

ITU-R P.1238-4建议书

用于规划频率范围在900 MHz到100 GHz内的室内无线电
通信系统和无线局域网的传播数据和预测方法

(ITU-R 211/3号研究课题)

(1997-1999-2001-2003-2005)

国际电联无线电通信全会，

考虑到

- a) 正在开发将在室内工作的许多短距离（工作范围短于1 km）的个人通信应用；
- b) 正如许多现有产品和热门的研究活动所表明的那样，无线局域网（RLAN）和无线专用交换机（WPBX）需求很旺盛；
- c) 希望设立无线局域网标准，可与无线和有线通信都兼容；
- d) 采用非常低功率的短距离系统在移动和个人环境下提供业务有许多优点；
- e) 在建筑物内的传播特性和在同一区域内许多用户引起的干扰这两方面的知识，对系统的有效设计是非常重要的；
- f) 用于系统初步规划和干扰估算的通用（即与位置无关）模型和用于某些细致评估的定型（或具体地点）模型都是需要的；

注意到

- a) ITU-R P.1411建议书为频率范围在300 MHz到100 GHz的室外短距离电波传播提供了指导，并且该建议也应该作为同时存在室内和室外传播条件的那些情况下的参考文件。

建议

- 1 对工作于900 MHz到100 GHz之间的室内无线电系统的传播特性进行评估时，采用附件1中的资料和方法。

附 件 1

1 引言

室内无线电系统的传播预测在某些方面是与室外系统有区别的。跟室外系统中一样，根本目的是保证在所要求的区域内有效覆盖（或在点对点系统情况下保证有可靠的传播路径）和避免干扰，包括系统内的干扰以及其他系统的干扰。然而，在室内情况下，覆盖的范围是由建筑物的几何形状明确地限定的，而且建筑物本身的各边界将对传播有影响。除了一建筑物的同一层上的频率要重复使用外，经常还希望在同一建筑物的各层之间要频率共用。这样就增添了三维干扰问题。最后，距离很短，特别是使用毫米波频率的场合，意味着无线电路径附近环境的微小变化可能会对传播特性有重大的影响。

由于这些因素的复杂性，若要着手室内无线电系统的具体规划，就需要知道特定位置的详细情况，如几何形状、材料、家具、预期的使用模型等。但是，为了进行系统初步规划，必须估计出覆盖该区域内所分布的移动站所需要的基站数目以及要估计与其他业务的可能干扰或系统之间的潜在干扰。对这些系统规划的情况而言，通常必须要有代表该环境中的传播特性的模型。同时，为了完成计算，该模型不应该要求使用者提供许多输入信息。

本附件主要说明了在室内无线电环境中遇到的传输损伤的通用的、与位置无关的模型和定性的建议。如有可能，也给出与位置有关的专用模型。在许多情况下，基本模型可用的数据受限于频率或试验环境。当可以取得更多的数据时，希望将附件中的建议加以扩充。同样，要根据使用这些模型过程中取得的经验来改善这些模型的精度。但是，本附件代表了目前可以使用的最佳建议。

2 室内无线电系统中的传播损伤和质量的度量标准

室内无线电信道的传播损伤主要由下列因素所造成：

- 来自房间内的物体（包括墙和地板）的反射和物体附近的衍射；
- 穿过墙、地板和其他障碍物的传输损耗；
- 高频情况下能量的通道效应，特别时走廊中这个效应更明显；
- 房间中人和物体的运动，包括在无线电链路的一端或两端可能的运动，

而引起的传播损伤如下：

- 路径损耗——不仅有自由空间损耗，还有由于障碍物以及穿过建筑物材料传输引起的附加损耗，并且由于通道效应，自由空间损耗可能会减小；
- 路径损耗随时间和空间的变化；
- 从波的反射分量和衍射分量而引起的多径效应；
- 由于移动终端的随机位置变化而引起的极化失配。

室内无线通信业务可以由如下特性来表征：

- 高/中/低数据速率；
- 每个基站的覆盖区（如房间、楼层、建筑物）；
- 移动式/便携式/固定式；
- 实时/非实时/准实时；
- 网络拓扑（如点对点、点对多点、每一点对每一点）。

对于每一种应用场合，如语音通信、不同速率的数据传输、图像传送和视频业务等，确定一个信道的哪一种传播特性最适合于描述它的质量是很有用的。表1列出了典型业务最重要的特性。

表1
典型业务和传播损伤

业务	特性	有关的传播损伤
无线局域网	高数据速率、单个或多个房间、便携式、非实时、点对多点或每一点对每一点	路径损耗—时间和空间分布 多径时延 有用模和无用模的强度之比
无线专用交换机	中等数据速率、多个房间，单层或多层，实时、移动，点对多点	路径损耗—时间和空间分布
室内传呼	低数据速率、多层、非实时、移动、点对多点	路径损耗—时间和空间分布
室内无线电视	高数据速率、多个房间，实时、移动式或便携式、点对点	路径损耗—时间和空间分布 多径时延

3 路径损耗模型

使用这一传输损耗模型时假设基站和便携终端位于同一建筑物内。可以用位置通用的模型或位置专用的模型来估算室内基站到移动站/便携无线电终端的路径损耗。

3.1 位置通用模型

本节所描述的模型可视为位置通用的模型，因为这些模型几乎不需要有关路径或位置的信息。室内无线电路径损耗可以用平均路径损耗和它的相关的阴影衰落统计两者来表征。几种室内路径损耗模型计及了信号穿过多堵墙和/或多层楼板的衰减。本节中所描述的模型计及了穿过多层楼板的损耗，以便考虑楼层之间诸如频率重复使用这样一些特性。下面给出的距离功率损耗系数包含隐含的穿过墙以及越过和穿过障碍物传输的份额，还包括建筑物单一层内可能遇到的其他损耗机理的份额。位置专用模型将会有选项，明确地计及由于每堵墙引入的损耗，而不是在距离模型中包含的损耗。

基本模型有如下公式：

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

其中：

- N : 距离功率损耗系数
- f : 频率 (MHZ)
- d : 基站和便携终端之间的距离 (其中 $d > 1 \text{ m}$)
- L_f : 楼层穿透损耗因子 (dB)
- n : ($n \geq 1$) 基站和便携终端之间的楼板数。

表2和3给出了一些典型参数。它们是基于各种各样的测量结果得到的。在本节末尾给出了附加的通用指导原则。

表2

用于室内传输损耗计算的功率损耗系数 N

频率	居民楼	办公室	商业楼
900 MHz	–	33	20
1.2-1.3 GHz	–	32	22
1.8-2 GHz	28	30	22
4 GHz	–	28	22
5.2 GHz	–	31	–
60 GHz ⁽¹⁾	–	22	17
70 GHz ⁽¹⁾	–	22	–

⁽¹⁾ 60 GHz和70 GHz的数值是假设在单一房间或空间内的传输，不包括任何穿过墙传输的损耗。距离大于100 m时，60 GHz附近的气体吸收已很重要，它可能影响频率重复使用的距离（见ITU-R P.676建议书）。

表3

用于室内传输损耗计算的穿透 n 层楼板时的楼板穿透损耗因子 L_f (dB) ($n \geq 1$)

频率	居民楼	办公室	商业楼
900 MHz	–	9 (1层)	–
		19 (2层)	
		24 (3层)	
1.8-2 GHz	$4n$	$15+4(n-1)$	$6+3(n-1)$
5.2 GHz	–	16 (1层)	–

对居民楼没有列出不同频带上的功率损耗系数，可以使用办公室楼情况下给出的数值。

应该指出，穿过多层楼板时所预期的隔离可能有一个极限值。信号可能会找到其他的外部传输路径来连接链路，该外部传输路径的总传输损耗小于有穿过多层楼板的穿透损耗引入的总损耗。

当不存在外部路径时，在5.2 GHz频率上的测试结果表明，在正常入射角下，典型的钢筋混凝土楼板和吊顶的伪天花板一起引入的平均附加损耗为20 dB，其标准差为1.5 dB。灯具使平均损耗增加到30 dB，其标准差为3 dB；楼板下的通风管道使平均损耗增加到36 dB，其标准差为5 dB。在如射线跟踪那样的位置专用的模型中，应该使用这些值，而不用 L_f 。

室内阴影衰落统计呈正态分布。表4给出了标准差值（dB）。

表4

用于室内传输损耗计算的阴影衰落统计的标准差（dB）

频率（GHz）	居民楼	办公室	商业楼
1.8-2	8	10	10
5.2	-	12	-

虽然已经在各种各样的条件下做了许多有用的测试，但将它们做直接比较是困难的，而且仅报告了一些经过选择的频带的结果，可以得到几个一般性的结论，特别是有关900-2000 MHz频带的结论。

- 具有视距（LoS）分量的路径是以自由空间损耗为主的，而且距离功率损耗系数约为20。
- 大型开放式房间的距离功率损耗系数约为20。这可能是由于在房间的大部分区域内都有强的视距传输分量。实例包括位于大型零售商场、运动场、开放式安排的工厂和办公楼中的那些房间。
- 走廊的路径损耗比自由空间损耗小，典型的距离功率系数约为18。具有长的直线形过道的杂货铺的路径损耗也呈现走廊路径损耗特征。
- 在障碍物周围和穿过墙的传播将要引入相当大的损耗。在典型的环境下，可能会使功率距离系数增加到40左右。实例包括封闭式安排的办公楼的各个房间之间的传输路径。
- 对于长的无阻挡路径，可能出现第一菲涅耳区的转折点。在这转折点的距离上，距离功率损耗系数可能会从20左右变化到40左右。
- 办公室环境中，路径损耗系数随频率增加而降低并不总能观察到，或并不容易解释清楚（表2）。一方面，随着频率的增加，通过障碍物（例如墙、家具）的损耗增加了，而绕射信号对接收功率的影响比较小；另一方面，在更高的频率处，第一菲涅耳区被阻挡得比较少，因而损耗比较低。实际的路径损耗与这些相反的机理有关。

3.2 位置专用的模型

为了估计路径损耗或场强，位置专用的模型也是有用的。已经可以启用基于统一绕射理论（UTD）和射线跟踪技术的用于室内场强预测的多个模型。要计算室内场强，必须要有建筑物结构的详尽资料。这些模型把经验元素与UTD的电磁理论求解方法结合起来。该方法考虑到了单个绕射射线和单个反射射线，并且可以推广到多次反射或绕射以及绕射射线和反射射线的组合。反射射线和绕射射线都考虑进去以后，路径损耗的预测精度得到很大改善。

4 时延扩散模型

4.1 多径

移动/便携式无线电传播信道随时间、频率和空间位移而变化。即使在静态的情况下，即发射机和接收机的位置固定不变的情况下，该信道也可能是动态变化的，因为散射体和反射体都很可能在运动之中。术语“多径”是根据如下事实引入的，即无线电波通过反射、绕射和散射等多种路径从发射机传送到接收机。每一传播路径都有相应的时延，时延的长短与路径长度成正比。（在一给定环境中预期的最大时延时间的很粗略的估计，可以完全从房间的大小和无线电脉冲传播距离 d (m) 所用的时间 (ns) 接近于 $3.3d$ 这一事实来得到。

这些有时延的信号中的每一个都有相应的幅度，它们形成了具有时变特性的线性滤波器。

4.2 脉冲响应

信道建模的目标，是提供在无线电链路和系统仿真中要使用的无线电传播的精确数学表达式，用于系统应用的建模。因为无线电信道是线性信道，它完全可以由它的脉冲响应来描述。只要知道了脉冲响应，就可以确定无线电信道对任何输入的响应。这是链路性能仿真的基础。

脉冲响应一般表示为功率密度，它表示为相对于第1个可检测的信号额外时延的函数。这一函数常常称为功率时延曲线。它的一个例子如ITU-R P.1407建议书中图(1)所示，但是室内信道的时延标度要用纳秒而不是毫秒来表示。本建议还包含表征脉冲响应曲线的几个参数的定义。

信道脉冲响应随接收机的位置变化而变化，它也可能随时间变化。所以，它通常按一个波长范围的脉冲响应曲线的平均值来测量和报道，以减少噪音的效应，或者在几个波长范围内求平均确定空间平均值。重要的是要明确地确定指的是那一种平均和怎么进行平均。所建议的平均程序是按以下方式形成一个统计模型：为每一脉冲响应估计（功率时延曲线）确定在平均时延 T_D 前和后的时间（见ITU-R P.1407建议书），在这些时间以外，功率密度相对于峰值功率密度不超过规定值（-10、-15、-20、-25、-30 dB）。这些时间的分布的中值和如需要90%的点就形成了模型。

4.3 均方根时延扩展

功率时延曲线常常用上面提到的一个或多个参数来表征。这些参数应该根据在尺寸达几个波长的区域内取平均的曲线图计算。（参数均方根时延扩展有时是根据各个单个曲线求出，并将得到的结果取平均值，但是一般其结果与从平均后的曲线计算出的结果不相同。）噪声排除门限或接受标准，如低于曲线峰值30 dB，应该与得到的时延扩展一起发表出来。时延扩展随这一门限而定。

虽然广泛应用均方根时延扩展，但它并不总是时延曲线图的充分表征。在时延扩展超过了符号持续期的多径环境下，相移键控调制的比特差错率不是取决于均方根时延扩展，而是取决于接收到的有用波与无用波的功率比。对高符号率系统这是特别明确的；当多径分量中有一强的主导信号时（Rician衰落），即使对低符号率系统，这一点也是正确的。

然而，若可以假设一指数衰变特性的曲线，它足以表示均方根时延扩展，而不是功率时延曲线。在这种情况下，可以将脉冲响应重新近似表示为如下形式：

$$h(t) = \begin{cases} e^{-t/S} & \text{对于 } 0 \leq t \leq t_{max} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

其中：

S ：均方根时延扩散

t_{max} ：最大时延

$$t_{max} \geq S.$$

用均方根时延扩散作为该模型的输出参数的主要优点，是可以列表方式简单地表示这一模型。在三个室内环境条件下，根据平均时延分布曲线估算出的典型时延扩散参数如表5所示。这些数值是根据用全向天线在1900 MHz和5.2 GHz频率上的测量结果求得的。（在使用全向天线时，几乎没有这些参数与频率有较强依从关系的证据。对于其他天线方向图，请参阅§ 5中的讨论。）表5中，B列代表经常出现的中值；A列代表也是经常出现的较低的数值，但不是最低值；而C列仅代表偶尔出现的极高的时延值。表中给出的值代表在每一环境下可能会遇到的最大房间尺寸的情况。

表5

均方根时延扩散参数

频率	环境	A (ns)	B (ns)	C (ns)
1900 MHz	室内居民楼	20	70	150
1900 MHz	室内办公楼	35	100	460
1900 MHz	室内商用楼	55	150	500
5.2 GHz	室内办公楼	45	75	150

在给定的建筑物内，时延扩展趋向于随天线之间距离的增加而增加，因而它随路径损耗的增加而增加。天线之间距离越远，路径被阻挡的可能性更大，并且所接收的信号将完全由许多散射路径组成。

均方根时延扩展 S 大致上与楼层空间的面积 F_s 成正比，它可由公式（3）来表示。

$$10 \log S = 2.3 \log (F_s) + 11.0 \quad (3)$$

式中 F_s 和 S 的单位分别为 m^2 和 ns ，

这一公式是根据几种建筑物类型如办公室、大厅、走廊和体育馆等在2 GHz频带上的测量结果得出的。用于测量的最大楼层空间为 $1000 m^2$ 。估值误差的中值为 $-1.6 ns$ ，标准差为 $24.3 ns$ 。

当时延扩散 S 用dB来表示时， S 的标准差约在0.7到1.2 dB范围以内。

4.4 统计模型

统计模型用传输仿真中所用的方法综合了大量测试的结果。例如，可以用离散广义稳态非相关散射（WSSUS）信道模型来进行仿真。完成仿真的一个方法是在模型中只用一些 N 多径分量来替代实际信道中可能存在的许多散射路径。然后，复高斯时间变量处理各 $g_n(t)$ 的样本，把从不同角度到达的未分解的多径分量迭加起来，这些多径分量的时延近似于第 n 个模多径分量的时延 τ_n 。再由下式求出脉冲响应 $h(t)$ ：

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

式中 p_n 是接收到的第 n 个样本的多径分量的功率。像这样的统计模型对每一个分量需要适当的参数。

4.5 位置专用模型

尽管在导出规划的指导原则时统计模型是有用的，但确定性（或位置专用的）模型对设计该系统的设计师有相当大的价值。有好几种用于传播建模的确定性技术可以使用。特别是对室内应用场合，已经研究了有限差分域（FDTD）技术和几何光学技术。几何光学技术比FDTD计算效率更高。

在几何光学技术中有两种基本的方法，即映射法和射线投射法。映射法使用接收机相对于环境的所有反射面的映像。计算所有映像的对应物，然后从这些映像画射线。

射线投射法涉及在发射天线周围的空间中均匀发射的许多射线。跟踪每一射线，直到它到达接收机为止或它的幅度下降到所有规定的极限以下为止。与映射法相比较，射线投射法的灵活性更好一些，因为衍射线和散射线可以与镜面反射一起处理。而且，用射线分裂技术或变分法可以节省计算时间，同时保持满意的分辨率。射线投射法是可适用于大面积预测信道脉冲响应的技术，而映射法适用于点对点的预测。

确定性模型一般对所研究的频率上建筑材料的效应作了假设。（见§ 7有关建筑材料的性能的资料）。位置专用模型应该考虑环境的几何特性、反射、绕射和通过墙壁的传输。在给定的点上的脉冲响应可以用下式表示：

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

其中：

$h(t)$ ：脉冲响应

N ：入射射线的序号

M_m : 第 n 射线反射的次数号

M_{pn} : 第 n 射线穿透的次数号

Γ_{mu} : 第 n 射线第 u 次墙壁反射的系数

P_{nv} : 第 n 射线第 v 次墙壁穿透的系数

r_n : 第 n 射线路径长度

τ_n : 第 n 射线的时延

用菲涅耳公式计算从墙和其他表面反射以及穿透墙和其他表面的射线。所以，要求将建筑材料的复介电常数作为输入数据。§ 7中给出了测得的一些建筑材料的介电常数值。

正如公式(5)中所描述的那样，除了反射射线和穿透射线外，还应该考虑衍射射线和散射射线，以便足够准确地建立接收信号模型。特别是在有拐角的走廊内和有其他类似传播状态的情况下。可以使用均匀衍射理论(UTD)来计算绕射射线。

5 极化和天线辐射图的效应

在室内环境中，发射机和接收机之间不仅存在直接路径，而且也存在反射和衍射路径。正如菲涅耳反射公式所表示的那样，建筑材料的反射特性取决于极化、入射角和材料的复介电常数。多径分量的到达角是分布式的，取决于天线的射束宽度、建筑物的结构以及发射机和接收机的位置。所以，极化和天线有效辐射图可能会严重影响室内传播特性。

5.1 视距情况

普遍认为在视距(LoS)信道中，与全向天线相比，定向天线减小了均方根时延扩展，而且圆极化(CD)的均方根时延扩展比线极化(LP)小。因此，在这种情况下，定向圆极化天线是减小时延扩展的有效手段。

与极化有关的主要机理可能是由于如下事实，即当圆极化信号以小于布鲁斯特角的入射角入射到反射表面时，被反射的圆极化信号的左右旋方向会发生反转。每次反射时圆极化信号的极化方向发生反转，意味着经过一次反射以后到达的多径分量与视距分量的极化正交。这样，它抵消了大部分的多径干扰。这一效应与频率无关，这一点理论上已预计到，并且已由频率1.3到60 GHz范围内的室内传播实验所证实。它同样用于室内和室外环境下。因为现在使用的所有建筑材料的布鲁斯特角都大于45°，在大多数室内环境下，不管房间的内部结构和使用的材料如何，由单次反射引起的多径干扰(即多径分量的主要来源)被有效地抑制。但是，可能有例外的环境条件，如长走廊那样的环境，此时很大的入射角占多径的主流地位。在移动链路上使用圆极化天线也减少了均方根时延扩展的变化。

由于多径传播分量的到达角呈分布式，所以，使用定向天线后，空间上过滤掉了天线射束宽度以外的那些分量，从而可以减小时延扩展。用一个全向发射天线和四个不同类型的接收天线(全向、宽射束、标准喇叭和窄射束天线)正对着发射天线，在60 GHz完成的室内传播测量和射束跟踪仿真结果表明，用窄射束天线时对时延分量的抑制更有效。表6给出了一个天线方向性与静态的均方根时延扩展之间的依从关系

的实例。表中列出的数据是在一个空的办公室内在60 GHz时由射线跟踪仿真得到的90%不被超过的均方根时延扩展值。可能要指出的是均方根时延扩展的减少可能不一定总是所希望的结果，因为它可能意味着宽带信号的衰落动态范围增加，这是失去了固有的频率分集的结果。此外，可能还要指出，有些传输方案利用了多径效应。

表6

天线方向性与静态均方根时延扩展依次关系的实例

频率 (GHz)	发射天线	发射天线射束带宽 (度)	静态均方根时延扩展 (90%) (ns)	房间尺寸 (m)	备注
60	全向	全向	17	13.5×7.8 空办公室	射线跟踪
		60	16		
		10	5		
		5	1		

5.2 有遮挡的路径情况

当直接路径受遮挡时，极化和天线方向性与时延扩展的关系可能比视距路径情况下要复杂得多。有关遮挡情况下的试验结果很少见。然而，在2.4 GHz得到的试验结果给我们的启示是在遮挡路径中极化和天线方向性与时延扩展的关系与视距路径情况下有很大差别。例如，在障碍路径情况下，发射用全向水平极化天线而接收用定向圆极化天线时，均方根时延扩展最小，并且最大额外时延也最少。

5.3 移动终端的指向

在便携无线电环境下，传播通常是以信号的反射和散射占主导地位的。通常能量由被发射的极化散射到正交的极化中去。在这些条件下，交叉极化耦合增加了随机指向便携式无线设备接收到足够电平的概率。在816 MHz上进行的交叉极化耦合测量结果表明耦合度相当高。

6 发射机和接收机安放位置的影响

关于发射机和接收机安放位置对室内传播特性的影响几乎没有进行过试验和理论研究。但是，通常可能建议基站应尽可能放得高，靠近房间的天花板，以尽可能达到视距路径的要求。在手持终端情况下，用户终端的位置自然将与使用者的运动有关，而不取决于系统设计的限制。但是，对非手持式终端而言，建议天线要足够高，以尽可能保证与基站处于视距路径条件下。基站位置的选择也与系统结构的各个方面（如空间分集、分区结构等）有很大关系。

7 建筑材料、陈设和家具的影响

室内传播特性受从建筑材料来的反射和通过建筑材料的传播的影响。这些材料的反射特性和传输特性取决于材料的复介电常数。位置专用传播预测模型可能需要有关建筑材料的复介电常数和建筑结构的数据作为基本输入数据。

表7中列出了典型的建筑材料的复介电常数的数据，它们是在1、57.5、70、78.5和95.9 GHz频率上实验测得的。这些介电常数的数值表明各种材料的介电常数相互之间的差别相当大。在60-100 GHz频率范围内，除了地板变化了10%以外，其他材料的介电常数与频率几乎没有关系。

表7

内部结构材料的复介电常数*

	1 GHz	57.5 GHz	70 GHz	78.5 GHz	95.9 GHz
混凝土	7-j0.85	6.5-j0.43	—	—	6.2-j0.34
轻混凝土	2-j0.5	—	—	—	—
地板（合成树脂）	—	3.91-j0.33	—	3.64-j0.37	3.16-j0.39
糊墙纸板	—	2.25-j0.03	2.43-j0.04	2.37-j0.1	2.25-j0.06
天花板（矿物绝缘纤维）	1.2-j0.01	1.59-j0.01	—	1.56-j0.02	1.56-j0.04
玻璃	6.76-j0.09	6.76-j0.16	6.76-j0.17	6.76-j0.18	6.76-j0.19
玻璃纤维	1.2-j0.1	—	—	—	—

* 玻璃的复介电常数由公式 (6a) - (6d) 导出。其他值由测量得出。

计算频率范围为0.9 GHz到100 GHz的玻璃的复介电常数 η 的实验公式如下：

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

其中

$$n_{cr} = 2.60 \quad (6b)$$

$$n_{ci} = 10^{-1.773+0.153x-0.027x^2-0.011x^3+0.014x^4} \quad (6c)$$

$$x = \log_{10} f, 0.9 \text{ GHz} < f < 100 \text{ GHz} \quad (6d)$$

用反射系数和传输系数可以对反射特性和传输特性进行评估。反射系数和传输系数的定义如下：

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

这里 E 代表电场的复振幅，而上标 i 、 r 和 t 分别表示入射的、反射的和传输的电场。下标 N 和 P 表示垂直于或平行于反射平面的电场分量。而反射平面是入射射线和反射射线都在内的那个平面。（见图1中表示的几何关系。）入射电场和反射电场是在反射表面上定义的，而传输的电场是在反射表面对面的那个表面上定义的。 E_P 、 E_N 的参考方向和传播方向总是按这一次序形成本地右手正交坐标系。规定对入射电场、反射电场和传输电场的 E_N 的参考方向是相同的。

反射系数可以根据复介电常数 η 按下式求出：

$$R_N = \frac{\cos\theta - \sqrt{\eta - \sin^2\theta}}{\cos\theta + \sqrt{\eta - \sin^2\theta}} \quad (\text{电场分量垂直于反射平面}) \quad (7a)$$

$$R_P = \frac{\cos\theta - \sqrt{(\eta - \sin^2\theta)/\eta^2}}{\cos\theta + \sqrt{(\eta - \sin^2\theta)/\eta^2}} \quad (\text{电场分量平行于反射平面}) \quad (7b)$$

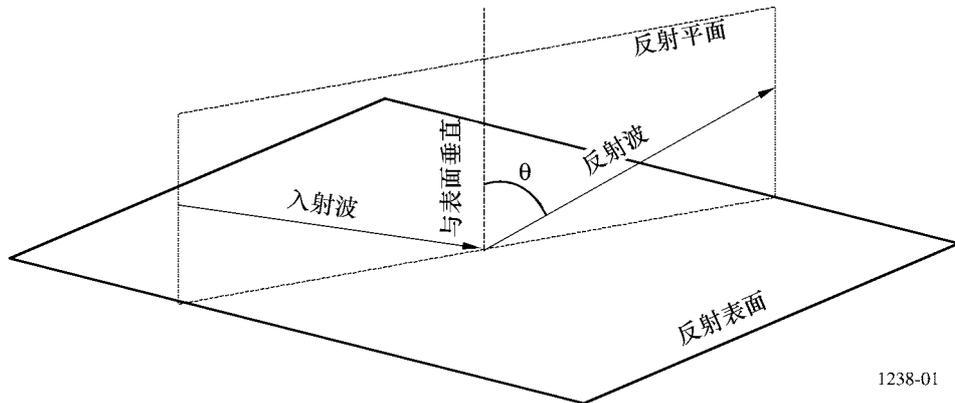
其中 θ 是入射射线和反射射线的法线之间的夹角，如图1所示。

特殊情况下，即当入射电场为圆极化时，则从反射电场来的接收信号的振幅和相位的变化可以用圆极化的反射系数 R_C 来表示，由下式给出：

$$R_C = \frac{R_N + R_P}{2} \quad (\text{圆极化}) \quad (7c)$$

图1

计算反射特性的几何关系



1238-01

当建筑材料的穿透损耗比较大，以至于没有大的反射被反射回反射表面时，就可以用上列公式。若不是这种情况，必须要考虑在建筑材料内部反射的效应。

当建筑材料用 N 层介质板来代表，第 m 层（ $m=1, 2, \dots, N$ ）的厚度和复介电常数分别用 d_m 和 η_m 表示时，则可由下式求出反射系数和传播系数：

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

式中 A_0 、 B_0 、 F_0 和 G_0 由下列递推公式计算：

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

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

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

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

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

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

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

其中：

λ ：自由空间中的波长

θ_m ：在第 m 层中的折射角

θ_{N+1} ：在空气中到最后的平面边界的右边的折射角

对于只有单层的特殊情况下，公式（8）可以简化为如下形式：

$$R = \frac{1 - \exp(-j2\delta)}{1 - R'^2 \exp(-j2\delta)} R' \quad (\text{反射系数}) \quad (13a)$$

$$T = \frac{(1 - R'^2) \exp(-j\delta)}{1 - R'^2 \exp(-j2\delta)} \quad (\text{传输系数}) \quad (13b)$$

其中：

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

且 d 为建筑材料的厚度。在公式（13a）和（13b）中， R' 以 R_N 或 R_P 代入，取决于入射电场的极化。

若沿一射线路径的所有反射平面都是相同的，如在二维确定模型情况中那样，按§ 4.5中的定义， R_N 和 R_P 可以用作反射系数 Γ_{mu} ，而 R_N 和 T_P 可以用作穿透系数 Γ_{mu} 。只有沿路径的第一次反射，才可以将 R_C 用作 Γ_{mu} ，因为通常圆极化波经反射以后就变换为椭圆极化波。入射电场一般被分解为垂直于或平行于反射面的分量，而 R_N 和 T_N 或 R_P 和 T_P 分别应用于每一分量来确定反射电场和传输电场。

在毫米波频带，必须把油漆那样的表面涂层看作一层介质层。

在毫米波频带，当地板材料覆盖了表面粗糙的地毯时，来自地板和混凝土板那类楼板材料的镜面反射就大大降低了。窗户覆盖了窗帘那类物品后，也可能造成类似的反射降低现象。所以可以预料，随着频率提高，材料的特性效应将更加重要。

除了基本建筑结构外，家具和其他设施也会显著影响室内的传播特性。可以将这些物品作为阻挡物来处理，适用§ 3中的路径损耗模型。

附录1提供了一个计算多层材料的反射特性和传输特性的方法，它用ABCD矩阵公式作为一个替代的计算方法。

8 物体在房间中移动的影响

人和物体在房间内移动引起室内传播特性随时间变化。但是，与可能要使用的数据速率相比，这一变化速度是很慢的，所以可以把它按实际上非时变的随机变量来处理。除了天线附近或直接路径上有许多人的情况以外，在办公室和其他地点以及建筑物周围的人的移动对传播特性的影响可以忽略不计。

在链路的终端都固定不动的情况下得到的测试结果表明衰落很频繁（统计结果是非常不稳定的），它或者是由于在给定的链路周围的区域内多径信号的扰动所造成的，或者是由于人们通过该链路而出现的阴影效应所造成的。

在1.7 GHz上进行的测量结果表明，一个人移动进入视距信号的路径中时，接收到的功率电平会下降6到8 dB，并且Nakagami-Rice分布的K值大大减小。非视距链路情况下，人们在天线附近移动对信道没有任何显著的影响。

在手持终端的情况下，使用者的头部和身体附近对接收信号电平有影响。在900 MHz频率上，用偶极子天线进行的测量结果表明，与天线离开身体几个波长时的接收信号场强相比较，当握在终端的机身上时，接收信号强度减小4到7 dB，当对着使用者的头部握住终端时，接收信号强度下降1到2 dB。

当天线高度低于1 m左右时，例如在典型的桌上型计算机和便携式计算机应用场合下，人们移动到用户终端附近可能会阻挡视距路径。对这样的数据应用场合，衰落的深度和持续时间都是很重要的。在室内办公室大厅环境中在37 GHz上的测量结果表明，经常能观测到10到15 dB的衰落。在人们以随机的方式连续穿过视距路径时，由于身体遮挡引起的这些衰落的持续时间符合对数正态分布，平均值和标准差与衰落深度有关。在上述测量期间，当衰落深度为10 dB时，平均持续时间为0.11秒，其标准差为0.47秒；当衰落深度为15 dB时，平均持续时间为0.05秒，其标准差为0.15秒。

在70 Hz频率上的测量结果已经表明，对应于衰落深度为10 dB、20 dB和30 dB时，由人体遮挡引起的平均衰落持续时间分别为0.52秒、0.25秒和0.09秒。在测试过程中，估计人的平均步行速度为0.74 m/s，方向是随机的，假设人类身体的厚度为0.3 m。

测试结果表明，在办公室环境中由人类移动在1小时内引起的身体遮挡的平均出现次数由下式得出：

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

其中 D_p ($0.05 \leq D_p \leq 0.08$) 是房间中每平方米的人数。所以，每小时总的衰落持续时间由下式给出：

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

其中 \bar{T}_s 是衰落的平均持续时间。

在展览大厅中的通道上每小时身体遮挡的出现次数为180到280，而 D_p 是0.09到0.13。

在地下商业街中路径损耗与距离的关系受人类身体遮挡所影响。地下商业街中的路径损耗由下式给出，公式中的参数在表8中给出。

$$L(x) = -10 \cdot \alpha \{1.4 - \log_{10}(f) - \log_{10}(x)\} + \delta \cdot x + C \quad \text{dB} \quad (17)$$

其中：

f : 频率 (MHz)

x : 距离 (m)。

非视距情况下的参数在5 GHz频带上得到验证。视距情况下的参数可用于频率范围2 GHz到20 GHz。距离 x 的范围为10 m到200 m。

地下商业街的环境是一个梯型商业街，它由直的走廊组成，有玻璃或混凝土墙面。主走廊宽6 m，高3 m，长190 m。典型的人体高度170 cm，肩宽45 cm。在生意清淡的时间（早晨业余时间）和顾客拥挤的时间（午餐时间或高峰时间）行人的密度分别为0.008人/m²和0.1人/m²左右。

表8

在Yaesu地下商业街中典型的路径损耗函数的参数

	LoS			NLoS		
	α	δ (m ⁻¹)	C (dB)	α	δ (m ⁻¹)	C (dB)
业余时间	2.0	0	5	3.4	0	-20
高峰时间	2.0	0.065	5	3.4	0.065	-20

附件 1

的附录1

用于计算有N个介质层表示的建筑材料的反射系数和
传输系数的基于ABCD矩阵公式的替代方法

为了求出由N个介质层所表示的建筑材料的反射（ R ）和传输（ T ）系数，下面基于ABCD矩阵公式给出了公式（8）-（14）的替代公式。这些公式是以ABCD矩阵公式为基础的。假设建筑材料两侧的区域是自由空间。请注意，利用这一替代方法得到的结果与§ 7中给出的结果完全相同。

$$R_N = \frac{B/Z_N - CZ_N}{2A + B/Z_N + CZ_N} \quad (18a)$$

$$R_P = -\frac{B/Z_P - CZ_P}{2A + B/Z_P + CZ_P} \quad (18b)$$

$$T_N = \frac{2}{2A + B/Z_N + CZ_N} \quad (18c)$$

$$T_P = \frac{2}{2A + B/Z_P + CZ_P} \quad (18d)$$

式中 A 、 B 和 C 是下面给出的 ABCD 矩阵的元素：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_m & B_m \\ C_m & D_m \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix} \quad (19a)$$

其中：

$$A_m = \cos(\beta_m d_m), \quad B_m = jZ_m \sin(\beta_m d_m) \quad (19b)-(19c)$$

$$C_m = \frac{j \sin(\beta_m d_m)}{Z_m}, \quad D_m = A_m \quad (19d)-(19e)$$

$$\beta_m = k_m \cos(\theta_m) = k_m [1 - (\frac{\eta_0}{\eta_m} \sin \theta_0)^2]^{1/2} \quad (19f)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad k_m = k_0 \sqrt{\eta_m} \quad (19g)-(19h)$$

在公式（19b）到（19h）中， λ 是自由空间波长， k_0 是自由空间的波数， η_m 和 k_m 是第 m 介质层中的复介电常数和波数， β_m 是在垂直于介质层平面方向上的传播常数，而 d_m 是第 m 个介质层的宽度。

垂直于和平行于反射平面的电场的波阻抗 Z_N 和 Z_P 由下式表示：

$$Z_N = \chi_m / \cos \theta_m \quad (20a)$$

和

$$Z_P = \chi_m \cos \theta_m \quad (20b)$$

其中 x_m 是第 m 介质层的固有阻抗，由下式给出：

$$\chi_m = \frac{120\pi}{\sqrt{\eta_m}} \quad (20c)$$

其中：

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