移动无线信道（I）

第4章　大尺度路径损耗

主要内容

- 信号强度的度量
- 电波传播概述
- 天线概述
- 自由空间的电波传播
- 非视距传播的三种基本传播机制
- 对数距离路径损耗模型和对数正态阴影
- 链路预算
- 室外传播模型
- 室内传播模型简介

信号强度的度量

工程上为了方便起见，一般用与分贝（dB）有关的计量单位来表示发射功率（或接收电平），常用的定义有：

功率（dBm)=10lg［功率（mW)/1mW］

电平（dBμV)=20lg［电平（μV）/ 1 μV］

例如：某BS发射功率为20W，它相当于多少dBm?

［解］BS发射功率（dBm）＝10 lg 20000=43dBm 。

例如：某接收机可以接收到的最小信号为0.5**μV**，它相当于多少dB μV。（**－6dB μV**）

数据实例1

- GSM**基站(BS)**发射机的最大输出峰值功率共

分8级(第1级到第8级)，第1级为**320W(55dBm)**，

每级差**3dB(相当于减半)**。第5级为**20W(43dBm)**。

- GSM**移动台(MS)**的发射功率受基站指令控制，

共分16个等级，从第0级(43dBm)到第15级(13dBm)，

每级减小**2dB**(相当于上一级的**63%**)。**13dBm**相当于

20mW。

数据实例2

- GSM**基站(BS)**接收机灵敏度典型值为：

  －104dBm；

- GSM手持**移动台(MS)**接收机灵敏度典型值为：

  －102dBm 。

－100dBm相当于**10^{-10}mW**。

重要的概念

- ［**3dB的概念**］

  功率每**增加一倍**，其分贝值(如dBm)**增大3dB**；反之，功率每**减小一半**，其分贝值**减少3dB**。

- ［**1dB的概念**］

  功率每**增加25%**，其分贝值**增大**约**1dB**；反之，功率每**减小20%**，其分贝值**减少**约**1dB**。

习题

- 假定某接收机灵敏度为－100dBm，接收机输入阻抗为50Ω，不考虑天线损耗，试计算以**dBμV**计的接收机灵敏度。

  (答案：7dB μV)

无线电波传播概述

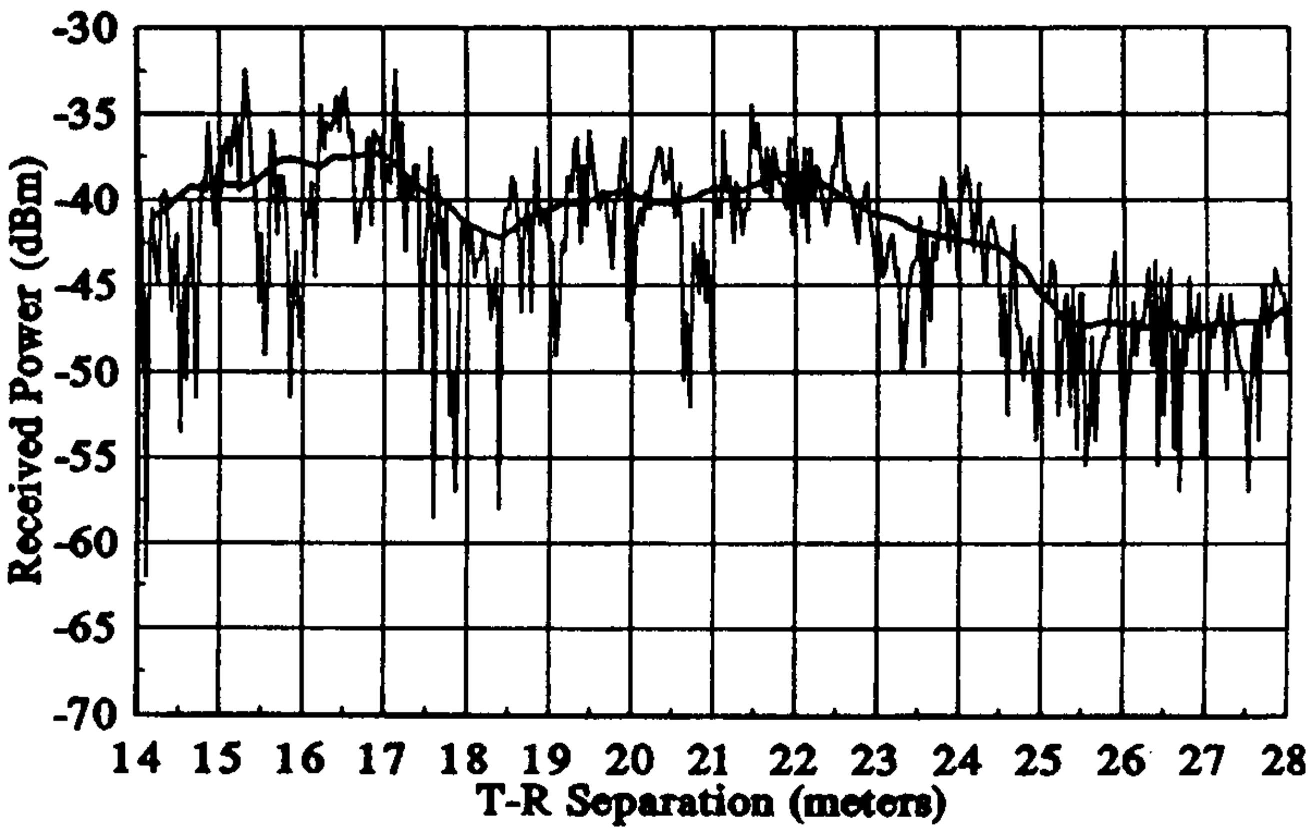
- 信道特性的分类：
  - 恒参信道
  - 随参信道
- 信道的传播模型（以波长或时间为参考值）
  - 大尺度传播模型
  - 小尺度传播模型

无线信道研究的两个方面

- 无线信道的研究方法往往是基于理论分析和实测结果来形成特定的统计模型。一个方面，人们通过建立传播模型来描述信号经长距离（几百米到几十公里）传播后场强的变化，这类模型称为**大尺度（Large-Scale）传播模型**；另一方面，在电波传播过程中，微观上，信号场强在短距（几个信号波长）或短时（秒级）上呈现出快速波动的状况，我们称之为小尺度衰落，相应的模型称为**小尺度（Small-Scale）衰落模型**。

移动信道的典型特征

- 大尺度衰落：信号的局部中值，随距离的变化很慢。
- 小尺度衰落：变化范围30~40dB，变化速度40次/s左右。



超短波、微波频段电波的传播特点

- **VHF**，超短波：载频**30**MHz～**300**MHz，波长**1**m～**10**m；微波：载频**300**MHz～**300**GHz，波长**1**mm～**1**m。
- 既存在**视距传播**又存在**非视距传播**。

视距（**LOS**，**Line Of Sight**）传播的基本模式是收发点之间的**直射波传播**。

超短波微波的电波传播方式

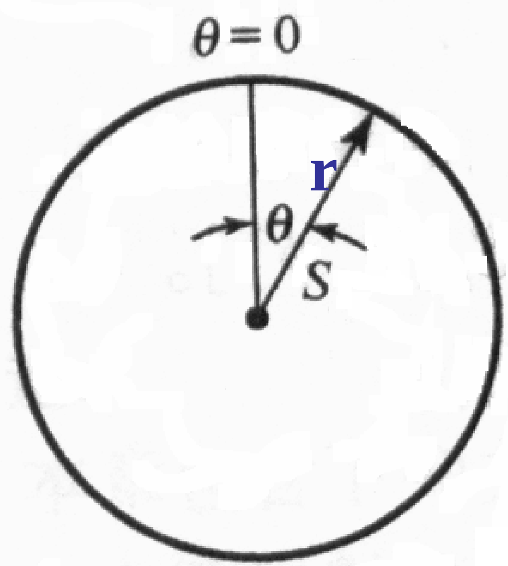
- 直射波：视距传播（LOS）
- 反射波：主要考虑地面的反射，会对直射波产生一定的干扰；
- 绕射和散射：高大障碍物阻挡情况下的主要传播方式，衰落比较大，也会对直射波产生一定的影响。

天线概述

- 理想化各向同性天线（点源）
- 方向性天线的方向图（波瓣图）
- 天线的增益（**G**）
- 天线的有效面积（口径，$\mathbf{A_e}$）
- **Friis**传输公式

理想化各向同性天线（isotropic antenna）

没有体积、不存在损耗的点源辐射器。其（三维）方向图为球体，即在空间各个方向具有相同的辐射强度——无方向性。

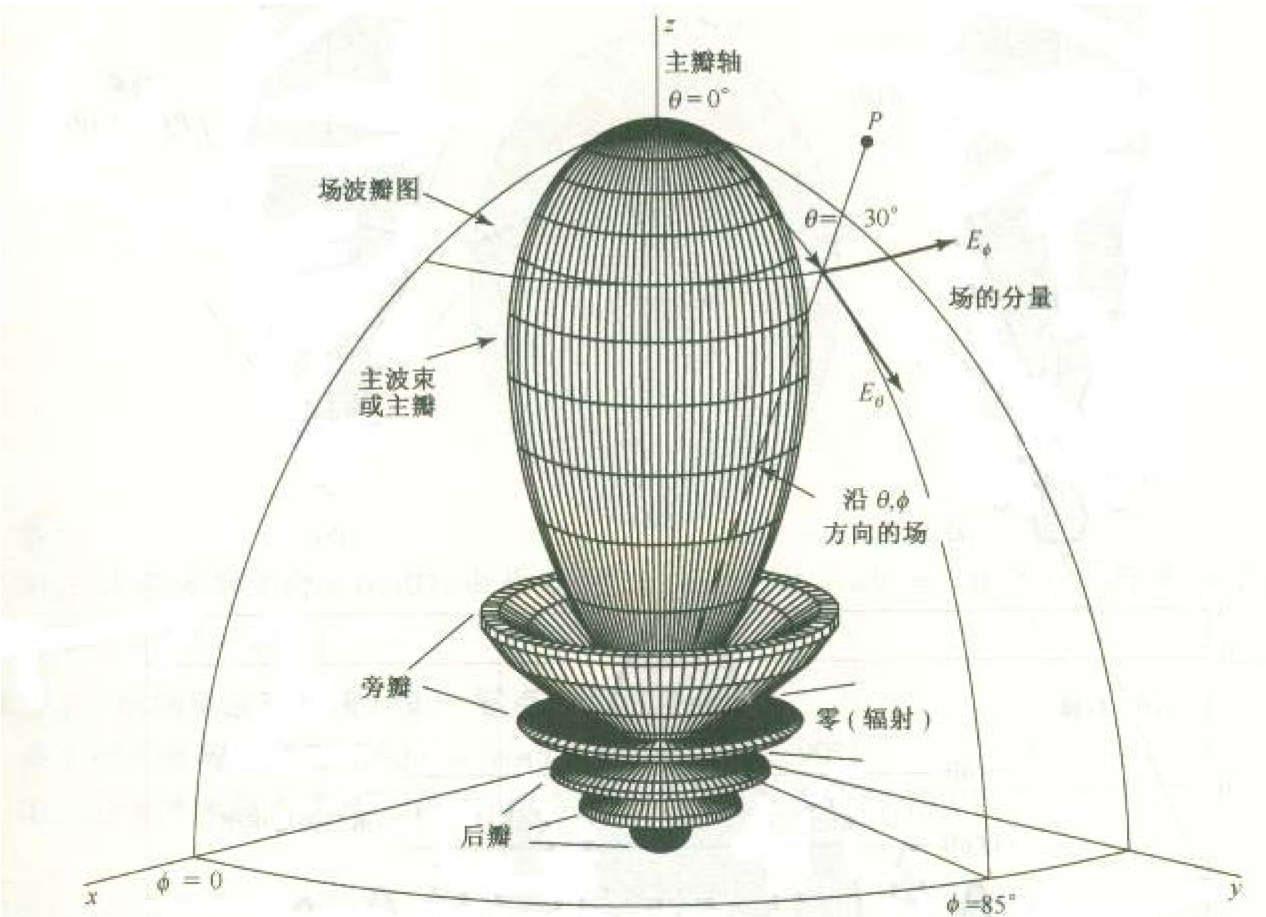


各向同性源的极坐标功率波瓣图

$$S = \frac{P}{4\pi r^2}$$

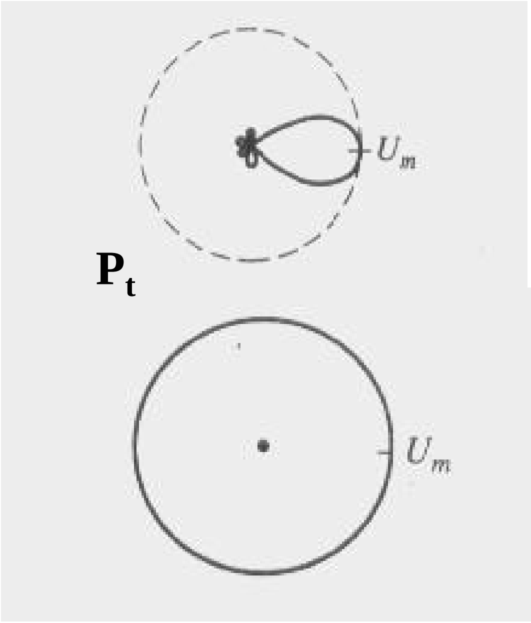
其中，**P**为辐射功率，**r**为传播距离（位于天线远场）。

2）方向性天线的方向图（波瓣图）



3）天线的增益（G）

- 若某（无耗）方向性向天线在其最大辐射方向上某一位置处可以达到的辐射强度为U_m，而发射功率为P_t，则要在同一位置达到同样的辐射强度，理想化点源的发射功率为P_tG 。我们称G为该方向性天线的增益。
- **理想化点源，G＝1；方向性天线，G>1。**

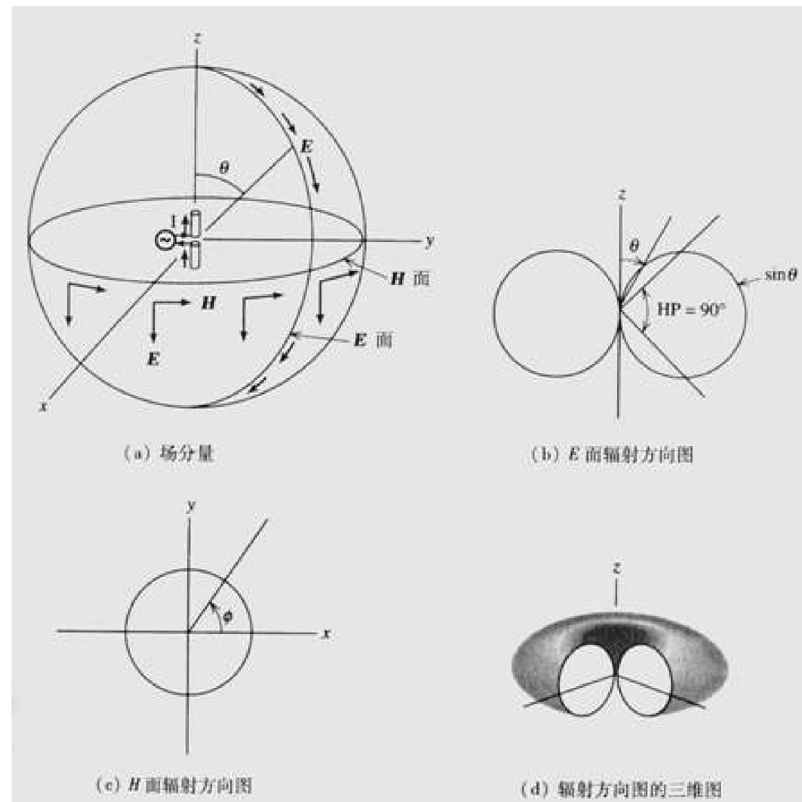


P_tG

EIRP

- 工程应用上，常把P_t**G**称作**等效各向同性辐射功率**（**E**ffective **I**sotropically **R**adiated **P**ower），简记作**EIRP**。此时，**G(dB)=10lgG**，为明确起见，采用**dBi**标记这个分贝值。**i**：**i**sotropical。

- 理想偶极子（dipole）：一种理想化定向天线，G＝1.5，G(dBi)=1.76。
- 半波偶极子：常用的参考天线，G＝1.64，G(dBi)=2.15。



- 实际上常用有效发射功率ERP代替EIRP来表示与半波偶极子天线相比的最大发射功率，由于偶极子天线具有1.64的增益（比全向天线高2.15dB），因此对于同一传输系统，ERP比EIRP小2.15dB。采用dBd来标记这个分贝值。有

$$\mathbf{G(dBd)=10lgG-2.15ERP}$$

等效辐射功率ERP为：

$$\mathbf{ERP = P_t G \,/\, G_{\lambda/2,dipole}}$$

4）天线的有效面积（口径，A_e）

- 天线的有效面积A_e:

$$A_e = \frac{D\lambda^2}{4\pi}$$

其中，**D**为天线的方向因子，对于无损耗天线，**G＝D**。则，

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \qquad A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi}G$$

远场条件

- 天线远场区指离天线足够远的区域。在远场处，球面波看上去像平面波。之所以发生这种“局部平面波行为”是因为：此时，球面波曲率半径是如此之大，在局部区域的相位波前近似为平面。满足条件时，可以将电磁波的传播看作像光线那样的**射线**传播。具体的条件由远场距离（$\boldsymbol{d_f}$）确定为：

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda}$$

，其中D为天线长度。

自由空间的电波传播

- 所谓自由空间传播系指天线周围为无限大真空时的电波传播，它是理想传播条件。电波在自由空间传播时，其能量既不会被障碍物所吸收，也不会产生反射或散射。实际情况下，只要地面上空的大气层是各向同性的均匀媒质，其相对介电常数ε和相对导磁率μ都等于1，传播路径上没有障碍物阻挡，到达接收天线的地面反射信号场强也可以忽略不计，在这样情况下，电波可视作在自由空间传播。

接收场强和功率与距离的关系

- 由电磁场理论可知，若各向同性天线(亦称全向天线或无方向性天线)的辐射功率为P_{T}，则辐射源dm处的电波功率密度S为

$$S = \frac{P_T}{4\pi d^2} \qquad (W/m^2)$$

- 该功率密度还可以表示为

$$S = \frac{E_0^2}{\eta_0} = \frac{E_0^2}{120\pi} \qquad (\mathrm{V/m})$$

- 其中 η_0 为自由空间的阻抗。
- 则可以得到该处的电场强度和磁场强度为

$$E_0 = \frac{\sqrt{30P_{\mathrm{T}}}}{d} \qquad (\mathrm{V/m}) \qquad\qquad H_0 = \frac{E_0}{\eta_0} = \frac{\sqrt{30P_T}}{120\pi d} \qquad (A/m)$$

- 若用发射天线增益为G_T的方向性天线取代各向同性天线，则上述公式应改写为:

$$S=\frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \qquad (W/m^2)$$

$$E_0=\frac{\sqrt{30 P_T G_T}}{d} \qquad (V/m)$$

$$H_0=\frac{\sqrt{30 P_T G_T}}{120\pi d} \qquad (A/m)$$

接收天线获取的电波功率等于该点的电波功率密度乘以接收天线的有效面积，即

$$P_R = SA_R = P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

式中，A_R为接收天线的有效面积: $A_R = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R$

当收、发天线增益为0dB，即当G_R=G_T=1时，接收天线上获得的功率为:

$$P_R = P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

自由空间传播损耗*PL(dB)*

自由空间传播损耗为：

$$PL(dB)=10\lg\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2(dB)=20\lg\frac{4\pi d}{\lambda}(dB)$$

或

$$PL(\mathrm{dB}) = 32.44+20\lg d(\mathrm{km})+20\lg f(\mathrm{M}H\mathrm{z})$$

式中，d的单位为km，频率单位以MHz计。

- 习题：***f*=900MHz，*d*=10km**，计算***PL*(dB)；*f*=2.4GHz，*d*=100m**，计算***PL*(dB)**；

大气中的电波传播

- 在实际的移动信道中，电波是在低层大气中传播的，为非均匀介质，因此会产生折射和吸收现象。
- 对于超短波频段，折射现象尤为突出，它会影响到视距的极限传播距离。

大气折射

- 在不考虑传导电流和介质磁化的情况下介质折射率为：

$$n=\sqrt{\varepsilon_r}$$

- 而ε_r与大气的温度，湿度以及气压有关，而这些因素又是由大气高度决定的，因此n是大气高度的函数。
- 当一束电波通过折射率随高度变化的大气层时，由于不同高度上的电波传播速度不同，从而使电波射束发生弯曲， 弯曲的方向和程度取决于大气折射率的垂直梯度dn/dh。这种由大气折射率引起电波传播方向发生弯曲的现象，称为大气对电波的折射。

等效地球半径

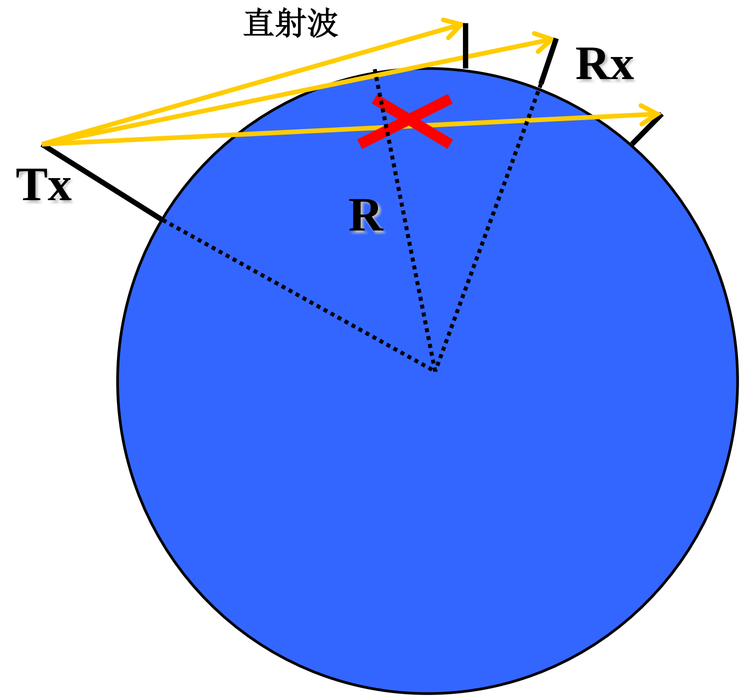
- 大气折射对电波传播的影响，在工程上通常用"地球等效半径"来表征，即认为电波依然按直线方向行进，只是地球的实际半径R_0(6370km)变成了等效半径R_e，R_e与R_0之间的关系为：

$$R_e = R_0 / (1 + R_0 \frac{\mathrm{d}n}{dh})$$

- 由于大气折射率n随着高度升高而减少，因此dn/dh＜0，故R_e＞R_0。在标准大气折射情况下，即当dn/dh≈-4×10-8(l/m)，等效地球半径R_e=8500km

无线电视线传播的极限距离

- 指收发天线间的电波传播路径完全没有任何阻挡，电波射线可以直达的距离，也称为无线电视距。



LOS极限距离的计算（1）

- 如下页图所示，天线的高度分别为h_t和h_r，两个天线顶点的连线AB与地面相切于C点。由于地球等效半径R_e远远大于天线高度， 不难证明，自发射天线顶点A到切点C的距离$d1$为：

$$d_1 \approx \sqrt{2R_e h_t}$$

- 同理，由切点C到接收天线顶点B的距离$d2$为：

$$d_2 \approx \sqrt{2R_e h_r}$$

LOS极限距离的计算（2）

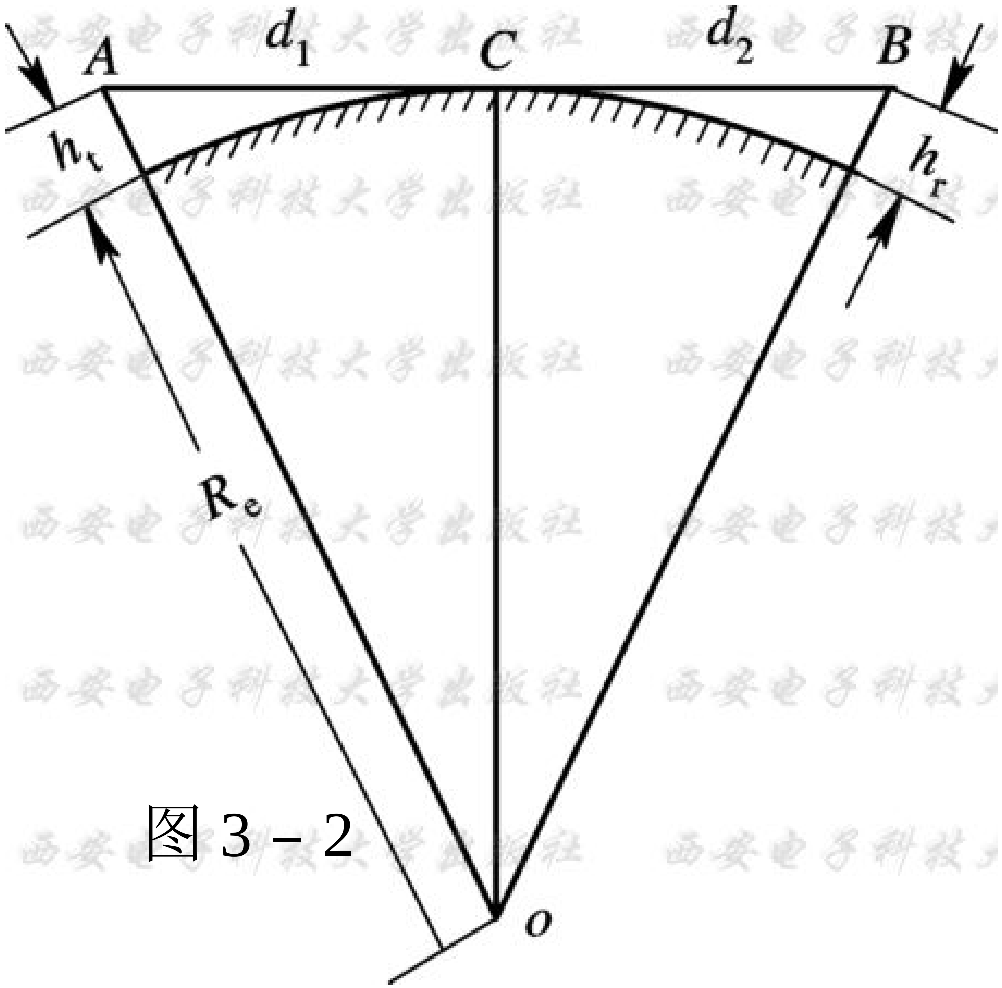


图 3－2

LOS极限距离的计算（3）

- LOS的极限距离为：

$$d_{\text{LOS,Max}} = d_1 + d_2 = \sqrt{2R_e}(\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r})$$

- 在标准大气折射情况下，R_e=8500*k*m, 故：

$$d_{\text{LOS,Max}} = 4.12\left(\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r}\right)$$

- 式中，h_t、h_r的单位是*m*，*d*的单位是km。

非视距传播的三种基本传播机制

- 实际的电波传播空间往往存在各种各样的反射面、阻挡物等等，不一定存在直射波（**视距或LOS**传播路径），就**非视距**（**NLOS**）传播而言，主要有：**反射**、**绕射**和**散射**三种基本的传播机制。

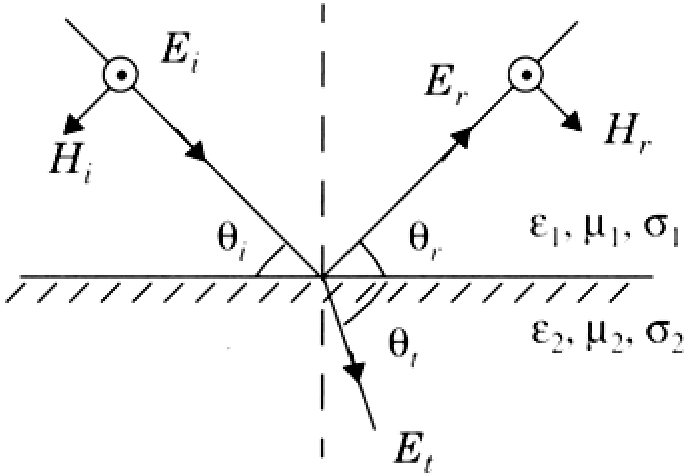
三种传播方式发生的条件

- **反射**：当电波所投射到的表面尺寸远大于电波波长，并且该表面比较光滑，将发生电波的反射；
- **绕射**：当电波传播过程中遇到与电波波长具有可比性的阻挡物时，电波会绕过阻挡物而传播到它的背面去；
- **散射**：当波穿行的介质中存在小于波长的物体并且单位体积内阻挡体的个数非常巨大，将发生散射。可以理解为“**乱**”反射。

关于反射的结论1

- 假定入射空间为真空，反射面为无限大理想导体，当电场垂直于入射波平面时，

$$
\begin{cases}
\theta_i = \theta_r \\
E_i = -E_r \\
E_t = 0
\end{cases}
$$

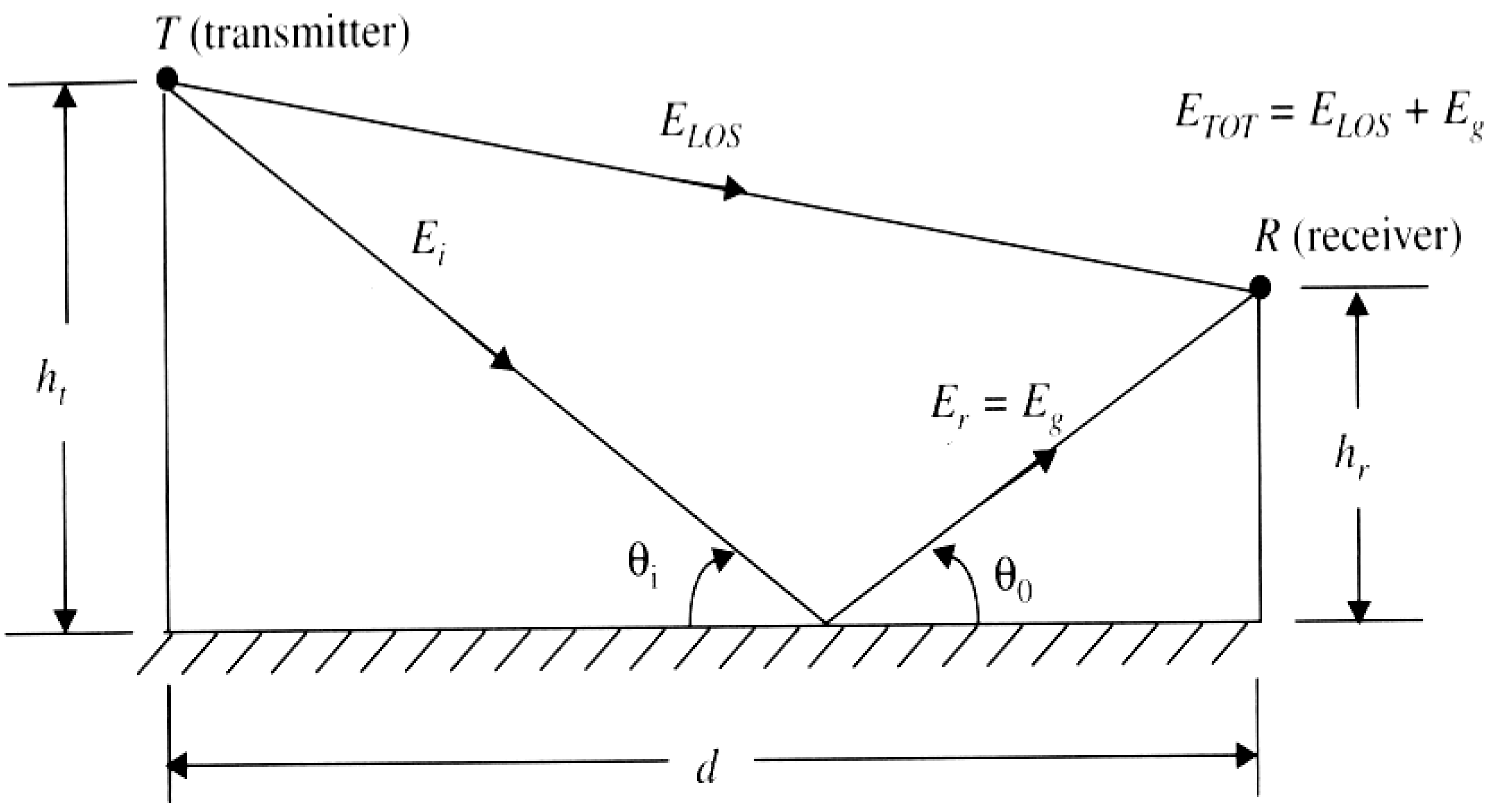


此时，反射系数$\boldsymbol{\Gamma = -1}$。

关于反射的结论2

- 当介质1为自由空间，介质2为电介质，不论ε_{r2}等于多少，当入射角θ_i接近于0°时，且电场垂直于入射平面时，反射系数等于－1——入射电场和反射电场振幅相同，相位相反，不存在折射波。
- 这说明，当电波掠地入射时，可以将地面建模为理想导体反射面。

存在平坦地面时的电波传播



存在地面反射的双线模型

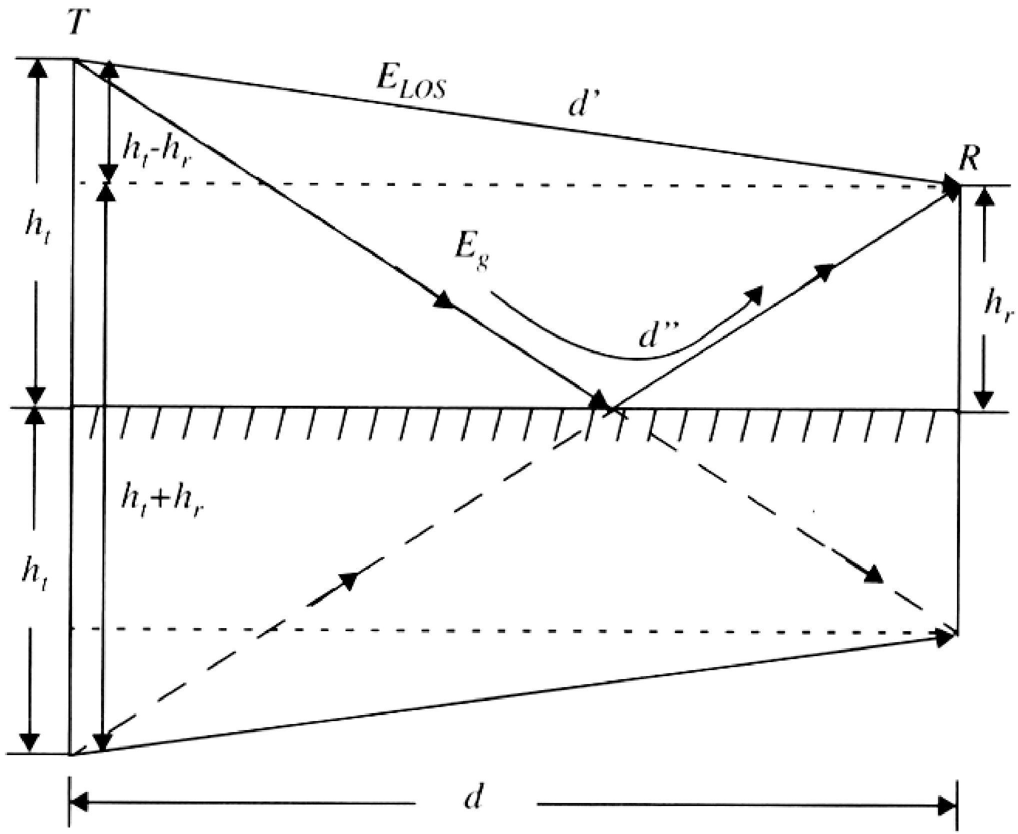


Figure 4.8 The method of images is used to find the path difference between the line-of-sight and the ground reflected paths.

- 由图4.8得：

$$\Delta d = d'' - d' = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + (d)^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + (d)^2}$$

$$= d\left[\sqrt{1+\left(\frac{h_t + h_r}{d}\right)^2} - \sqrt{1+\left(\frac{h_t - h_r}{d}\right)^2}\right]$$

- 通常$(h_t+h_r)<<d$，故上式中每个根号均可用二项式定理展开， 并且只取展开式中的前两项。例如：

$$\sqrt{1+\left(\frac{h_t + h_r}{d}\right)^2} \approx 1+\frac{1}{2}\left(\frac{h_t + h_r}{d}\right)^2$$

- 带入公式得：

$$\Delta d = d\left[1+\frac{1}{2}\left(\frac{h_t+h_r}{d}\right)^2-1-\frac{1}{2}\left(\frac{h_t-h_r}{d}\right)^2\right]=\frac{2h_th_r}{d}$$

- 对应的相差：$\Delta\phi=\dfrac{2\pi}{\lambda}\Delta d$

- 这时接收场强E可表示为：

$$E=E_0(1+\Gamma\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\Delta\phi})=E_0-E_0\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\Delta\phi}$$

$$|E|=E_0\sqrt{2-2\cos\Delta\phi}=2E_0\sin\frac{\Delta\phi}{2}$$

- 当$d >> h_t$和h_r时，有：

$$|E| = 2E_0 \frac{\Delta\phi}{2} = E_0 \frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d} = \frac{4\pi h_t h_r \sqrt{30 P_T G_T}}{\lambda d^2}$$

- 从而接收功率为

$$P_r = \frac{|E|^2}{\eta_0} A_R = \frac{16\pi^2 h_t^2 h_r^2 \cdot 30 G_T}{\lambda^2 d^4 \cdot 120\pi} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r = P_T \frac{G_T G_r h_t^2 h_r^2}{d^4}$$

双线模型的结论

- 双线模型下所得的结论：

$$P_r = P_t \frac{G_t G_r h_t^2 h_r^2}{d^4}$$

也就是说，在存在地面反射的情况下，由于直射波场强和反射波场强的共同作用下，随着距离(*d*)的延伸，接收功率按**距离的四次方**衰减。这种情况下，衰减的程度要比自由空间（只有直射波）的情形要大得多。并且，这个公式与电波频率（或波长）无关。

小结

- ［自由空间］

$$P_r = P_t \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2} \qquad 即，PL = \frac{P_t}{P_r} \propto d^2$$

- ［存在地面反射时］

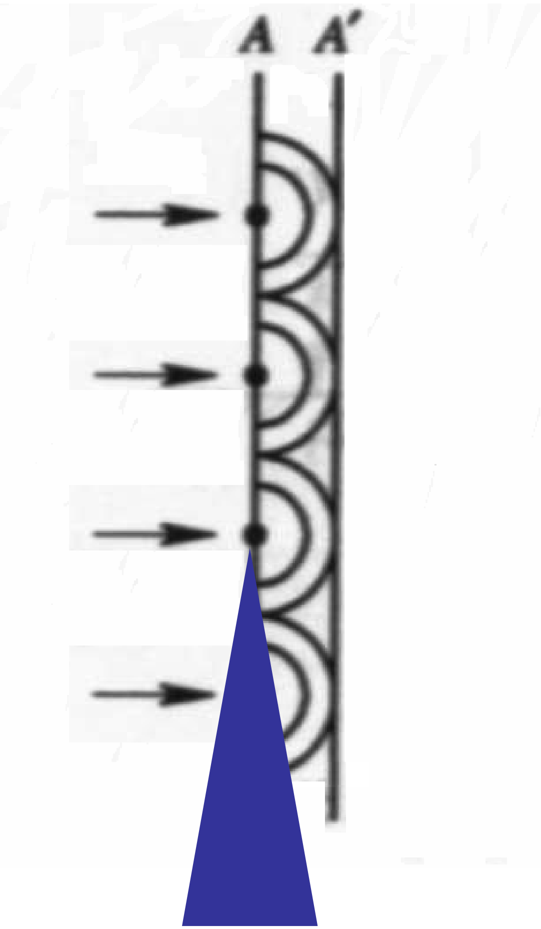
$$P_r = P_t \frac{G_t G_r h_t^2 h_r^2}{d^4} \qquad 即，PL = \frac{P_t}{P_r} \propto d^4$$

- 绕（衍）射传播：电磁波绕过障碍物（例如山峰或地球曲面）的传播称为绕射。当传播路径上障碍物的尺寸与电波波长相比，差别较小时，绕射现象最为显著，而当障碍物尺寸远大于及远小于电波波长时，将相应地以反射和散射现象为主。

惠更斯（Huggens）原理

- 17世纪末，荷兰物理学家惠更斯在应用波动光学理论讨论光的直线传播时提出：**由波源激起的任一波阵面上的每一点，都可看做次级球面波的波源，下一个波阵面上任一点的波动，将是前一个波阵面所有次级点源贡献之和。**

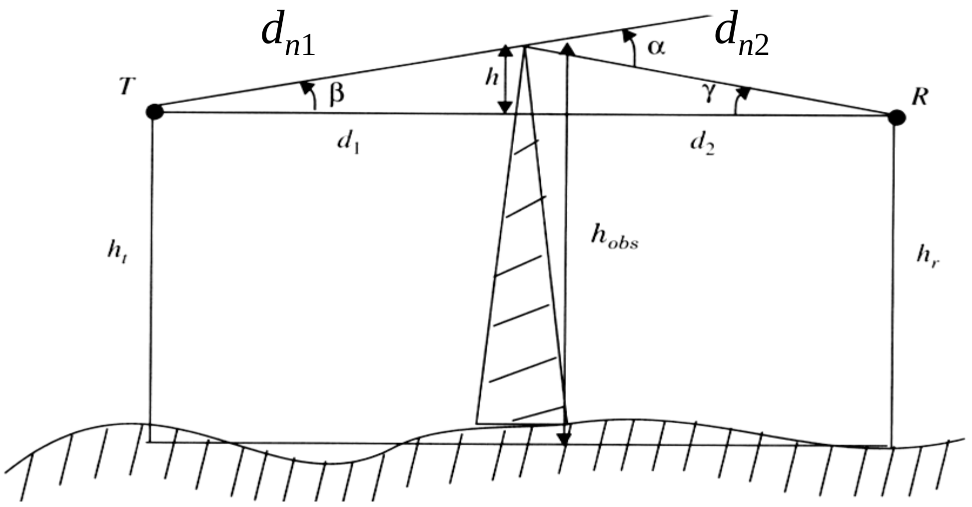
惠更斯原理简明地说明了“**一浪推一浪**”的物理机制，成功地应用于对波传播起主要作用的所谓主区和波的绕射等问题的讨论。



菲涅尔（Fresnel）带域

几何问题求解：

$$\begin{cases} d_1 + d_2 = d \\ d_{n1} + d_{n2} = d + \Delta \quad 求\Delta \\ d_1 >> \lambda, d_2 >> \lambda \end{cases}$$



其中，△为附加路径长度。

推导(1)

$$\because d_{n1}=\sqrt{h^2+d_1^2},d_{n2}=\sqrt{h^2+d_2^2}$$

$$\therefore \Delta=\sqrt{h^2+d_1^2}+\sqrt{h^2+d_2^2}-d$$

$$=d_1\sqrt{1+\frac{h^2}{d_1^2}}+d_2\sqrt{1+\frac{h^2}{d_2^2}}-(d_1+d_2)$$

由二项式定理：

$$\sqrt{1+\left(\frac{h^2}{d_1^2}\right)}\approx 1+\frac{1}{2}\left(\frac{h^2}{d_1^2}\right)$$ ，由于$\boldsymbol{d_1>>r_n}$

$$\sqrt{1+\left(\frac{h^2}{d_2^2}\right)}\approx 1+\frac{1}{2}\left(\frac{h^2}{d_2^2}\right)$$ ，由于$\boldsymbol{d_2>>r_n}$

绕射波与直射波之间的路径差

- 带入得：

$$\Delta = d_1 + \frac{d_1}{2}\frac{h^2}{d_1^2} + d_2 + \frac{d_2}{2}\frac{h^2}{d_2^2} - d_1 - d_2$$

$$= \frac{h^2}{2}\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2}$$

- 相应的相位差为：

$$\varphi = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda}\frac{h^2}{2}\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2}$$

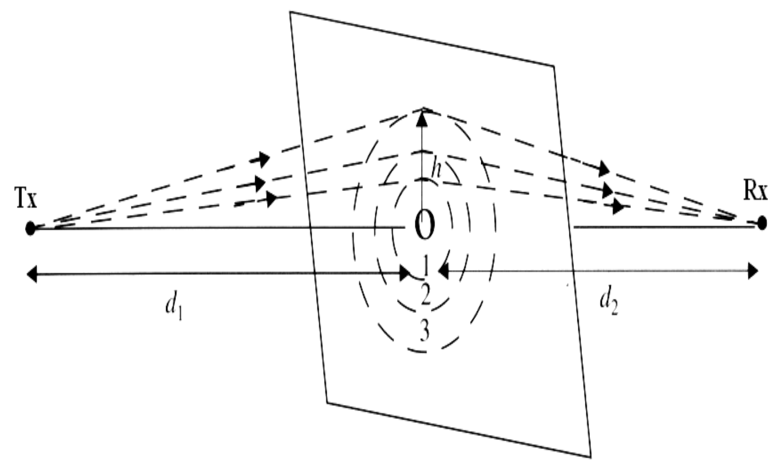
- 并且当tanX≈X时，由图可知：

$$\alpha = \beta + \gamma \approx \tan\beta + \tan\gamma = \frac{h}{d_1} + \frac{h}{d_2} = h\left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2}\right)$$

- **菲涅尔带域**：对于给定的 n 值，所有满足

$$d_{n1}+d_{n2}-d=n\lambda/2$$

的点在三维空间构成以**Tx**和**Rx**为焦点的旋转椭球面。不同的n对应于不同的椭球面（焦点不变）。我们称这些椭球体为**菲涅尔区**。这些椭球在竖直方向的剖面将呈现出一层又一层的圆形带域，我们称之为**菲涅尔带域**。



当 $\Delta = \dfrac{n\lambda}{2}$ 时，即：

$$\frac{h^2}{2}\left(\frac{d_2 + d_2}{d_1 d_2}\right) = \frac{n\lambda}{2}$$

故第*n*费涅尔区的半径为：

$$r_n = h = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d}}$$

- **第一菲涅尔带域：*n* =*1***时对应的圆面称作第一菲涅尔带域。显然其半径r_1为：

$$r_1 = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d}}$$

当$d_1=d_2=d/2$时有， $r_{1\max} = \frac{1}{2}\sqrt{\lambda d}$

- **传播主区**：相邻两个菲涅尔带域上的次级源在接收端（**Rx**）处对电磁波场的贡献是反相的。理论分析表明，要在**Rx**处达到自由空间的场强，不一定需要许多的菲涅尔区，也不一定需要全部的第一菲涅尔区，只要第一菲涅尔区截面积的**1 / 3**就可以获得自由空间场强。这样，最小菲涅尔半径为：$r_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} r_1 = 0.577 r_1$ 。

（续）要保证电波的有效传播（获得与自由空间相当的接收场强），在这个最小菲涅尔椭球的范围内应该不存在阻挡物，否则将造成严重衰减。这个衰减就是由阻挡引起的绕射衰减。

- 例：工作频率为**900MHz**，收发间距离为**30km**，求收发之间中点处的第一菲涅尔区半径及最小菲涅尔半径。

［解］

$$\because r_{1\max} = \frac{1}{2}\sqrt{\lambda d}$$

由于$\lambda = 1/3\ m$，$d=30\ km$，

$$\therefore r_{1\max} = 50m$$

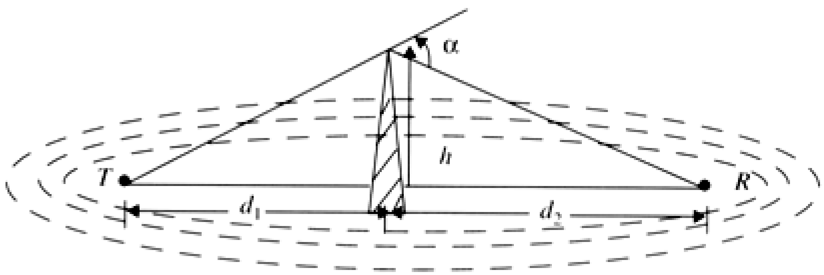
进而，$r_0=0.577r_1=28.85m$。

- 习题：若工作频率为**300MHz**，收发中点处的第一菲涅尔区半径为多少？又若**900MHz**时，距发射点**1／3**收发距离处的第一菲涅尔区半径为多少？与前例对照，这些结果说明了什么？

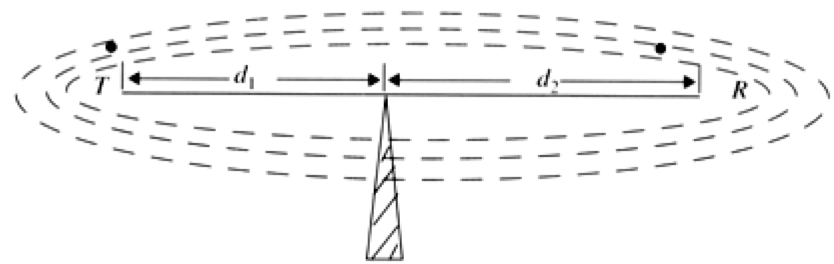
刃形绕射模型

- 在已知服务区内，估算由电波经过山脉或建筑物绕射引起的信号衰减是预测场强的关键。一般情况下，精确估计绕射损耗是不可能的，而是在预测中采用理论近似加上必要的经验修正的方法。当阻挡体是由单个物体引起的时，通过把阻挡体看做绕射刃形边缘来估计绕射损耗，这种情况下的绕射损耗可用针对刃形后面场强的经典费涅尔方法来估计。

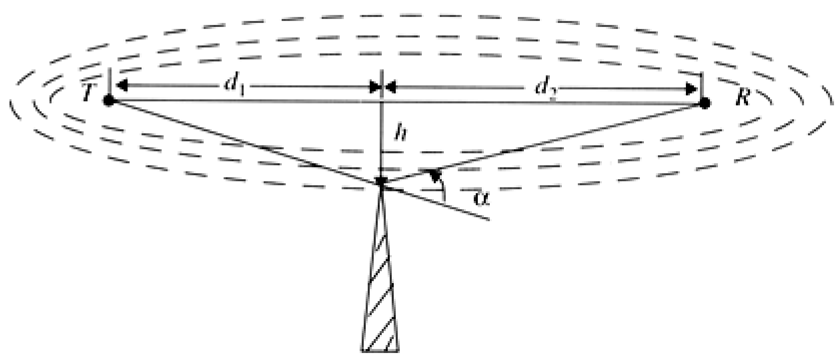
刃形绕射的不同情况



(a) α and v are positive, since h is positive



(b) α and v are equal to zero, since h is equal to zero



(c) α and v are negative, since h is negative

Fresnel-Kirchoff绕射参数 v

- 定义Fresnel-Kirchoff绕射参数为

$$v = h\sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} = \alpha\sqrt{\frac{2d_1 d_2}{\lambda(d_1 + d_2)}}$$

- 其中α为幅度单位，由此相位差可表示为：

$$\varphi = \frac{\pi}{2}v^2$$

- 可以看出，直接视距路径和绕射路径的相位差公式是阻挡物高度和位置的函数，也是发射机和接收机位置的函数。

绕射增益

- 刃形绕射波场强E_d为：

$$\frac{E_d}{E_0}=F(v)=\frac{1+j}{2}\int_v^{\infty}\exp((-j\pi t^2)/2)\mathrm{d}t$$

- 其中E_0为没有地面和刃形的自由空间场强，$F(v)$是复杂的费涅尔积分，它是Fresnel-Kirchoff绕射参数v的函数。因此，由刃形引起的绕射增益为：

$$G_d(\mathrm{dB})=20\log\left|F(v)\right|$$

绕射增益的图表计算

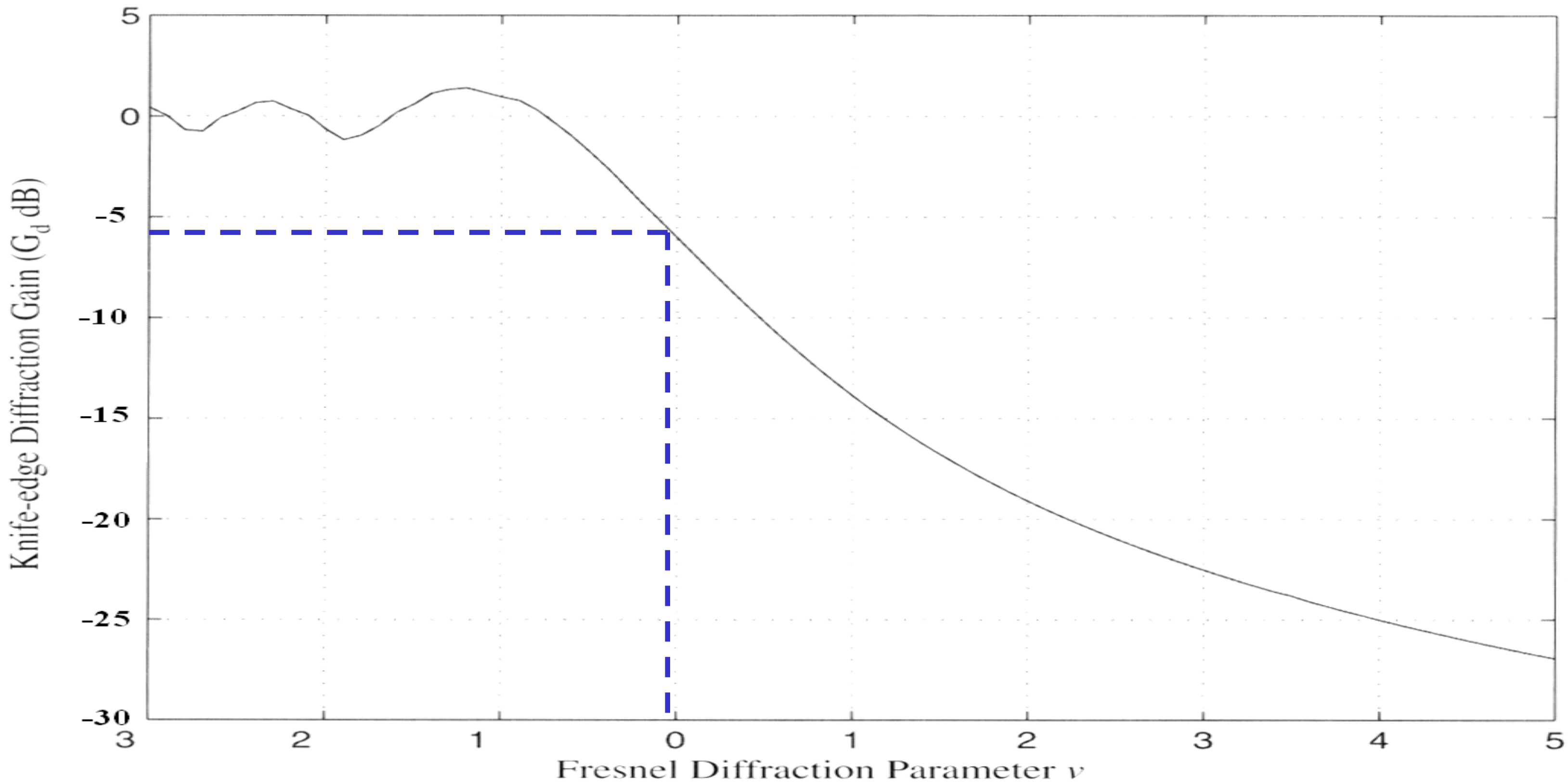


Figure 4.14 Knife-edge diffraction gain as a function of Fresnel diffraction parameter ν.

v*＝*0*时，*G

$v=0$时，$G_d=-6dB$，即损耗为6dB。

绕射增益的数值计算

- 绕射增益的近似数值解由Lee给出：

$$
\begin{cases}
G_d(\mathrm{dB}) = 0 & v \le -1 \\
G_d(\mathrm{dB}) = 20\log(0.5 - 0.62v) & -1 \le v \le 0 \\
G_d(\mathrm{dB}) = 20\log(0.5\exp(-0.95v)) & 0 \le v \le 1 \\
G_d(\mathrm{dB}) = 20\log(0.4 - \sqrt{0.1184 - (0.38 - 0.1v)^2}) & 1 \le v \le 2.4 \\
G_d(\mathrm{dB}) = 20\log\left(\dfrac{0.225}{v}\right) & v \ge 2.4
\end{cases}
$$

例4.7

- 计算前图所示的三种情况的绕射损耗。假设λ=1/3m, d_1=1km, d_2=1km， 并且(a)h=25m, (b) h=0m, (c) h=-25m。将数值解与图表解进行比较。对于每一种情况，求解阻挡体顶部所在的费涅尔区。

解

(a): 绕射参数为： $v = h\sqrt{\frac{2(d_1+d_2)}{\lambda d_1 d_2}} = 25\sqrt{\frac{2(1000+1000)}{1/3\times1000\times1000}} = 2.74$

查图得，绕射损耗为22dB。

数值解为：$G_d(\mathrm{dB}) = 20\log\left(\frac{0.225}{v}\right) = 20\log\left(\frac{0.225}{2.74}\right) = -21.7\mathrm{dB}$

直射与绕射路径差为：

$$\Delta \approx \frac{h^2}{2}\frac{(d_1+d_2)}{d_1 d_2} = \frac{25^2}{2}\frac{1000+1000}{1000\times1000} = 0.625\mathrm{m}$$

阻挡体顶部所在的费涅尔区为：

$$n = \frac{\Delta}{\lambda/2} = \frac{2\Delta}{\lambda} = \frac{2\times0.625}{0.333} = 3.75$$

因此阻挡体位于第三个费涅尔区的上边。它完全阻挡了前三个费涅尔区。

(b):绕射参数为： $v = h\sqrt{\frac{2(d_1+d_2)}{\lambda d_1 d_2}} = 0$

查图得，绕射损耗为6dB。

数值解为：

$$G_d(\text{dB}) = 20\log(0.5-0.62v) = 20\log(0.5-0.62\times 0) = -6\text{dB}$$

由于*h*=0，所以*Δ*=0，即阻挡体顶部位于第一费涅尔区中间，它阻挡了所有费涅尔区的一半。

(c): 由于h=-25，费涅尔绕射参数为v=-2.74。

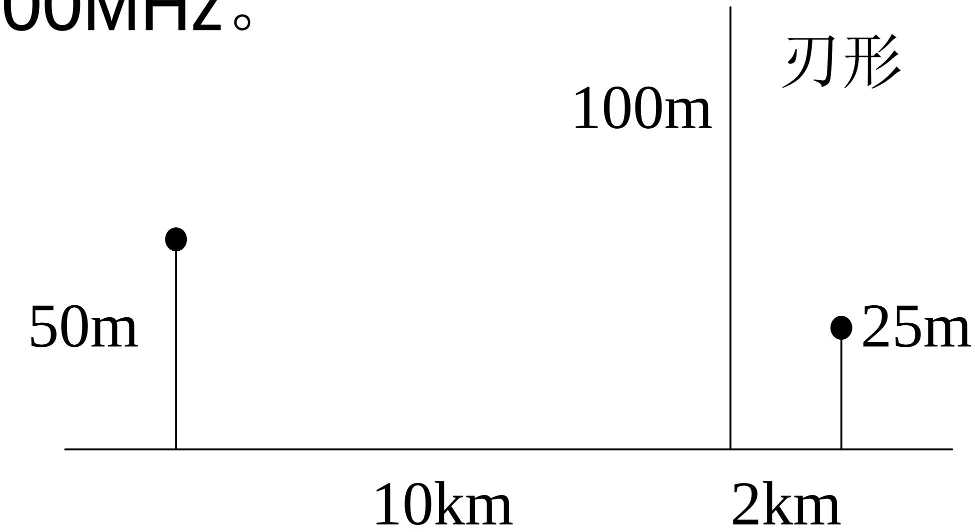
查图得，绕射损耗为1dB。

数值解为： $G_d(\mathrm{dB}) = 0\mathrm{dB}$

由于绝对高度与(a)相同，故附加路径长度Δ及n也相同。因此阻挡体位与第三个费涅尔区的下边，它对于前三个费涅尔区完全没有阻挡，因此其绕射损耗可以忽略不计。

习题

- 给定下面的几何图形，求解
- (a)刃形绕射损耗
- (b)引起6dB绕射损耗的阻挡体高度。假定f=900MHz。



关于刃形绕射的结论

- 当
$$v \le -1\text{即}h \le -\sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{2(d_1+d_2)}}$$
时，绕射损耗可忽略不计。
- 当v=0（h=0）时，绕射损耗为6dB
- 当v>0（h>0）时，绕射损耗急剧增加。

多重刃形绕射

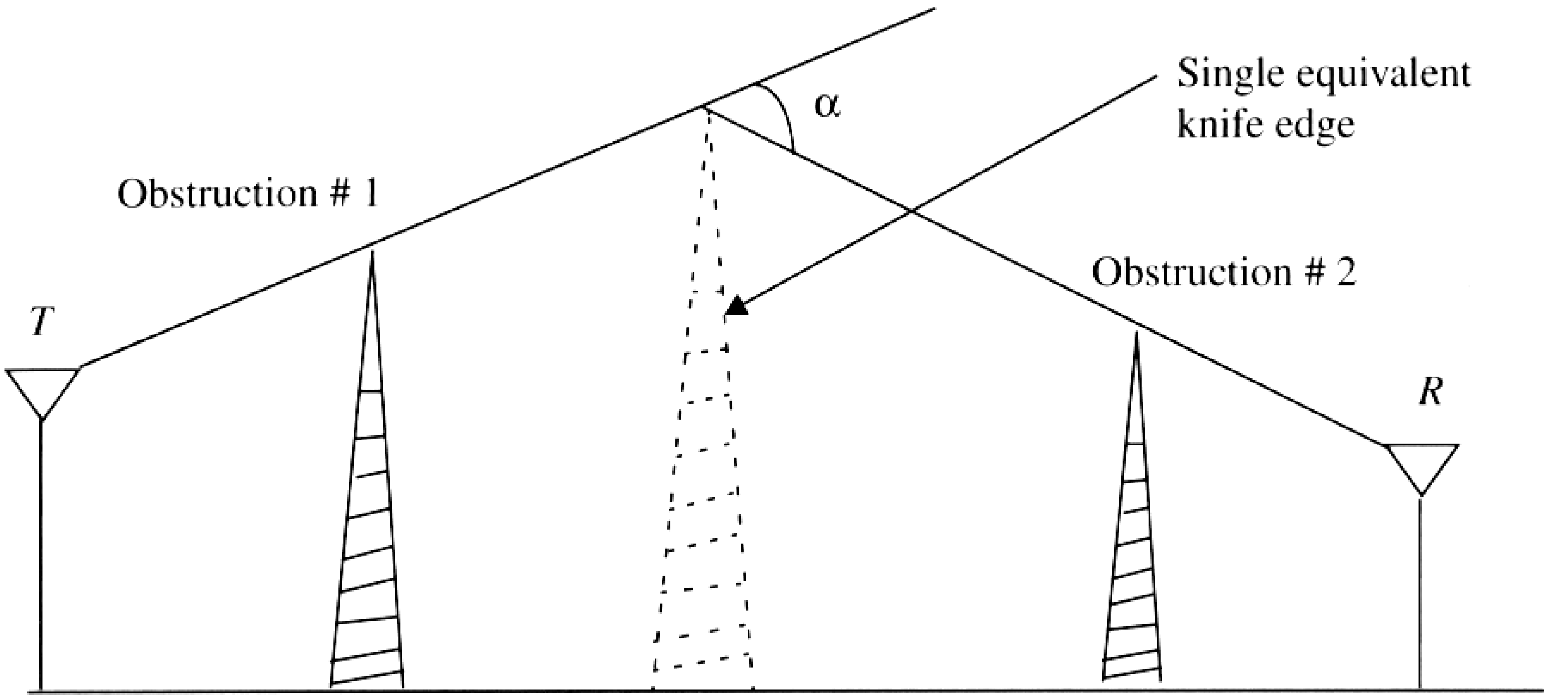


Figure 4.15 Bullington's construction of an equivalent knife edge [from [Bul47] © IEEE].

散射

- 在实际移动无线环境中，接收信号比单独绕射和反射模型预测的要强。这是因为当电波遇到粗糙表面时，反射能量由于散射而散布于所有方向。像灯柱和树这样的物体在所有方向上散射能量，这样就给接收机提供了额外的能量。

表面平整度

- 远大于波长的平滑表面可建模成反射面。然而表面的粗糙程度经常产生不同的传播效果。在给定入射角θ_i的情况下，定义表面平整度的参考高度h_c为：

$$h_c = \frac{\lambda}{8\sin\theta_i}$$

- 如果平面上的最大突起高度小于h_c，则认为表面是光滑的，反之则是粗糙的。

雷达有效截面模型

- 当较大的，远距离的物体引起散射时，可用雷达有效截面模型对接收场强进行计算。
  - 雷达有效截面积RCS：在接受方向上，散射信号的功率密度与入射信号的功率密度之比，其单位为dB·m²可，可由射体表面面积近似。实测表明，位于5~10km处的中等建筑物和大型建筑物的RCS值在14.1~55.7dB·m的范围内。
  - 双基地雷达公式模型：

$$P_R(\mathrm{dBm}) = P_T(\mathrm{dBm}) + G_T(\mathrm{dBi}) + 20\log(\lambda) + RCS(\mathrm{dBm}^2)$$
$$-30\log(4\pi) - 20\log(d_T) \_ 20\log(d_R)$$

路径损耗模型

- 前面介绍的几种传播模型（自由空间传播模型、地面反射双线模型、绕射模型、散射模型）都是理想化的模型
- 由于实际应用的环境非常复杂，实际使用的模型大都是通过理论分析和实际测试相结合来获得的。
  - 理论分析:针对应用环境，找出主要的影响因素，建立模型，通过仿真或计算得出传播模型。
  - 实际测量：根据大量实验所得的测量数据，绘出传播损坏的曲线或拟合成解析式，再抽象出传播模型。

路径损耗指数*n*

- 实测表明，在发射功率、天线参数和高度、电波频率等给定的情况下，**平均**路径损耗$\overline{PL}$随传播距离（**T-R**距离）***d***的变化规律为：

$$\overline{PL}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n ,\text{对于} d > d_0$$

其中，d_0为靠近发端的参考点距发端的距离。该参考点处的路径损耗一般可以通过实测获得。***n***为路径损耗指数，具体取值依赖于传播环境。公式中的上划线表示给定距离*d*的所有可能的路径损耗值的整体平均。应该指出，参考点也应位于发天线的远场。

- **对数距离路径损耗模型：**

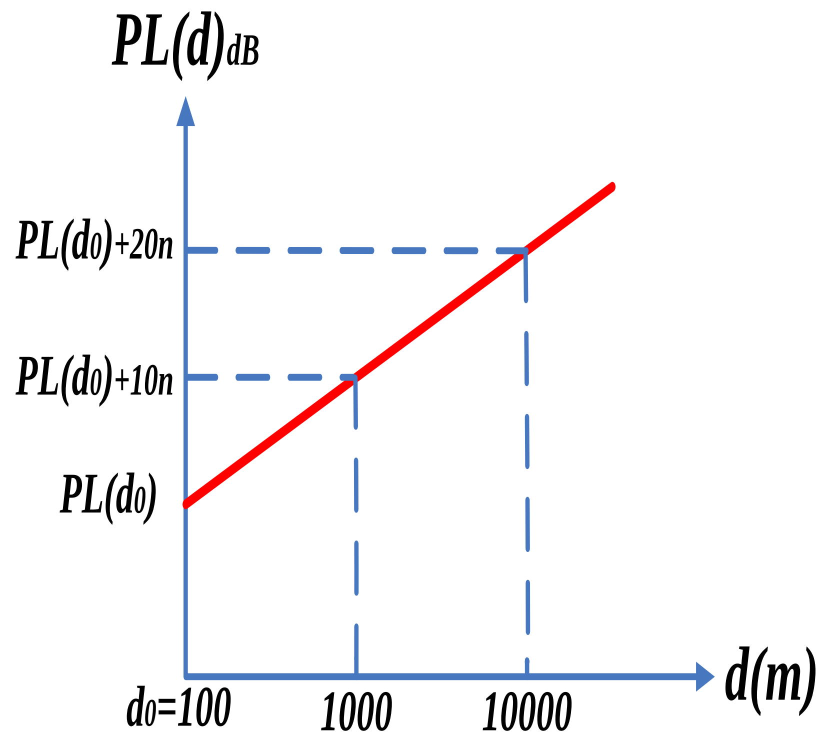
$$\because \overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0)\left(\frac{d}{d_0}\right)^n, \text{对于} d > d_0$$

$$\therefore \overline{PL}(d)_{dB} = \overline{PL}(d_0)_{dB} + 10n\lg\left(\frac{d}{d_0}\right), \text{对于} d > d_0$$

- 这就表明，**平均路径损耗的分贝值(dB)**按每十倍距离增加***10n* dB**的规律**线性**递增。如对于任意$d_a > d_0$，有：

$$\overline{PL}(10d_a)-\overline{PL}(d_a)=10n\ \text{dB}$$ 。

右图中，横轴为**T-R**距离d，系对数坐标轴；纵轴为平均路径损耗的分贝值**(dB)**，这里没有加表示“**平均**”的横线。

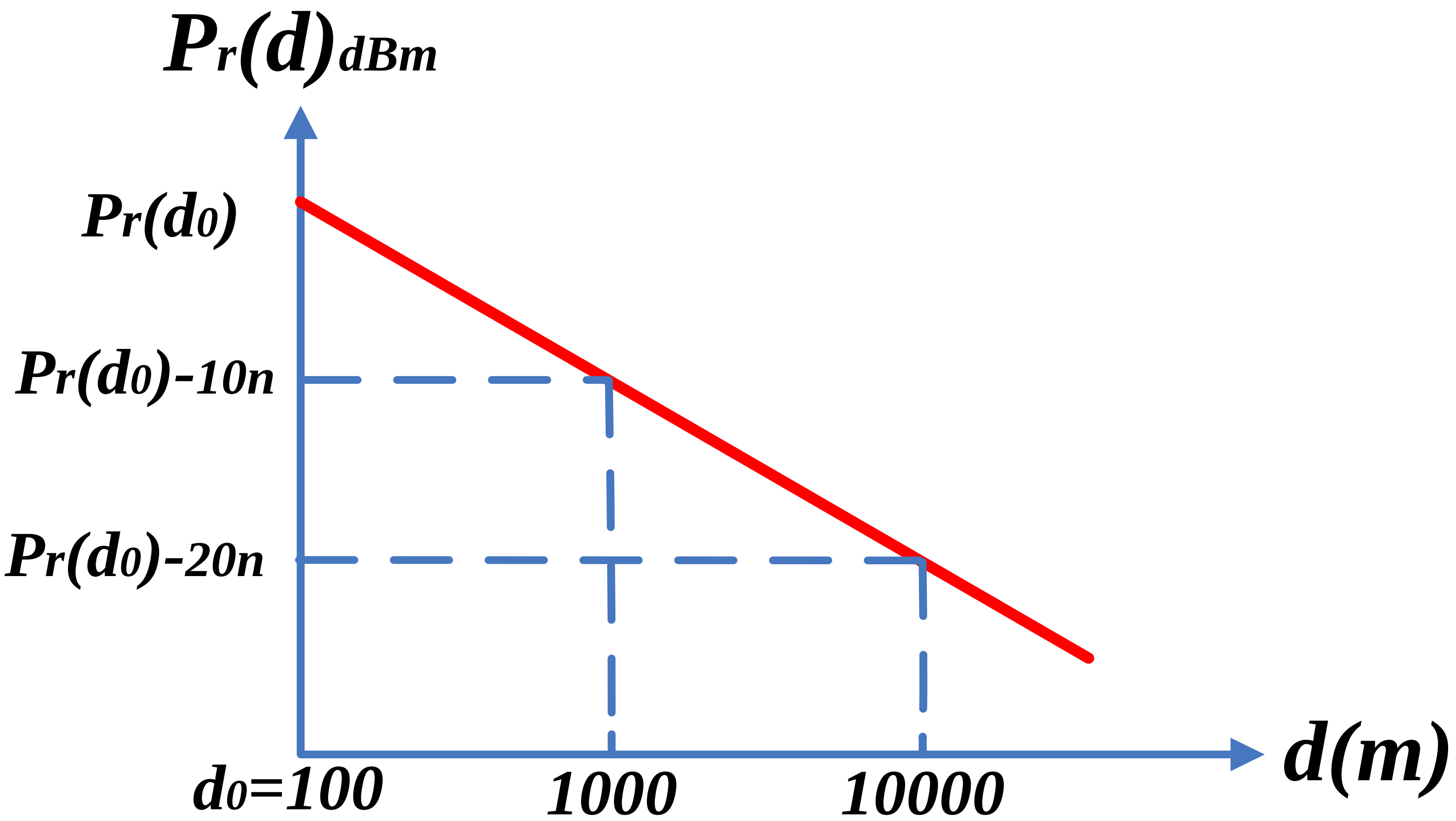


- 对数距离路径损耗模型（以平均接收功率表示）：

$$\because \overline{P}_r(d)[dBm] = P_t[dBm] - \overline{PL}(d)[dB]$$

$$\therefore \overline{P}_r(d)[dBm] = P_t[dBm] - \overline{PL}(d_0)[dB] - 10n\lg\left(\frac{d}{d_0}\right) \text{，对于} d > d_0$$

平均接收功率变化规律



不同环境的路径损耗指数*n*

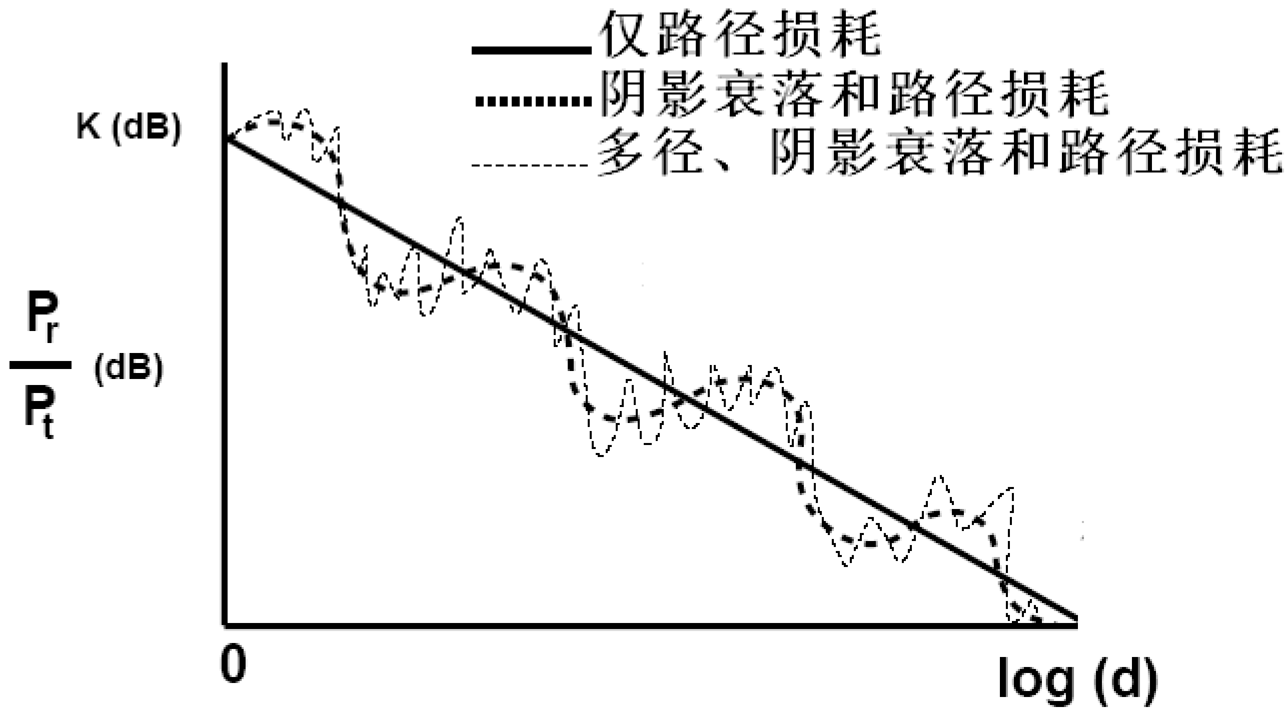
传播环境	路径损耗指数，n
自由空间	2
市区蜂窝通信	2.7～3.5
有传播阴影的市区蜂窝通信	3～5
室内存在视距（LOS）	1.6～1.8
室内有阻挡物	4～6
厂房内有阻挡物	2～3

阴影衰落

- **阴影衰落，大尺度衰落：**

　　信号在无线信道传播过程中遇到的障碍物会使信号发生随机变化，从而造成给定距离处接收信号功率的随机变化，反射面和散射体的变化也会造成接收功率的随机变化。因此，**需要建立一个模型来描述这些因素造成的信号随机衰减**。我们将主要由障碍物的阻挡（如建筑物会形成电波传播的阴影）所造成的这种信号的随机变化称为**阴影衰落**（**Shadowing**）。

　　造成信号随机衰减的因素，包括障碍物的位置、大小和介电特性及反射面和散射体的变化情况等，这些因素一般都是未知的，因此只能用**统计模型**来表征这种随机衰减。最常用的模型是**对数正态阴影**模型，它已经被实测数据证实，可以精确地建模室外和室内无线传播环境中接收功率的变化。


仅路径损耗
阴影衰落和路径损耗
多径、阴影衰落和路径损耗
K (dB)
$\frac{P_r}{P_t}$ (dB)
0
log (d)

对数正态阴影模型

- 给定距离处，实际的路径损耗呈现出随机变化，其分贝值的概率密度函数为，

$$\Pr(PL(\mathrm{dB})) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{PL_{dB}}}\exp\left(-\frac{(PL_{dB}-\mu_{PL_{dB}})^2}{2\sigma_{PL_{dB}}^2}\right)$$ 。

其中， $\boldsymbol{\mu_{PL_{dB}}}$ 就是对数距离路径损耗模型中所得到的给定距离处的平均路径损耗的分贝值；

$\boldsymbol{\sigma_{PL_{dB}}}$ 为标准差。强调一下，这两个参数也都是以**dB**计的。

- 数学上，一个随机变量的分贝值服从正态分布的话，我们则称该随机变量服从**对数正态分布**，其概率密度函数的表达式是可以导出的。
- 所以，给定距离处的路径损耗的分贝值***PL*****(dB)**服从正态分布，则***PL*****将服从对数正态分布**。

对数正态阴影模型的另一种形式

$$PL(d)[dB] = \overline{PL}(d)[dB] + X_{\sigma}[dB]$$

$$= \overline{PL}(d_0)[dB] + 10n\lg\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_{\sigma}[dB]$$

其中，$\boldsymbol{X_{\sigma}}$**(dB)**是均值为**0dB**，标准差为 $\boldsymbol{\sigma_{PL_{dB}}}$ **dB**的正态随机变量。实际上，

$$\mu_{PL_{dB}}[dB] = \overline{PL}(d)[dB]$$ 。

［复习］ Q函数

对于标准正态随机变量**X**，

$$Q(z) = \Pr(X > z) = \int_z^{\infty} p(x)dx$$ ，

即，

$$Q(z) = \int_z^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}} dy$$ 。

Q函数性质

1）Q(0)＝0.5；

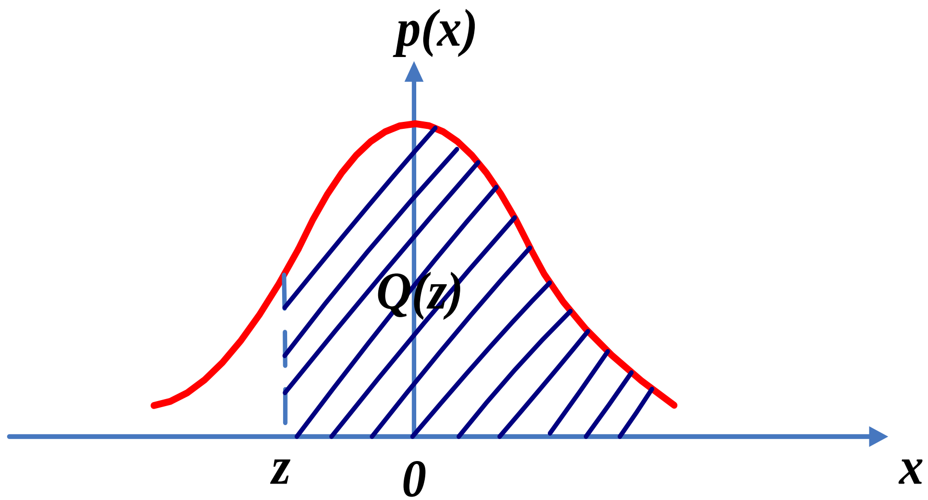
2） Q(x)=1-Q(-x)；

3） Q(x)单调递减。

4）若$X\sim N(\mu,\sigma^2)$，

则$Prob(X>z)=$

$Q[(z-\mu)/\sigma]$ 。



误差函数

- 定义：

$$\mathrm{erf}(x)=\frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^x \mathrm{e}^{-y^2}\,\mathrm{d}y$$

- 与Q函数的关系：

$$\mathrm{Q}(x)=\frac{1}{2}-\frac{1}{2}\mathrm{erf}(\frac{x}{\sqrt{2}})$$

$$\mathrm{erf}(x)=1-2\,\mathrm{Q}(\sqrt{2}x)$$

- 根据上述模型，我们知道给定距离上的接收功率为：

$$
\begin{aligned}
P_r(d)[dBm] &= P_t[dBm] - PL(d)[dB] \\
&= \underbrace{\boxed{P_t[dBm] - \overline{PL}(d_0)[dB] - 10n\lg\frac{d}{d_0}}}_{\text{平均接收功率}} - X_\sigma[dB]
\end{aligned}
$$

所以，接收功率（以**dBm**计的）也服从正态分布。

- 接收信号电平超过某一特定值γ的概率：

$$\Pr[P_r(d) > \gamma] = Q\left(\frac{\gamma - P_r(d)}{\sigma}\right)$$

- 接收信号电平低于某一特定值γ的概率：

$$\Pr[P_r(d) < \gamma] = Q\left(\frac{\overline{P_r}(d) - \gamma}{\sigma}\right)$$

中断概率

- 在给定距离上，接收功率小于系统最小可用功率的概率，称为**中断概率**（**outage probability**）。有：

$$\Pr_{\text{outage}} = \Pr[P_r(d) < P_{\min}] = Q\left(\frac{\overline{P_r}(d) - P_{\min}}{\sigma}\right)$$

- ［例］已知P_t=10mW，P_{min}=-110.5dBm，求出距离150m处的中断概率。设阴影衰落的标准差为3.65dB，路径损耗指数n=3.71，参考距离d_0=1m处的平均路径损耗为31.54dB。

- 解：P_r[dBm]服从正态分布，其均值为

$$\overline{P_r}(150)[\text{dBm}] = P_t[\text{dBm}] - \overline{PL}(d_0)[dB] - 10n\lg\frac{d}{d_0}$$

$$= 10 - 31.54 - 37.1\log 150 = -102.27$$

- 标准差为σ=**3.65dB**。
- 中断概率：

$$\Pr_{\text{outage}} = \Pr[p_r(150) < -110.5\text{dB}]$$

$$= Q\left(\frac{\overline{P_r}(150) - P_{\min}}{\sigma}\right) = Q\left(\frac{-102.27 + 110.5}{3.65}\right)$$

$$= Q(2.25)$$

- 利用Q函数计算得到： **Pr*outage*=*0.0121***

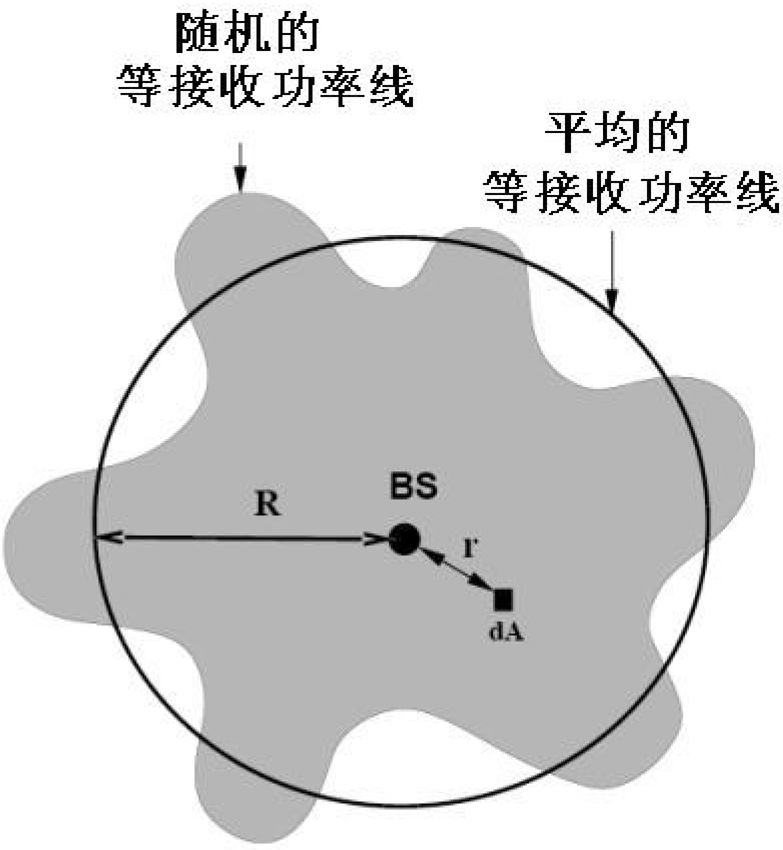
小区覆盖范围

- 设基站位于小区中心，并采用全向天线，小区覆盖范围指的是在小区内所有位置之中，接收功率超过最小可用接收功率的位置所占的百分比。

教材上，称之为“**有效服务区域百分比**”（见**pp97 4.9.3**标题下第**3**行）。有的文献中，也将其称作**小区的面积覆盖率**。

小区的边缘覆盖率

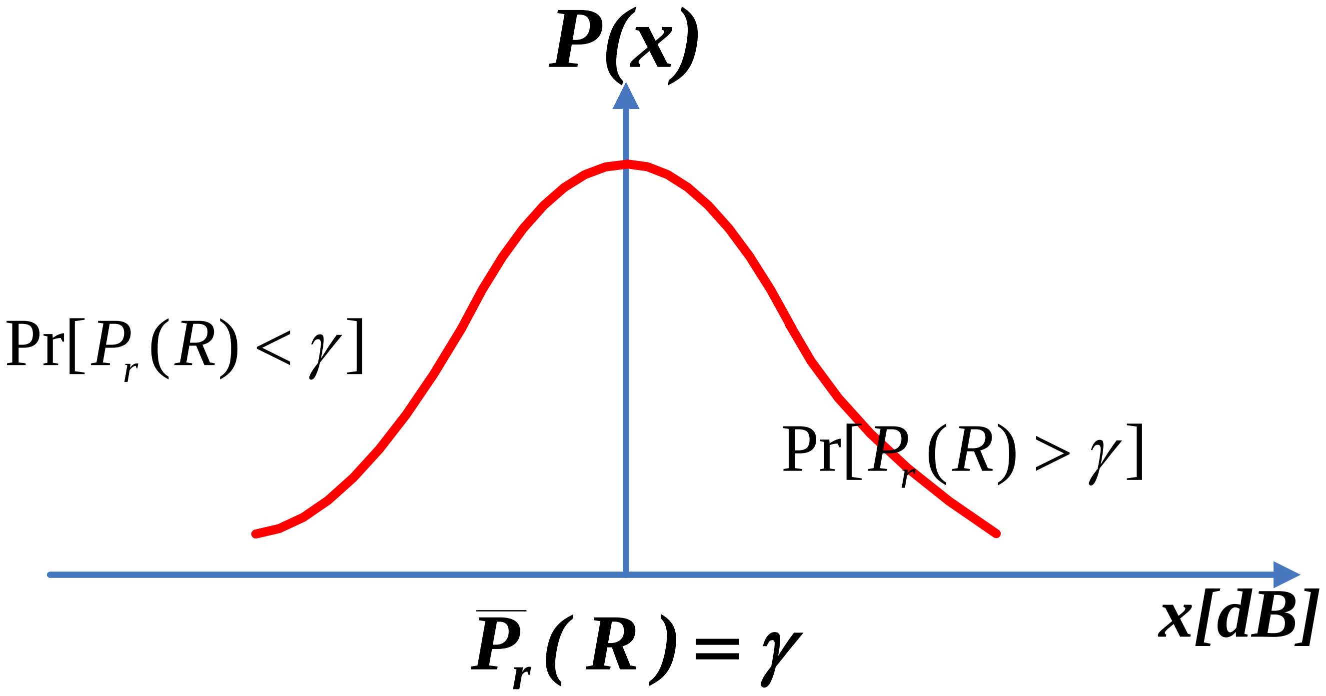
- 在基站位于小区中心并采用全向天线时，如果小区范围内不存在阻挡物的话（但可以存在平坦地面），小区覆盖的边缘近似为圆周——此时不存在阴影衰落。但实际的传播环境往往更加复杂，并存在由于阻挡物引起的阴影衰落，所以如果以接收机实时接收功率达到最小可用接收电平作为形成小区边缘的实际标准的话，实际的等接收功率线将不再是正规的圆周，而可能呈现出不规则的形状（这跟传播环境有关），并且由于阴影衰落的随机性，这个形状还可能会随时间而改变。


随机的
等接收功率线
平均的
等接收功率线
BS
R
r
dA

- 我们定义概率

$$\Pr[P_r(R) > \gamma]$$

为小区的边缘覆盖概率，它表示在我们设想的小区边界上（半径为$\boldsymbol{R}$的圆周）实际接收功率（<u>**注意**</u>：**不是平均接收功率！！**）大于最小可用接收功率$\boldsymbol{\gamma}$**(dBm)**的概率。显然，如果我们使得半径为$\boldsymbol{R}$的圆周上的平均接收功率 $\overline{\boldsymbol{P}}_r(\boldsymbol{R})$ 恰好等于接收机的最小可用接收功率的话，小区的边缘覆盖率就等于50％。


$P(x)$
$\Pr[P_r(R) < \gamma]$
$\Pr[P_r(R) > \gamma]$
$x[dB]$
$\overline{P}_r(R) = \gamma$

归纳

- **小区覆盖范围（即小区的面积覆盖率）**就是从覆盖**面**的角度来衡量的覆盖率；而**小区的边缘覆盖率**就是从**线**的角度来衡量的覆盖率。下面来推导关于小区覆盖范围的结论，并总结二者之间的关系。

推导（1）

- 令最小可用接收功率为γ，将小区覆盖范围记作$U(\gamma)$，则按照定义：

$$U(\gamma)=\frac{1}{\pi R^2}\oint_A \Pr[P_r(r)>\gamma]dA$$

$$=\frac{1}{\pi R^2}\int_0^{2\pi}\int_0^R \Pr[P_r(r)>\gamma]rdrd\theta$$

其中，第一个积分为面积分，积分区域记作**A**，采用全向天线时**A**是半径为***R***的圆面。可以转换成极坐标形式计算这一积分。

- 其中：$\Pr[P_r(r)>\gamma]=Q\left(\frac{\gamma-\overline{P}_r(r)}{\sigma}\right)=\frac{1}{2}-\frac{1}{2}erf\left(\frac{\gamma-\overline{P}_r(r)}{\sigma\sqrt{2}}\right)$

$$=\frac{1}{2}-\frac{1}{2}erf\left(\frac{\gamma-\left[P_t-\left(\overline{PL}(d_0)+10n\log(r/d_0)\right)\right]}{\sigma\sqrt{2}}\right)$$

推导（2）

- 为确定小区边界（r=R）的路径损耗，有

$$\overline{PL}(r)=\overline{PL}(d_0)+10n\log(r/d_0)=\overline{PL}(d_0)+10n\log\left(\frac{R}{d_0}\right)+10n\log\left(\frac{r}{R}\right)$$

- 设

$$a=\frac{\gamma-P_t+\overline{PL}(d_0)+10n\log(R/d_0)}{\sigma\sqrt{2}}=\frac{\gamma-\overline{P}_r(R)}{\sigma\sqrt{2}}$$

$$b=\frac{10n\log e}{\sigma}$$

推导（3）

- 则

$$U(\gamma)=\frac{1}{\pi R^2}\int_0^{2\pi}\int_0^R\left(\frac{1}{2}-\frac{1}{2}erf\left(a+\frac{b}{\sqrt{2}}\ln\frac{r}{R}\right)\right)rdrd\theta$$

$$=\frac{1}{\pi R^2}\cdot\frac{1}{2}\int_0^{2\pi}\int_0^R rdrd\theta-\frac{1}{2\pi R^2}\int_0^{2\pi}\int_0^R\left(erf\left(a+\frac{b}{\sqrt{2}}\ln\frac{r}{R}\right)\right)rdrd\theta$$

$$=\frac{1}{2}-\frac{1}{R^2}\int_0^R r\cdot erf\left(a+\frac{b}{\sqrt{2}}\ln\frac{r}{R}\right)\mathrm{d}r$$

$$=\frac{1}{2}\left(1-erf(a)+\exp\left(\frac{2(1-2ab)}{b^2}\right)\left[1-erf\left(\frac{\sqrt{2}}{b}\right)\right]\right)$$

推导（4）

- 若小区边界处的平均接收功率等于γ，即：

$$\bar{P}_r(R)=\gamma \quad ,$$

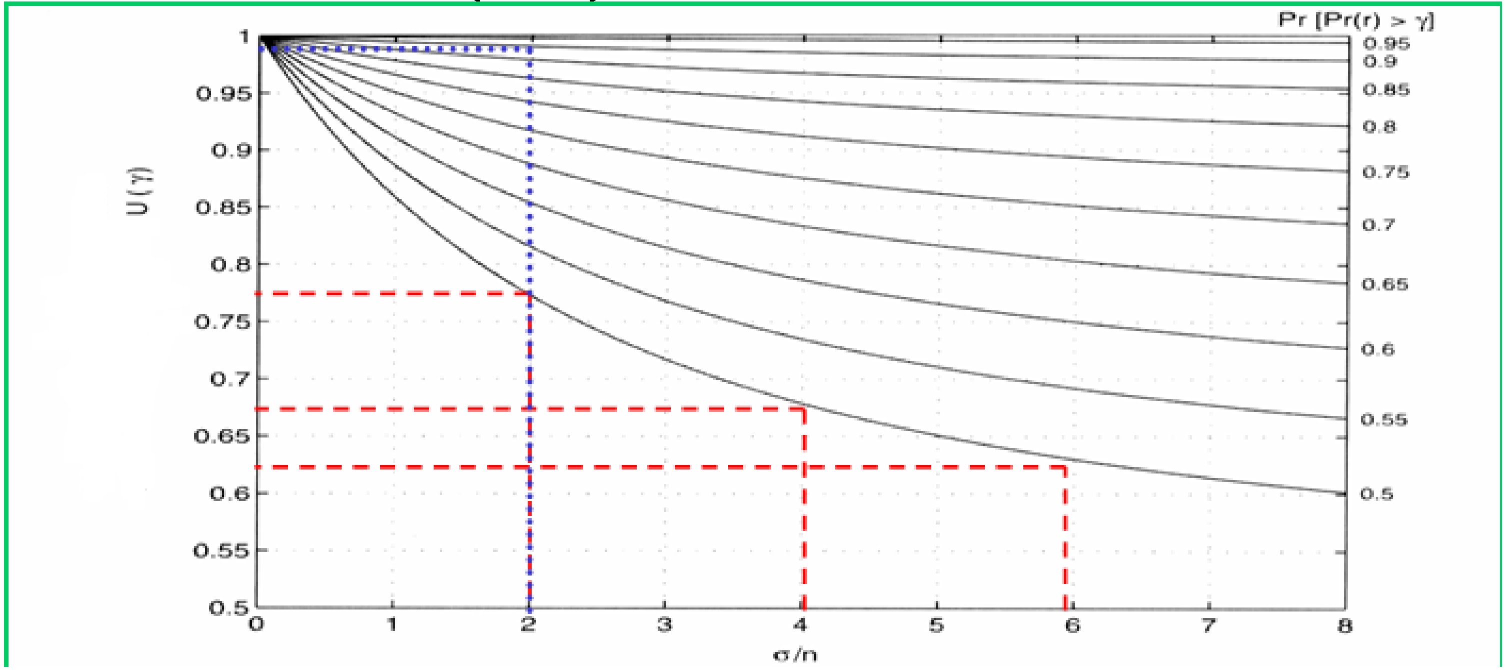
也即a=0。

由此我们可以得到：

$$U(\gamma)=\frac{1}{2}+\exp\left(\frac{2}{b^2}\right)Q\left(\frac{2}{b}\right)$$

实际上，$U(\gamma)$是n和σ的函数，也是P_t和γ（服务质量）的函数。

- 对于一定的小区边界覆盖，小区覆盖范围只与*n*和**σ(dB)**有关。



- 当 $\overline{P_r}(R)=\gamma$ 时，即，

$$P_t-\overline{PL}(d_0)-10n\lg\frac{R}{d_0}=\gamma$$

时，可以计算得到下表：

$U(\gamma)$ \ σ / n	*4dB*	*8dB*	*12dB*
2	**0.77**	**0.67**	**0.63**
4	**0.85**	**0.77**	**0.71**
6	**0.90**	**0.83**	**0.77**

U(γ) 与***σ/n***的关系表

说明

- 对于上述推导和小区覆盖范围我们说明以下四点：

  1） $\overline{P}_r(R)=\gamma$ 的含义——在我们**设想的**小区边界（半径为**R**的圆周）上的平均接收功率等于系统最小可用接收功率**(dBm)**。由于以**dBm**计的接收功率服从正态分布，所以，这个条件就意味着在边界上接收功率$\mathbf{P_r(R)}$等于：

$$P_r(R)[dBm]=\gamma[dBm]-X_\sigma[dB]$$

。

说明（续1）…

- 即，在设想的小区边界上，接收信号功率大于γ的概率为：

$$\Pr[P_r(R) > \gamma] = 0.5$$ 。

因为γ就是随机变量$\mathbf{P_r(R)}$均值。这就是说，上表所得到的数据是在边界（线）覆盖概率为**0.5**的情况下得到的，此时，任何时刻边界上所有点中只有**50%**的位置其接收功率能够超过最小可用接收功率。这样的边界覆盖效果是不能使人满意的。

说明（续2）…

- **2**）观察表格中的数据，如$\boldsymbol{\sigma}$＝**4dB**、$\boldsymbol{n}$**=2**时，$\boldsymbol{U(\gamma)}$**=0.77**。**这就是说，**当边界覆盖率达到**50%**时，$\boldsymbol{\sigma/n}$＝**2dB**的情况下，小区覆盖范围可以达到**77%**。这也不是让人满意的覆盖效果。

说明（续3）…

3）给定n时，小区覆盖范围**随σ减小而增大**——这是因为σ较小说明接收信号在平均接收功率附近变化的范围较小。

4）σ一定时，小区覆盖范围随n的增大而增加。

讨论

- 我们知道，根据对数距离路径损耗模型，路径损耗指数***n***越大，接收功率随距离的延伸下降的越快（因为斜率越大）。那么，如何解释“**σ一定时，小区覆盖范围随*n*的增大而增加**”这个理论分析所得到的结论。

衰落容限

- 根据前面的分析，存在阴影衰落的情况下，在设想小区边界处使平均接收功率达到最小可用接收功率只能提供**50%**的边缘覆盖率，而在***σ*/*n*＝2dB**的情况下，小区覆盖范围也只能达到**77%**。实际的系统运营过程中，这是无法让人满意的。

  实际所需的小区的边缘覆盖率（线覆盖率）应该要达到**90%**以上，此时，小区覆盖范围（面积覆盖率）将会更高，如可能达到**99%**。见***U*(*γ*)**曲线。

衰落容限（续1）

- 我们知道，使线覆盖率达到**90%**，即保证

$$\Pr[P_r(R) > \gamma] = 90\% \quad 。$$

根据对数正态阴影模型，有：

$$P_r(R) = \overline{P}_r(R) - X_\sigma$$

$$= P_t - \overline{PL}(d_0) - 10n\lg\frac{R}{d_0} - X_\sigma \text{，}$$

与传播环境有关

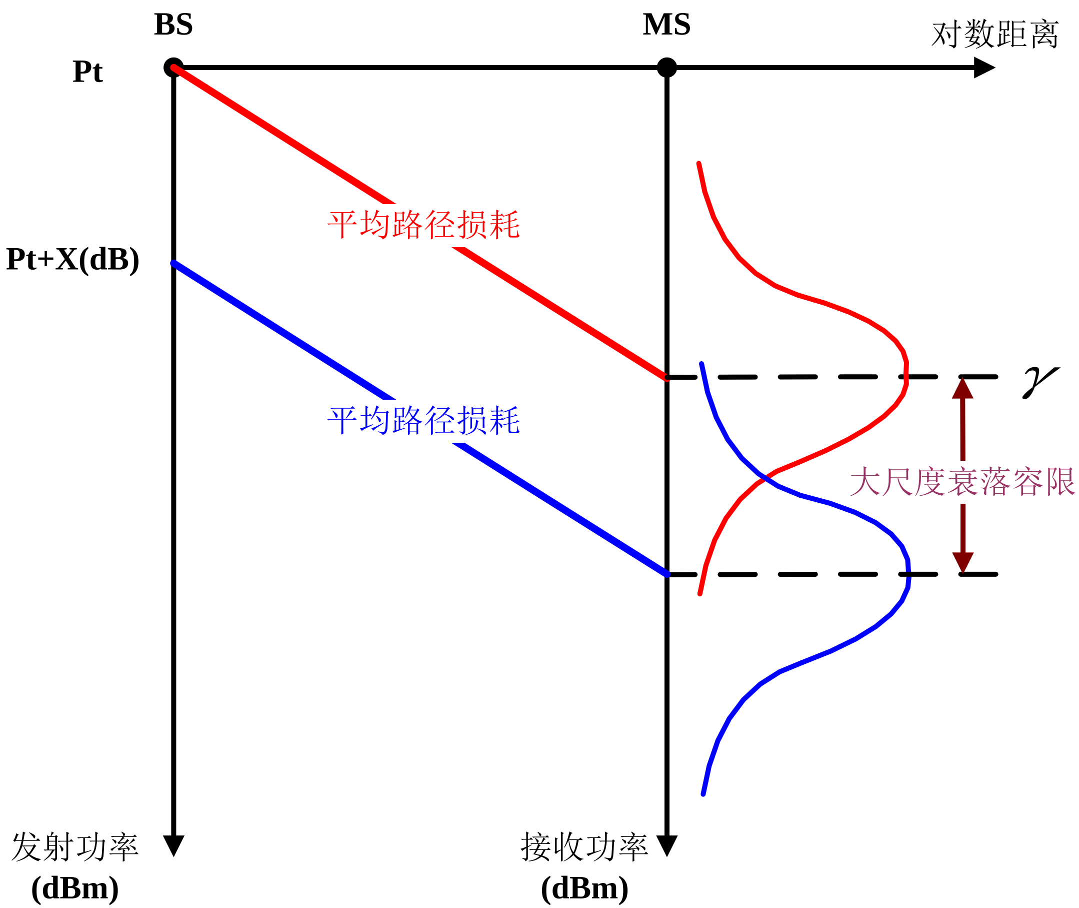
其中，只有$\boldsymbol{P_t}$是不受传播环境约束，可以调整的量。所以要提高线覆盖率的最直接措施就是增大基站发射功率。

衰落容限（续2）

- **定义**：我们将保证给定边界（如半径等于**R**的圆周）上的覆盖率由50%提高到比较高的程度（如**90%**）所需要增加的发射功率分贝（**dB**）值称作**衰落容限**（**Fading Margin**），更确切的说，是**大尺度衰落的衰落容限**。

  或者，在基站发射功率已设定的前提下，衰落容限表示边界处的最小接收功率（中值）应当比系统最小可用功率大出的分贝值。

衰落容限（衰落余量，Margin）图示1



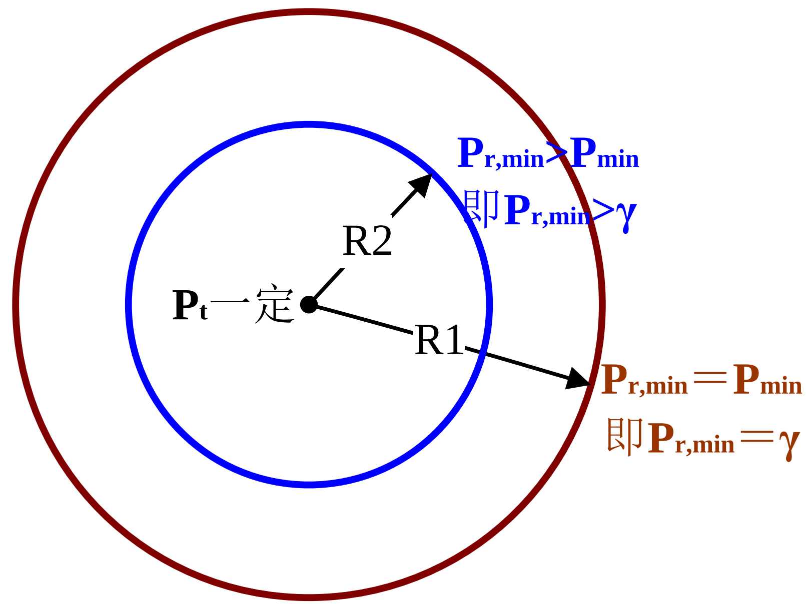
X(dB)：大尺度衰落容限，**X>0dB** 。

衰落容限（衰落余量，Margin）图示2

- 衰落容限(dB)等于：

  $P_{r,min}-\gamma$。
  高的小区边缘覆盖率（如90%）可以通过减小小区半径获得。

  注意：这里$P_{r,min}$是小区边界处接收功率的中值，对于服从正态分布的情形，中值就是均值。



R2<R1

链路预算

- 考虑实际系统和传播环境的各种因素，为保证链路传输的有效性而对发射功率和接收信噪比（或信干比）等系统指标进行估算的过程称为**链路预算**。

链路预算例

- 考虑**GSM**系统的下行链路。载波频率为**950 MHz**，接收机灵敏度（依据**GSM**规范）为－**102 dBm**。发射机放大器的输出功率为**30 W**。发射天线的天线增益为**10 dB**，连接器、合并器等的损耗为**5 dB**。衰落容限（余量）为**12 dB**，参考距离为**100 m**，该距离处的平均路径损耗为**72dB**。路径损耗指数**n=3.5**。那么可以覆盖的最远距离是多少呢？

解

［发送侧］

发送功率	**30W**	**45dBm**
天线增益	**10**	**10dB**
损耗（合并器、连接器等）		－**5dB**

－－－－－－－－－－－－－－－－－－－－－－－－－－－

有效各向同性辐射功率（**EIRP**）	**50dBm**

［接收侧］

接收机灵敏度	－**102dBm**
衰落容限（余量）	**12dB**
最小接收功率（中值）	－**90dBm**

－－－－－－－－－－－－－－－－－－－－－－－－－－－

允许的路径损耗（**EIRP**与最小接收功率的差值）	**140dB**

总路径损耗 140dB

参考点处（d_0=100m)的平均路径损耗 72dB

————————————————————————————

参考点之外的路径损耗 $\propto (d/d_0)^{-n}$ 68dB

即，

$$\therefore 10n\,lg\frac{d_{max}}{d_0} = 68dB,$$

$$d_{max} = 100 \bullet 10^{68/(10n)}。$$

n=3.5时，d_{max}=8.8km。

室外传播模型

- 在实际应用中，电波的传播环境往往是不规则的，在计算传播损耗时，不仅要考虑地形地貌的影响，还要考虑地物的影响，可见移动信道模型是非常复杂的。
- 为了描述其信道特性，人们建立的大量的信道模型，这些模型一般都是根据测试数据总结的得到的，旨在预测特定区域的信号场强。

常用的室外模型

- Longley-Rice模型
- Durkin模型
- Okumura模型
- Hata模型
- Hata模型的PCS扩展
- Walfisch和Bertoni模型
- 宽带PCS微蜂窝模型

奥村（Okumura）模型

- 实际的链路预测模型可以基于大量测量得到，奥村模型是对蜂窝系统进行链路预测时使用最多的大尺度预测模型。尤其适用于城区室外传播环境。

- 模型的由来
- 预测对象
- 预测条件
- 地形地物划分
- 预测曲线及其使用
- 一个例子

模型的由来（1）

- **20**世纪**60**年代初，**Okumura**等人在日本东京地区进行了大量的场强测试。测试环境（地物特征）包括市区、郊区和开阔区等不同传播环境，测量频率分布在**400MHz～2GHz**范围内。发射天线高度范围**30～1000m**，接收天线高度范围**2～7m**。测量设备（场强计和记录仪）装在汽车上，在汽车行驶中实施测量。

模型的由来（2）

- 测量数据由记录仪记录。在**20m**左右的距离 段（称作小段）内对测量数据进行平均得到**小段均值**。然后在**1～1.5km**的距离内计算小段均值的**中值**。最后，绘出经验曲线。所以，使用奥村模型进行链路预测的方法就是针对特定的待预测环境，利用经验曲线得到预测结果。该模型并不提供任何理论解释。

概率中值

- 某随机变量**X**，设**a**是其取值范围内的一个数值，如果该数值满足：

$$Prob[X \geq a] = 0.5。$$

我们就称**a**为**X**的中值。

对于正态分布，中值就是均值。但对于其他的概率分布，中值未必等于均值。

预测对象和预测条件

- **预测对象：路径损耗的中值(dB)。**
- **预测条件：**
  - 频率范围：**150MHz～1920MHz**（高端可扩展至**3000MHz**）；
  - 距离范围：**1～100km**；
  - 基站天线高度**30～1000m**，移动台天线高度**1～10m**。

地形的划分

- **地形**指传播环境中地形剖面的变换情况，**Okumura**将其划分为**中等起伏地形**（也称**作准平滑地形**）和**不规则地形**。不规则地形又包括丘陵、孤立山岳、斜坡和水陆混合地形等不同类型。中等起伏地形指地面起伏高度不超过**20m**，且起伏缓慢，峰点和谷点的水平距离大于起伏高度的地形。

地物的划分（2）

- **地物**指传播环境中地面障碍物分布的不同情况。按照障碍物的密集程度划分为三类，障碍物密集程度递减。
  - **市区**：有较密集的建筑物和高层楼房
  - **郊区**：在靠近移动台近处有些障碍物但不稠密， 例如，有少量的低层房屋或小树林等
  - **开阔区**：在电波传播的路径上无高大树木、建筑物等障碍物， 呈开阔状地面， 如农田、荒野、 广场、 沙漠和戈壁滩等

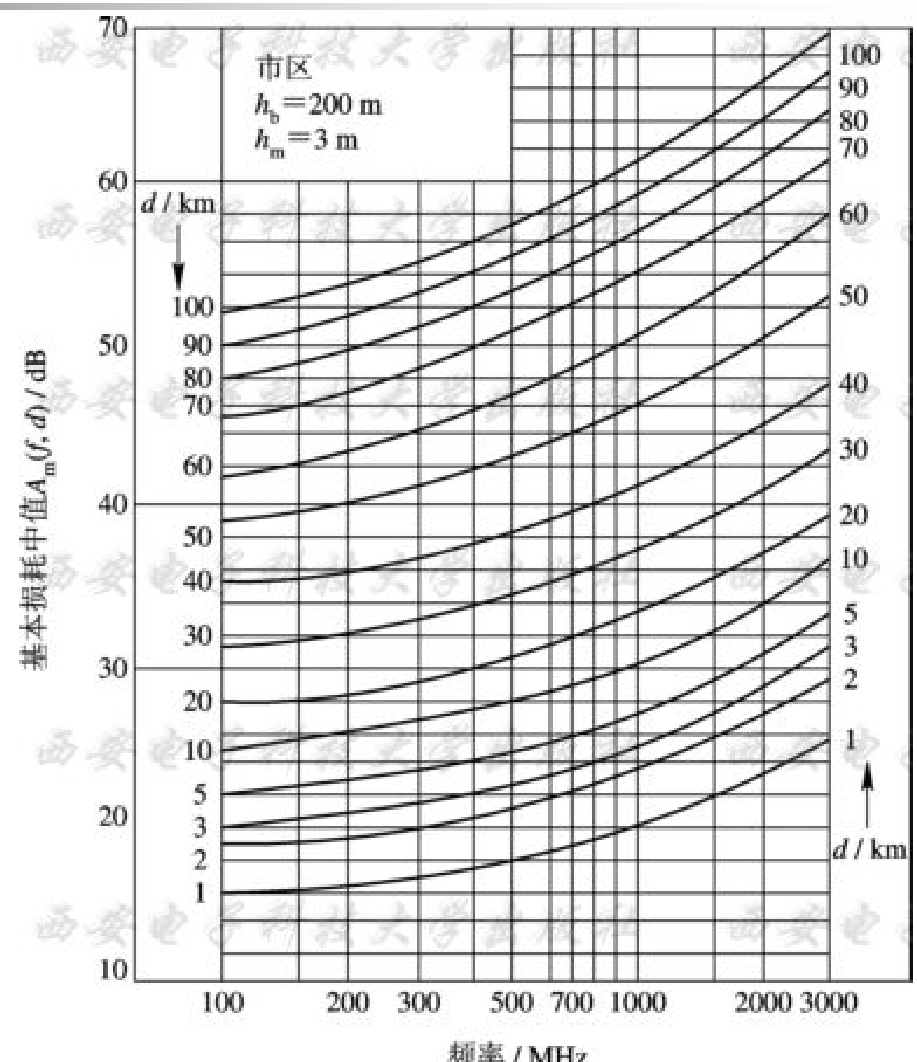
Okumura模型的使用方法

- **Okumura**模型在自由空间路径损耗基础上，首先在天线高度给定情况下，给出了**中等起伏地形、市区**的路径损耗修正曲线，根据该曲线可以对路径损耗值进行修正；然后再根据实际的天线高度和地形、地物情况利用相应曲线进行进一步的修正，最终可以获得特定传播环境下的路径损耗中值。

市区传播损耗的中值$A_m(f, d)$

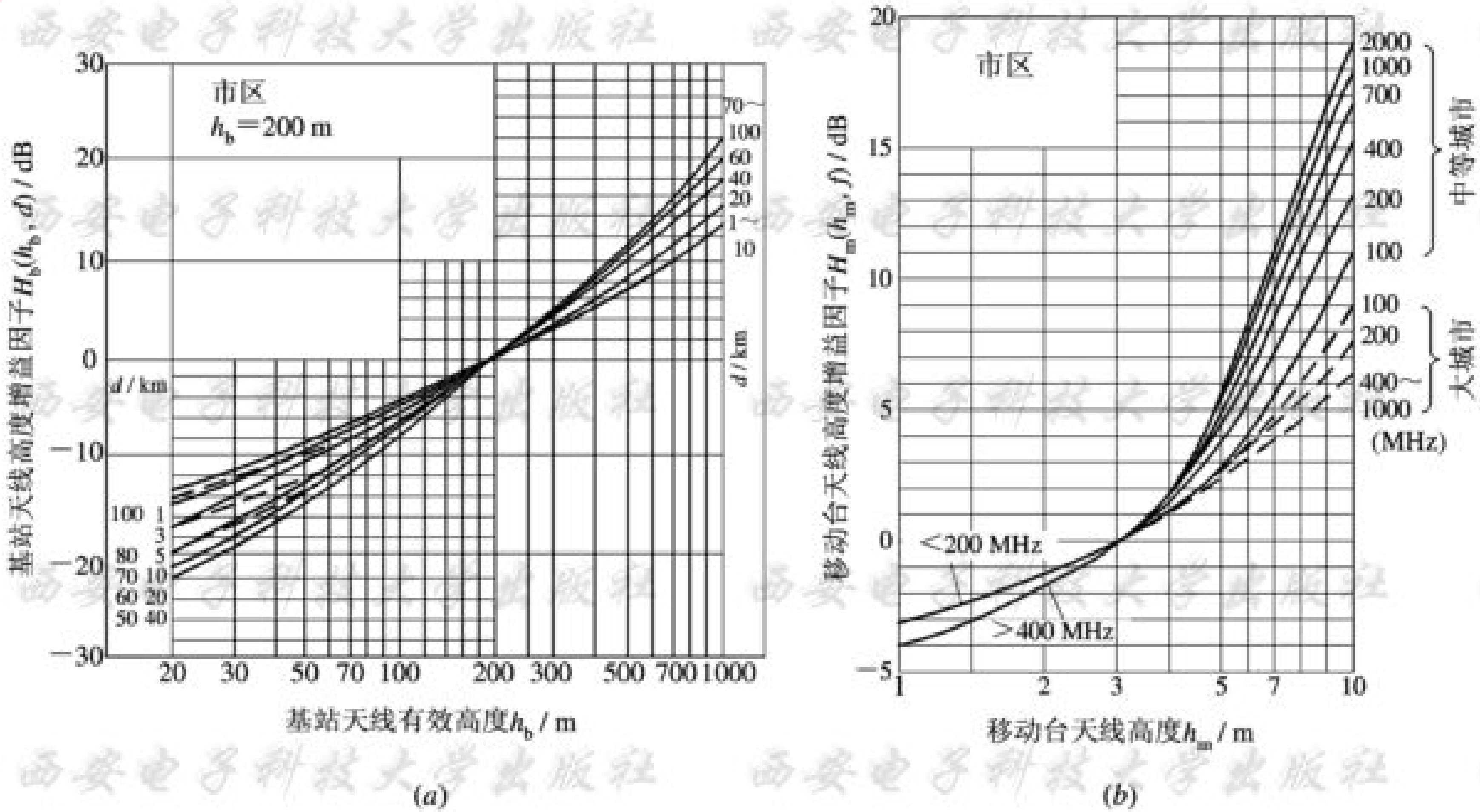
- 在计算各种地形、 地物上的传播损耗时， 均以中等起伏地上市区的损耗中值或场强中值作为基准， 因而把它称作基准中值或基本中值。
- 由电波传播理论可知， 传播损耗取决于传播距离d、 工作频率f、基站天线高度h_b和移动台天线高度h_m等。
- 在大量实验、统计分析的基础上，可作出传播损耗基本中值的预测曲线。 下图 给出了典型中等起伏地上市区的基本中值$A_m(f, d)$与频率、距离的关系曲线。

- 基准天线高度：发射天线的有效高度为**200m**，接收天线的有效高度为**3m** 。
- 曲线上读出的是基本损耗中值大于自由空间传播损耗的 数值。
- 随着频率升高和距离增大，市区传播 基本损耗中值都将增大。



基站天线修正因子$H_b(h_b,d)$

- 如果基站天线的高度不是200m,则损耗中值的差异用基站天线高度增益因子$H_b(h_b, d)$来修正。下页左图给出了不同通信距离d时，$H_b(h_b, d)$与h_b的关系。显然，当h_b＞200m 时，$H_b (h_b, d)$＞0dB；反之，当h_b＜200m时，$H_b(h_b, d)$＜0dB。



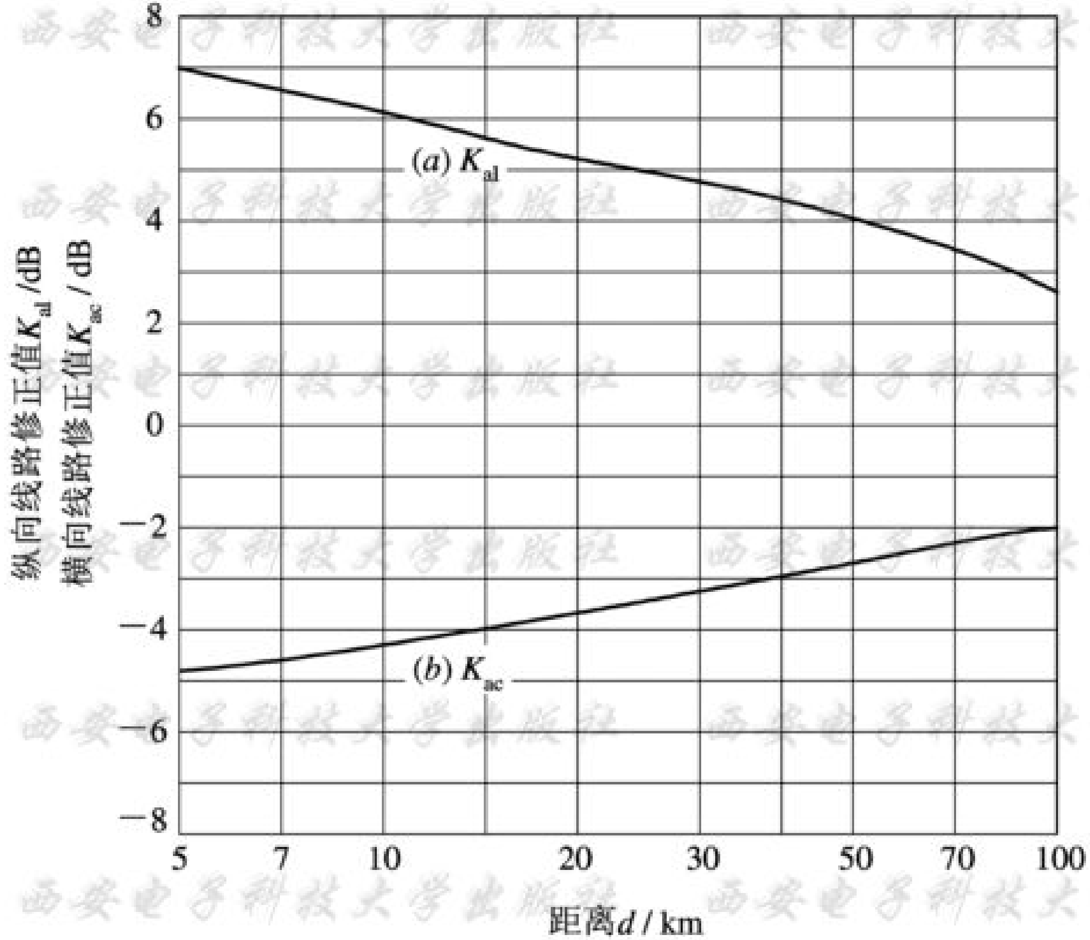
市区
h_b=200 m
基站天线高度增益因子$H_b(h_b, d)$ / dB
基站天线有效高度h_b / m
d / km
70~100
60
40
20
1~10
100 1
3
80 5
70 10
60 20
50 40
20 30 50 70 100 200 300 500 700 1000
30 20 10 0 −10 −20 −30
(a)
市区
移动台天线高度增益因子$H_m(h_m, f)$ / dB
移动台天线高度h_m / m
<200 MHz
>400 MHz
2000
1000
700
400
200
100
中等城市
100
200
400~1000
大城市
(MHz)
1 2 3 5 7 10
20 15 10 5 0 −5
(b)

移动台天线修正因子$H_m(h_m,f)$

- 当移动台天线高度不是3m时，需用移动台天线高度增益因子$H_m(h_m,f)$加以修正，见上页右图。当$h_m>3$m时，$H_m(h_m, f)>0$ dB；反之，当$h_m<3$m时，$H_m(h_m, f)<0$ dB。
- 当移动台天线高度大于5 m以上时，其高度增益因子$H_m(h_m, f)$不仅与天线高度、频率有关，而且还与环境条件有关。例如，在中小城市， 因建筑物的平均高度较低，故其屏蔽作用较小，当移动台天线高度大于4m时，随天线高度增加，天线高度增益因子明显增大；若移动台天线高度在1～4m范围内，$H_m(h_m, f)$受环境条件的影响较小，移动台天线高度增高一倍时，$H_m(h_m,, f)$变化约为3 dB。

街道走向修正因子K_{al}和K_{ac}

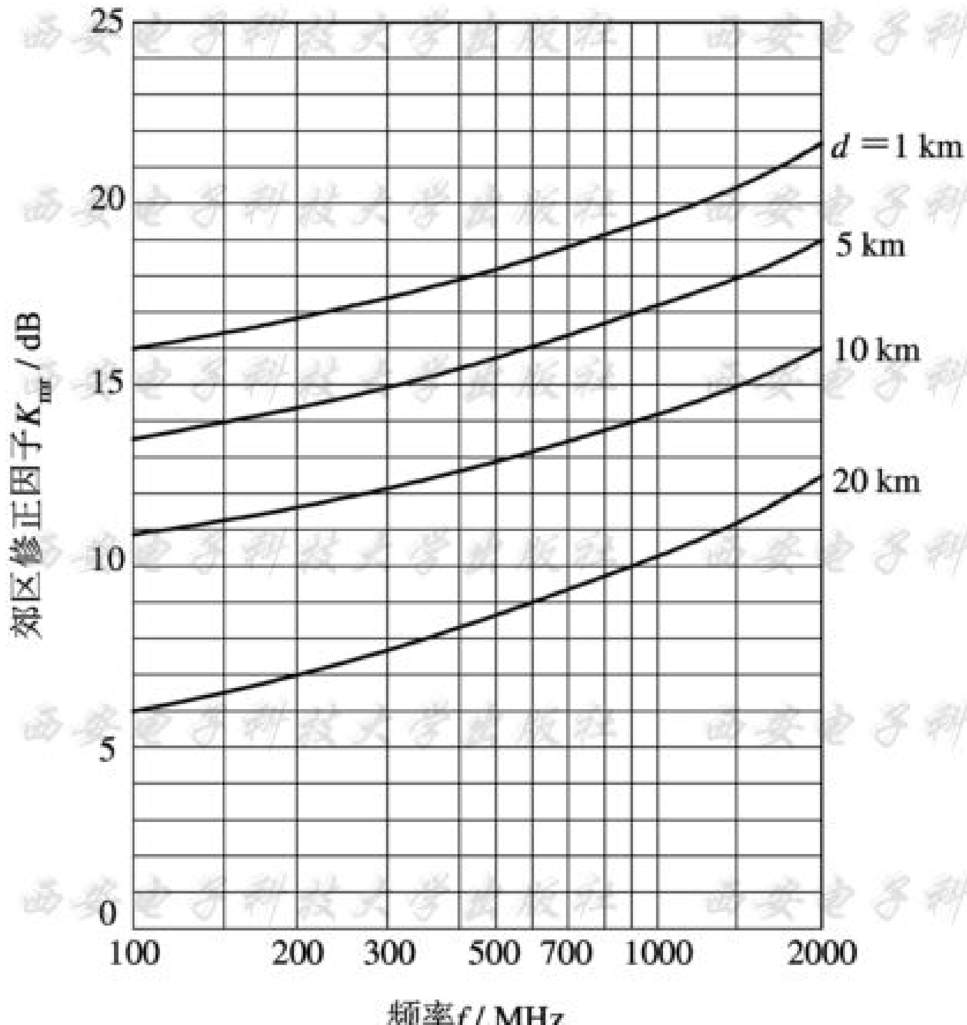
- 市区的场强中值还与街道走向(相对于电波传播方向)有关。纵向路线(与电波传播方向相平行)的损耗中值K_{al}明显小于横向路线(与传播方向相垂直)的损耗中值K_{ac}。这是由于沿建筑物形成的沟道有利于无线电波的传播(称沟道效应)，使得在纵向路线上的场强中值高于基准场强中值，而在横向路线上的场强中值低于基准场强中值。下页图中给出了它们相对于基准场强中值的修正曲线。



(a)为纵向路线K_{al}；(b)为横向路线K_{ac}

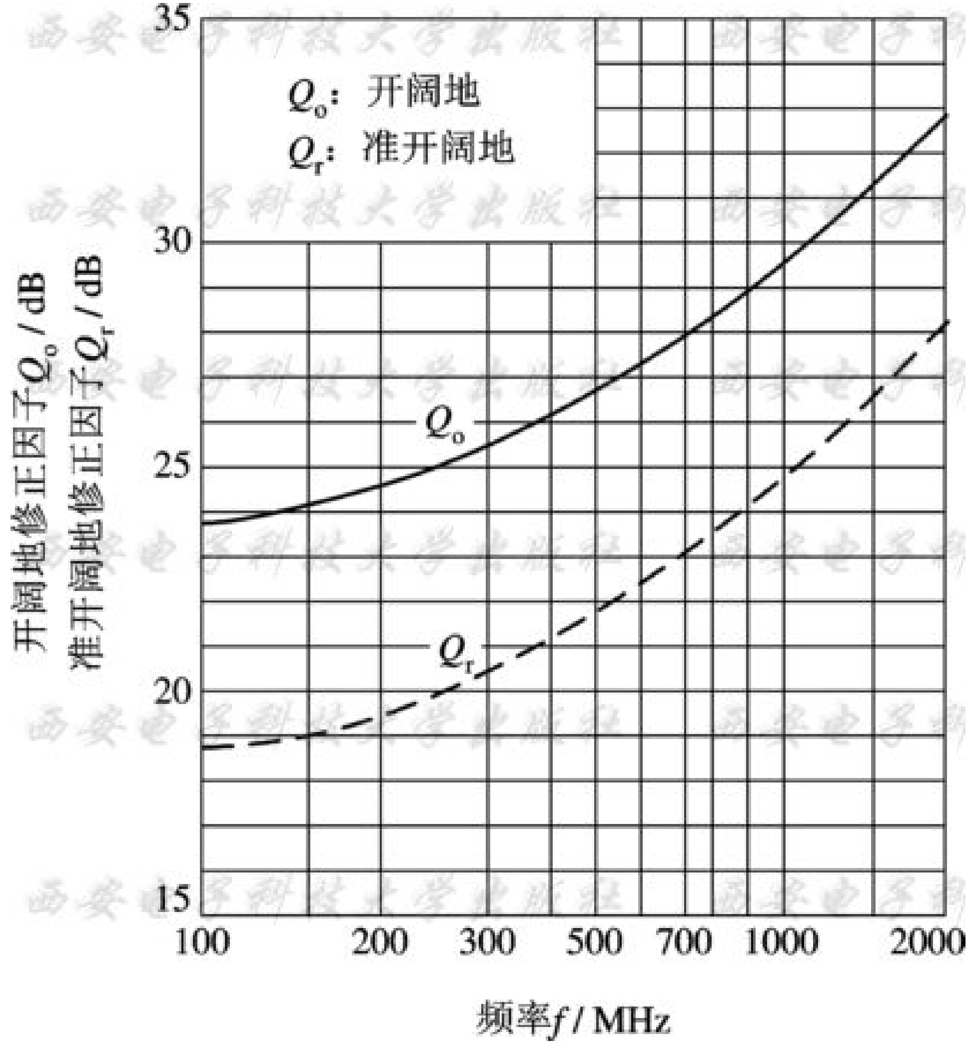
郊区修正因子K_{mr}

- 郊区的建筑物一般是分散、低矮的，故电波传播条件优于市区。郊区场强中值与基准场强中值之差称为郊区修正因子，记作K_{mr}，它与频率和距离的关系如下页图所示。
- 由图可知，郊区场强中值大于市区场强中值。或者说，郊区的传播损耗中值比市区传播损耗中值要小。


25
20
15
10
5
0
100
200
300
500
700
1000
2000
d =1 km
5 km
10 km
20 km
郊区修正因子K_{mr} / dB
频率f / MHz

开阔地、准开阔地修正因子Q_o和Q_r

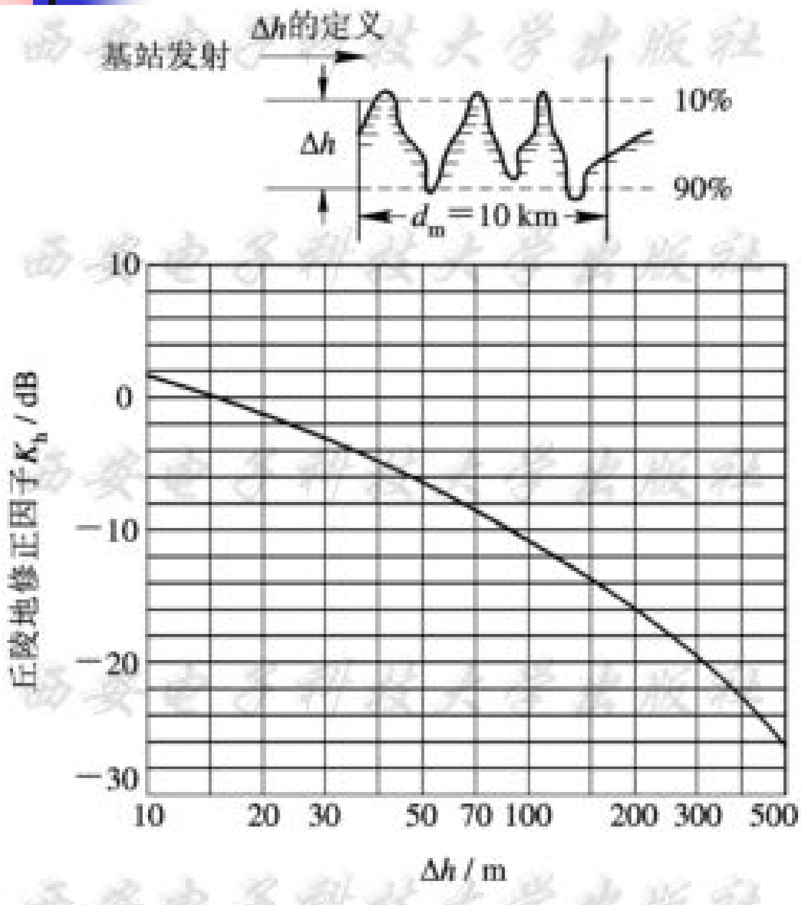
- 下页图给出的是开阔地、准开阔地(开阔地与郊区间的过渡区)的场强中值相对于基准场强中值的修正曲线。Q_o表示开阔地修正因子，Q_r表示准开阔地修正因子。显然，开阔地的传播条件优于市区、郊区及准开阔地，在相同条件下，开阔地上场强中值比市区高近25dB。
- 为了求出郊区、开阔地及准开阔地的损耗中值，应先求出相应的市区传播损耗中值，然后再减去由图查得的相应修正因子即可。

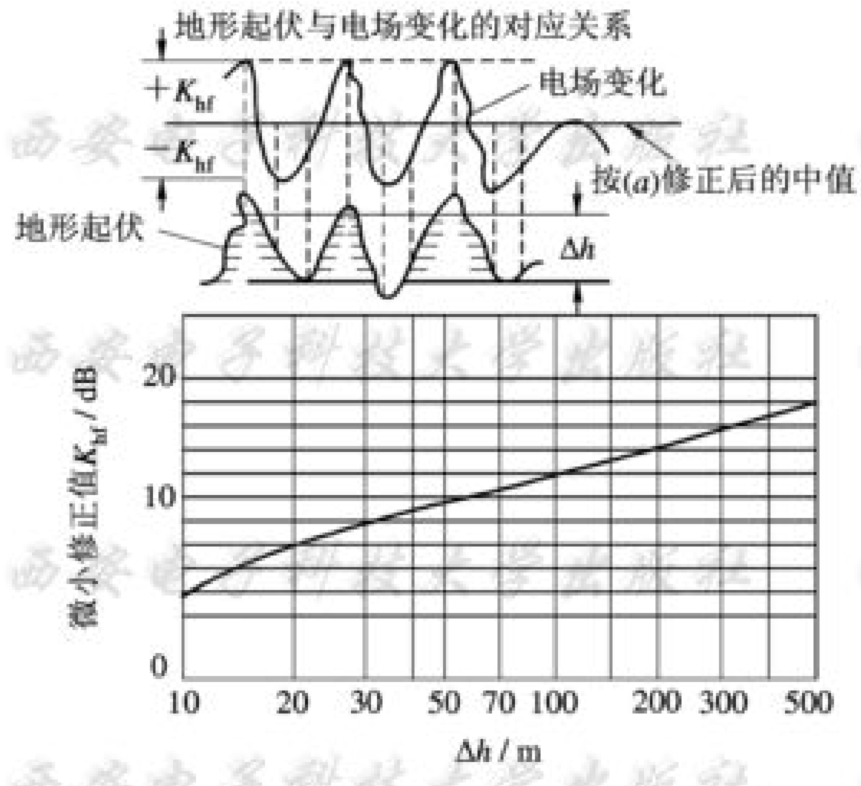


Q_o: 开阔地
Q_r: 准开阔地
Q_o
Q_r
35
30
25
20
15
100
200
300
500
700
1000
2000
开阔地修正因子Q_o / dB
准开阔地修正因子Q_r / dB
频率f / MHz

丘陵地的修正因子K_h

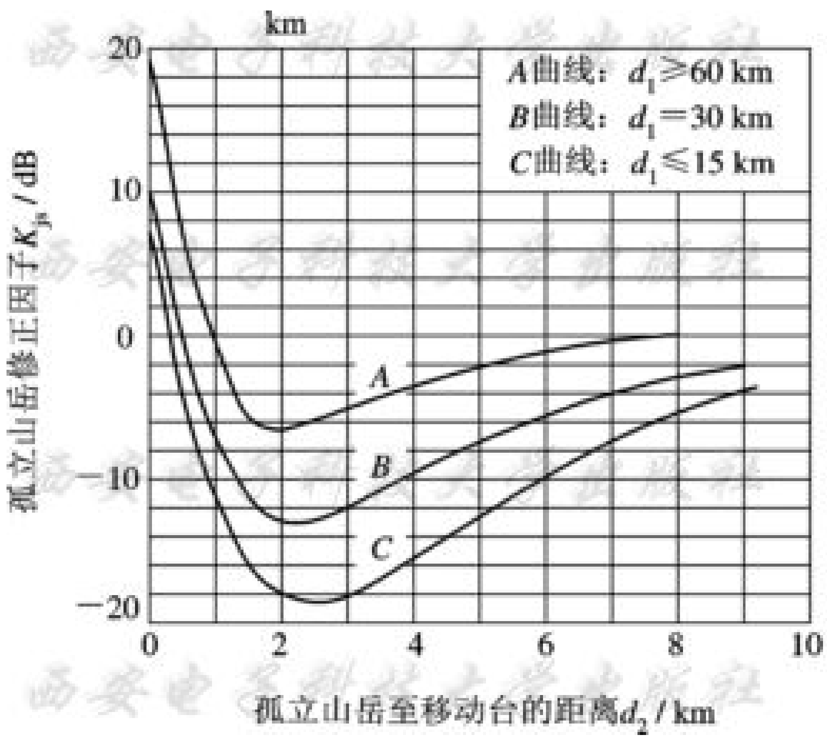
- 丘陵地的地形参数用地形起伏高度Δh表征。它的定义是：自接收点向发射点延伸10 km的范围内，地形起伏的90%与10%的高度差即为Δh。这一定义只适用于地形起伏达数次以上的情况，对于单纯斜坡地形将用后述的另一种方法处理。

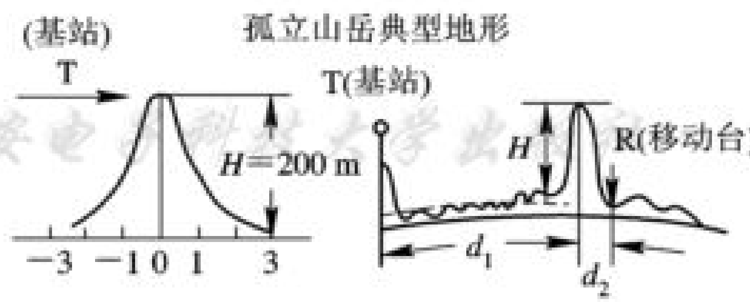

Δh的定义
基站发射
10%
Δh
90%
d_m=10 km
10
0
−10
−20
−30
丘陵地修正因子K_h / dB
10 20 30 50 70 100 200 300 500
Δh / m
(a)


地形起伏与电场变化的对应关系
+K_{hf}
−K_{hf}
电场变化
按(a)修正后的中值
地形起伏
Δh
20
10
0
微小修正值K_{hf} / dB
10 20 30 50 70 100 200 300 500
Δh / m
(b)

孤立山岳修正因子K_{js}

- 当电波传播路径上有近似刃形的单独山岳时，若求山背后的电场强度，一般从相应的自由空间场强中减去刃峰绕射损耗即可。但对天线高度较低的陆上移动台来说，还必须考虑障碍物的阴影效应和屏蔽吸收等附加损耗。由于附加损耗不易计算，故仍采用统计方法给出的修正因子K_{js}曲线。
- 下页图给出的是适用于工作频段为450~900MHz、山岳高度在110~350m范围，由实测所得的弧立山岳地形的修正因子K_{js}的曲线。


km
A曲线：$d_1 \geq 60$ km
B曲线：$d_1 = 30$ km
C曲线：$d_1 \leq 15$ km
孤立山岳修正因子K_{js} / dB
孤立山岳至移动台的距离d_2 / km


(基站)
T
孤立山岳典型地形
T(基站)
H=200 m
R(移动台)
H
d_1
d_2

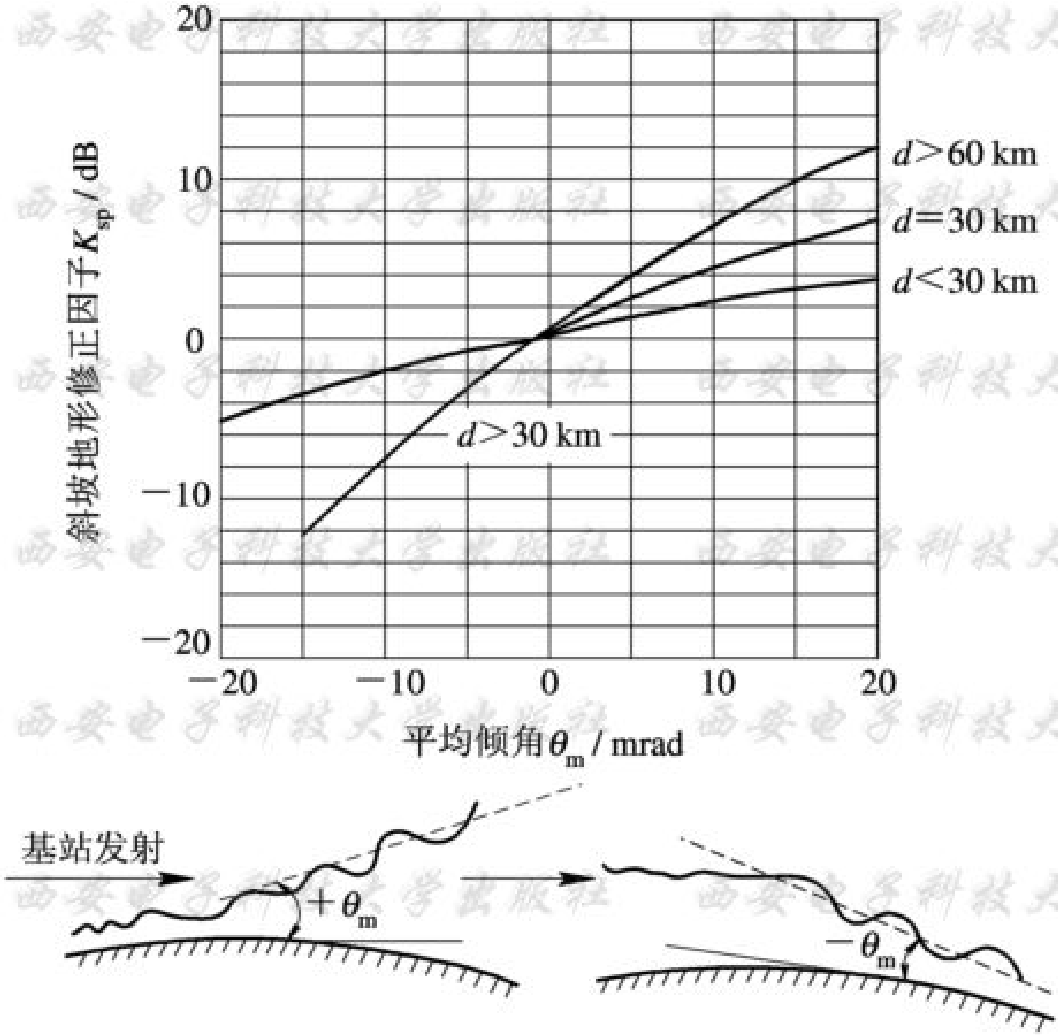
- 其中，d_1是发射天线至山顶的水平距离，d_2是山顶至移动台的水平距离。图中，K_{js}是针对山岳高度H=200m所得到的场强中值与基准场强的差值。如果实际的山岳高度不为200m，则上述求得的修正因子K_{js}还需乘以系数α，计算α的经验公式为

$$\alpha = 0.07\sqrt{H}$$

式中，H的单位为m。

斜波地形修正因子K_{sp}

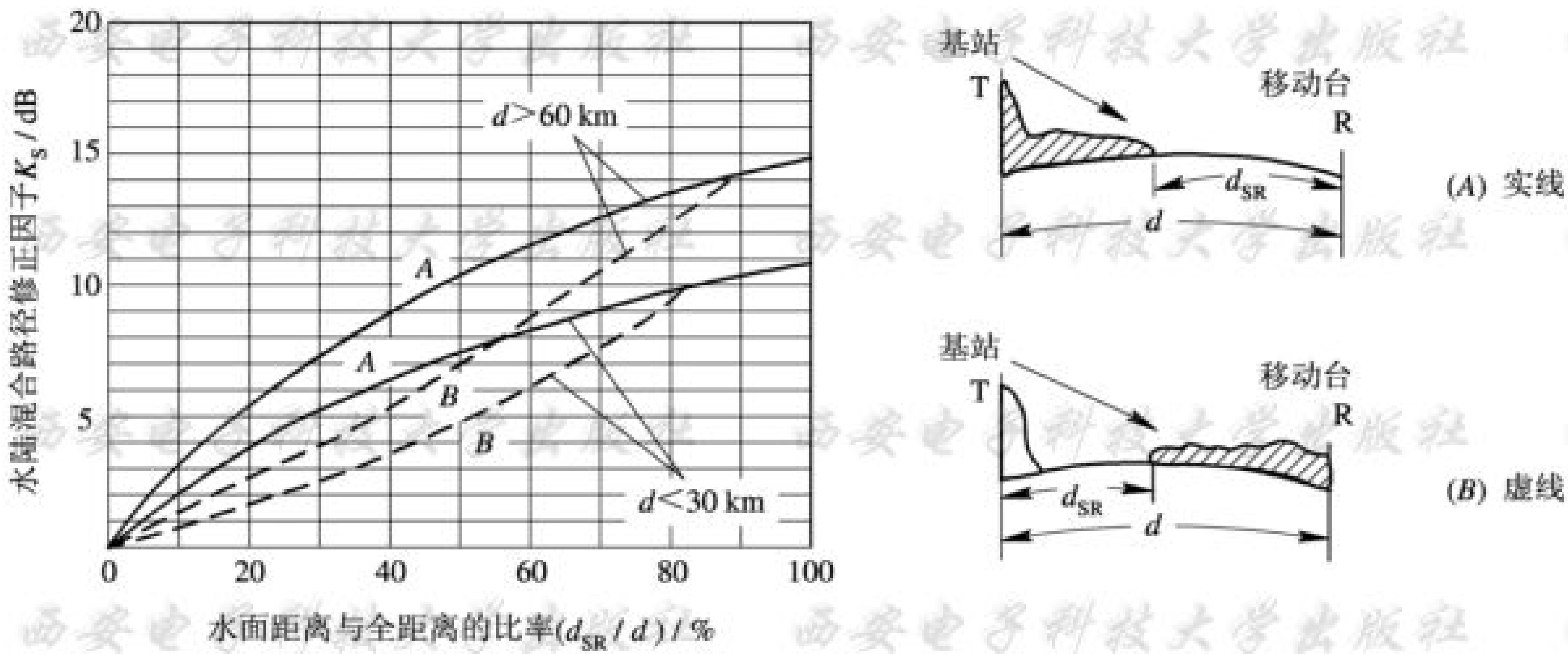
- 斜坡地形系指在5~10km范围内的倾斜地形。若在电波传播方向上，地形逐渐升高，称为正斜坡，倾角为$+\theta$m；反之为负斜坡，倾角为$-\theta$m，如下页图的下部所示。



20
10
0
−10
−20
−20
−10
0
10
20
d>60 km
d=30 km
d<30 km
d>30 km
斜坡地形修正因子K_sp / dB
平均倾角θ_m / mrad
基站发射
+θ_m
−θ_m

水陆混合路径修正因子K_S

- 在传播路径中如遇有湖泊或其它水域，接收信号的场强往往比全是陆地时要高。为估算水陆混合路径情况下的场强中值，用水面距离d_{SR}与全程距离d的比值作为地形参数。此外，水陆混合路径修正因子K_S的大小还与水面所处的位置有关。图 3 - 31 中，曲线A表示水面靠近移动台一方的修正因子，曲线B(虚线)表示水面靠近基站一方时的修正因子。在同样d_{SR}/d情况下，水面位于移动台一方的修正因子K_S较大，即信号场强中值较大。如果水面位于传播路径中间，则应取上述两条曲线的中间值。



水陆混合路径修正因子 K_S / dB
20
15
10
5
0
20
40
60
80
100
水面距离与全距离的比率(d_{SR} / d) / %
d>60 km
d<30 km
A
A
B
B
基站
T
移动台
R
d_{SR}
d
(A) 实线
基站
T
移动台
R
d_{SR}
d
(B) 虚线

任意地形地区的传播损耗的中值

- 任意地形地区的传播损耗中值

$$L_A = L_T - K_T$$

式中，L_T为中等起伏地市区传播损耗中值：

$$L_T = L_{fs} + Am(f, d) - H_b(h_b, d) - H_m(h_m, f)$$

K_T为地形地物修正因子：

$$K_T = K_{mr} + Q_o + Q_r + K_h + K_{hf} + K_{js} + K_{sp} + K_S$$

L_{fs}为自由空间传播损耗：

$$[L_{fs}] = 32.44 + 20\lg d + 20\lg f$$

任意地形地区的接收功率中值

- **任意地形地区接收信号的功率中值**P_{PC}：

$$[P_{PC}] = [P_T] + [G_b] + [G_m] - [L_A]$$

其中， $[P_T]$为以dB表示的发射功率，$[G_b]$为以dB表示的基站天线增益，$[G_m]$为以dB表示的移动台天线增益，$[L_A]$为任意地形地区的传播损耗中值。

例

- 某一移动信道， 工作频段为450MHz， 基站天线高度为50m，天线增益为6dB，移动台天线高度为3m， 天线增益为 0dB，移动台与基站的距离为10km；在郊区工作， 传播路径是正斜坡， 且θ_m=15$mrad$。

（1）求传播路径损耗中值。

（2）若基站发射机送至天线的信号功率为10W，求接收信号功率中值。

解

- 已知：f=450MHz，h_b=50m，$[G_b]$=6dB， h_m=3m，$[G_m]$=0dB，P_T=10W=10log10^4=40dBm
- （1）：$[L_{fs}] = 32.44+20\lg f+20\lg d$

  $= 32.44+20\lg 450+20\lg 10 = 105.5\text{dB}$

  - 查图得市区基本损耗中值

    $A_m(f, d) = 27\text{dB}$

  - 查图得基站天线高度增益因子

    $H_b(h_b, d) = -12\text{dB}$

  - 查图得移动台天线高度增益因子

    $H_m(h_m, f) = 0\text{dB}$

  - 代入公式 可得中等起伏地市区传播损耗中值为

    $L_T = 105.5+27+12 = 144.5\text{dB}$

- 根据已知条件，地形地区修正因子K_T只需考虑郊区修正因子K_{mr}和斜坡修正因子K_{sp}，因而

$$K_T = K_{mr} + K_{sp}$$

- 查图得K_{mr}为

$$K_{mr} = 12.5\text{dB}$$

- 查图得K_{sp}为

$$K_{sp} = 3\text{dB}$$

- 所以传播路径损耗中值为

$$L_A = L_T - K_T = L_T - (K_{mr} + K_{sp}) = 144.5 - 15.5 = 129\text{dB}$$

（2）：$[P_T] = 10\log 10^4 = 40\text{dBm}$

- $[P_{PC}] = [P_T] + [G_b] + [G_m] - [L_A]$

  $= 40 + 6 + 0 - 129 = -83\text{dBm}$

Okumur模型的特点与不足

- Okumur模型对地形、地物进行分类，使用完全客观的实验数据使其能在相应的环境下获得较准确的预测，因此得到广泛的应用。
- 完全基于实测数据，不提供任何分析解释。
- 许多情况通过外推曲线来获得测试范围以外的值，但是这种外推法的正确性依赖于环境和曲线的平滑性。
- 模型本身也有不足，如对地形的定性划分不可避免的导致对通信环境的主观判断。
- 对城区和郊区快速变化的反应较慢。

Hata模型

- **Hata模型也称作Okumura-Hata模型，是对Okumura模型的经验曲线进行公式拟合得到的，是以公式形式表达的路径损耗中值预测模型。其适用性如下表所示：**

载频范围	f_c	150–1,500 MHz
BS天线有效高度	h_b	30–200 m
MS天线有效高度	h_m	1–10 m
传播距离	d	1–20 km

$$L_{O-H} = A + B\log\left(d_{|km}\right) + C$$

h_b和h_m单位为**m**

$$A = 69.55 + 26.16\log\left(f_{c|MHz}\right) - 13.82\log\left(h_b\right) - a\left(h_m\right)$$

$$B = 44.9 - 6.55\log\left(h_b\right)$$

	$a\left(h_m\right) =$	$C =$
大城市市区	$8.29\left(\log\left(1.54h_m\right)\right)^2 - 1.1$ 当 $f_c \le 300$ MHz 时 $3.2\left(\log\left(11.75h_m\right)\right)^2 - 4.97$ 当 $f_c \ge 300$ MHz 时	0
中、小城市市区	$\left(1.1\log\left(f_{c\|MHz}\right) - 0.7\right)h_m - \left(1.56\log\left(f_{c\|MHz}\right) - 0.8\right)$	0
郊区		$-2\left[\log\left(f_{c\|MHz}/28\right)\right]^2 - 5.4$
农村		$-4.78\left[\log\left(f_{c\|MHz}\right)\right]^2 + 18.33\log\left(f_{c\|MHz}\right) - 40.94$

习题

- 大城市市区，d=15km，h_b=40m，h_m=2m，f=900MHz，试采用Hata模型计算路径损耗中值。

  （164.11dB）

室内传播模型简介

- 随着PCS系统的使用，室内无线传播情况日益受到人们的重视。其主要特点有：
  - 覆盖距离小，远场条件难以满足；
  - 环境变动大，如开关门、物品布局、人员走动等。
- 室内模型的考虑因素有：
  - 同楼层分隔损耗，隔墙材料、类型；
  - 建筑物外部面积/材料、建筑物类型、窗口大小/数量。