

国 际 电 信 联 盟

**ITU-R**

国际电联无线电通信部门

**ITU-R P.1407-6建议书**  
(06/2017)

**多径传播及其特性的参数化**

**P系列**  
无线电波传播



国际电信联盟

## 前言

无线电通信部门的职责是确保卫星业务等所有无线电通信业务合理、平等、有效、经济地使用无线电频谱，不受频率范围限制地开展研究并在此基础上通过建议书。

无线电通信部门的规则和政策职能由世界或区域无线电通信大会以及无线电通信全会在研究组的支持下履行。

## 知识产权政策 (IPR)

ITU-R的IPR政策述于ITU-R第1号决议的附件1中所参引的《ITU-T/ITU-R/ISO/IEC的通用专利政策》。专利持有人用于提交专利声明和许可声明的表格可从<http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/en>获得，在此处也可获取《ITU-T/ITU-R/ISO/IEC的通用专利政策实施指南》和ITU-R专利信息数据库。

### ITU-R系列建议书

(也可在线查询<http://www.itu.int/publ/R-REC/en>)

系列	标题
<b>BO</b>	卫星传送
<b>BR</b>	用于制作、存档和播出的录制；电视电影
<b>BS</b>	广播业务（声音）
<b>BT</b>	广播业务（电视）
<b>F</b>	固定业务
<b>M</b>	移动、无线电定位、业余和相关卫星业务
<b>P</b>	<b>无线电波传播</b>
<b>RA</b>	射电天文
<b>RS</b>	遥感系统
<b>S</b>	卫星固定业务
<b>SA</b>	空间应用和气象
<b>SF</b>	卫星固定业务和固定业务系统间的频率共用和协调
<b>SM</b>	频谱管理
<b>SNG</b>	卫星新闻采集
<b>TF</b>	时间信号和频率标准发射
<b>V</b>	词汇和相关问题

**说明：** 该ITU-R建议书的英文版本根据ITU-R第1号决议详述的程序予以批准。

电子出版  
2018年，日内瓦

©国际电联2018

版权所有。未经国际电联书面许可，不得以任何手段复制本出版物的任何部分。

## ITU-R P.1407-6 建议书\*

## 多径传播及其特性的参数化

(ITU-R第203/3号课题)

(1999-2003-2005-2009-2013-2017年)

**范围**

ITU-R P.1407建议书阐述了多径传播的性质并对多径效应进行统计描述的适当参数进行了定义，同时就多传播路径之间的相关效应及其计算提供了示例。

**关键词**

延迟曲线、方位角/仰角曲线、方向功率延迟曲线、多普勒、总功率、多径分量。

国际电联无线电通信大会，

考虑到

- a) 有必要估计多径对使用数字系统的业务的影响；
- b) 宜统一用于描述多径特性的术语和表述，

建议

- 1 用一致的方式描述多径的概念，应采用附件1中给出的术语和定义；
- 2 应使用附件2的相关概念分析多输入，多输出（MIMO）系统的效应；
- 3 对于宽带信道而言，应使用附件3中的模型评估通信系统的性能。

**附件1****1 引言**

在天线高度较低的无线电系统中，由于周围物体的反射，在发射机和接收机之间除视距内的直达路径外，常有多条迂回路径。在城市环境中，由于建筑物的侧面和铺设路面会产生很强的反射，这种多径传播显得尤为重要。由此，所接收到的信号由具有各种幅度、相位角和到达方向的若干分量集合而成。

---

\* 2015年4月，无线电通信第3研究组根据ITU-R第1号决议，对本建议书进行了编辑修改。

由此所产生的信号强度的空间变异可包括两个方面：

- a) 主要由于不同型号组成相位角的变化，导致在约为一个波长的距离上信号的迅速衰落；
- b) 主要由于周围物体遮蔽损耗的变化，造成在较长距离上的慢衰落。

此外，运动物体或反射物（如车辆）的移动也会导致各种信号组成不同程度的多普勒漂移。

多径移动信道可通过根据运动物体的速度和/或散射体不同按照一定速率变化的脉冲响应来描述。因此，接收机必须具有应对信道中由反射波造成的信号失真以及这种失真快速变化特性的能力。移动无线电信道的这种特性可通过功率时延谱和多普勒频谱描述，而多普勒频谱则可从宽带信道探测数据中计算得到。

发送至和来自城市或树木繁茂环境移动车辆的信号，由于多重散射，其幅度可呈现极端变化。低于平均电平30 dB或更多的衰落是常见的。当在几十个波长的距离上测量时，瞬时场强大致呈瑞利分布。根据山岗树木、建筑和其它结构的高度、密度和分布情况，这种场强分布的平均值也随地区的不同而有所不同。

物理上而言，多路径传播参数为多路径数量、幅度、路径长度差别（时延）、多普勒漂移和到达角。可通过在短距离上或短时间内出现的一系列复杂脉冲响应得到这些参数的特性，可利用脉冲响应消除超量延时、多普勒频率和功率密度这三方面多路径的时延多普勒扩展函数。时延多普勒函数确定一种线性横向滤波器，其输出是输入信号多时延、衰减和多普勒位移复制之和。这一公式表示法对于实现动态横向滤波器形式的硬件模拟器十分有益。时延多普勒扩展函数用以消除功率时延属性和多普勒频谱，这些可能与信道的相干时间相关。或者，时间变量复杂脉冲响应的傅立叶变换导致产生时间变量复杂频率响应，与频率特性对应的幅度确定着多径频率选择性，且与相关带宽有关，同时其时间可变性在特定频率上给出衰落特性。

小部分（或小规模）信号参数的定义见§§ 2、3和4。小规模参数的统计接着用以算出累计分布函数（CDF）。中等规模的CDF涉及一条约几十到几百米长的特殊测量路线。由若干中等规模路线测得的综合的数据集被视为具有大规模或全球特性，表征诸如丘陵地带、城市、郊区、室内大空间、走廊等测量环境。

## 2 时延谱参数

### 2.1 功率时延谱的定义

从三种功率时延谱中的任一种均可计算出用统计方式描述相关多径延时的适用参数，这三种功率时延谱分别为：瞬时功率时延谱；短期功率时延谱；或长期功率时延谱，当接收机固定并表示了环境中的运动状况时，上述时延谱代表所得到的时间平均值，当接收机移动时则代表所得到的空间平均值。



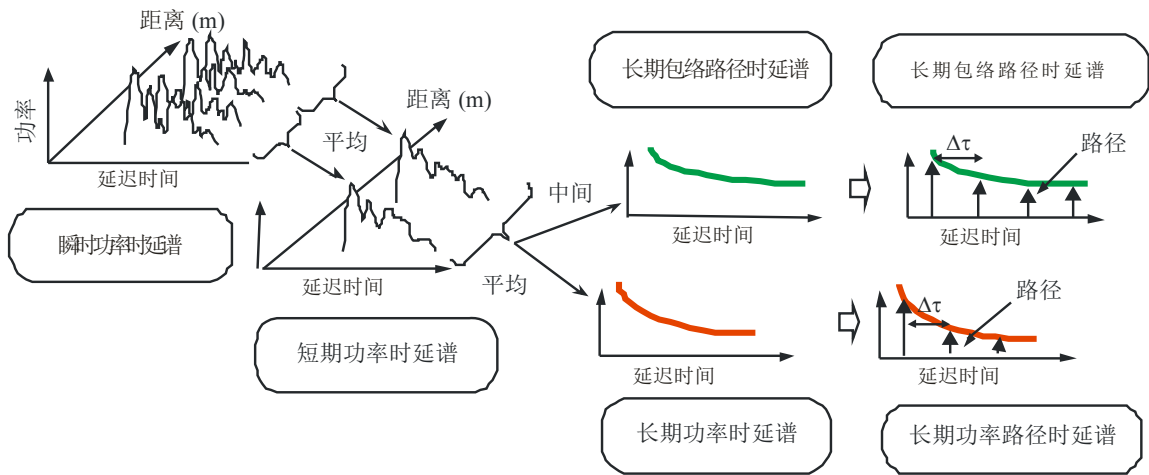
功率时延谱的定义见图1。

瞬时功率时延谱是某一点某时刻脉冲响应的功率密度。

短期功率（小规模）时延谱是通过在数十个波长上对瞬时功率时延谱进行空间平均得出的，在这一波长范围内维持相同的多径成分从而取消快速衰落的差异。或者，可通过图2A所示的时延多普勒函数的扩展函数获得，采用多普勒频移轴上的大小平方和，如图2B所示。

图1

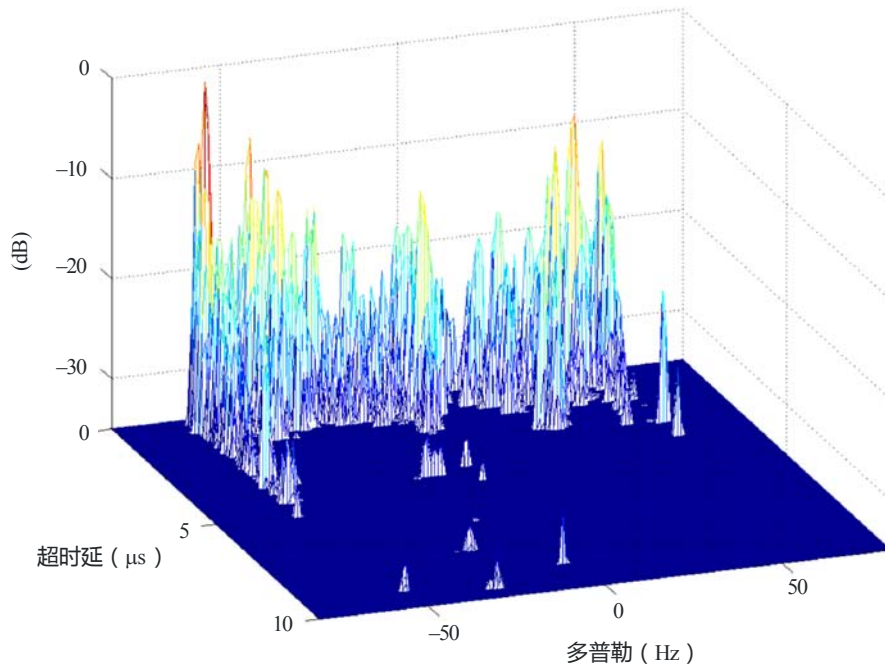
功率时延谱的定义



P.1407-01

图2A

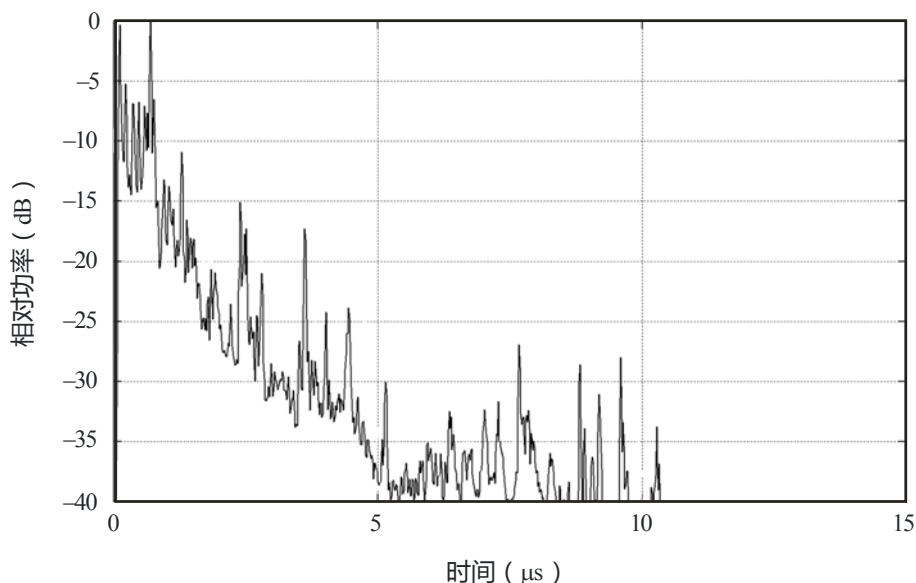
时延多普勒扩展函数



P.1407-02a

图2B

与时间响应相对应的相对功率



P.1407-02b

长期功率时延谱是通过在与BS几乎相同的距离内对短期功率时延谱进行空间平均得出的，以便取消因阴影造成的差异。

时间分辨率 $1/B$ 将带有离散额外时延的长期功率时延谱标准化，在该分辨率中 $B$ 指带宽，而这一标准化的长期功率时延谱被界定为长期功率路径时延谱，而非持续功率时延谱。

另一方面，长期包络时延谱是在与基站几乎相同距离内短期功率时延谱的中间值；它表达了所考察区域时延谱的形状。

## 2.2 统计参数的定义

下面给出用统计方式描述多径效应的适用参数。平均时延是测量到的额外时延的功率加权平均值，且用功率时延谱的一阶矩表示（脉冲响应幅度的平方）。

均方根（r.m.s.）时延扩展是额外时延的功率加权标准偏差，由功率时延谱的二阶矩表示。它提供了平均时延变异性的度量。

时延窗是包括脉冲响应中具有占总功率一定百分比（通常为90%）的功率时延谱中间部分的长度。

时延间隔为额外时延的两个值之间的脉冲响应长度，这两个值分别代表脉冲响应幅度首次超过某一给定门限值和最后一次低于该值。

多径或信号分量数是功率时延谱中的高峰数，功率时延谱的幅度在最高峰值 $A$  dB 范围内，并超出噪声基底。

结合参考图3A和3B给出统计参数的定义。须注意，图中的功率时延谱采用分贝标度，然而，功率求和公式采用功率线性单位。

### 2.2.1 总功率

脉冲响应的总功率 $P_m$ 为:

$$P_m = \int_{t_0}^{t_3} P(t) dt \quad (1)$$

其中:

$P(t)$ : 脉冲响应的功率密度

$t$ : 相对于时间基准的时延

$t_0$ :  $P(t)$  第一次超过截止电平的时刻

$t_3$ :  $P(t)$  最后一次超过截止电平的时刻。

### 2.2.2 平均时延

平均时延 $T_D$ 通过功率时延谱的一阶矩表示:

$$T_D = \frac{\int_0^{\tau_e} \tau P(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_e} P(\tau) d\tau} - \tau_a \quad (2a)$$

其中:

$\tau$ : 额外时延变量, 等于 $t-t_0$

$\tau_a$ : 最先接收到的多径分量到达时间 (谱中的第一个峰值)

$\tau_e = t_3 - t_0$ 。

在带有时间分辨率 $\Delta\tau (= 1/B)$ 的离散状态下, 公式 (2a) 则为:

$$T_D = \frac{\sum_{i=1}^N \tau_i P(\tau_i)}{\sum_{i=1}^N P(\tau_i)} - \tau_M \quad (2b)$$

$$\tau_i = (i-1) \Delta\tau = (i-1)/B \quad (i = 1, 2, \dots, N)$$

其中 $i=1$  和 $N$ 分别是时延谱在门限电平以上的第一个取样和最后一个取样的指数, 而 $M$ 则是最新收到的多径分量 (谱中的第一个峰值) 的指数。

时延可由下列关系式确定:

$$t_i(\mu\text{s}) = 3.3r_i \quad \text{km} \quad (3)$$

其中 $r_i$ 是从发射机至多径反射体以及从反射体至接收机的距离的总和, 或是从发射机至接收机的总距离 $t_{LOS}$ 。

### 2.2.3 均方根 (r.m.s.) 时延扩展

均方根 (r.m.s.) 时延扩展  $S$  用二阶中心矩的平方根来表示:

$$S = \sqrt{\frac{\int_0^{\tau_e} (\tau - T_D - \tau_a)^2 P(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_e} P(\tau) d\tau}} \quad (4a)$$

在带有时间分辨率  $\Delta\tau$  的离散状态下, 公式(4a)则为:

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\tau_i - T_D - \tau_M)^2 P(\tau_i)}{\sum_{i=1}^N P(\tau_i)}} \quad (4b)$$

### 2.2.4 时延窗

时延窗  $W_q$  是包含占总功率一定百分比  $q$  的功率时延谱的中间部分的长度:

$$W_q = (t_2 - t_1) \quad (5)$$

从而边界  $t_1$  和  $t_2$  为:

$$\int_{t_1}^{t_2} P(t) dt = \frac{q}{100} \int_{t_0}^{t_3} P(t) dt = \frac{q}{100} P_m \quad (6)$$

而时延窗之外的能量分成两个相等的部分  $\left(\frac{100 - q}{200}\right) P_m$ 。

### 2.2.5 时延间隔

时延间隔  $I_{th}$  定义为当功率时延谱的幅度第一次超过给定门限值  $P_{th}$  的时刻  $t_4$  和最后一次降至门限值以下的时刻  $t_5$  之间的时差:

$$I_{th} = (t_5 - t_4) \quad (7)$$

### 2.2.6 多径分量数量

多径或信号分量数量在时延谱中由峰值数量代表 (其幅度在最高峰值  $A$  dB 之内并高于基底噪声), 见图3B。

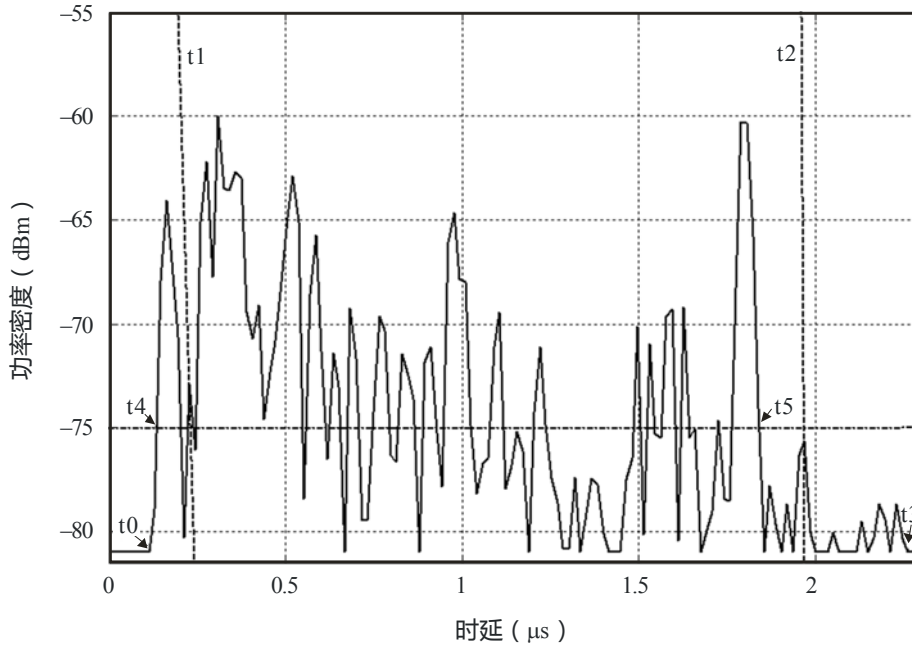
### 2.2.7 建议的参数值

在分析数据时建议使用50%、75%和90%功率的时延窗、低于峰值9、12和15 dB的门限值的时延间隔。值得注意的是, 系统中 (从RF到数据处理) 噪声和杂散信号的影响会非常严重。因此, 有必要确定系统的精确的噪声和/或杂散门限值, 以及在该门限之上允许的安全裕量。建议3 dB为安全裕量, 为确保结果的完整性, 建议将脉冲响应纳入统计计算前, 将一个最小峰值杂散比 (如15 dB (不包括3 dB的安全裕量)) 作为可接受的标准。用于确定



多径分量数量的门限值取决于测量设备的动态范围，通常的数值为时延谱峰值电平以下 20 dB。

图3A

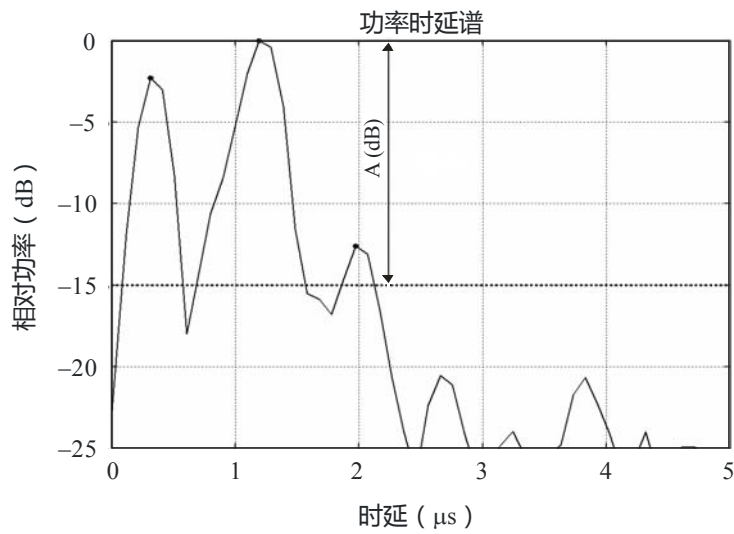


P.1407-03a

功率时延谱表示了下述参数：两条垂直虚线 ( $t_1$ 和 $t_2$ ) 之间标出了包含90%接收功率的时延窗 $W_{90}$ ，时延间隔 $I_{15}$ 在 $t_4$ 和 $t_5$ 之间，包含了低于峰值15 dB电平之上的信号。 $t_0$ 和 $t_3$ 表示噪声基底以上曲线的起点和终点。

图3B

表明多径分量高出门限值水平的功率时延谱



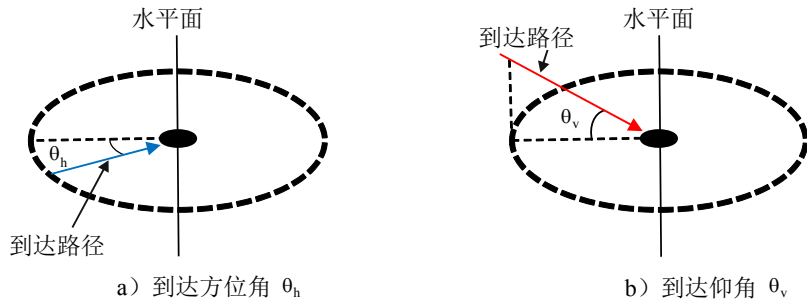
P.1407-03b

### 3 到达方向参数

图4显示到达方位角  $\theta_h$ 和到达仰角  $\theta_v$

图4

到达方位角  $\theta_h$ 和到达方位仰角  $\theta_v$



P.1407-04

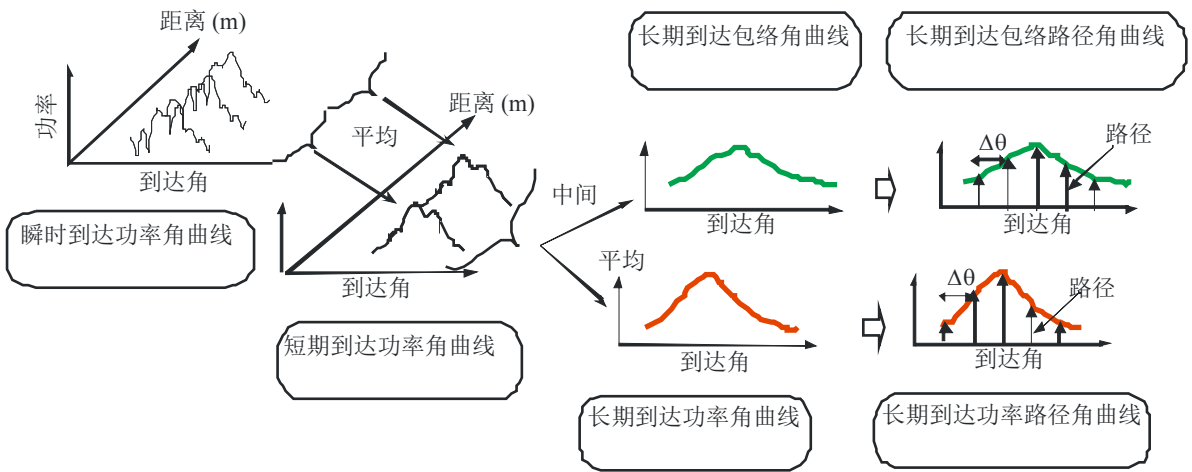
#### 3.1 到达功率角曲线的定义

用统计方式描述的多径效应的适当参数可以从以下三种到达功率角曲线中的任一种计算出，这三种达到功率角曲线分别为：瞬时功率角曲线或短期功率角曲线或长期功率角曲线，它们既可以代表当接收机处于静态时获得的平均时间，也可以代表环境中的移动、或当接收机处于移动状态时的空间平均值。

图5 (a) 显示到达功率角曲线的定义。图5 (b) 显示到达功率仰角曲线的定义。

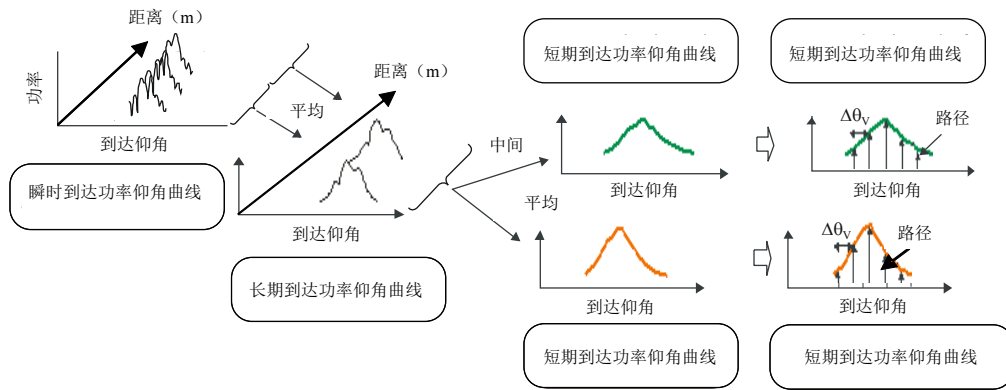
图5

到达功率角或仰角曲线定义



P.1407-05a

a) 到达功率角曲线定义



P.1407-05b

b) 到达功率仰角曲线定义

瞬时到达功率角曲线是某一点某一时刻脉冲响应的功率密度。

短期到达功率角曲线是通过在数十个波长上对瞬时功率角曲线进行空间平均得出的，在这一波长范围内维持相同的多径成分从而取消快速衰落的差异。

长期到达功率角曲线是通过在与BS几乎相同的距离内对短期到达功率角曲线进行空间平均得出的，以便取消因阴影造成的差异。

天线的角分辨率将带有离散角的长期到达功率角曲线标准化，该长期到达功率角曲线被界定为长期到达功率路径角曲线，而非持续到达功率角曲线。

另一方面，长期到达包络角曲线是在与基站几乎相同距离内短期到达功率路径角曲线的中间值，而且它表现了所考察区域到达功率角曲线的形状特征。

### 3.2 统计参数的定义

用统计方式描述多径到达角的适当参数定义如下：

平均到达角是所测量的到达方向的功率加权平均值，且由功率方位频谱的一阶矩给出。（亦可称为功率角曲线。）

到达功率角曲线是方位/水平面内的角功率特性。

均方根（r.m.s.）方位角或角扩展是到达方向的功率加权标准偏差，且由功率角曲线的二阶矩给出。它提供了平均到达角可变性的度量。

方位角或仰角窗是包含在到达功率角曲线度量中具有占总功率一定百分比的到达功率角曲线中间部分的宽度。

方位角角区间（或方位角角间隔）定义为到达方向两个值之间的脉冲响应宽度（或角曲线宽度）。它表示到达功率角曲线幅度超过给定门限值的第一个角和低于上述门限值的最后一个角。门限通常取决于测量设备的动态范围，典型值是到达功率角曲线峰值以下20 dB。

### 3.2.1 总功率

将方向或垂直方向 $\theta_h, \theta_v$ 的接收功率设为 $p(\theta_h), p(\theta_v)$ 。

到达功率角或仰角曲线的总功率 $p_{0h}p_{0v}$ 定义为超出门限电平 $L_0$ 的功率。它将信号与噪声分离，如图6所示。

到达功率方位角曲线的总功率是：

$$p_{0h} = \int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} p(\theta_h) d\theta_h \quad (8a)$$

到达功率仰角曲线的总功率是：

$$p_{0v} = \int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} p(\theta_v) d\theta_v \quad (8b)$$

其中：

$\theta_h, \theta_v$ : 从主信号方向测量的弧度（假设在测量期间为静态）（rad）

$p(\theta_h), p(\theta_v)$ : 超出门限电平 $L_0$ 的到达功率角曲线功率：低于 $L_0, p(\theta_h), p(\theta_v) = 0$

$L_0$ : 在噪声基底之上具有一定余量的电平[建议为3 dB]

$\theta_{0h}, \theta_{0v}$ : 用 $\theta_{\max h}(-\pi, \pi) / \theta_{\max v}\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$ 表示的当 $P(\theta)$ 首次超过门限电平 $L_0$ 时的到达角

$\theta_{3h}, \theta_{3v}$ : 用 $\theta_{\max h}(-\pi, \pi), \theta_{\max v}\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$ 表示的当 $p(\theta_h), p(\theta_v)$ 最后一次超过门限电平时 $L_0$ 的到达角

在离散形式下，公式(8a)和(8b)如下：

到达功率方位角曲线的总功率是：

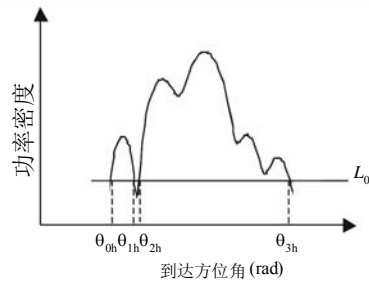
$$p_{0h} = \sum_{i=1}^N p(\theta_{ih}) \quad (8c)$$

到达功率仰角曲线的总功率是：

$$p_{0v} = \sum_{i=1}^N p(\theta_{iv}) \quad (8d)$$

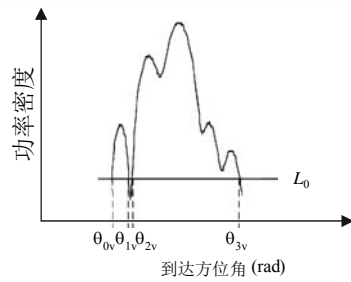
其中 $i = 1$ 和 $N$ 分别为到达功率角曲线超出门限电平的第一个取样和最后取样的指数。

图6  
总功率



a) 到达功率方位角曲线总功率

P.1407-06a



b) 到达功率仰角曲线总功率

P.1407-06b

### 3.2.2 平均方位角或到达仰角

平均到达方位角或仰角 $T_{Ah}, T_{Av}$ 是由功率角曲线的第一瞬时给出的:

到达平均方位角是:

$$T_{Ah} = \frac{1}{P_{0h}} \int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} \theta_h P(\theta_h) d\theta_h \tag{9a}$$

到达平均仰角是:

$$T_{Av} = \frac{1}{P_{0v}} \int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} \theta_v P(\theta_v) d\theta_v \tag{9b}$$

在带有角分辨率 $\theta_h, \Delta\theta_v$ 的离散形式下, 公式(9a)和(9b)如下。

平均到达方位角是:

$$T_{Ah} = \frac{\sum_{i=1}^N \theta_{ih} P(\theta_{ih})}{\sum_{i=1}^N P(\theta_{ih})} \tag{9c}$$

$$\theta_{ih} = (i-1) \Delta\theta_h \quad (i = 1, 2, \dots, N)$$



平均到达仰角是:

$$T_{Av} = \frac{\sum_{i=1}^N \theta_{iv} p(\theta_{iv})}{\sum_{i=1}^N p(\theta_{iv})} \quad (9d)$$

$$\theta_{iv} = (i-1) \Delta\theta_v \quad (i = 1, 2, \dots, N)$$

其中  $i=1$  和  $N$  分别为到达功率角曲线超出门限电平的第一个和最后取样的指数。

### 3.2.3 均方根 (r.m.s.) 方位角或仰角扩展

到达方向的 r.m.s. 方位角或仰角角扩展,  $S_{Ah}, S_{Av}$  定义如下:

方位角 r.m.s. 角展度为:

$$S_{Ah} = \sqrt{\frac{1}{p_{0h}} \int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} (\theta_h - T_{Ah})^2 p(\theta_h) d\theta_h} \quad (10a)$$

仰角 r.m.s. 角展度为:

$$S_{Av} = \sqrt{\frac{1}{p_{0v}} \int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} (\theta_v - T_{Av})^2 p(\theta_v) d\theta_v} \quad (10b)$$

在带有角分辨率  $\Delta\theta_h, \Delta\theta_v$  的离散形式下, 公式(10a) 和(10b)如下。

方位角 r.m.s. 角展度为:

$$S_{Ah} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\theta_{ih} - T_{Ah})^2 p(\theta_{ih})}{\sum_{i=1}^N p(\theta_{ih})}} \quad (10c)$$

仰角 r.m.s. 角展度为:

$$S_{Av} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\theta_{iv} - T_{Av})^2 p(\theta_{iv})}{\sum_{i=1}^N p(\theta_{iv})}} \quad (10d)$$

其中  $i=1$  和  $N$  分别为到达功率角曲线超出门限电平的第一个和最后取样的指数。

3.2.4 方位角或仰角角窗

方位角或仰角角窗 $\theta_{wh}$ ,  $\theta_{wv}$ 是包含总功率一定百分比 $q$ 的到达功率角曲线的方位角或仰角的中间部分宽度, 如图7所示:

方位角角窗是:

$$\theta_{wh} = \theta_{w2h} - \theta_{w1h} \tag{11a}$$

仰角角窗是:

$$\theta_{wv} = \theta_{w2v} - \theta_{w1v} \tag{11b}$$

其中边界,  $\theta_{w1h}$ ,  $\theta_{w1v}$ 和 $\theta_{w2h}$ ,  $\theta_{w2v}$ 由以下公式定义:

$\theta_{w1h}$ 和 $\theta_{w2h}$ 是:

$$\int_{\theta_{w1h}}^{\theta_{w2h}} p(\theta_h) d\theta_h = \frac{q}{100} \int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} p(\theta_h) d\theta_h = \frac{q}{100} p_{0h} \tag{12a}$$

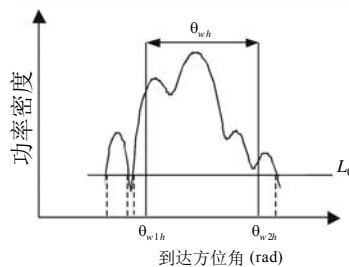
$\theta_{w1v}$ 和 $\theta_{w2v}$ 是:

$$\int_{\theta_{w1v}}^{\theta_{w2v}} p(\theta_v) d\theta_v = \frac{q}{100} \int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} p(\theta_v) d\theta_v = \frac{q}{100} p_{0v} \tag{12b}$$

且窗外的能量分为两个相同部分 $\left(\frac{100-q}{200}\right) p_{0h}$ ,  $\left(\frac{100-q}{200}\right) p_{0v}$ 。

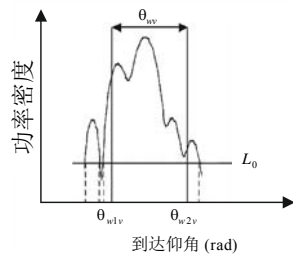
图7

方位角和仰角角窗



a) 方位角角窗

P.1407-07a



b) 仰角角窗

P.1407-07b

3.2.5 方位角或仰角角间隔（方位角或仰角角区间）

方位角或仰角间隔 $A_{thh}$ 、 $A_{thv}$ 的定义为：当到达功率角曲线的方位角或仰角的振幅首先超过给定阈值 $L_{th}$ 时，角度 $\theta_{4h}$ 、 $\theta_{4v}$ 之间的方位角或仰角差，和最后一次低于该阈值时的方位角或仰角 $\theta_{5h}$ 和 $\theta_{5v}$ ，如图8所示。

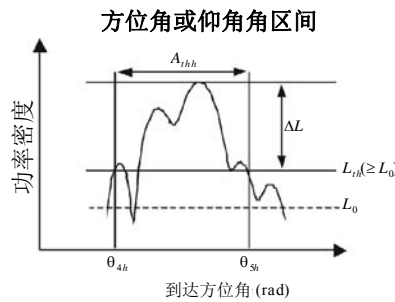
方位角角区间是：

$$A_{thh} = \theta_{5h} - \theta_{4h} \tag{13a}$$

仰角角区间是：

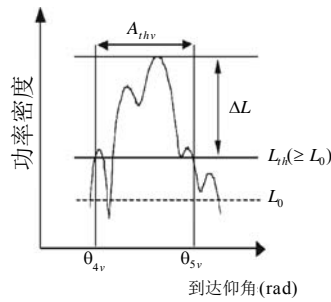
$$A_{thv} = \theta_{5v} - \theta_{4v} \tag{13b}$$

图8



a) 方位角区间

P.1407-08a



b) 仰角区间

P.1407-08b

3.2.6 空间相关距离

特别对于多输出多输入（MIMO）信道，不同间隔 $d$ 的空间相关系数是从功率角曲线的角变量复转移函数得到的。空间相关系数 $R_h(d)$ 、 $R_v(d)$ 定义如下：

方位角的空间相关系数是：

$$R_h(d) = \frac{\int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} p(\theta_h) \exp(-j2\pi d \sin\theta_h / \lambda) d\theta_h}{\int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} p(\theta_h) d\theta_h} \tag{14a}$$

仰角的空间相关系数是：

$$R_v(d) = \frac{\int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} p(\theta_v) \exp(-j2\pi d \sin\theta_v / \lambda) d\theta_v}{\int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} p(\theta_v) d\theta_v} \quad (14b)$$

其中：

$d$ : 不同间隔的距离

$\lambda$ : 波长

如图9所示，空间相关距离 $d_c$ 定义为第一个交割距离，其中 $|R_h(d)|$ ,  $|R_v(d)|$ 等于 $|R_h(d = 0)|$ ,  $|R_v(d = 0)|$ 的 $x\%$

方位角的空间相关距离是：

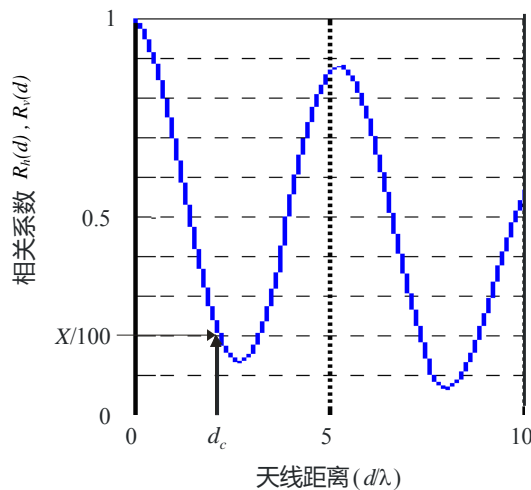
$$|R_h(d_c)| / |R_h(0)| = x / 100 \quad (15a)$$

仰角的空间相关距离是：

$$|R_v(d_c)| / |R_v(0)| = x / 100 \quad (15b)$$

图9

空间相关距离

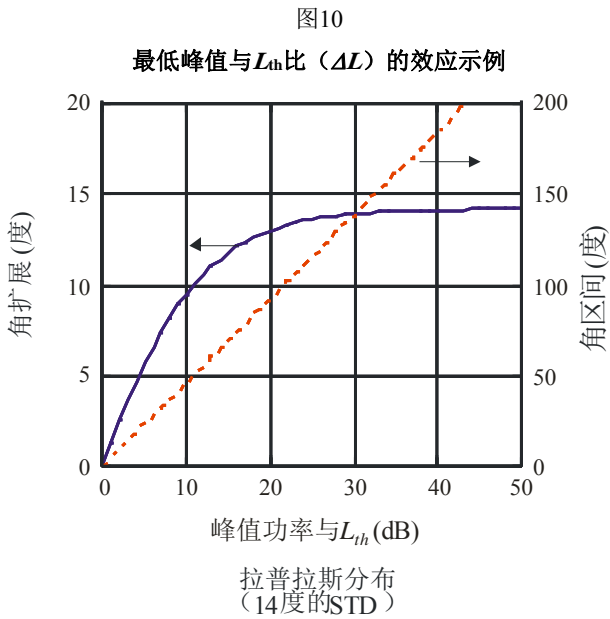


P.1407-09

### 3.2.7 建议参数

建议采用功率为50%、75%和90%的角窗、门限为低于峰值9、12和15 dB的角区间及50%和90%相关的相关距离进行详尽的数据分析。此外，值得注意的是，系统中的噪声和杂散信号效应（从射频到数据处理）可能非常严重。因此，准确确定系统噪声和/或杂散门限并在此之上提供一个安全余量是非常重要的。建议采用3 dB的安全余量。为确保结果的完整性，建议采用一个最低的峰值杂散比，例如，使用15 dB（不包括3 dB的安全余量）作为限制包含在统计数字中的到达功率角曲线的接受标准。图9显示出设定最低峰值与 $L_{th}$ 之比（ $\Delta L$ ）的效应示例。在此图中，假设到达功率角曲线采用拉普拉斯分配（双指数分配），

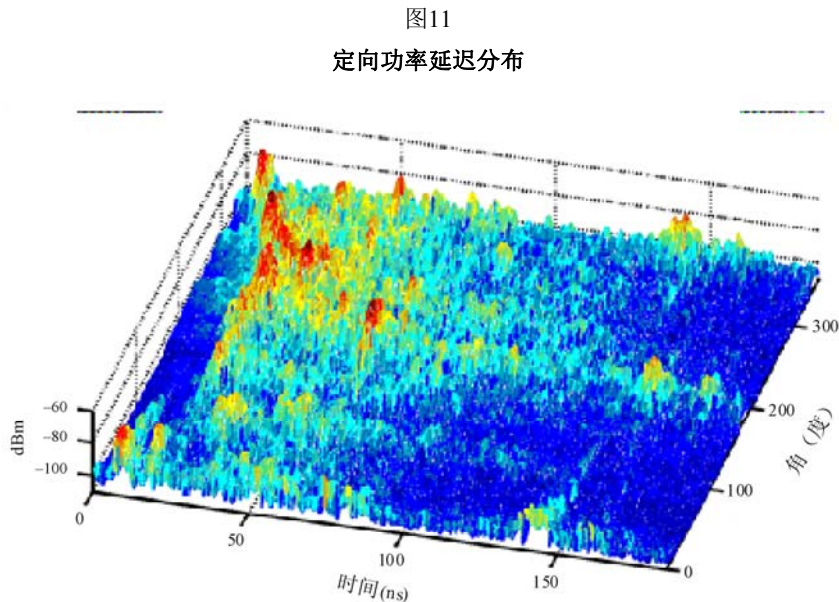
角扩展为14度；角扩展和角区间作为峰值功率与 $L_{th}$ 之比的函数计算得出。该图显示这些参数变化巨大（即使数值基本相同）。因此，对统计评估中使用的 $\Delta L$ 值应加以规定。



P.1407-10

#### 4 接收信号变化参数

如图11所示，由定向测量获得功率角延迟曲线，该定向测量将接收功率作为到达角函数和时间延迟函数。



P.1407-11

可根据所有角度功率延迟分布总和，得出作为时间延迟函数的全向功率延迟分布。当从定向测量进行合成时，总方向功率可见等式 (16) 中给出：



$$p_m = \int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} \int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} \int_{t_0}^{t_3} p(t, \theta_h, \theta_v) dt d\theta_h d\theta_v - G_A \quad (16)$$

其中:

$p(t)$ : 用全向天线获得的功率线性单位中脉冲响应的功率密度

$p(t, \theta_h, \theta_v)$ : 功率线性单位中脉冲响应的双向功率密度

$t$ : 参考时间内的延迟

$t_0$ : 即时 $p(t)$ 或 $p(t, \theta_h, \theta_v)$ 首次超过截止电平

$t_3$ : 即时 $p(t)$ 或 $p(t, \theta_h, \theta_v)$ 最后一次超过截止电平

$\theta_{0h}$ :  $p(t, \theta_h, \theta_v)$ 首次超过截止电平时的方位角

$\theta_{3h}$ :  $p(t, \theta_h, \theta_v)$ 最后一次超过截止电平时的方位角

$\theta_{0v}$ :  $p(t, \theta_h, \theta_v)$ 首次超过截止电平时的仰角

$\theta_{3v}$ :  $p(t, \theta_h, \theta_v)$ 最后一次超过截止电平时的仰角

$G_A$ : 由射束宽度3 dB以下的增量角步长引起, 进而导致天线射束重叠,  $G_A$ 接收功率增加的天线增益

对于每个到达角, 可计算 § 2.2.2至2.2.6的时间延迟参数。

## 5 接收信号变化参数

### 5.1 作为时间和频率函数的接收信号变化定义

可通过下列方式测量接收信号的时间和频率变化: 定期在短时间内对相关频段进行扫描, 或通过短期脉冲响应傅立叶变换得出。图12所示的最终得到的小规模时间变量频率响应 $H(f, t)$ 可用于生成等式(17)中的信道 $R_H(f, f'; t, t')$ 的协方差函数, 其中 $E$ 为预期:

$$R_H(f, f'; t, t') = E \{ H(f, t) H^*(f', t') \} \quad (17)$$

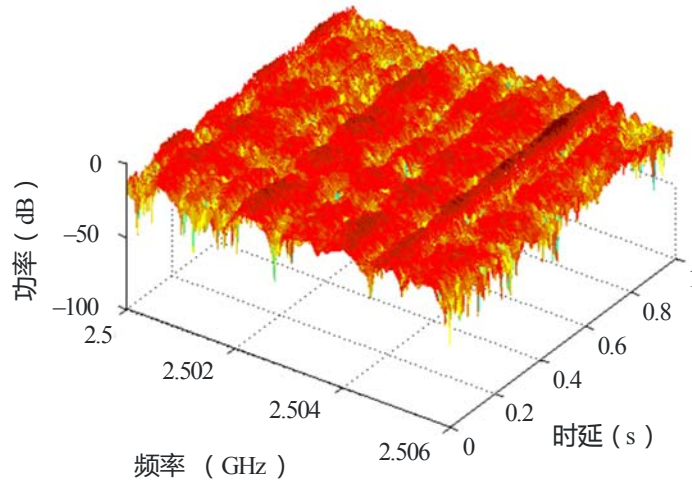
假设存在广义平衡非相关散射(WSSUS), 则等式(17)中的协方差函数变为频率 $\Delta f$ 差和时间 $\Delta t$ 、 $R_H(\Delta f, \Delta t)$ 差的函数。

相关程度由等式(18)中的归一化间隔频率和间隔时间函数表示。

$$\rho(\Delta f, \Delta t) = \frac{R_H(\Delta f, \Delta t)}{\sqrt{E[|H(f, t)|^2] E[|H(f + \Delta f, t + \Delta t)|^2]}} \quad (18)$$

第5.2节给出与等式(17)中协方差函数和 $H(f, t)$ 有关的参数定义。

图12  
小规模时间变量频率函数



P.1407-12

## 5.2 统计参数定义

### 5.2.1 相干带宽或频率相关性

对于拥有主宰多径分量的WSSUS信道而言，相干（关联）带宽通过等式（19a）获得。对于表现出重大多径结构的功率时延谱而言，可通过等式（19b）显示的脉冲响应  $P(\tau)$  功率密度的傅立叶变换  $C(f)$  估算得出：

$$R_H(\Delta f) = R_H(\Delta f, \Delta t) \Big|_{\Delta t=0} \quad (19a)$$

$$C(f) = \int_0^{\tau_c} p(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (19b)$$

相关带宽  $B_c$  被定义为频率，其  $|R_H(\Delta f)|$  或  $|C(f)|$  等于  $R_H(\Delta f = 0)$  的  $x\%$  或  $C(f = 0)$ 。

### 5.2.2 相干时间或时间相关性

对于WSSUS而言，可通过等式（20）所示的信道时间相关性估算得出相干时间。

$$R_H(\Delta t) = R_H(\Delta\omega, \Delta t) \Big|_{\Delta\omega=0} \quad (20)$$

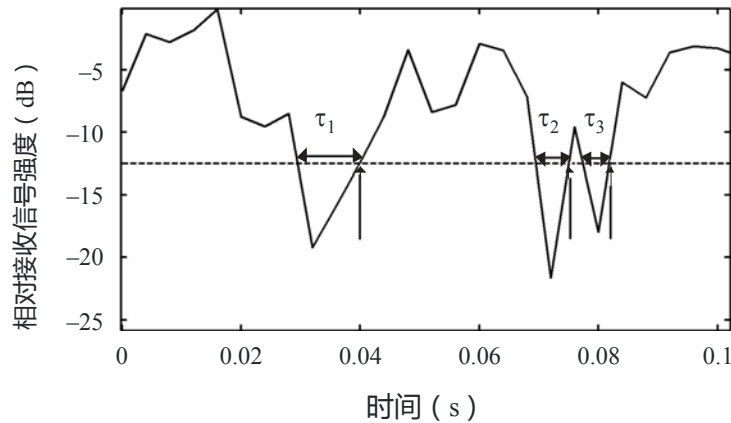
相干时间  $T_c$  被定义为时间间隔，其  $|R_H(\Delta t)|$  等于  $|R_H(\Delta t = 0)|$  的  $x\%$ 。

### 5.2.3 电平通过率和平均衰落持续时间

电平通过率（LCR）和平均衰落持续时间（AFD）通过单频率上的接收信号强度变化获得（作为时间或距离的函数），或通过单频频率上时间变量频率函数幅度获得（作为时间或距离的函数）。对于给定时间间隔而言，LCR是接收信号通过特定电平的次数，而AFD则是该信号在低于特定电平上持续的时间。例如，关于  $-12.5$  dB 的电平，图13具体说明了LCR和AFD，其中的双箭头表示信号在低于电平时持续的时间，垂直箭头表示在正向方向特定电平被通过的次数。

图13

与时间相对应的接收信号强度



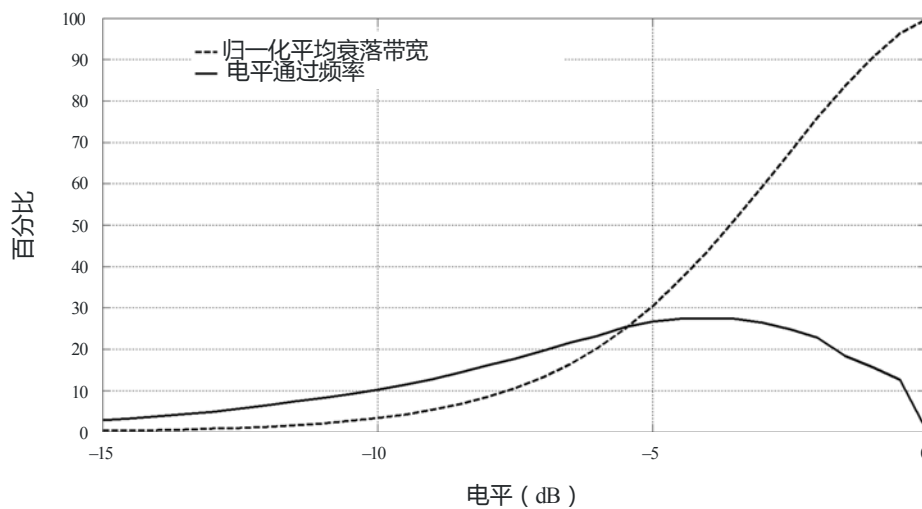
P.1407-13

### 5.2.4 电平通过频率和平均衰落带宽

电平通过频率 (LCF) 和平均衰落带宽 (AFBW) 通过作为频率函数的接收信号强度变化获得，或通过单时间点的时间变量频率函数的幅度获得，如图13所示，其中时间轴由频率轴取代。对于特定带宽而言，LCF是接收信号通过特定电平的次数，AFBW是降到特定门限电平以下的平均频率范围。图14具体说明-15 dB至0 dB之间门限电平的两个参数。

图14

归一化平均衰落带宽和电平通过频率



P.1407-14

### 5.2.5 建议参数

相关带宽被定义为频段，其转换函数的自动关联函数高于特定门限值：典型门限值为0.5和0.9。LCR通常是每秒通过的电平的数量进行估算的，LCF是每MHz的电平通过数量。

## 附件2

## 1 引言

该附件列举了根据功率角曲线计算相关系数的一些结果以及该相关系数对多输出多输入 (MIMO) 容量产生的影响。

## 2 计算空间相关系数

附件1公式(14)的定义已用来计算空间相关。该附件言简意赅地介绍了结果并显示出天线间隔如何影响相关性。

图15显示出一种理想的截短拉普拉斯功率方位频谱 (PAS)，如：

$$PAS_L(\varphi) = \sum_{k=1}^{N_c} \frac{Q_{L,k}}{\sigma_{L,k}\sqrt{2}} \exp\left[-\frac{\sqrt{2}|\varphi - \varphi_{0,k}|}{\sigma_{L,k}}\right] \left\{ \varepsilon[\varphi - (\varphi_{0,k} - \Delta\varphi_k)] - \varepsilon[\varphi - (\varphi_{0,k} + \Delta\varphi_k)] \right\} \quad (21)$$

其中 $\varepsilon(\varphi)$ 为阶跃函数， $N_c$ 为簇数， $\varphi_{0,k}$ 为 $k$ -th簇的平均入射角， $\sigma_{L,k}$ 为角扩展。PAS是根据 $[\varphi_0 - \Delta\varphi, \varphi_0 + \Delta\varphi]$ 定义的。功率标准化条件假设为：

$$\sum_{k=1}^{N_c} Q_{L,k} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{\sqrt{2}\Delta\varphi_k}{\sigma_{L,k}}\right) \right] = 1 \quad (22)$$

则包络相关系数表示为：

$$\rho_e(D) = |R_{XX}(D) + jR_{XY}(D)|^2 \quad (23)$$

其中：

$$D = 2\pi d/\lambda$$

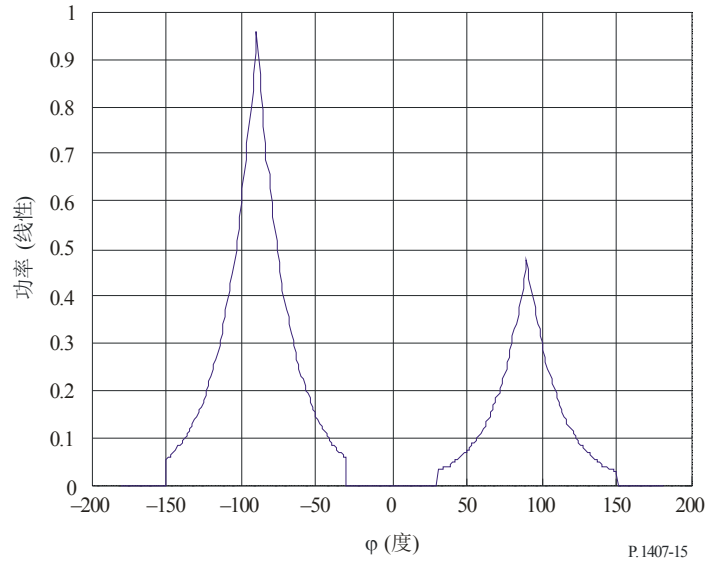
$d$ : 天线间距

$\lambda$ : 波长，

互相关函数 $R_{XX}(D)$ 和 $R_{XY}(D)$ 见公式 (15)。

图15

理想的截短拉普拉斯分布角度功率谱 (PAS)



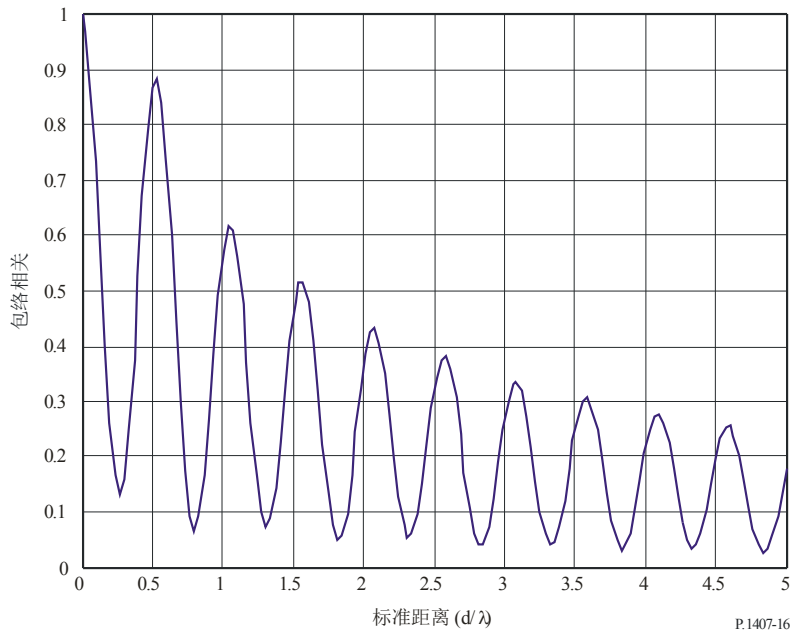
两簇情况下标准拉普拉斯PAS,  $AS=30^\circ$ ,  $\phi_0 \in [-90^\circ, 90^\circ]$ 。

此外,  $+90^\circ$  簇的功率为  $-90^\circ$  情况的一半。

图16说明了所产生的空间相关性。

图16

最终空间相关性



两簇情况下包络相关系数和标准距离(=  $d/\lambda$ )见图15。

### 3 相关系数对MIMO容量的影响

对于瑞利衰落信道, 在信道不知的情况下, 在发射机处的遍历MIMO容量为:

$$C = \log_2 \det \left( I_{n_R} + \frac{P}{n_T \sigma^2} R_R^{1/2} H_w R_T H_w^H (R_R^{1/2})^H \right) = \log_2 \det \left( I_{n_R} + \frac{P}{n_T \sigma^2} H_w R_T H_w^H R_R^H \right) \quad (24)$$



其中:

$n_R$ 和 $n_T$ : 分别为接收和发射天线数

$P$ : 每天线平均接收功率

$\sigma^2$ : 每接收天线的噪声功率

$I_{n_R}$ :  $n_R \times n_R$ 标识矩阵

$(\cdot)^H$ 和 $\det(\cdot)$ : 分别为厄密操作和决定操作

$H_w$ : 其元素为独立且分布相同的复合高斯随机变量（平均和单位变量为0）的矩阵

$(\cdot)^{1/2}$ : 矩阵的厄密方根。

矩阵 $R_R$ 和 $R_T$ 分别决定接收机和发射机之间的空间相关性，其中信道矩阵 $H$ 通过 $H = R_R^{1/2} H_w R_T^{1/2}$ 定义， $R_R^{1/2}$ 和 $R_T^{1/2}$ 为正定厄密矩阵，最后假设将两者归一化，则 $j = 1, K, n_R$ 时为 $[R_R]_{j,j}$ ， $i = 1, K, n_T$ 则为 $[R_T]_{i,i}$ 。

假设 $R_R$ 和 $R_T$ 具有充分等级且 $n_R = n_T = n$ ，那么，在 $S/N (P/\sigma^2)$ 高的情况下容量可近似为:

$$C \approx \log_2 \det \left( \frac{P}{n_T \sigma^2} H_w H_w^H \right) + \log_2 \det(R_R) + \log_2 \det(R_T) \quad (25)$$

如果我们用 $\lambda_i$ ， $i = 1, K, n$ 确定 $R_R$ 的本征值，那么 $\sum_{i=1}^n \lambda_i = n$ 。根据混合算术平均/几何平均不等式，

$$\prod_{i=1}^n \lambda_i \leq 1 \quad (26)$$

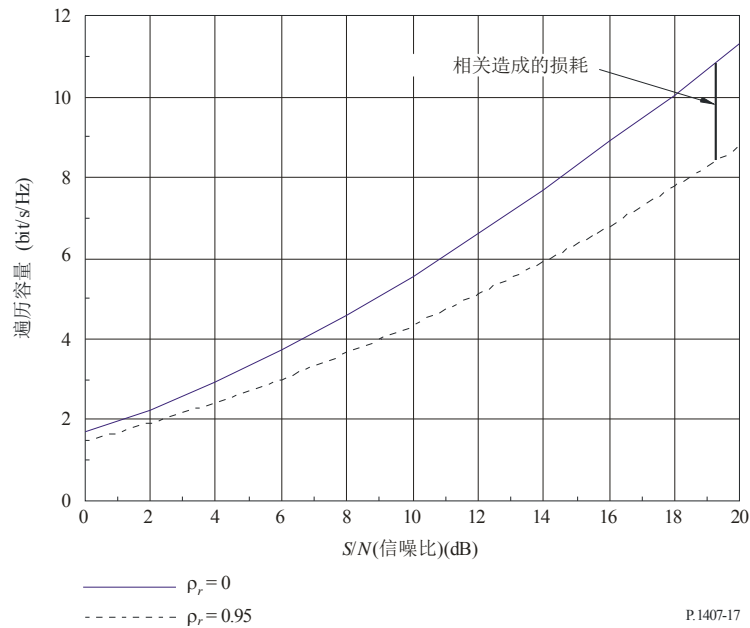
既然 $\det(R_R) = \prod_{i=1}^n \lambda_i$ ，那么 $\log_2 \det(R_R) \leq 0$ 。若 $R_R$ 的所有本征值相等，即 $R_R = I_n$ ，则为零。因此，相关决定MIMO容量和高SNR情况下遍历容量损耗由 $(\log_2 \det(R_R) + \log_2 \det(R_T))$  bit/s/Hz给出。

图15显示出空间相关对MIMO信道遍历容量的影响，其中 $n_R = n_T = 2$ 。该图假设 $R_T = I_2$ 。接收机相关矩阵是根据下式选择的:

$$R_R = \begin{bmatrix} 1 & \rho_R \\ \rho_R^* & 1 \end{bmatrix} \quad (27)$$

其中 $\rho_R$ 表示接收天线之间的空间相关。

图17  
高低接收相关情况下的遍历容量



### 附件3

#### 1 引言

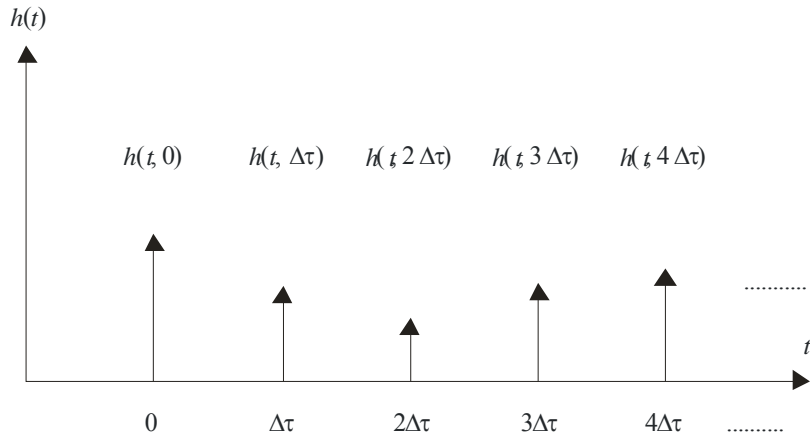
测得数据中多径分量的分辨率取决于测量中采用的波形带宽。未分辨的多径分量会造成信号在时间或空间方面的变化，因为发射机或接收机会移动，或环境会出现变化，如图1所示。可通过概率密度函数对这些变化进行建模，如ITU-R P.1057建议书给出的瑞雷和莱斯函数。

#### 2 宽带信道的生成

可采用时间变量脉冲响应进行信道建模（作为图18A中的抽头延迟线），其中每一个抽头均被延迟 $\Delta\tau$ ，它与多径时间时延分辨率和抽头系数相对应（后者代表在该时延间隔内未分辨的一组多径分量的时间变化）。

图18A

用于生成信道的多径示例



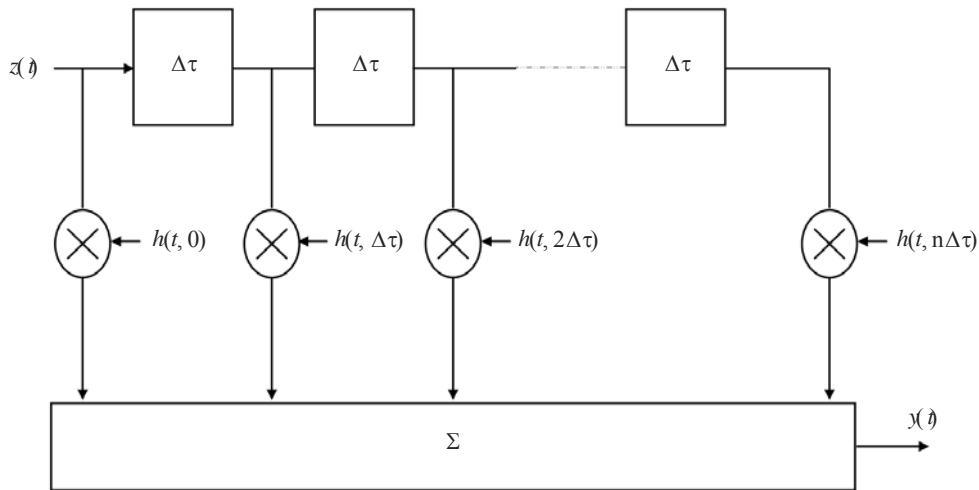
P.1407-18a

在进行系统模拟时，只需用图18B所示的模型中的若干有限 $m=n+1$ 多径分量取代实际信道中多个可能存在的散射路径即可。这就给出了等式（28）中的信道响应 $h(t)$ ：

$$h(t) = \sum_{i=0}^n h_i \delta(t - i\Delta\tau) \quad h(t) = \sum_{i=1}^n h_i \delta(t - i\Delta\tau) \quad (28)$$

图18B

多径的抽头延迟线模型



P.1407-18b

对于具有主宰或视距（LOS）分量的时延，通过莱斯概率密度函数给出每组多径分量的信道模型。当莱斯因子 $K$ 等于零时，可采用瑞雷模型。等式（29）给出了一般性信道模型：

$$h(t) = \sum_{i=0}^n \left\{ \sqrt{\frac{K_i p_i}{K_i + 1}} e^{j(2\pi f_{o,i} t + \phi_{o,i})} + \sqrt{\frac{p_i}{K_i + 1}} g_i(t) \right\} \delta(t - i\Delta\tau) \quad (29)$$

其中：

$K_i$ :  $i^{\text{th}}$ 分量的莱斯 $K$ 因子，被确定为主宰或LOS分量功率与散射分量之比。当 $K_i = 0$ 时，所得分布为瑞雷分布

- $p_i$ :  $h(t)$ 中 $i^{\text{th}}$ 分量的平均功率并等于  $p_i = E[|h_i(t)|^2]$
- $f_{o,i}$ :  $h(t)$ 中 $i^{\text{th}}$ 分量主宰或LOS分量的多普勒频率并等于  $F_{D\max,i} \cos\theta_{o,i}$ ，其中  $f_{D\max,i}$  为最大多普勒漂移， $\theta_{o,i}$  为到达方位角
- $\varphi_{o,i}$ :  $h(t)$ 中 $i^{\text{th}}$ 分量的LOS分量的初始相位
- $g_i(t)$ : 单位功率，零平均复杂信号，代表弥漫散射分量。对于很多散射而言，可将 $g_i(t)$ 作为复杂高斯随机程序处理，通过 $i^{\text{th}}$ 多普勒过滤器的单位会有变化。
-