

视 距 微 波 传 播

——多 径 衰 落——

莫约利 门加利 著

朱庆璋 译

人 民 邮 电 出 版 社

Propagation In Line of Sight Radio Links
—— Multipath Fading ——
special Edition of « Telettra Review »

1983

内 容 提 要

本书是意大利Telettra公司出版的一本专著，研究多径衰落对数字和模拟微波系统的影响。书中提出的中断率预测、分集改善度计算和交叉极化鉴别度恶化估算等，对微波通信线路特别是数字微波通信线路的设计，具有实用价值。

本书可供从事微波通信工作的设计人员、工程技术人员和维护人员阅读，亦可供大专院校有关专业的师生参考。

视 距 微 波 传 播

——多 径 衰 落——

莫约利 门加利 著

朱庆璋 译

责任编辑：梁素梅

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

河北省邮电印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

开本：787×1092 1/32 1987年12月第一版
印张：4 24/32 页数：26 1987年12月河北第1次印刷
字数：105千字 印数：1—2 000 册

统一书号：15045·总3368—无6408

定价：0.95元

目 录

1. 多径衰落

1.1 引言	(1)
1.2 多径衰落	(1)
1.3 在单一频率上的衰落	(3)
1.4 R 的振幅分布	(4)
1.5 衰落的平均历时	(8)
1.6 在非多径时间内的传播	(10)
1.7 多径衰落活动	(11)
1.8 衰落的总分布	(11)
1.9 深衰落时的 $P(F)$ 式	(13)
1.10 η 与 P_0 间的关系	(17)
1.11 σ_R^2 与 P_0 间的关系	(18)
1.12 μ 和 σ_0 对 P_0 的关系	(20)
1.13 以 P_0 作为参数的 $P(F)$ 曲线	(21)
1.14 一个月20%和50%时间所超过的衰落深度	(22)
1.15 分布参数的计算	(22)

2. 小容量模拟和数字系统的衰落特性

2.1 引言	(31)
2.2 接收机噪声	(32)
2.3 FDM FM系统	(32)
2.4 单个接力段的性能	(33)

2.5	在一个月内的短时间百分数内多个接力段的性能	(35)
2.6	在最坏月份20%时间内多段接力线路所超过的噪声	(36)
2.7	推广到大容量的FDM-FM系统	(40)
2.8	数字系统单个接力段的性能	(40)
2.9	带有再生中继器的多段接力线路的性能	(42)
2.10	带有非再生中继器的多段接力线路的性能	(43)
3.	选择性衰落	(46)
3.1	引言	(46)
3.2	多项式模型	(49)
3.3	简单的三线模型	(50)
3.4	二线模型	(52)
3.5	α 和 α 的估计	(55)
3.6	下限性能的范围	(57)
3.7	中断率预测	(62)
3.8	一个例子	(63)
3.9	热噪声的作用	(65)
4.	分集技术	(70)
4.1	引言	(70)
4.2	双重分集的统计模型	(73)
4.3	分集改善度	(78)
4.4	多段接力线路的分集保护	(81)
4.5	衰落参数的经验公式	(84)
4.6	数字接力线路的分集	(91)
4.7	应用空间分集克服反射衰落	(92)

4.8	FM分集无线电系统中断率的估算	(99)
4.9	同时衰落概率的计算.....	(106)
5.	多径衰落时交叉极化鉴别度的恶化	(130)
5.1	引言.....	(130)
5.2	XPD的概率分布.....	(131)
5.3	I_0 的计算	(137)

1. 多径衰落

1.1 引言

大气折射指数的不规则变化是微波视距接力线路产生衰落的主要原因。一般认为，路径具有足够的余隙并且在路径上没有单个的镜面反射时，非常深的衰落是大气层中的多径传播引起的。多径传播使接收到的信号具有瑞利分布的振幅。另一方面，即使在非多径的期间内，仍会观察到接收功率的小起伏。这样的起伏称为浅衰落，它可以用对数正态分布来描述。

在这一章中，我们讨论深衰落的统计特性、浅衰落的统计特性，以及两者的合成分布，并且给出从路径的特性计算分布参数的经验公式。

1.2 多径衰落

无线电波从发射机到接收机所经过的路径，取决于两天线的高度、它们的距离和大气层的折射指数。在正常传播状态下只有一条单一的路径，接收信号的电平表现出比较稳定的性质。可是，在异常传播状态下，就可能有两条或更多条路径。这种现象称为“多径”。出现多径时，到达接收天线的几条射线在垂直面上具有稍为不同的角度。合成信号就是各个分量之和。由于各个分量互相干扰，视各分量的相对振幅和相对相位的不同，产生或深或浅的衰落^{[1]~[12]}。

产生多径的机理可以解释如下。在白昼时间内，上升的对

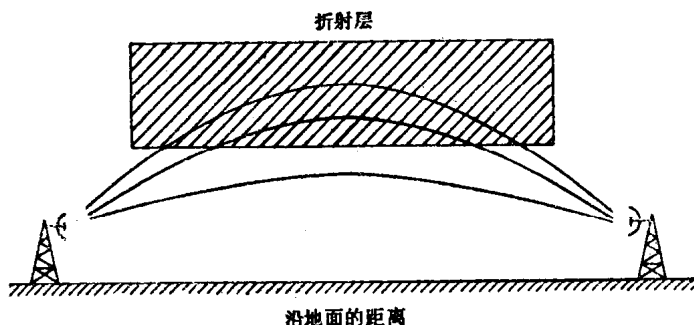


图 1.1 单个层的折射

流气流和风使大气层充分地混和，大气层的折射指数随距离地面的高度而递减，在这种情况下可能只出现一条单一的传播路径。相反，例如在夏天的晴朗而无风或只有微风的晚上，由于温度和湿度的不均匀分布，会使折射指数形成阶梯状的梯度，从而引起多径传播。

Ruthroff 曾经研究了如图 1.1 所示的大气层模型^[11]。在这模型中用一个折射层来代表比较强的折射梯度。他证明，视发射与接收天线间的距离、层高、层厚和它的折射指数的不同，可能出现多达三条的传播路径。

用来描述多径传播现象的参数是：（1）传播路径的数目 N ；（2）沿每一传播路径的信号振幅 a_i ， $i = 1, 2, \dots \dots N$ ；（3）它们的时延 τ_i 。振幅项通常以正常单路径传播振幅的相对值来表示。时延项是对首先到达的信号衡量的。如果首先到达的信号用下标 $i = 1$ 表示，则 $\tau_1 = 0$ ， $\tau_i > 0$ （ $i \geq 2$ 时）。总接收信号为

$$\underline{R} = a_1 + a_2 e^{-j2\pi f \tau_2} + \dots \dots a_N e^{-j2\pi f \tau_N} \quad (1.1)$$

测量多径参数的方法有两种。第一种是脉冲响应法。这种方法是发射一个非常窄的脉冲，测量收信脉冲的振幅和时

延〔2〕,〔8〕。使用这种方法时,也有用频谱扩散技术的〔4〕,〔5〕,它可以直接得出多径参数。第二种方法是以频率扫描为基础。使用这种方法可以单独测量出 R 的振幅对频率的关系〔8〕,或同时测量出 R 的振幅和相位对频率的关系〔9〕,〔10〕,然后把测得的数据同(1.1)式所示的 R 拟合,从而求出多径参数。

由于时延 τ_i 很小,所以两种方法的应用都受到限制。对于视距无线电接力线路,时延可能小于 1 ns ,因此接收机可能需要有若干 GHz 的带宽才能进行上述的测量。当然,这是不现实的。其后果是,当使用实际的接收机并应用第一种方法时,收到的波形便是各个错叠脉冲之和,因此从记录到的信号通过简单的观察是不能够求出多径参数的。另一方面,应用第二种方法时,只能得到信道传递函数的很小一部分,因此必须借助于适当的估计准则才能求出多径参数。

关于多径参数的统计特性,直到现在还没有定论。在第3章中我们将回过头来讨论这一课题。在这里我们需要指出的只是:许多研究人员都认为,传播路径的数目是有限的。例如,文献〔7〕指出,在80%至90%时间内,多径传播以两射线的方式出现。

1.3 在单一频率上的衰落

从(1.1)式可以看出,多径信道的传递函数是随频率而变的。其结果是,接收信号各个分量之间的振幅关系和相位关系不再保持发射信号原来的关系而出现失真。当然,失真的严重与否取决于所用的调制方式,同时也取决于信号的带宽 B 。

如果 B 远小于量 $1/\tau_i$,信号的各个分量就同等地衰减,收到的信号就没有失真,而仅仅受到衰减。对于小容量的系

统，这可以作为很好的近似。

对于大容量的数字系统，失真的机理就苛刻得多，而必须计及多径衰落的频率选择性。现场实验证明，即使轻度的带内振幅色散，也足以导致 $BER \geq 10^{-3}$ ，这相当于数字传输的中断。

在这一章中，我们讨论多径衰落的非选择性方面。换句话说，我们假定，接收到的信号仅仅是发射的信号经过衰减后的复制品，衰减因子是 $\underline{R}(f)$ 在载波频率的振幅。

1.4 $\underline{R}$ 的振幅分布

令 R 为 $\underline{R}$ 的振幅。在这里我们感兴趣的，主要是如何决定 R 衰落到某一特定值 r 以下的概率 $P_r\{R \leq r\}$ 。以往在处理这一问题时，假设 $\underline{R}$ 的两个分量 R_x 和 R_y 是具有零平均值的独立高斯随机变量。众所周知（见文献〔2〕，P.195），这导致瑞利分布：

$$P_r\{R \leq r\} = 1 - \exp(-r^2/\sigma_R^2) \quad (1.2)$$

式中 σ_R^2 是 R 的均方值。

这一假设的理论依据是，按照中心极限定理，大量干扰信号之和的实部和虚部都近似于高斯分布。在许多场合下，例如在对流层散射传播和移动无线电传播场合下，这一近似法是合适的。可是，在视距无线电接力线路的场合下，许多研究人员所进行的实验表明，干扰信号的数目一般都很少，譬如说只有两或三个干扰信号，对于中心极限定理的适用性来说，实在太少了。

不过，这些事实并不排除衰落信号振幅的瑞利分布。Lin（文献〔14〕，附录G）曾经证明，事实上（1.2）式的成立不一定意味着有大量的干扰分量，也不一定意味着 R_x 和 R_y 是高斯分布。换句话说， R_x 和 R_y 为独立正态随机变量的假设，只是 R

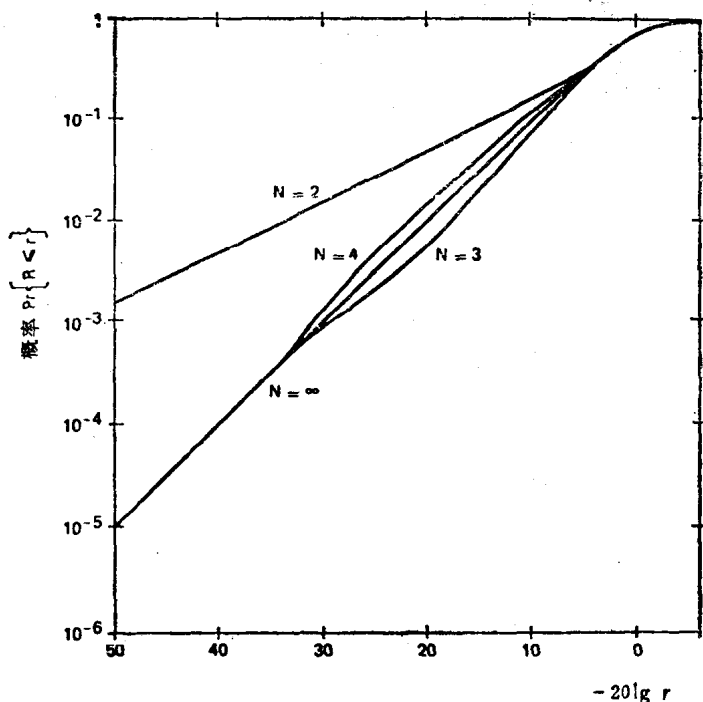


图 1.2 具有相等振幅和均匀分布相位的 N 个随机矢量的合成衰落分布

服从瑞利分布的充分条件之一，但 R_s 和 R_r 还有无限多个别的联合分布，也都能够导出 (1.2) 式。

关于这一问题，可参阅图 1.2 所示的模拟结果。这些曲线表明，从实用观点出发，振幅近似相等的三或四个分量，就足以导致近似的瑞利分布。在图 1.2 中， R 被模拟成具有相等振幅 $1/\sqrt{N}$ 和均匀随机相位的 N 个矢量之和。纵座标给出在 $N=2, 3, 4, \infty$ 时，概率 $P_r\{R \leq r\}$ 与 r (用 dB 表示) 的关系。应该指出的是：(1) $N=\infty$ 时得到瑞利分布；(2) $N>4$ 的那些曲线(没有绘出)同瑞利分布挨得那么近，以致难

于把它们区别开来：(3)图中只有 $N=2$ 的曲线明显地偏离瑞利分布律。但是，在第3章中我们将会看到，这是由于我们假定两个分量具有相同振幅所导致的。如果我们假定其中一个分量相对于另一分量随机地变化，我们将会看到， $P_r\{R \leq r\}$ 就成为近似于瑞利分布。

另外还有两个论据，证明(1.2)式的成立。论据之一是理论性的，它针对小 r 值(即深衰落)时 $P_r\{R \leq r\}$ 的特性。从(1.2)式我们可以看到，随着 r 趋近于零，近似可得：

$$P_r\{R \leq r\} \cong r^2 / \sigma_R^2 \quad (1.3)$$

这一结果同Lin从一个单位振幅的矢量加一个振幅为 ρ 及相位为 Φ 的随机矢量(干扰)之和所得到的结论相符合。Lin证明，如果在 $\rho=1$ 和 $\Phi=\pi$ 时它们的联合概率密度 $P(\rho, \Phi)$ 既不是零也不是1，则渐近地得到：

$$P_r\{R \leq r\} \cong \pi r^2 \tilde{P}(1, \pi) \quad (1.4)$$

当 $\pi P(1, \pi) = 1 / \sigma_R^2$ 时，(1.3)式与(1.4)式一致。

另一个论据涉及最近几年为了从实验估计 R 的分布，在全世界范围内进行大量实验测量所得到的结果。在报导这些实验结果之前，我们把(1.2)式改写成另一形式。首先我们定义

$$F \triangleq -20 \lg r \quad (1.5)$$

并把 $P_R(F)$ 定义为 R 的衰减(以dB表示)大于 F 的概率，即

$$P_R(F) \triangleq P_r\{-20 \lg R \geq F\} \quad (1.6)$$

则(1.2)式变为

$$P_R(F) = 1 - \exp\left(-\frac{10^{-F/10}}{\sigma_R^2}\right) \quad (1.7)$$

随着 F 的增大，近似可得：

$$P_R(F) \cong \frac{10^{-F/10}}{\sigma_R^2} \quad (1.8)$$

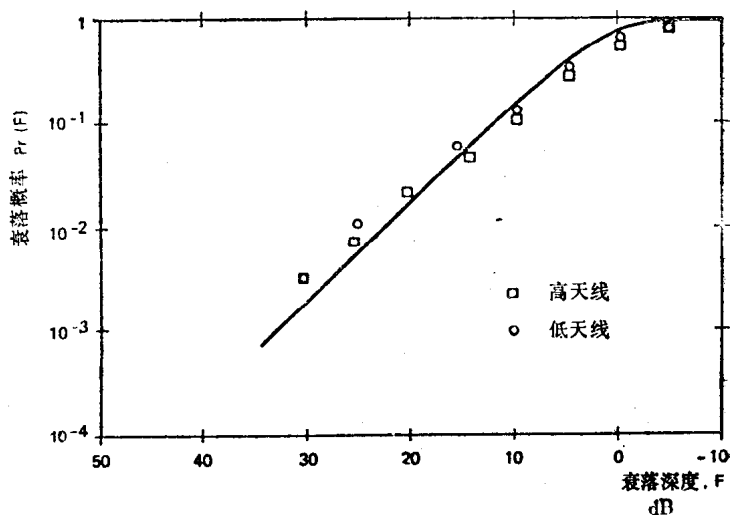


图 1.3 多径衰落时间内的衰落分布。红海主要接力段, 360Km, 2GHz, 1980年2月

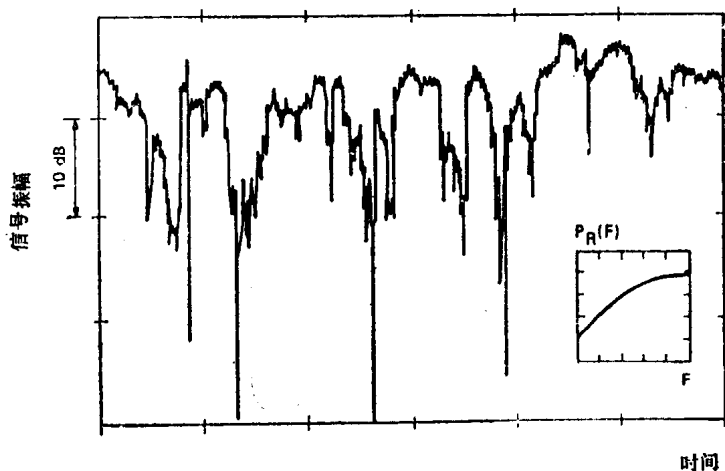


图 1.4 接收信号的振幅作为时间函数的典型记录

(1.8)式同熟知的实测规律一致,按照这一规律,对深衰落来说,衰落深度每增加10dB,衰落概率就降低一个数量级^{[16]~[21]}。图1.3所示为在红海无线电接力线路最长接力段(360km)上,得到的实测结果^[15]与(1.7)式(连续线)的比较。

总而言之,理论研究和实验测量都证明。多径衰落概率可以很好地用瑞利分布来近似。因此,多径衰落有时称为瑞利衰落。图1.4给出多径衰落作为时间函数的典型记录曲线。图中的插图定性地给出 $P_R(F)$ 的形状。

1.5 衰落的平均历时

图1.5给出衰落到低于 F 的衰落历时 τ 的定义。对给定的无线电接力线路来说,平均衰落历时是一个重要的性能参数。文献(18)~(20)给出了它与衰落深度的关系。对于大的 F 值,平均衰落历时为:

$$\tau_m = \tau_0 10^{-F/20} \quad (1.9)$$

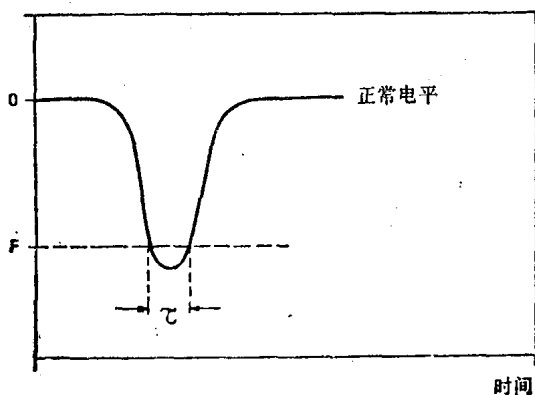


图 1.5 衰落到低于给定电平 F 的衰落定义

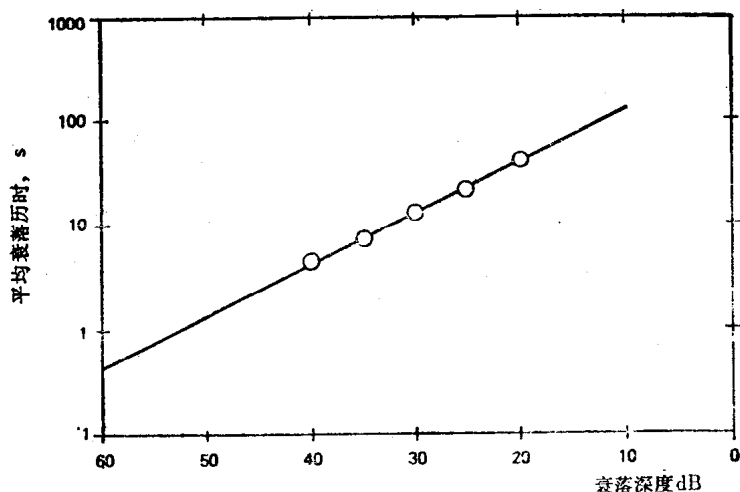


图 1.6 红海主要接力段 (360km, 2GHz) 的平均衰落历时

在不同长度的许多无线电接力线路上进行的测量表明, (1.9)式中的参数 τ_0 本质上同接力段的长度 D 无关。这同文献〔20〕所报导的理论研究结果是相矛盾的, 按照该文献的结论, τ_0 是随 $\sqrt{D}$ 而增大的。Bullington还认为〔20〕, τ_0 是以 $1/\sqrt{f}$ 的方式取决于频率的。截至目前为止, 收集到的实验测量结果还不足以精确地证实(或否定)这种关系。虽然如此, 在4~6 GHz范围内, τ_0 的大小处于400~500 S数量级。

图1.6给出在红海无线电接力线路主要接力段上, 进行 τ_m 实验测量得到的结果〔15〕。连续线表示从(1.9)式按 $\tau_0=400$ S计算的结果。

1.6 在非多径时间内的传播

如果从发射天线至接收天线之间的大气层是均匀的（亦即，如果折射指数没有变化），接收天线输出的信号功率就不会随时间改变，而等于自由空间传播所对应的信号功率（即 $R=1$ ）。事实上恰好相反：即使在非多径时间内，折射指数也会有轻微的变化，从而使接收信号的功率产生轻微的起伏。实验测量表明，在这期间内， R 的分布近似于对数正态分布，亦即 $-20\lg R$ 大于 F 的概率为：

$$P_G(F) = \frac{1}{\sigma_G \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^F \exp\left[-\frac{(F-\mu)^2}{2\sigma_G^2}\right] dF \quad (1.10)$$

式中 μ 和 σ_G 是概率分布的平均值和标准差。图 1.7 给出在非多

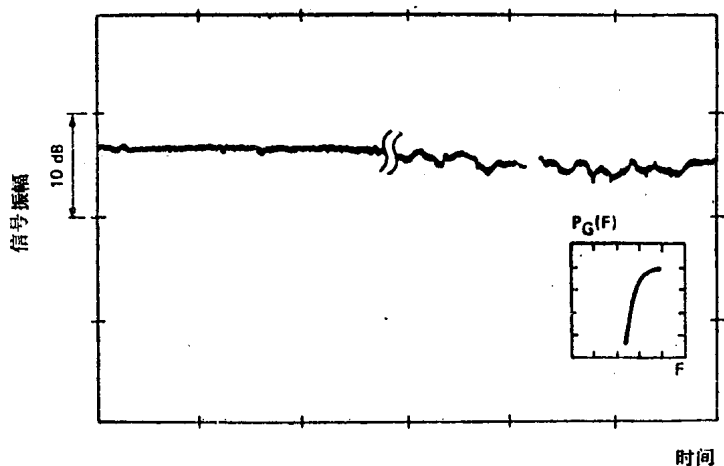


图 1.7 接收信号振幅与时间关系的典型记录

径时间内 R 与时间关系的典型记录。图中的插图定性地给出 $P_o(F)$ 的形状。

1.7 多径衰落活动

深衰落是在发射和接收天线波束宽度以内的大气层，由折射指数的不规则性导致多个传播途径所引起的。这种不规则性会出现在某一季节的某几个月、某几个星期和某几天的某几个小时内，这取决于所处地点的气象条件、地形起伏的粗糙程度、接力段的长短等等。传播条件受多径衰落影响的时间比率 η ，可以认为，是一个随机变量，它的统计特性既取决于观测期间的长短，又取决于观测的季节。为了不使 η 太过于分散，观测时间应该足够地长。一个月可能是满意的抉择。至于观测季节，则习惯上选取所谓“最坏衰落月份”。

一般这是夏季。对于典型长度的接力段和在温带气候区，多径活动一般延续三个月左右，因此全年平均的 η 值约等于最坏月份实测值的四分之一。对于地处热带气候区而又非常长的接力段^[15]，多径活动持续时间可能长达六个月，在这期间内，多径活动的强度同最坏月份不相上下。

1.8 衰落的总分布

出现多径活动时， R 的分布如(1.7)式所示。没有多径活动时，适用(1.10)式。因此，按最坏月份考虑，并把 η 称为出现多径传播的时间比率，则可以得到下述 R 的总分布式：

$$P(F) = \eta P_R(F) + (1 - \eta) P_o(F) \quad (1.11)$$

上式牵涉到四个参数，其中之一是 η ，而另外三个参数则

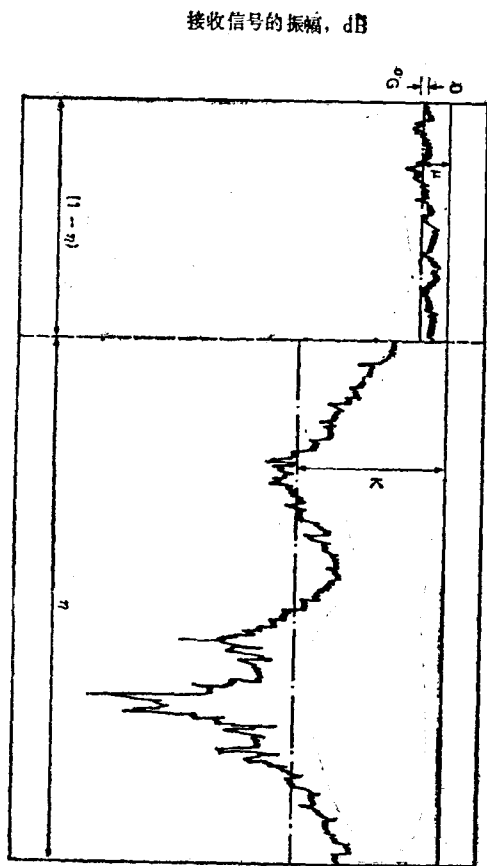


图 1.8 接收场强中值的降低