

# МСЭ-R

Сектор радиосвязи МСЭ

Рекомендация МСЭ-R P.1238-6  
(10/2009)

**Данные о распространении радиоволн  
и методы прогнозирования для  
планирования систем радиосвязи внутри  
помещений и локальных зонových  
радиосетей в частотном диапазоне  
900 МГц – 100 ГГц**

**Серия Р**  
**Распространение радиоволн**



## Предисловие

Роль Сектора радиосвязи заключается в обеспечении рационального, справедливого, эффективного и экономичного использования радиочастотного спектра всеми службами радиосвязи, включая спутниковые службы, и проведении в неограниченном частотном диапазоне исследований, на основании которых принимаются Рекомендации.

Всемирные и региональные конференции радиосвязи и ассамблеи радиосвязи при поддержке исследовательских комиссий выполняют регламентарную и политическую функции Сектора радиосвязи.

## Политика в области прав интеллектуальной собственности (ПИС)

Политика МСЭ-R в области ПИС излагается в общей патентной политике МСЭ-T/МСЭ-R/ИСО/МЭК, упоминаемой в Приложении 1 к Резолюции 1 МСЭ-R. Формы, которые владельцам патентов следует использовать для представления патентных заявлений и деклараций о лицензировании, представлены по адресу: <http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/en>, где также содержатся Руководящие принципы по выполнению общей патентной политики МСЭ-T/МСЭ-R/ИСО/МЭК и база данных патентной информации МСЭ-R.

### Серии Рекомендаций МСЭ-R

(Представлены также в онлайн-форме по адресу: <http://www.itu.int/publications/R-REC/en>.)

Серия	Название
BO	Спутниковое радиовещание
BR	Запись для производства, архивирования и воспроизведения; пленки для телевидения
BS	Радиовещательная служба (звуковая)
BT	Радиовещательная служба (телевизионная)
F	Фиксированная служба
M	Подвижная спутниковая служба, спутниковая служба радиоопределения, любительская спутниковая служба и относящиеся к ним спутниковые службы
<b>P</b>	<b>Распространение радиоволн</b>
RA	Радиоастрономия
RS	Системы дистанционного зондирования
S	Фиксированная спутниковая служба
SA	Космические применения и метеорология
SF	Совместное использование частот и координация между системами фиксированной спутниковой службы и фиксированной службой
SM	Управление использованием спектра
SNG	Спутниковый сбор новостей
TF	Передача сигналов времени и эталонных частот
V	Словарь и связанные с ним вопросы

*Примечание.* – Настоящая Рекомендация МСЭ-R утверждена на английском языке в соответствии с процедурой, изложенной в Резолюции 1 МСЭ-R.

Электронная публикация  
Женева, 2010 г.

© ITU 2010

Все права сохранены. Ни одна из частей данной публикации не может быть воспроизведена с помощью каких бы то ни было средств без предварительного письменного разрешения МСЭ.

## РЕКОМЕНДАЦИЯ МСЭ-R P.1238-6

**Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования для планирования систем радиосвязи внутри помещений и локальных зонных радиосетей в частотном диапазоне 900 МГц – 100 ГГц**

(Вопрос МСЭ-R 211/3)

(1997-1999-2001-2003-2005-2007-2009)

**Сфера применения**

Настоящая Рекомендация содержит руководящие указания, касающиеся распространения радиоволн внутри помещений в частотном диапазоне от 900 МГц до 100 ГГц. Информация представлена по следующим положениям:

- модели потерь на трассах;
- модели разброса задержек;
- влияние поляризации и диаграммы направленности антенны;
- влияние расположения передатчика и приемника;
- влияние строительных материалов, оборудования и мебели;
- влияние перемещения объектов по помещению;
- статистическая модель при статическом использовании.

Ассамблея радиосвязи МСЭ,

*учитывая,*

- a) что в настоящее время разрабатывается множество новых систем персональной радиосвязи, работающих на коротких расстояниях (менее 1 км) внутри помещений;
- b) что, как показали уже имеющиеся результаты разработок и интенсивная исследовательская деятельность, существует настоятельная необходимость в создании локальных зонных радиосетей (RLAN) и беспроводных офисных АТС (WPBX);
- c) что желательно разработать стандарты для RLAN, совместимые с системами как беспроводной, так и проводной связи;
- d) что системы небольшой дальности, работающие с очень низкими мощностями, обладают множеством преимуществ при предоставлении услуг в среде подвижной и персональной связи;
- e) что знание параметров распространения радиоволн внутри зданий и характеристик помех от множества пользователей в пределах той же зоны обслуживания является определяющим фактором при проектировании систем;
- f) что существует потребность в разработке как общих (то есть не зависящих от местоположения) моделей и рекомендаций относительно первичного планирования систем и оценки помех, так и детерминированных (или зависящих от местоположения) моделей для более точных оценок,

*учитывая,*

- a) что Рекомендация МСЭ-R P.1411 является руководством по распространению радиоволн на короткие расстояния при приеме на наружные системы (вне помещений) в частотном диапазоне от 300 МГц до 100 ГГц, и к этой Рекомендации следует обращаться в тех ситуациях, когда существуют условия приема как внутри помещений, так и вне помещений,

*рекомендует,*

- 1 чтобы информация и методы, содержащиеся в Приложении 1, использовались при оценке характеристик распространения для радиосистем, работающих внутри помещений в диапазоне 900 МГц – 100 ГГц.

## Приложение 1

### 1 Введение

Прогнозирование параметров распространения для радиосистем, работающих внутри помещений, несколько отличается от такового для наружных систем. Что касается наружных систем, то для них конечной целью является обеспечение эффективного охвата требуемой зоны (или обеспечение надежной передачи на трассе в случае систем связи пункта с пунктом), а также борьба с помехами как в пределах системы, так и для других систем. В случае же приема внутри помещений размеры зоны охвата вполне определяются геометрией здания, причем границы самого здания будут влиять на характеристики распространения. Помимо повторного использования частоты на одном и том же этаже здания, такой способ использования частот зачастую желателен и между разными этажами здания, в результате чего проблема описания помех становится трехмерной. И наконец, распространение на очень короткие расстояния, особенно при использовании миллиметровых волн, сопряжено с тем, что даже небольшие изменения в среде, непосредственно окружающей радиотрассу, могут существенно влиять на характеристики распространения.

Если заниматься конкретным планированием радиосистемы, работающей внутри помещений, то из-за сложной природы всех этих факторов потребуется точная информация относительно характеристик конкретного места, где она будет использоваться, например, его геометрии, материалов, из которых сделано здание, мебели, предполагаемых диаграмм направленности и т. д. Однако для первичного планирования системы необходимо оценить количество базовых станций, что позволит охватить всю зону с распределенными подвижными станциями и оценить возможные помехи для других служб или между системами. Для таких случаев планирования систем необходимы модели, описывающие в общих чертах характеристики распространения в условиях конкретной среды. В то же время расчет по такой модели не должен требовать от пользователя большого количества исходной информации.

В настоящем Приложении в основном представлены обобщенные модели, не зависящие от местоположения, и чисто качественная информация, позволяющая оценить ухудшения условий распространения, касающиеся радиоприема внутри помещений. Там, где это возможно, приводятся модели, привязанные к особенностям места. Во многих случаях данные, на базе которых разрабатывались модели, были ограничены, либо по частоте, либо по условиям испытаний; выражается надежда, что предложения, представленные в настоящем Приложении, можно будет расширить, когда появятся новые данные. Аналогичным образом, точность моделей будет повышаться по мере накопления опыта их использования; в настоящем Приложении представлен наилучший вариант, имеющийся на сегодняшний день.

### 2 Ухудшение распространения и критерии качества радиосистем внутри помещений

Ухудшения характеристик распространения в радиоканале внутри помещения обусловлены в основном:

- отражением от предметов и дифракцией над предметами (включая стены и полы) внутри помещений;
- потерями передачи при прохождении сигнала через стены, полы и другие препятствия;
- канализированием энергии сигнала на высоких частотах, особенно в коридорах;
- перемещением людей и предметов в помещении, включая, возможно, одно или оба оконечных устройства линии связи,

и вызывают такие ухудшения как:

- потери на трассе – то есть не только потери в свободном пространстве, но и дополнительные потери за счет препятствий и прохождения сигнала через материалы, из которых построено здание, а также возможное уменьшение потерь в свободном пространстве за счет канализирования;
- изменение величины потерь на трассе во времени и пространстве;
- многолучевые эффекты, вызванные отражением и дифракцией компонентов радиоволны;
- несогласованность поляризаций из-за случайной юстировки мобильного терминала.

Службы беспроводной связи внутри помещений могут характеризоваться следующими особенностями:

- высокой/средней/низкой скоростью передачи данных;
- зоной покрытия каждой базовой станции (например, комната, этаж, здание);

- системой подвижной/портативной/фиксированной;
- работой в реальном времени/не в реальном времени/в квазиреальном времени;
- топологией сети (например, связь пункта с пунктом, пункта со многими пунктами, каждого пункта с каждым пунктом).

Полезно определить, какие характеристики распространения канала наиболее подходят для описания его качества в различных применениях, таких как речевая связь, передача данных с различной скоростью, передача изображений и видеослужбы. В таблице 1 перечислены наиболее существенные характеристики для типичных служб.

ТАБЛИЦА 1

## Типичные службы и виды ухудшения распространения

Службы	Характеристики	Рассматриваемые виды ухудшения распространения
Беспроводная локальная зонавая сеть	Высокая скорость передачи данных, одно или несколько помещений, портативная система, работа не в реальном времени, связь пункта со многими пунктами или каждого пункта с каждым пунктом	Потери на трассе – распределение во времени и пространстве Задержка вследствие многолучевости Отношение напряженности поля желаемой моды к нежелаемой
WPBX	Средняя скорость передачи данных, несколько помещений, один этаж или несколько этажей, работа в реальном времени, подвижная система, связь пункта со многими пунктами	Потери на трассе – распределение во времени и пространстве
Пейджинг внутри помещения	Низкая скорость передачи данных, несколько этажей, работа не в реальном времени, подвижная система, связь пункта со многими пунктами	Потери на трассе – распределение во времени и пространстве
Беспроводная служба видео внутри помещений	Высокая скорость передачи данных, несколько помещений, работа в реальном времени, подвижная или портативная система, связь пункта с пунктом	Потери на трассе – распределение во времени и пространстве Задержка вследствие многолучевости

### 3 Модели потерь на трассе

Использование модели потерь передачи внутри помещения предполагает, что и базовая станция и переносной терминал находятся внутри одного и того же здания. Потери на трассе между базовой и подвижной/переносной станциями внутри помещения можно оценить с помощью любой из моделей – обобщенной, не зависящей от места, или детерминированной, учитывающей особенности места.

#### 3.1 Обобщенные модели, не зависящие от места

Модели, о которых пойдет речь в этом разделе, считаются обобщенными, не зависящими от места, поскольку они не требуют большого объема информации относительно трассы или особенностей места, где работает система. Потери на трассе для радиосистемы внутри помещения характеризуются как средними потерями на трассе, так и связанной с ними статистикой замираний вследствие затенения. Несколько моделей потерь на трассе внутри помещения учитывают ослабление сигнала при его многократном прохождении через стены и/или полы. Модель, описываемая в этом разделе, учитывает потери при многократном прохождении сигнала через пол, что позволяет предусмотреть такие характеристики, как повторное использование частоты на различных этажах здания. Дистанционные коэффициенты потери мощности, приводимые ниже, включают в неявном виде поправку на потери при прохождении сигнала через стены и над или через препятствия, а также на остальные механизмы возникновения потерь, которые могут возникнуть в пределах одного этажа здания. В моделях, учитывающих специфику места, имеется возможность в явном виде учесть потери за счет каждой стены, вместо того, чтобы включать их в дистанционную модель.

Основная модель потерь имеет следующий вид:

$$L_{total} = 20 \log_{10} f + N \log_{10} d + L_f(n) - 28 \quad \text{дБ}, \quad (1)$$

где:

- $N$ : дистанционный коэффициент потерь мощности;  
 $f$ : частота (МГц);  
 $d$ : расстояние разнесения (м) между базовой станцией и переносным терминалом (где  $d > 1$  м);  
 $L_f$ : коэффициент потерь за счет прохождения сигнала через пол (дБ);  
 $n$ : количество этажей между базовой станцией и переносным терминалом ( $n \geq 1$ ).

Характерные параметры, основанные на результатах различных измерений, приведены в таблицах 2 и 3. В конце раздела даны основные руководящие указания.

ТАБЛИЦА 2

**Коэффициенты потери мощности,  $N$ , используемые при расчете потерь передачи внутри помещения**

Частота	Жилые дома	Офисы	Промышленные здания
900 МГц	–	33	20
1,2–1,3 ГГц	–	32	22
1,8–2 ГГц	28	30	22
4 ГГц	–	28	22
5,2 ГГц	–	31	–
60 ГГц <sup>(1)</sup>	–	22	17
70 ГГц <sup>(1)</sup>	–	22	–

<sup>(1)</sup> Подразумевается, что на частоте 60 ГГц происходит распространение в пределах одной комнаты или помещения, при этом поправки на передачу при прохождении сигнала через стены не учитываются. Поглощение в газах на частоте около 60 ГГц также весьма существенно для расстояний более 100 м и может влиять на расстояния повторного использования частот (см. Рекомендацию МСЭ-R P.676).

ТАБЛИЦА 3

**Коэффициенты потерь при прохождении сигнала через пол,  $L_f$  (дБ), где  $n$  – число пройденных этажей, используемые при расчете потерь передачи внутри помещения ( $n \geq 1$ )**

Частота	Жилые дома	Офисы	Промышленные здания
900 МГц	–	9 (1 этаж) 19 (2 этажа) 24 (3 этажа)	–
1,8–2 ГГц	$4n$	$15 + 4(n - 1)$	$6 + 3(n - 1)$
5,2 ГГц	–	16 (1 этаж)	–

Для различных частотных диапазонов, для которых коэффициент потери мощности в жилых помещениях не установлен, можно использовать соответствующее значение этого коэффициента для служебных помещений.

Следует отметить, что могут существовать ограничения на изоляцию, предполагаемую при прохождении сигналов между этажами. Сигнал может найти другие, внешние пути для завершения линии связи с меньшими общими потерями, чем при многократном пересечении перекрытий между этажами.

Если эти внешние пути исключить, то измерения на частоте 5,2 ГГц показали, что при нормальном падении радиоволн средние дополнительные потери при прохождении типовых междуэтажных железобетонных перекрытий с подвесными потолками составляют 20 дБ при стандартном

отклонении 1,5 дБ. Осветительные приборы увеличивают средние потери до 30 дБ при стандартном отклонении 3 дБ, а вентиляционные каналы под полом увеличивают средние потери до 36 дБ при стандартном отклонении 5 дБ. Эти значения должны использоваться вместо коэффициентов  $L_f$  в моделях, зависящих от места, таких как связанных с построением лучей.

Статистика замираний, вызванных затенением внутри помещений, соответствует лог-нормальному закону, а значения стандартных отклонений (дБ) приведены в таблице 4.

ТАБЛИЦА 4

**Статистика замираний вследствие затенения, стандартное отклонение (дБ),  
для расчета потерь передачи внутри помещения**

Частота (ГГц)	Жилые дома	Служебные помещения	Промышленные здания
1,8–2	8	10	10
5,2	–	12	–

Хотя имеющиеся в настоящее время результаты измерений были получены в разных условиях, что делает затруднительным их прямое сравнение, и данные поступили только для отдельных частотных диапазонов, некоторые общие заключения все же можно вывести, особенно для диапазона 900–2000 МГц:

- На трассах с компонентой прямой видимости (LoS) доминируют потери передачи в свободном пространстве, а дистанционный коэффициент потери мощности для них равняется примерно 20.
- Для больших открытых помещений также характерно значение дистанционного коэффициента потери мощности порядка 20; это может объясняться наличием мощной составляющей LoS в большинстве зон помещения. Примерами могут служить помещения, расположенные в больших торговых складах, спортивные арены, заводские помещения и офисы открытой планировки.
- В коридорах отмечаются меньшие потери на трассе, чем в свободном пространстве, с типичным дистанционным коэффициентом потери мощности порядка 18. Гастрономы с их длинными, линейными проходами между стеллажами имеют характеристики потерь, соответствующие коридорам.
- Распространение огибанием препятствий и через стены ведет к значительным дополнительным потерям, которые в обычных условиях могут увеличить дистанционный коэффициент потерь мощности до 40. Примерами могут служить трассы между комнатами в офисных помещениях закрытой планировки.
- На длинных трассах без препятствий в первой зоне Френеля может возникнуть "точка излома кривой". На этом расстоянии дистанционный коэффициент потери мощности может меняться примерно от 20 до 40.
- Уменьшение коэффициента потерь на трассе при увеличении частоты для условий приема в офисах (таблица 2) не всегда наблюдается или легко объяснимо. С одной стороны, при увеличении частоты потери при прохождении сквозь препятствия (например, стены, мебель) возрастают, и дифрагированные сигналы дают меньший вклад в мощность принимаемого сигнала; с другой стороны зона Френеля менее закрыта на более высоких частотах, что приводит к меньшим потерям. Фактические потери на трассе зависят от этих противоположно действующих механизмов.

### 3.2 Модели, учитывающие особенности места

Для определения потерь на трассе или уровня напряженности поля полезно также применение моделей, учитывающих особенности места. Существуют модели для прогнозирования уровней напряженности поля внутри помещений, основанные на однородной теории дифракции (UTD) и методах построения лучей. Для расчета напряженности поля внутри помещений необходима детальная информация о структуре здания. В этих моделях эмпирические элементы сочетаются с теоретическим электромагнитным подходом UTD. Этот метод учитывает прямые однократно дифрагированные и однократно отраженные лучи и может распространяться на многократную дифракцию или многократное отражение, а также на сочетании дифрагированных и отраженных

лучей. За счет включения отраженных и дифрагированных лучей точность прогнозирования потерь на трассе существенно повышается.

## 4 Модели разброса задержек

### 4.1 Многолучевость

Радиоканал распространения волн для подвижной/переносной станции меняется в зависимости от времени, частоты и местоположения в пространстве. Даже в статической ситуации, когда положение передатчика и приемника зафиксировано, для такого канала характерна определенная динамика, поскольку рассеивающие и отражающие предметы могут перемещаться. Термин "многолучевость" обусловлен тем, что вследствие отражения, дифракции и рассеяния радиоволны могут распространяться от передатчика к приемнику по многочисленным трассам. Для каждой из этих трасс характерна своя временная задержка, пропорциональная длине трассы. (Весьма грубую оценку ожидаемого максимального времени задержки для конкретных окружающих условий можно получить, зная размеры помещения и учитывая тот факт, что время (в наносекундах) для прохождения радиоимпульсом расстояния  $d$  (м) равно примерно  $3,3 d$ ). Эти сигналы с задержкой, каждый из которых имеет свою амплитуду, образуют линейный фильтр с меняющимися во времени характеристиками.

### 4.2 Импульсная характеристика

Цель моделирования канала заключается в том, чтобы обеспечить точное математическое описание явления распространения радиоволн, которое можно было бы использовать при имитации радиолиний и систем в процессе моделирования развертывания системы. Поскольку радиоканал линеен, он полностью описывается своей импульсной характеристикой. Если же импульсная характеристика известна, то можно определить реакцию радиоканала на любой входной сигнал. Это и есть основа для имитационного моделирования характеристик линии.

Импульсная характеристика обычно представляется в виде функциональной зависимости плотности мощности от дополнительной задержки по отношению к первому обнаруженному сигналу. Эту зависимость часто называют профилем задержки мощности. Соответствующий пример показан на рисунке 1 Рекомендации МСЭ-R P.1407, только временная шкала для каналов внутри помещения должна измеряться не в микросекундах, а в наносекундах. В этой же Рекомендации приводятся определения нескольких параметров, характеризующих профили импульсной характеристики.

Импульсная характеристика канала меняется в зависимости от местоположения приемника, а также может меняться и во времени. Поэтому она обычно измеряется и представляется в качестве среднего значения профилей, полученного в результате измерений для одной длины волны, если необходимо уменьшить влияние шумов, или для нескольких длин волн, если требуется определить средний пространственный профиль. Очень важно четко определить, какой именно средний профиль имеется в виду и как производилось усреднение. Рекомендуемая процедура усреднения заключается в том, чтобы следующим образом сформировать статистическую модель: для оценки каждой импульсной характеристики (профиля задержки мощности) установить отрезки времени до и после средней задержки,  $T_D$ , (см. Рекомендацию МСЭ-R P.1407), за пределами которых плотность мощности не превышает заданные значения (-10, -15, -20, -25, -30 дБ), установленные относительно пикового значения плотности мощности. Медиана и, при желании, 90-я перцентиль распределений этих отрезков времени и представляют собой искомую модель.

### 4.3 Среднеквадратичное значение разброса задержки

Профили задержки мощности, как говорилось выше, часто характеризуются одним или несколькими параметрами. Эти параметры вычисляются по профилям, усредненным по поверхности, имеющей размеры порядка нескольких длин волн. (Параметр среднеквадратичного значения разброса задержки иногда определяют по индивидуальным профилям, а результаты усредняют, однако в этом случае окончательный результат будет, как правило, отличаться от значения, полученного с помощью усредненного профиля.) Порог исключения шума, или критерий приемки, например, величина на 30 дБ ниже пикового значения профиля, должен указываться вместе с результирующим значением разброса задержки, которое зависит от величины порога.



Поскольку среднеквадратичное значение разброса задержки очень широко используется, оно не всегда дает полное описание профиля задержек. В случае многолучевости, когда разброс задержки превышает длительность символа, коэффициент ошибок по битам для модуляции с фазовой манипуляцией зависит не только от среднеквадратичного значения разброса задержки, но и от отношения принимаемых мощностей полезного и мешающего сигналов. Это особенно заметно в системах с высокой скоростью передачи символов, но остается справедливым и при низких скоростях их передачи, когда среди многолучевых составляющих имеется мощный доминирующий сигнал (замирание Райса).

Тем не менее, если предположить, что профиль затухает по экспоненте, то достаточно использовать среднеквадратичное значение разброса задержки вместо профиля задержки мощности. В этом случае импульсная характеристика может быть преобразована примерно следующим образом:

$$h(t) = \begin{cases} e^{-t/S} & \text{для } 0 \leq t \leq t_{max} \\ 0 & \text{в противном случае} \end{cases}, \quad (2)$$

где:

$S$ : среднеквадратичное значение разброса задержки;

$t_{max}$ : максимальная задержка;

$t_{max} \gg S$ .

Преимущество использования среднеквадратичного значения разброса задержки в качестве выходного параметра модели заключается в том, что такую модель можно представить просто в виде таблицы. Характерные значения параметра разброса задержки, полученные с помощью усредненных профилей задержки для трех видов помещений, представлены в таблице 5. Эти значения основаны на измерениях на частотах 1900 МГц и 5,2 ГГц с использованием всенаправленных антенн. (Есть немногочисленные данные, свидетельствующие о том, что если используются всенаправленные антенны, то значения этих параметров сильно зависят от частоты. Использование антенн с другими диаграммами направленности обсуждается в п. 5.) В столбце В таблицы 5 представлены наиболее часто встречающиеся медианные значения, в столбце А – более низкие, но не минимальные, значения, которые также возникают достаточно часто, а в столбце С – самые высокие значения задержки, которые возникают весьма редко. Значения, приведенные в таблице, характерны для максимального размера вероятных помещений каждого типа.

ТАБЛИЦА 5

**Среднеквадратичные значения параметра разброса задержки**

Частота	Условия приема	А (нс)	В (нс)	С (нс)
1 900 МГц	Внутренние помещения жилых домов	20	70	150
1 900 МГц	Внутренние служебные помещения	35	100	460
1 900 МГц	Внутренние помещения промышленных зданий	55	150	500
5,2 ГГц	Внутренние служебные помещения	45	75	150

В пределах конкретного здания разброс задержки, как правило, увеличивается при увеличении расстояния между антеннами и, следовательно, при возрастании потерь распространения. Чем больше расстояние между антеннами, тем больше вероятность того, что на трассе возникнут препятствия и что принимаемый сигнал будет целиком состоять из рассеянных сигналов.

Среднеквадратичный разброс задержки,  $S$ , в грубом приближении пропорционален площади поверхности пола,  $F_s$ , и определяется уравнением (3).

$$10 \log S = 2,3 \log(F_s) + 11,0, \quad (3)$$

где единицы  $F_s$  и  $S$  выражены, соответственно, в м<sup>2</sup> и нс.

Это уравнение основано на измерениях в диапазоне 2 ГГц для различных типов помещений, таких как офисы, вестибюли, коридоры и гимнастические залы. Максимальная площадь пола для проведения измерения составляла 1000 м<sup>2</sup>. Медианное значение погрешности оценки составляет – 1,6 нс, а стандартное отклонение 24,3 нс.

Если разброс задержки,  $S$ , представлен в дБ, то стандартное отклонение  $S$  определяется в диапазоне от примерно 0,7 дБ до 1,2 дБ.

#### 4.4 Статистические модели

Статистические модели являются результатом обобщения большого числа измерений, причем таким образом, чтобы их можно было использовать для имитации передач сигналов. Например, можно осуществить имитацию с помощью модели дискретного, в широком смысле стационарного канала с некоррелированным рассеянием (WSSUS). Один из способов такой имитации состоит в замене многочисленных трасс рассеяния, которые могут существовать в реальном канале, лишь несколькими  $N$  многолучевыми компонентами в модели. Затем с помощью сложных, меняющихся во времени Гауссовых процессов  $g_n(t)$  моделируется суперпозиция неразрешенных многолучевых составляющих, приходящих под разными углами и с временными задержками, близкими по величине к задержке  $\tau_n$   $n$ -ой многолучевой составляющей модели. Тогда импульсная характеристика  $h(t)$  будет определяться как:

$$h(t) = \sum_{n=1}^N \sqrt{p_n} g_n(t) \delta(t - \tau_n), \quad (4)$$

где  $p_n$  – принимаемая мощность  $n$ -ой многолучевой составляющей модели. Такая статистическая модель требует соответствующих параметров для каждой составляющей.

#### 4.5 Модели, учитывающие особенности места

В то время как статистические модели весьма полезны в качестве руководства при планировании, детерминированные (или учитывающие особенности места) модели особенно ценны для тех, кто занимается проектированием систем. Можно выделить несколько методов разработки детерминированных моделей распределения. Для применений внутри помещений были изучены, в частности, метод конечных разностей во временной области (FDTD), и метод, основанный на геометрической оптике. Метод геометрической оптики более эффективен в отношении вычислений, чем FDTD.

В методе, основанном на геометрической оптике, существуют два основных подхода: использование изображений и возбуждение луча. В методе изображений используются изображения приемника по отношению ко всем отражающим поверхностям окружающей среды. Рассчитываются координаты всех изображений, а затем определяются траектории лучей по направлению к этим изображениям.

Подход с возбуждением луча предполагает равномерное распределение ряда возбужденных лучей в пространстве вокруг передающей антенны. Траектория каждого луча прослеживается до тех пор, пока он не достигнет приемника, или его амплитуда не упадет ниже заданного уровня. Сравнение подхода с возбуждением луча и подхода с использованием изображений показывает, что первый метод более гибкий, поскольку дифрагированные и рассеянные лучи можно рассматривать вместе с зеркально отраженными. Далее, используя метод расщепления луча или вариационный метод, можно сократить время расчетов, сохранив при этом требуемое разрешение. Метод возбуждения луча подходит для прогнозирования импульсной характеристики канала, обслуживающего обширную зону, тогда как метод изображений хорош для прогнозов в случае связи пункта с пунктом.

Детерминированные модели, как правило, основаны на ряде предположений о влиянии строительных материалов здания на характеристики распространения на рассматриваемой частоте. (См. п. 7 о свойствах строительных материалов.) Модель, учитывающая особенности места, должна учитывать и геометрию помещения, отражение, дифракцию, и передачу сигнала через стены. Импульсную характеристику в заданной точке можно представить как:

$$h(t) = \sum_{n=1}^N \left[ \left( \prod_{u=1}^{M_n} \Gamma_{nu} \times \prod_{v=1}^{M_{pn}} P_{nv} \right) \frac{1}{r_n} \cdot e^{-j\omega\tau_n} \cdot \delta(t - \tau_n) \right], \quad (5)$$

где:

- $h(t)$ : импульсная характеристика;
- $N$ : число падающих лучей;
- $M_{rn}$ : число отражений  $n$ -го луча;
- $M_{pn}$ : число проникновений  $n$ -го луча;
- $\Gamma_{ni}$ : коэффициент отражения  $n$ -го луча от  $i$ -ой стены;
- $P_{nv}$ : коэффициент проникновения  $n$ -го луча через  $v$ -ю стену;
- $r_n$ : длина трассы  $n$ -го луча;
- $\tau_n$ : задержка  $n$ -го луча.

Траектории лучей, отраженных от стен и других поверхностей или проникших сквозь них, рассчитываются с помощью уравнений Френеля. Следовательно, комплексная диэлектрическая проницаемость строительных материалов здания должна быть исходным параметром. Измеренные значения диэлектрической проницаемости некоторых строительных материалов приведены в п. 7.

Для адекватного описания принимаемого сигнала, в модель, помимо отраженных и проникших сквозь стену лучей, которые присутствуют в уравнении (5), должны быть включены дифрагированные и рассеянные лучи. В частности, это относится к случаю работы в таких помещениях, как коридоры, где имеются углы, и в других аналогичных условиях распространения. Для расчета дифрагированных лучей можно использовать однородную теорию дифракции (UTD).

## 5 Влияние поляризации и диаграммы направленности антенны

В условиях приема внутри помещений существует не только прямая трасса распространения между передатчиком и приемником, но также и трассы отраженных и дифрагированных лучей. Отражательные свойства строительных материалов зависят от поляризации, угла падения волны и комплексной диэлектрической проницаемости материалов, что отражено в формуле отражения Френеля. Углы прихода многолучевых составляющих распределяются в зависимости от ширины луча антенны, структуры здания и местоположений передатчика и приемника. Поэтому вид поляризации и эффективная диаграмма направленности антенны могут существенно влиять на характеристики распространения внутри помещения.

### 5.1 Распространение в пределах прямой видимости

#### 5.1.1 Влияние поляризации

##### 5.1.1.1 Разброс задержки

Принято считать, что для каналов прямой видимости (LoS) направленные антенны уменьшают среднеквадратичное значение разброса задержки по сравнению с всенаправленными и что круговая поляризация (CP) также уменьшает их по сравнению с линейной поляризацией (LP). Следовательно, в данном случае направленная антенна с круговой поляризацией может служить эффективным средством уменьшения разброса задержки.

Основной механизм зависимости задержки от поляризации, может быть связан с тем фактом, что когда сигнал с круговой поляризацией падает на отражающую поверхность под углом, меньшим угла Брюстера, обычное направление отраженного луча круговой поляризации меняется на обратное. Изменение направления луча с круговой поляризацией на обратное при каждом отражении означает, что приходящие после однократного отражения многолучевые составляющие ортогонально поляризованы по отношению к компоненте LoS; это позволяет исключить значительную часть помех, обусловленных многолучевостью. Данное явление не зависит от частоты, что было предсказано теоретически и подтверждено экспериментами по распространению, проведенными внутри помещений в частотном диапазоне 1,3–60 ГГц. Данное утверждение справедливо как для систем связи внутри помещения, так и для наружных систем. Поскольку для всех существующих строительных материалов угол Брюстера превышает  $45^\circ$ , многолучевость за счет однократного отражения (то есть основной источник многолучевых составляющих) эффективно подавляется в большинстве помещений, независимо от характера интерьера и конструктивных материалов

помещения. Возможное исключение составляют помещения, такие как длинные коридоры, в которых очень большие углы падения доминируют над многолучевостью. Изменение среднеквадратичного значения разброса задержки на линиях подвижной связи также уменьшается, когда используются антенны с круговой поляризацией.

### 5.1.1.2 Степень избирательности по кросс-поляризации (XPR)

Компоненты сигнала, обусловленные кросс-поляризацией, возникают в результате отражения и дифракции. Общеизвестно, что характеристика корреляции замираний между ортогонально поляризованными антеннами имеет очень низкий коэффициент корреляции. Разработаны методы разнесения по поляризации и системы с множеством входов и выходов (MIMO) с ортогонально поляризованными антеннами, в которых используется эта характеристика замираний. Использование метода разнесения по поляризации является одним из решений для увеличения мощности принимаемого сигнала, а действие метода в значительной степени зависит от характеристики XPR. Кроме того, емкость канала может быть увеличена соответствующим использованием компонентов кросс-поляризации в системах MIMO. Таким образом, качество связи может быть улучшено путем эффективного использования информации относительно кросс-поляризованных волн в беспроводной системе.

В таблице 6 представлены результаты измерений для медианы и среднего значения XPR для всех типов условий.

ТАБЛИЦА 6  
Примеры значений XPR

Частота (ГГц)	Условия	Конфигурация антенны	XPR (дБ)	Замечания
5,2	Офис	Случай 1	N/A	Измерение
		Случай 2	6,39 (медиана) 6,55 (среднее значение)	
		Случай 3	4,74 (медиана) 4,38 (среднее значение)	
	Зал заседаний	Случай 1	8,36 (медиана) 7,83 (среднее значение)	
		Случай 2	6,68 (медиана) 6,33 (среднее значение)	
		Случай 3	N/A	

Случай 1: Передающая и приемная антенны установлены на высоте, превышающей высоту препятствий.

Случай 2: Передающая антенна установлена на высоте, превышающей высоту препятствий, а приемная антенна установлена на высоте, соответствующей высоте препятствий.

Случай 3: Передающая и приемная антенны установлены на высоте, соответствующей высоте препятствий.

### 5.1.2 Влияние диаграммы направленности антенны

Поскольку многолучевые составляющие распространения распределены в зависимости от угла прихода, эти составляющие за пределами ширины луча антенны подвергаются пространственной фильтрации за счет использования направленной антенны, так что разброс задержки может быть уменьшен. Измерение параметров распространения внутри помещения, а также имитация траекторий луча на частоте 60 ГГц при использовании всенаправленной передающей антенны и приемных антенн четырех различных типов (всенаправленная, с широким лучом, стандартная рупорная и с узким лучом), направленных в сторону передающей антенны, показывают, что подавление составляющих с задержкой эффективнее осуществляется с помощью более узких значений ширины луча. В таблице 7 приведен пример зависимости статического среднеквадратичного разброса задержек при использовании направленности антенны, не превышаемых на уровне 90-й перцентиля, полученный в результате имитаций траекторий луча на частоте 60 ГГц в пустом служебном помещении. Можно заметить, что уменьшение среднеквадратичного значения разброса задержек не всегда является желательным, поскольку при этом могут увеличиваться динамические диапазоны замираний широкополосного сигнала в результате недостаточного частотного разнесения. Кроме

того, можно заметить, что некоторые схемы передачи используют преимущества многолучевого распространения.

ТАБЛИЦА 7

**Пример зависимости статического среднеквадратичного значения разброса задержек от направленности антенны**

Частота (ГГц)	Антенна передатчика	Ширина луча антенны приемника (градусы)	Статическое среднеквадратичное значение разброса задержек (90-я перцентиль) (нс)	Размер помещения (м)	Замечания
60	Всенаправленная	Всенаправленная	17	13,5 × 7,8	Траектория лучей
		60	16	Пустое служебное помещение	
		10	5		
		5	1		

### 5.2 Препятствия на трассе

Если на прямой трассе имеются препятствия, зависимость разброса задержек от поляризации и направленности антенны может оказаться более сложной, чем для трасс прямой видимости. Есть немногочисленные результаты экспериментов на трассах с препятствиями. Вместе с тем, экспериментальный результат, полученный на частоте 2,4 ГГц, позволяет предположить, что зависимость разброса задержек от поляризации и направленности антенны для трасс с препятствиями имеет более сложный характер, чем для трасс прямой видимости. Например, сочетание всенаправленной горизонтально поляризованной антенны передатчика и направленной антенны приемника с круговой поляризацией дает наименьшее значение среднеквадратичного разброса задержек и наименьшее максимальное значение избыточной задержки на трассе с препятствиями.

### 5.3 Ориентация мобильного терминала

В среде приема на портативные радиоустройства основными механизмами распространения сигнала являются его отражение и рассеяние. Поляризация передаваемого сигнала в результате рассеяния энергии часто преобразуется в ортогональную. В этих условиях возникновение связи за счет кросс-поляризации увеличивает вероятность того, что уровни принимаемых сигналов с портативных радиостанций, ориентированных случайным образом, окажутся одинаковыми. Измерение связи за счет кросс-поляризации, проведенное на частоте 816 МГц, показало высокую степень такой связи.

## 6 Влияние местоположения передатчика и приемника

Результаты экспериментальных и теоретических исследований влияния местоположения передатчика и приемника на характеристики распространения внутри помещений немногочисленны. Однако, как правило, можно предположить, что базовая станция должна быть помещена как можно ближе к потолку комнаты, чтобы обеспечить максимально возможную длину трасс прямой видимости. В случае портативных терминалов позиция терминала пользователя, конечно же, будет зависеть в первую очередь от перемещения пользователя, а не от ограничений, накладываемых конструкцией системы. Однако предполагается, что для не портативных терминалов высота антенны должна быть достаточной, чтобы по мере возможности обеспечить прямую видимость для базовой станции. Выбор местоположения станции также весьма ощутимо зависит от конфигурации системы, в частности, от таких ее аспектов, как способы пространственного разнесения, конфигурация зоны и т. д.

## 7 Влияние строительных материалов, оборудования и мебели

Характеристики распространения внутри помещения зависят от отражения от строительных материалов и проникновения сигнала сквозь них. Отражательные свойства и пропускная способность материалов зависят от комплексной диэлектрической проницаемости материалов. Естественно, что в моделях прогнозирования распространения, учитывающих специфику места, в качестве основной исходной информации могут потребоваться данные о комплексной диэлектрической проницаемости строительных материалов, а также о структуре здания.

Значения комплексной диэлектрической проницаемости типичных строительных материалов, полученные экспериментальным путем на частотах 1; 57,5; 78,5 и 95,9 ГГц, представлены в таблице 7. Эти показатели в значительной степени меняются в зависимости от вида материала, но зато мало зависят от частоты в диапазоне 60–100 ГГц, за исключением полового настила, показатели по которому колебались в пределах 10%.

ТАБЛИЦА 8

**Комплексная диэлектрическая проницаемость внутренних строительных материалов\***

	1 ГГц	57,5 ГГц	70 ГГц	78,5 ГГц	95,9 ГГц
Бетон	7–j0,85	6,5–j0,43	–	–	6,2–j0,34
Легкий бетон	2–j0,5	–	–	–	–
Половой настил (синтетическая смола)	–	3,91–j0,33	–	3,64–j0,37	3,16–j0,39
Штукатурная плита	–	2,25–j0,03	2,43–j0,04	2,37–j0,1	2,25–j0,06
Потолочный настил (минеральная вата)	1,2–j0,01	1,59–j0,01	–	1,56–j0,02	1,56–j0,04
Стекло	6,76–j0,09	6,76–j0,16	6,76–j0,17	6,76–j0,18	6,76–j0,19
Стекловолокно	1,2–j0,1	–	–	–	–

\* Значения для стекла получены из уравнений (6а)–(6д). Другие значения получены из измерений.

Эмпирическая формула комплексной диэлектрической проницаемости  $\eta$  стекла для диапазона частот от 0,9 ГГц до 100 ГГц определяется следующим образом:

$$\eta = (n_{cr} - jn_{ci})^2, \quad (6a)$$

где:

$$n_{cr} = 2,60 \quad (6b)$$

$$n_{ci} = 10^{-1,773+0,153x-0,027x^2-0,011x^3+0,014x^4} \quad (6c)$$

$$x = \log_{10}, 0,9 \text{ ГГц} < f < 100 \text{ ГГц}. \quad (6d)$$

На основании опубликованных результатов измерений была выведена простая формула для (действительной части) относительной диэлектрической проницаемости,  $\epsilon_r$ , и проводимости,  $\sigma$ , ряда строительных материалов. Относительная диэлектрическая проницаемость зависит от частоты, а проводимость моделируется следующим образом:

$$\sigma = c f^d \quad \text{С/м} \quad (6e)$$

$f$  – частота в ГГц. Значения относительной диэлектрической проницаемости и постоянных  $c$  и  $d$  приведены в таблице 9.

ТАБЛИЦА 9

**Параметры относительной диэлектрической проницаемости и проводимости строительных материалов**

Класс материала	Относительная диэлектрическая проницаемость	Проводимость		Диапазон частоты (ГГц)
		<i>c</i>	<i>d</i>	
Бетон	5,31	0,0326	0,8095	1–100
Кирпич	3,75	0,038	0,0	1–10
Штукатурная плита	2,94	0,0116	0,7076	1–100
Дерево	1,99	0,0047	1,0718	0,001–100
Стекло	6,27	0,0043	1,1925	0,1–100
Потолочный настил	1,50	0,0005	1,1634	1–100
Древесностружечная плита	2,58	0,0217	0,7800	1–100
Половой настил	3,66	0,0044	1,3515	50–100
Металл	1	10 <sup>7</sup>	0,0	1–100

Пределы частоты, приведенные в таблице 9, не являются жесткими пределами, но служат для указания пределов данных, которые использовались для построения моделей.

При необходимости мнимая часть относительной диэлектрической проницаемости,  $\epsilon_i$ , может быть получена на основании проводимости и частоты:

$$\epsilon_i = 17,98 \sigma / f. \quad (6f)$$

Коэффициент затухания,  $A$ , электромагнитной волны, распространяющейся через материал в силу омических потерь, определяется выражением:

$$A = 1636 \frac{\sigma}{\epsilon_r} \quad \text{дБ/м.} \quad (6g)$$

Характеристики отражения и передачи могут оцениваться с помощью коэффициентов отражения и передачи, которые определяются как:

$$R_N = \frac{E_N^r}{E_N^i}, \quad R_P = \frac{E_P^r}{E_P^i}, \quad T_N = \frac{E_N^t}{E_N^i}, \quad T_P = \frac{E_P^t}{E_P^i}, \quad (6h)$$

где  $E$  – это комплексное значение амплитуды  $E$ -полей, а верхние индексы  $i$ ,  $r$  и  $t$  означают падающую, отраженную и передаваемую составляющие  $E$ -полей, соответственно. Нижние индексы  $N$  и  $P$  означают составляющие  $E$ -поля, нормальные или параллельные плоскости отражения, где плоскость отражения является плоскостью, в которой расположены как падающий, так и отраженный лучи. (См. рисунок 1 с геометрическими построениями). Падающие и отраженные  $E$ -поля определяются на отражающей поверхности, в то время как передаваемое  $E$ -поле определяется на поверхности, противоположной отражающей поверхности. Опорные направления для  $E_P$ ,  $E_N$  и направление распространения всегда образуют локальную правостороннюю ортогональную координатную систему в этом порядке. Опорные направления  $E_N$  для падающих отраженных и передаваемых  $E$ -полей считаются одинаковыми.

Коэффициент отражения для комплексной диэлектрической проницаемости  $\eta$  определяется следующим образом:

$$R_N = \frac{\cos \theta - \sqrt{\eta - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{\eta - \sin^2 \theta}} \quad \text{(составляющая E-поля, перпендикулярная плоскости отражения)} \quad (7a)$$

$$R_P = \frac{\cos \theta - \sqrt{(\eta - \sin^2 \theta) / \eta^2}}{\cos \theta + \sqrt{(\eta - \sin^2 \theta) / \eta^2}} \quad \text{(составляющая E-поля, параллельная плоскости отражения),} \quad (7b)$$

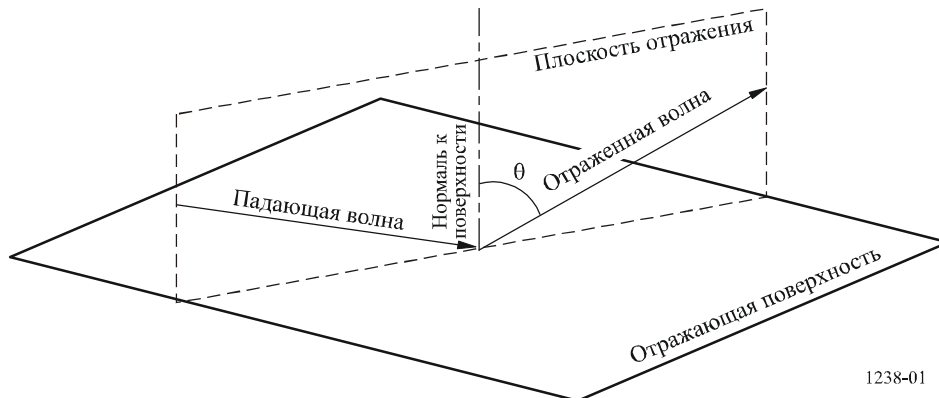
где  $\theta$  – угол между отражающей поверхностью и падающим на нее лучом, как показано на рисунке 1.

Для особого случая, когда падающее E-поле имеет круговую поляризацию, изменения в амплитуде и фазе принятого сигнала из отраженного E-поля могут быть представлены с помощью коэффициента отражения  $R_C$  для круговой поляризации, определяемого как:

$$R_C = \frac{R_N + R_P}{2} \quad \text{(круговая поляризация).} \quad (7c)$$

РИСУНОК 1

## Геометрия для расчета характеристик отражения



1238-01

Вышеуказанные формулы применимы, когда потери при проникновении в строительный материал настолько велики, что никакая заметная волна не отражается обратно на отражающую поверхность. Если это не так, необходимо учитывать влияние множества внутренних отражений в строительном материале.

Если строительный материал состоит из  $N$  диэлектрических плит, а толщина и комплексная диэлектрическая проницаемость  $m$ -го слоя ( $m = 1, 2, \dots, N$ ) задаются как  $d_m$  и  $\eta_m$ , соответственно, то коэффициенты отражения и передачи определяются как:

$$R_N = \frac{B_0}{A_0}, \quad R_P = \frac{G_0}{F_0}, \quad T_N = \frac{1}{A_0}, \quad T_P = \frac{1}{F_0}. \quad (8a)-(8d)$$

Здесь  $A_0, B_0, F_0$  и  $G_0$  определяются из рекуррентных формул следующим образом:

$$A_m = \frac{\exp(\delta_m)}{2} [A_{m+1}(1 + Y_{m+1}) + B_{m+1}(1 - Y_{m+1})]. \quad (9a)$$

$$B_m = \frac{\exp(-\delta_m)}{2} [A_{m+1}(1 - Y_{m+1}) + B_{m+1}(1 + Y_{m+1})]. \quad (9b)$$



$$F_m = \frac{\exp(\delta_m)}{2} [F_{m+1}(1+W_{m+1}) + G_{m+1}(1-W_{m+1})]. \quad (9c)$$

$$G_m = \frac{\exp(-\delta_m)}{2} [F_{m+1}(1-W_{m+1}) + G_{m+1}(1+W_{m+1})]. \quad (9d)$$

$$A_{N+1} = 1, \quad B_{N+1} = 0, \quad F_{N+1} = 1, \quad G_{N+1} = 0. \quad (10a)-(10d)$$

$$W_{m+1} = \frac{\cos \theta_{m+1}}{\cos \theta_m} \sqrt{\frac{\eta_m}{\eta_{m+1}}}, \quad Y_{m+1} = \frac{\cos \theta_{m+1}}{\cos \theta_m} \sqrt{\frac{\eta_{m+1}}{\eta_m}}, \quad \eta_0 = \eta_{N+1} = 1. \quad (11a)-(11c)$$

$$\delta_m = jk_m d_m \cos \theta_m, \quad \delta_0 = 0, \quad k_m = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\eta_m}, \quad k_0 = k_{N+1} = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (12a)-(12d)$$

где:

$\lambda$ : длина волны в свободном пространстве;

$\theta_m$ : угол рефракции в  $m$ -м слое;

$\theta_{N+1}$ : угол рефракции в воздухе справа от последней границы плоскости.

Для особого случая, когда имеется только один слой, формулу 8 можно упростить следующим образом:

$$R = \frac{1 - \exp(-j2\delta)}{1 - R'^2 \exp(-j2\delta)} R' \quad (\text{коэффициент отражения}), \quad (13a)$$

$$T = \frac{(1 - R'^2) \exp(-j\delta)}{1 - R'^2 \exp(-j2\delta)} \quad (\text{коэффициент передачи}), \quad (13b)$$

где:

$$\delta = \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\eta - \sin^2 \theta}, \quad (14)$$

$d$  – это толщина строительного материала. В уравнениях (13a) и (13b)  $R'$  задается в виде  $R_N$  или  $R_P$ , в зависимости от поляризации падающего Е-поля.

$R_N$  и  $R_P$  могут использоваться в качестве коэффициентов отражения  $\Gamma_{nu}$ , тогда как  $T_N$  и  $T_P$  могут использоваться в качестве коэффициентов проникновения  $P_{nv}$ , как определено в п. 4.5, если все плоскости отражения, определенные вдоль трассы луча, идентичны, так как в случае двухразмерной детерминированной модели.  $R_C$  может использоваться как  $\Gamma_{nu}$  только для первого отражения на трассе, поскольку волна с круговой поляризацией в основном преобразуется после отражения в эллиптически поляризованную волну. В общем случае падающее Е-поле расщепляется на составляющие, которые нормальны или параллельны плоскости отражения, а  $R_N$  и  $T_N$  или  $R_P$  и  $T_P$  применяются к каждой соответствующей составляющей для определения отраженного и передаваемого Е-поля.

В миллиметровых диапазонах волн отделка поверхности, как, например, покраска, должна рассматриваться как один из диэлектрических слоев.

Зеркальное отражение от различных материалов, из которых сделан пол, таких как половая доска и бетонные плиты, в миллиметровом диапазоне существенно уменьшается, если пол имеет ковровое покрытие с грубой поверхностью. Аналогичного уменьшения можно добиться, если закрыть окна шторами. Поэтому можно ожидать, что конкретное влияние строительных материалов будет возрастать при увеличении частоты.

Помимо структуры самого здания, предметы обстановки и арматура также сильно влияют на характеристики распространения внутри помещения. Эти предметы можно рассматривать как препятствия, а их влияние учтено в модели потерь на трассе, п. 3.

В Дополнении 1 представлен метод расчета характеристик отражения и передачи для многослойных материалов путем использования матричного представления ABCD в качестве альтернативного вычислительного метода.

## 8 Влияние перемещения объектов по помещению

Движение людей и предметов по помещению вызывает временные изменения характеристик распространения внутри помещения. Эти изменения, однако, происходят очень медленно по сравнению с вероятной скоростью передачи данных, и поэтому фактически могут рассматриваться в качестве случайной переменной, инвариантной во времени. Кроме перемещения людей, находящихся в непосредственной близости к антеннам или на прямой трассе передачи, перемещение людей в служебных помещениях и в других местах, а также по зданию и внутри него, оказывает пренебрежимо малое воздействие на характеристики распространения.

Измерения, выполненные в условиях, когда оба терминала линии связи фиксированы, показывают, что замирания носят характер вспышки (статистика очень нестабильна) и вызываются либо возмущениями, вносимыми многолучевыми сигналами в зонах, окружающих данную линию, либо затенением, возникающим, когда люди пересекают линию передачи.

Измерения на частоте 1,7 ГГц показывают, что человек, пересекающий трассу сигнала прямой видимости, вызывает падение мощности принимаемого сигнала на 6–8 дБ, а значение параметра  $K$  в распределении Накагами-Райса при этом существенно уменьшается. Если трасса проходит за пределами прямой видимости, то движение людей около антенн не оказывает существенного влияния на характеристики канала.

В случае портативного терминала на уровень принимаемого сигнала влияет близость головы и корпуса тела пользователя. Измерения на частоте 900 МГц при использовании симметричного вибратора показывают, что уровень принимаемого сигнала уменьшается на 4–7 дБ, когда терминал находится на уровне талии человека, и на 1–2 дБ, когда пользователь держит терминал на уровне головы, по сравнению с уровнем принимаемого сигнала, когда антенна расположена на расстоянии порядка нескольких длин волн от корпуса тела человека.

Когда высота антенны ниже примерно 1 м, например в случае применения обычных настольных или портативных компьютеров, трасса прямой видимости может затеняться перемещением людей вблизи терминала пользователя. При таких применениях данных интерес представляют как глубина, так и длительность замираний. Измерения на частоте 37 ГГц в условиях приема внутри вестибюля служебного помещения показали, что часто наблюдаются замирания от 10 до 15 дБ. Продолжительность этих замираний, обусловленных затенением человеческим телом (когда люди перемещаются через линию прямой видимости постоянно и в случайном порядке), следует лог-нормальному распределению, причем значения средней продолжительности и стандартного отклонения зависят от глубины замираний. Для этих измерений при глубине замираний 10 дБ средняя продолжительность составляла 0,11 с, а стандартное отклонение – 0,47 с. При глубине замираний 15 дБ средняя продолжительность составляла 0,05 с, а стандартное отклонение – 0,15 с.

Измерения на частоте 70 ГГц показали, что значения средней продолжительности замираний, обусловленного затенением человеческим телом, составляли 0,52 с, 0,25 с и 0,09 с при глубине замираний 10 дБ, 20 дБ и 30 дБ, соответственно, причем средняя скорость перемещения людей в произвольных направлениях оценивалась в 0,74 м/с, а толщина человеческого тела принималась равной 0,3 м.

Измерения показывают, что среднее число случаев затенения людьми в течение часа, вызываемого их перемещениями по служебному помещению, определяется как:

$$\bar{N} = 260 \times D_p, \quad (15)$$

где  $D_p$  ( $0,05 \leq D_p \leq 0,08$ ) – это число людей на квадратный метр в помещении. Тогда общая длительность замираний в течение часа определяется как:

$$T = \bar{T}_s \times \bar{N}, \quad (16)$$

где  $\bar{T}_s$  – средняя длительность замираний.

Число случаев затенения людьми в течение часа в проходах выставочного зала составляло 180–280, где  $D_p$  было от 0,09 до 0,13.

Зависимость от расстояния потерь на трассе в подземном торговом центре подвержена влиянию затенения людьми. Потери на трассе в подземном торговом центре определяются с помощью следующего уравнения с параметрами, приведенными в таблице 8.

$$L(x) = -10 \cdot \alpha \{1,4 - \log_{10}(f) - \log_{10}(x)\} + \delta \cdot x + C \quad \text{дБ}, \quad (17)$$

где:

- $f$ : частота (МГц);  
 $x$ : расстояние (м).

Параметры для случая непрямой видимости (NLoS) подтверждаются в диапазоне 5 ГГц, а параметры для случая LoS применимы к частотному диапазону от 2 до 20 ГГц. Диапазон расстояний  $x$  составляет от 10 до 200 м.

Условия работы подземного торгового центра соответствуют торговому центру лестничного типа, состоящему из прямых коридоров со стеклянными или бетонными стенами. Основной коридор имеет ширину 6 м, высоту 3 м и длину 190 м. Обычные размеры человеческого тела считаются равными 170 см высотой и 45 см по ширине плеч. Плотность потока прохожих составляет приблизительно 0,008 чел./м<sup>2</sup> и 0,1 чел./м<sup>2</sup> в спокойный период (раннее утро, не в час пик) и в многолюдный период (обеденное время или час пик), соответственно.

ТАБЛИЦА 10

**Параметры для моделирования функции потерь на трассе  
в подземном торговом центре Йесу**

	LoS			NLoS		
	$\alpha$	$\delta$ (м <sup>-1</sup> )	C (дБ)	$\alpha$	$\delta$ (м <sup>-1</sup> )	C (дБ)
Не час пик	2,0	0	-5	3,4	0	-45
Час пик	2,0	0,065	-5	3,4	0,065	-45

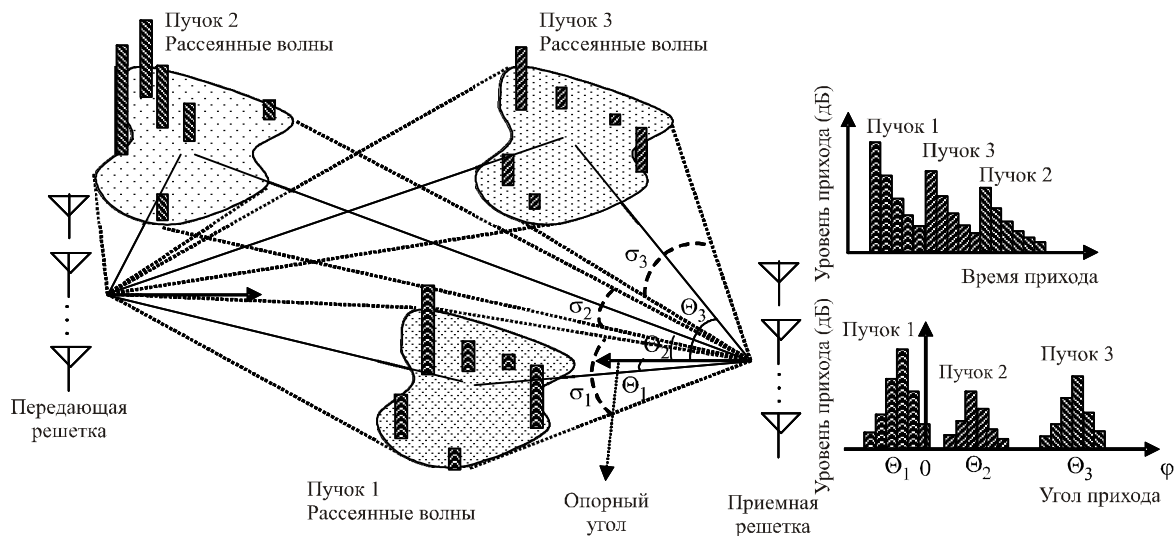
## 9 Модели угловой расходимости

### 9.1 Пучковая модель

В модели распространения радиоволн, используемой для широкополосных систем с антенными решетками, применяется пучковая модель, сочетающая как временное, так и угловое распределения. Пучок включает рассеянные волны, поступающие в приемник в течение ограниченного периода времени и под углом, как изображено на рис. 2. Характеристики временных задержек содержатся в разделе 4 настоящей Рекомендации. Это распределение угла прихода пучка  $\Theta_i$ , основанное на опорном угле (который может быть избран произвольно) для пространства внутри помещений, приблизительно выражается равномерным распределением по  $[0, 2\pi]$ .

РИСУНОК 2

## Наглядное представление пучковой модели



$\Theta_i$  : Угол прихода пучка,  $i$

$\sigma_i$  : Стандартное отклонение угловой расходимости в пучке,  $i$

1238-02

## 9.2 Угловое распределение волн прихода из $i$ -го пучка

Функция плотности вероятности углового распределения волн прихода в пучке выражается следующим образом:

$$P_i(\varphi - \Theta_i) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_i} \cdot \exp\left(-\sqrt{2} \frac{|\varphi - \Theta_i|}{\sigma_i}\right), \quad (18)$$

где  $\varphi$  является углом прихода поступающих волн в пучке в градусах по отношению к опорному углу, а  $\sigma_i$  представляет собой стандартное отклонение углового разброса в градусах.

Параметры углового разброса в условиях помещений показаны в таблице 9.

ТАБЛИЦА 11

### Параметры углового разброса в условиях помещений

	LOS		NLOS	
	Средн. (град.)	Диапазон (град.)	Средн. (град.)	Диапазон (град.)
Зал	23,7	21,8–25,6	–	–
Офис	14,8	3,93–28,8	54,0	54
Дом	21,4	6,89–36	25,5	4,27–46,8
Коридор	5	5	14,76	2–37

## 10 Статистическая модель при статическом использовании

Используемые внутри помещений беспроводные терминалы, такие как сотовые телефоны и беспроводные локальные сети (WLAN), в основном находятся в статическом состоянии. Беспроводные терминалы при статическом использовании остаются неподвижными, однако среда, в которой они находятся, меняется вследствие перемещения блокирующих объектов, например людей. Для точной оценки качества связи в таких условиях мы представляем модель канала для статических условий внутри помещения, которая одновременно обеспечивает статистические характеристики как

функции плотности вероятности (PDF), так и автокорреляционной функции колебания уровня принимаемого сигнала.

Рассматриваются модели канала для условий внутри помещений NLoS и LoS.

### 10.1 Определение

- $N_{person}$ : число движущихся людей;
- $\Delta w$ : эквивалентный диаметр движущегося человека (м);
- $v$ : скорость движения людей (м/с);
- $P_m$ : общая мощность многолучевого сигнала;
- $S(x,y)$ : план зоны движения;
- $f_T$ : максимальное смещение частоты для статического мобильного терминала;
- $r_p$ : мощность принимаемого сигнала на мобильном терминале;
- $f$ : частота (Гц);
- $p(r_p, k)$ : функция плотности вероятности (PDF) мощности принимаемого сигнала, определенная как распределение Накагами-Райса с  $K$ -фактором;
- $K$ :  $K$ -фактор, определенный в распределении Накагами-Райса;
- $R(\Delta t)$ : автокорреляционная функция уровня принимаемого сигнала;
- $R_N(\Delta t)$ : коэффициент автокорреляции уровня принимаемого сигнала;
- $P(f)$ : энергетический спектр;
- $P_N(f)$ : энергетический спектр, нормализованный по мощности  $P(0)$ .

### 10.2 Модель системы

На рисунке 3 представлена модель системы. В качестве движущихся объектов рассматриваются только люди; человек  $i$  представляется как диск с диаметром  $\Delta w$  (м), отстоящий от мобильного терминала (МТ) на расстоянии  $r_i$  (м). Каждый движущийся человек идет в произвольном направлении между  $0$  и  $2\pi$  с постоянной скоростью  $v$  (м/с) и перемещается в пределах случайной области  $S(x,y)$  вокруг МТ. Число движущихся людей составляет  $N_{person}$ , и любой движущийся человек поглощает часть энергии, находящейся на трассах, которые пересекают его по ширине,  $\Delta w$ . Многолучевые сигналы поступают на терминал равномерно по всем горизонтальным направлениям. На рисунках 4 и 5 показаны типичные рассматриваемые помещения – прямоугольные и круглые, соответственно.

РИСУНОК 3

Модель системы

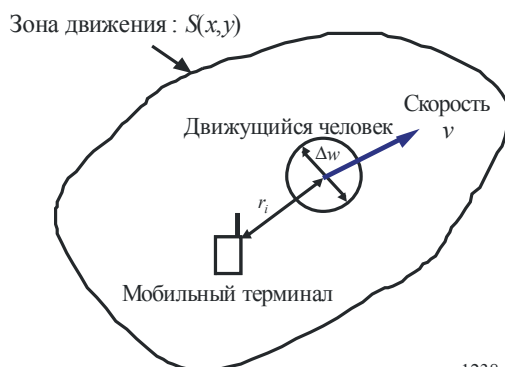


РИСУНОК 4

План помещения прямоугольной формы

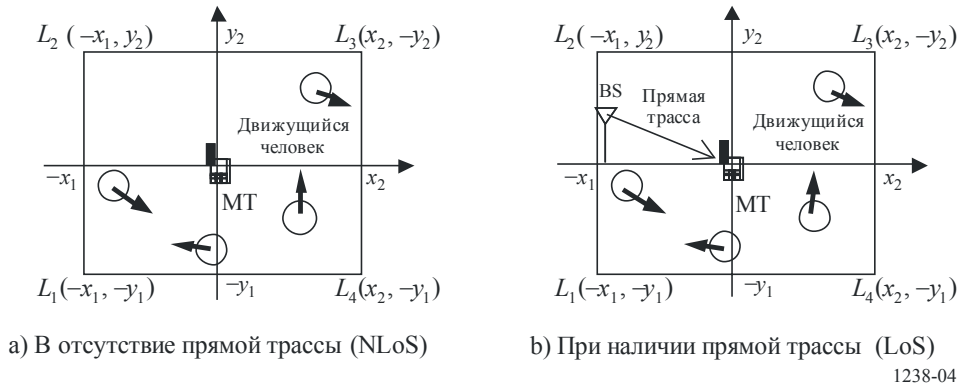
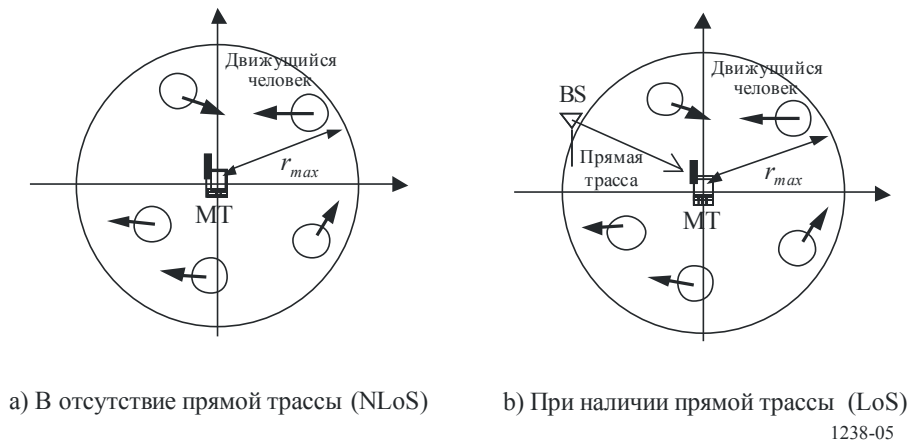


РИСУНОК 5

План помещения круглой формы



10.2.1 Функция плотности вероятности мощности принимаемого сигнала

PDF мощности принимаемого сигнала  $r_p$  на мобильном терминале определяется распределением Накагами-Райса следующим образом.

$$p(r_p, K) = (K + 1) \exp[-(K + 1)r_p - K] I_0(\sqrt{4(K + 1)Kr_p}), \quad (19)$$

где  $I_0(x)$  – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка, а  $K$  представляет следующий  $K$ -фактор.

$$K \equiv K(x) = \frac{|e_{Direct}(x) + e_s(x)|^2}{\left( \frac{N_{person} P_m \Delta w S_{Shape}}{2\pi} \right)}, \quad (20)$$

где:

$$S_{Shape} = \begin{cases} \frac{1}{(x_2 + x_1)(y_2 + y_1)} \begin{pmatrix} -y_1 \log(-x_1 + \sqrt{x_1^2 + y_1^2}) - x_1 \log(-y_1 + \sqrt{x_1^2 + y_1^2}) \\ + y_1 \log(x_2 + \sqrt{x_2^2 + y_1^2}) - x_2 \log(-y_1 + \sqrt{x_2^2 + y_1^2}) \\ - y_2 \log(-x_1 + \sqrt{x_1^2 + y_2^2}) + x_1 \log(y_2 + \sqrt{x_1^2 + y_2^2}) \\ + y_2 \log(x_2 + \sqrt{x_2^2 + y_2^2}) + x_2 \log(y_2 + \sqrt{x_2^2 + y_2^2}) \end{pmatrix} & \text{(для помещения прямоугольной формы)} \\ \frac{2}{r_{\max}} & \text{(для помещения круглой формы)} \end{cases} \quad (21)$$

Здесь  $e_{Direct}(x)$  представляет комплексную огибающую прямой трассы, а  $e_s(x)$  представляет комплексную огибающую многолучевых сигналов в отсутствие движущихся объектов вокруг МТ в позиции  $x$ , которая зависит только от окружающих статических условий; их значения не зависят от времени  $t$ .  $P_m$  представляет собой общую мощность многолучевого сигнала.  $S_{Shape}$  является постоянным значением, определяемым формой и размерами помещения.

### 10.2.2 Автокорреляционная функция уровня принимаемого сигнала

Автокорреляционная функция  $R(\Delta t)$  уровня принимаемого комплексного сигнала с учетом разновременности  $\Delta t$  имеет следующий вид:

$$R(\Delta t) = \begin{cases} P_m \left[ \frac{|e_{Direct}(x) + e_s(x)|^2}{P_m} + \frac{N_{person} \Delta w S_{Shape}}{2\pi} \left( 1 - \frac{2f_T |\Delta t|}{\pi} \right) \right] & (v|\Delta t| \leq \Delta w) \\ P_m \left[ \frac{|e_{Direct}(x) + e_s(x)|^2}{P_m} + \frac{N_{person} \Delta w S_{Shape}}{2\pi} \left\{ 1 - \frac{2f_T |\Delta t|}{\pi} - \frac{2}{\pi} \cos^{-1} \left( \frac{1}{f_T |\Delta t|} \right) + \frac{2f_T |\Delta t|}{\pi} \sin \left( \cos^{-1} \left( \frac{1}{f_T |\Delta t|} \right) \right) \right\} \right] & (v|\Delta t| \leq \Delta w) \end{cases}, \quad (22)$$

где:

$$f_T = v / \Delta w. \quad (23)$$

Здесь  $f_T$  определяется скоростью перемещения  $v$  и шириной  $\Delta w$  движущегося человека и может рассматриваться как максимальное смещение частоты для статического мобильного терминала.

### 10.2.3 Энергетический спектр принимаемого сигнала

Энергетический спектр  $P(f)$  как функция частоты, определяющая отклонения огибающей комплексного сигнала, задается преобразованием Фурье автокорреляционной функции  $R(\Delta t)$  в уравнении (22) следующим образом.

$$P(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\Delta t) e^{-j2\pi f \Delta t} d\Delta t. \quad (24)$$

Энергетический спектр  $P_N(f)$ , нормализованный по мощности  $P(0)$  на частоте  $f = 0$  Гц, может быть аппроксимирован следующим образом.

$$P_N(f) = P(f)/P(0) \approx \left[ \begin{array}{l} K(x) \delta(f) \\ + 0,02 f_T^{-0,87} \times \left\{ \begin{array}{l} \left( (1 - 0,78 f_T^{-0,21}) \delta(f) + 0,78 f_T^{0,21} \exp(-5,3|f|/f_T) \right) \left( |f| \leq \frac{f_T}{\sqrt{2}} \right) \\ 0,0092 f_T^{1,8} |f|^{-2} \left( |f| > \frac{f_T}{\sqrt{2}} \right) \end{array} \right. \end{array} \right] \quad (25)$$

$$K(x) = 0,02 f_T^{-0,87}$$

Здесь  $\delta(f)$  представляет дельта-функцию Дирака.

### 10.2.4 Значения

Рекомендуется установить значение  $\Delta w$  равным 0,3 м как представляющее человека среднего роста.

### 10.2.5 Примеры

PDF  $p(r_p, K(x))$ , автокорреляционная функция  $R_N(\Delta t)$  и энергетический спектр  $P_N(f)$  для случая, когда  $\Delta w$ ,  $v$  и  $N_{person}$  равны 0,3 м, 1 м/с и 10, соответственно, а значение  $r_{max}$  установлено равным 10 м для помещения круглой формы, определенные с помощью уравнений (19), (20) и (25), показаны на рисунках 6, 7 и 8, соответственно.

РИСУНОК 6

Интегральная вероятность уровня принимаемого сигнала в помещении круглой формы

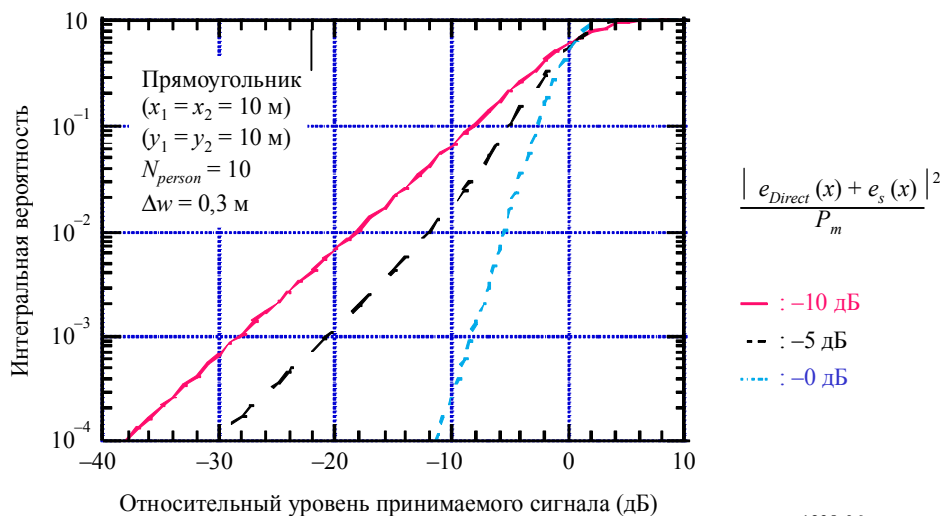




РИСУНОК 7

Коэффициент автокорреляции уровня принимаемого сигнала в помещении круглой формы

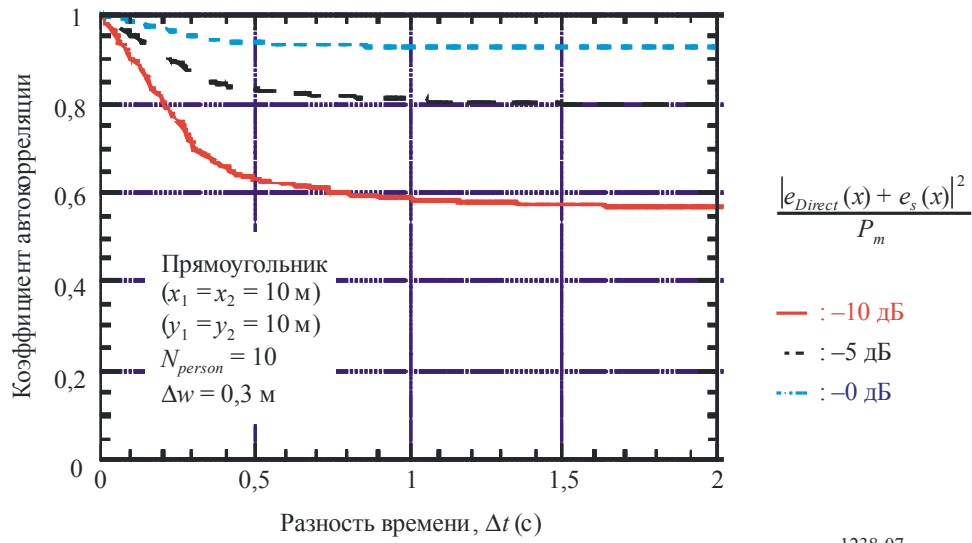
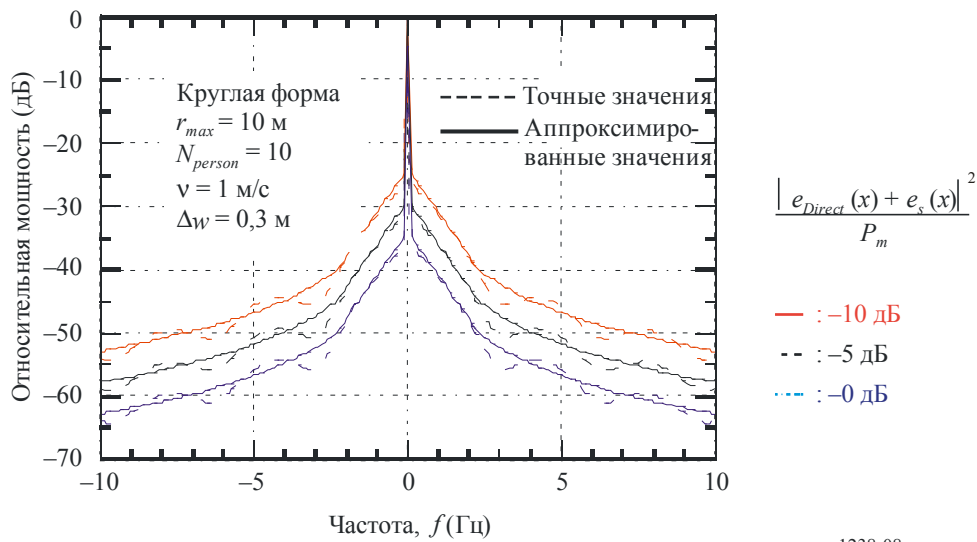


РИСУНОК 8

Энергетический спектр в помещении круглой формы



## Дополнение 1 к Приложению 1

### Альтернативный метод получения коэффициентов отражения и передачи для строительных материалов, состоящих из $N$ диэлектрических плит, основанный на матричном представлении ABCD

Ниже приведены альтернативные формулы для уравнений (8)–(14) в п. 7 с целью получения коэффициентов отражения ( $R$ ) и передачи ( $T$ ) для строительного материала, состоящего из  $N$  диэлектрических плит, на основании матричного представления ABCD. Предполагается, что области по обе стороны от строительного материала представляют собой свободное пространство. Отметим, что этот альтернативный метод дает точно такие же результаты, которые приведены в п. 7.

$$R_N = \frac{B/Z_N - CZ_N}{2A + B/Z_N + CZ_N}. \quad (26a)$$

$$R_P = -\frac{B/Z_P - CZ_P}{2A + B/Z_P + CZ_P}. \quad (26b)$$

$$T_N = \frac{2}{2A + B/Z_N + CZ_N}. \quad (26c)$$

$$T_P = \frac{2}{2A + B/Z_P + CZ_P}. \quad (26d)$$

Здесь  $A$ ,  $B$  и  $C$  – это элементы матрицы ABCD, определяемые как

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_m & B_m \\ C_m & D_m \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix}, \quad (27a)$$

где:

$$A_m = \cos(\beta_m d_m), \quad B_m = jZ_m \sin(\beta_m d_m), \quad (27b)–(27c)$$

$$C_m = \frac{j \sin(\beta_m d_m)}{Z_m}, \quad D_m = A_m, \quad (27d)–(27e)$$

$$\beta_m = k_m \cos(\theta_m) = k_m \left[ 1 - \left( \frac{\eta_0}{\eta_m} \sin \theta_0 \right)^2 \right]^{1/2}, \quad (27f)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad k_m = k_0 \sqrt{\eta_m}. \quad (27g)–(27h)$$

В уравнениях (27b)–(27h)  $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве,  $k_0$  – волновое число для свободного пространства,  $\eta_m$  и  $k_m$  – комплексная диэлектрическая проницаемость и волновое число в  $m$ -й плите,  $\beta_m$  – постоянная распространения в направлении, перпендикулярном плоскости плиты, а  $d_m$  – ширина  $m$ -й плиты.

Значения волнового сопротивления  $Z_N$  и  $Z_P$  для Е-полей, перпендикулярных и параллельных плоскости отражения, определяются как:

$$Z_N = \chi_m / \cos \theta_m \quad (28a)$$

и

$$Z_P = \chi_m \cos \theta_m, \quad (28b)$$

где  $\chi_m$  – внутреннее полное сопротивление  $m$ -й плиты и определяется как:

$$\chi_m = \frac{120\pi}{\sqrt{\eta_m}}, \quad (28c)$$

где:

$$\eta_0 = \eta_{N+1} = 1, \quad \theta_0 = \theta_{N+1} = \theta \quad \text{и} \quad Z_0 = Z_{N+1}.$$

---