

**ДИНАМИЧЕСКИЙ ХАОС
В РАДИОФИЗИКЕ И ЭЛЕКТРОНИКЕ**

УДК 621.396.67

**АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ РЕЗЕРВОВ
БЕСПРОВОДНОГО КАНАЛА СВЯЗИ С МНОГОЛУЧЕВЫМ
РАСПРОСТРАНЕНИЕМ В СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМАХ**

© 2019 г. Л. В. Кузьмин¹*, А. В. Гриневиц², М. Д. Ушаков²

¹*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
Российская Федерация, 125009 Москва, ул. Моховая, 11, стр. 7*

²*Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
(национальный исследовательский университет),
Российская Федерация, 105005 Москва, ул. 2-я Бауманская, 5*

*E-mail: lvk@cplire.ru

Поступила в редакцию 25.04.2018 г.

После доработки 25.04.2018 г.

Принята к публикации 26.05.2018 г.

Описан эксперимент по исследованию многолучевого распространения сверхширокополосных (СШП) хаотических радиоимпульсов СВЧ-диапазона через беспроводный канал внутри помещений и анализируются его результаты. Установлены ограничения, которые многолучевое распространение накладывает на энергетические резервы СШП-линии связи на хаотических радиоимпульсах.

DOI: 10.1134/S0033849419070106

ВВЕДЕНИЕ

Разработка сверхширокополосных (СШП) беспроводных систем передачи информации СВЧ-диапазона требует исследования закономерностей распространения и приема СШП-сигналов в многолучевых каналах [1]. Создание моделей СШП-каналов связи постоянно сопровождает разработку новых видов беспроводной СШП-связи. Картина многолучевого распространения, складывающаяся в каждом конкретном случае, зависит от ряда малопредсказуемых факторов: взаимного расположения передатчика и приемника, геометрии и типа помещения (или среды), расстояния между передатчиком и приемником. Поэтому исследования и разработка моделей многолучевого распространения начинаются с накопления статистических экспериментальных данных о распределении лучей, приходящих в приемник в тех или иных условиях. Итогом экспериментальных измерений становятся статистические модели, которые описывают многолучевые каналы по их усредненным характеристикам [1].

Первоначально СШП-системы связи массового применения были задуманы как средство организации высокоскоростной беспроводной связи между мультимедийными бытовыми устройствами [2]. Затем СШП-сигналы включили в стандарт беспроводных сенсорных сетей [3, 4].

Далее эти сигналы стали применять для организации беспроводной передачи данных в натальных сетях [5].

Основные закономерности распространения СШП-сигналов для сетевых систем связи малого радиуса действия были зафиксированы в ходе разработки моделей многолучевых каналов для стандартов IEEE 802.15.3a [2] и IEEE 802.15.4a [4, 6–8]. Однако эти модели не охватывают весь круг возможных применений СШП-систем, который постоянно расширяется. Поэтому возникает необходимость выйти за рамки указанных моделей и выявлять закономерности распространения СШП-сигналов в новых для них областях применения.

Например, в работе [9] были проанализированы условия распространения СШП-сигналов на территории топливной заправки, на которой по замыслу авторов могут быть расположены информационные терминалы для беспроводного высокоскоростного доступа к мультимедийным данным во время стоянки автомобиля. Расстояния между передатчиком и приемником составляли от 2 до 20 м.

Также были исследованы [10] свойства СШП-канала в лесу, среди холмистой местности и среди загородной застройки на расстояниях до 60 м (лес), до 52 м (деревня) и до 70 м (холмы).

При распространении сигналов внутри помещений на расстояниях до нескольких десятков метров проводили исследования СШП-канала связи в диапазоне от 3 до 9 ГГц [11]. В работе [12] рассмотрен вопрос об адекватности описания распространения СШП-сигнала модели стандарта IEEE 802.15.4a на расстояниях до 70 м. Интерес представляет работа [13], где исследуется СШП-канал связи между оператором и беспилотным летательным аппаратом.

В упомянутой литературе основным типом СШП-сигнала служат ультракороткие импульсы (УКИ), при помощи которых в ходе экспериментальных исследований определяют показатель затухания мощности сигнала с ростом расстояния, статистику затенений и мелкомасштабных замираний в канале.

Помимо УКИ имеются другие типы СШП-сигналов, которые могут быть носителем в беспроводном канале. Одним из них являются хаотические СШП-радиоимпульсы [14]. Этот тип сигнала входит в стандарты IEEE 802.11.4a [3] и IEEE 802.11.6 [5].

В отличие от УКИ ширина полосы и длительность хаотических радиоимпульсов могут независимо меняться относительно друг друга. Это свойство позволяет решить две проблемы при передаче информации в беспроводном канале. Во-первых, имеется возможность независимо от полосы передачи формировать энергию импульса за счет изменения его длительности [15] и тем самым менять достижимую дальность связи. Во-вторых, длина такого импульса может быть согласована с длительностью отклика многолучевого канала, чтобы не допустить деградации импульса из-за мелкомасштабных замираний, вызываемых наложением многочисленных лучей друг на друга в точке приема [16].

Оба эти качества могут быть задействованы для увеличения энергетических резервов СШП-канала. Энергетический резерв линии связи для канала с шумом (link margin) [17] – это отношение действующего значения сигнал-помеха в пересчете на бит передаваемой информации в точке приема к минимально возможному значению сигнал-помеха также в пересчете на бит, для которого канал связи обеспечивает требуемое значение вероятности ошибки на бит. Увеличение энергетического резерва актуально для линии связи любого типа, так как это повышает не только формально достижимую дальность передачи в свободном пространстве, но может быть задействовано для компенсации непредсказуемых помех, которые невозможно заранее предусмотреть в беспроводных сетях связи широкого назначения, коими являются беспроводные сенсорные сети. Особенно остро этот вопрос стоит в классе беспроводных сенсорных

СШП-сетей, предназначенных для передачи мультимедийных потоковых данных [18, 19].

Увеличение энергетического резерва за счет увеличения длительности накопления хаотического радиоимпульса в приемнике приводит к снижению скорости передачи, что в ряде случаев неприемлемо. Поэтому актуально повышать отношение сигнал-помеха в точке приема за счет увеличения мощности импульсов. Это взаимосвязано с задачей увеличения дальности связи по отношению к расстояниям (до 30 м), заложенным в стандарт низкоскоростной беспроводной связи IEEE 802.15.4a [3].

Повышение мощности хаотических радиоимпульсов отразится на картине многолучевого распространения, которую обнаруживает приемник с конечной чувствительностью. Поэтому цель работы заключается в том, чтобы проанализировать, как увеличение мощности влияет на результат многолучевого распространения в точке приема и как это может в конечном итоге влиять на выбор других параметров: скважности импульсов (частота передачи импульсов) и на выбор чувствительности приемника. Анализ осуществляли на основе экспериментальных измерений результата распространения потока хаотических СШП-радиоимпульсов СВЧ-диапазона в беспроводном канале внутри помещения.

1. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ РЕЗЕРВ СШП-ЛИНИИ СВЯЗИ С МНОГОЛУЧЕВЫМ РАСПРОСТРАНЕНИЕМ

На сегодняшний день общепринятой методикой описания многолучевого распространения в СШП-каналах является построение лучевых моделей [1]. Необходимо это в первую очередь для имитации многолучевого распространения СШП-сигналов любых типов. В данной работе многолучевое распространение проанализировано на уровне огибающей хаотических радиоимпульсов. Это целесообразно по следующим причинам. Принципиально, что после прохождения хаотическим радиоимпульсом СШП многолучевого канала, порождающего десятки и сотни лучей, которые отделены по времени друг от друга несколькими наносекундами, информация об амплитуде и задержке хаотических радиоимпульсов безвозвратно теряется после их сложения в точке приема. Поэтому полностью повторять сложившуюся методику исследования многолучевого канала, заключающуюся в измерении распределения прихода лучей по времени и по амплитуде, в случае применения хаотических радиоимпульсов нецелесообразно. Имеет смысл анализировать лишь сигнал-огибающую импульсов, как показатель, по которому можно определить усредненное распределение мощности приходящих лучей от времени задержки. Также важно определение показателя затухания мощности сигнала от расстояния

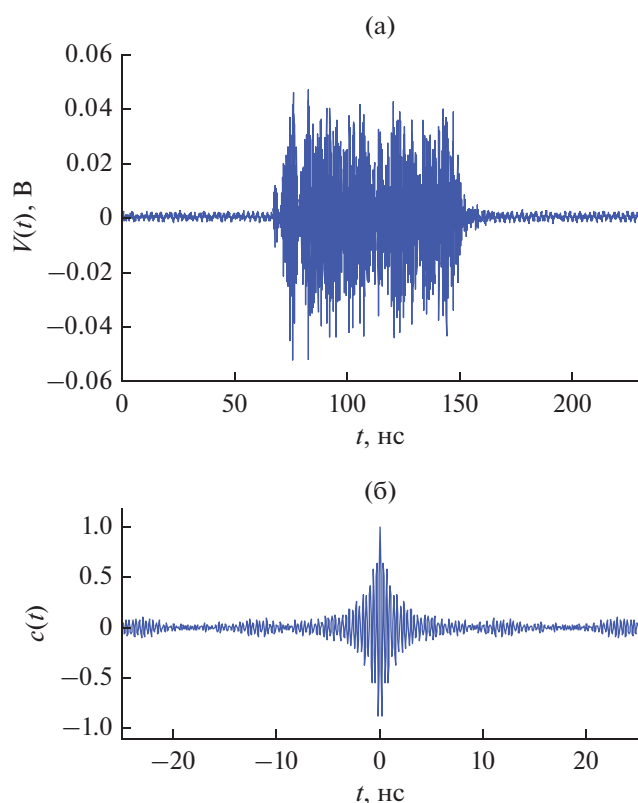


Рис. 1. Реализация хаотического радиоимпульса (а) и автокорреляционная функция хаотического сигнала (б).

между излучателем и приемником, как величины, характеризующей затухание СШП-сигнала в среде распространения.

Анализ энергетического профиля актуален не только для хаотических радиоимпульсов [20, 21], но и для УКИ и пачек УКИ, так как эта информация позволяет построить оптимальные схемы энергетического приема в многолучевом канале [22–31].

В СШП-системах связи на хаотических сигналах несущий сигнал формируется генератором хаотических СШП-колебаний [32, 33] путем его модуляции видеоимпульсами. На выходе генератора образуются хаотические СШП-радиоимпульсы (рис. 1а) длительностью T_p , которая в существующей аппаратуре [14, 18, 19] может варьироваться от 10 до 1000 нс, что достаточно, чтобы перекрывать весь диапазон многолучевого эха. За импульсом следует пассивный интервал длительности T_G для предотвращения межимпульсной интерференции. Позиция импульса вместе с позицией защитного интервала образуют позицию символа длительностью $T_S = T_p + T_G$. Сквозность следования импульсов $D = (T_p + T_G)/T_p$.

Пусть мощность хаотического сигнала равна P_S и он занимает полосу W от частоты f_1 до $f_2 = f_1 + W$.

По определению [17] энергетический резерв линии связи для канала с шумом есть отношение E_B/N_0 , действующее в точке приема к минимально приемлемому значению $(E_B/N_0)_0$, для которого линия связи обеспечивает требуемую вероятность ошибки на бит

$$M_N = \left(\frac{E_B}{N_0} \right) / \left(\frac{E_B}{N_0} \right)_0 = \left(\frac{P_S}{P_N} \right) / \left(\frac{P_S^{(0)}}{P_N} \right), \quad (1)$$

где $(E_B/N_0) = (P_S/P_N)(W/R_B)$, $P_S^{(0)}$ – минимальная мощность сигнала, приходящая по прямому лучу, при которой обеспечивается требуемый уровень ошибок на бит, R_B – скорость передачи (бит/с), прямо пропорциональна частоте передачи импульсов, N_0 – спектральная плотность шума. Для прямохаотической схемы связи отношение W/R_B – это накопление, которое зависит от длительности импульса: $W/R_B = WT_S = WT_p/D$.

Многолучевое распространение становится помехой, если возникает межимпульсная интерференция, которая является следствием сложения лучей по мощности из-за малого времени их когерентности (рис. 1б), за пределами номинальной позиции импульса. Это может приводить к возникновению ошибок в приеме импульсов, если длительность защитного интервала меньше задержки в распространении переотраженных лучей. А именно, к возникновению ошибки может приводить сочетание импульсов “10” на позиции “0”. Здесь “1” обозначает наличие импульса, а “0” его отсутствие на заданной временной позиции. Сочетания из пары импульсов “00”, “01” и “11” не приводят к возникновению ошибок на позиции второго импульса при условии, что задержки в приходе лучей ограничиваются пределами временного интервала, равного суммарной длительности двух идущих друг за другом позиций импульсов. Таким образом, многолучевая помеха играет роль дополнительной к белому шуму помехи мощностью P_M [21], для которой по аналогии с (1) можно записать выражение для энергетического резерва

$$M_M = \left(\frac{P_S}{P_M} \right) / \left(\frac{P_S^{(0)}}{P_M} \right) = \frac{P_S}{P_S^{(0)}}, \quad (2)$$

если $P_M \gg P_N$, а именно анализ такого случая и представляет интерес в многолучевом канале.

При этом мощность многолучевой помехи P_M зависит от величины защитного интервала T_G (или от сквозности) [16]. Чем больше защитный интервал, тем меньше мощность P_M , приходящая

яся на текущий импульс. Поэтому при помощи трех параметров, которые определяют конкретное значение M_M — мощности хаотических СШП-радиоимпульсов P_S , их длительности T_p и скважности следования D — можно управлять помехоустойчивостью СШП-схемы связи в многолучевом канале.

В качестве отправной точки рассмотрим далее, какой энергетический резерв СШП-линии связи на хаотических радиоимпульсах доступен в канале с одним лучом. В канале с одним лучом энергетический резерв фактически задан ограничениями на допустимую спектральную плотность мощности хаотического сигнала. Ниже анализируются границы этого резерва.

Благодаря импульсному характеру несущего сигнала и пакетному способу передачи информации средняя спектральная плотность мощности излучаемого сигнала пропорциональна средней частоте следования импульсов. Тогда спектральная плотность мощности немодулированного хаотического сигнала составит P_S/W . Средняя спектральная плотность мощности потока хаотических радиоимпульсов, следующих со скважностью D с равновероятным следованием “нулевых” и “единичных” импульсов, составит $P_S/(2WD)$.

Поскольку информация передается пакетным образом и пакетная скважность составляет D_p , то средняя спектральная плотность мощности будет равна $N_S = P_S/(2WDD_p)$. Таким образом, при прочих равных условиях за счет варьирования средней частоты следования импульсов появляется свобода выбора мощности импульсов при сохранении средней спектральной мощности излучения.

Например, в свободном пространстве (канал с аддитивным гауссовским белым шумом, мощность сигнала падает обратно пропорционально квадрату расстояния между излучателем и приемником) при прочих равных условиях мощность P_S , а значит, и энергетический резерв (1) может быть увеличен в $2DD_p$ раз за счет увеличения мощности излучения в импульсе в $2DD_p$ раз без изменения средней спектральной плотности излучения. Для скважности $D = 2$, пакетной скважности $D_p = 20$ эта величина составит ~ 80 .

В условиях многолучевого канала это означает, что в формировании картины многолучевого распространения в точке приема будут участвовать лучи с длиной пробега, которая примерно в девять раз больше изначальной. С ростом мощности излучаемых импульсов P_S мощность многолучевой помехи P_M возрастет так, что энергетический резерв (2) в многолучевом канале изменится.

В данной работе исследования многолучевого распространения проводили при помощи хаотических СШП-радиоимпульсов мощностью 1 и 100 мВт.

В эксперименте применяли энергетический приемник с чувствительностью порядка 10^{-7} мВт. Это задает диапазон изменения сигнала по мощности в $\sim 10^9$ раз (10^2 мВт/ 10^{-7} мВт или 90 дБ), что формально соответствует эквивалентному изменению мощности сигнала с частотой 3 ГГц в свободном пространстве на расстояниях до 200 м. Данный диапазон расстояний задает величину максимального пробега лучей, которая может быть зафиксирована.

Для мощности импульса 1 мВт длина пробега лучей, фиксируемых приемником в свободном пространстве, будет меньше в десять раз, т.е. составит ~ 20 м. Поэтому сравнение результата распространения импульсов мощностью 1 и 100 мВт даст возможность выявить влияние многолучевого канала на форму огибающей импульсов в точке приема и сформулировать вытекающие из этого ограничения на энергетические резервы линии связи.

2. ЭКСПЕРИМЕНТ ПО ОПРЕДЕЛЕНИЮ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО РЕЗЕРВА В МНОГОЛУЧЕВОМ КАНАЛЕ

Схема экспериментальных измерений изображена на рис. 2: хаотический генератор формирует хаотические радиоимпульсы, которые проходят через беспроводной канал и поступают на вход СШП логарифмического детектора, формирующего на своем выходе сигнал-оглающую хаотических радиоимпульсов. Мгновенное значение амплитуды огибающей пропорционально логарифму входной мощности. Такой детектор создает “рисунок” изменения мгновенной входной мощности импульса с течением времени от момента его начала. Мгновенное же значение мощности формируется как сумма всех попадающих в приемник лучей.

В рамках данной схемы измерений анализировали действие многолучевого канала на форму огибающей импульсов и определяли показатель затухания мощности хаотических радиоимпульсов при изменении расстояния.

Для проведения измерений применяли приемопередатчик ППС-47 [19], который формировал случайную последовательность хаотических радиоимпульсов длительностью $T_p = 83$ нс (см. рис. 1а), между которыми имелся защитный интервал длительностью $T_G = 83$ нс.

Применяемый в эксперименте приемник, включающий логарифмический детектор [34] и малощумящий усилитель, имел динамический диапазон 80 дБ, и вместе с малощумящим усилителем с коэф-

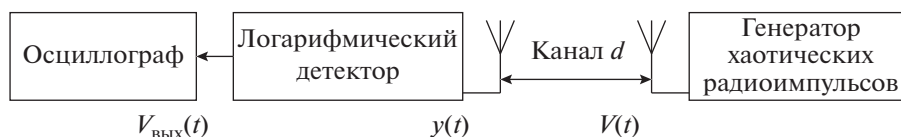


Рис. 2. Схема измерения огибающей СШП хаотического радиоимпульса.

коэффициентом усиления 100 обеспечивал чувствительность на уровне 3×10^{-9} мВт (-85 дБмВт).

Логарифмический характер зависимости амплитуды выходного сигнала от мощности входного сигнала объясняется каскадной структурой детектора – детектор содержит семь последовательно соединенных каскадов усиления с насыщением, каждый из которых усиливает сигнал в ~ 10 раз по мощности в линейной зоне работы каскада. Таким образом, в целом сигнал усиливается в диапазоне от 1 до $\sim 10^7$ раз. Амплитуда выходного сигнала при этом принимает значения в пределах от 0.5 до 2 В пропорционально логарифму входной мощности. Логарифмический детектор в линейной зоне работы преобразует разброс входной мощности 80 дБ в линейную по выходному напряжению шкалу по закону

$$V(r, t) = \alpha 10 \lg \frac{P(r, t)}{P_0}, \quad (3)$$

где α – крутизна характеристики логарифмического детектора (в данном случае $\alpha = 0.021$ В/дБ [34]); $P(r, t)$ – мощность сигнала, поступающая в детектор от излучателя, находящегося на расстоянии r от приемника, P_0 – референтное значение мощности (в данном случае $P_0 = 1$ мВт).

Для определения формы огибающей импульсов после прохождения канала и для определения показателя затухания в ходе экспериментов в соответствии со схемой на рис. 2 для каждого значения расстояния r_i между излучателем хаотических радиоимпульсов и приемником при помощи запоминающего осциллографа осуществляли запись сигнала огибающей хаотических радиоимпульсов с частотой выборки 2.5 Гс (применялся осциллограф Tektronix DPO 4054), входная полоса пропускания осциллографа 500 МГц. Сигнал огибающей хаотических радиоимпульсов занимала частотный диапазон от 0 до ~ 10 МГц.

Для каждого значения расстояния r_i фиксировали форму сигнала длительностью в ~ 1000 длин импульсов. В последовательности импульсов встречаются различные их комбинации, в том числе такие, где до и после “единичного” импульса, как минимум на трех позициях, соседние импульсы отсутствуют. Такие одиночные импульсы выделяли из общей последовательности, и их реализации $V_j(r_i, t)$ (j – номер реализации j -го единичного импульса в i -й последовательности)

усредняли по общему количеству выделенных одиночных импульсов. В результате была сформирована усредненная форма импульсов

$$\langle V(r_i, t) \rangle = \frac{1}{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} V_j(r_i, t). \quad (4)$$

В эксперименте усреднение осуществляли по ~ 100 импульсам для каждого значения r_i . Анализ усредненной формы одиночных импульсов позволяет определить влияние многолучевого распространения без влияния межимпульсовой интерференции. Такое усреднение является аналогом среднего энергетического профиля канала связи, характеризующего изменение мощности СШП-сигнала, попадающего в приемник, с ростом времени задержки в ответ на дельта-импульс [4].

Эксперименты проводили в помещениях ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН в коридоре и в лабораторном помещении. Лабораторное помещение имело длину ~ 5 м, ширину ~ 6 м, высоту ~ 4 м. Оно разделено металлическим перекрытием на два этажа и наполнено большим количеством металлоконструкций (см. рис. 3а). Измерения проводили на первом этаже. Высота до металлического перекрытия от излучателя и приемника ~ 1.5 м. Схема расположения аппаратуры в процессе измерений приведена на рис. 3б.

Размеры коридора составляли: высота ~ 4 м, длина ~ 44 м, ширина ~ 3 м. Вдоль коридора на высоте около 3 м вдоль одной из стен была протянута металлоконструкция с поперечными размерами приблизительно 1×1 м (см. рис. 3в). В коридоре вдоль стен были расположены несколько металлических дверей. Также металлическая дверь находилась в торце коридора, на стороне, противоположной той, где располагался приемник. На потолке коридора на протяжении всей его длины с интервалом около 5 м подвешены светильники дневного света, имеющие металлический корпус. Схема расположения аппаратуры в коридоре приведена на рис. 3г.

Расстояние между излучателем и приемником варьировали в пределах от 0.5 до 32 м в коридоре и от 0.5 до 4 м в лаборатории: дистанцию r_i выбирали равной 0.5, 1, 2 и 4 м в лаборатории и 0.5, 1, 2, 4, 8, 16 и 32 м в коридоре. Излучатель и приемник находились в условиях прямой видимости и располагались на высоте 1 м от поверхности пола.

Пример фрагмента реализации огибающей для $r_1 = 0.5$ м, сделанного в лаборатории, приведен на рис. 4. На рисунке отмечен фрагмент сигнала $V_j(r_i, t)$, содержащего одиночный импульс.

На рис. 5 изображены усредненные формы импульсов для коридора для импульсов мощностью 1 мВт (рис. 5а) для расстояний r_i от 0.5 до 16 м и от 1 до 32 м: $r_1 = 1, r_2 = 2, r_3 = 4, r_4 = 8, r_5 = 16, r_6 = 32$ для импульсов мощностью 100 мВт (рис. 5б).

На рис. 6 показаны усредненные формы импульсов для лаборатории: для импульсов мощностью 1 мВт (рис. 6а) и 100 мВт (рис. 6б). Расстояние r_i менялось от 0.5 до 4 м.

Верхняя кривая на каждом рисунке соответствует минимальному расстоянию между излучателем и приемником, нижняя — максимальному.

3. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

Усредненная огибающая импульсов во всех экспериментах имела передний фронт, нарастающий в пределах 5 нс, и постоянную амплитуду сигнала в пределах номинальной длительности импульса.

Уровень сигнала, предшествующий фронту, имеет значение $V_S^{(0)} = 0.6$ В. Это нулевой уровень, эквивалентный отсутствию сигнала на входе приемника.

Скорость спадания заднего фронта зависит от условий распространения. В лаборатории задний фронт спадает на протяжении 70 нс с момента номинального окончания импульса для импульса мощностью 1 мВт, и на протяжении 120 нс для импульса мощностью 100 мВт. Это эквивалентно приему лучей с набегами ~21 и ~36 м соответственно.

Для коридора отклик тянется до 70 нс для импульса мощностью 1 мВт и до 250 нс для импульса мощностью 100 мВт, что в данном случае согласуется с типичной длиной отклика многолучевой модели канала IEEE 802.15.4a [4] для помещений офисного типа (модель, именуемая CM 5). Это эквивалентно приему лучей с набегами ~21 и ~75 м соответственно.

На начальном участке сигнала-огибающей импульсов мощностью 100 мВт в коридоре (рис. 5б) располагается огибающая импульса, приходящего напрямую от излучателя. Далее выделяется огибающая импульса меньшей амплитуды, что наталкивает на мысль о приходе импульсов с некоторой задержкой благодаря наличию отражателя. Задержка меняется в зависимости от расстояния между излучателем и приемником. Кандидатом на роль отражателя, формирующего второй луч в условиях эксперимента, является металли-

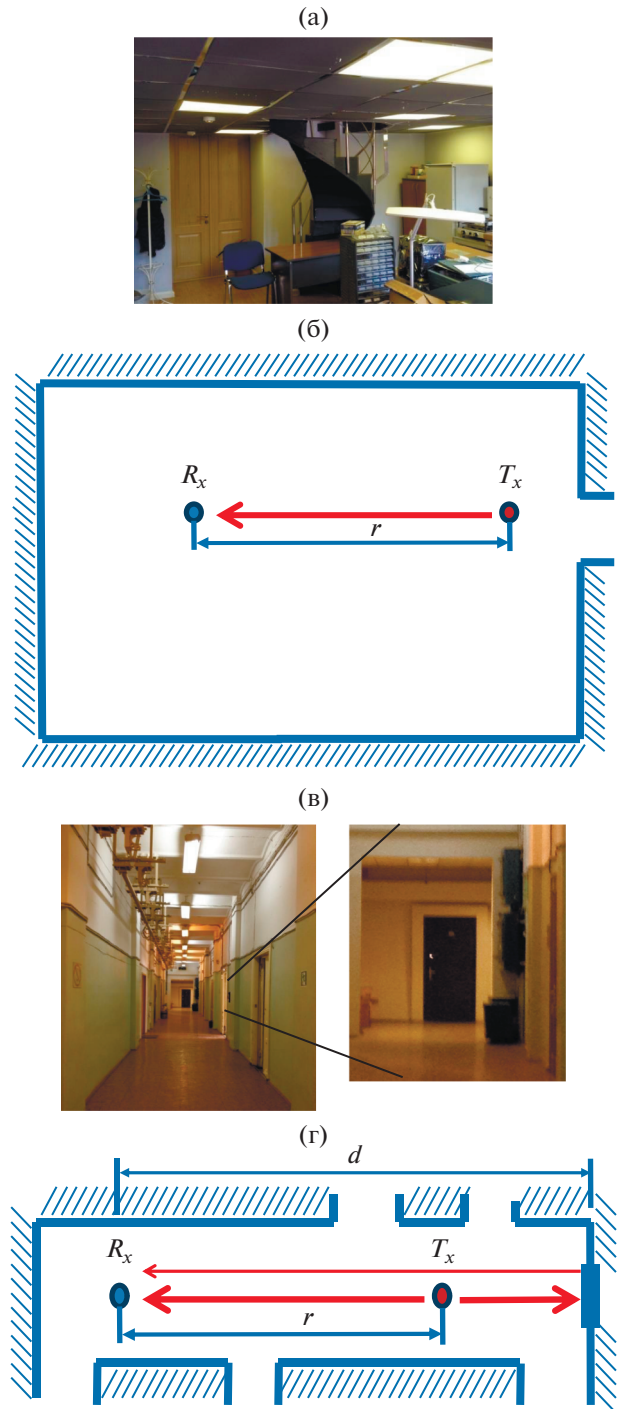


Рис. 3. Фотографии мест проведения измерений (а, в) и схемы расположения аппаратуры в процессе измерения (б, г); R_x — приемник, T_x — излучатель. Для лаборатории (а) $0.5 \leq r \leq 4$ м; для коридора (в) $d = 38$ м, $0.5 \leq r \leq 32$ м.

ческая дверь, расположенная в торце коридора (см. рис. 3в). Сравнение величины набега задержанного луча, сделанное исходя из геометрии распространения лучей в коридоре (см. рис. 3г) и

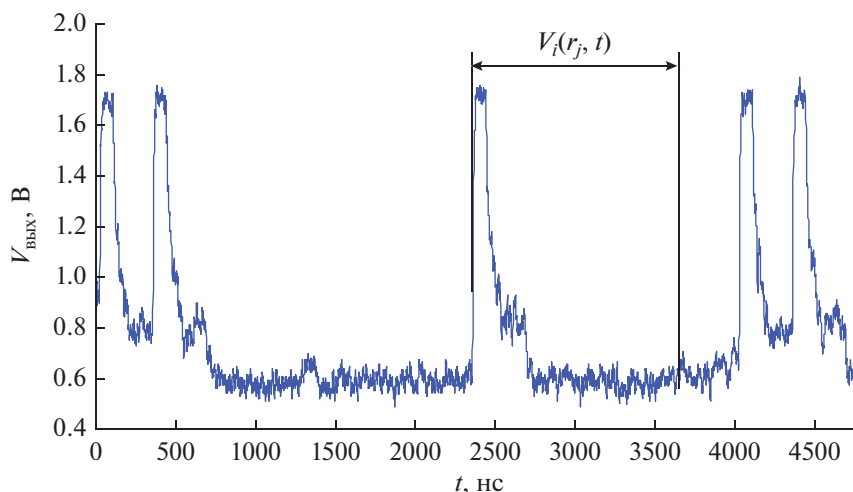


Рис. 4. Огибающая $V_i(r_j, t)$ импульсов на выходе логарифмического детектора для расстояния r_j и фрагмент реализации огибающей i -го импульса $V_i(r_j, t)$ в j -й реализации огибающей.

исходя из измерения задержки по его огибающей, подтверждают это (рис. 7).

Временные метки, обозначающие задний фронт отраженных импульсов $t_{\Phi}^{(i)} = \{333, 325, 312, 283, 231, 126\}$ нс, изображены на рис. 5б. Разность между моментами $t_{\Phi}^{(i)}$ и длиной импульса $T_p = 83$ нс равна времени задержки в приходе импульса из-за набега, обусловленного удвоенной разностью длин пути прямого луча от излучателя до приемника и расстояния между приемником и дверью, т.е. $2(d - r_i)$ (см. рис. 3г). Эта разность по времени составляет $\Delta t_{\Phi}^{(i)} = \{250, 242, 229, 200, 148, 43\}$ нс. Набег отраженного луча $2(d - r_i)$ в координатах $(r_i, 2(d - r_i))$, где $r_i = \{1, 2, 4, 8, 16, 32\}$, образует прямую (сплошная линия на рис. 7). Значения измеренного набега $\Delta t_{\Phi}^{(i)} c$ (c – скорость света) аппроксимируются этой прямой (ромбы на рис. 7). Разность между измеренным набегом и фактическим $|\Delta t_{\Phi}^{(i)} c - 2(d - r_i)|$ не превышает 40 см.

Закон затухания мощности сигнала с расстоянием для прямого луча может быть определен следующим образом. В силу соотношения (3) разность между напряжением на выходе детектора, фиксируемым для расстояния r_1 , и напряжением, фиксируемым для расстояния r_i , пропорциональная затуханию сигнала $P(r_1)/P(r_i)$, есть

$$\begin{aligned} V(r_1) - V(r_i) &= 10\alpha \left(\lg \frac{P(r_1)}{P_0} - \lg \frac{P(r_i)}{P_0} \right) = \\ &= 10\alpha \lg \frac{P(r_1)}{P(r_i)}. \end{aligned} \quad (5)$$

Мощность $P(r)$, поступающая на вход приемника, находящегося на расстоянии r от излучателя в свободном пространстве, падает обратно пропорционально квадрату расстояния $\sim P_T/r^2$, где P_T – мощность излучаемого сигнала. Тогда отношение мощности $P(r_1)$ сигнала, поступающего на вход детектора, находящегося на расстоянии r_1 от излучателя, к мощности $P(r_i)$, поступающей на вход детектора, находящегося на расстоянии r_i , составит

$$P(r_1)/P(r_i) = (r_i/r_1)^2. \quad (6)$$

Для среды с многолучевым распространением на основании ранее разработанных моделей многолучевого СШП-канала можно ожидать [4], что мощность сигнала с ростом расстояния спадает по закону $\sim r^{-n}$, где n – показатель затухания, отличный от 2. При этом $n < 2$ для каналов с прямым лучом и $n > 2$ для каналов без прямого луча.

По аналогии со случаем свободного пространства отношение мощности $P(r_1)$ к мощности $P(r_i)$ запишем в виде

$$P(r_1)/P(r_i) = (r_i/r_1)^n \quad (7)$$

или с учетом соотношения (5) для напряжения на выходе детектора

$$V(r_1) - V(r_i) = \alpha n 10 \lg(r_1/r_i). \quad (8)$$

Отсюда значение показателя затухания n мощности СШП хаотических радиоимпульсов может быть получено путем сопоставления средней амплитуды $\langle V(r_i) \rangle$ огибающей хаотических радиоимпульсов для расстояния r_i со средней амплитудой

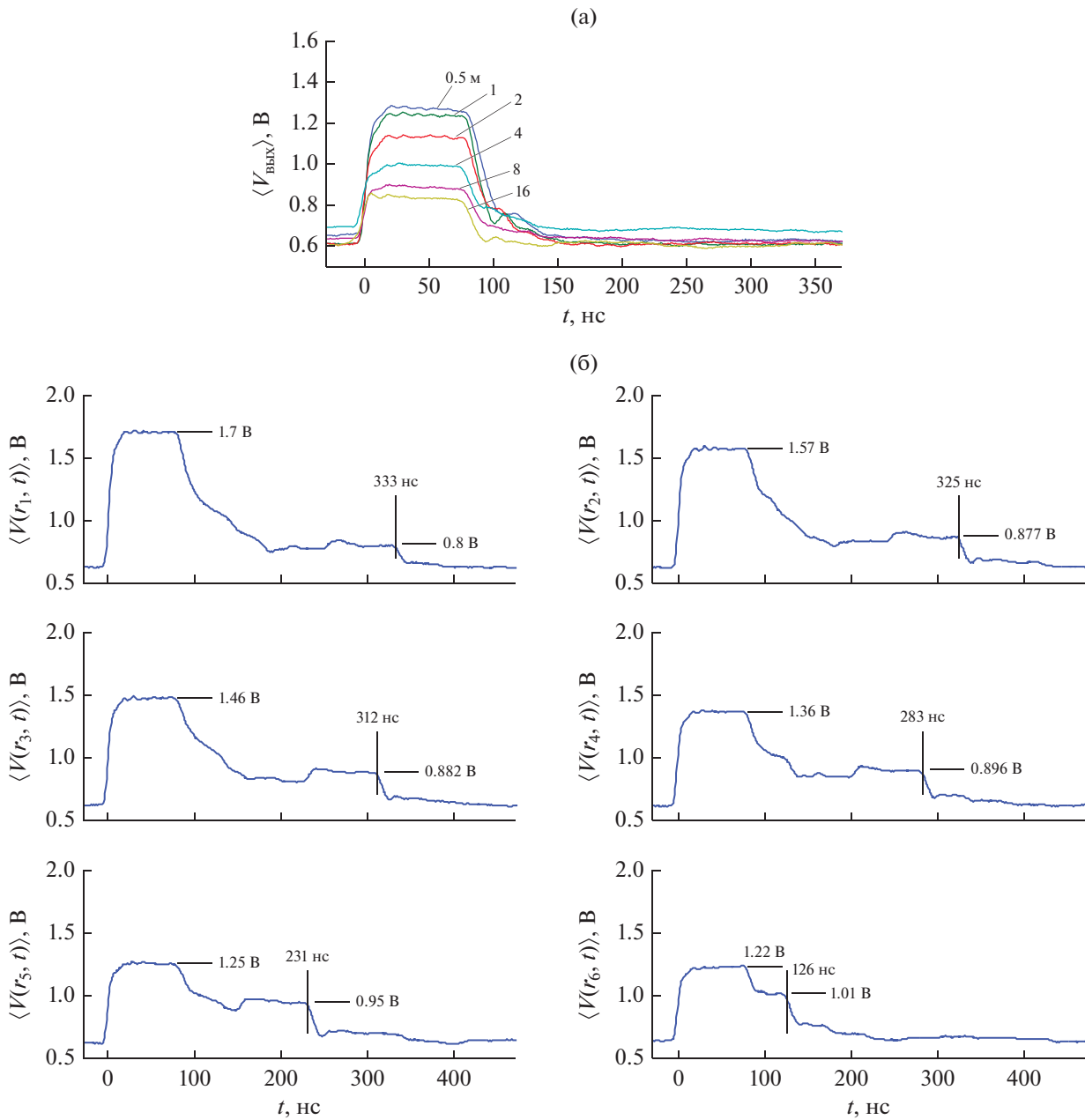


Рис. 5. Усредненные формы огибающей импульсов в коридоре для импульсов мощностью 1 мВт (а) и 100 мВт (б).

$\langle V(r_1) \rangle$ импульсов для некоторого начального расстояния r_1 .

На рис. 8 приведена зависимость отношения мощности сигнала, вычисленной для расстояния r_i между излучателем и приемником, к мощности для расстояния r_1 : $\langle P(r_i) \rangle / \langle P(r_1) \rangle$ для лабораторного помещения (рис. 8а) и коридора (рис. 8б) для импульсов 1 и 100 мВт.

По этим данным путем аппроксимации методом наименьших квадратов был определен показатель затухания n (сплошная кривая). В лабора-

торном помещении $n = 1.1$ для мощности 1 мВт и $n = 1.3$ для 100 мВт; в коридоре $n = 1.5$ для импульсов мощностью 1 и 100 мВт. В помещениях обоих типов величина показателей затухания меньше двух, что свидетельствует о наличии многолучевого распространения и демонстрирует эффект многолучевого усиления [35–37], связанного некогерентным сложением лучей.

Многолучевое усиление увеличивает энергетический резерв СШП-линии связи по отношению к линии связи в свободном пространстве. Например, при каждом двукратном увеличении

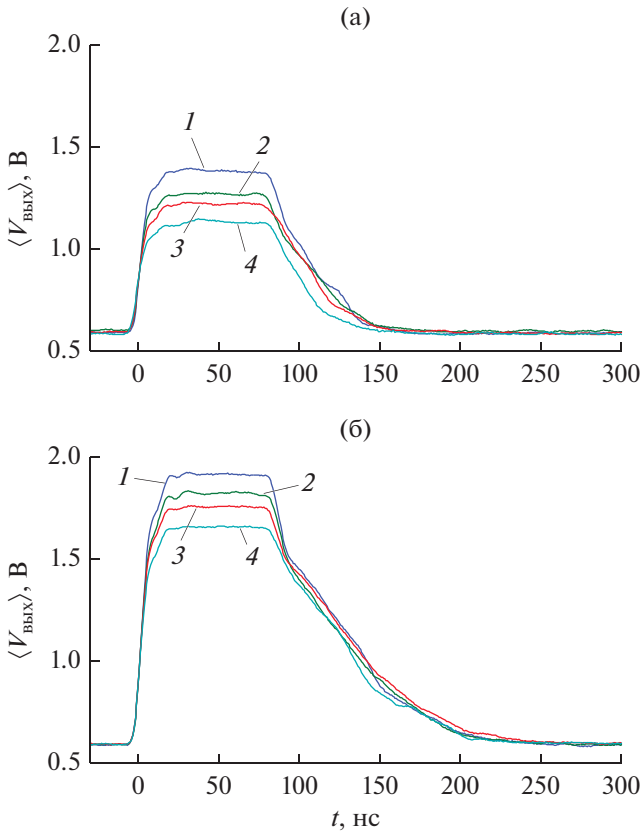


Рис. 6. Усредненные формы огибающей импульсов для хаотических радиоимпульсов мощностью 1 мВт (а) и 100 мВт (б) в лаборатории при различных расстояниях между источником и приемником $r = 0.5$ (1), 1 (2), 2 (3) и 4 м (4).

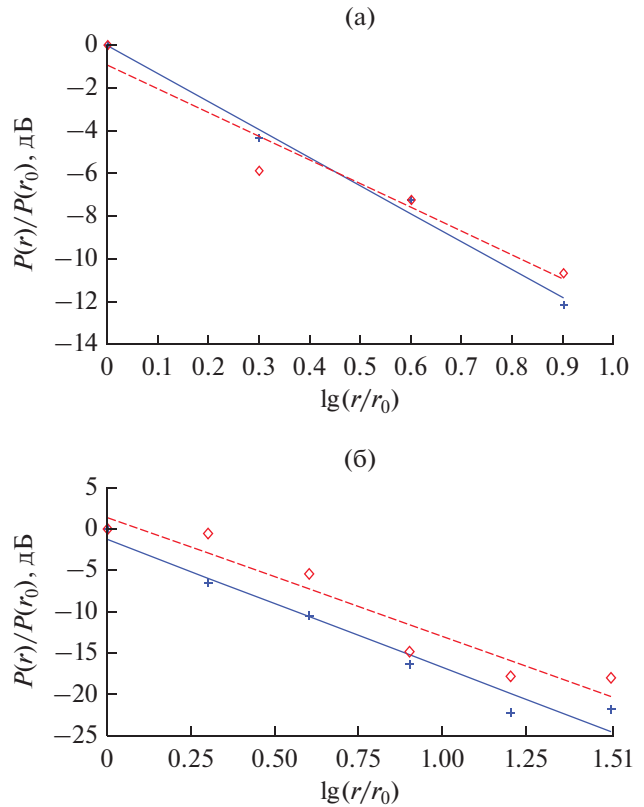


Рис. 8. Отношения мощностей $P(r)/P(r_0)$ от отношения расстояний $\lg(r/r_0)$ в лаборатории (а) и в коридоре (б). Сплошная кривая – аппроксимация измерений для импульсов мощностью 1 мВт (ромбики), штриховая – для импульсов мощностью 100 мВт (крестики).

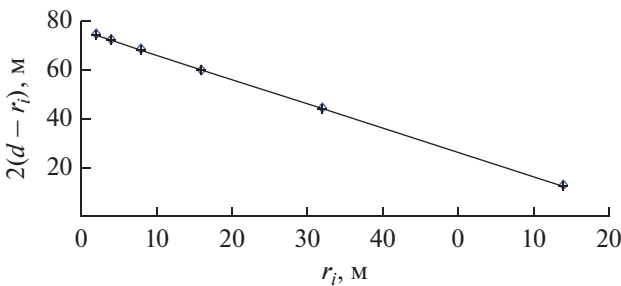


Рис. 7. Величина набега $2(d - r_i)$ отраженного луча от длины пути r_i прямого луча, вычисленная на основе геометрии проведения измерений (сплошная линия) и на основе измеренных задержек $\Delta t_{\text{ф}}^{(i)}$ прихода отраженного луча (ромбики) относительно прямого.

расстояния между излучателем и приемником энергетический резерв СШП-линии связи с показателем затухания $n = 1.5$ будет превышать энергетический резерв канала связи в свободном пространстве ($n = 2$) на $10 \lg(2^{2-1.5}) = 1.5$ дБ.

Возвращаясь к результатам измерений, полученных для коридора (рис. 5б), можно видеть, что многолучевое эхо канала длится на протяжении ~ 220 нс после момента окончания номинальной позиции импульса (расстояние между излучателем и приемником $r_1 = 1$ м). При этом мощность прямого луча сигнала в $\sim 1.5 \times 10^4$ раз (на ~ 42 дБ) больше мощности многолучевой помехи (максимальное значение огибающей отраженного луча $V_M^{(r_1)} = 0.8$ В), что и составляет энергетический резерв (2): $M_M^{r_1} = (\langle V(r_1) \rangle - V_M^{(r_1)})/\alpha \approx 42$ дБ. Энергетический резерв для канала с одним лучом составляет $M_N = (\langle V(r_1) \rangle - V_S^{(0)})/\alpha \approx 52$ дБ.

Увеличение расстояния r между излучателем и приемником ухудшает отношение сигнал/многолучевая помеха, и поэтому энергетический резерв уменьшается. Для расстояния $r_5 = 16$ м энергетический резерв (2) составляет $M_M^{(r_5)} \approx 27$ дБ. Это пример показывает, что если отраженный сигнал по времени попадает на позицию следующего им-

пульса, то это будет служить причиной возникновения ошибки. Ошибка в данном случае будет связана с неправильным определением энергетического резерва СШП-канала, рассчитанного исходя из отсутствия многолучевого распространения.

Результаты проведенных экспериментов в лаборатории и в коридоре демонстрируют две качественно различные ситуации, связанные с многолучевым распространением.

При отсутствии лучей с большими набегами (здесь это иллюстрируется измерениями в лаборатории (рис. 6) и в коридоре для импульсов мощностью 1 мВт) попадающие в приемник лучи не приводят к расширению огибающей импульса относительно своей номинальной позиции, что могло бы приводить к межимпульсной интерференции. Ограничений на энергетический резерв линии связи из-за многолучевой помехи нет, поэтому частоту передачи импульсов можно не менять. При этом энергетический резерв линии связи увеличивается за счет многолучевого накопления (показатель затухания в таких условиях меньше двойки).

При наличии в канале отражателя, формирующего лучи с большими набегами, мощность которых в точке приема превышает порог чувствительности приемника, энергетический резерв (2) линии связи уменьшается, и это будет проявляться в появлении ошибок при регистрации импульсов в комбинации "10" на позиции "0", на которой он не излучался передатчиком.

Исключение негативного влияния лучей с большими набегами как причины, повышающей вероятность ошибки, технически может быть реализовано несколькими способами. Во-первых, если учитывать наличие или отсутствие предшествующего импульса и принимать решение в процессе обработки текущего импульса на основе этой информации. Интерес здесь представляет разработка методов, обеспечивающих потоковую "слепую" обработку огибающей импульсов без необходимости осуществлять предварительный анализ канала связи между передатчиком и приемником с целью определения условий распространения сигнала. Во-вторых, можно снижать мощность излучаемого сигнала. В-третьих — ухудшать чувствительность приемника (в данном случае в 100 раз), например, за счет применения СВЧ-усилителей с управляемым коэффициентом усиления. Канал линеен, поэтому оба эти способа эквивалентны с точки зрения достигаемого результата.

Последние два способа можно проиллюстрировать на примере сравнения сигналов-оглабающих для импульсов, распространение которых измеряли в коридоре. Длительность многолучевого "эха" в приемнике уменьшается в ~3.5 раза при уменьшении мощности излучаемого сигнала

в 100 раз (на 20 дБ). Этот же результат достигается, если чувствительность приемника ухудшить на 20 дБ. Здесь это означает, что импульс должен регистрироваться, если его огибающая превысит уровень 1 В, вместо уровня 0.6 В, который эквивалентен максимально-возможной чувствительности приемника (см. рис. 5а). По уровню 1 В импульс простирается до 140 нс, что находится в пределах номинальной позиции импульса (166 нс) и не приводит к межимпульсной интерференции.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проанализировано влияние многолучевого распространения на энергетические резервы СШП-линии связи с хаотической несущей. Экспериментально выявлены ограничения, связанные с многолучевым распространением, с которыми приходится сталкиваться при разработке методов приема СШП-импульсов и которые должны быть учтены при разработке методов обработки огибающей импульсов в таких приемниках.

Показано, что в контексте СШП импульсной беспроводной передачи информации при определенных условиях влияние многолучевого распространения не является непреодолимым препятствием с точки зрения сохранения скорости передачи и в целом играет положительную роль как явление, которое помогает аккумулировать в точке приема полезный сигнал, увеличивая энергетический резерв линии связи.

Полученные результаты представляют практический интерес при разработке СШП беспроводных сетей малого радиуса действия на СШП хаотических радиоимпульсах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Molisch A.F.* // Proc. IEEE. 2009. V. 97. № 2. P. 353.
2. Channel Modeling Sub-committee Report Final. November 2002. IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs). http://group-per.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Nov02/02490r0P802-15_SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final.zip.
3. Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) Amendment 1: Add Alternate PHYs. <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.15.4a-2007.pdf>.
4. Channel Modeling Sub-committee Report Final / IEEE P802.15.4a Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Dec. 2004. <http://group-per.ieee.org/groups/802/15/pub/04/15-04-0662-02-004a-channel-model-final-report-r1.pdf>.
5. IEEE P802.15. Wireless Personal Area Networks. Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs). Channel Model for Body Area Network

- (BAN). <https://mentor.ieee.org/802.15/dcn/08/15-08-0780-12-0006-tg6-channel-model.pdf>.
6. Ramirez-Mireles F., Win M.Z., Sholtz R.A. // Proc. 47th IEEE Vehicular Technology Conf. Phoenix. 4–7 May. N.Y.: IEEE, 1997. V. 3. P. 2243.
 7. Kim C.W., Sun X., Chiam L.C. et al. // Proc. IEEE 2005 Wireless Communications and Networking Conf. New Orleans. 13–17 Mar. N.Y.: IEEE, 2005. P. 950.
 8. UWB Channel Soundings and Models – Literature Overview. <http://www.ieee802.org/15/pub/04/15-04-0196-00-004a-802-15-4a-channel-sounding-overview.pdf>.
 9. Santos T., Karedal J., Almers P. et al. // IEEE Trans. 2010. V. WCOM-9. № 1. P. 282.
 10. Di Renzo M., Graziosi F., Minutolo R. et al. // Mobile Networks and Applications. 2006. V. 11. № 4. P. 451.
 11. Chaibi H., Belkasmı M., Mohammadi Z. // Proc. 2015 Int. Conf. Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM). Marrakech. 20–23 Oct. N.Y.: IEEE, 2015. P. 7381298.
 12. Richardson P., Xiang W., Shan D. // Int. J. Ultra Wide-band Commun. and Systems. 2014. V. 3. № 1. P. 060968.
 13. Khawaja W., Guvenc I., Matolak D. // Proc. 2016 IEEE Global Communications Conf. (GLOBECOM). Washington. 4–8 Dec. N.Y.: IEEE, 2016. P. 7842372.
 14. Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., Efremova E.V. et al. // Int. J. Bifurcation and Chaos. 2005. V. 15. № 11. P. 3639.
 15. Попов М.Г. // Журн. радиоэлектроники. 2014. № 6. <http://jre.cplire.ru/jre/jun14/10/text.pdf>.
 16. Кузьмин Л.В. // РЭ. 2011. Т. 56. № 4. С. 399.
 17. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Изд. дом Вильямс, 2003.
 18. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Герасимов М.Ю. // РЭ. 2015. Т. 60. № 4. С. 419.
 19. Кузьмин Л.В., Рыжов А.И., Андреев Ю.В., Попов М.Г. // Физические основы приборостроения. 2018. Т. 7. № 1(27). С. 91.
 20. Кузьмин Л.В., Морозов В.А. // РЭ. 2009. Т. 54. № 3. С. 329.
 21. Кузьмин Л.В., Морозов В.А., Старков С.О., Хаджи Б.А. // РЭ. 2006. Т. 51. № 11. С. 1360.
 22. Sharma S., Gupta A., Bhatia V. // Proc. 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conf. (VTC Spring). Sydney 4–7 Jun. N.Y.: IEEE, 2017. P. 8108192.
 23. Maali A., Mesloub A., Djeddou M. et al. // IEEE Commun. Lett. 2009. V. 13. № 12. P. 959.
 24. Mroue M., Haese S., Paquelet S. et al. // Proc. 2007 IEEE Int. Workshop on Radio-Frequency Integration Technology. Singapore. 9–11 Dec. N.Y.: IEEE, 2007. P. 13.
 25. Vauche R., Muhr E., Fourquin O. et al. // IEEE Trans. 2017. V. CS-I-64. № 6. P. 1612.
 26. Chougrani H., Schwoerer J., Horrein P.H., Baghdadi A. // 2014 IEEE Int. Conf. on Ultra-WideBand (ICUWB), Paris. 1–3 Sep. N.Y.: IEEE, 2014. P. 444.
 27. Mesloub A., Boukhelifa A., Merad O. et al. // IEEE Commun. Lett. 2017. V. 21. № 10. P. 2166.
 28. Gimeno C., Flandre D., Bol D. // IEEE Trans. 2018. V. CS-I-65. № 6. P. 2015.
 29. Sri Sai Harsha V., Mahalakshmi G.V. // Proc. 2016 Int. Conf. on Micro-Electronics and Telecommunication Engineering (ICMETE). Ghaziabad. 22–23 Sep. N.Y.: IEEE, 2016. P. 513.
 30. Daoud M., Mnif H., Ghorbel M., Loulou M. // Proc. IEEE 59th Int. Midwest Symp. on Circuits and Systems (MWSCAS). Abu Dhabi. 16–19 Oct. 2016. N.Y.: IEEE, 2016. P. 7870080.
 31. Josephine S., Chouhan S., Mahanta A. // Proc. 8th Int. Conf. on Commun. Systems and Networks (COMSNETS). Bangalore. 5–10 Jan. 2016. N.Y.: IEEE, 2016. P. 7440020.
 32. Ефремова Е.В. // Успехи современ. радиоэлектрон. 2008. № 1. С. 17.
 33. Dmitriev A., Efremova E., Kuzmin L., Atanov N. // Int. J. Bifurcation and Chaos. 2007. V. 17. № 10. P. 3443.
 34. Analog Devices, “Data Sheet 1 MHz to 4 GHz, 80 dB, Logarithmic Detector/Controller”, <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADL5513.pdf>.
 35. Андреев Ю.В., Кузьмин Л.В., Морозов В.А., Старков С.О. // Успехи современ. радиоэлектрон. 2008. № 1. С. 63.
 36. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А., Рыжов А.И. // Успехи современ. радиоэлектрон. 2013. № 3. С. 55.
 37. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А., Рыжов А.И. // Тр. науч. конф. “III Всероссийские Армандовские чтения”. Муром. 26–28 июн. 2013. Муром: Изд.-полиграф. центр МИ ВлГУ, 2013. С. 75.