

# МСЭ-R

Сектор радиосвязи МСЭ

**Рекомендация МСЭ-R Р.2040**  
(09/2013)

## **Влияние строительных материалов и структур на распространение радиоволн на частотах выше приблизительно 100 МГц**

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



Международный  
союз  
электросвязи

## 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 МСЭ-R 1. 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/publ/R-REC/en>.)

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

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

Электронная публикация  
Женева, 2014 г.

## РЕКОМЕНДАЦИЯ МСЭ-R P.2040

**Влияние строительных материалов и структур на распространение радиоволн  
на частотах выше приблизительно 100 МГц**

(Вопрос МСЭ-R 211/3)

(2013)

**Сфера применения**

В данной Рекомендации представлено руководство о влиянии свойств строительных материалов и структур на распространение радиоволн. Наряду с этим рассматриваются базовые принципы и измерения потерь в зданиях вследствие влияния строительных материалов и структур.

Ассамблея радиосвязи МСЭ,

*учитывая,*

- a)* что электрические свойства материалов и их структур оказывают значительное влияние на распространение радиоволн;
- b)* что необходимо иметь представление о потерях радиоволн, вызванных строительными материалами и структурами;
- c)* что существует необходимость в предоставлении инженерам руководства с целью избежать помех при передаче сигналов от системы связи снаружи здания на внутреннюю систему и изнутри здания на наружную систему;
- d)* что существует необходимость в предоставлении пользователям единого источника для расчета влияния строительных материалов и структур,

*отмечая,*

- a)* что в Рекомендации МСЭ-R P.679 содержится руководство по планированию радиовещательных спутниковых систем;
- b)* что в Рекомендации МСЭ-R P.1238 содержится руководство по распространению радиоволн внутри помещений в диапазоне частот от 900 МГц до 100 ГГц;
- c)* что в Рекомендации МСЭ-R P.1406 содержится информация по различным аспектам распространения радиоволн, касающаяся наземных сухопутных подвижных и радиовещательных служб в диапазонах ОВЧ и УВЧ;
- d)* что в Рекомендации МСЭ-R P.1411 приводятся методы распространения радиоволн для коротких трасс в условиях вне помещений в диапазоне частот от приблизительно 300 МГц до 100 ГГц,

*рекомендует,*

чтобы информация и методы, содержащиеся в Приложении 1, использовались как руководство при оценке влияния свойств строительных материалов и структур на потери при распространении радиоволн.

## Приложение 1

### 1 Введение

Целью данной Рекомендации является предоставление руководства по влиянию электрических свойств строительных материалов и структур на распространение радиоволн. Данная задача выполняется с разбивкой на три части. В первой части, во введении, обсуждаются на высоком уровне сценарии распространения радиоволн при передаче в направлении снаружи – внутрь зданий и изнутри – наружу, а также дается определение ряда соответствующих компонентов. Во второй части представлены подробные количественные теоретические результаты взаимодействия плоской электромагнитной волны с вызывающими потери полуплоскостями, плитами, рассеивающими объектами, проемами (апертурами) и другими конструкциями в целях выяснения зависимостей от свойств материала, частоты, угла падения и поляризации. Кроме того, рассматриваются результаты, полученные на основе теории волноводов и резонаторов, образующих границы в отдельных системах координат. Во второй части приводятся также результаты, полученные на основе теории электрических/магнитных свойств материалов и способствующие пониманию зависимостей электрических/магнитных свойств материала от частоты (и других параметров). Наконец, в третьей части представлены методы измерения и составления отчетности о свойствах материалов, а также сводные данные общих измеренных свойств строительных материалов. Этот документ предоставляет пользователю единый источник для расчета влияния строительных материалов и структур на рабочие характеристики системы.

#### 1.1 Описание сценариев

##### 1.1.1 Распространение волн снаружи внутри зданий: вопросы, касающиеся опорного поля для определения потерь на входе

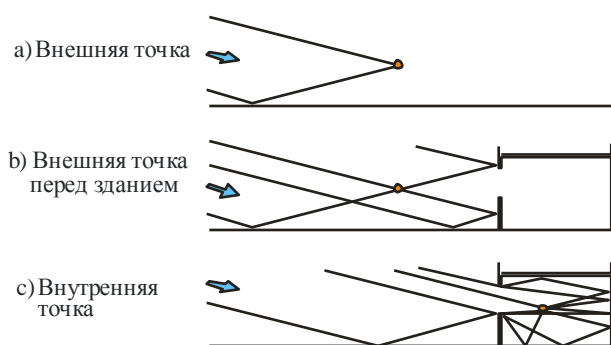
Трудность в определении опорного поля для потерь на входе вызвана тем, что наличие здания приводит к изменению напряженности поля сигнала вне здания. Рисунок 1 иллюстрирует в несколько упрощенной форме связанные с этим проблемы. На трех частях рисунка показано следующее.

- a) Относительно изолированная внешняя точка принимает прямой и отраженный от земли луч. На самом деле в городской среде оба этих луча вполне могут прийти от удаленного источника посредством дифракции на здании в левой части рисунка. При распространении под малыми углами к горизонту происходит довольно простое (и в основном в вертикальной плоскости) образование лепестков, то есть максимумов и минимумов, при вертикальном перемещении точки.
- b) Если точка не перемещается, то здание располагается сразу за ней. В этом случае она принимает два дополнительных луча, отраженных от здания, один из которых также отражается от земли. В этом случае диаграмма лепестков имеет тонкую структуру как в вертикальном, так и в горизонтальном направлениях.
- c) Теперь точка перемещается внутрь здания. Для целей иллюстрации принята достаточно высокая частота, чтобы значимыми были только лучи, входящие в окно. На более низких частотах, когда важное значение приобретает прохождение через стену, диаграмма луча меняется.



РИСУНОК 1

Упрощенные диаграммы лучей для внешних и внутренних точек



P.2040-01

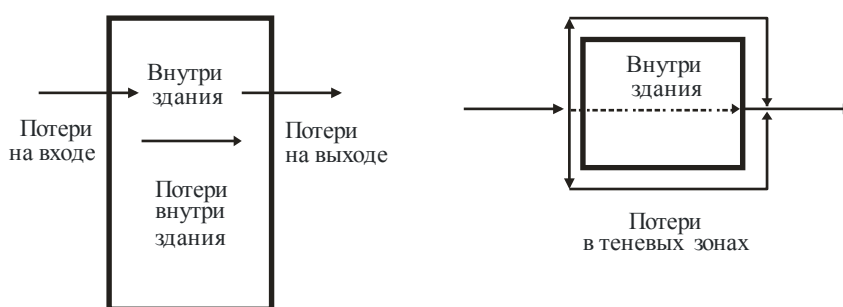
Хотя многолучевое распространение вызывает образование лепестков, суммарная мощность множества лучей приблизительно равна пространственно-усредненному полю. Следовательно, в общем можно ожидать, что наличие здания за приемником повышает напряженность поля принимаемого сигнала. Внутри здания, особенно вблизи облучаемой наружной стены, будет, вероятно, приниматься большее количество лучей, хотя многие из них и будут ослабляться при передаче, за счет отражения или дифракции. Таким образом, сигнал внутри здания может быть более сильным, чем снаружи.

### 1.1.2 Потери при распространении радиоволн в здании

На рисунке 2 показаны различные виды потерь в здании, имеющие место при сценариях передачи сигналов снаружи здания внутрь и изнутри наружу. Определения даются в следующих разделах.

РИСУНОК 2

Различные виды потерь при распространении радиоволн в здании



P.2040-02

## 1.2 Определение потерь на входе в здание

Потери на входе в здание – это разница между пространственной медианой уровня сигнала снаружи облучаемого фасада здания и уровнем сигнала внутри здания на той же высоте над землей при пространственно-усредненных многолучевых замираниях обоих сигналов.

## 1.3 Определение потерь за счет затенения зданием

Потери за счет затенения зданием – это разность между медианными значениями изменчивости уровня сигнала в зависимости от местоположения снаружи облучаемого фасада здания и уровнем сигнала

снаружи противоположного фасада здания на той же высоте над землей при пространственно-усредненных многолучевых замираниях обоих сигналов. Это явление может рассматриваться как потери передачи при прохождении сигнала через здание.

#### **1.4 Определение прохождения радиосигналов (например, через стену)**

Внешние сигналы попадают в закрытое здание главным образом путем прохождения через стены. Прохождение через стены может относиться также и к прохождению через перегородки внутри зданий. Потери при прохождении через стены внутри зданий – это разность между медианными значениями изменчивости уровня сигнала в зависимости от местоположения с одной стороны стены и уровнем сигнала на противоположной стене на той же высоте над землей при пространственно-усредненных многолучевых замираниях обоих сигналов. Это явление может рассматриваться как потери передачи при прохождении через стену.

#### **1.5 Определение прохождения радиосигналов через проемы**

Прохождение через проемы – это прохождение сигналов с одной стороны стены на другую сторону через отверстия в стенах, например через окна.

#### **1.6 Определение потерь на выходе из здания**

Потери на выходе из здания, определение которых является обратным определению потерь на входе в здание, – это разность между медианными значениями изменчивости уровня сигнала в зависимости от местоположения внутри облучаемого фасада здания и уровнем сигнала снаружи здания на той же высоте над землей при пространственно-усредненных многолучевых замираниях обоих сигналов.

### **2 Базовые принципы и теория**

При взаимодействии радиоволн и здания имеют место потери, которые зависят от электрических свойств строительных материалов и структуры материалов. В данном разделе обсуждается теоретическое влияние электрических свойств и структуры материалов на распространение радиоволн.

#### **2.1 Теория электрических свойств материалов**

##### **2.1.1 Введение**

В данном разделе описывается разработка простых частотно-зависимых формул проницаемости и проводимости обычных строительных материалов. Формулы основаны на кривой, соответствующей ряду опубликованных результатов измерений, в основном в диапазоне частот 1–100 ГГц. Цель состоит в том, чтобы найти простую параметризацию для применения в моделировании хода лучей при распространении радиоволн изнутри здания наружу.

В литературе представлены различные способы описания характеристик электрических свойств материалов. Они рассматриваются в п. 2.1.2 в целях приведения измеренных данных к общему формату.

##### **2.1.2 Метод**

###### **2.1.2.1 Определения электрических постоянных**

Этот метод применим только к неионизированным, немагнитным материалам, и поэтому далее мы задаем значение плотности свободного заряда,  $\rho_f$ , равное нулю, и проницаемость материала,  $\mu$ , равную проницаемости свободного пространства,  $\mu_0$ .

Основными интересующими нас количественными параметрами являются электрическая проницаемость,  $\epsilon$ , и проводимость,  $\sigma$ . В литературе рассматривается множество способов количественного выражения этих параметров, поэтому вначале следует четко пояснить эти различные представления и взаимосвязи между ними.

### 2.1.2.2 Вывод формул

Исходной точкой является волновое уравнение, выведенное из уравнений Максвелла. С учетом вышеуказанных допущений волновое уравнение для электрического поля  $\vec{E}$ :

$$\nabla^2 \vec{E} - \epsilon \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial \vec{J}_f}{\partial t}, \quad (1)$$

где:

$\vec{E}$  : (векторная) напряженность электрического поля (В/м);

$J_f$ : плотность тока свободных зарядов (А/м<sup>2</sup>);

$\epsilon$  : диэлектрическая проницаемость (Ф/м);

$\mu_0$  : проницаемость свободного пространства (Н/А<sup>2</sup>) =  $4\pi \times 10^{-7}$ , по определению.

В проводнике  $\vec{J}_f$  соотносится с  $\vec{E}$  по закону Ома с помощью формулы

$$\vec{J}_f = \sigma \vec{E}, \quad (2)$$

где:

$\sigma$  : проводимость (См/м).

Объединив уравнения (1) и (2), получаем

$$\nabla^2 \vec{E} - \epsilon \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = \mu_0 \sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}. \quad (3)$$

Записываем  $\vec{E}$  в виде экспоненциального представления:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})}, \quad (4)$$

где:

$\vec{E}_0$  : значение  $\vec{E}$  для  $t = \vec{r} = 0$  (В/м);

$\vec{k}$  : величина (векторного) волнового числа (м<sup>-1</sup>) =  $2\pi/\lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны в м;

$\omega$  : угловая часть (с<sup>-1</sup>) =  $2\pi f$ , где  $f$  – частота в с<sup>-1</sup>;

и заменяем в уравнении (3), что дает

$$k^2 - \epsilon \mu_0 \omega^2 + j \omega \mu_0 \sigma = 0, \quad (5)$$

где  $k$  – величина  $\vec{k}$ .

Уравнение (5) показывает, что напряженность электрического поля распространяется в виде затухающей синусоидальной волны.

### 2.1.2.3 Непроводящий диэлектрик

В непроводящем диэлектрике ( $\sigma = 0$ ) поле является незатухающим, а из уравнения (5) скорость распространения,  $v (= \omega/k)$ , составляет:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu_0}}. \quad (6)$$

Условно записываем  $\epsilon$  в виде относительной проницаемости,  $\epsilon_r$ , а проницаемость свободного пространства,  $\epsilon_0$ , как

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0, \quad (7)$$

откуда скорость распространения составляет

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (8)$$

где  $c$  – скорость света в свободном пространстве ( $= 1/\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$ ). Другими словами,  $\sqrt{\epsilon_r}$  является показателем преломления диэлектрической среды.

### 2.1.2.4 Проводящий диэлектрик

Когда  $\sigma \neq 0$ , волна затухает по мере распространения. Можно расширить сферу действия уравнения (8), чтобы оно включало в себя данный случай путем определения комплексной относительной проницаемости,  $\epsilon_r^c$ , посредством уравнения (8) при более общем значении  $v = \omega/k$ , выраженном уравнением (5):

$$\epsilon_r^c = \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\epsilon_0 \omega}. \quad (9)$$

Это показывает, что относительная проницаемость,  $\epsilon_r$ , (определяемая для чистого диэлектрика) становится действительной частью более общей, комплексной относительной проницаемости,  $\epsilon_r^c$ , определяемой для проводящего диэлектрика. Одной из проблем является отсутствие общепринятых символов для обозначения этих компонентов, а в литературе содержится целый ряд различных определений. Сам символ  $\epsilon_r$  иногда используется для обозначения комплексной относительной проницаемости, а иногда – для ее действительной части.

Во избежание такой неопределенности значение  $\epsilon_r^c$  будет записываться в виде

$$\epsilon_r^c = \epsilon_r' - j\epsilon_r'', \quad (10)$$

символ  $\epsilon_r^c$  будет использоваться для обозначения комплексной относительной проницаемости, а  $\epsilon_r'$  – для ее действительной части, избегая использования символа  $\epsilon_r$ . При использовании уравнения (9) мнимая часть  $\epsilon_r^c$  выражается в виде простой формулы:

$$\epsilon_r'' = \frac{\sigma}{\epsilon_0 \omega}. \quad (11)$$

Следует отметить, что знак мнимой части  $\epsilon_r^c$  является произвольным и отражает наше правило знаков в уравнении (4). В практических единицах уравнение (9) обеспечивает преобразование из  $\epsilon_r''$  в  $\sigma$ :

$$\sigma = 0,05563 \epsilon_r'' f_{\Gamma\Gamma\text{ц}}. \quad (12)$$



Другая формулировка мнимой части  $\epsilon_r^c$  выражается в виде *тангенса угла потерь*, определяемого как

$$\tan \delta = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'}, \quad (13)$$

и таким образом:

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\epsilon \omega}. \quad (14)$$

Уравнение (10) непосредственно дает

$$\epsilon_r^c = \epsilon_r' (1 - j \tan \delta), \quad (15)$$

а в практических единицах

$$\sigma = 0,05563 \epsilon_r' \tan \delta f_{\Gamma\text{ц}}. \quad (16)$$

Другим иногда встречаемым компонентом является показатель  $Q$  среды. Этот показатель определяется как

$$Q = \frac{\epsilon \omega}{\sigma} \quad (17)$$

и является отношением плотности тока смещения,  $\partial D / \partial t$ , к плотности тока проводимости,  $J_f$ . Для непроводников  $Q \rightarrow \infty$ . Из уравнений (14)

$$Q = 1 / \tan \delta. \quad (18)$$

Еще одним встречающимся компонентом является комплексный показатель преломления,  $n^c$ , определяемый как  $\sqrt{\epsilon_r^c}$ . Записываем  $n^c$  в виде его действительной и мнимой части:

$$n^c = n' - j n'' = \sqrt{\epsilon_r^c}. \quad (19)$$

Значения  $\epsilon_r'$ ,  $\epsilon_r''$  и  $\sigma$  получаются из уравнений (10) и (12) следующим образом:

$$\begin{aligned} \epsilon_r' &= (n')^2 - (n'')^2; \\ \epsilon_r'' &= 2n'n''; \\ \sigma &= 0,1113 n'n'' f_{\Gamma\text{ц}}. \end{aligned} \quad (20)$$

### 2.1.2.5 Коэффициент ослабления

Проводящий диэлектрик ослабляет электромагнитные волны по мере их распространения. Для количественного выражения этого явления необходимо подставить уравнение (5) в уравнение (4) и упростить применение уравнений (14):

$$\vec{E} = \vec{E}_0 \exp \left\{ j \left( \omega t - \sqrt{\epsilon_r'} (1 - j \tan \delta) \vec{k}_0 \cdot \vec{r} \right) \right\}, \quad (21)$$

где:

$\vec{k}_0$  : (векторное) волновое число ( $\text{м}^{-1}$ ) в свободном пространстве.

Мнимая часть под знаком квадратного корня ведет к экспоненциальному ослаблению электрического поля по мере увеличения расстояния:

$$\vec{E} \propto \vec{E}_0 \exp(-|\vec{r}| / \Delta). \quad (22)$$

Небольшие алгебраические вычисления показывают, что расстояние ослабления,  $\Delta$ , на котором амплитуда поля снижается на величину  $1/e$ , составляет

$$\Delta = \frac{1}{k_0 \sqrt{\epsilon_r'}} \sqrt{\frac{2 \cos \delta}{(1 - \cos \delta)}}. \quad (23)$$

Этот показатель можно оценить путем вычисления  $\tan \delta$  из  $\epsilon_r'$  и  $\sigma$ , а также инвертирования для получения  $\cos \delta$ . Однако возможна более непосредственная оценка в двух данных пределах  $\sigma \rightarrow 0$  (предел для диэлектрика) и  $\sigma \rightarrow \infty$  (предел для хорошего проводника). При выборе соответствующей аппроксимации выражения под знаком квадратного корня в уравнении (21) такими пределами являются:

$$\Delta_{\text{диэлектрик}} = \frac{1}{k_0 \sqrt{\epsilon_r'}} \frac{2}{\tan \delta}. \quad (24)$$

и

$$\Delta_{\text{проводник}} = \frac{1}{k_0 \sqrt{\epsilon_r'}} \frac{2}{\tan \delta}. \quad (25)$$

Точность уравнений (24) и (25) составляет около 3% для  $\tan \delta < 0,5$  (диэлектрик) и  $\tan \delta > 15$  (проводник). Параметр  $\Delta_{\text{проводник}}$  обычно называется "глубина проникновения".

Для практических целей коэффициент ослабления является более полезным количественным параметром, чем расстояние ослабления, и соотносится с ней просто через формулу

$$A = \frac{20 \log_{10} e}{\Delta} = 8,686 / \Delta, \quad (26)$$

где:

$A$  : коэффициент ослабления в дБ/м (при обозначении  $\Delta$  в м).

Подставив уравнения (24) и (25) в уравнение (26) и преобразовав в практические единицы, получаем:

$$\begin{aligned} A_{\text{диэлектрик}} &= 1636 \frac{\sigma}{\epsilon_r'} \\ A_{\text{проводник}} &= 545,8 \sqrt{\sigma f_{\text{ГГц}}} \end{aligned} \quad (27)$$

### 2.1.3 Частотная зависимость свойств материала

В литературе всегда приводится действительная часть диэлектрической постоянной,  $\epsilon_r'$ , однако частота обычно не указывается. На практике для многих материалов значение  $\epsilon_r'$  является постоянным в пределах от DC до приблизительно 5–10 ГГц, после чего оно начинает снижаться в зависимости от частоты.

Значение  $\sigma$  обычно сильно зависит от частоты в интересующем диапазоне и увеличивается с частотой. Это может быть одной из причин частого указания мнимой части диэлектрической постоянной или тангенса угла потерь: уравнения (12) и (16) показывают, что данные компоненты устраняют линейную частотную зависимость в отличие от частотной зависимости  $\sigma$ .

Для каждого материала может быть получена простая модель регрессии частотной зависимости  $\sigma$  путем подстраивания под измеренные значения  $\sigma$  на нескольких частотах.

### 2.1.4 Модели частотной зависимости свойств материалов

Чтобы вывести частотную зависимость свойств материалов, значения электрических постоянных материалов можно описать с помощью частоты измерений, действительной части ( $\epsilon_r'$ ) и мнимой части ( $\epsilon_r''$ ) относительной диэлектрической проницаемости, тангенса угла потерь ( $\tan \delta$ ) и проводимости ( $\sigma$ ). Следует иметь в виду, что тангенс угла потерь можно вывести из проводимости и мнимой части относительной диэлектрической проницаемости.

Что касается проводимости, то обычно имеются статистически значимые данные об ее увеличении в зависимости от частоты. В этом случае соответствующая тенденция была смоделирована с помощью простой формулы:

$$\sigma = \alpha f^{\beta}, \quad (28)$$

где  $f$  – частота в ГГц. Это отображается прямой линией на графике  $\log(\sigma) - \log(f)$ . Линия тренда наилучшим образом соответствует всем имеющимся данным.

Для относительной диэлектрической проницаемости можно принять аналогичную частотную зависимость:

$$\epsilon_r' = a f_{\text{ГГц}}^b. \quad (29)$$

Однако почти во всех случаях отсутствуют данные о тенденции частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости. В этих случаях постоянное значение можно использовать на всех частотах. Постоянное значение является средним из всех нанесенных на график значений. Некоторые примеры даны в таблице 4 в п. 3.

## 2.2 Влияние структуры материалов на распространение радиоволн

### 2.2.1 Отражение и прохождение плоских волн на одной границе раздела

#### 2.2.1.1 Наклонное падение на диэлектрическую среду

Рассмотрим случай синусоидальной плоской волны, наклонно падающей на плоскую границу раздела двух однородных диэлектрических сред. Исходя из геометрических соображений для этого случая существуют три важные теоремы.

- 1) Векторные волновые числа отраженных и переданных (преломленных) волн лежат в плоскости падения, т. е. плоскости, определяемой волновым числом  $k_1$  падающей волны и нормалью к плоскости раздела. В качестве последней принимается плоскость  $x-z$  на рисунке 3.
- 2) Углы падения и отражения равны (оба угла  $\theta_1$  на рисунке 3).
- 3) Угол преломления,  $\theta_2$ , соотносится с углом падения согласно закону Снеллиуса:

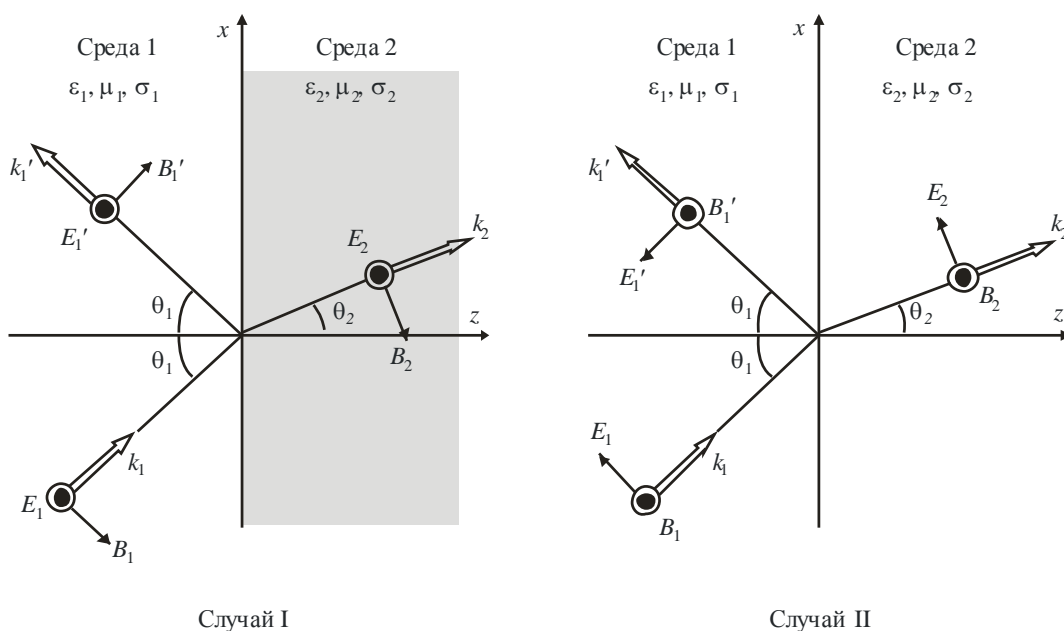
$$\frac{1}{c_1} \sin \theta_1 = \frac{1}{c_2} \sin \theta_2, \quad (30)$$

где  $c_1 = c/(\epsilon_1 \mu_1)^{1/2}$  и  $c_2 = c/(\epsilon_2 \mu_2)^{1/2}$  – соответствующие значения скорости распространения волн в двух средах,  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$  представляют комплексную относительную диэлектрическую проницаемость двух сред, а  $\mu_1$  и  $\mu_2$  представляют относительную проницаемость двух сред.

Эти теоремы обеспечивают идентичность экспоненциальных пространственно-временных коэффициентов,  $\exp\{j(\omega t - k \cdot r)\}$ , для этих трех волн ( $k \rightarrow k_1, k_1', k_2$  соответственно) во всех точках границы раздела сред.

РИСУНОК 3

Отражение и преломление плоских волн на плоской границе раздела



Для двух нижеприведенных случаев коэффициенты отражения и преломления рассматриваются отдельно.

Случай I – падающее электрическое поле,  $E_1$ , является нормалью (перпендикулярно) к плоскости падения.

Случай II – падающее электрическое поле,  $E_1$ , параллельно плоскости падения.

Случай I (вектор  $E$ , перпендикулярный к плоскости падения)

Коэффициенты отражения и преломления,  $R_N$  и  $T_N$ , выводятся как уравнения (31a) и (31b) на основе электромагнитных условий на границе раздела сред:

$$R_N = \frac{-\mu_1 \tan \theta_1 + \mu_2 \tan \theta_2}{\mu_1 \tan \theta_1 + \mu_2 \tan \theta_2} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} -\frac{\sin(\theta_1 - \theta_2)}{\sin(\theta_1 + \theta_2)}; \quad (31a)$$

$$T_N = \frac{2\mu_2 \tan \theta_2}{\mu_1 \tan \theta_1 + \mu_2 \tan \theta_2} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{2\cos \theta_1 \sin \theta_2}{\sin(\theta_1 + \theta_2)}. \quad (31b)$$

Упрощенные формы, указанные для магнитно-эквивалентных материалов, применимы к общему особому случаю немагнитных материалов. В дополнение к этому углы  $\theta_1$  и  $\theta_2$  не являются независимыми и соотносятся согласно закону Снеллиуса, как показано в уравнении (30). Эти коэффициенты могут быть представлены как

$$R_N = \frac{\mu_1 \eta_{12}^2 \cos \theta_1 - \mu_2 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}}{\mu_1 \eta_{12}^2 \cos \theta_1 + \mu_2 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{\eta_{12}^2 \cos \theta_1 - \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}}{\eta_{12}^2 \cos \theta_1 + \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}}; \quad (32a)$$

$$T_N = \frac{2\mu_2 \eta_{12} \cos \theta_1}{\mu_1 \eta_{12}^2 \cos \theta_1 + \mu_2 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{2\eta_{12} \cos \theta_1}{\eta_{12}^2 \cos \theta_1 + \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}}. \quad (32b)$$

Случай II (вектор  $E$ , параллельный плоскости падения)

Коэффициенты отражения и преломления для случая II,  $R_P$  и  $T_P$ , выводятся подобным же образом на основе электромагнитных условий на границе раздела сред:

$$R_P = \frac{-\varepsilon_1 \tan \theta_1 + \varepsilon_2 \tan \theta_2}{\varepsilon_1 \tan \theta_1 + \varepsilon_2 \tan \theta_2} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{\tan(\theta_1 - \theta_2)}{\tan(\theta_1 + \theta_2)}; \quad (33a)$$

$$T_P = \frac{2\varepsilon_1 \sin \theta_1 / \cos \theta_2}{\varepsilon_1 \tan \theta_1 + \varepsilon_2 \tan \theta_2} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{2\cos \theta_1 \sin \theta_2}{\sin(\theta_1 + \theta_2) \cos(\theta_1 - \theta_2)}; \quad (33b)$$

$$R_P = \frac{\mu_2 \cos \theta_1 - \mu_1 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}}{\mu_2 \cos \theta_1 + \mu_1 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{\cos \theta_1 - \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}}{\cos \theta_1 + \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}}; \quad (34a)$$

$$T_P = \frac{2\mu_2 \cos \theta_1}{\mu_2 \cos \theta_1 + \mu_1 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{2\cos \theta_1}{\cos \theta_1 + \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}}, \quad (34b)$$

где  $\eta_{12}$  представляет комплексную относительную диэлектрическую проницаемость среды 2 на основе среды 1:

$$\eta_{12} = \sqrt{\frac{\mu_2}{\mu_1}} \sqrt{\frac{\varepsilon_2 - j\sigma_2/\omega}{\varepsilon_1 - j\sigma_1/\omega}}. \quad (35)$$

Значения  $\sigma_1$  и  $\sigma_2$  представляют проводимость двух сред, а  $\omega$  является угловой частотой.

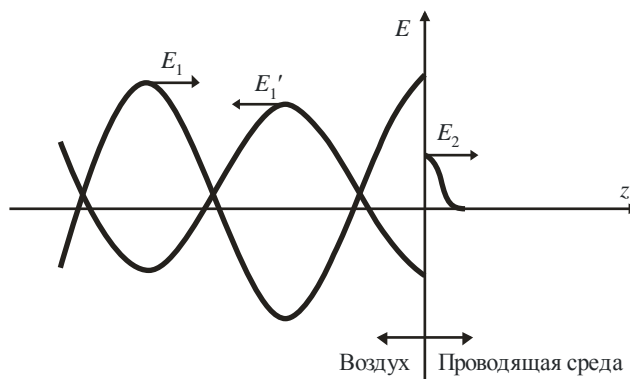
Эти формулы позволяют получить коэффициенты отражения и преломления для электромагнитных волн в определенной плоскости.

### 2.2.1.2 Нормальное падение на проводящую плоскость

Рассмотрим особый случай волны в вакууме ( $\approx$  воздухе), падающей на хорошо проводящую плоскость ( $g \gg \omega \epsilon_0 \kappa_e$ ) по нормали. Где  $g$  – это проводимость,  $\omega$  – угловая частота,  $\epsilon_0$  – проницаемость в вакууме, а  $\kappa_e$  – относительная диэлектрическая проницаемость. Как показано на рисунке 4, падающая волна с амплитудой  $E_1$ , идущая в направлении  $+z$ , образует отраженную волну с амплитудой  $\tilde{E}'_1$  и (затухающую) передаваемую волну с начальной амплитудой  $\tilde{E}_2$ .

При достаточной толщине проводящей области можно пренебречь отраженной волной, подходящей к границе раздела сред справа.

РИСУНОК 4  
Отражение плоской волны от поверхности проводящей плоскости  
(нормальное падение)



P.2040-04

Электрические поля трех линейно поляризованных, монохроматических плоских волн выражаются следующим образом:

$$\text{падающая волна:} \quad E_1 e^{j(\omega t - \kappa_0 z)}; \quad (36)$$

$$\text{отраженная волна:} \quad E'_1 e^{j(\omega t + \kappa_0 z)}; \quad (37)$$

$$\text{передаваемая волна:} \quad \tilde{E}_2 e^{-\frac{z}{\delta_e} j \left( \omega t - \frac{z}{\delta} \right)}, \quad (38)$$

где  $\kappa_0 = \omega/c$  – это волновое число для вакуума,  $\delta$  – параметр глубины проникновения проводящей плоскости, выражаемый следующим образом:

$$\delta = \left( \frac{2}{\omega \mu_0 \kappa_m g} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (39)$$

где  $\mu_0$  – это проницаемость в вакууме,  $\kappa_m$  – относительная проницаемость среды. Поля плоских волн являются поперечными; поэтому у граничной плоскости ( $z = 0$ ) существуют только тангенциальные компоненты. Знаки объединения над символами  $\tilde{E}'_1$  и  $\tilde{E}_2$  означают, что эти амплитуды являются



комплексными величинами, т. е. отраженная и передаваемая волны могут быть не в фазе с падающей волной заданной амплитуды и фазы.

Магнитные поля этих трех волн выражаются следующим образом:

$$\text{падающая волна:} \quad B_1 e^{j(\omega t - \kappa_0 z)} = \frac{E_1}{c} e^{j(\omega t - \kappa_0 z)}; \quad (40)$$

$$\text{отраженная волна:} \quad \check{B}_1' e^{j(\omega t + \kappa_0 z)} = \frac{\check{E}_1'}{c} e^{j(\omega t + \kappa_0 z)}; \quad (41)$$

$$\text{передаваемая волна:} \quad \check{B}_2 e^{-\frac{z}{\delta}} e^{j\left(\omega t - \frac{z}{\delta}\right)} \approx (1-j) \frac{\check{E}_2}{\omega \delta} e^{-\frac{z}{\delta}} e^{j\left(\omega t - \frac{z}{\delta}\right)}. \quad (42)$$

И опять, магнитные векторы лежат в одной и той же плоскости, перпендикулярной к плоскости электрических векторов, и являются тангенциальными к границе раздела.

Следующие уравнения для тангенциальных компонент выводятся из граничных условий при  $z = 0$ :

$$E_1 + \check{E}_1' = \check{E}_2; \quad (43)$$

$$E_1 - \check{E}_1' = (1-j) \frac{c}{\omega \delta \kappa_m} \check{E}_2. \quad (44)$$

Эти уравнения позволяют получить (комплексные) коэффициенты отражения и передачи для амплитуд электрического поля следующим образом:

$$\check{R}_E \equiv \frac{\check{E}_1'}{E_1} = \frac{-(1-j) \left( \frac{c}{\omega \delta \kappa_m} \right) + 1}{(1-j) \left( \frac{c}{\omega \delta \kappa_m} \right) + 1} \approx - \left[ 1 - (1+j) \frac{\omega \delta \kappa_m}{c} \right]; \quad (45)$$

$$\check{T}_E \equiv \frac{\check{E}_2}{E_1} = \frac{2}{(1-j) \left( \frac{c}{\omega \delta \kappa_m} \right) + 1} \approx (1+j) \frac{\omega \delta \kappa_m}{c}. \quad (46)$$

Коэффициент отражения по мощности выводится просто следующим образом:

$$R_p = |\check{R}_E|^2 = \frac{1 + \left( 1 - \frac{\omega \delta \kappa_m}{c} \right)^2}{1 + \left( 1 + \frac{\omega \delta \kappa_m}{c} \right)^2} \approx 1 - \frac{2 \omega \delta \kappa_m}{c}. \quad (47)$$

Закон сохранения энергии требует, чтобы коэффициент передачи мощности, т. е. доля падающей энергии, рассеиваемой в проводящей плоскости, выражалась следующим образом:

$$T_p = 1 - R_p = \frac{\frac{4\omega\delta\kappa_m}{c}}{1 + \left(1 + \frac{\omega\delta\kappa_m}{c}\right)^2} \approx \frac{2\omega\delta\kappa_m}{c}. \quad (48)$$

От проводящей плоскости с хорошей проводимостью ( $g \rightarrow \infty$ ,  $\delta \rightarrow 0$ ), волна отражается почти идеально.

## 2.2.2 Отражение в прохождении плоских волн сквозь одно- и многослойные плиты

### 2.2.2.1 Однослойная плита

#### 2.2.2.1.1 Метод

Если принять, что строительный материал является однородной диэлектрической однослойной плитой с гладкой поверхностью и геометрией, показанной на рисунке 5, то можно выразить коэффициент передачи,  $T$ , строительного материала как

$$T = \frac{(1 - R'^2) \exp(-j(\delta - k_0 d))}{1 - R'^2 \exp(-j2\delta)} \quad (\text{коэффициент передачи}), \quad (49)$$

где:

$$\delta = 2\pi d / \lambda \cdot \sqrt{\eta - \sin^2 \theta};$$

$$k_0 = 2\pi / \lambda;$$

$d$  : толщина строительного материала;

$\lambda$  : длина волны в свободном пространстве;

$\eta$  : комплексная проницаемость;

$\theta$  : угол между падающим лучом и плоскостью поверхности, перпендикулярной к отражающей поверхности ( $0 \leq \theta \leq 90^\circ$ ) (рисунок 5).

В уравнении (49) коэффициент  $R'$  выражается посредством  $R_N$  или  $R_P$ :

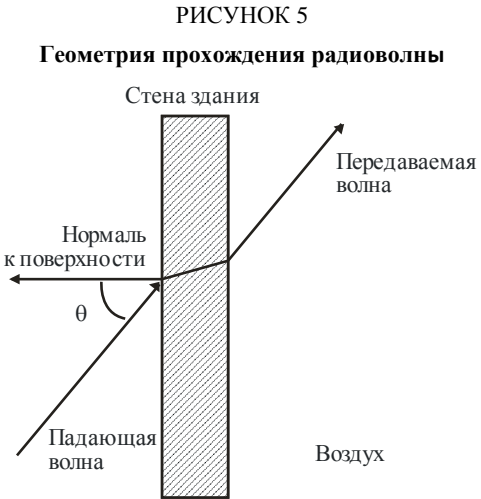
$$R_N \text{ (вектор } E, \text{ перпендикулярный плоскости отражения);} \quad (50)$$

$$R_P \text{ (вектор } E, \text{ параллельный плоскости отражения),} \quad (51)$$

где  $R_N$  и  $R_P$  являются коэффициентами отражения Френеля для границы раздела воздуха и диэлектрической среды, когда электрическое поле соответственно перпендикулярно и параллельно плоскости падения.

#### 2.2.2.1.2 Результаты расчетов

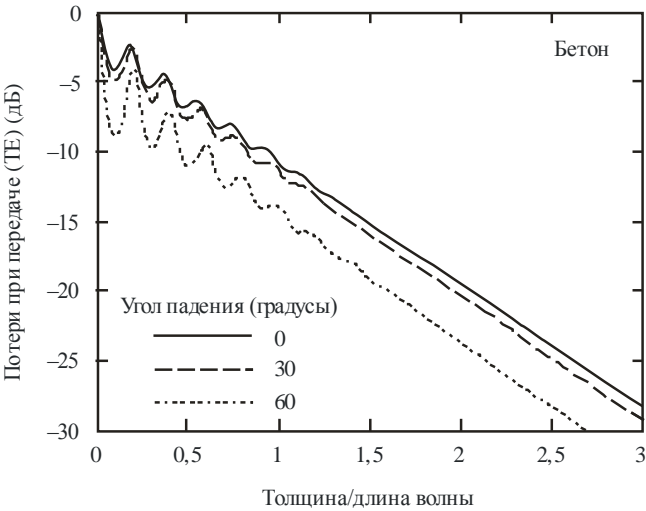
Потери при прохождении сквозь диэлектрическую стену здания вычисляются для бетона со значениями комплексной диэлектрической проницаемости, приведенными в п. 7 Рекомендации МСЭ-R P.1238. Полученные результаты представлены на рисунке 6. На этом рисунке вертикальная и горизонтальная оси показывают соответственно потери передачи в децибелах и толщину стены, нормализованную по длине волны в свободном пространстве ( $d/\lambda$ ). На график нанесены результаты для  $\theta = 0^\circ$ ,  $30^\circ$  и  $60^\circ$ .



P.2040-05

РИСУНОК 6

Вычисленные потери при передаче радиоволн  
через однослойную бетонную стену в случае падения ТЕ.  
Материал бетона с комплексной проницаемостью  $\eta = 7,0 - j0,85$  при 1 ГГц



P. 2040-06

### 2.2.2.2 Многослойные плиты

Если принять, что строительный материал является однородной диэлектрической многослойной плитой с гладкой поверхностью, оценку характеристик отражения и пропускания можно выполнить с помощью коэффициентов отражения и передачи на основе Рекомендации МСЭ-R P.1238, которые определяются с помощью формул:

$$R_N = \frac{E_N^r}{E_N^i}; \quad (52a)$$

$$R_P = \frac{E_P^r}{E_P^i}; \quad (52b)$$

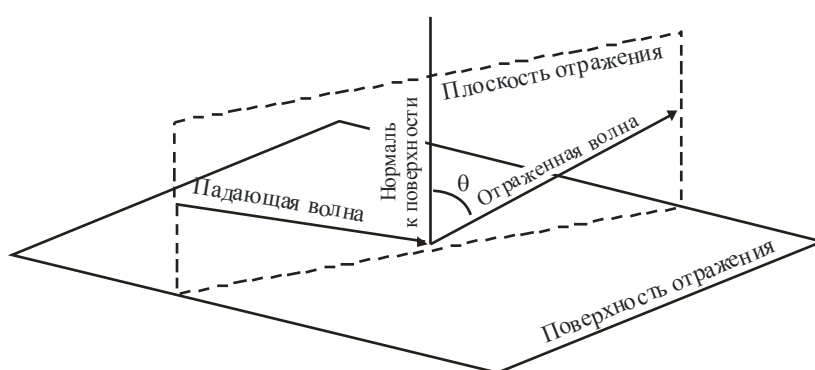
$$T_N = \frac{E_N^t}{E_N^i}; \quad (52c)$$

$$T_P = \frac{E_P^t}{E_P^i}, \quad (52d)$$

где  $E$  – это комплексное значение амплитуды полей  $E$ , а верхние индексы  $i$ ,  $r$  и  $t$  означают соответственно падающую, отраженную и передаваемую компоненты полей  $E$ . Нижние индексы  $N$  и  $P$  означают компоненты поля  $E$ , нормальные или параллельные плоскости отражения, где плоскость отражения является плоскостью, в которой расположены как падающий, так и отраженный лучи (см. рисунок 7 с геометрическими построениями). Падающие и отраженные поля  $E$  определяются на отражающей поверхности, в то время как передаваемое поле  $E$  определяется на поверхности, противоположной отражающей поверхности. Опорные направления для  $E_P$  и  $E_N$ , а также направление распространения всегда образуют локальную правостороннюю ортогональную координатную систему в этом порядке. Опорные направления  $E_N$  для падающих, отраженных и передаваемых полей  $E$  считаются одинаковыми.

РИСУНОК 7

Геометрия для расчета характеристик отражения



P.2040-07

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

$$R_N = \frac{\cos \theta - \sqrt{\eta - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{\eta - \sin^2 \theta}} \quad (\text{составляющая поля } E, \text{ перпендикулярная к плоскости отражения}); \quad (53a)$$

$$R_P = \frac{\cos \theta - \sqrt{\eta - \sin^2 \theta / \eta^2}}{\cos \theta + \sqrt{\eta - \sin^2 \theta / \eta^2}} \quad (\text{составляющая поля } E, \text{ параллельная плоскости отражения}), \quad (53b)$$

где  $\theta$  – угол между падающим лучом и нормалью к отражающей поверхности, как показано на рисунке 7.

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

$$R_C = \frac{R_N + R_P}{2} \quad (\text{круговая поляризация}). \quad (53c)$$

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 соответственно как  $d_m$  и  $\eta_m$ , то коэффициенты отражения и передачи определяются как

$$R_N = \frac{B_0}{A_0}; \quad (54a)$$

$$R_P = \frac{G_0}{F_0}; \quad (54b)$$

$$T_N = \frac{1}{A_0}; \quad (54c)$$

$$T_P = \frac{1}{F_0}. \quad (54d)$$

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

$$A_m = \frac{\exp(\delta_m)}{2} [A_{m+1}(1+Y_{m+1}) + B_{m+1}(1-Y_{m+1})]; \quad (55a)$$

$$B_m = \frac{\exp(-\delta_m)}{2} [A_{m+1}(1-Y_{m+1}) + B_{m+1}(1+Y_{m+1})]; \quad (55b)$$

$$F_m = \frac{\exp(\delta_m)}{2} [F_{m+1}(1+W_{m+1}) + G_{m+1}(1-W_{m+1})]; \quad (55c)$$

$$G_m = \frac{\exp(-\delta_m)}{2} [F_{m+1}(1-W_{m+1}) + G_{m+1}(1+W_{m+1})]; \quad (55d)$$

$$A_{N+1} = 1; \quad (56a)$$

$$B_{N+1} = 0; \quad (56b)$$

$$F_{N+1} = 1; \quad (56c)$$

$$G_{N+1} = 0; \quad (56d)$$

$$W_{m+1} = \frac{\cos \theta_{m+1}}{\cos \theta_m} \sqrt{\frac{\eta_m}{\eta_{m+1}}}; \quad (57a)$$

$$Y_{m+1} = \frac{\cos \theta_{m+1}}{\cos \theta_m} \sqrt{\frac{\eta_{m+1}}{\eta_m}}; \quad (57b)$$

$$\eta_0 = \eta_{N+1} = 1; \quad (57c)$$

$$\delta_m = jk_m d_m \cos \theta_m; \quad (58a)$$

$$k_m = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\eta_m}; \quad (58b)$$

$$k_0 = k_{N+1} = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (58c)$$

где:

$\lambda$  : длина волны в свободном пространстве;

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

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

В Дополнении 1 в качестве альтернативного метода расчетов приводится метод расчета характеристик отражения и пропускания для многослойных материалов с применением матричного представления ABCD.

### 2.2.2.3 Общее внутреннее отражение

Угол преломления,  $\theta_2$ , соотносится с углом падения,  $\theta_1$ , по закону Снеллиуса, как показано в уравнении (30):

$$\frac{1}{c_1} \sin \theta_1 = \frac{1}{c_2} \sin \theta_2, \quad (59)$$

где  $c_1$  и  $c_2$  являются соответствующими значениями скорости распространения волн в двух средах, как показано на рисунке 3.

Подставив индекс преломлений  $n_1 = c/c_1$  и  $n_2 = c/c_2$  в уравнение (59), получаем:

$$\frac{n_1}{n_2} \sin \theta_1 = \sin \theta_2. \quad (60)$$

Если  $n_1 > n_2$ , тогда  $\sin \theta_1 < \sin \theta_2$ . Это означает, что  $\sin \theta_2$  достигнет максимального значения 1 раньше, чем  $\sin \theta_1$ . Тогда максимальное значение, которое может иметь угол  $\theta_1$ , ограничивается до

$$\sin \theta_c = \frac{n_2}{n_1}, \quad (61)$$

где  $\theta_c$  называется критическим углом падения.

Когда угол падения превышает критический угол падения, падающая волна полностью отражается, и такое состояние называется "полным внутренним отражением".



#### 2.2.2.4 Расходимость и фокусировка волн

Рассмотрим общее электрическое поле падающей и отраженной волны в среде 1 на рисунке 3. В качестве случая I рассмотрим особый случай свободного пространства для среды 1 и идеальную проводящую плоскость для среды 2, где составляющая электрического поля является нормалью к плоскости падения, как показано на рисунке 3.

Электрическое поле падающей волны и отраженной волны может быть выражено следующим образом:

$$\text{падающая волна: } E_y^i = E_1 e^{-jk_0(x \sin \theta_1 + z \cos \theta_1)}; \quad (62)$$

$$\text{отраженная волна: } E_y^r = \tilde{E}_1 e^{-jk_0(x \sin \theta_1 - z \cos \theta_1)}, \quad (63)$$

где  $k_0$  – волновое число для вакуума.

Коэффициент отражения идеальной проводящей плоскости составляет  $-1$ , следовательно

$$\tilde{E}_1 = -E_1. \quad (64)$$

Тогда общее электрическое поле падающей волны и отраженной волны в свободном пространстве можно выразить как

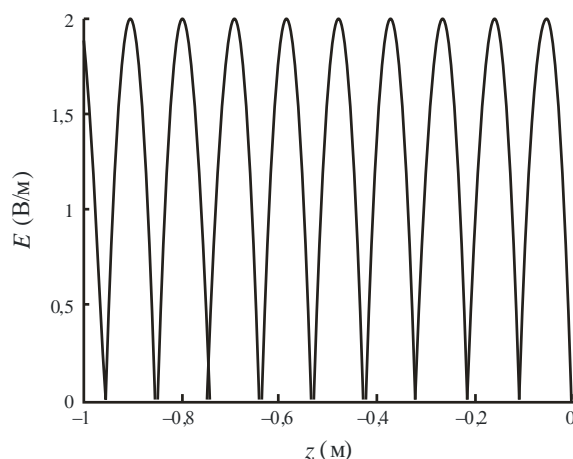
$$E = E_y^i + E_y^r = E_1 e^{-jk_0(x \sin \theta_1 + z \cos \theta_1)} - E_1 e^{-jk_0(x \sin \theta_1 - z \cos \theta_1)}, \quad (65)$$

$$E = -2jE_1 \sin(k_0 z \cos \theta_1) e^{-jk_0 x \sin \theta_1}. \quad (66)$$

В среде 1, при постоянном значении  $x$ , изменение электрического поля по оси  $z$  приводит к расходимости и фокусировке волны независимо от времени. Такая волна называется стоячей волной и является результатом интерференции падающей и отраженной волн. Для иллюстрации данного эффекта на рисунке 8 показана величина общего электрического поля для  $E_1 = 1$ ,  $k_0 = 30$ ,  $x = 0$  и угла падения  $= 10^\circ$ .

РИСУНОК 8

Величина общего электрического поля для случая I среды 1



### 2.2.3 Влияние неоднородных структур

#### 2.2.3.1 Рассеяние от периодических объектов (регулярные структуры)

Когда плоская электромагнитная волна падает на периодическую структуру, как показано на рисунке 9, и проходит через проемы, мощность волн от периодических проемов становится максимальной при условии (67) и минимальной при условии (68):

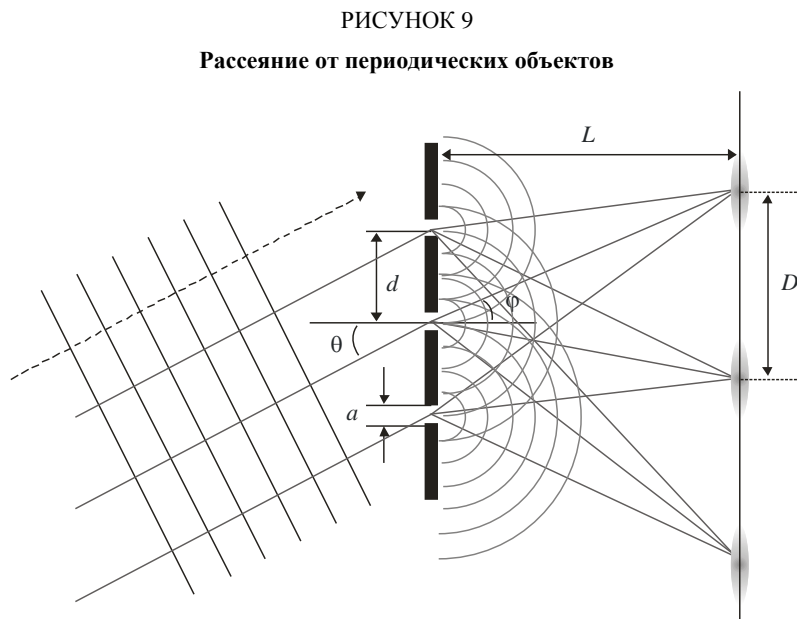
$$d(\sin \theta + \sin \varphi) = n\lambda \quad (67)$$

и

$$d(\sin \theta + \sin \varphi) = \left(n + \frac{1}{2}\right)\lambda, \quad (68)$$

где:

- $d$  : расстояние между проемами;
- $\theta$  : угол падения;
- $\varphi$  : угол выхода радиоволны;
- $\lambda$  : длина волны;
- $n$  : целое число.



P.2040-09

Оценка цикла максимумов может быть проведена с помощью уравнения (69) при условии  $L \gg d$ :

$$D = \frac{\lambda L}{d}. \quad (69)$$

При условии  $\theta = 0$ , напряженность поля волны  $I$  может быть выведена путем

$$I = \frac{I_0}{m^2} \frac{\sin^2\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \varphi\right) \sin^2\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \varphi\right)}{\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \varphi\right)^2 \left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \varphi\right)^2}, \quad (70)$$

где:

- $I_0$  : напряженность поля при  $\theta = 0$ ;  
 $m$  : количество проемов;  
 $a$  : ширина проема.

## 2.2.3.2 Прохождение плоской электромагнитной волны через проемы и структуры

### 2.2.3.2.1 Моделирование равномерной геометрической теории дифракции и результаты измерений

#### 2.2.3.2.1.1 Введение

Окно в стене здания обычно можно рассматривать как проем, поскольку потери при прохождении через оконное стекло обычно меньше, чем при прохождении через окружающую поверхность стен, выполненных из других материалов, таких как камень, кирпич и бетон.

Существует много эмпирических и теоретических методов оценки влияния конкретного проема на потери при входе в здание. Ниже дается оценка примеров с помощью методов геометрической оптики (GO).

Определяется трехмерная (3D) камера с проемами и приводятся результаты расчетов для проемов разных размеров. Эти расчеты сравниваются с результатами измерений.

#### 2.2.3.2.1.2 Метод

Принятая модель приведена на рисунке 10. Угол  $\theta$  является углом между падающим лучом и плоскостью, перпендикулярной проему ( $0 \leq \theta \leq 90^\circ$ ). На рисунке 11 показана геометрическая модель для оценки влияния проема на потери при входе в здание. Принята трехмерная (3D) модель. В верхней и нижней части рисунка 11 показаны соответственно план этажа здания и вид сбоку.

РИСУНОК 10  
Принятая модель

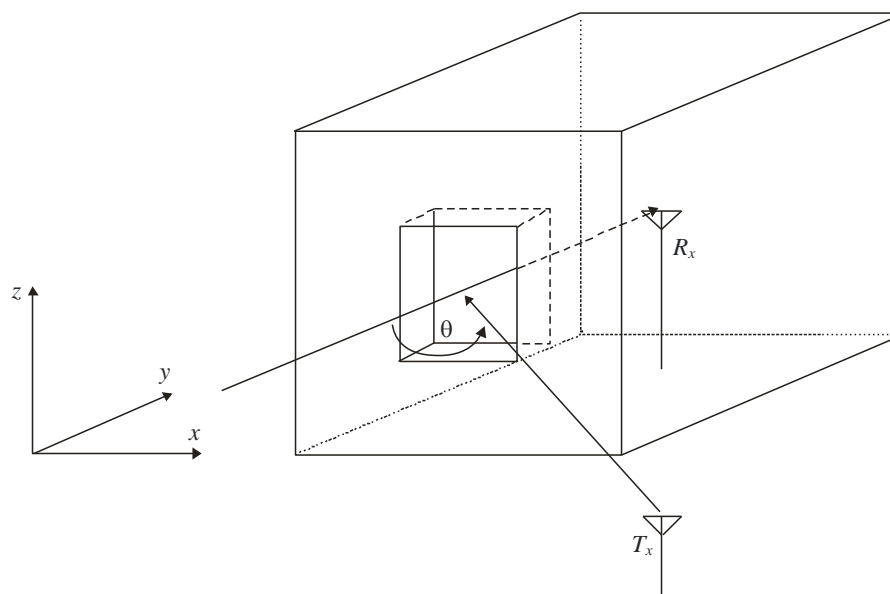
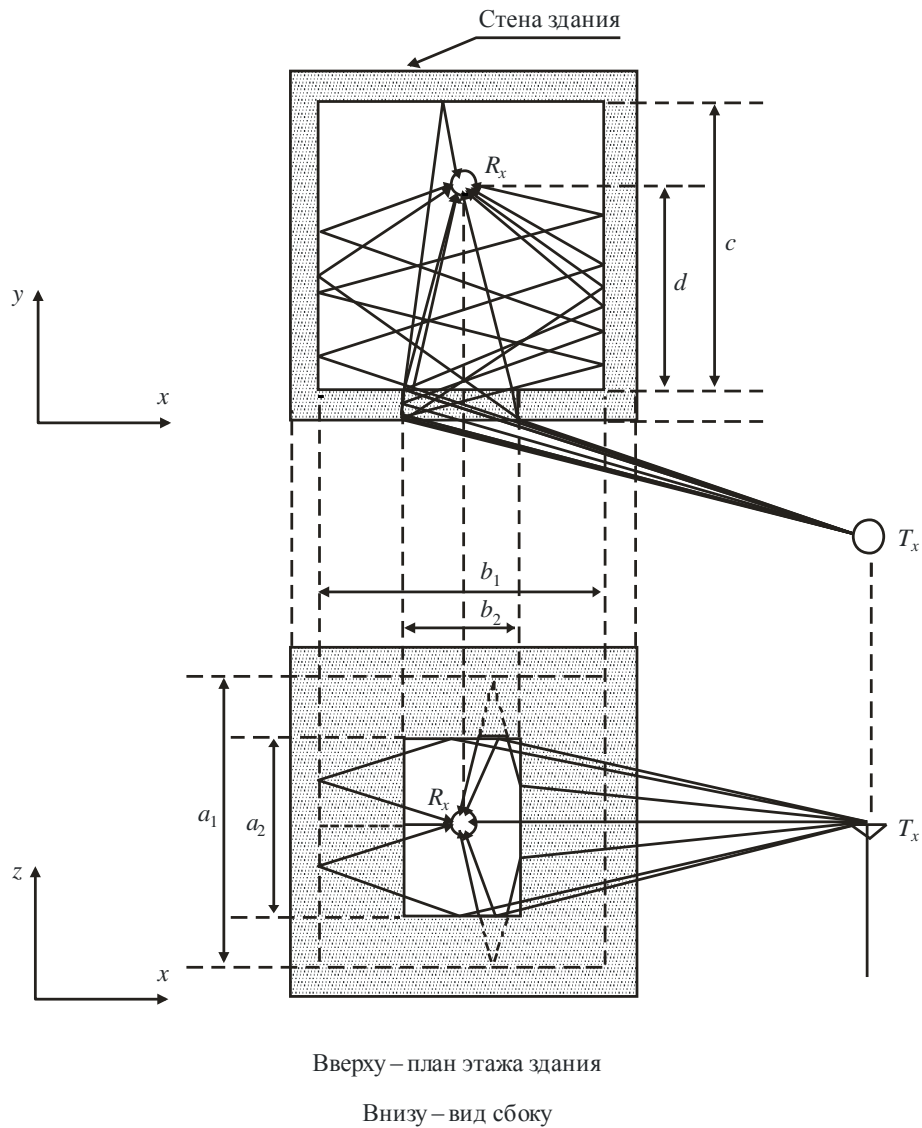


РИСУНОК 11

Геометрическая модель для оценки влияния проема на потери при входе в здание



Р.2040-11

Параметры, указанные на рисунке 11, приведены ниже:

- $d$  : расстояние от проема здания до приемника  $R_x$ ;
- $T$  : толщина стены здания (все стены предполагаются одинаковыми);
- $a_1$  : высота помещения;
- $a_2$  : высота проема;
- $b_1$  : ширина помещения;
- $b_2$  : ширина проема;
- $c$  : глубина помещения от проема.

Предполагается, что проем находится по центру стены здания.

При анализе учитываются следующие волны:

- 1) прямая волна (зона прямой видимости (LoS));
- 2) волны, отраженные 1–4 раза от любой поверхности;
- 3) волны, дифрагированные на кромках проема;
- 4) волны, дифрагированно-отраженные от кромки проема и стены помещения;
- 5) волны, отраженно-дифрагированные на стене помещения и кромке проема.

#### 2.2.3.2.1.3 Результаты вычислений

Рассматриваются два случая – А и В. Разница между двумя случаями заключается в размере проема. Размеры проема и помещения указаны в таблице 1. Частота составляет 5 ГГц. Учитывается вертикальная поляризация. Материалом стен здания является бетон, а их комплексная диэлектрическая проницаемость составляет  $7,0 - j0,85$ . Коэффициентами отражения и дифракции, применяемыми в трехмерной геометрической оптике, являются соответственно коэффициент отражения Френеля и коэффициент дифракции UTD (равномерной теории дифракции). Угол  $\theta$  составляет  $40^\circ$ . На рисунке 11 приемная антенна ( $R_x$ ) перемещается по прямой линии, проходящей по центру проема и параллельно оси  $y$ . Высота передающей антенны та же, что и высота приемной антенны.

Результат показан на рисунке 12. На этих рисунках вертикальная ось и горизонтальная ось представляют дополнительные потери, исходя из потерь в свободном пространстве при  $d = 0$  м и расстоянии от проема  $d$ . Нанесены результаты для случаев А и В.

ТАБЛИЦА 1

Размеры, используемые при вычислениях

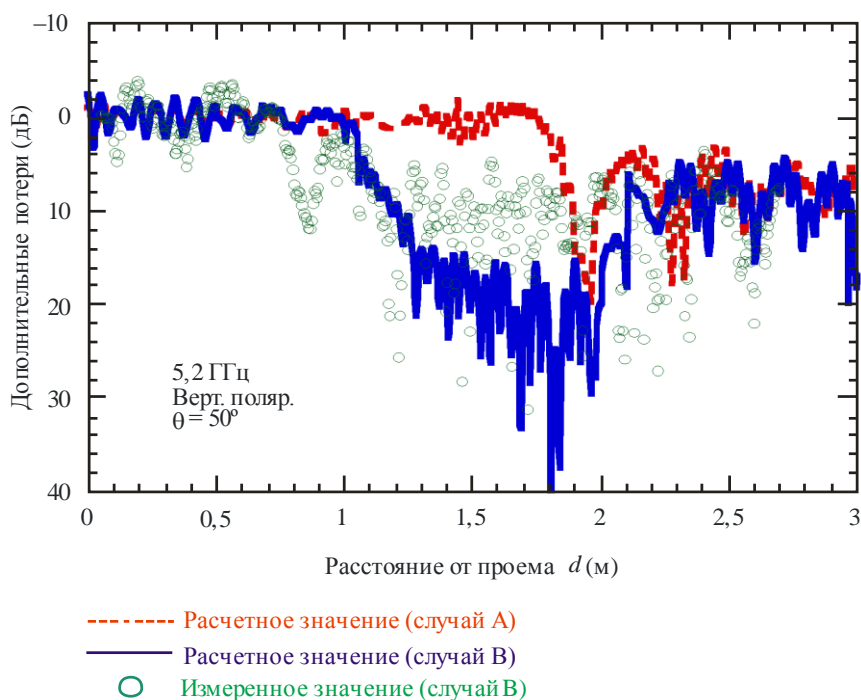
	Случай А	Случай В
$d$ (расстояние перемещения от проема) (м)	0–3 (шаг 5 см)	0–3 (шаг 5 см)
$T$ (см)	5	5
$a_1$ (м)	2,32	2,32
$a_2$ (м)	2,32	1,3
$b_1$ (м)	2,64	2,64
$b_2$ (м)	2,64	1,3
$c$ (м)	3,6	3,6
$\theta$ ( $^\circ$ )	50	50
Площадь проема ( $\text{м}^2$ )	6,12	1,69

#### 2.2.3.2.1.4 Измерение

Измерения потерь на входе в здание проводились в обычной квартире. Геометрия измерений аналогична показанной на рисунках 10 и 11. Размеры помещения и проема аналогичны указанным в таблице 1. Однако предполагаемый тип проема для измерений используется только для случая В. Угол  $\theta$  составляет  $50^\circ$ . Частота 5,2 ГГц. Антенны  $T_x$  и  $R_x$  являются соответственно направленной антенной, ширина луча которой в горизонтальной плоскости составляет  $60^\circ$ , и всенаправленной антенной. Поляризация вертикальная. Результаты измерений представлены на рисунке 12 вместе с результатами вычислений для случаев А и В. Хотя исходя из сравнения с измеренными результатами кажется, что в расчетных результатах для случая В переоцениваются дополнительные потери в среднем диапазоне  $d$ , расчетные результаты для случая В хорошо согласуются с измеренными результатами в плане тенденции. То есть потери на входе уменьшаются по мере увеличения  $d$  в зоне отсутствия прямой видимости. Конечно, эти явления в значительной степени зависят от многих факторов, таких как размеры помещения или местоположение антенны  $R_x$ ; тем не менее можно понять механизмы влияния проема на потери при входе в здание.

РИСУНОК 12

Потери на входе в здание на частоте 5,2 ГГц.  
Частота, поляризация и  $\theta$  соответственно определяются как 5,2 ГГц, вертикальная и  $50^\circ$



P.2040-12

### 2.2.3.2.2 Равномерная геометрическая теория дифракции (UTD) для клиновидной неоднородности

#### 2.2.3.2.2.1 Метод

Равномерная геометрическая теория дифракция может использоваться для прогнозирования дифракционных потерь, обусловленных кромкой с конечной проводимостью. Подходящими применениями являются случаи дифракции вокруг угла здания или над коньком крыши, или же когда местность можно охарактеризовать в виде холма клиновидной формы. Этот метод требует проводимости и относительной диэлектрической постоянной для кромки препятствия, а также предполагает, что через материал кромки никакой передачи не ведется.

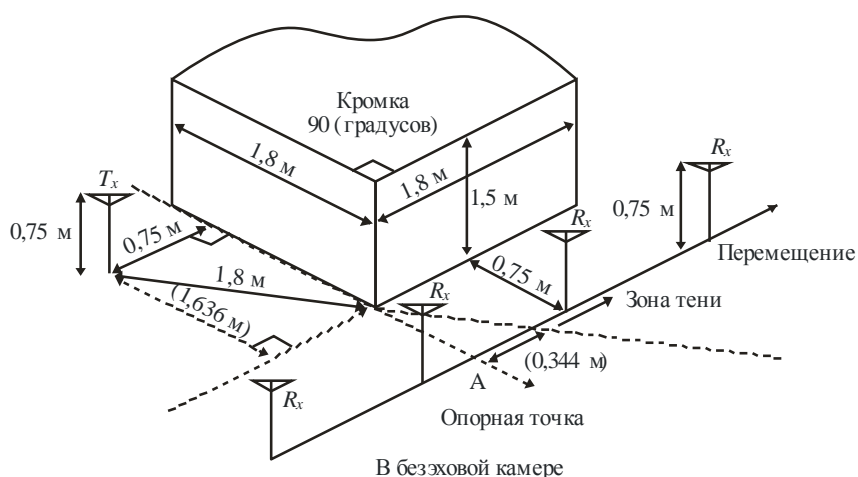
Этот метод расчета дифракционных потерь, обусловленных кромкой с конечной проводимостью, приводится в Рекомендации МСЭ-R P.526. Он учитывает дифракцию как в зоне тени, так и в зоне прямой видимости, а также обеспечивает плавный переход между этими зонами.

#### 2.2.3.2.2.2 Сравнение измеренных и расчетных результатов

Простые измерения дифракционных потерь на проводящей кромке с углом  $90^\circ$  проводились в безэховой камере. Геометрия измерительной установки показана на рисунке 13. Передающая антенна  $T_x$  была зафиксирована, а приемная антенна  $R_x$  перемещалась в область тени из облучаемой зоны. Частота составляла 5,2 ГГц, и были протестированы случаи с вертикальной и горизонтальной поляризациями. Результаты измерений приведены на рисунке 14 вместе с расчетными результатами, полученными с помощью теории UTD.

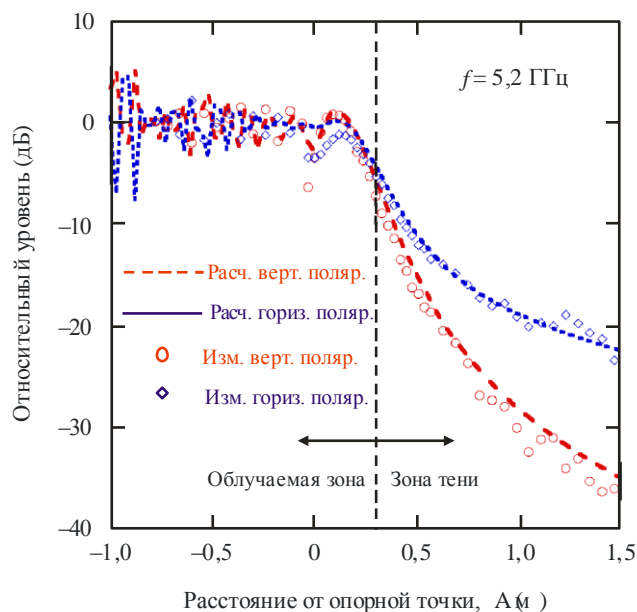


РИСУНОК 13  
Геометрия измерений



P.2040-13

РИСУНОК 14  
Измеренные и расчетные результаты дифракционных потерь на проводящей кромке



P.2040-14

Результаты измерений хорошо согласуются с расчетными результатами, полученными с помощью теории UTD, при рассмотрении случаев вертикальной и горизонтальной поляризации.

### 2.2.3.2.3 Принцип электромагнитной эквивалентности

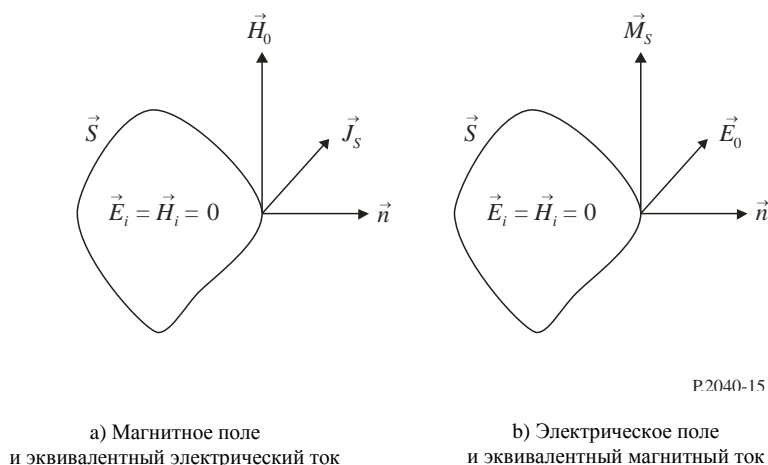
Принцип электромагнитной эквивалентности применяется для оценки электромагнитного поля, а соответствующая концепция проиллюстрирована на рисунке 15.

Электрическое и магнитное поля излучаются соответственно электрическим током и магнитным потоком в пределах виртуальной границы  $S$ . Здесь электрическое поле и магнитное поле в пределах виртуальной границы  $S$  представлены соответственно обозначениями  $\vec{E}_i$  и  $\vec{H}_i$ , а электрическое поле

$\vec{E}_0$  и магнитное поле  $\vec{H}_0$  вне виртуальной границы  $\vec{S}$  представлены соответственно обозначениями  $\vec{E}_0$  и  $\vec{H}_0$ .

РИСУНОК 15

Эквивалентный электромагнитный ток



Р.2040-15

Согласно граничному условию электрическое поле и магнитное поле должны быть непрерывными у виртуальной границы  $\vec{S}$ . Даются следующие уравнения:

$$\begin{aligned}\vec{n} \times (\vec{H}_0 - \vec{H}_i) &= 0; \\ -\vec{n} \times (\vec{E}_0 - \vec{E}_i) &= 0.\end{aligned}\tag{71}$$

Здесь, исходя из векторного произведения электрического и магнитного тока на границе  $\vec{S}$  и вектора нормали для границы  $\vec{S}$ , эквивалентный электрический ток  $\vec{J}_s$  и эквивалентный магнитный ток  $\vec{M}_s$  могут быть выражены как

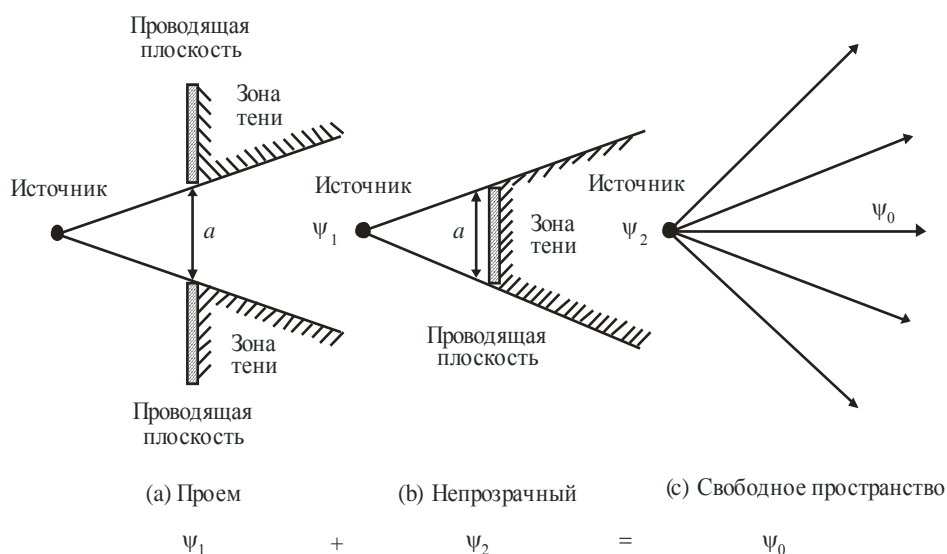
$$\begin{aligned}\vec{J}_s &= \vec{n} \times \vec{H}_0; \\ \vec{M}_s &= -\vec{n} \times \vec{E}_0.\end{aligned}\tag{72}$$

Поэтому без информации, касающейся исходного электромагнитного источника, электромагнитное поле за пределами границы может быть оценено на основе информации, касающейся электромагнитного поля на границе.

#### 2.2.3.2.4 Принцип Бабинне

Согласно принципу Бабинне дифракционная диаграмма двух взаимодействующих экранов, как показано на рисунке 16, когда один имеет отверстия, а второй является непрозрачным, и наоборот, является таковой, что векторная сумма соответствующих дифрагированных амплитуд  $\psi_1$  и  $\psi_2$  (не напряженностей) в любой точке равна амплитуде исходной волны при отсутствии каких-либо экранов,  $\psi_0$ . Таким образом, если известна дифракционная диаграмма определенного проема, то можно легко получить диаграмму соответствующего препятствия.

РИСУНОК 16  
Принцип Бабине



P.2040-16

### 2.2.3.3 Волноводы и резонаторы

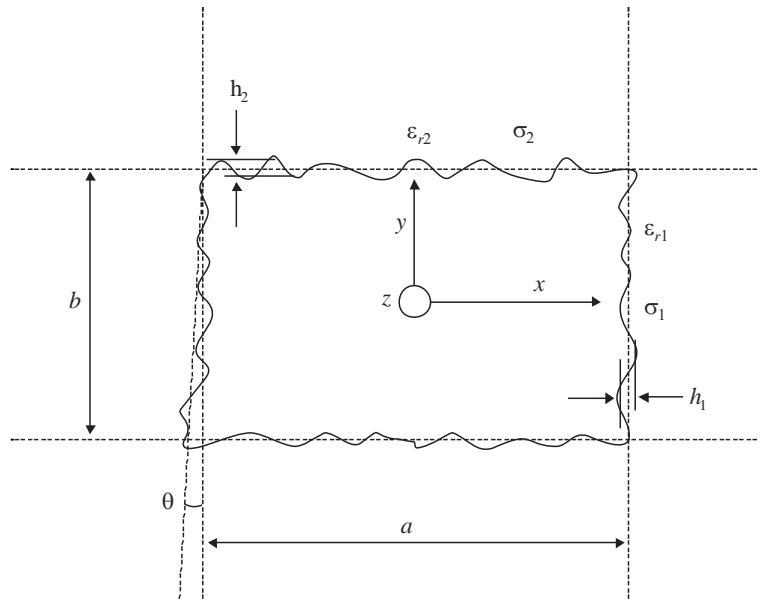
#### 2.2.3.3.1 Теория частотных характеристик постоянной затухания в волноводе

Волновод может состоять из полого пространства, окруженного диэлектрическими материалами, вызывающими потери. В случае какой-либо строительной конструкции – коридора, подземного торгового центра или туннеля – этот объект может считаться волноводом. Мощность радиоволны, распространяющейся в волноводе, снижается в зависимости от расстояния. Хорошо известно, что волновод обладает частотными характеристиками, такими как критическая частота, которая изменяется в зависимости от формы. В этом разделе дается формула получения постоянной затухания для частотных характеристик в волноводе.

Поперечное сечение структуры прямоугольного волновода показано на рисунке 17. В этом случае собственные постоянные диэлектрических материалов, вызывающих потери, являются разными для боковых стен, а также для потолка и для пола.

РИСУНОК 17

**Поперечное сечение волновода и постоянные материалов**



P.2040-17

На рисунке 17  $a$  – ширина, а  $b$  – высота волновода (м),  $h_1$  и  $h_2$  являются среднеквадратическими значениями шероховатости с гауссовым распределением на уровне поверхности, а  $\theta$  – наклоном для среднеквадратического значения (рад.). Значения комплексной проницаемости для материалов  $\epsilon_{ri}^*$  рассчитываются следующим образом:

$$\epsilon_{ri}^* = \epsilon_{ri} - j \left( \epsilon_{ri}'' + \frac{\sigma_i}{\omega \epsilon_0} \right), \quad i = 1, 2. \quad (73)$$

где  $\epsilon_{ri}$  является относительной диэлектрической постоянной, а  $\sigma_i$  является проводимостью. Число  $\epsilon_{ri}''$  является тангенсом угла потерь материалов,  $\omega$  является угловой частотой, а  $\epsilon_0$  является проницаемостью свободного пространства.

Базовая постоянная затухания формулируется следующим образом:

$$L_{basic, h} = K_h \lambda^2 \left[ \operatorname{Re} \left( \frac{\epsilon_{r1}^*}{a^3 \sqrt{\epsilon_{r1}^* - 1}} + \frac{1}{b^3 \sqrt{\epsilon_{r2}^* - 1}} \right) - \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{Im} \left( \frac{|\epsilon_{r1}^*|^2}{a^4 (\epsilon_{r1}^* - 1)} + \frac{1}{b^4 (\epsilon_{r2}^* - 1)} \right) \right]; \quad (74)$$

$$L_{basic, v} = K_v \lambda^2 \left[ \operatorname{Re} \left( \frac{1}{a^3 \sqrt{\epsilon_{r1}^* - 1}} + \frac{\epsilon_{r2}^*}{b^3 \sqrt{\epsilon_{r2}^* - 1}} \right) - \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{Im} \left( \frac{1}{a^4 (\epsilon_{r1}^* - 1)} + \frac{|\epsilon_{r2}^*|^2}{b^4 (\epsilon_{r2}^* - 1)} \right) \right].$$

$K_h$  и  $K_v$  являются постоянными значениями, зависящими от формы сечения. Постоянные значения, зависящие от формы сечения, даны в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2

**Постоянные величины для поперечных сечений различной формы**

Форма	Круг	Эллипс	Квадрат	Свод
$K_h$	5,09	4,45	4,34	5,13
$K_v$	5,09	4,40	4,34	5,09

Вышеуказанные формулы являются действительными на основе уравнения (75), представляющего условие ограничения:

$$\lambda \ll \frac{\pi a \sqrt{\varepsilon_{r1} - 1}}{\varepsilon_{r1}}, \quad (м) \quad (75)$$

$$\lambda \ll \pi b \sqrt{\varepsilon_{r2} - 1}.$$

**Уникальные характеристики в случае квадратной формы**

Постоянная затухания вследствие шероховатости, рассматриваемая как местные изменения в уровне поверхности относительно среднего уровня поверхности стены, формулируется в уравнении (76):

$$L_{roughnessh} = K_h \pi^2 \lambda \left[ \left( \frac{h_1}{a^2} \right)^2 + \left( \frac{h_2}{b^2} \right)^2 \right]; \quad (дБ/м). \quad (76)$$

$$L_{roughnessv} = K_v \pi^2 \lambda \left[ \left( \frac{h_1}{a^2} \right)^2 + \left( \frac{h_2}{b^2} \right)^2 \right].$$

Постоянная затухания вследствие наклона стены формулируется в уравнении (77):

$$L_{tilt,h} = K_h \frac{\pi^2 \theta^2}{\lambda}; \quad (дБ/м) \quad (77)$$

$$L_{tilt,v} = K_v \frac{\pi^2 \theta^2}{\lambda}.$$

Следовательно, общая постоянная затухания в случае квадратной формы является суммой указанных выше потерь, получаемой следующим образом:

$$L_h = L_{basic,h} + L_{roughness,h} + L_{tilt,h}; \quad (дБ/м) \quad (78)$$

$$L_v = L_{basic,v} + L_{roughness,v} + L_{tilt,v}.$$

**2.2.3.3.2 Применимость теории волноводов**

Теория волноводов хорошо согласуется с измеренными характеристиками распространения в коридоре в диапазоне частот от 200 МГц до 12 ГГц в случае отсутствия движения людей в коридоре.

### Влияние пешеходного движения на волновод

На рисунке 18 показано сравнение теоретической и измеренной постоянной затухания днем (при наличии движения людей) и ночью (при пустом коридоре). Теоретические значения рассчитываются на основе параметров, приведенных в таблице 3.

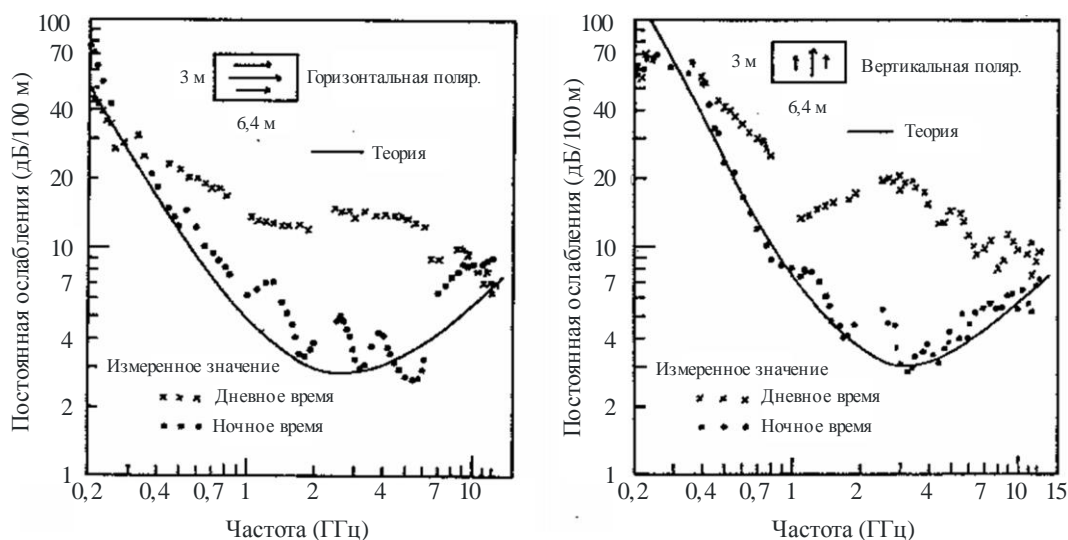
ТАБЛИЦА 3

Параметры, используемые при расчетах,  
для условий распространения под землей

	Ширина (м)	Высота (м)	Наклон (градусы)	Шероховатость		Постоянная материала			
				$h_1$	$h_2$	$\epsilon_{r1}$	$\epsilon_{r2}$	$\sigma_1$	$\sigma_2$
Под землей	6,4	3,0	0,35	0,4	0,2	15	10	0,5	0,1

РИСУНОК 18

Сравнение постоянной затухания для дня и ночи



P.2040-18

Рисунок 18 показывает, что теория волновода применима к реальным характеристикам распространения в коридоре в диапазоне частот от 200 МГц до 12 ГГц в ночных условиях. Однако теория волновода неприменима к реальным характеристикам распространения в дневное время, поскольку принимаемая мощность сигналов снижается из-за движения людей.

Поэтому теория волновода применима в ситуациях, когда отсутствует влияние затеняющих препятствий.

## 2.3 Теория и результаты расчетов, касающиеся частотно-избирательных материалов поверхности

### 2.3.1 Частотно-избирательные поверхности

Энергия рассеянных волн изменяется в зависимости от шероховатости поверхности. В этом разделе описывается теория расчета рассеяния полей, отраженных от поверхности со множеством круглых выпуклых элементов. Во-первых, для параметрирования шероховатости поверхности определяется шероховатая поверхность путем использования множества круглых выпуклых элементов, образованных периодически установленными круглыми цилиндрами. Во-вторых, определяется коэффициент отражения рассеянных полей путем использования сумм значений в точках решетки,



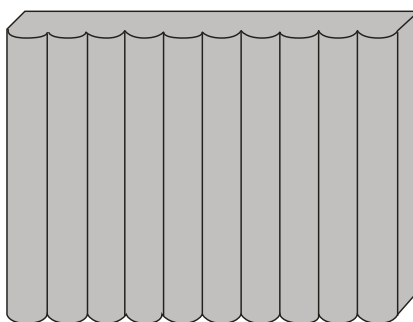
характеризующих периодическое размещение рассеивающих объектов, и Т-матрицы для множества круглых цилиндров. В-третьих, представлен числовой результат, показывающий частотно-зависимую характеристику отражения от поверхности с круглыми выпуклыми элементами. И наконец, показан результат измерений, с тем чтобы пояснить изменения энергии рассеянных волн в зависимости от частоты падающей волны, когда на поверхности здания имеется множество круглых выпуклых элементов.

### 2.3.2 Теория распространения волн вокруг поверхности со множеством круглых выпуклых элементов

Создав периодическое множество круглых выпуклых элементов на поверхности здания, как показано на рисунке 19, можно гораздо эффективнее контролировать волны отражения/рассеяния по сравнению с волнами, отраженными от плоской поверхности. Теория расчета волн, рассеиваемых от периодических множеств круглых цилиндров, может применяться для определения распространения волн вокруг множества выпуклых элементов на поверхности.

РИСУНОК 19

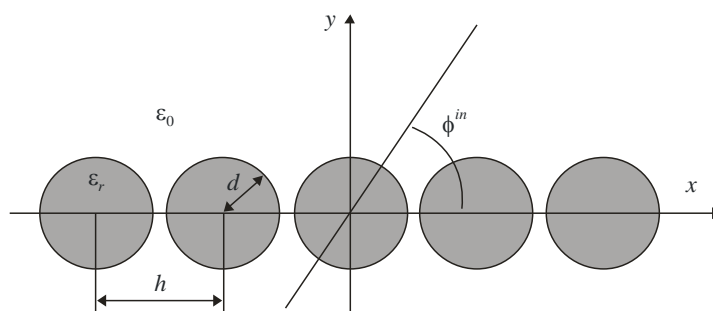
Поверхность со множеством круглых выпуклых элементов



P.2040-19

РИСУНОК 20

Геометрия периодического множества круглых цилиндров



P.2040-20

При периодическом расположении одинаковых круглых цилиндров по оси  $x$ , как показано на рисунке 20, коэффициент отражения по мощности,  $R_v$ , для  $v$ -й распространяющейся моды при  $k_v > 0$  определяется как

$$R_v = \frac{k_v}{k_0 \sin \varphi^{in}} |\mathbf{p}_v^T \cdot \mathbf{a}_0^{sc}|^2 \quad (79)$$

где  $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ ,  $\lambda_0$  – длина волн, падающих под углом  $\varphi^{in}$ . В уравнении (79)  $\mathbf{p}_v^T$  и  $\mathbf{a}_0^{sc}$  получаются следующим образом:

$$\mathbf{p}_v = \begin{bmatrix} \frac{2(j)^m (k_{xv} + jk_v)^m}{hk_v k_0^m} & (m \geq 0) \\ \frac{2(-j)^{|m|} (k_{xv} - jk_v)^{|m|}}{hk_v k_0^{|m|}} & (m < 0) \end{bmatrix}; \quad (80)$$

$$\mathbf{a}_0^{sc} = (\bar{\mathbf{I}} - \bar{\mathbf{T}} \cdot \bar{\mathbf{L}})^{-1} \cdot \bar{\mathbf{T}} \cdot \mathbf{a}^{in}, \quad (81)$$

где  $\bar{\mathbf{I}}$  – единичная матрица,  $k_{xv} = -k_0 \cos \varphi^{in} + 2v\pi/h$ ,  $k_v = \sqrt{k_0^2 - k_{xv}^2}$ ,  $h$  – периодическое пространство за каждым круглым выступом.  $\bar{\mathbf{L}}$  является квадратной матрицей, чьи элементы определяются в виде следующих сумм значений в точках решетки:

$$L_{mn} = \sum_{l=0}^{\infty} H_{m-n}^{(1)}(k_0 l h) e^{jk_0 l h \varphi^{in}} + (-1)^{m-n} \sum_{l=0}^{\infty} H_{m-n}^{(1)}(k_0 l h) e^{-jk_0 l h \varphi^{in}}, \quad (82)$$

где  $H_m^{(2)}$  –  $m$ -й порядок функции Ханкеля первого рода.  $\bar{\mathbf{T}}$  является Т-матрицей для рассеянных полей и определяется следующей диагональной матрицей соответственно для падающего электрического поля  $E_z^{in}$  и падающего магнитного поля  $H_z^{in}$ :

$$T_{mn}^E = -\frac{\sqrt{\varepsilon_r} J'_m(kd) J_m(k_0 d) - J_m(kd) J'_m(k_0 d)}{\sqrt{\varepsilon_r} J'_m(kd) H_m^{(1)}(k_0 d) - J_m(kd) H_m^{(1)}(k_0 d)} \delta_{mn}; \quad (83)$$

$$T_{mn}^H = -\frac{J'_m(kd) J_m(k_0 d) - \sqrt{\varepsilon_r} J_m(kd) J'_m(k_0 d)}{J'_m(kd) H_m^{(1)}(k_0 d) - \sqrt{\varepsilon_r} J_m(kd) H_m^{(1)}(k_0 d)} \delta_{mn}, \quad (84)$$

где  $\varepsilon_r$  – относительная проницаемость диэлектрического цилиндра,  $J_m$  – функция Бесселя  $m$ -го порядка, штрих означает производную относительно аргумента, а  $\delta_{mn}$  обозначает дельту Кронекера.  $\mathbf{a}^{in}$  обозначает вектор-столбец, элементы которого представляют неизвестные амплитуды падающего поля:

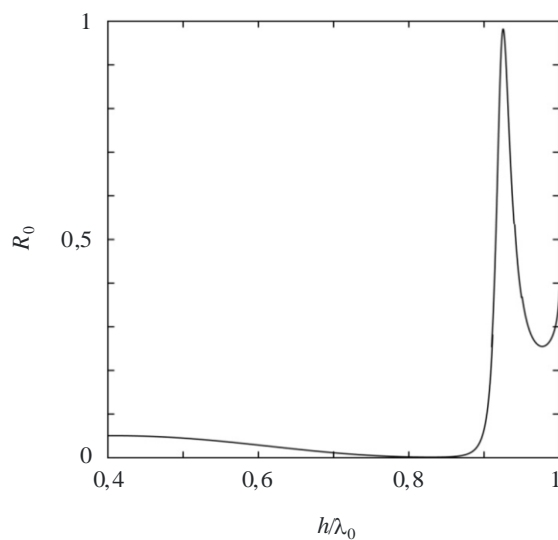
$$\mathbf{a}^{in} = [(j)^n e^{-jn\varphi^{in}}]. \quad (85)$$

### 2.3.3 Результаты расчетов

Результат расчетов коэффициента отражения по мощности показан на рисунке 21. Этот результат рассчитывается с помощью уравнения (79) в случае передачи электрического поля  $E_z^{in}$  под углом  $\varphi^{in} = 90^\circ$  к диэлектрическим круглым выпуклым элементам диаметром  $d = 0,3h$  и с проницаемостью  $\varepsilon_r = 2,0$ . В результате имеется полоса частот, в пределах которой падающая волна почти полностью отражается от поверхности, даже если она выполнена из диэлектрического материала, не вызывающего потерь.

РИСУНОК 21

Коэффициент отражения по мощности,  $R_0$ , как функции нормализованной длины волны,  $h/\lambda_0$ , при нормально падающем электрическом поле,  $E_z^{in}$



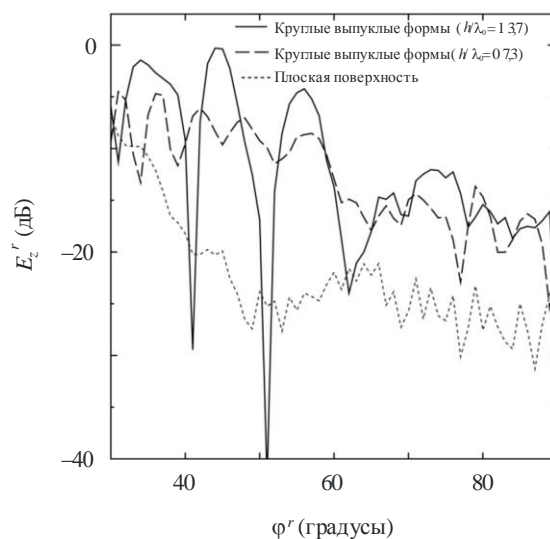
P.2040-21

### 2.3.4 Измерение

Были произведены измерения волн, рассеиваемых от здания со множеством круглых выпуклых элементов. На рисунке 22 дается сравнение рассеиваемых от здания волн между плоской поверхностью и поверхностью со множеством круглых выпуклых элементов. Рассеиваемые от здания волны были измерены под разными отраженными углами  $\varphi^r$  – от  $30^\circ$  до  $90^\circ$  – при передаче электрического поля под углом  $\varphi_{in}$ . Угол падения и угол отражения определяются, как показано на рисунке 23.

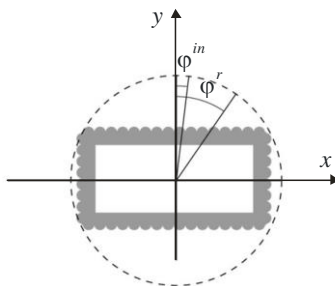
РИСУНОК 22

Геометрия периодического множества круглых цилиндров



P.2040-22

РИСУНОК 23  
Плоский рисунок композиционной диаграммы  
для измерений



Р.2040-23

Результаты измерений показывают, что мощность поля, рассеиваемого от поверхности со множеством круглых выпуклых элементов, возрастает по сравнению с рассеянием от плоской поверхности и может регулироваться посредством изменения промежутка между круглыми выпуклыми элементами и посредством изменения их диаметра. Следует отметить, что относительная диэлектрическая проницаемость и проводимость строительного материала были вычислены соответственно как  $\epsilon_r = 6,0$  и  $\sigma = 0,1$  См/м.

### 3 Обобщение электрических свойств материалов

Поиск репрезентативных данных об электрических свойствах материалов может представлять трудность, поскольку их характеристики выражаются с использованием разных сочетаний параметров, а относительная диэлектрическая проницаемость может указываться на частотах, которые далеки от интересующих. Поэтому была составлена таблица репрезентативных свойств материалов с использованием метода подбора кривой, описанного в п. 2.1.4.

Были объединены данные из восьми наборов электрических свойств материалов (всего более 90 отдельных характеристик), приведенных в открытых источниках; они были преобразованы в стандартный формат и сгруппированы по категориям материалов. Для каждой группы были выведены простые выражения частотной зависимости относительной проницаемости,  $\epsilon_r'$ , и проводимости,  $\sigma$ . Такими выражениями являются:

$$\epsilon_r' = a f_{\Gamma\Gamma\text{ц}}^b \quad (86)$$

и

$$\sigma = c f_{\Gamma\Gamma\text{ц}}^d \text{ См/м}, \quad (87)$$

где  $f_{\Gamma\Gamma\text{ц}}$  – частота в ГГц, а  $\sigma$  – в См/м ( $\epsilon_r'$  является безразмерной величиной). Значения  $a$ ,  $b$ ,  $c$  и  $d$  приводятся в таблице 4. Там, где значения  $b$  или  $d$  отсутствуют, это указывает на то, что значение  $\epsilon_r'$  или  $\sigma$  является постоянным (со значением  $a$  или  $c$ ) независимо от частоты. Это равнозначно установке значения  $b$  или  $d$  на ноль.

При необходимости мнимую часть относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_r''$  можно получить из проводимости и частоты:

$$\epsilon_r'' = 17,98 \sigma / f. \quad (88)$$

ТАБЛИЦА 4  
Свойства материалов

Класс материала	Относительная проницаемость		Проводимость		Диапазон частот
	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	
Бетон	5,31	0	0,0326	0,8095	1–100
Кирпич	3,75	0	0,038	0	1–10
Штукатурная плита	2,94	0	0,0116	0,7076	1–100
Дерево	1,99	0	0,0047	1,0718	0,001–100
Стекло	6,27	0	0,0043	1,1925	0,1–100
Потолочный настил	1,50	0	0,0005	1,1634	1–100
Древесно-стружечная плита	2,58	0	0,0217	0,7800	1–100
Половой настил	3,66	0	0,0044	1,3515	50–100
Металл	1	0	10 <sup>7</sup>	0	1–100
Очень сухая почва	3	0	0,00015	2,52	Только 1–10
Почва средней сухости	15	–0,1	0,035	1,63	Только 1–10
Влажная почва	30	–0,4	0,15	1,30	Только 1–10

Частотные пределы, приведенные в таблице 4, не являются жесткими, а только указывают на частотные пределы данных, которые использовались для получения моделей. Исключениями являются три типа почвы, где нельзя превышать частотный предел 1–10 ГГц. Типичные значения относительной диэлектрической проницаемости и проводимости для разных типов почвы в зависимости от частоты в диапазоне от 0,01 МГц до 100 ГГц приводятся в Рекомендации МСЭ-R P.527.

Тангенсы угла потерь всех диэлектрических материалов в таблице 4 составляют менее 0,5 в указанных диапазонах частот. Поэтому для расчета ослабления электромагнитной волны при прохождении сквозь материалы можно использовать аппроксимации диэлектрических пределов для коэффициента ослабления в уравнениях (24) и (27):

$$A_{\text{диэлектрик}} = 1636 \frac{\sigma}{\epsilon_r} \quad \text{дБ/м}, \quad (89)$$

где  $\epsilon_r$  и  $\sigma$  определяются в уравнениях (86) и (87).

## 4 Измерение потерь в зданиях

### 4.1 Потери на входе в здание

#### 4.1.1 Измерения потерь на входе в здание (Европа)

Измерения проводились в Германии и Соединенном Королевстве для определения величины потерь на входе в здание и других параметров, используемых при планировании приема радиовещательных служб внутри помещений.

Измерения в Германии проводились на двух частотах в диапазоне ОВЧ для цифрового звукового радиовещания и на двух частотах в диапазоне УВЧ. Медианные значения потерь на входе в здание во всех измерениях, проведенных в зданиях, типичных для Германии, составили 9,1 дБ на частоте 220 МГц; 8,5 дБ на 223 МГц; 7,0 дБ на 588 МГц и 8,5 дБ на 756 МГц.

Уровни потерь при прохождении через фасад здания (сторона с более высоким уровнем сигнала) в помещение на противоположной стороне составляют 14,8 дБ на 220 МГц; 13,3 дБ на 223 МГц; 17,8 дБ на 588 МГц и 16 дБ на 756 МГц.

По всем измерениям медианные значения стандартных отклонений в зависимости от местоположения составляют 3,5 дБ для сигналов на частотах 220 и 223 МГц в полосе шириной 1,5 МГц и 5,5 дБ для сигналов на частотах 588 и 756 МГц в полосе 120 кГц.

В Соединенном Королевстве измерения проводились на нескольких частотах в диапазоне УВЧ.

Медианные потери на входе в здание в диапазоне УВЧ составили 8,1 дБ при стандартном отклонении 4,7 дБ. Однако это значение для помещений на самой дальней от передатчика стороне здания составило 10,3 дБ, в то время как соответствующее значение для помещений на самой ближней к передатчику стороне здания составило 5,4 дБ – с разницей около 5 дБ.

По мере увеличения высоты снаружи между 1,5 и 10 м медианное измеренное значение составило 13,5 дБ. Места проведения измерений располагались в пригородной зоне.

Медианное значение разницы в напряженности поля между помещениями на первом и втором этажах составило 5,4 дБ.

Стандартное отклонение изменений напряженности поля в помещениях составило около 3 дБ.

Стандартное отклонение изменений напряженности поля, измеренное для этажа дома, составило около 4 дБ.

Несмотря на различия в частотах и ширине полосы измерений, имеется хорошее соответствие между измерениями, выполненными в Германии и Соединенном Королевстве.

#### 4.1.2 Измерения потерь на входе в здание (Япония)

В Японии измерения потерь на входе проводились в 12 офисных зданиях на расстояниях до 1 км от передатчика.

Дополнительные потери на трассе для точек внутри здания измерялись относительно значения наружного поля, усредненного на трассе вокруг здания на высоте 1,5 м. Следует отметить, что использование фиксированной опорной высоты отличается от ее использования при определении потерь на входе в здание, приведенного в п. 1.2, и приведет к отрицательным значениям потерь на входе для более высоких этажей здания.

Данные этих измерений соответствуют следующему выражению для дополнительных потерь на трассе относительно усредненного значения для высоты 1,5 м:

$$\Delta Loss(\text{дБ}) = 0,41 \cdot d - 0,5 \cdot h - 2,1 \cdot \log(f) - 0,8 \cdot LoS + 11,5, \quad (90)$$

где:

$d$  : 0–20 м; расстояние от окна;

$h$  : 1,5–30 м; высота от земли;

$f$  : 0,8–8 ГГц; частота;

$LoS$  : 1 для линии прямой видимости,  $LoS = 0$  для линии за пределами прямой видимости.

#### 4.1.3 Потери на входе в здание – измерения наклонной трассы

##### 4.1.3.1 Измерения спутникового сигнала УВЧ (860 МГц – 2,6 ГГц)

В таблице 5 обобщены данные по репрезентативному ослаблению спутникового сигнала УВЧ, наблюдаемому в помещениях, расположенных вблизи наружной стены частного дома с деревянным каркасом. Для внутренних помещений к приведенным в таблице значениям необходимо прибавить 0,6 дБ. В зданиях с деревянным каркасом ослабление мало изменяется в зависимости от погоды или угла места трассы, однако, как показывает эта таблица, существует системное изменение в зависимости

от частоты, поляризации, строительных материалов, изоляции и расположения внутри структуры. Некоторые изоляционные материалы с алюминиевой подложкой и строительные материалы дают потери до 20 дБ.

**ТАБЛИЦА 5**  
**Ослабление сигнала УВЧ (дБ) при прохождении через здания**  
**с деревянным каркасом\***

Условия в здании		Частота (МГц) и поляризация (горизонтальная Н, вертикальная V)			
Наружные стены	Изоляция (без применения металла)	860 Н	860 V	1550 V	2569 V
Деревянная обшивка	Только потолок	4,7	2,9	5,0	5,8
	Потолок и стена	6,3	4,5	6,6	7,4
Кирпичная облицовка	Только потолок	5,9	4,1	6,2	7,0
Кирпич	Потолок и стена	7,5	5,7	7,8	8,6

\* Данные в таблице относятся к помещениям, расположенным вблизи наружной стены; для внутренних помещений следует добавить 0,6 дБ.

#### 4.1.3.2 Измерения на наклонной трассе, проходящей от башен или высотных зданий

Измерения потерь на входе в здание с использованием башен высотой 18–20 м в целях моделирования спутникового передатчика проводились в диапазонах от 700 МГц до 1,8 ГГц и от 500 МГц до 3 ГГц для определения средних потерь и пространственной изменчивости в разных зданиях. Данных, достаточных для обеспечения методов точного прогнозирования, нет, при этом данные в таблицах 6–7 являются ориентировочными.

**ТАБЛИЦА 6**  
**Распределение сигналов в среднем и наилучшем положении внутри зданий**  
**(в диапазоне частот 700–1800 МГц)**

Номер здания	Конструкция	Угол места	Среднее положение		Наилучшее положение	
			Средние потери (дБ)	Стандартное отклонение (дБ)	Средние потери (дБ)	Стандартное отклонение (дБ)
1	Угловой офис, большие окна, одноэтажное здание. Бетонный блок, штукатурная плита, двойное остекление. Бетонная крыша на стальных балках	27,5° (линия прямой видимости через окно, азимутальный угол между стеной и линией прямой видимости составляет 50°)	7,9	5,5	4,2	4,2
2	Небольшое помещение с окнами, занимающими 5/8 наружной стены	18° (линия прямой видимости через окно, азимутальный угол между стеной и линией прямой видимости составляет 50°)	9,1	4,4	5,4	3,7

ТАБЛИЦА 6 (окончание)

Номер здания	Конструкция	Угол места	Среднее положение		Наилучшее положение	
			Средние потери (дБ)	Стандартное отклонение (дБ)	Средние потери (дБ)	Стандартное отклонение (дБ)
3	Угловое фойе, большие двери с отражающей стеклянной дверью, занимающей половину одной из наружных стен. Бетон наружных стен, внутренние стены из штукатурной плиты на металлическом каркасе	16° (линия прямой видимости через окно, азимутальный угол 45° между одной стеной и линией прямой видимости, обе наружные стены, облучаемые передатчиком)	15,4	8,4	9,7	6,7
4	Жилище из листового металла, обшитое изнутри фанерой. Одно небольшое незэкранированное окно на каждой из двух сторон, обшитые металлом двери	25° (азимутальный угол между стеной и линией прямой видимости составляет 60°)	9,7	6,3	5,2	4,9
5	Двухэтажный дом с деревянными стенами, изоляция из минеральной ваты (стены и мансарда), гипсокартон, без металлического теплозащитного экрана. Отсутствие металлических экранов на окнах. Крыша из кровельной дранки	25° (азимутальный угол между стеной и линией прямой видимости составляет 45°)	9,0	4,5	5,4	3,7
6	Пустой передвижной жилой прицеп из листового металла, окна с металлическими рамами и решетками	25° (азимутальный угол между стеной и линией прямой видимости составляет 45°)	24,9	3,8	19,8	3,4

ТАБЛИЦА 7

**Медианные потери в среднем и наилучшем положениях  
внутри зданий в зависимости от частоты  
(элементы конструкции и угол места такие же, как в таблице 6)**

Номер здания	Среднее положение	Наилучшее положение
(Как в таблице 6)	750–1 750 МГц	750–1 750 МГц
1	5–11 дБ	2–6 дБ
2	5–14 дБ	2–5 дБ
3	17–18 дБ	12–13 дБ
4	9–11 дБ	5–6 дБ
5	5–11 дБ	3–5 дБ
6	от 20 до > 24 дБ	16–22 дБ



ТАБЛИЦА 8

**Распределения сигналов в среднем положении внутри зданий  
(оцениваемые в диапазоне частот 500–3000 МГц)**

Номер здания	Конструкция	Угол места (градусы)	Среднее положение	
			Средние потери (дБ)	Стандартное отклонение (дБ)
1	Входной холл одноэтажного здания – бетонная наклонная стена, гудронированная крыша	18	13	10
2	Офис в одноэтажном здании – блочный кирпич, гудронированная крыша	38	9	7
3	Двухэтажный фермерский дом с деревянным каркасом, металлическая крыша, без алюминиевого теплозащитного экрана	33	5	4
4	Прихожая и жилая комната двухэтажного дома с деревянным каркасом, металлическая крыша, алюминиевый теплозащитный экран	41	19,5	12
5	Комната мотеля в двухэтажном здании; кирпич с композитной крышей	37	13	6
6	Холл двухэтажного здания; стекло и бетон, гудронированная крыша	26	12	5

В первой серии измерений (таблицы 6 и 7) для первых трех зданий углы места такие, что помещение облучалось передатчиком через окно по линии прямой видимости. Углы места были менее 30° для обеспечения бокового облучения здания.

В случае здания номер 3, указанного в этих таблицах, потери при прохождении радиоволн через отражающую стеклянную дверь превысили приблизительно на 15 дБ потери при открытой двери.

Результаты другого исследования являются схожими со средними уровнями ослабления (в диапазоне частот от 500 до 3000 МГц), изменяющимися в пределах от 5 дБ для дома с деревянным каркасом и металлической крышей без алюминиевого теплозащитного экрана до 20 дБ для схожего дома с алюминиевым теплозащитным экраном. В таблице 11 приводятся обобщенные данные измеренных средних уровней ослабления.

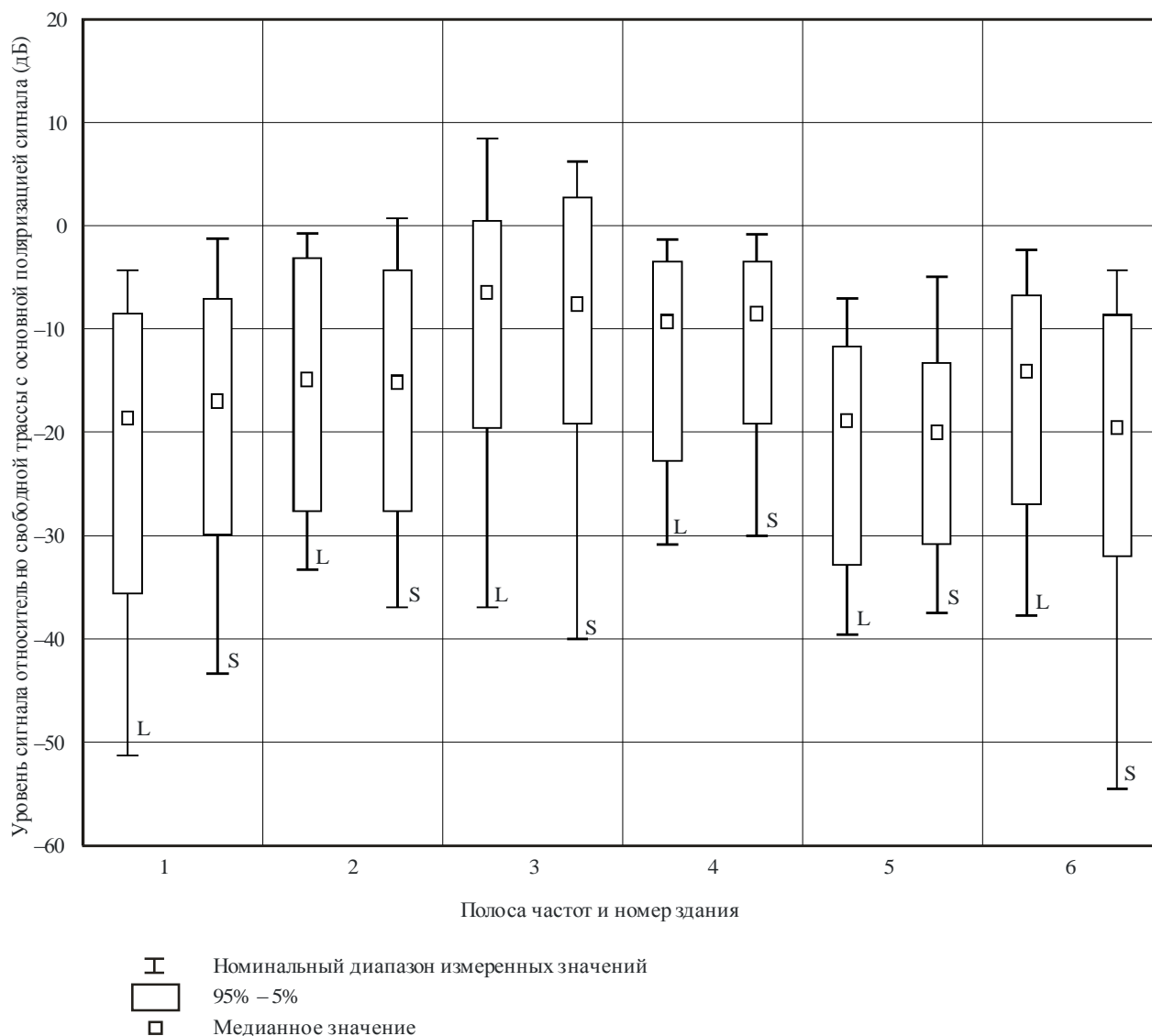
Следует отметить, что при некоторых измерениях уровни ослабления, полученные возле окна или открытой двери, включены в усредненные данные. В мотеле (здание 6) ослабление при прямом прохождении луча сквозь кирпичную стену было на 15–30 дБ ниже значения для линии прямой видимости. Уровни внутри здания 4 изменяются в пределах 25–45 дБ ниже значения линии прямой видимости из-за металлической крыши и алюминиевого теплозащитного экрана.

Следует также отметить, что измерения проводились на стационарных трассах. Имеются данные, что явления многолучевости на близком расстоянии вызывают колебания уровня принимаемого сигнала при движении передатчика или приемника. Этот факт имеет последствия особенного для систем с низкой околоземной орбитой (LEO), когда передатчик быстро перемещается относительно приемника.

Измерения показывают, что ослабление усиливается в зависимости от частоты на величину около 1–3 дБ/ГГц в зданиях 1, 2, 4 и 6, на 6 дБ/ГГц – в здании с наименьшим ослаблением (здание 3) и почти не изменяется в зависимости от частоты в здании 5 со стеклянными стенами. Поскольку указанные выше значения являются усредненными для диапазона частот от 500 МГц до 3 ГГц, ожидается, что они будут несколько оптимистичнее для диапазона от 1 до 3 ГГц.

В шести зданиях, указанных в таблице 8, были выполнены измерения на частотах 1,6 ГГц и 2,5 ГГц и проанализированы данные для определения медианных 5%- и 95%-ных уровней относительной потери сигнала при горизонтальном движении антенн с многочисленными интервалами в 80 см. Здания облучались со стороны, а сигналы принимались внутри наружной стены (вход в одной стене). Для приема передаваемых сигналов использовались азимутально всенаправленные антенны. Статистические данные, полученные из этих измерений, обобщены на рисунке 24. Эти данные указывают величину и изменения в уровнях затухания, которые возможны при прохождении сигналов сквозь стены здания. Следует отметить, что в некоторых случаях условия многолучевости создают относительные уровни сигнала, превышающие 0 дБ.

РИСУНОК 24



Медианные 5%- и 95%-ные уровни потерь мощности на входе в здание относительно свободной от препятствий прямой видимости на частотах 1,6 ГГц и 2,5 ГГц для шести зданий, указанных в таблице 5 (обозначенных на рисунке цифрами 1–6). Для каждого здания статистические данные по частотам 1,6 ГГц (L) и 2,5 ГГц (S) даются отдельно.

P.2040-24

Ни один из имеющихся результатов измерений в диапазонах частот ниже 3 ГГц не дает информации по углам места выше 41°. Однако большие потери при прохождении через металлические структуры (здание 6 в таблицах 6 и 7, здание 4 в таблице 8) говорят о том, что ослабление прямого луча при прохождении сквозь металлическую крышу составит порядка 20 дБ. Потери от 15 до 30 дБ в кирпичной стене здания 4 в таблице 8 действительны также и для больших углов места.

Зависимость потерь на входе в здание от угла места была измерена в диапазоне 5 ГГц для двух разных углов места с использованием высотных зданий в целях моделирования приема спутниковых сигналов. В офисном помещении измеренные медианы дополнительных потерь на входе в здание составляли 20 дБ и 35 дБ для углов места соответственно  $15^\circ$  и  $55^\circ$ .

#### **4.1.3.3 Измерения в офисном здании с помощью вертолета**

Зависимость потерь на частотах 5 ГГц при входе в здание от угла места и азимутального угла была измерена в разных местах восьмизэтажного здания на трех разных этажах. Для моделирования спутникового передатчика использовался вертолет. Велась постоянная регистрация принимаемого сигнала, а также местонахождения вертолета с помощью дифференциального приемника глобальной системы определения местоположения (GPS). Условия эксперимента и усредненные результаты измерений обобщены в таблице 9. Для углов места  $15^\circ$  и  $30^\circ$  характеристики потерь на входе в здание относительно угла места трассы показаны на рисунке 25, а характеристики относительно азимута – на рисунке 26.

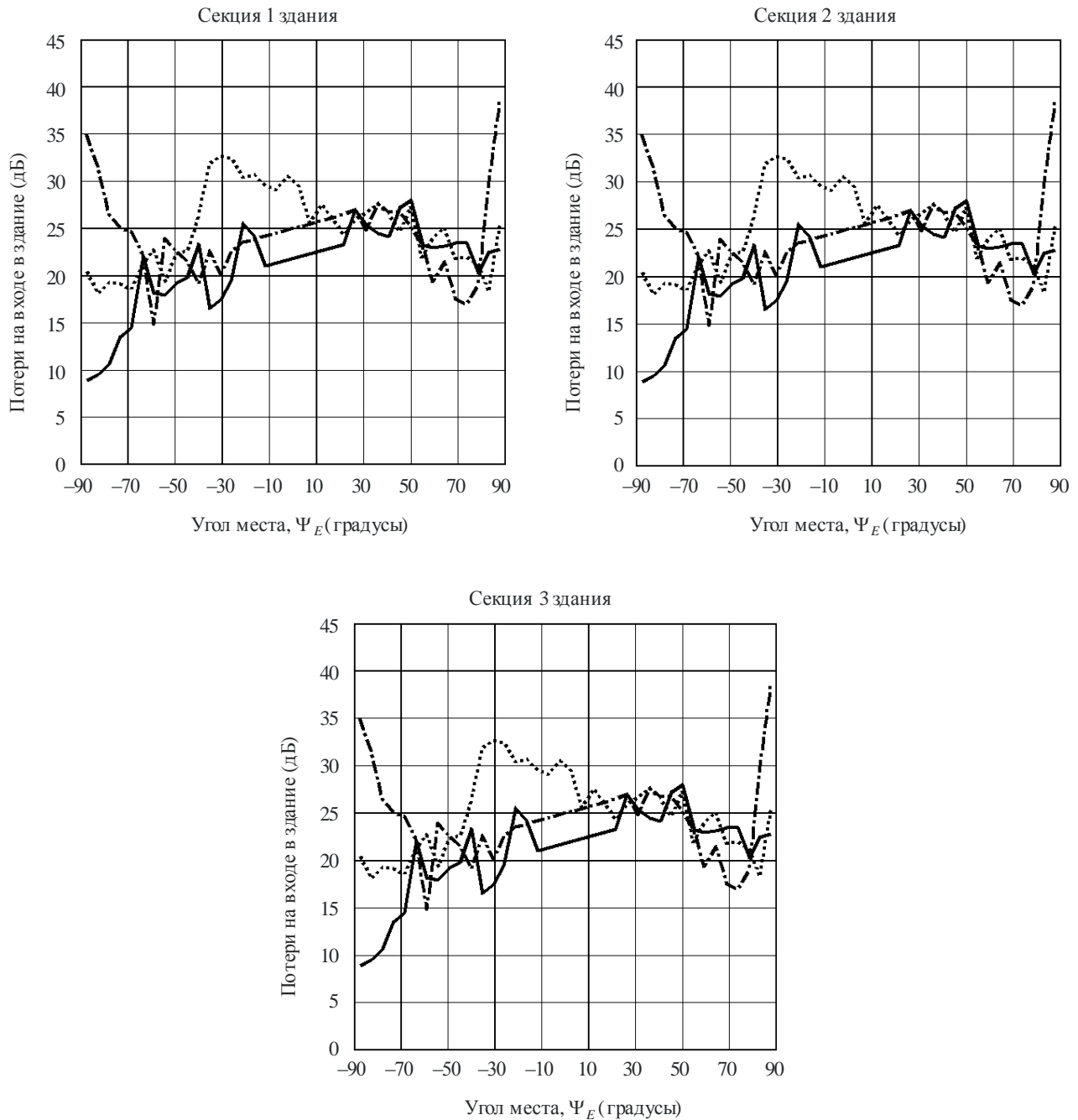
РИСУНОК 25

Потери на входе в здание на частоте 5,1 ГГц в секциях 1, 2 и 3 для этажей 2, 5 и 6.

Угол  $\Psi_E$  является положительно определенным, если смотреть на север,

и отрицательно определенным – на юг

$$|\Psi_E| = 90^\circ - \varepsilon, \text{ где } \varepsilon - \text{угол места}$$



--- Этаж 2

..... Этаж 5

— Этаж 6

Секция 1 здания – помещения с окнами, обращенными к передатчику вертолета

Секция 2 здания – центр коридора

Секция 3 здания – помещения с окнами, не обращенными к передатчику вертолета

РИСУНОК 26

Потери на входе в здание на частоте 5,1 ГГц для углов места  $15^\circ$  и  $30^\circ$   
у четырех разных позиций внутренней антенны.  
Номера 1 и 2 расположены вблизи наружной стены,  
а номера 3 и 4 – в коридоре

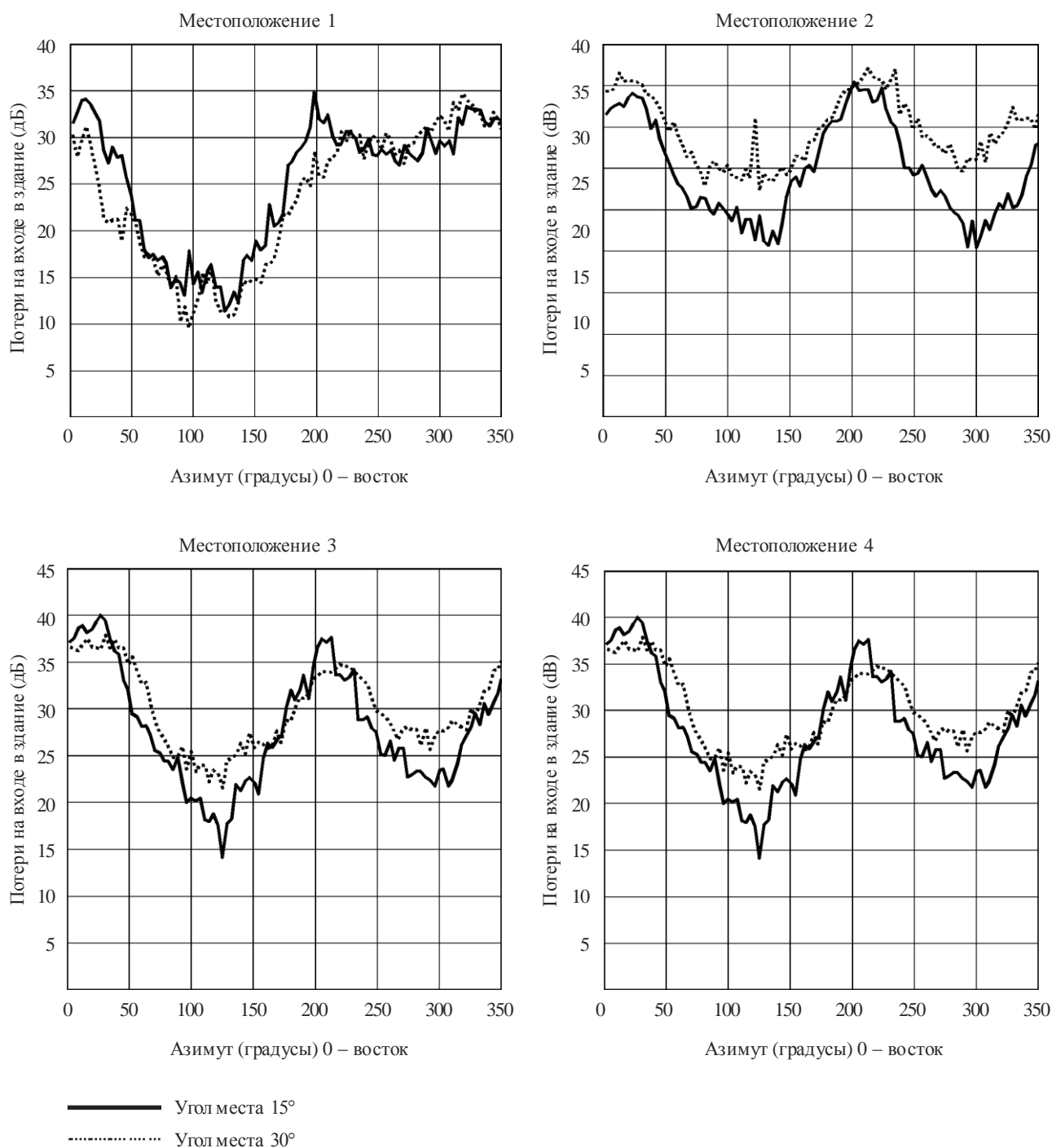


ТАБЛИЦА 9

**Усредненные медианные потери на входе в здание и наблюдаемый диапазон медианных потерь на входе в здание при измерениях на частоте 5,1 ГГц для различных местоположений в офисном здании**

	<b>Тип измерений (траектория вертолета)</b>	<b>Усредненное значение медианных потерь на входе в здание для различных местоположений приемника в здании (дБ)</b>	<b>Наблюдаемый диапазон медианных потерь на входе в здание (дБ)</b>
Восьмизэтажное здание с семью этажами над уровнем земли и одним дополнительным этажом на бывшей крыше, кирпичные стены и окна расположены полосами: за кирпичной стеной находится бетонная стена толщиной 10 см; окна выполнены из двух слоев простого незакаленного стекла, межэтажное расстояние 3,5 м при высоте от пола до потолка 2,5 м, помещения отделены двумя слоями штукатурки с прослойкой из деревянной рейки; внутренние стены, обращенные в коридор, большей частью выполнены из стекла, помещения имеют обычную меблировку из столов и книжных полок; каждый этаж разделен на три секции, коридор и офисные помещения по сторонам	Измерения угла места (линейные, перпендикулярно к длинной стороне здания)	19,1	~ 5–45
	Измерения азимутального угла (круговые, при углах места 15° и 30°)	22,3	~ 10–42

Измерения на частотах 2,57 ГГц и 5,2 ГГц с применением куполообразной схемы полета производились по направлению к трем различным зданиям, одно из которых находится в районе г. Грац/Австрия, а два других – в районе г. Вены/Австрия, с охватом зданий разных типов. Передатчик транспортировался вертолетом, на котором была установлена спиральная антенна с управляемой направленностью. Измерения проводились с помощью канального зондирующего устройства на основе псевдослучайных последовательностей с высоким разрешением и скоростью передачи элементов сигнала 100 мегациклов в секунду и при ширине полосы 200 МГц. Передающая антенна имела правую круговую поляризацию, а приемная антенна для канального зондирующего устройства состояла из ряда патч-антенн с двумя ортогональными линейными поляризациями с охватом поверхности, приблизительно соответствующей полусфере.

В таблице 10 дается обзор мест расположения зданий.

ТАБЛИЦА 10

## Обзор зданий, в которых проводились измерения

Здание		Место расположения	Количество мест размещения приемников	Материал фасада/крыши
Башня "Миллениум"	22-й этаж	Вена	2	Металлическая сетка и стеклянные панели, стекло, покрытое солнцезащитным слоем/железобетон
	44-й этаж		2	
Аэропорт в г. Грац	Зона выхода пассажиров	Фельдкирхен, вблизи Граца	4	Сталь, металлические элементы конструкции, стекло с солнцезащитным покрытием/сталь, металлические листы, слой гравия
	Конференц-зал		1	
Офисное здание FFG	Офисное здание в центре города, последний этаж	Вена	2	Железобетон/окна с покрытием

Потери на входе в здание, указанные в таблице 11, были рассчитаны путем вычитания профиля задержки мощности по результатам контрольных измерений вне зданий из среднего профиля задержки мощности, измеренного внутри зданий. Потери на входе в здание для различных расстояний до окна, обращенного к передатчику, на частоте 5,2 ГГц представлены в таблице 12.

ТАБЛИЦА 11

## Потери на входе (дБ) для разных углов места и относительных азимутальных углов на частотах 2,57 и 5,2 ГГц

Здание	Относительный азимут к нормали фасада	2,57 ГГц				5,2 ГГц			
		Угол места				Угол места			
		15	30	45	60	15	30	45	60
44-й этаж башни "Миллениум"	0	22,86	24,42	21,53	23,95	30,40	27,65	32,09	29,77
	-30	22,13	22,17	25,21	24,59	28,34	30,42	32,43	33,31
	-60	24,44	23,71	25,91	24,60	29,00	31,31	33,57	34,97
	-90	25,40	29,24	27,21	26,77	32,65	34,23	37,24	38,21
22-й этаж башни "Миллениум"	0	28,04	28,31	28,13	28,28	36,53	37,55	35,38	39,45
	-30	28,70	29,60	29,60	27,59	31,84	36,57	37,51	35,34
	-60	32,26	33,17	33,66	35,38	35,19	37,12	35,90	39,65
	-90	35,30	42,22	37,80	—	43,20	43,80	47,02	46,52
Офисное здание	0	21,69	29,23	26,18	31,40	26,52	31,13	34,13	35,28
	30	26,49	34,90	31,10	33,00	33,12	33,49	36,51	34,08
	60	27,43	—	35,90	36,13	34,29	34,16	36,30	35,73
	90	—	38,09	—	—	—	—	—	—
Аэропорт – зона выхода на посадку	0	18,18	—	23,68	23,00	28,36	35,76	—	37,97
	-30	15,09	21,12	19,11	27,10	—	—	—	37,98
	-60	18,25	26,13	21,96	25,42	27,67	37,76	—	—
	-90	—	27,71	23,69	24,61	34,31	—	—	—

ТАБЛИЦА 11 (окончание)

Здание	Относительный азимут к нормали фасада	2,57 ГГц				5,2 ГГц			
		Угол места				Угол места			
		15	30	45	60	15	30	45	60
Аэропорт – конференц-зал	0	11,81	12,62	–	10,84	15,19	19,68	19,37	19,09
	–30	11,69	–	15,05	13,63	17,73	19,37	20,03	–
	–60	16,65	17,87	17,66	16,35	22,79	–	24,70	22,38
	–90	18,52	20,10	17,43	–	25,17	24,32	23,43	–

ТАБЛИЦА 12

**Потери на входе (дБ) на частоте 5,2 ГГц для разных углов места относительно расстояния до окна, обращенного к передатчику, установленному под относительным азимутальным углом 0 градусов к нормали фасада**

Здание	Расстояние до окна (м)	Угол места			
		15	30	45	60
44-й этаж башни "Миллениум"	1,4	–	25,30	31,41	27,80
	2,4	–	27,34	31,16	27,81
	3,4	–	29,72	31,64	30,58
	4,4	–	25,6	32,19	28,88
	5,4	30,40	29,08	33,43	30,34
Аэропорт – зона выхода на посадку	0,5	30,63	35,07	–	38,72
	2,5	30,28	35,01	–	37,09
	4,5	29,97	35,96	–	38,03
	6,5	16,40	36,85	–	–

#### 4.1.3.4 Измерения в жилых зданиях с помощью воздушного шара (1–6 ГГц)

Измерения потерь на входе в здание проводились в ряде жилых зданий традиционной конструкции в Соединенном Королевстве. Данные измерения проводились на частотах 1,4 ГГц, 2,4 ГГц и 5,8 ГГц с использованием привязного воздушного шара в целях изучения потерь для ряда углов места.

Данные о местах проведения измерений даны в таблице 13.



ТАБЛИЦА 13

Здание	Год постройки	Места проведения измерений
Небольшие офисы/квартиры (3 этажа)	1985	Измерения в двух офисах (2-й этаж)
Особняк (3 этажа)	1905	Кухня (1-й этаж) и спальня (2-й этаж)
Дом рядовой застройки (2 этажа и чердак)	1880	Жилая комната (1-й этаж), спальня (2-й этаж) и кабинет (3-й этаж)
Дом рядовой застройки (2 этажа)	1965	Столовая и жилая комната (1-й этаж), холл (2-й этаж)

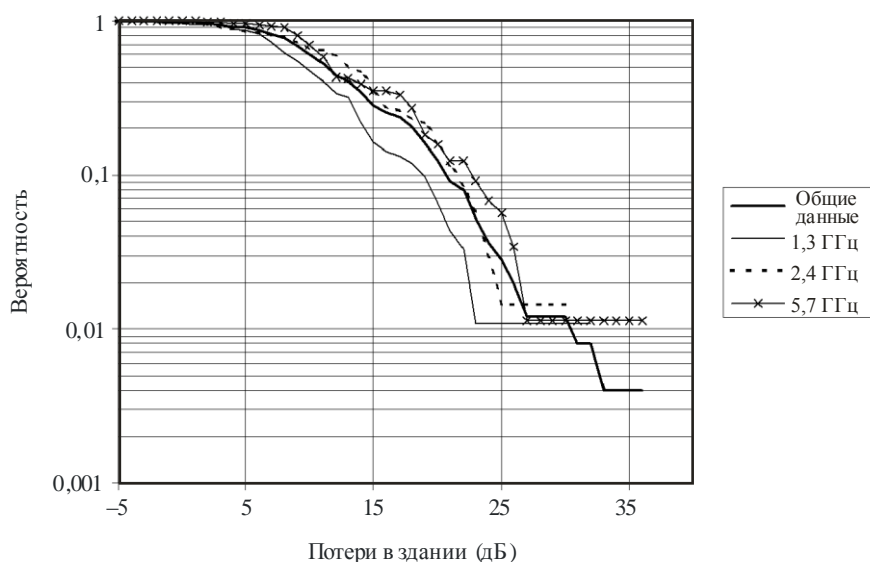
Измерения проводились с использованием передатчиков CW (с непрерывным излучением), подвешенных к воздушному шару с гелием, что позволяло получать подлежащие изучению углы места примерно  $70^\circ$ . Приемник был включен между внутренней измерительной антенной и внешней контрольной антенной. Измерительная антенна перемещалась по однометровому направляющему устройству с компьютерным управлением для обеспечения пространственного усреднения результатов измерений.

И в передатчике, и в приемнике использовались всенаправленные антенны, а также применялись корректировки для вертикальных диаграмм направленности антенн и разницы в потерях в свободном пространстве между эталонной и измерительной антеннами.

С помощью описанных выше корректировок был получен набор данных, дающий уровень средних потерь при прохождении радиосигналов для каждого места испытаний. Совокупная функция распределения этих результатов показана на рисунке 27 и представляет статистические данные по средним местным потерям относительно всех 11 мест расположения приемников при всех углах места. Места расположения приемников выбирались произвольно и почти полностью находились вне прямой видимости относительно воздушного шара.

РИСУНОК 27

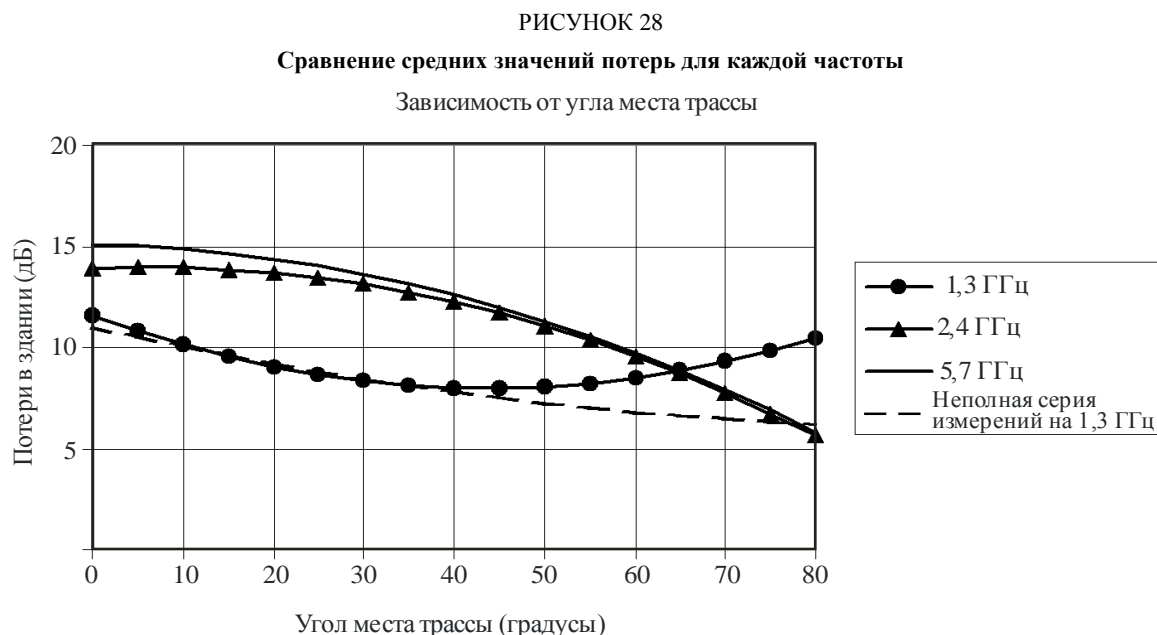
Общие статистические данные по потерям при проникновении в здание



P.2040-27

Средний уровень потерь при проникновении в здание для всех частот составляет 11,2 дБ. Кривые, приведенные на рисунке 27, показывают небольшую частотную зависимость полученных результатов. Средние уровни потерь при проникновении составляют 9,2 дБ на частоте 1,3 ГГц; 11,2 дБ – на 2,4 ГГц и 12,7 дБ – на 5,7 ГГц.

На рисунке 28 показана зависимость измерений от угла места (полиномиальные кривые, соответствующие точкам измерений).



P.2040-28

Результаты на частоте 1,3 ГГц показывают аномальное увеличение потерь при проникновении радиоволн для больших углов места. Изучение результатов измерений показывает, что это явление имеет место из-за проведения одной серии измерений, а эффект от исключения этих данных показан на пунктирной кривой.

Можно видеть, что за исключением самой низкой частоты имеется небольшое уменьшение потерь при проникновении для больших углов места. Такое уменьшение потерь в здании по мере увеличения угла места противоречит допущениям, принятым в некоторых предыдущих моделях. Возможно, что такая закономерность характерна для жилых зданий, где полы и потолки, как правило, имеют легкую деревянную конструкцию.

Очевидна некоторая зависимость усредненных результатов от полов в здании, поскольку результаты по первому и второму этажу обычно показывают потери на 5–8 дБ больше, чем результаты для третьего этажа. Однако следует помнить, что была проведена только одна серия измерений на третьем этаже, а местом измерений являлось переоборудованное чердачное помещение, используемое как домашний офис.

## 4.2 Потери внутри зданий

Изучение наземного распространения радиоволн в зданиях указывает на то, что на частоте 2 ГГц в офисном здании потери (дБ) при прохождении через этажи определяются по формуле  $15 + 4(n - 1)$ , где  $n$  – число этажей, через которые имело место прохождение радиоволн. Для жилого здания типичные потери составляют 4 дБ на этаж, что позволяет рассчитать дополнительные потери спутникового сигнала, входящего под большим углом места и проходящего вниз через здание.

## 4.3 Измерения потерь на входе из здания

### 4.3.1 Конфигурация измерений

На рисунке 29 показан дом, использовавшийся для измерений. Это типичный двухуровневый каркасный дом в Японии. Размеры участка составляют приблизительно 11 м × 12 м. Наружные стены имеют два или три окна на каждой стороне. Внешняя сторона наружных стен обшита крашеными

деревянными досками, а внутренняя сторона стен обшита штукатурной плитой. Пространство внутри стен заполнено стекловолоконной изоляцией. Передающая антенна установлена возле центра нижнего этажа. Высота антенны над уровнем пола составляет 1,5 м. Непрерывная волна на частоте 5,2 ГГц передается вертикально поляризованной дипольной антенной. Приемник, подключенный к дипольной антенне, устанавливается на тележку и перемещается вокруг дома. Приемная антенна устанавливается на высоте 2,2 м от уровня земли, чтобы она была равна высоте передающей антенны. Перед выполнением наружных измерений принимаемый уровень измеряется в нескольких точках внутри дома.

#### 4.3.2 Результаты измерений

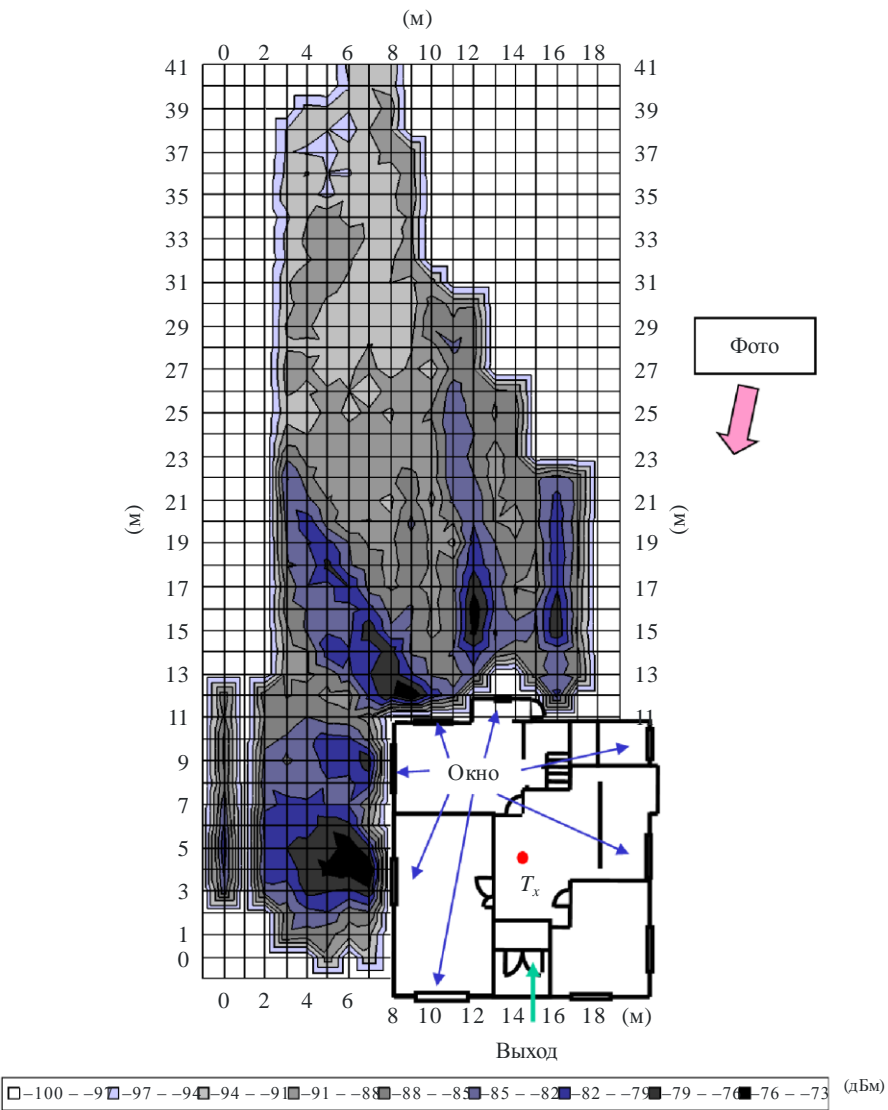
На рисунке 30 приведена карта с контурами уровней принимаемых сигналов. Высокие уровни приема выделены темным цветом, а низкие уровни приема – светлыми тонами. Данная карта показывает, что интенсивные радиоволны проходят через окна и распространяются на относительно большие расстояния. На этом рисунке белый участок в верхнем правом углу обозначает место, где измерения не могли быть произведены из-за находящегося там сарая. Другой белый участок на верхней левой стороне – это живая изгородь.

РИСУНОК 29  
Фотография дома



P.2040-29

РИСУНОК 30  
Карта контуров принимаемых уровней



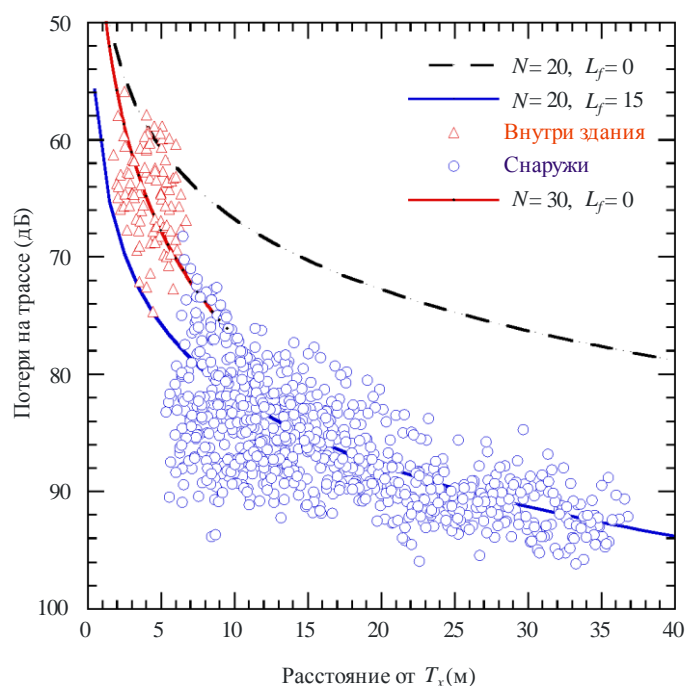
На рисунке 31 показана зависимость потерь на трассе от расстояния. Абсцисса является линейной шкалой. Голубые кружки представляют данные, полученные снаружи, а красные треугольники – данные, полученные внутри. Аппроксимация потерь на трассе выполняется при помощи следующего уравнения:

$$L(\text{дБ}) = 20 \log(f(\text{МГц})) + N \log(d(\text{м})) - 27,55 + L_f(\text{дБ}), \quad (91)$$

где  $N$  – коэффициент ослабления в зависимости от расстояния, а  $L_f$  – дополнительное ослабление, вызванное, например, прохождением сквозь стену. Когда  $N$  и  $L_f$  равны соответственно 20 и 0, это уравнение выражает потери на трассе в свободном пространстве.

На рисунке 31 показаны три рассчитанные линии. Черная пунктирная линия – это потери на трассе в свободном пространстве на частоте 5,2 ГГц. Красная сплошная линия – это аппроксимация набора данных по внутренним измерениям. Значение  $L_f$  для этой линии равно нулю, а  $N$  равно 30 для указания большого снижения уровня сигнала по сравнению со снижением в свободном пространстве. Для синей сплошной линии  $N = 20$ , а  $L_f = 15$ . Эта кривая проходит параллельно кривой для свободного пространства, но ниже нее на 15 дБ. Данный результат показывает, что потери на трассе увеличиваются при большом значении  $N$  внутри дома, и такое увеличение становится плавным после выхода сигнала из дома. Такая особенность четко наблюдается на рисунке 31.

РИСУНОК 31  
Зависимость потерь на трассе от расстояния (линейная шкала)

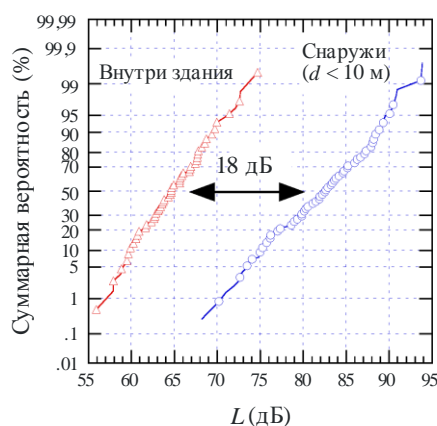


P.2040-31

На основе этих данных на рисунке 32 были получены совокупные вероятности потерь на трассе. Разница между этими двумя вероятностями составляет около 18 дБ. Это указывает на то, что радиоволна выходит из дома с ослаблением около 18 дБ и распространяется с тем же коэффициентом ослабления в зависимости от расстояния, что и ослабление для свободного пространства.

РИСУНОК 32

Суммарные вероятности данных по измерениям потерь на трассе



P.2040-32

#### 4.4 Измерение потерь в теневых зонах зданий

В Австралии производились измерения для определения значений потерь в теневых зонах зданий для применения при планировании совместного использования частот между фиксированной спутниковой службой и фиксированной службой.

Потери в теневых зонах здания определяются как потери при прохождении радиоволн сквозь здание.

Частота составляла 11 ГГц. Поляризация вертикальная и горизонтальная.

В таблице 14 показаны усредненные результаты измерений на частоте 11 ГГц при прохождении через здания разных типов.

ТАБЛИЦА 14

Средние значения потерь и стандартное отклонение потерь  
в зависимости от поляризации и типа здания

Участок испытаний	Усред. потери (верт. поляр.)	Станд. отклонение	Усред. потери (гориз. поляр.)	Станд. отклонение
1 Деревянное здание (измерения в продольном направлении)	26,4 дБ	7,1	—	—
1А Деревянное здание (измерения по ширине)	10,0 дБ	7,0	8,3 дБ	5,0
2 Бетонное/кирпичное здание	30,1 дБ	5,0	28,6 дБ	5,5
3 Металлический сарай	36,4 дБ	4,1	35,0 дБ	3,2

Измерения показывают значительную зависимость уровня потерь от строительных материалов при определении:

- основной моды распространения; и
- величины ослабления, вызванного препятствием.

Деревянные строительные материалы вызывают наименьшее усредненное ослабление от 10,0 до 25,0 дБ, кирпич и бетон — от 25,0 до 35,0 дБ, а металл — от 35,0 до 40,0 дБ. Основной модой распространения для деревянных и бетонных конструкций являлось прохождение через них, в то время как доминирующей модой распространения для металлических конструкций являлось распространение путем дифракции.

При распространении путем дифракции имела место значительная зависимость от угла дифракции. По мере увеличения угла дифракции от углов здания (т. е. к центру теневой зоны здания) величина ослабления вследствие дифракции увеличивалась (примерно от 5,0 до 10,0 дБ).

С точки зрения усредненных данных хотя имелась зависимость от поляризации в каждой точке измерения, была малая (или вообще отсутствовала) зависимость от поляризации или длины трассы. Вариации среднего ослабления между горизонтальной и вертикальной поляризацией составляли менее 1,5 дБ.

### Дополнение 1 (к п. 2.2.2.2)

#### 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 (54)–(58) в п. 2.2.2.2 в целях 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. Следует отметить, что данный альтернативный метод дает точно такие же результаты, что и п. 2.2.2.2:

$$R_N = \frac{B/Z_N - CZ_N}{2A + B/Z_N + CZ_N}; \quad (92a)$$

$$R_P = -\frac{B/Z_P - CZ_P}{2A + B/Z_P + CZ_P}; \quad (92b)$$

$$T_N = \frac{2}{2A + B/Z_N + CZ_N}; \quad (92c)$$

$$T_P = \frac{2}{2A + B/Z_P + CZ_P}. \quad (92d)$$

Здесь  $A$ ,  $B$  и  $C$  являются элементами матрицы ABCD, определяемыми как

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_m & B_m \\ C_m & D_m \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix}, \quad (93a)$$

где:

$$A_m = \cos(\beta_m d_m); \quad (93b)$$

$$B_m = jZ_m \sin(\beta_m d_m); \quad (93c)$$

$$C_m = \frac{j \sin(\beta_m d_m)}{Z_m}; \quad (93d)$$

$$D_m = A_m; \quad (93e)$$

$$\beta_m = k_m \cos(\theta_m) = k_m \left[ 1 - \left( \frac{\eta_0 \sin \theta_0}{\eta_m} \right)^2 \right]^{1/2}; \quad (93f)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}; \quad (93g)$$

$$k_m = k_0 \sqrt{n_m}. \quad (93h)$$

В уравнениях (93b) – (93h)  $\lambda$  – длина волны свободного пространства,  $k_0$  – 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  $E$ -полей, перпендикулярных и параллельных плоскости отражения, определяются как

$$Z_N = \chi_m / \cos \theta_m \quad (94a)$$

и

$$Z_P = \chi_m \cos \theta_m, \quad (94b)$$

где  $\chi_m$  – внутреннее полное сопротивление  $m$ -й плиты, определяемое как

$$\chi_m = \frac{120\pi}{\sqrt{\eta_m}}, \quad (94c)$$

где:

$$\eta_0 = \eta_{N+1} = 1; \quad (94d)$$

$$\theta_0 = \theta_{N+1} = \theta; \quad (94e)$$

$$Z_0 = Z_{N+1}. \quad (94f)$$


---