датчиков путем измерения RSS в задаче локализации источника излучения [42], комбинации измерения мощности UWB сигнала

и Wi-Fi [43]. В работе [44] предлагается комбинированный подход, дополняющий WiFi RSS Fingerprinting измерениями UWB RSS и использующий нейросеть. Этот подход позволил авторам улучшить точность позиционирования до 0.66 м.

В данной статье предлагается подход к решению задачи позиционирования, использующий хаотические радиоимпульсы - тип сверхширокополосных сигналов, обладающих рядом интересных свойств: шумоподобный характер колебаний, широкий спектр мощности, узкая автокорреляционная функция.

В данной статье предлагается подход к решению задачи позиционирования, использующий СШП хаотические радиоимпульсы. Такой тип СШП сигнала имеет шумоподобный характер колебаний, широкий спектр мощности, узкую автокорреляционную функцию. При этом длительность хаотического радиоимпульса может меняться в широких пределах не оказывая влияния на ширину полосы сигнала, которая полностью определяется свойствами динамической системы - генератора хаотических колебаний. Это крайне полезное свойство в многолучевых условиях распространения. Так как длительность импульса может быть намного больше многолучевого отклика канала и поэтому мощность сигнала в импульсе может надежно оцениваться с относительно низкой частотой оцифровки по огибающей импульса.

Примеры использования хаотических сигналов для измерения расстояния представлены в основном системами радарного типа. Способ определения дальности в ультразвуковом диапазоне при помощи хаотических сигналов описан в [45]. В работе [46] описывается измерение расстояния при помощи звуковой системы на основе хаотических сигналов. Предложенный здесь подход развивается в работе [47], где предложена система измерения расстояния диапазона 2.4 ГГц. UWB microwave-photonic chaotic radar system for remote ranging is proposed in [48]. Необходимо отметить также радар, в котором используется хаотическая позиционная модуляция [49] и прямохаотический радар, предложенный в [50].

Метод позиционирования, в котором применяются хаотические сигналы, рассматривается в [51]. В работе [52] рассматривается система измерения расстояния использующая некогерентный прием хаотических сигналов и экспериментально исследуются ее характеристики в реальных внутриобъектовых условиях. При этом используется способ измерения расстояния на основе измерения времени (Two-Way Ranging (TWR) technique) и Fuzzy Logic algorithm для снижения влияния NLOS условий.

В существующей аппаратуре [53–55] хаотические радиоимпульсы применяются для передачи информации, поэтому практически интересным является создание способа измерения расстояния, который мог бы являться частью процесса беспроводного обмена данными между устройствами.

Ранее в ряде экспериментальных исследований рассматривались принципиальные вопросы о целесообразности использования СШП хаотических сигналов в схемах, основанных на измерении уровня мощности [56,57] и времени распространения [58] хаотического радиоимпульса. Было показано, что системы на хаотических радиоимпульсах имеют потенциал при использовании в задачах позиционирования.

Перспективы успешного использования хаотических радиоимпульсов для локального позиционирования так же основаны на результатах исследования условий распространения хаотических радиоимпульсов внутри помещений [59,60], в которых были выявлены закономерности изменения мощности сигнала, и было показано, что такого рода сигнал свободен от мелкомасштабных замираний, поэтому имеет смысл проработать систему, которая стала бы основой для технически несложной системы определения расстояния внутри помещений.

Авторы видят следующие причины, по которым измерений мощности представляется целесообразным в качестве физической основы для позиционирования:

- СШП сигналы используются как для связи, так и для локализации. При этом измерение мощности можно совместить с процессом приема-передачи данных.
- Шумоподобные СШП сигналы в значительно меньшей степени подвержены многолучевому замиранию по сравнению с узкополосными сигналами, что означает

снижение флуктуаций при измерении мощности, либо, при прочих равных, в сравнении с узкополосными системами для достижения одной и той же точности необходимо провести меньший объем измерений.

- Измерение мощности существенно более простая задача, чем измерение времени распространения. Мощность можно измерять как при помощи специализированных АЦП в схемах, где мощность принимаемого сигнала конвертируется в амплитуду, так и при помощи однобитных АЦП, где реализуется развертка по времени.

Наконец, позиционирование на основе измерения времени может быть совмещено с измерениями по мощности и дополнять друг друга, аналогично тому, как это делается в перечисленных выше комбинированных схемах на базе Wi-Fi и UWB систем.

Данная работа призвана восполнить пробел в исследовании возможностей использования СШП хаотических сигналов для измерения расстояния и позиционирования. Здесь мы остановимся только на измерении расстояния за счет анализа мощности принимаемого сигнала.

Новизна работы состоит в использовании для измерения расстояния и позиционирования СШП хаотических радиоимпульсов, мощность которых измеряется по их огибающей в приемнике. Для измерения мощности импульсов применяется подход эквивалентный однобитному АЦП, что сильно снижает технические требования к частоте оцифровки сигнала в приемнике. Эксперименты проводятся в условиях реального беспроводного канала связи. Впервые проведена полная цепочка измерений, начинающаяся от измерения мощности СШП хаотического сигнала и завершающаяся вычислением координат излучателя в 2D.

Статья организована следующим образом. В разделе 2 описывается способ измерения, тип сигнал, способ его модуляции, схема макета, сценарии измерения, делаются теоретические оценки достижимой точности мощности и расстояния. В разделе 3 приводятся экспериментальные данные, полученные в ходе измерений, результаты анализа этих данных. В разделе ?? делается заключение о перспективах использования предлагаемого подхода.

## 2. Методы и материалы

В работе исследуется способ беспроводного измерения расстояния и позиционирования при помощи СШП хаотических радиоимпульсов на основе измерения мощности СШП хаотических радиоимпульсов, излучаемых передатчиком (target) и фиксируемой приемниками (anchors) координаты которых известны.

### 2.1. Беспроводные СШП приемопередатчики

В данной работе для решения задачи измерения расстояния и позиционирования используется радиосистема, в которой применяются приемопередатчики микроволнового диапазона на основе СШП хаотических радиоимпульсов [53–55]. Приемопередатчики выполнены в виде СШП модемов (Рис. 1). Конструкция СШП модема разрабатывалась для использования в паре с макетными платами разработчиков, имеющими разъем ST Morpho Connector. Модем предназначен для работы в паре с платами разработчиков на базе FPGA или STM32. Структурная схема СШП модема приведена на Рис. 1a, его внешний вид - на Рис. 1b. Модем является RF-front-end устройством, состоящим из передающей (Tx) и приемной (Rx) части. Модем включает в себя (Рис. 1a) генератор хаотического сигнала CS, усилитель мощности PA, ключ SW, антенну ANT, маломощный усилитель LNA, логарифмический детектор LD, компаратор CMP.

В целом эта система реализует принцип прямохаотической связи [53,54], где в качестве несущей применяются СШП хаотические радиоимпульсы.

Генератор хаотических колебаний (CS) с усилителем мощности (PA) в непрерывном режиме формирует СШП шумоподобный сигнал в полосе частот 3...5 ГГц со спектром мощности, представленным на Рис. 2. Выходная мощность немодулированного хаотического сигнала составит  $P_{Tx} = 12.5$  dBm.



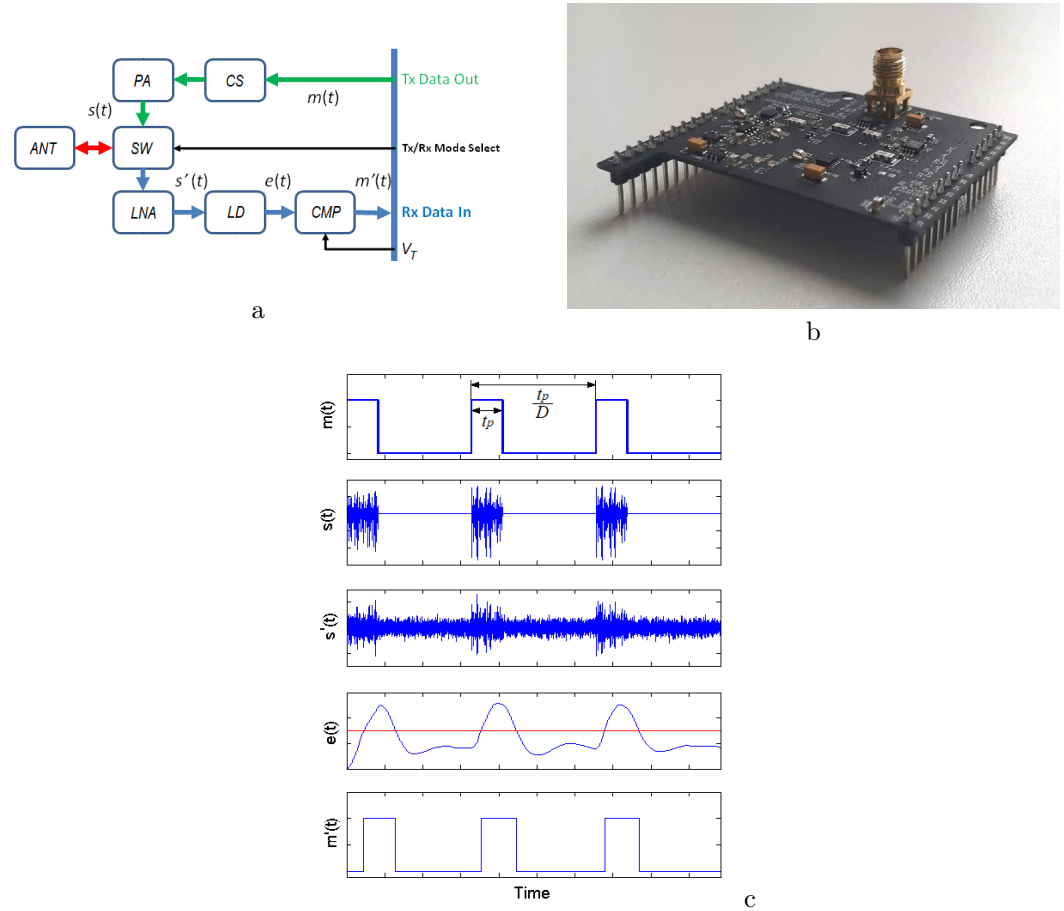


Рис. 1. а - Структура СШП модема (  $TxDataOut$  – шина передачи данных;  $Tx/RxModeSelect$  – переключение между режимами передача-прием;  $RxDataIn$  – шина приема данных;  $V_T$  – пороговое напряжение на компараторе), б - фото СШП модема, с - формы сигналов в различных точках СШП модема:  $m(t)$  – модулирующий сигнал;  $s(t)$  – поток хаотических радиоимпульсов;  $s'(t)$  – сигнал на входе логарифмического детектора;  $e(t)$  – огибающая хаотических радиоимпульсов;  $m'(t)$  – демодулированный двухуровневый сигнал на выходе компаратора.

Модуляция хаотического сигнала осуществляется по принципу двухпозиционной амплитудной манипуляции при помощи потока видеоимпульсов  $m(t)$  с длительностью импульса  $t_p = 0.625 \mu s$ , со скважностью  $D = 2$  и длительностью позиции импульса  $D * t_p = 1.25 \mu s$ . Модулированный сигнал на выходе передатчика излучается в канал связи при помощи СШП антенны (ANT).

Характерный вид сигналов к точкам схемы представлен на Рис. 1с.

В приемной части поток СШП хаотических радиоимпульсов, принимаемых антенной (ANT), и усиленных малошумящим усилителем (LA) при помощи логарифмического энергетического детектора (LD), трансформируется в огибающую хаотических радиоимпульсов в аналоговой форме ( $e(t)$ ) и путем сравнения ее с пороговым напряжением ( $V_T$ ) в компараторе (CMP) преобразуется в двухуровневый аналоговый сигнал  $m'(t)$ . Дальнейшая цифровая обработка этого двухуровневого сигнала реализуется на платах разработчиков.

Модем имеет двухуровневые управляющие входы/выходы, при помощи которых осуществляется управление процессом модуляции СШП хаотического сигнала, его излучения, приема и обмена данными с внешним устройством.

Излучатель хаотических радиоимпульсов (узел, координаты которого подлежат определению) реализован на FPGA плате DE10-Lite (Рис. 3а). В режиме передачи СШП модем под управлением макетной платы DE10-Lite формирует и излучает в

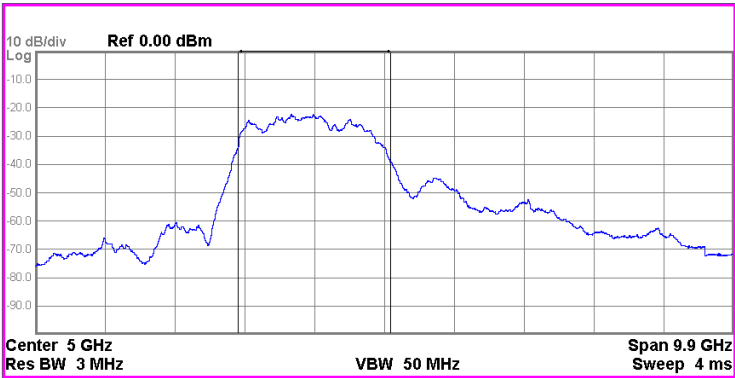


Рис. 2. Зависимость спектральной плотности мощности СШП хаотического сигнала от частоты.

пространство последовательность из хаотических радиоимпульсов. Применение FPGA модуля дает возможность формировать импульсы с высоко стабильным периодом и скважностью.

Приемники хаотических радиоимпульсов (anchors) реализованы на базе платы разработчика STM32 Nucleo-F746ZG (Рис. 3b).

В режиме приема СШП модем под управлением макетной платы STM32 Nucleo-F746ZG принимает из эфира хаотические импульсы и преобразует их в двухуровневый сигнал при помощи компаратора *СМР*. Компаратор производит сравнение мгновенного значения огибающей  $e(t)$  с пороговым напряжением  $V_T$ , которое синтезируется 12-битным ЦАП, управляемым контроллером макетной платы. Для этого на ЦАП подаются целочисленные значения  $T$ , которое лежит в диапазоне  $[0, 4095]$ .

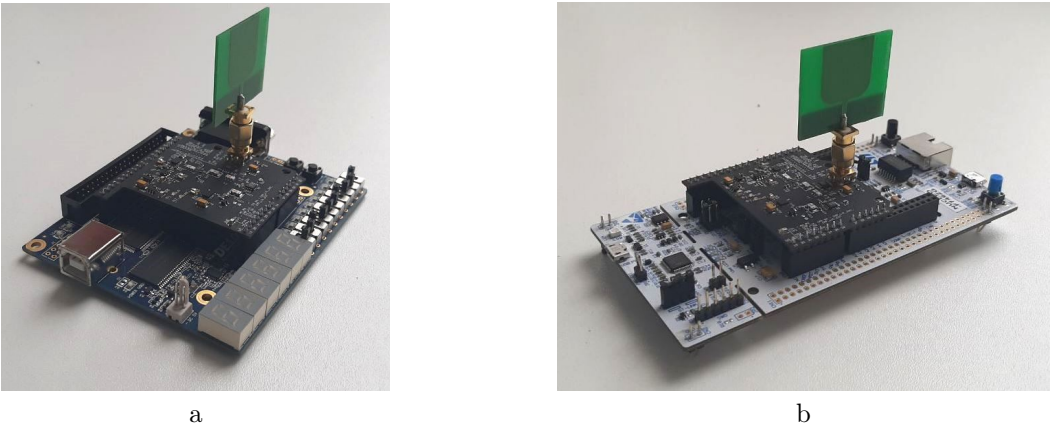


Рис. 3. а - Фото излучателя (Target) СШП хаотических радиоимпульсов на базе FPGA платы разработчика DE10-Lite. б - Фото приемника (Anchor) хаотических радиоимпульсов на базе платы разработчика STM32 Nucleo-F746ZG.

2.2. Методика измерения мощности сигнала

При измерении расстояния на основе измерения принимаемой мощности сигнала предполагается, что [33]:

- Результат измерения мощности принятого сигнала может быть однозначно сопоставлен действительной принятой мощности сигнала.
- Принятая мощность сигнала убывает с расстоянием  $d$  до источника в соответствии с монотонным детерминированным законом.

В данной работе измерение мощности сигнала в точке приема осуществляется при помощи логарифмического детектора мощности [61], который входит в состав модема и формирует на выходе сигнал, амплитуда  $A$  которого пропорциональна мощности СВЧ сигнала  $P$  на его входе.

Изменение амплитуды  $\Delta A = A_1 - A_2$  сигнала на выходе логарифмического детектора пропорционально изменению мощности на его входе  $\Delta P = P_1 - P_2$ :

$$\Delta A = h \Delta P \quad (1)$$

где  $h$  – крутизна характеристики логарифмического детектора. Поэтому для того, чтобы оценить изменение мощности сигнала на входе логарифмического детектора, необходимо измерить изменение амплитуды сигнала на выходе детектора.

Измеряемое приемником мгновенное значение мощности, и соответствующее ему мгновенное значение амплитуды напряжения  $e(t)$  является случайной величиной, которая определяется мощностью излучаемого хаотического сигнала, эффектами распространения сигнала по радиоканалу (многолучевое распространение, помехи от сторонних радиосистем, наличие или отсутствие людей в помещении, несовершенство входных цепей приемника). Кроме того, амплитуда хаотического сигнала  $s(t)$  не является постоянной величиной, что приводит к тому, что огибающая хаотического сигнала в приемнике  $e(t)$  имеет сложную, нерегулярную форму (Рис. 4).

Таким образом, необходимо некоторое статистическое правило, которое позволило бы по наблюдаемой реализации огибающей хаотических радиоимпульсов сделать оценку мощности хаотических радиоимпульсов, т.е. на основе мгновенного значения огибающей сигнала  $e(t)$  в приемнике получить оценку амплитуды огибающей хаотического радиоимпульса  $A^*$  и соответствующей ей мощности  $P^*$  принятого сигнала.

В данной работе оценка  $A^*$  значения амплитуды  $A$  огибающей радиоимпульсов в приемнике, реализуется через сравнение фрагментов огибающей  $e(t)$  с некоторым контролируемым, изменяемым пороговым значением  $V_T$  при помощи компаратора СМР (Рис. 1). Результатом такого сравнения является формирование на выходе компаратора аналогового двухуровневого сигнала  $m'_T(t, V_T)$ , амплитуда которого соответствует логической единице, если действующее напряжение  $e(t)$  на входе компаратора больше порогового значения  $V_T$ , и уровню логического нуля, если меньше.

Оценка амплитуды  $A^*$  огибающей хаотических радиоимпульсов выражается через долю времени когда сигнал  $m'_T(t, V_T)$  имеет высокий уровень и низкий уровень. Для этого сигнал  $m'_T(t, V_T)$  трансформируется в последовательность бинарных отсчетов  $m_T^{(k)}(t_k, V_T) = (0, 1)$ , где  $k = 1 \dots M$ ,  $M$  - общее число бинарных отсчетов наблюдаемого сигнала за одну итерацию процедуры сравнения  $e(t)$  с  $V_T$ . Эта операция осуществляется на плате разработчика STM32 F746ZG и является функциональным аналогом однобитного АЦП. В экспериментах за одну итерацию накапливается последовательность отсчетов длиной  $M = 225$ . Время накопления такого числа отсчетов соответствует  $\sim 10$  позициям импульсов ( $12.5 \mu s$ ).

За оценку амплитуды  $A^*$  огибающей принимается значение порога  $V_T$ , удовлетворяющего эмпирическому правилу:

$$A^* \equiv V_T \left( S = \frac{M}{4} \right), \quad (2)$$

где

$$S = \sum_{i=1}^M m_T^{(k)}(t_k, V_T) \quad (3)$$

Смысл данного правила (2) прост: номинальная длительность  $t_p$  хаотического радиоимпульса составляет половину от номинальной длительности его позиции  $2t_p$ . При этом огибающая хаотического радиоимпульса не является постоянной (Рис. 4), поэтому принимаем, что корректной оценке амплитуды импульса соответствует ситуация, когда огибающая импульса на длительности позиции импульса в среднем одинаковое число раз оказывается меньше или больше порогового значения  $A^*$ , т.е. половина отсчетов дискретизированного сигнала  $m_T^{(k)}(t_k, V_T)$  равна нулю, половина - единице. Таким



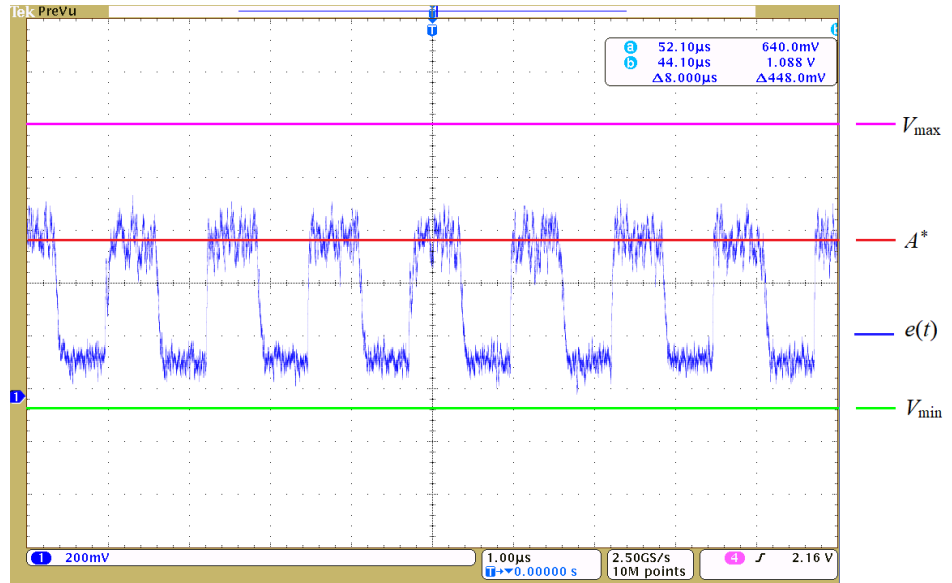


Рис. 4. Огибающая хаотических радиоимпульсов в приемнике —  $e(t)$ .  $A^*$  — оценка амплитуды огибающей  $e(t)$ ,  $V_{max}, V_{min}$  — границы коридора по напряжению, внутри которого ищется оценка амплитуды.

образом в среднем четверть отсчетов дискретизированного сигнала  $m_T^{(k)}(t_k, V_T)$  равна единице.

Алгоритм определения амплитуды  $A^*$  радиоимпульсов сводится к следующему (Рис. 4).

1. Выбираются  $V_{min}$  и  $V_{max}$  — фиксированные значения, которые заведомо меньше и больше возможной амплитуды огибающей радиоимпульса (определяются характеристиками приемника).
2. На компараторе задается начальное значение порогового напряжения  $V_T = V_{min}$  с которым сравнивается  $e(t)$ .
3. Формируется последовательность из  $M$  бинарных отсчетов  $m_T^{(k)}(t_k, V_T)$ .
4. Значения отсчетов суммируются, вычисляется сумма  $S$  (3).
5. Сумма  $S$  сравнивается со значением величины  $\frac{M}{4}$ .
6. Если  $S \geq \frac{M}{4}$ , то  $V_{min} = V_T$ ,  $V_T = (V_T + V_{max})/2$ .
7. Если  $S < \frac{M}{4}$ , то  $V_{max} = V_T$ ,  $V_T = (V_T + V_{min})/2$ .
8. Процедура повторяется с пункта 2 до пункта 7 до тех пор, пока  $V_{max} - V_{min} \neq 0$ .
9. Полученное значение  $V_T$  принимается за оценку амплитуды радиоимпульсов  $A^*$ .

Измерение расстояния между излучателем и приемником происходит по следующей схеме. Передающее устройство (излучатель, координаты которого подлежат определению) формирует и излучает в эфир поток хаотических радиоимпульсов. Приемное устройство, чьи координаты известны, детектирует поступающие радиоимпульсы, и измеряет амплитуду их огибающей  $A$ , однозначно связанную с мощностью  $P$ . На основании измеренной мощности сигнала  $P$  расстояние между излучателем и приемником может быть найдено по известному закону затухания сигнала в беспроводном канале связи:

$$P_d = P_0 + 10n \lg \left( \frac{d}{d_0} \right) \quad (4)$$

где  $P_0$  — мощность сигнала на референсном расстоянии  $d_0$  между излучателем и приемником сигнала,  $P_d$  — мощность сигнала на расстоянии  $d$  между приёмником и излучателем, а  $n$  — показатель затухания в реальном беспроводном канале.

Данная схема подразумевает знание  $d_0$  и  $P_0$ .

Поэтому в настоящей работе эти значения получают в ходе измерений и используют для дальнейших вычислений расстояния  $d$ .

$$d = d_0 10^{\frac{P_d - P_0}{10n}} = d_0 10^{\frac{A_0^* - A_d^*}{10nh}} \quad (5)$$

где  $A_0^*$  — оценка амплитуды принятых радиоимпульсов на референсном расстоянии  $d_0$  между излучателем и приемником сигнала,  $A_d^*$  — оценка амплитуды принятых радиоимпульсов на расстоянии  $d$  между приёмником и излучателем.

Опорное значение мощности, по отношению к которому определяется изменение мощности, вычисляется единожды в ходе калибровки для заданного помещения: между излучателями и приемником устанавливается заданное расстояние  $d_0$ , вычисляется принимаемая мощность  $P_0$  и далее это значение мощности используется как опорное, по отношению к которому рассчитываются изменения в принимаемой мощности для данной пары "излучатель-приемник".

Показатель затухания  $n$  также определяется экспериментально в ходе предварительной настройки системы и может меняться в широких пределах (обычно от 1 до 7 для беспроводных каналов связи [31,32]) в зависимости от условий распространения сигнала: типа (жилое, офисное, промышленное) и геометрии помещения, наличия мебели, времени суток и т.д.

### 2.3. Оценка ошибки определения расстояния по мощности

Сделаем оценку ошибок в определении расстояния, которые можно ожидать при использовании данного метода.

Для предложенного метода измерения амплитуды минимальная разница мощностей сигнала, которую можно различить, определяется точностью задания напряжения  $V_T$ , с которым сравнивается огибающая сигнала в приемнике  $e(t)$ . Минимально различимая разность  $\Delta V_T$  определяется разрядностью ЦАП, т.е. минимальной разницей целочисленных значений  $\Delta T = T_1 - T_2$ .

Методологическую погрешность, можно оценить следующим образом: приемное устройство способно различить две оценки мощности входящего сигнала, если два целочисленных значения  $T_1$  и  $T_2$  порогов, соответствующих этим мощностям различаются хотя бы на единицу ( $\Delta T = 1$ ).

Пусть  $A_1^* = T_1 g$  и  $A_2^* = T_2 g$ , где  $g$  — точность задания порогового напряжения  $g = V_{ps} / N_{DAC}$  ( $V_{ps}$  — напряжение питания,  $N_{DAC}$  — число уровней квантования ЦАП задающего значение порога на компараторе СМР). В данной работе использовался 12-битный ЦАП с  $V_{ps} = 3.3$  V и  $N_{DAC} = 4096$ , т.е. значения порогового напряжения  $V_T$  могут принимать одно из 4096 значений в интервале  $[0, 3.3]$  V, откуда получаем  $g = 3.3 / 4096 = 0.8$  mV. Крутизна характеристики детектора  $h = 22$  mV/dB [61]. Одному шагу порога  $\Delta T$  соответствует изменение мощности на  $p = g/h \simeq 0.037$  dB.

Пусть  $\Delta d = d_1 - d_2$ , где  $d_1$  и  $d_2$  два ближайших разрешимых значения расстояния, которые соответствуют измеренным амплитудам огибающей хаотических радиоимпульсов  $A_1^*$  и  $A_2^*$ , соответственно. Тогда

$$\frac{\Delta d}{d_1} = 1 - \frac{d_2}{d_1} = 1 - 10^{\frac{(T_1 - T_2)g}{10nh}} = 1 - 10^{\frac{p(T_1 - T_2)}{10n}} \quad (6)$$

и для  $n = 2$  (свободное пространство)

$$\frac{\Delta d}{d_1} \simeq \pm 0.0043 \quad (7)$$

т.е. относительная погрешность метода составляет 0.43%.

Аналогично можно получить оценку в погрешности определения расстояния, обусловленной нестабильностью средней излучаемой мощности передатчика  $\Delta P_{Tx}$ .

$$\frac{\Delta d}{d_1} = 1 - 10^{\frac{\Delta P_{Tx}}{10n}} \quad (8)$$

Полагая  $n = 2$  (свободное пространство) и вариация мощности излучателя  $\Delta P_{Tx} = \pm 0.1$  dBm (экспериментально обнаруженная вариация нестабильности мощности источника сигнала).

$$\frac{\Delta d}{d_1} \simeq \pm 0.012 \quad (9)$$

относительная погрешность метода, связанная с нестабильностью мощности, излучаемой передатчиком составляет 1.2%.

Погрешность предложенного метода ниже, чем погрешность измерения мощности в существующих системах (ссылки). Поэтому его использование потенциально может обеспечить более высокую точность измерения расстояния и его дальнейшее исследование целесообразно.

#### 2.4. Апробация беспроводного измерения мощности сигнала в стационарных условиях

Было проведено два типа экспериментальных измерений.

Целью первого эксперимента является установление взаимосвязи между фактической мощностью хаотических радиоимпульсов, попадающих в приемник, и оценкой их мощности, полученной при помощи предложенного метода (Section 2.2). Для измерения фактической принимаемой мощности сигнала использовался осциллограф.

Был создан экспериментальный макет (Рис. 5) состоящий из неподвижных передатчика и приемника ( $T_x$  и  $R_x$ ), установленных на расстоянии 1 м. К выходу передающего модуля подсоединен перестраиваемый аттенюатор, который вносит ослабление  $Q_i$  в излучаемый сигнал. К приемному модулю подключен запоминающий осциллограф и персональный компьютер (ПК).

Передающее устройство ( $T_x$ ) формирует последовательность  $s(t)$ , состоящую из хаотических радиоимпульсов длительностью  $t_p = 0.625 \mu s$ , периодом следования  $2t_p$ , средней мощностью излучаемого сигнала в импульсном режиме  $P_p = 9.5$  dBm. Сигнал передатчика по кабелю подается на вход аттенюатора, вносящего ослабление  $Q_i$ , на выходе которого формируется сигнал  $s_Q(t)$ , который после прохождения излучающей и приемной антенн поступает на вход приемного устройства ( $R_x$ ). На выходе приемника формируется огибающая  $e(t)$  сигнала  $s_Q(t)$ . Запоминающий осциллограф с частотой дискретизации  $f_s = 2.5$  GHz фиксирует реализацию сигнала-оглавающей  $e(t)$  для анализа распределений мгновенных значений его амплитуд  $A$ . Сопоставление данных распределений с результатами оценки амплитуды  $A^*$  радиоимпульсов, полученных при помощи предложенного в работе метода, позволяет обосновать корректность использования данного метода.

Измерения проводились для диапазона ослаблений:  $Q_i = 0...46$  dB с шагом 2 dB.

#### 2.5. Схемы экспериментального измерения расстояния и позиционирования

Вторая серия экспериментов направлена на изучение возможности измерения расстояния и позиционирования при помощи предложенного метода измерения мощности сигнала. Эксперимент по измерению расстояния между излучателем и приемником (1D) и по определению местоположения (2D) излучателя относительно нескольких приемников (anchors) проводился в офисном помещении размером  $6 \times 6.5$   $m^2$  (Рис. 6a). Четыре приемника располагались попарно друг напротив друга на расстоянии 5 м. Приемники при помощи USB кабелей подключены к персональному компьютеру. Положение излучателя менялось в соответствии со схемой, приведенной на Рис. 6b. Излучатель располагался последовательно в каждой из 52 позиций сетки. Шаг сетки — 50 см. Высота излучателя и приемников от пола 1.65 м.

В ходе экспериментов передатчик постоянно излучал последовательность хаотических радиоимпульсов. При помощи специализированной программы ПК осуществляет сбор данных с приемников (Anchor 1-4) путем последовательного их опроса. За один опрос в адрес одного приемника формируется серия из 100 оценок  $A^*$  амплитуды сигнала, принятого данным приемником, после чего опрашивается следующий приемник и

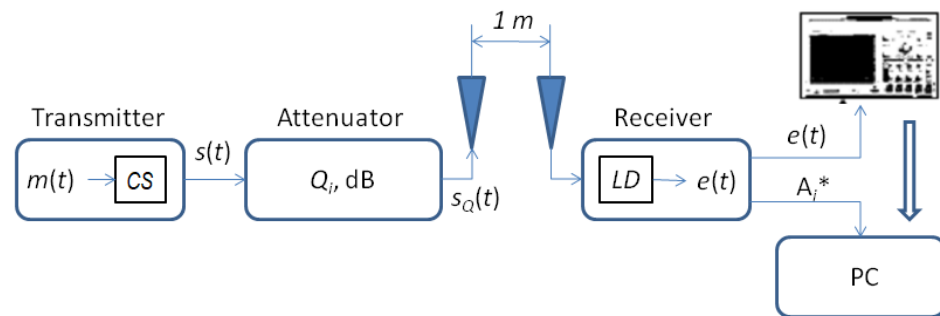


Рис. 5. Схема макета для экспериментальной проверки взаимосвязи между фактической мощностью хаотических радиопульсов, попадающих в приемник, и оценкой их мощности в стационарных условиях:  $m(t)$  - последовательность видеоимпульсов, модулирующая генератор хаотических колебаний CS,  $s(t)$  - сигнал на выходе передатчика,  $Q_i$  - ослабление, вносимое аттенуатором,  $s_Q(t)$  - сигнал, излучаемый в эфир, LD - логарифмический детектор,  $e(t)$  - огибающая хаотических радиопульсов,  $A_i^*$  - оценка амплитуды огибающей хаотического радиопульса для ослабления  $Q_i$ .

т.д. Всего для заданной позиции излучателя от каждого из приемников накапливается серия из 40000 оценок амплитуды  $A^*$ . Затем излучатель устанавливается на следующую позицию и процедура измерений повторяется.

Логика измерения расстояния и позиционирования по мощности сигнала предполагает предварительное определение показателя затухания  $n$  и референсного значения мощности принимаемого сигнала на расстоянии  $d_0$ , для расчетов по формуле (5). В данной работе накопленные результаты измерений делились на две части. Первая часть (объемом в 10000 измерений) использовалась для определения показателя затухания  $n$  и референсных значений порога на расстоянии  $d_0$ . Вторая (объемом в 30000 измерений для каждой точки 1-52) — использовалась для исследования точности измерения расстояния и позиционирования.

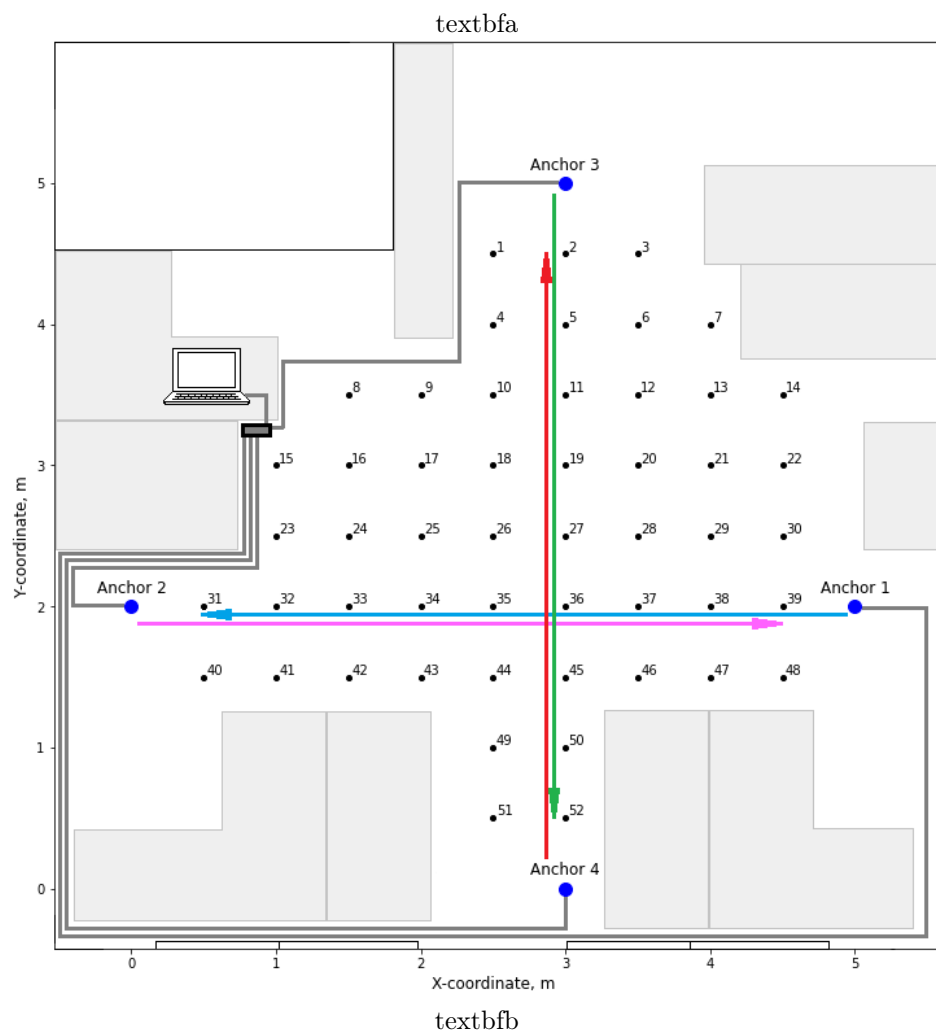
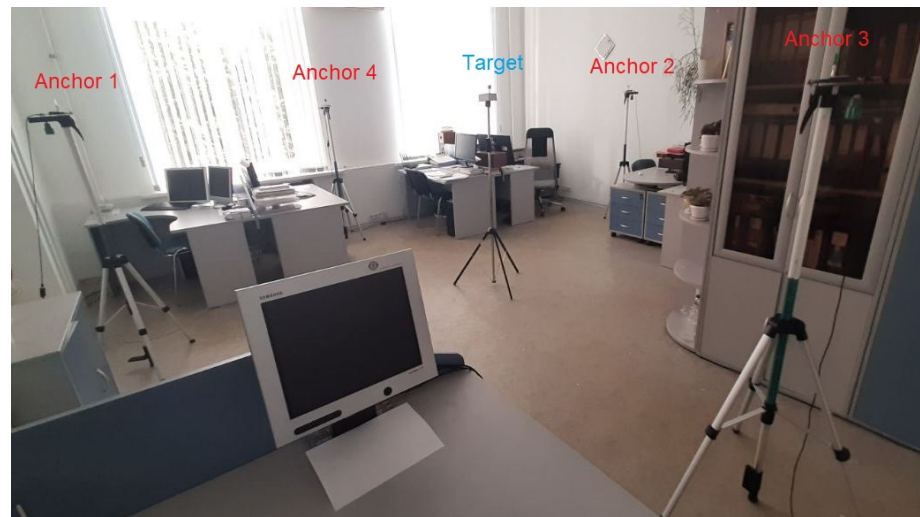


Рис. 6. а - Фотография помещения, в котором проводились эксперименты. б - Схема эксперимента по позиционированию в 2D. Приемники 1-4 соединены проводами с ПК. Синие точки - расположение приемников. Черные точки - расположение излучателя. Цветные линии со стрелкой - прямые, по которым производилось измерение расстояния в 1D для каждого из маяков 1-4.

Каждое конкретное помещение характеризуется некоторым усредненным показателем затухания  $n$ , но как показывает практика конкретное значение показателя



затухания может сильно зависеть от геометрии помещения и взаимного расположения излучателя и приемника. Поэтому в данной работе значение показателя затухания  $n$  определяется для каждого приемника индивидуально. Измерение  $n$  проводилось путем измерения разности мощностей сигналов  $P_1$ ,  $P_2$  (или соответствующих им целочисленных значений  $T_1$ ,  $T_2$ ) в двух точках, расположенных на расстоянии  $d_1$  и  $d_2$  по формуле:

$$n = \frac{(P_1 - P_2)}{10 * \log\left(\frac{d_2}{d_1}\right)} = \frac{p(T_1 - T_2)}{10 * \log\left(\frac{d_2}{d_1}\right)} \quad (10)$$

Для приемника Anchor 1  $d_1$ ,  $T_1$  и  $d_2$ ,  $T_2$  определяется в точках (39, 31), для приемника Anchor 2 – (31, 39), для приемника 3 – (3, 52), для приемника 4 – (52, 2).  $T_1$  и  $T_2$  получаются усреднением по 10000 измерений в каждой из точек. Во всех четырех случаях разность  $d_1 - d_2 = 4$  м, что по порядку величины соответствует размерам помещения, и, таким образом, дает возможность получить значение показателей затухания, характеризующих помещение в целом.

Получаемые в ходе измерений экспериментальные данные служили как для оценки точности измерения расстояния (позиционирования) на линии (1D), так и на плоскости (2D). Для определения расстояния на линии использовались данные, полученные в точках, расположенных на линиях, соединяющих пары приемников (Рис. 6), а именно: для приемников 1 и 2 использовались измерения в точках (31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39), для приемников 3 и 4 – в точках (2, 5, 11, 19, 27, 36, 45, 50, 52).

Ошибка измерения расстояния в ходе экспериментов определялась как разность между оценкой  $d^*$  расстояния и его действительным значением  $d$ :

$$\epsilon(d) = d^* - d \quad (11)$$

а относительная ошибка определения расстояния как отношение абсолютной ошибки к расстоянию:

$$\epsilon_r(d) = \epsilon(d) / d \quad (12)$$

При исследовании позиционирования излучателя на плоскости (2D) за референсную точку, относительно которой оценивается расстояние по формуле (5), принята точка 36, для которой было определено референсное значение мощности, относительно которого оценивались изменения мощности сигнала при перемещении по плоскости. В результате чего был получен набор оценок расстояний  $d_i^*$  от излучателя до каждого из приемников.

Для вычисления координаты излучателя по полученным оценкам расстояний выбран min-max метод локализации. Выбор такого метода обусловлен простотой реализации, высокой скоростью работы и хорошими результатами, которые были получены при его применении в предшествующих работах [62,63]. Суть метода сводится к тому, что опираясь на оценки расстояния между излучателем и приемником получают оценку координат излучателя на плоскости по следующим формулам:

$$\begin{aligned} x_{min} &= \max_{0 \leq i \leq N} (x_i - d_i^*) \\ x_{max} &= \min_{0 \leq i \leq N} (x_i + d_i^*) \\ y_{min} &= \max_{0 \leq i \leq N} (y_i - d_i^*) \\ y_{max} &= \min_{0 \leq i \leq N} (y_i + d_i^*) \\ x^* &= \frac{x_{min} + x_{max}}{2} \\ y^* &= \frac{y_{min} + y_{max}}{2} \end{aligned} \quad (13)$$

где  $x_i, y_i$  - координаты  $i$ -го приемника,  $d_i^*$  - оценка расстояния между  $i$ -м приемником и излучателем,  $N$  - число приемников,  $x^*, y^*$  - полученная оценка координат излучателя.

### 3. Results

В соответствии с описанными выше методиками были проведены экспериментальные исследования.

#### 3.1. Измерение ослабления СШП хаотического сигнала в стационарных условиях

На первом этапе проведены измерения, подтверждающие корректность измерения мощности хаотического сигнала при помощи предложенного метода оценки амплитуды сигнала. Измерения проведены в стационарных условиях для расстояния 1 м между излучателем и приемником согласно схеме на Рис. 5.

Результаты измерений представлены на Рис. 7, где приведены плотности распределения  $pdf(e(t))$  мгновенных значений амплитуд огибающей радиоимпульсов  $e(t)$ , полученных при помощи запоминающего осциллографа, и плотности распределения  $pdf(A^*)$  значений оценок амплитуды  $A^*$ , полученных при помощи предложенного в работе метода для различных значений  $Q_i$  ослаблений на аттенуаторе. Представленные плотности распределения мгновенных амплитуд являются бимодальными и образуют два явно выраженных пика. Левый соответствует распределению мгновенных амплитуд, сосредоточенных около уровня сигнала на выходе логарифмического детектора, соответствующего отсутствию радиоимпульса. Правый - мгновенным значениям амплитуды сигнала в присутствии хаотического радиоимпульса. По мере увеличения ослабления сигнала средняя мощность радиоимпульса уменьшается и соответствующий пик распределения мгновенных амплитуд приближается к пику распределения, соответствующему отсутствию радиоимпульса. Характерной особенностью указанных распределений является сохранение ширины и формы каждого из пиков при увеличении ослабления. При значении  $Q_i \geq 40$  дБ пики распределений сливаются, что означает невозможность определения присутствия или отсутствия радиоимпульса. С точки зрения задачи позиционирования это обозначает область низких отношений сигнал/шум, при которых невозможно получить приемлемые точности определения расстояния.

Красным цветом на Рис. 7 обозначены плотности распределения значений оценки амплитуды  $A^*$  ( $pdf(A^*)$ ). Пик этой функции совпадает с пиком функции  $pdf(e(t))$ , соответствующим наличию радиоимпульсов. Значит оценка амплитуды  $A^*$  с высокой степенью точности будет соответствовать реальной средней амплитуде огибающей радиоимпульса и может быть использована для оценки мощности принимаемого сигнала.

Прямым подтверждением этого факта является зависимость измеренного при помощи данного метода ослабления  $Q_i^*$  принятого сигнала как функции реального ослабления сигнала  $Q_i$ , приведенная на Рис. 8. Полученная зависимость хорошо аппроксимируется прямой при значениях  $Q_i < 38$  дБ. Для значений  $Q_i$  превышающих это значение, как и ожидалось по распределению мгновенных значений ошибка в определении мощности составляет порядка 3 дБ. Это предельное значение затухания (38 дБ) вместе с затуханием 41 дБ, которое испытывает сигнал при распространении на 1 м в беспроводном канале задает динамический диапазон в 79 дБ, в пределах которого можно осуществлять измерения расстояния, ориентируясь на мощность сигнала.

Этот эксперимент так же подтверждает целесообразность использования предложенного метода для достижения практически приемлемой точности измерения расстояния.

#### 3.2. Измерение расстояния в 1D

В соответствии с методикой описанной выше сначала приводятся результаты по измерению расстояния между излучателем и каждым из приемников (1D), а затем результаты измерения расстояния и позиционирования на плоскости (2D).

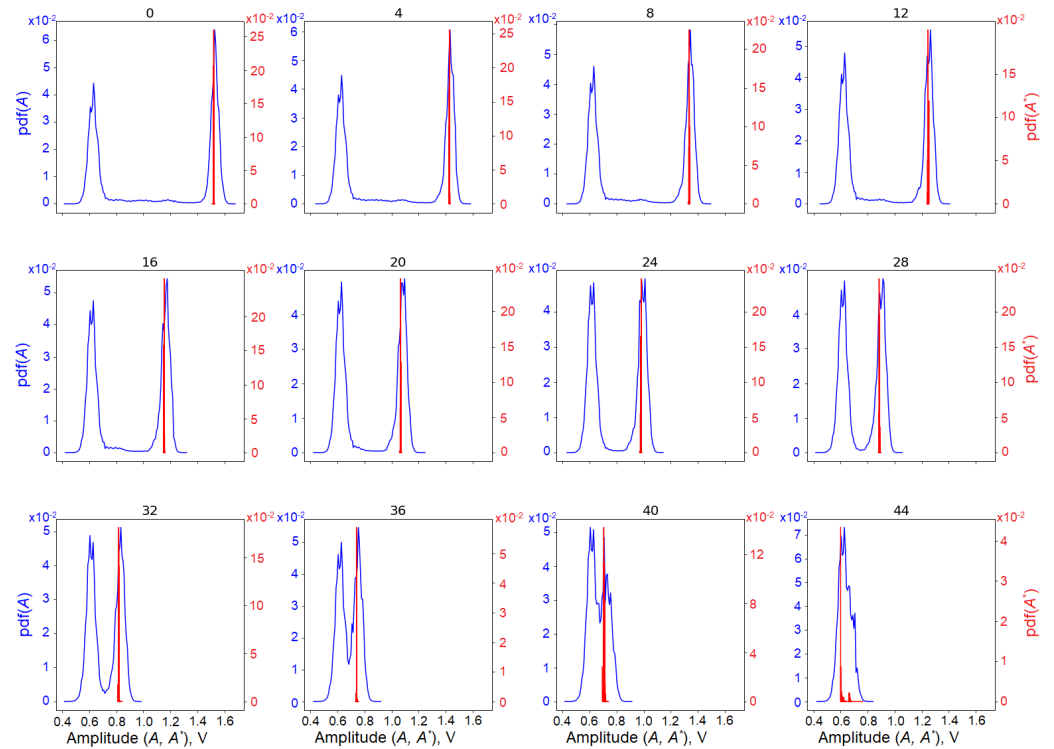


Рис. 7. Плотность распределения вероятности амплитуды сигнала на выходе логарифмического детектора ( $pdf(e(t))$ ) (синий) и плотность распределения вероятности измеренной амплитуды ( $pdf(A^*)$ ) (красный).

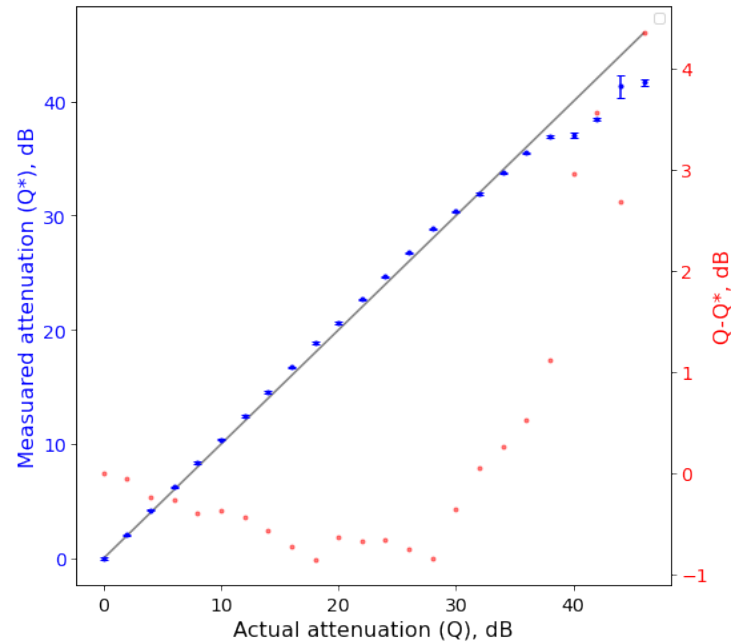


Рис. 8. Зависимость измеренного приемником хаотических радиопульсов  $Q^*$  ослабления мощности от фактического ослабления  $Q$  сигнала, вносимого атенуатором (left scale). Ошибка определения затухания  $Q - Q^*$  (right scale)

Результаты, полученные в 1D режиме приведены на Рис.9, где представлена зависимость измеренного расстояния от действительного расстояния между излучателем и приемником.

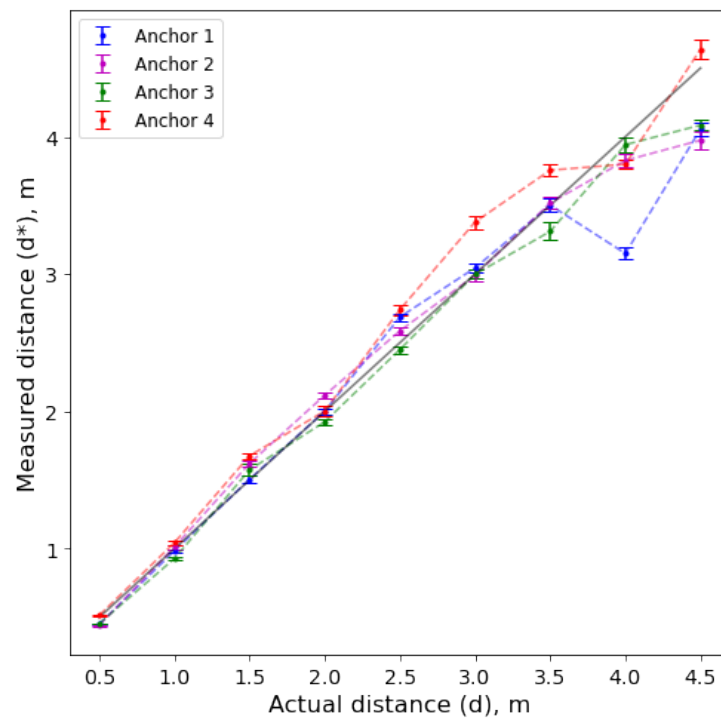


Рис. 9. Зависимость измеренного расстояния  $d^*$  от действительного расстояния  $d$  для четырех маяков.

Точность измерения расстояния не хуже 10 см наблюдается для области расположения излучателя на расстоянии до 2.5 м между излучателем и приемником. При дальнейшем увеличении расстояния начинают сказываться эффекты распространения сигнала, которые снижают возможности самого метода измерения. Обращает на себя внимание относительно гладкая и предсказуемая зависимость измеренного расстояния от фактического. В области малых расстояний, там где отношение сигнал/шум велико, а влияние эффектов распространения незначительно, отсутствуют непредсказуемые флуктуации измеряемых величин, вызванные флуктуациями мощности принимаемого сигнала, характерные для систем на основе измерения RSS при использовании технологий WiFi, Bluetooth и т.д. в многоручевых каналах.

### 3.3. Эксперимент по позиционированию в 2D

На Рис. 10 представлены результаты определения ошибки измерения расстояния для всех 52 позиций излучателя относительно каждого из четырех приемников. По горизонтальной оси указан номер позиции, а по вертикали абсолютная величина ошибки. Эта зависимость имеет характерный скачкообразный вид, связанный с тем, что ошибка принимает минимальное значение при близком расположении по отношению к приемнику и достигает своего максимального значения при удалении излучателя от приемника. Для подавляющего числа позиций медианное значение абсолютной ошибки определения расстояния не превышает 1 м для всех приемников. Ошибка, превышающая 1.5 м, наблюдается для точки 1 относительно приемника 2 и точек 8, 15 относительно приемника 3. Это объясняется тем, что путь между этими расположениями точек и соответствующими приемниками частично затеняется мебелью и не вполне соответствует условиям прямой видимости. Так же стоит отметить, что для всех измерений дисперсия отклонения ошибки от медианного измеряемого значения мала и составляет не более 10 см. Значительные выбросы отсутствуют. Несмотря на то, что собственно медианное значение измеренного расстояния может отклоняться от истинного значения более, чем на 10 см малое значение дисперсии отклонения от

медианной ошибки свидетельствует о стабильности измерений. Поэтому в дальнейшем можно поставить вопрос о разработке методов коррекции этих отклонений.

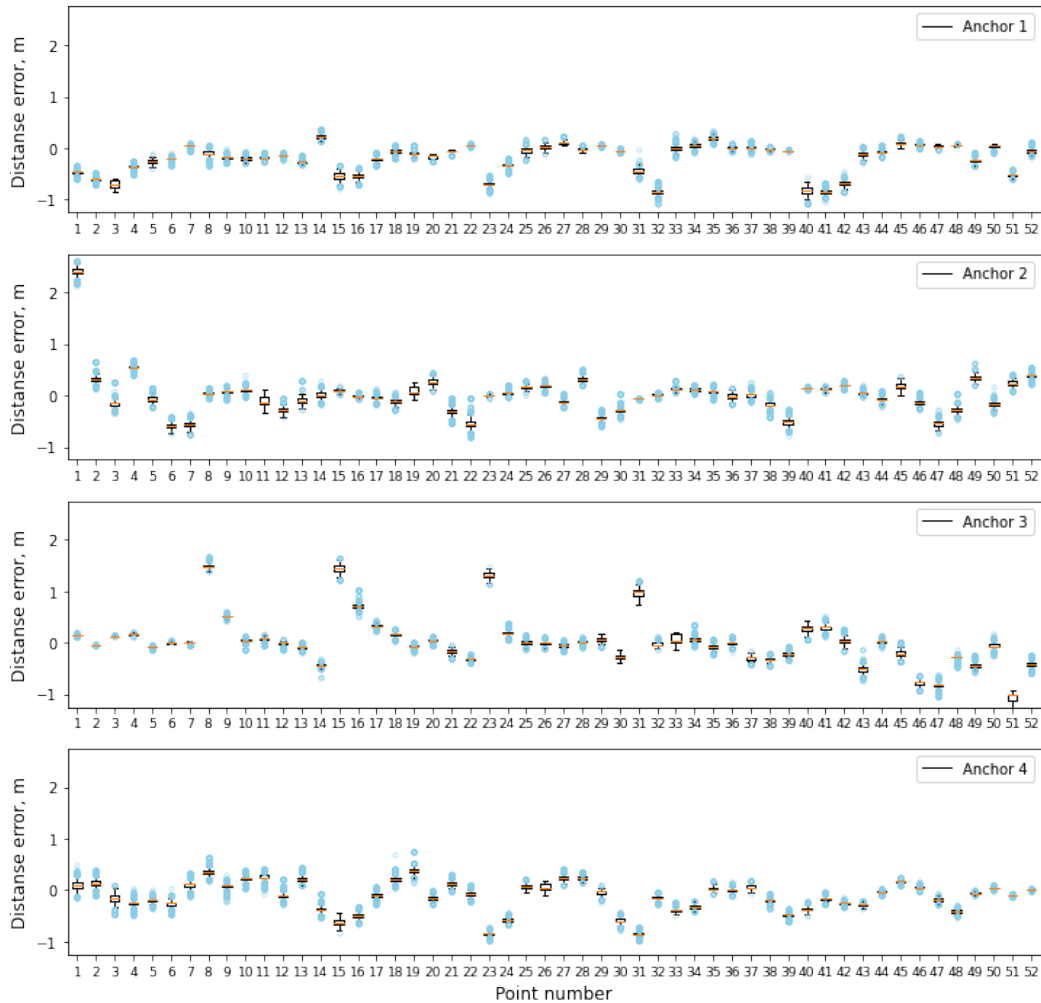


Рис. 10. Абсолютная ошибка определения расстояния между излучателем и маяками 1-4 для каждой из 52 позиций излучателя.

В таблице 1 приведены средние значения, медианные значения и стандартное отклонение абсолютной и относительной ошибок измерения расстояния по всем 52 позициям и 4 приемникам.

Таблица 1. Усредненные значения ошибки определения расстояния и местоположения

	mean	median	std	MAE	RSME
Ranging error, m	-0.064	-0.042	0.39	0.25	0.39
Relative ranging error	-0.029	-0.017	0.122	0.091	0.125
Positioning error, m	0.34	0.26	0.25	0.34	0.42

Из Рис. 10 и таблицы 1 видно, что большая часть ошибок имеет отрицательное значение, т.е. приемник недооценивает расстояние (расстояние до излучателя оценивается как меньшее, чем есть на самом деле). Это объясняется рядом причин: систематическая ошибка метода, увеличение влияния аддитивной помехи при увеличении расстояния, характерное для хаотических сигналов явление многолучевого усиления [64] в результате сложения мощностей сигналов, пришедших по разным траекториям распространения.



На основе измеренных расстояний для каждого из положений излучателя определялись координаты излучателя на плоскости при помощи Min-Max метода локализации (13).

Для того, чтобы получить представление о распределении ошибок в определении координаты позиции по измеренным расстояниям от излучателя для каждого из приемников были вычислены плотности распределения (Рис. 11а) и куммулятивные функции (Рис. 11b) распределения вероятности отклонения измеренной координаты от действительной по норме  $R^2$ .

$$cte = \sqrt{(x - x^*)^2 + (y - y^*)^2} \quad (14)$$

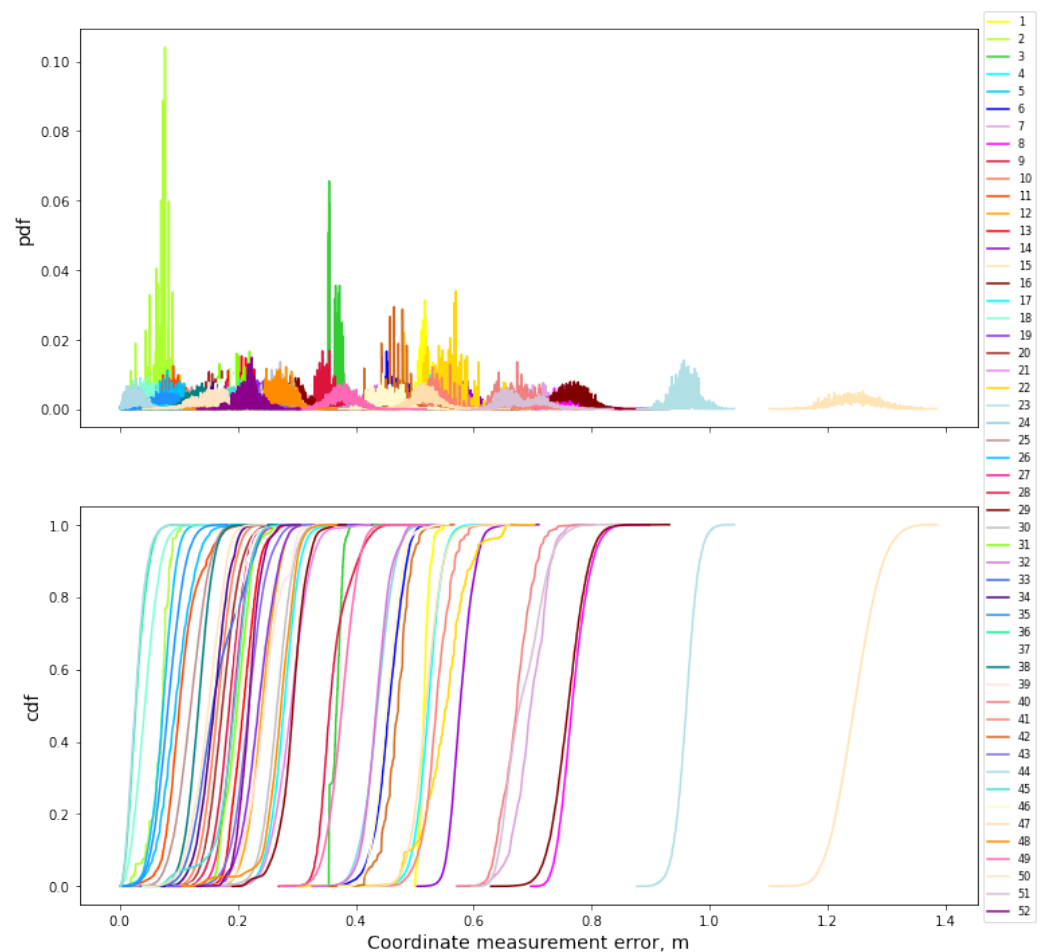


Рис. 11. а - Функция плотности вероятности ошибки определения координаты для 52 позиций излучателя. б - Куммулятивная функция распределения ошибки определения координаты (cmd) для 52 позиций излучателя.

Из представленных результатов можно сделать вывод, что указанные распределения сосредоточены около своих средних значений и являются ограниченными, т. е. не содержат значительных выбросов. На рисунке эти данные приведены для всех 52 позиций. Для подавляющего большинства точек (за исключением точек 15 и 23) ошибка определения координат не превышает 0.8 м для 100% измерений. Для того, чтобы дать читателю представление в удобной для восприятия форме на Рис. 12 приведены действительные позиции излучателя (обозначенные номерами, как и на Рис. 6b). Цветными точками показаны полученные в результате измерений оценки координат. Бирюзовыми линиями обозначено соответствие между действительным положением излучателя и средним измеренным значением. Обращает на себя внимание

факт кучного расположения измеренных координат для каждой из позиций, что в будущем облегчит создание методов коррекции координат излучателя.

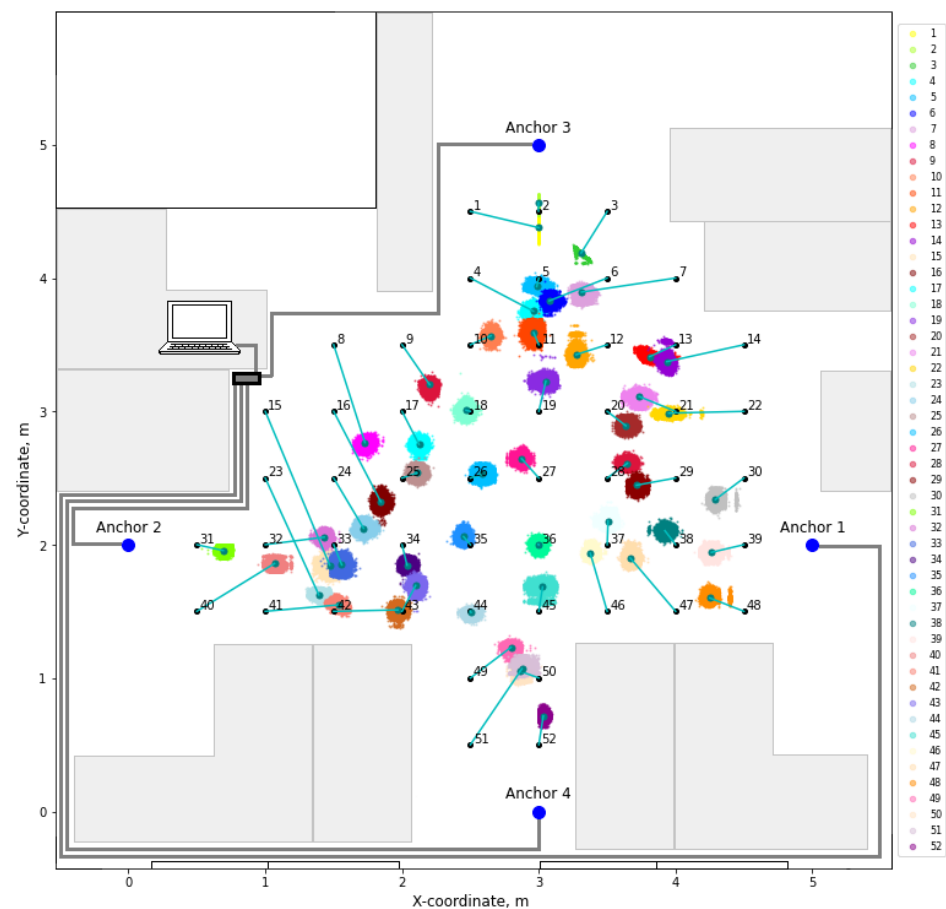


Рис. 12. Позиционирование излучателя на плоскости. Синие точки обозначают расположение приемников (Anchor 1-4). Черные нумерованные точки — фактические места расположения излучателя. Цветные точки — положение излучателя, определенное в результате измерений (30000 измерений на позицию). Бирюзовые линии обозначают соответствие между фактической и измеренной позициями излучателя.

Как видно на рисунке в центре помещения достигается высокая точность позиционирования, которая снижется в областях, удаленных от приемников. Этот эффект может быть вызван рядом факторов, некоторые из которых были упомянуты выше: удалением от приемника, не скомпенсированным другим приемником, находящимся поблизости, близостью к стенам и предметам мебели, вызывающим переотражения и вносящим искажения в принимаемый сигнал. Эта картина соотносится с результатами экспериментов, приведенных ранее другими авторами для систем позиционирования на основе . . . . .

Следует отметить, что к полученным результатам измерения мощности не применялись никакие методы постобработки.

Тот факт, что ошибки носят явно регулярный характер и при этом имеют низкую дисперсию создает предпосылки для дальнейшего повышения точности локализации путем использования различных методов постобработки сигнала, выбора подходящего метода локализации, использования таких подходов как фингерпринтинг.

#### 4. Discussion

Методы определения координат объектов в беспроводных сетях постоянно обсужаются в литературе. Практика показывает, что для ненаправленных систем целесо-

образно применять средства позиционирования радиодиапазона. Среди этих методов измерение мощности технически является одним из наиболее доступных, поэтому методы локализации на базе измерения мощности постоянно обсуждаются в литературе.

С одной стороны системы позиционирования на основе измерения времени пространства или угла прихода сигнала демонстрируют лучшие характеристики по сравнению с позиционированием на основе измерения мощности сигнала. С другой стороны измерение времени или угла существенно более сложная с технической точки зрения процедура, требующая разработки технических средств, которые нужно встраивать в приемопередатчики. Кроме того, измерение мощности сигнала может быть частью системы передачи данных, как в узкополосных системах связи, так и в СШП системах.

Ценность используемого в данной работе типа сигналов, в том, что в средах с многолучевым распространением такие сигналы не подвержены многолучевым замираниям, а накопление сигнала позволяет отстроиться от вариаций мощности сигнала в пределах СШП хаотического радиоимпульса.

Данная работа была необходима, поскольку вопрос измерения мощности СШП хаотических сигналов до сих пор в литературе не обсуждался, а из теоретических соображений ясно, что точность позиционирования, достигаемая за счет измерения мощности, у таких сигналов будет выше, чем у узкополосных, которые подвержены многолучевым замираниям. Низкий уровень дисперсии и высокая скорость измерения позволяют либо снизить дисперсию путем усреднения либо организовать множественный доступ с приемлемой скоростью обновления, пожертвовав дисперсией. Реализация предложенного метода возможна на беспроводных устройствах, образующих беспроводную сенсорную сеть.

Задача определения мощности сигнала может быть полезна для более широкого круга приложений, чем просто локализация излучателя. Достоинства предлагаемого метода заключается в том, что скорость измерения мощности очень высока - требуется всего лишь порядка сотни хаотических радиоимпульсов для определения мощности сигнала. При длительности импульса порядка микросекунды одно измерение составляет несколько сотен микросекунд, т.е. метод позволяет производить тысячи измерений мощности в секунду. Это позволит делать моментальные замеры распределения мощности сигналов, излучаемых СШП источниками в помещении. По данному распределению возможно как решать задачу позиционирования (хорошо всем известный фингрепринтинг, но в приложении в СШП хаотическим сигналам), так и вести наблюдение за состоянием обстановки внутри помещений. Распределение принимаемой мощности очень чувствительно к изменению обстановки и предложенный метод является одним из реальных инструментов это осуществить.

На сегодняшний день единой картины или сложившейся практики, из которой можно было бы сделать вывод о целесообразности использования СШП хаотических сигналов для решения задач позиционирования, не складывается. Причиной тому отсутствие явных и практических эффективных решений, которые показывали бы превосходство таких систем над узкополосными системами массового назначения, где уже есть готовые аппаратные решения и где разработчики могут на базе доступных, весьма мощных вычислительных ресурсов современных смартфонов, отрабатывать различные методы улучшения позиционирования, а через структуру смартфонов эти методы могут встраиваться в существующую беспроводную цифровую инфраструктуру. В данной работе мы постарались сделать шаг в этом направлении и показать, что системы на основе СШП хаотических колебаний могут демонстрировать хорошие характеристики на основе принципиально простых технических решений.

## 5. Conclusions and Future Work

Сложности создания методов позиционирования внутри помещений на основе измерения мощности сигнала общеизвестны: сильная зависимость от условий распространения сигнала и некоторых факторов неопределенности, связанных с внешними

помехами, попадающими в полосу сигнала, которые ограничивают точность определения расстояния и позиционирования на базе измеренных расстояний.

В настоящей работе показана целесообразность использования СШП хаотических сигналов для задач определения расстояния и позиционирования. В работе предложен и экспериментально исследован метод определения мощности СШП хаотических радиоимпульсов, позволивший без специальной постобработки измерять расстояние и локализовывать источник СШП сигнала на плоскости в офисном помещении с точностью до 34 см, что лучше чем известные результаты, полученные при использовании узкополосных систем. Были сделаны теоретические оценки точности предложенного метода измерения мощности СШП хаотического сигнала. В ходе исследований был установлен динамический диапазон по мощности в пределах которого измерения расстояния по мощности сигнала.

Вопросы повышения точности измерений за счет выбора методов постобработки сигнала, выбора метода локализации, компенсации эффектов многолучевого распространения и наличия помех от других радиосистем вынесены за рамки данной работы и будут являться предметом будущих исследований.

Author Contributions: Conceptualization, E.E. and L.K.; methodology, E.E. and L.K.; software, E.E.; hardware, V.I.; experiment, E.E.; formal analysis, E.E.; investigation, E.E. and L.K.; writing—original draft preparation, L.K. and E.E. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: This work was funded by the Russian Science Foundation № 23-29-00883

Data Availability Statement: Not applicable

Acknowledgments: The authors thank Yu. V. Andreev for fruitful comments on the work.

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest.

Abbreviations

The following abbreviations are used in this manuscript:

ADC	Analog To Digital Converter
AOA	Angle Of Arrival
DAC	Digital To Analog Converter
DCC	Direct chaotic communication
FCC	Federal Communications Commission
FPGA	Field-Programmable Gate Array
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
LOS	Line of Sight
NLOS	Non-Line of Sight
RFID	Radio-Frequency Identification
RSS	Received Signal Strength
RSSI	Received Signal Strength Indicator
TDOA	Time Difference Of Arrival
TOA	Time Of Arrival
TOF	Time Of Flight
TWR	Two-Way Ranging
UWB	Ultra-Wideband
USP	Ultra-Short Pulses

Приложение A Symbol definitions

Symbol definitions used in this manuscript are enumerated in the Table A1.

Таблица A1. The symbol definitions.

Symbol	Definition
$A$	Амплитуда сигнала
$A_0$	Амплитуда сигнала на референсном расстоянии $d_0$
$A_d$	Амплитуда сигнала на расстоянии $d$
$A^*$	Оценка амплитуды сигнала
$A_0^*$	Оценка амплитуды сигнала на референсном расстоянии $d_0$
$A_d^*$	Оценка амплитуды сигнала на расстоянии $d$
$\sigma$	Ошибка измерения координат
$e(t)$	Огибающая хаотических радиоимпульсов
$D$	Скважность следования радиоимпульсов
$d$	Расстояние
$d_0$	Референсное расстояние
$(d)$	Ошибка измерения расстояния
$r(d)$	Относительная ошибка определения расстояния
$f_S$	Частота дискретизации осциллографа
$g$	Точность задания порогового напряжения
$h$	Крутизна характеристики логарифмического детектора
$k$	Индекс
$M$	Число отсчетов дискретизации
$m(t)$	Двухуровневый модулирующий сигнал в передатчике
$m(t)$	Двухуровневый демодулированный сигнал на выходе компаратора
$m_T^{(k)}$	Бинарные отсчеты $m(t)$
$n$	Показатель затухания сигнала в беспроводном канале связи
$N_{DAC}$	Число уровней квантования ЦАП
$P$	Мощность сигнала
$P^*$	Оценка мощности сигнала
$P_0$	Мощность сигнала на референсном расстоянии $d_0$
$P_d$	Мощность сигнала на расстоянии $d$
$P^*$	Оценка мощности сигнала
$P_0^*$	Оценка мощности сигнала на референсном расстоянии $d_0$
$P_d^*$	Оценка мощности сигнала на расстоянии $d$
$P_p$	Средняя мощность сигнала (последовательности хаотических радиоимпульсов)
$P_{Tx}$	Средняя мощность сигнала генератора хаотических колебаний
$Q$	Величина ослабления аттенюатора
$R_X$	Приемник
$s(t)$	Поток хаотических радиоимпульсов
$s_Q(t)$	Сигнал на выходе аттенюатора
$s'(t)$	Сигнал на входе логарифмического детектора
$T$	Целочисленное значение порога на ЦАП
$t_p$	Длительность радиоимпульса
$T_X$	Передатчик
$V_{min}$	Минимальное значение напряжения при измерении мощности
$V_{max}$	Максимальное значение напряжения при измерении мощности
$V_{ps}$	Напряжение питания ЦАП
$V_T$	Пороговое напряжение на компараторе
$x_i$	Координата $i$ -го приемника по оси абсцисс
$x_{est}$	Оценка координаты излучателя по оси абсцисс
$y_i$	Координата $i$ -го приемника по оси ординат
$y_{est}$	Оценка координаты излучателя по оси ординат



## References

1. Sesyuk, A.; Ioannou, S.; Raspopoulos, M. A Survey of 3D Indoor Localization Systems and Technologies. *Sensors* 2022, 22. <https://doi.org/10.3390/s22239380>. 712
2. Hayward, S.; van Lopik, K.; Hinde, C.; West, A. A Survey of Indoor Location Technologies, Techniques and Applications in Industry. *Internet of Things* 2022, 20, 100608. <https://doi.org/10.1016/j.iot.2022.100608>. 713
3. Bourdoux, A.; Barreto, A.N.; van Liempd, B.; de Lima, C.; Dardari, D.; Belot, D.; Lohan, E.S.; Seco-Granados, G.; Srieddeen, H.; Wymeersch, H.; et al. 6G White Paper on Localization and Sensing, 2020, [arXiv:eess.SY/2006.01779]. <https://doi.org/10.48550/arXiv.2006.01779>. 714
4. Senevirathna, N.M.; De Silva, O.; Mann, G.K.I.; Gosine, R.G. Asymptotic Gradient Clock Synchronization in Wireless Sensor Networks for UWB Localization. *IEEE Sensors Journal* 2022, 22, 24578–24592. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2022.3213696>. 715
5. Yang, T.; Cabani, A.; Chafouk, H. A Survey of Recent Indoor Localization Scenarios and Methodologies. *Sensors* 2021, 21. <https://doi.org/10.3390/s21238086>. 716
6. Nessa, A.; Adhikari, B.; Hussain, F.; Fernando, X.N. A Survey of Machine Learning for Indoor Positioning. *IEEE Access* 2020, 8, 214945–214965. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3039271>. 717
7. Karakusak, M.Z.; Kivrak, H.; Ates, H.F.; Ozdemir, M.K. RSS-Based Wireless LAN Indoor Localization and Tracking Using Deep Architectures. *Big Data and Cognitive Computing* 2022, 6. <https://doi.org/10.3390/bdcc6030084>. 718
8. Nabati, M.; Ghorashi, S.A. A real-time fingerprint-based indoor positioning using deep learning and preceding states. 213, 118889. <https://doi.org/10.1016/j.eswa.2022.118889>. 719
9. Wang, L.; Shang, S.; Wu, Z. Research on Indoor 3D Positioning Algorithm Based on WiFi Fingerprint. *Sensors* 2023, 23. <https://doi.org/10.3390/s23010153>. 720
10. Guo, X.; Ansari, N.; Hu, F.; Shao, Y.; Elikplim, N.R.; Li, L. A Survey on Fusion-Based Indoor Positioning. *IEEE Communications Surveys & Tutorials* 2020, 22, 566–594. 721
11. Farahsari, P.S.; Farahzadi, A.; Rezazadeh, J.; Bagheri, A. A Survey on Indoor Positioning Systems for IoT-Based Applications. *IEEE Internet of Things Journal* 2022, 9, 7680–7699. <https://doi.org/10.1109/JIOT.2022.3149048>. 722
12. Savić, T.; Vilajosana, X.; Watteyne, T. Constrained Localization: A Survey. *IEEE Access* 2022, 10, 49297–49321. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3171859>. 723
13. Niemelä, V.; Haapola, J.; Hämäläinen, M.; Iinatti, J. An Ultra Wideband Survey: Global Regulations and Impulse Radio Research Based on Standards. *IEEE Communications Surveys & Tutorials* 2017, 19, 874–890. <https://doi.org/10.1109/COMST.2016.2634593>. 724
14. Breed, G. A Summary of FCC Rules for Ultra Wideband Communications. *High Frequency Electronics* 2005, pp. 42–44. 725
15. Mandke, K.; Nam, H.; Zuniga, C.; Rappaport, T. The Evolution of Ultra Wide Band Radio for Wireless Personal Area Networks. *High Frequency Electronics* 2003, 2, 22–32. 726
16. Group 3a, T. IEEE 802.15 WPAN High Rate Alternative PHY Task Group 3a (TG3a). 727
17. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks. IEEE Std 802.15.4-2015 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2011) 2016, pp. 1–709. <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2016.7460875>. 728
18. 802.15.6-2012; I.S. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks—Part 15.6: Wire-less Body Area Networks; IEEE Press: New York City, NY, USA, 2012; pp. 1–271. 729
19. 802.15.4z-2020 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2020), I.S. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks—Amendment 1: Enhanced Ultra Wideband (UWB) Physical Layers (PHYs) and Associated Ranging Techniques; IEEE Press: New York City, NY, USA, 2020; pp. 1–174. 730
20. Stocker, M.; Brunner, H.; Schuh, M.; Boano, C.A.; Römer, K. On the Performance of IEEE 802.15.4z-Compliant Ultra-Wideband Devices. In *Proceedings of the 2022 Workshop on Benchmarking Cyber-Physical Systems and Internet of Things (CPS-IoTBench)*, May 2022, pp. 28–33. <https://doi.org/10.1109/CPS-IoTBench56135.2022.00012>. 731
21. Chen, H.; Chen, Z.; Ou, R.; Chen, R.; Wu, Z.; Li, B. A 4-to-9GHz IEEE 802.15.4z-Compliant UWB Digital Transmitter with Reconfigurable Pulse-Shaping in 28nm CMOS. In *Proceedings of the 2022 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, June 2022, pp. 99–102. <https://doi.org/10.1109/RFIC54546.2022.9862953>. 732
22. Agiwal, M.; Roy, A.; Saxena, N. Next Generation 5G Wireless Networks: A Comprehensive Survey. *IEEE Communications Surveys Tutorials* 2016, 18, 1617–1655. <https://doi.org/10.1109/COMST.2016.2532458>. 733
23. Alavi, B.; Pahlavan, K. Studying the effect of bandwidth on performance of uwb positioning systems. In *Proceedings of the IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2006. WCNC 2006.*, April 2006, Vol. 2, pp. 884–889. <https://doi.org/10.1109/WCNC.2006.1683587>. 734
24. Bharadwaj, R.; Parini, C.; Alomainy, A. Analytical and Experimental Investigations on Ultrawideband Pulse Width and Shape Effect on the Accuracy of 3-D Localization. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 2016, 15, 1116–1119. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2015.2495318>. 735
25. Dabove, P.; Di Pietra, V.; Piras, M.; Jabbar, A.A.; Kazim, S.A. Indoor positioning using Ultra-wide band (UWB) technologies: Positioning accuracies and sensors' performances. In *Proceedings of the 2018 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS)*, April 2018, pp. 175–184. <https://doi.org/10.1109/PLANS.2018.8373379>. 736

26. De Angelis, A.; Dwivedi, S.; Händel, P.; Moschitta, A.; Carbone, P. Ranging results using a UWB platform in an indoor environment. In Proceedings of the 2013 International Conference on Localization and GNSS (ICL-GNSS), June 2013, pp. 1–5. <https://doi.org/10.1109/ICL-GNSS.2013.6577273>. 769–771
27. Zhang, C.; Kuhn, M.J.; Merkl, B.C.; Fathy, A.E.; Mahfouz, M.R. Real-Time Noncoherent UWB Positioning Radar With Millimeter Range Accuracy: Theory and Experiment. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 2010, 58, 9–20. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2009.2035945>. 772–774
28. Sahinoglu, Z.; Gezici, S.; Güvenc, I. *Ultra-wideband Positioning Systems: Theoretical Limits, Ranging Algorithms, and Protocols*; Cambridge University Press, 2008. <https://doi.org/10.1017/CBO9780511541056>. 775–776
29. Alarifi, A.; Al-Salman, A.; Alsaleh, M.; Alnafessah, A.; Al-Hadhrani, S.; Al-Ammar, M.A.; Al-Khalifa, H.S. Ultra Wideband Indoor Positioning Technologies: Analysis and Recent Advances. *Sensors* 2016, 16. <https://doi.org/10.3390/s16050707>. 777–778
30. Che, F.; Ahmed, Q.Z.; Lazaridis, P.I.; Sureephong, P.; Alade, T. Indoor Positioning System (IPS) Using Ultra-Wide Bandwidth (UWB) — For Industrial Internet of Things (IIoT). *Sensors* 2023, 23. <https://doi.org/10.3390/s23125710>. 779–780
31. Molisch, A.; Balakrishnan, K.; Cassioli, D.; Chong, C.; Emami, S.; Fort, A.; Karedal, J.; Kunish, J.; Schantz, H.; Siwiak, K. IEEE 802.15.4a Channel Model - Final Report, Tech. Rep. Document IEEE 802.15-04-0662-02-004a. 781–782
32. Molisch, A.F. Ultra-Wide-Band Propagation Channels. *Proceedings of the IEEE* 2009, 97, 353–371. <https://doi.org/10.1109/JPROC.2008.2008836>. 783–784
33. Zanella, A. Best Practice in RSS Measurements and Ranging. *IEEE Communications Surveys & Tutorials* 2016, 18, 2662–2686. <https://doi.org/10.1109/COMST.2016.2553452>. 785–786
34. Zhu, X.; Qu, W.; Qiu, T.; Zhao, L.; Atiquzzaman, M.; Wu, D.O. Indoor Intelligent Fingerprint-Based Localization: Principles, Approaches and Challenges. *IEEE Communications Surveys Tutorials* 2020, 22, 2634–2657. <https://doi.org/10.1109/COMST.2020.3014304>. 787–789
35. Yaro, A.S.; Maly, F.; Prazak, P. A Survey of the Performance-Limiting Factors of a 2-Dimensional RSS Fingerprinting-Based Indoor Wireless Localization System. *Sensors* 2023, 23. <https://doi.org/10.3390/s23052545>. 790–791
36. Gigl, T.; Janssen, G.J.; Dizdarevic, V.; Witrisal, K.; Irahauten, Z. Analysis of a UWB Indoor Positioning System Based on Received Signal Strength. In Proceedings of the 2007 4th Workshop on Positioning, Navigation and Communication, 2007, pp. 97–101. <https://doi.org/10.1109/WPNC.2007.353618>. 792–794
37. Bellusci, G.; Janssen, G.J.M.; Yan, J.; Tiberius, C.C.J.M. Low complexity ultra-wideband ranging in indoor multipath environments. In Proceedings of the 2008 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium, 2008, pp. 394–401. <https://doi.org/10.1109/PLANS.2008.4570095>. 795–797
38. Botler, L.; Diwold, K.; Roemer, K. Improving Signal-Strength-Based Distance Estimation in UWB Transceivers. In Proceedings of the Proceedings of Cyber-Physical Systems and Internet of Things Week 2023, New York, NY, USA, 2023; CPS-IoT Week '23, p. 61–66. <https://doi.org/10.1145/3576914.3587519>. 798–800
39. Sourya, A.; Dutta, S.; Chandra, A.; Prokes, A.; Kim, M. Find My Car: Simple RSS-based UWB Localization Algorithms for Single and Multiple Transmitters. In Proceedings of the 2020 IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM), Nov 2020, pp. 1–6. <https://doi.org/10.1109/LATINCOM50620.2020.9282293>. 801–803
40. Barbi, M.; Garcia-Pardo, C.; Nevárez, A.; Pons Beltrán, V.; Cardona, N. UWB RSS-Based Localization for Capsule Endoscopy Using a Multilayer Phantom and In Vivo Measurements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 2019, 67, 5035–5043. <https://doi.org/10.1109/TAP.2019.2916629>. 804–806
41. Wang, S.; Waadt, A.; Burnic, A.; Xu, D.; Kocks, C.; Bruck, G.H.; Jung, P. System implementation study on RSSI based positioning in UWB networks. In Proceedings of the 2010 7th International Symposium on Wireless Communication Systems, 2010, pp. 36–40. <https://doi.org/10.1109/ISWCS.2010.5624355>. 807–809
42. Ivanov, S.; Kuptsov, V.; Badenko, V.; Fedotov, A. RSS/TDoA-Based Source Localization in Microwave UWB Sensors Networks Using Two Anchor Nodes. *Sensors* 2022, 22. <https://doi.org/10.3390/s22083018>. 810–811
43. Chong, A.M.S.; Yeo, B.C.; Lim, W.S. Integration of UWB RSS to Wi-Fi RSS fingerprinting-based indoor positioning system. *Cogent Engineering* 2022, 9, 2087364, [<https://doi.org/10.1080/23311916.2022.2087364>]. <https://doi.org/10.1080/23311916.2022.2087364>. 812–814
44. Chong, A.M.S.; Yeo, B.C.; Lim, W.S. Integration of UWB RSS to Wi-Fi RSS fingerprinting-based indoor positioning system. *Cogent Engineering* 2022, 9, 2087364, [<https://doi.org/10.1080/23311916.2022.2087364>]. <https://doi.org/10.1080/23311916.2022.2087364>. 815–817
45. Alonge, F.; Branciforte, M.; Motta, F. A Novel Method of Distance Measurement Based on Pulse Position Modulation and Synchronization of Chaotic Signals Using Ultrasonic Radar Systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 2009, 58, 318–329. <https://doi.org/10.1109/TIM.2008.2003309>. 818–820
46. Corron, N.J.; Stahl, M.T.; Chase Harrison, R.; Blakely, J.N. Acoustic detection and ranging using solvable chaos. *Chaos: An Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science* 2013, 23, 023119, [[https://pubs.aip.org/aip/cha/article-pdf/doi/10.1063/1.4808252/14605116/023119\\_1\\_online.pdf](https://pubs.aip.org/aip/cha/article-pdf/doi/10.1063/1.4808252/14605116/023119_1_online.pdf)]. <https://doi.org/10.1063/1.4808252>. 821–823
47. Beal, A.N.; Cohen, S.D.; Syed, T.M. Generating and Detecting Solvable Chaos at Radio Frequencies with Consideration to Multi-User Ranging. *Sensors* 2020, 20. <https://doi.org/10.3390/s20030774>. 824–825
48. Zhang, M.; Ji, Y.; Zhang, Y.; Wu, Y.; Xu, H.; Xu, W. Remote Radar Based on Chaos Generation and Radio Over Fiber. *IEEE Photonics Journal* 2014, 6, 1–12. <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2014.2352628>. 826–827

49. Wang, B.; Xie, R.; Xu, H.; Zhang, J.; Han, H.; Zhang, Z.; Liu, L.; Li, J. Target Localization and Tracking Using an Ultra-Wideband Chaotic Radar With Wireless Synchronization Command. *IEEE Access* 2021, 9, 2890–2899. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3047436>.
50. Liu, L.; Ma, R.X.; Xu, H.; Wang, W.K.; Wang, B.J.; Li, J.X. Experimental investigation of a UWB direct chaotic through-wall imaging radar using colpitts oscillator. In *Proceedings of the IET International Radar Conference 2015*, 2015, pp. 1–6. <https://doi.org/10.1049/cp.2015.1290>.
51. Dem'yanenko, A.V.; Semernik, I.V.; Ivanenko, D.I. The transceiver tract influence on the characteristics of positioning systems with a chaotic probing signals. In *Proceedings of the 2017 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*, Feb 2017, pp. 658–661. <https://doi.org/10.1109/EIConRus.2017.7910642>.
52. Lee, S.Y.; Yang, W.C. A Non-coherent UWB Direct Chaotic Indoor Positioning System using Fuzzy Logic Algorithm. In *Proceedings of the The 9th International Conference on Advanced Communication Technology*, 2007, Vol. 3, pp. 2021–2025. <https://doi.org/10.1109/ICACT.2007.358769>.
53. Andreyev, Y.V.; Dmitriev, A.S.; Efremova, E.V.; Khilinsky, A.D.; Kuzmin, L.V. Qualitative theory of dynamical systems, chaos and contemporary wireless communications. *International Journal of Bifurcation and Chaos* 2005, 15, 3639–3651, [\[https://doi.org/10.1142/S0218127405014295\]](https://doi.org/10.1142/S0218127405014295). <https://doi.org/10.1142/S0218127405014295>.
54. Dmitriev, A.S.; Gerasimov, M.Y.; Itskov, V.V.; Lazarev, V.A.; Popov, M.G.; Ryzhov, A.I. Active wireless ultrawideband networks based on chaotic radio pulses. *Journal of Communications Technology and Electronics* 2017, 62, 380–388. <https://doi.org/10.1134/S1064226917040052>.
55. Dmitriev, A.S.; Kuzmin, L.V.; Lazarev, V.A.; Ryshov, A.I.; Andreyev, Y.V.; Popov, M.G. Self-organizing ultrawideband wireless sensor network. In *Proceedings of the 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO)*, July 2017, pp. 1–6. <https://doi.org/10.1109/SINKHROINFO.2017.7997519>.
56. Efremova, E.V.; Dmitriev, A.S.; Kuzmin, L.V. Measuring the Distance between an Emitter and a Receiver in the Wireless Communication Channel by Ultrawideband Chaotic Radio Pulses. *Technical Physics Letters* 2019, 45, 853–857. <https://doi.org/10.1134/S1063785019090037>.
57. Efremova, E.V.; Kuzmin, L.V. Measurement of the Ultrawideband Chaotic Signal Power for Wireless Ranging and Positioning. *Technical Physics Letters* 2021, 47, 494–498. <https://doi.org/10.1134/S1063785021050217>.
58. Kuzmin, L.V.; Efremova, E.V. Experimental Estimation of the Propagation Time of Chaotic Ultra-Wide-Band RF Pulses through Multipath Channel. *Technical Physics Letters* 2020, 46, 803–807. <https://doi.org/10.1134/S1063785020080222>.
59. Kuzmin, L.V.; Grinevich, A.V.; Ushakov, M.D. An Experimental Investigation of the Multipath Propagation of Chaotic Radio Pulses in a Wireless Channel. *Tech. Phys. Lett.* 2018, 44, 726–729. <https://doi.org/10.1134/S1063785018080242>.
60. Kuz'min, L.V.; Grinevich, A.V. Method of Blind Detection of Ultrawideband Chaotic Radio Pulses on the Background of Interpulse Interference. *Technical Physics Letters* 2019, 45, 831–834. <https://doi.org/10.1134/S1063785019080261>.
61. 1 MHz to 4 GHz, 80 dB. Logarithmic Detector/Control er. Data Sheet. ADL5513.
62. Goldoni, E.; Savioli, A.; Risi, M.; Gamba, P. Experimental analysis of RSSI-based indoor localization with IEEE 802.15.4. In *Proceedings of the 2010 European Wireless Conference (EW)*, 2010, pp. 71–77. <https://doi.org/10.1109/EW.2010.5483396>.
63. Wattananavin, T.; Sengchuai, K.; Jindapetch, N.; Booranawong, A. A Comparative Study of RSSI-Based Localization Methods: RSSI Variation Caused by Human Presence and Movement. *Sensing and Imaging* 2020, 21, 31. <https://doi.org/10.1007/s11220-020-00296-1>.
64. Andreev, Y.; Dmitriev, A.; Kletsov, A. Amplification of chaotic pulses in a multipath environment. *Journal of Communications Technology and Electronics* 2007, 52, 779–787. <https://doi.org/10.1134/S1064226907070108>.

Disclaimer/Publisher's Note: The statements, opinions and data contained in all publications are solely those of the individual author(s) and contributor(s) and not of MDPI and/or the editor(s). MDPI and/or the editor(s) disclaim responsibility for any injury to people or property resulting from any ideas, methods, instructions or products referred to in the content.