

地波传播 手册

2 0 1 4 年 版
无 线 电 通 信 局



地波传播手册

2014年版

无线电通信局



引言

通信尤其是广播对于地波传播特别关注，在较低的频率，地波传播模式已经使用了90年以上。

本手册分为四个主要部分，涉及：

- 原理和理论；
- 用于兼容性评估和规划程序、用于频谱管理和覆盖范围用途的主要的、大范围的考虑事项以及预测方法；
- 对于服务质量评估可能非常重要的较小规模的变化；
- 测量和相位。

按照字母的顺序，本手册的投稿者包括：

Itziar ANGULO

Les BARCLAY

Yuri CHERNOV

Nick DEMINCO

Igor FERNÁNDEZ

Unai GIL

David GUERRA

John MILSOM

Iván PEÑA

David DE LA VEGA.

目录

	页码
第1部分 — 理论上的考虑事项	1
1 引言	1
2 表面波理论的发展	1
3 表面波理论	2
3.1 理论入门	2
3.2 适合于均匀光滑地面的理论	3
3.3 大气的影响	7
第2部分 — ITU-R推荐的预测方法	9
4 ITU-R P.368建议书	9
5 表面阻抗	11
6 大地导电率	12
6.1 陆地导电率	12
6.2 海洋导电率	13
第3部分 — 主要预测程序的变化	15
7 混合导电率的光滑地面	15
7.1 海洋上方恢复效应	15
7.2 适用于混合路径的Millington法	17
7.3 MF频段混合路径导电率典型值的评估	17
8 海洋粗糙度	18
9 农村环境	19
10 城市环境	19
10.1 0.1 至 20 km密集多建筑物城区的影响	19
11 表面波传播的季节性变化	29
11.1 历史	29
11.2 表面波传播的日变化	31
第4部分	33
12 接收天线	33
13 场强空间变化的特征	33
14 不规则地形	35
15 多建筑物区内的局部效应	36
15.1 深入密集多建筑物区内的测量	37
15.2 城市环境下发射频率影响	41
15.3 场强的大规模变化	41

	页 码
16 小规模场强空间变化.....	42
17 室内传播.....	43
第5部分	45
18 测量方法.....	45
18.1 场强计.....	45
18.2 辐射功率测量.....	45
18.3 有效大地导电率测量.....	46
19 表面波相位[71]	46
19.1 引言.....	46
19.2 光滑均匀地面.....	47
19.3 副相位扰动.....	47
19.4 非均匀路径.....	47
19.5 地形不规则.....	47
19.6 气象的影响.....	48
附件1—广义的Lee方法	49
20 参考文献.....	51

第1部分

理论上的考虑事项

1 引言

在中频，白天期间，经过电离层传播的天波信号会被严重地衰减，地波或者更严格地说表面波是传送占据了MF广播频段的所有信号的传播模式，表面波还支持LF广播、VLF/LF通信和导航系统、HF近距离通信和某些类型HF雷达的运行—在这些情况下，也可能会存在天波模式。

表面波传播取决于在大地中流动的电流，大气的存在会改变传播特性，但对于表面波传播模式不是必不可少的，水平极化的表面波会被严重地衰减，几乎没有实用价值。上面提到的所有应用利用的均是垂直极化的表面波。

与电离层传播的信号不同，表面波经历的散射可以忽略，因此原则上，当仅地面波有效时，才能够发送宽带信号。

只有传播路径上存在一些短暂的变化时才会出现衰落，陆上地波是稳定的信号，有时会有一些季节性的变化，当有建筑物或者明显的地面目标时，在近距离上可能会有变化。海上表面波传播会经历由变化着的潮汐效应引起的慢衰落和由海洋粗糙度引起的衰落。

基于理论上考虑事项的方法，作为构成ITU-R P.368建议书的基础，多年以来已经证实能够提供一个健壮的并且相当简单的预测覆盖范围的方法，比如MF和LF广播系统的覆盖范围。用于高层建筑城市地区的预测方法仍不完善，由当地障碍物、恶劣地形等产生的额外损耗影响会很大，尤其是在评估接收到服务的总体质量的时候。采用健壮的调制方式，表面波以及表面波和天波组合模式的时间、频率扩展，不大可能产生严重的衰减。

本手册的第一部分介绍了地波理论，接着描述了适合于总的大规模覆盖范围预测的技术和预测程序，覆盖范围预测的目的是频谱管理、规划和设计。然而，尤其对于采用数字调制的系统，由建筑物、地形等产生的小规模影响可能会影响性能和服务质量。最后，给出了一些关于地波测量以及相对相位的信息。

2 表面波理论的发展

1909年，Sommerfeld [1]获得了绝缘体和导体之间水平接口的垂直电偶极子解决方案，Sommerfeld的成果不是一种可供工程师运用的实用形式，并且存在会导致某些混乱的错误。1936年，诺顿 [2]在很大程度上克服了这些问题，1937年的进一步的论文[3]提供了一种适用于平坦地面上方计算的方法，Van der Pol和Bremmer [4]在1937年至1939年的一系列论文中，利用余数级数，使得计算球形地球表面远点处的场强成为可能，诺顿在1941年的进一步的论文[5]将其变为更加实用的、适合于工程师的提议。

这些方法仍没有考虑地球常数（介电常数和导电率）沿着路径的变化，这在路径为陆地和海洋的混合路径时尤为重要，此时，导电率会相差一个系数，该系数约为1000，Millington [6]在1949年引入了一种半经验法，能够为包含地球常数变化的路径给出相当准确的结果，Hufford [7]在1952年发表

了一篇论文，该论文考虑了地球常数和沿着路径形状的任意变化，采取的是积分方程的形式，实际上不可能手工解决。Ott 和 Berry [8]在1970年发表了解该方程的计算机方法。

1982年，Hill [9]描述了一种将Ott 和 Berry [8]方法扩展至被森林覆盖的和多建筑物的地形（代表了诸如不规则地形上方介质板层之类的地形）上方传播预测的分析方法，源代码发表在Hill报告的附录中。1986年，DeMinco [10]、[11]公布了进一步的工作，提供了用户友好的Ott 和 Berry [8]计算机模型实现以及Hill [9]模型，这些DeMinco模型还包含光滑球形地球混合路径地波模型（该模型采用适合于稍后描述的混合路径计算的Millington方法[6]、[19]、[20]），以及用于系统计算的适合于各种LF、MF和HF天线的模型，Kissick *et al.* [12]、[13]，Ott、Vogler和Hufford [14]以及Adams *et al.* [15]采用测量得到的数据已经验证了该计算机模型，DeMinco在1999年和2000年的随后工作[16]、[17]将光滑球形地球混合路径模型和不规则地球混合路径模型以及天线模型和系统计算组合成基于Windows的LF/MF模型[15]、[17]，作为采用地基和升高天线时点对点和区域预测的分析工具供实际使用，还包含了一些天波模型。

Rotheram [18]、[19]和[20]研究了地球大气对表面波传播的影响，接着提出了通用的地波预测方法以及相关的计算机程序，该方法包括了指数的大气折射率曲线图，是ITU-R P.368建议书中给出的地基天线传播曲线的基础。

相关的、用于球形光滑地面上方地基和升高天线地波场强预测的程序GRWAVE，可从ITU-R第3研究组网页上获得。

广播传输的早期测量活动显示跨城市地区的传播存在异常，Causebrook [21]、[22]也显示出不能简单地描述城市地区和不规则地形，因为在垂直导体甚至树木中流动的电流实际上会形成一个感应地平面，与简单的光滑地球相比，这会产生随着距离而截然不同的衰减，在信号混杂的环境下，电场强度与磁场强度之比不等于自由空间的固有阻抗。

随着最近对数字调制技术的关注，重新开始关注于信号的小规模局部变化，对于移动接收来说这些变化相当于暂时的衰落，因为它们可能会影响接收到信号的质量。

3 表面波理论

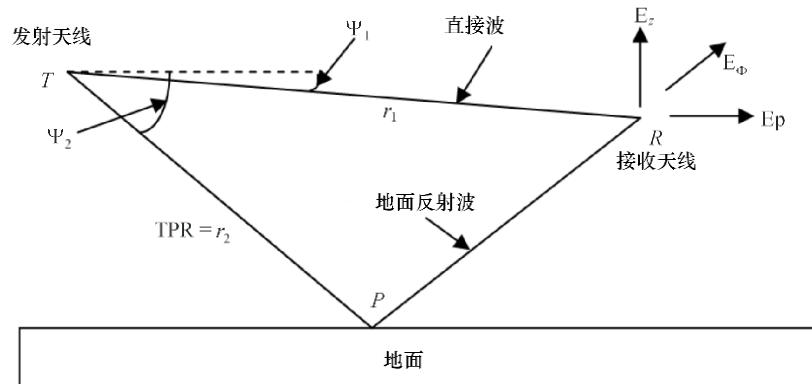
3.1 理论入门

设想发射天线 T 位于一个良好传导的平坦大地上方的情况，如图1所示。在任意的接收位置，接收天线 R 感应的电压为 V 可以表示为直接分量和地面反射分量的矢量和：

$$V = QI \left\{ Q_1 \frac{\exp(-jk r_1)}{r_1} + Q_2 R \frac{\exp(-jk r_2)}{r_2} \right\} \quad (1)$$

其中， I 是发射天线中的电流， Q 是一个常数， Q_1 和 Q_2 代表发射天线和接收天线的极坐标图， R 为适当的反射系数， k 是无线电波数 $= 2\pi/\lambda$ ，其它项定义如图1所示。

图1
直接波和反射波的几何图形



Ground Wave Prop. 01

在许多情况下，尤其是辐射频率位于VHF频段或者更高的频段时，上述计算将会为实际应用给出一个完全可以接受的结果。然而，*R*处场强的完整描述需要给该合成矢量增加一个分量：

$$V = QI \left\{ Q_1 \frac{\exp(-jk r_1)}{r_1} + Q_2 R \frac{\exp(-jk r_2)}{r_2} + S \frac{\exp(-jk r_2)}{r_2} \right\} \quad (2)$$

其中，*S*是一个复数因子，其取决于地面的电气特性、发射极化、频率和终端位置。

当以这种方式引入第三项时，企图将其作为主要是数学物理学家所关注的一个次要的组成部分，然而，这第三项代表了表面波，对于在HF和更低频段运行的无线电系统来说是极具实用价值的传播模式。

有时候将方程式(2)中所示的波组合称为地波，包含了空间波和表面波：

$$\text{地波} = \underbrace{\text{直接波} + \text{反射波}}_{\text{空间波}} + \text{表面波}$$

但这些术语会有不同的用途，表面波通常被称作地波，或者有时以提出了易操作的计算方法的诺顿命名，被称作诺顿地波或诺顿表面波。

当点*T*和*R*接近大地时，大地反射系数为-1，直接波和地面反射波互相抵消，剩下表面波作为唯一的重要分量。

3.2 适合于均匀光滑地面的理论

3.2.1 水平有限传导地面

Sommerfeld—*诺顿*平坦地面理论：

Sommerfeld [1] 和 *诺顿* [2]、[3] 推导出了在有限导电平坦地面上方由短的垂直电流元产生的地波场强分量的表达式，完整形式的方程式2为：

$$E_z = j30kIdl \left[\left\{ \cos^2 \psi_1 \frac{\exp(-jkr_1)}{r_1} + \cos^2 \psi_2 R_v \frac{\exp(-jkr_2)}{r_2} \right\} + \left\{ (1-R_v)(1-u^2 + u^4 \cos^2 \psi_2) F \frac{\exp(-jkr_2)}{r_2} \right\} \right] \quad (3)$$

$$E_p = -j30kIdl \left[\sin \psi_1 \cos \psi_1 \frac{\exp(-jkr_1)}{r_1} + \sin \psi_2 \cos \psi_2 R_r \frac{\exp(-jkr_2)}{r_2} - \cos \psi_2 (1-R_v) u \sqrt{(1-u^2 \cos^2 \psi_2)} \left\{ 1 - \frac{u^2}{2} (1-u^2 \cos^2 \psi_2) + \frac{\sin^2 \psi_2}{2} \right\} F \frac{\exp(-jkr_2)}{r_2} \right] \quad (4)$$

其中， ψ_1 和 ψ_2 的定义见图1， Idl 是源电流和长度的乘积（‘偶极子矩’）， R_v 是垂直极化的平面波菲涅尔反射系数， F 为衰减函数，其取决于大地类型和路径长度，由下面的表达式给出：

$$F = \left| 1 - j \sqrt{(\pi w) \exp(-w) \{ \operatorname{erfc}(j\sqrt{w}) \}} \right| \quad (5)$$

erfc 表示互补误差函数

$$w = \frac{-j2kr_2 u_2 (1-u^2 \cos^2 \psi_2)}{(1-R_v)} \quad (6)$$

$$u^2 = \frac{2}{(\epsilon_r - jx)} \quad (7)$$

及

$$x = \frac{\sigma}{(w\epsilon_0)} = 1.8 \times 10^4 \frac{\sigma}{f_{MHz}} \quad (8)$$

σ 是以S/m计的地面导电率， $\epsilon_r = \epsilon/\epsilon_0$ 为地面的相对介电常数， f_{MHz} 是以MHz计的频率。

注意到方程式 (3) 和 (4) 代表了柱面坐标系统中垂直和径向的场分量。

3.2.1.1 地基终端的具体案例

当点T和R均在大地上时，于是 $R_v = -1$ 且 $\psi_1 = \psi_2 = 0$ ，直接波和反射波反相，其和等于零，这样的情况在较低频率的很多实际应用中会很普遍，当这种情况出现时，表面波占优势，因此可以采用方程式(3)和(4)的某种程度的简化形式来描述：

$$E_z = j60kIdl(1-u^2+u^4)F \frac{\exp(-jkr)}{r} \quad (9)$$

$$E_\rho = j30kIdl \left\{ u\sqrt{(1-u^2)(2-u^2+u^4)} \right\} F \frac{\exp(-jkr)}{r} \quad (10)$$

因此，对于采用地基天线的表面波，电场的垂直分量和径向分量仍然存在，在物理术语中，这意味着传播的波阵面是倾斜的，由方程式(10)给出的径向分量相对于方程式(9)所描述的垂直分量要小一些，相位关系使得最适度的波阵面倾斜位于传播方向的前方，倾斜的度数取决于大地导电率和频率，波倾斜的测量能够用于推断当地的电气特性（见第18.3.3节），因为 E_ρ 是有限的并且磁场分量是水平的，所以存在Poynting矢量的一个向下分量，水平的传播波会导致能量损失，这样除了由通常的平方反比律扩展产生的衰减以外，还会出现衰减。在Sommerfeld-诺顿理论的范围内，该额外的衰减由项F给出，见方程式(5)，此时对于地基终端w可简化为：

$$w = \frac{-jkru^2}{2}(1-u^2) \quad (11)$$

3.2.1.2 解释

无线电覆盖范围几乎总可以根据电场强度来进行预测，这也适用于LF和MF广播，甚至绝大多数的采用铁氧体杆状磁场天线的家用接收机。除了信号混杂环境包含垂直导体（见第11节和第12节）的情况以外，传播表面波包含水平磁分量 H_ϕ ，该分量通过以下表达式与主要的电分量大致相关：

$$H_\phi = -\frac{E}{Z_0} \quad (12)$$

其中， Z_0 为自由空间的固有阻抗（ $120\pi\Omega$ ）。因而足以按照电场强度来规划无线电业务覆盖范围。

通过其电场的向前倾斜会产生表面波衰减，衰减的速度会随着倾斜角度的增加而变得更加明显，通过联立方程式(9)和(10)，显示出电场分量之比可以简单地通过下式相关联：

$$\frac{E_\rho}{E_z} \approx u = \frac{1}{\sqrt{K_r}} \quad (13)$$

K_r 是大地的复介电常数，它随着频率和大地的电气特性而变化。

表1给出了一些有代表性的数值。

表1

针对不同的大地类型和频率, 复介电常数 K_r 的典型值

大地类型	频率(kHz)	
	200 (LF)	1000 (MF)
海洋 ($\sigma=5 \text{ S/m}$, $\epsilon_r=70$)	70- $j450000$	70- $j90000$
良好大地 ($\sigma=10^{-2} \text{ S/m}$, $\epsilon_r=10$)	10- $j900$	10- $j180$
不良大地 ($\sigma=10^{-3} \text{ S/m}$, $\epsilon_r=4$)	4- $j90$	4- $j18$

较大的 K_r 数值对应于轻微的前向倾斜, 因而较小的衰减, 海水具有很高的导电率, 具有近似垂直电场的表面波沿着海水传播时衰减会相对较小, 另一方面, 表面波衰减在低导电率大地的上方且高射频时最大。

对于所有的实际情况, 方程式(9)中的因子 $(1-u^2+u^4)$ 接近于1, 于是可以看到电场的垂直分量的幅度可由下式给出:

$$|E_z| = \frac{300}{r} \sqrt{P} |F| \quad (14)$$

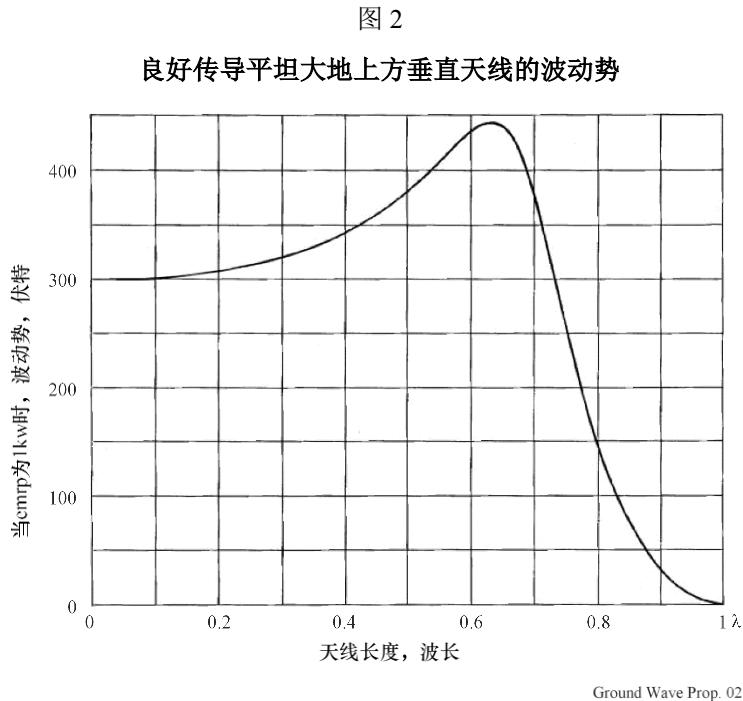
其中, P 是以kW计的来自Hertzian偶极子电流元或者短的垂直辐射体的总的辐射功率, r 是以km计的路径长度, E 是以mV/m计的电场强度。

该方程式适应于在平坦的良好传导大地上的短的垂直天线, 并提供了一个参考。

在几个波长天线的范围内, $|F|$ 接近于1, 场强变化与 $1/r$ 成正比, 即与距离成反比关系。在足够远的距离, 只要平坦地面的Sommerfeld假设保持有效, $|F|$ 会转变到与距离成反比; 即场强变化与 $1/r^2$ 成正比。

对于 $\lambda/4$ 的垂直天线, 方程式(14)右边的常数变为314(见ITU-R P.341建议书附件1中的表1, 在该表中将这个常数列为波动势)。

图2给出了与高度变化的接地垂直天线相对应的常数。



3.2.2 球形有限传导地面

绕着弯曲地球的地波传播的数学是复杂的，也难以理解，Bremmer [23]已对此进行了描述。在近距离，应用Sommerfeld地波模型时无需进行修改，在较远的距离，计算场强时需要适当考虑绕着弯曲大地的衍射。通常除了平方反比律场强变化出现的情况之外，还有第三种范围情况，此时场强绕着弯曲大地成指数减少，这种指数特性的起始距离可以采用下面的表达式来估算，在以千米计的、由[24]给出的距离 d 之外，可以认为地球是平坦的：

$$d = \frac{80}{\sqrt[3]{f(\text{MHz})}} \quad (15)$$

除了这种附加的远距离特性以外，球形地面上方表面波的其它大多数特性与由Sommerfeld水平地面模型推导出的特性一致。

3.3 大气的影响

Sommerfeld、诺顿、Van der Pol 和 Bremmer的理论工作忽略了大气的影响，假设波在大地上方的空间中是直线传播的，实际上，地球的大气是分层的，具有通常随着高度而减少的折射率。平均起来，折射率随高度的变化是指数的（见ITU-R P.453建议书）。

在折射率随着高度而减少的所有大气中，无线电波均会被折射朝向大地，在大地上方第一公里处，指数变化可以近似为线性的减少，这种情况下，通过人为地增加有效的地球半径，无线电波路径可以看作是沿直线传播，这种处理通常应用于VHF以及更高的频率 [25]，此时有效地球半径因子的典型值为4/3。

对于10kHz以下频率的表面波，大气的影响可以忽略，该因子趋于1[26]，在MF广播频段的相邻频段，对于大多数类型的地面，该因子在1.20-1.25范围内，参见Rotheram [18]。

这些结果是针对典型的大气条件（此时，海平面折射率 $N_o = 315$ ，标度高度为7.35 km），被用于ITU-R P.368建议书中的图形化表示。在非典型的大气条件期间，可能需要其它的有效地球半径因子来模拟主要的传播影响。关于大气条件的信息可以由当地气候观测值获得，或者从ITU-R P.453建议书得到，这些参数可以用作计算机程序GRWAVE的输入。

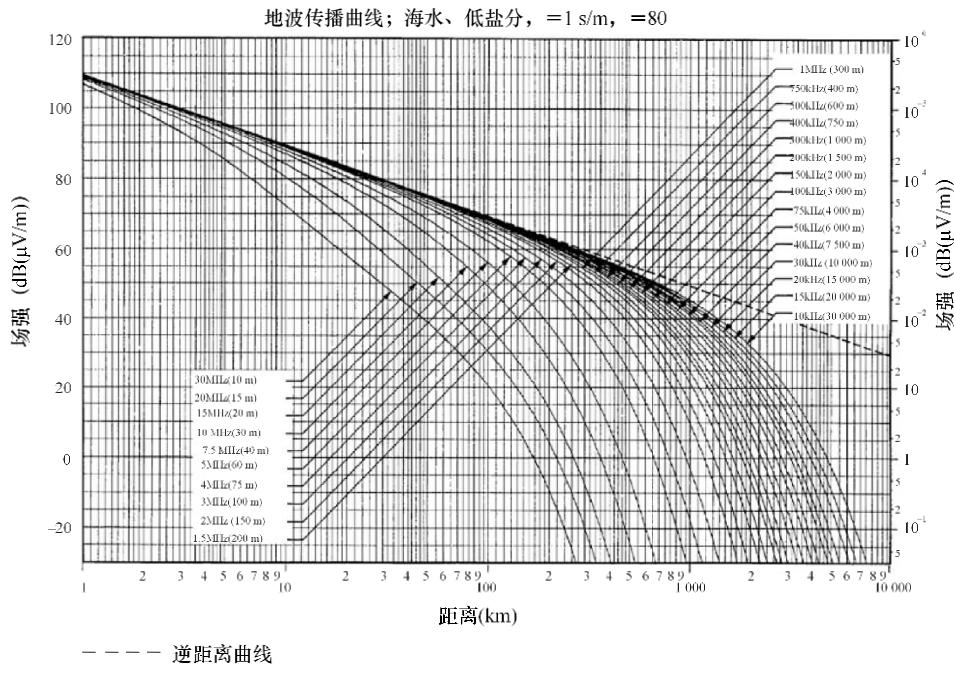
第2部分

ITU-R推荐的预测方法

4 ITU-R P.368建议书

根据在上面第3节中描述的原则，采用GRWAVE计算机程序进行计算，ITU-R P.368建议书给出了ITU-R推荐的适用于地波场强的传播曲线。尽管严格地说该方法是针对光滑地面的，但对于高度的不规则性与波长相比比较小、高度的变化比较平缓的地面，也能获得令人满意的预测结果。小规模的表面特性产生的变化可能会影响服务质量，本手册随后将对此进行讨论。参考文献[10]、[11]示范了将预测的结果与测量得到的数据进行比较，显示光滑球形地球计算如何与不规则地球计算进行比较。该信息能够用于决定什么时候有必要采用不规则地球模型代替光滑地球模型。由于运行不规则地球混合路径模型，即使采用目前可以得到的高速的计算机也需要大量的计算时间，因此在可能的情况下，采用光滑地球模型比较适宜。为了在LF和MF频段、不规划地形上方计算的准确度，在这些参考文献中还提到了地形分辨率问题。

图 3
ITU-R P.368建议书中给出曲线的例子



ITU-R “地球表面上方无线电波传播曲线”手册给出了适用于较高频率的传播曲线，多个建议书讨论了这些较高频率传播的具体方面（见ITU-R P.1144建议书）。

虽然该地波曲线是针对地上天线的，但也可以用于高度为 $h=1.2\sigma^{1/2}\lambda^{3/2}$ 、 $\epsilon_r \ll 60\sigma\lambda$ 时的升高天线。

在该建议书中有两组曲线，第一组包含了适合于10 kHz至30 MHz之间频率的曲线，其中每个图形都对应于大地常数的一个不同数值（表2中列出了所使用的大地常数），图3给出了这些曲线其中一条曲线的例子。为了方便起见，在第二组曲线中还给出了一个可选的安排，其中每个图形都对应于单一的频率（从30 kHz到3000 kHz）和一定范围的大地常数。

表2

ITU-R P.368建议书中给出的针对各种地面常数值的地波传播曲线

数字编号	描述	导电率 (S/m)	相对介电 常数
1	海水，低盐分	1	80
2	海水，平均盐分	5	80
3	淡水	3×10^{-3}	80
4	陆地	3×10^{-2}	40
5	湿地面	1×10^{-2}	30
6	陆地	3×10^{-3}	22
7	中等干燥地面	1×10^{-3}	15
8	干燥地面	3×10^{-4}	7
9	很干燥地面	1×10^{-4}	3
10	淡水冰，-1°C	3×10^{-5}	3
11	淡水冰，-10°C	1×10^{-5}	3

每组曲线还包括用虚直线表示的逆距离曲线。

为了应用方便，给出的曲线是针对 emrp 为1 kW时的情况；即位于光滑球形地面的、短的垂直发射体的全向辐射功率为1 kW。需要考虑实际的或者建议的发射机功率，馈入天线的耦合网络中的损耗，采用定向天线系统时方位角辐射方向图，以及天线单元的长度（图2给出了用波动势来表示的随着天线高度而变化的增益；ITU-R P.341建议书还给出了一些参考天线的增益），也需要考虑天线地面径向系统的低效率。第18.2节中描述了测量一个现有系统的实际 emrp 的方法。

针对位于光滑球形地面的、短的垂直辐射体的全向辐射为1 kW的相同情况，也编写了程序GRWAVE。为了达到这一目的，计算所采用的偶极矩为 $5\lambda/2\pi$ 。

注意到在大地的存在将辐射限定在大地上方半个空间的情况下，使用传输损耗概念可能会导致混淆（见ITU-R P.341建议书附件2）。

该曲线给出了距离 r 处的总的场强，当 kr 大于10时误差小于1 dB，这里 $k = 2\pi/\lambda$ 。近场效应能够通过以分贝计的递增的场强包含在内：

$$10 \log \left\{ 1 - \frac{1}{(kr)^2} + \frac{1}{(kr)^4} \right\} \quad (16)$$

对于海洋和湿的大地，这会给出在 ± 0.1 dB范围内的总的场强，对于任何导电率大于 10^{-3} S/m的大地，给出的场强在 ± 1 dB范围内。

参考文献[27]中包含了按照使得经过其它天线孔径的电场相位差最小化来决定近场到远场转换边界的准确性的令人关注的讨论，场强预测的幅值误差，使电场的 $1/r^2$ 和 $1/r^3$ 项与 $1/r$ 场比较起来大（近场）或可以忽略（远场）所必需的距离。

5 表面阻抗

考虑由地波传播产生损耗的一种备选方法是从信号功率与距离的平方反比关系开始（场强与距离的反比关系，如ITU-R P.368建议书所示），然后分别表示由表面波传播产生的衰减。

衰减因子可以表示[28]为：

$$A = 1 - i\sqrt{\pi\rho} \exp(-\rho) \operatorname{erfc}(i\sqrt{\rho}) \quad (17)$$

ρ 可以表示为：

$$\rho = -\frac{i\pi\eta^2 r}{\lambda} \quad (18)$$

其中， η 是表面阻抗，由下式给出：

$$\eta = \frac{(\varepsilon - i60\sigma\lambda - 1)^{1/2}}{\varepsilon - i60\sigma\lambda} \quad (19)$$

表面阻抗是一种描述复杂表面特性例如地形不规则性、树木、人造设施、建筑物和海洋波等的有效方法。

6 大地导电率

6.1 陆地的导电率

为了起初的规划以及兼容性或者频率复用评估, ITU-R P.368建议书中的信息及其在GRWAVE中的相应程序沿用已久并被广泛使用。然而, 最大的不确定性可能在于评估大地常数, 尤其是大地导电率。地面电气特性的讨论见ITU-R P.527建议书, 可能会注意到在HF和更低的频率, 该特性应与频率无关(除了LF和VLF频段淡水冰的情况以外)。

然而, 重要的是要注意到无线电波进入大地的预期的穿透深度或者趋肤深度¹, 对于海水, 1 MHz时的穿透深度仅仅大约为25 cm(在该深度信号会被衰减到在表面时数值的1/e), 但是对于中等干燥地面, 穿透深度约为25 m, 因此在确定或者估计有效导电率用来预测MF甚至LF的覆盖范围时, 适当地考虑地下地质将会很重要。在参考文献[68]中能够找到关于土壤里电场的穿透深度(趋肤深度)以及土壤电气特性测量的更多信息。

通过采用大地探针来确定导电率的方法或者其它的测量土壤样本的方法几乎不大可能给出有用的结果, 因为它们通常只测量表土的特性。最有效的测量将是采用试验的或者工作的发射机, 在不同的距离进行一系列测量, 见第18.3节。

ITU-R P.832建议书提供了适用于VLF和MF的导电率图, VLF图适用于大陆性地区, 可扩展至全世界几乎所有的陆地。按照管理部门的规定, MF图适用于多个单独的国家或者国家群。ITU-R 意见91-1表述的观点是管理部门应检查, 必要时应修订世界图册给出的信息, 注意到在某些情况下可能需要包含季节性的变化; 新的管理部门应检查其需求被当前的大地导电率世界图册覆盖情况, 并致力于数据的修订; 对于世界图册中没有包含其导电率数据的那些国家, 有关的管理部门应收集并提供与ITU-R P.832建议书所给出的信息相一致的数据。

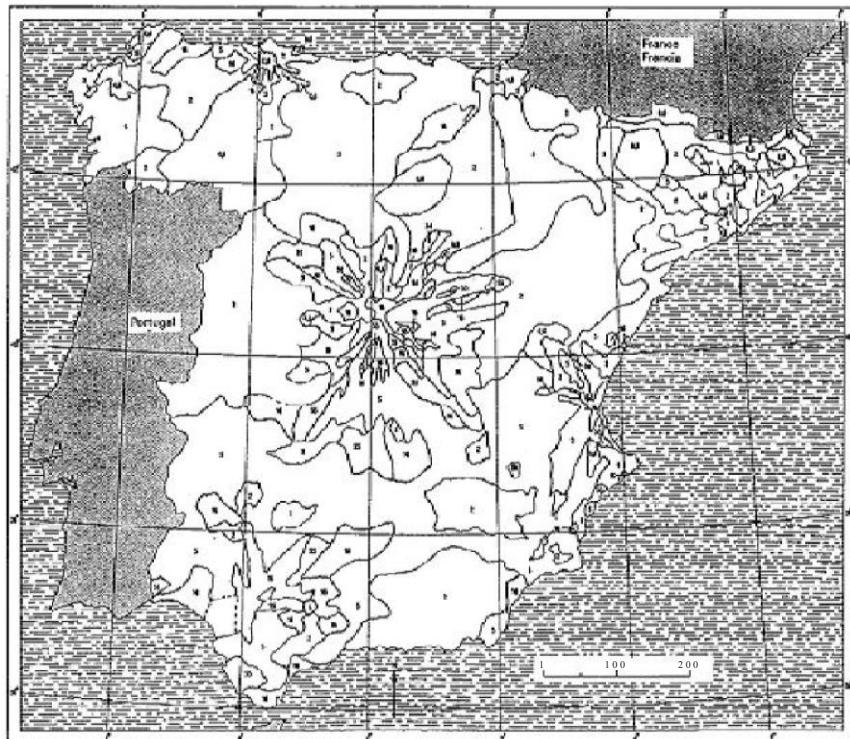
¹ 任意材料中的趋肤深度由下式给出:

$$\delta = \left(\frac{\sqrt{2}}{\omega \sqrt{\mu_r \mu_0 \epsilon_r \epsilon_0}} \right) \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \epsilon_r \epsilon_0} \right)^2} - 1 \right]^{-1/2} \quad (20)$$

其中:

δ 为趋肤深度, $\omega = 2\pi f$, σ 为导电率, μ_0 为自由空间的导磁率, μ_r 为相对导磁率, ϵ_0 为自由空间的介电常数, ϵ_r 为相对介电常数。

图4
ITU-R P.832建议书中包含的大地导电率图的例子



Ground Wave Prop. 04

在没有详细信息的情况下，该建议书也包含了MF频段全球的导电率图。然而，这个图只给出了导电率的粗略性表示，可能对于全球或区域性的频谱需求评估足够了，但不太可能适合于单独的覆盖范围评估。在没有其它信息可用的情况下，评估导电率的最好方式是检查地质图，将该环境与世界上具有相似地质和气候的其它地区进行比较。

6.2 海洋导电率

对于海水，ITU-R P.368建议书提供了典型导电率为5S/m以及低导电率为1S/m时的预测，然而，该导电率会随着海水的盐分和温度而变化，为了更精确的预测，可能要在程序GRWAVE中使用预期的导电率。

海水的导电率由下式给出：

$$\sigma = 0.18C^{0.93}(1 + 0.02(T - 20)) \quad \text{S/m} \quad (21)$$

其中：

C : 盐分（每升盐的克数）

T : 温度（ $^{\circ}\text{C}$ ）。

对于寒冷的海水， σ 约为3.5 S/m，对于温暖的海水， σ 约为5 S/m。

第3部分

主要预测程序的变化

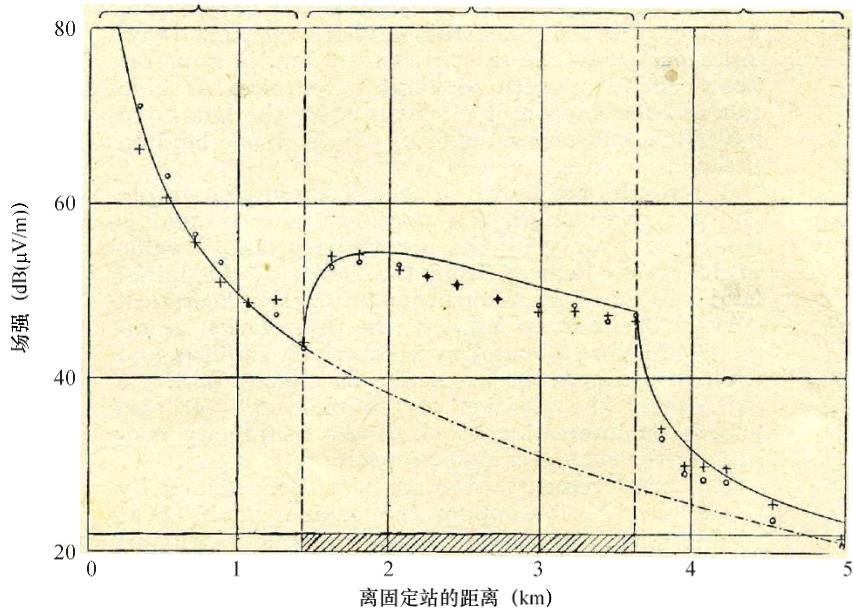
7 混合导电率的光滑地面

7.1 海洋上方恢复效应

在大地特性沿着传播路径发生变化的情况下，最后得到的场强会随着距离而发生令人惊讶的变化。对于一条延伸跨越陆地、海洋上方然后再次跨越陆地上方的路径，场强会在跨越最初的陆地区域时减少，但在到达海岸时会快速地增加而得以恢复，接下来是比较缓慢地减少，然后在再次越过海岸时快速地减少。早期处理这个问题的方法给出的结果不正确，不能满足互易性要求。Millington [6]建立了一个强制互易性的程序，并且已经证明非常适合于适度光滑的地面，给出的结果非常类似于由Hufford [7]提出的更为复杂的方法。对复杂表面上方传播的理论研究显示与实验结果完全一致。[29]

图 5

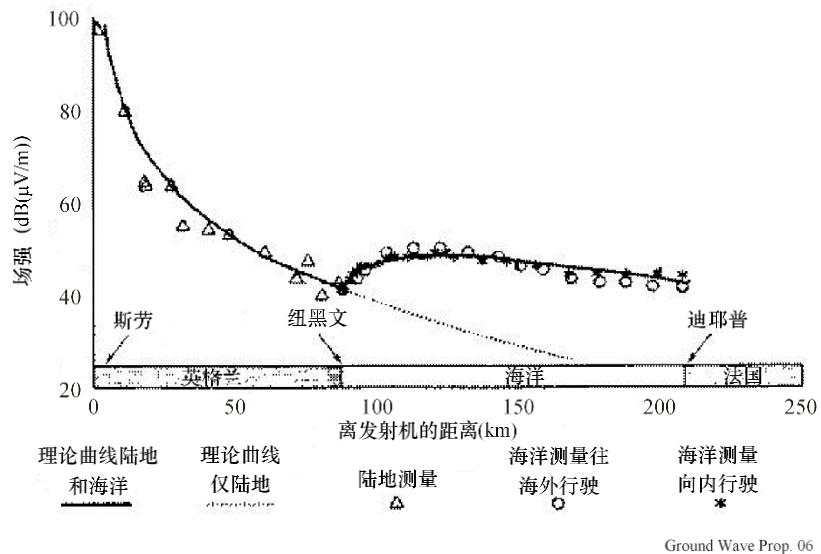
频率为77MHz时海洋上方地波恢复效应的最初证实



Ground Wave Prop. 05

Millington的最初试验是在77 MHz、近距离进行的，显示出了这种恢复效应[30]，如图5所示。为了确认这种效应，在最初的试验之后，在3 MHz进行了跨英吉利海峡的远距离实验[31]，如图6所示。

图 6
频率为3 MHz时地波恢复效应试验

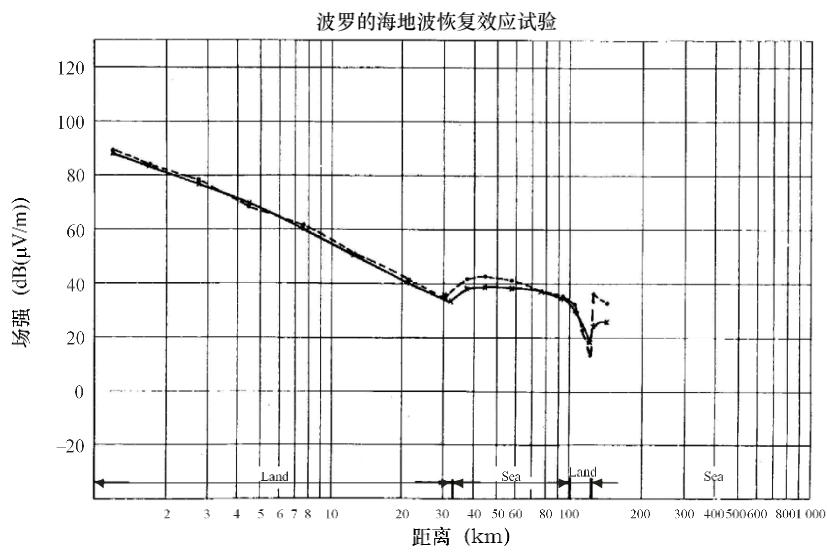


该效应是如此地出乎意料，以致于可能需要新一代工程师再次证实该效应。

参考文献[12]、[14]给出了恢复效应的其它证明，这些参考文献显示对于100至2000kHz频率范围内的频率，陆地到海洋的路径上方的恢复效应在传播预测和测量之间具有良好的比拟一致性。参考文献[9]显示当频率为10MHz、传播路径从森林转变到开阔地域时也会出现类似的恢复效应。参考文献[32]显示了在285至325 kHz频率范围内进行测量期间陆地到水面路径上方的恢复效应。

图7显示的是频率为3.9 MHz时、在波罗的海的陆地—海洋—陆地—海洋路径上进行的更为复杂的试验结果[33]。

图7
跨波罗的海地波恢复效应试验



Ground Wave Prop. 07

7.2 适用于混合路径的Millington法

例如，对于陆地-海洋-陆地路径，Millington程序沿着适合于最初陆地段的地波场强曲线，在海岸线上，海上曲线与该位置陆上的数值拟合，然后沿着该海洋曲线到下一个海岸，适当的陆上曲线在该范围拟合，沿着该陆上曲线到达所需要的距离，这会给出第一个中间值，然后交换发射机和接收机的位置，沿反向路径重复该程序给出第二个中间值，然后对这两个中间场强值取几何平均值得到所需要的预测值（当场强用分贝表示时取算术平均值）。

当曲线采用线性距离尺度或用简单的计算机例行程序绘制时，该过程可使用简单的图解法。

ITU-R P.368建议书的附件2也描述了该程序：

第1步.对于给定的频率，选择适合于S₁段的曲线，然后记录下在距离L₁处以dB μ V/m计的场强E₁(d₁)，然后使用适合于S₂段的曲线得到场强E₂(L₁)和E₂(L₁+L₂)，类似地，使用适合于S₃段的曲线得到场强E₃(L₁+L₂)和E₃(L₁+L₂+L₃)，诸如此类。

第2步.于是，接收到的场强可以定义为：

$$E_R = E_1(L_1) - E_2(L_1) + E_2(L_1 + L_2) - E_3(L_1 + L_2) + E_3(L_1 + L_2 + L_3) \quad (22)$$

第3步.颠倒该程序，将R作为发射机、T作为接收机，可以由下式得到场强E_T：

$$E_T = E_3(L_3) - E_2(L_3) + E_2(L_3 + L_2) - E_1(L_3 + L_2) + E_1(L_3 + L_2 + L_1) \quad (23)$$

第4步.所需的场强由下面的方程式给出：

$$E_M(R) = \frac{(E_R + E_T)}{2} \quad (dB\mu V/m) \quad (24)$$

7.3 MF频段混合路径的导电率典型值的评估

如上所述，大地导电率的评估可能是预测过程最不确定的部分，对于导电率变化不是太急剧的陆上路径，采用大地导电率评估可能无法验证开展上述混合路径预测程序的有效性。在这些情况下，可以采用基于路径全部陆上部分的导电率典型值的预测方法。对于LF频段300kHz附近的频率，参考文献[32]、[13]证实了这种假设。对于LF和MF频段，参考文献[12]、[14]和[9]证实这种假设。对于HF频段，参考文献[1]证明了该假设。

加权的导电率定义为沿着路径的导电率平均值用每个导电率段的长度进行加权：

$$\sigma_{weighted} (mS / m) = \frac{\sum_i \sigma_i \cdot d_i}{\sum_i d_i} \quad (25)$$

其中, σ_i 代表沿着路径的不同的导电率数值, d_i 代表沿着路径、导电率数值固定不变段的长度。

加权的导电率是路径导电率的典型值, 可以在预测程序中使用, 它能够为全陆地混合路径场强的评估提供准确的结果, 在陆地—海洋—陆地混合路径的情况下, 加权导电率应只用于陆地部分, 然后采用Millington法。

8 海洋粗糙度

在第6节中讨论了对于平静海面, 海水的有效导电率。然而, 引起表面粗糙度的海浪会增加另外的损耗, 其原因是表面波模式会使能量分散。

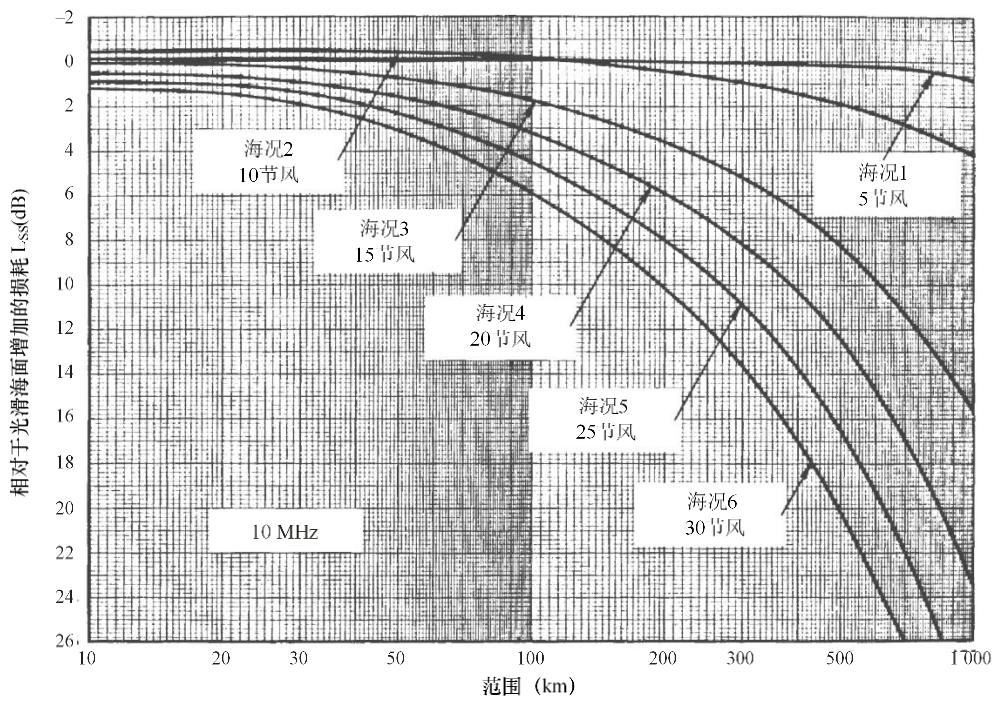
被广泛使用的粗糙海洋上方HF地波传播理论是由D.E. Barrick [34]、[35]提出的, 该方法很容易与光滑地球地波场强方法合并, Barrick已经表明轻微粗糙表面的影响能通过用有效表面阻抗取代光滑表面阻抗来模拟, 有效表面阻抗取决于表面的粗糙度。Barrick的理论建立在三个假设的基础上:

- i) 平均平面以上的表面高度与无线电波长相比起来比较小;
- ii) 表面坡度比较小;
- iii) 表面下方媒质的传导性很好。

对于海洋上方的HF传播, 这三个条件均能得到满足。对于中浪海洋上方的VHF无线电波以及陆地上方任何频段的传播, 它们均不满足。

对于海浪谱的Phillip模型[36], 图8给出了频率为10 MHz时海况损耗的例子。通常地, 损耗会随着路径长度、海况和射频而增加, 该图显示了一个特有的现象: 在距离海岸达到100 km、然而超出了出现恢复效应的范围的地方, 轻微粗糙海洋上方的场强要高于平静海面上方的场强, 这可以从图8中的海况2看出。当波长为295 m时, 已观测到场强增加了1.5-2倍[28]。

图 8
10 MHz 时的海况损耗



Ground Wave Prop. 08

9 农村环境

农村环境中的平均场强能级取决于大地电气特性、频率、到发射机的距离以及接收机位置附近不规则地形影响带来的大规模变化。所有这些方面在以前的章节中均已进行了描述。

在真实环境的实际情况下，即使当接收地点之间的距离远小于到发射机的距离时，由于存在当地地形、树木和植被、建筑物和人造设施、架空线路等的变化，接收条件也将会不同，在许多显而易见开放的环境中，接收位置附近的信号电平差服从对数正态分布，其标准偏差平均约为2-4dB。

Furutsu [37]研究了跨越悬崖边缘传播的特殊情况，Pielou [38]已经呈现了该影响的一个例子。

10 城市环境

10.1 0.1 至 20 km 密集多建筑物城区的影响

10.1.1 引言

可在近距离使用的MF频段内的射频有着大量的应用（例如，城市和地区性广播网络的组织，公用服务事业的发展等），因此，有必要了解MF频段射频场强在距离数十米至数十公里处的特性，然而，很少对中频在城区以内且距离小于一个波长处的分布及衰减进行研究。

对于电磁远场在城区内的强度情况已经开展了研究，例如Causebrook [22]（见第 10.2 节）和 Chernov [39]。

在近场中，场强会在较近的距离内急剧增加，并且电分量和磁分量变化的速度并不相同。增长最大的分量取决于发射机天线的类型，实际上，越接近电场天线（例如，垂直单极天线），在极限情况下只存在由天线中电流产生的电分量。

近距离时，场强起初会随着 R^{-3} 减少，然后随着 R^{-2} 减少，在远距离时会随着 R^{-1} 减少，对于城市建筑物，这些法则中会存在某些特别。

按照初步研究的确认，最初的假设是波在有城市建筑物的区域内的衰减应大于光滑地面的衰减，当这种超出比较明显时，该衰减能够用简单的公式给出。

10.1.2 简短的理论（例如，见[28]、[60]）

对于源自与辐射体轴线垂直方向上的基本电辐射体的场强，该场的电分量 E_{el} 和磁分量 H_{el} 分别为：

$$E_{el} = \left(\frac{iJklZ_0}{4\pi}\right) \left(\frac{\exp(ikR)}{R}\right) \left(1 + \frac{1}{ikR} - \frac{1}{k^2R^2}\right) \quad (26)$$

$$H_{el} = \left(\frac{iJkl}{4\pi}\right) \left(\frac{\exp(ikR)}{R}\right) \left(1 + \frac{1}{ikR}\right) \quad (27)$$

类似地，对于磁辐射体，磁分量 H_m 和电分量 E_m 可以写为：

$$E_m = \left(\frac{ikJl}{4\pi}\right) \left(\frac{\exp(-ikR)}{R}\right) \left(1 + \frac{1}{ikR}\right) \quad (28)$$

$$H_m = \left(\frac{1kJl}{4\pi Z_0}\right) \left(\frac{\exp(-ikR)}{R}\right) \left(1 + \frac{1}{ikR} - \left(\frac{1}{k^2R^2}\right)\right) \quad (29)$$

其中， J 是辐射体中的电流， l 为辐射体的长度， Z_0 是自由空间波阻（ $120\pi\Omega$ ）， $k = 2\pi/\lambda$ 。下标“el”和“m”指电辐射体和磁辐射体。

在近场，此时 $R \approx 1/k$ ， $\exp(-ikR)$ 可近似为1，于是：

$$E_{el} = JlZ_0 / (i4\pi R^3) \quad (30)$$

$$H_{el} = Jl / (4\pi R^2) \quad (31)$$

$$E_m = Jl / (4\pi R^2) \quad (32)$$

从这些表达式可以看出，在辐射体的附近场强会急剧地增长，电分量和磁分量增长的速率不同，近场内 E_{el}/H_{el} 之比的增加与距离成反比：

$$E_{el}/H_{el} = W / (iR) \quad (33)$$

从方程式（26）到（29）可以看出，在近场区，场强按 R^{-3} 减少，然后按 R^{-2} 减少，再然后在远场区，按 R^{-1} 减少。同样地，在远场，磁分量和电分量在相位上隔开约90度，从而场在性质上是反应性的，而不是辐射的，因为Poynting矢量近似等于零。

在许多关于电动力学和天线的基础课本中（例如，见[40]），没有对近场区进行完全的分析，也没有描述建立远场的方法，然而，为了当前的目的，对近场进行分析是必需的，出于这一目的，近距离时 $\exp(-ikR)$ 项可以近似为 $(1-ikR)$ ，于是方程式（26）和（27）变为：

$$E_{el} = \left(\frac{iJklZ_0}{4\pi R} \right) \left(-\frac{1}{k^2 R^2} - ikR \right) \quad (34)$$

$$H_{el} = \left(\frac{iJkl}{4\pi R} \right) \left(\frac{1}{ikR} - ikR \right) \quad (35)$$

从这些表达式，Poynting矢量的模 $\Pi = [H_{el} * E_{el}]$ 包括两部分，首先，虚部 $\Pi_{im} \approx (kJ/4\pi)^2 Z_0 / (k^3 R^5)$ ；其次，由磁分量的实部（第二个括号里的第一项显然比第二项更为重要）和电分量的实部之积给出的实部，矢量的磁分量随着 $1/R^2$ 而减少，电分量保持不变，它们的积为：

$$\Pi_{Re} \approx (kJ/4\pi)^2 Z_0 / R^2 \quad (36)$$

因此，在发射天线的附近，功率密度减少的速度与远区内功率密度减少的速度相同，当 R 较大时，我们可以由方程式（26）和（27）得到方程式（36），换言之，电场天线辐射的功率密度的实部，在近区、中区或远区按 $1/R^2$ 随着距离而变化 — 相当于通常的球形扩张律。特性上，在辐射体的附近虚部与实部之比会递增：

$$\Pi_{im}/\Pi_{Re} = 1/k^3 R^3 \quad (37)$$

在MF频段，近区限于远小于 $1/k$ 的距离，因此，当波长为200到300m时，此时， $1/k$ 为31到48m，近区约为10 m。

在MF频段，大约300-500 m之外的远区内场强由下式给出：

$$E = (300 P^{1/2}/R) \cdot V \quad \text{mV/m} \quad (38)$$

其中：

P : 辐射的功率，以kW计。

R : 距离，以km计。

衰减函数 V 取决于参数 ρ ：

$$\rho = -i(\pi R / \lambda) \cdot [(\epsilon' - 1) / (\epsilon')^2], \quad \epsilon' = \epsilon - i \cdot 60 \lambda \sigma \quad (39)$$

其中：

λ : 波长，以m计

ϵ' : 复介电磁导率

ϵ : 导磁率的实部

σ : 大地导电率，以S/m计。

当波长在200 – 300 m (1.5 – 1.0 MHz)范围内，导电率 σ 在 10^{-3} 到 10^{-2} S/m范围内时：

$$\epsilon' = \epsilon - i \cdot 60 \cdot (200 \cdot 10^{-3} \dots 300 \cdot 10^{-2}) = \epsilon - i \cdot (12 \dots 180).$$

对于低导电率大地 ϵ' ，方程式(39)中的第一项可以忽略，于是：

$$\rho \approx 10^5 \cdot \pi R / (6\lambda^2 \cdot \sigma),$$

其中， R 以km计， λ 以m计， σ 以mS/m计。

因此，当 $\sigma = 1$ mS/m、 $\lambda = 200$ m， $R = 1$ 和 10 km时， $\rho = 1.31$ 和 13.1 。

衰减函数近似为：

$$V = (2 + 0.3\rho) / (2 + \rho + 0.6\rho^2) \quad (40)$$

当 ρ 的值较大时，方程式(4)具有接近于 $1/\rho$ 的相关性，衰减因子与 R^{-1} 成比例。

因此，对于低大地导电率和高工作频率，场强与距离的相关性会从 $1/R$ (26)平稳地变化到距离超过 1 km时的 $1/R^2$ ，在这样的位置，考虑到方程式(38)和(40)，可以得到：

$$E = 300 P^{1/2} \cdot 6\lambda^2 \sigma / (10^5 \pi R^2) = 5730 \cdot P^{1/2} \lambda^2 \sigma / R^2 \quad \mu\text{V/m...} \quad (41)$$

其中 P 以kW计， R 以km计， λ 以m计， σ 以mS/m计。

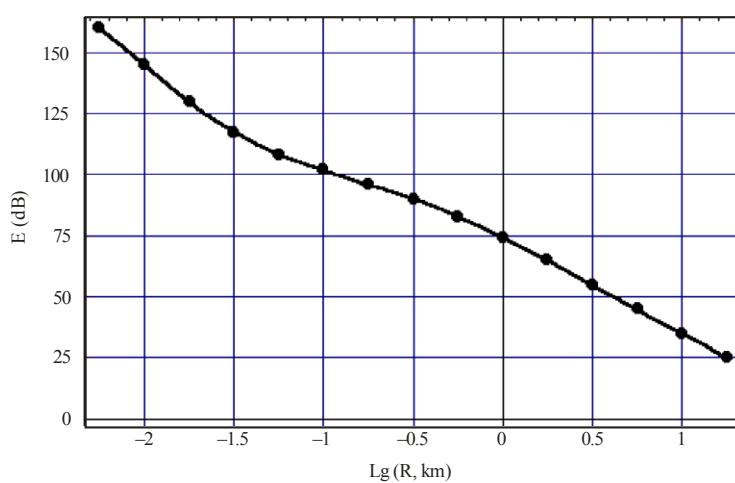
重要的是注意到，根据[41]中的注释，在可以认为陆地表面是平坦的区域， $1/R^2$ 是均匀城市条件下场强随着离开发射机的距离而减少的理论上的最快速度，该表达式定义了受限的相关性，因此，在上述假设的框架内，在任何条件下场强随着距离更加急剧地减少都是不可能的。采用这一方法，Chernov [41]推导出了一个通用的适合于从数十米开始到所有距离的解决方案：

$$E(R) = 74.72 - 33.36R - 10.47R^2 - 1.25R^3 + 367R^4 + 077R^5, \text{dB } (\mu\text{V/m}), \quad (42)$$

其中 $R = \lg(R, \text{km})$ 。

这种相关性如图9所示。

图9



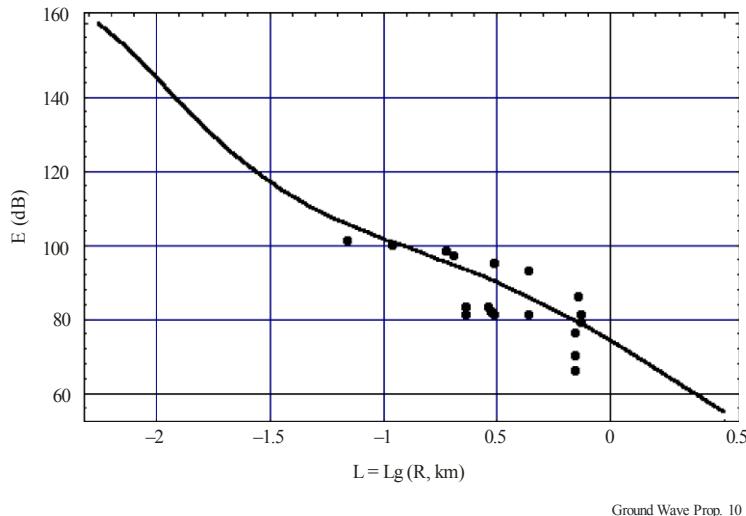
Ground Wave Prop. 09

10.1.3 测量结果

为了评估该曲线（图9）的误差以及MF信号在发射机附近的衰减，采用具有隔离环形天线的场强计，在各种城市条件下以及距离发射机1000m处进行测量[41]、[61]、[63]。

图10给出了测量得到的场强数据与理论上数据的相关性。

图 10

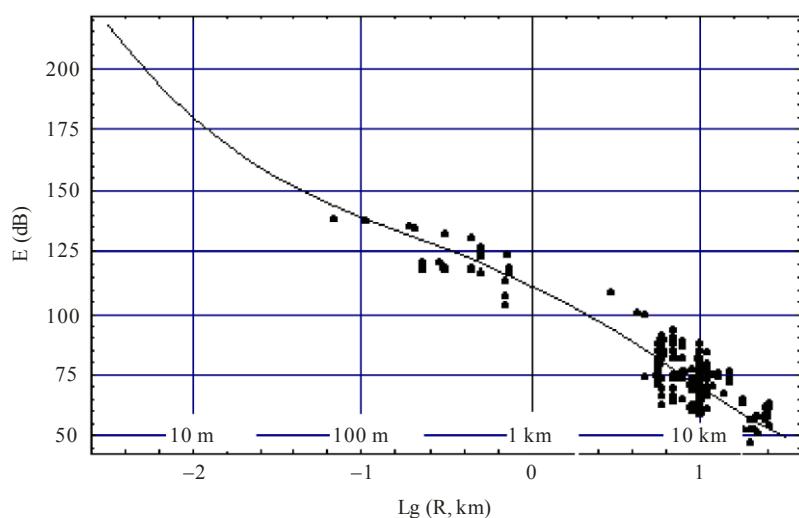


Ground Wave Prop. 10

从该图可以看出，测量得到的数据与计算得到的曲线令人满意地一致，重要的是注意到实验数据是聚集在一起的，不会分散开，即使是在建筑物内进行测量的时候。当在电梯内进行测量时会现出例外，此时金属墙带来的附加衰减会达到40 dB。

这些结果连同早先在市内距离0.5至30 km处、辐射功率为5 kW时得到的那些结果[41]，如图11所示。

图 11



Ground Wave Prop. 11

该项研究显示，在距离大于500 m的地方，特定的城市损耗开始起作用，城市多建筑物区内MF传播与 $\sigma=1$ mS/m的低导电率大地上的MF传播类似。

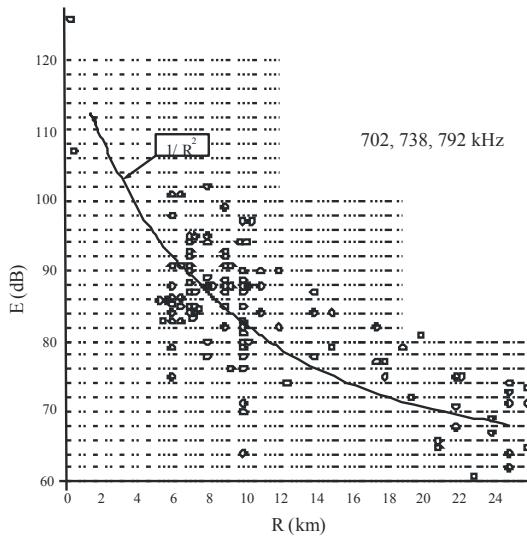
还开展了其它的系列测量工作，测量采用位于城市内的发射机，路径长度在0.5-26 km之间，频率在720 kHz至1539 kHz之间。下面给出了场强沿着路线分布的两个例子：

为了增加数据的数量，图12聚集了三台发射机场强测量的结果，其测量频率接近于MF广播频段的下边界，图13聚集了四台发射机在测量频率接近于该频段上边界时的测量结果，每台发射机的功率给定为5 kW。

在这两个图中，显示了平方反比律曲线，该曲线更加适合测量结果。

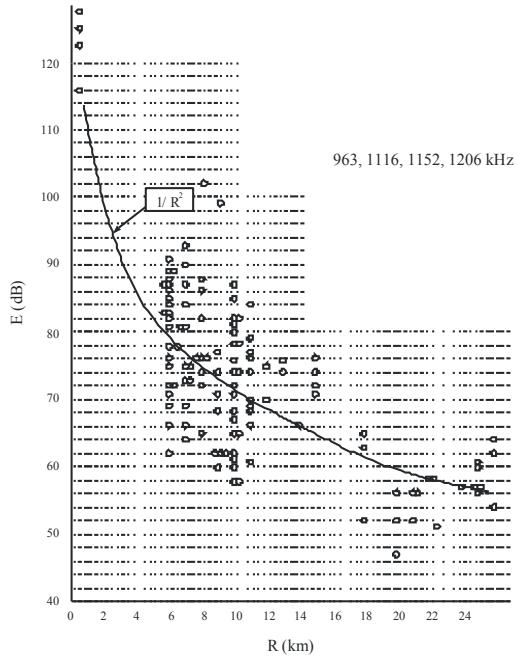
除了上述的针于城市内发射机的结果以外，还对郊区的发射机进行了研究，在距离发射机10-12 km至数十公里的地方进行了为期四天的测量。场强测量是在莫斯科市以及周边地区使用移动测量车进行的，然而，为分析选择的位置限于经过该市中心的路径（图14）。

图 12



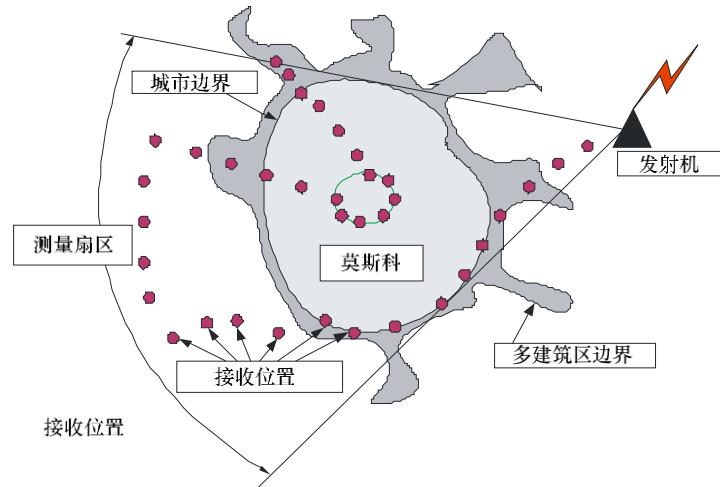
Ground Wave Prop. 12

图 13



Ground Wave Prop. 13

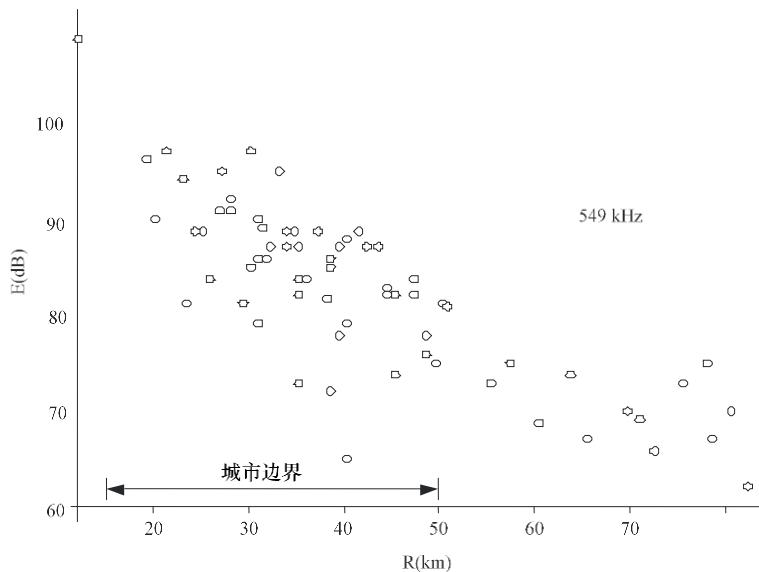
图 14



Ground Wave Prop. 14

图15和16给出了在两个不同频率上郊区的发射机的其中之一的测量结果示例。

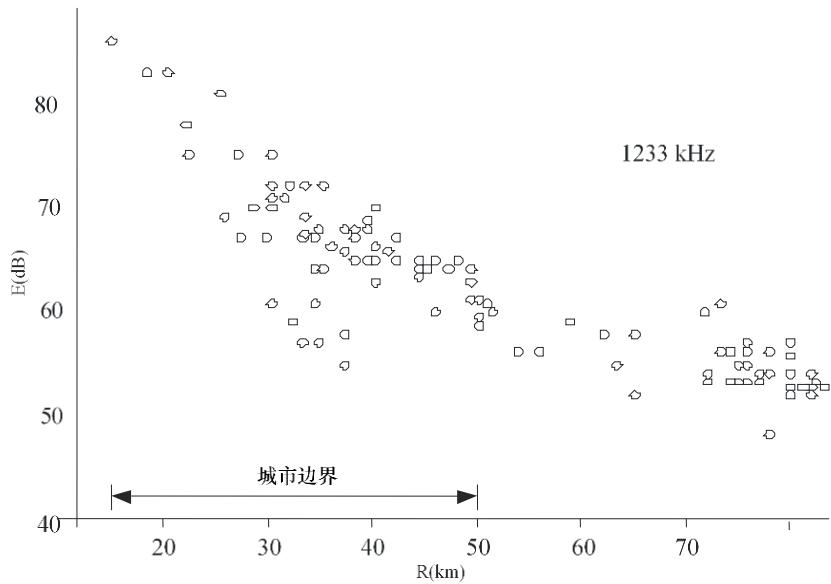
图 15



Ground Wave Prop. 15

除了在中频获得的测量结果以外，应注意在HF频段致力于相似研究的类似工作[42]，这显示当距离发射机100-700 m时场强实际上与 $1/R$ 成正比，而当距离0.7-10 km时法则变得更加接近于 $1/R^2$ 。[39]给出了在莫斯科地区开展测量的补充细节。

图 16



Ground Wave Prop. 16

10.2 25 km以外的距离

随着20世纪20年代MF广播的引入，开始对接收到信号的变化进行调查。大地导电率、地形高度和不规则、建筑物遮蔽的影响等，以及当时未知的电离层天波的夜间效应，特别是城市地区内衰减随着距离的增长速率[43]、[44]、[45、[46]，均注意到了。只要了解了MF地波传播的一般原理，就能证明基于适当导电率光滑地面传播的总的覆盖范围预测对于覆盖农村和城市混合环境的大功率传输，在大多数情况下都是完全合适的。然而，继续关注于更多的主要针对城镇及其郊区的本地广播会显示在城区内这种方法的缺点，这将会提升数字广播的重要性，此时在低信噪比的情况下，令人满意的接收和失败之间有着更为临界的分界线。

Bown *et al.* [44]确定了建筑物和其它设施（包括传导垂直单元）以及树木的影响，Bown *et al.*采用垂直建筑物中的谐振电路来解释这些影响。后来，Causebrook [47]开展了跨伦敦的研究工作，针对在密集的多建筑物区内观测到的影响提出了一种解释，测量工作在三个频率、跨伦敦的两个方位上进行；如图17所示。

图17
跨伦敦的测量路径

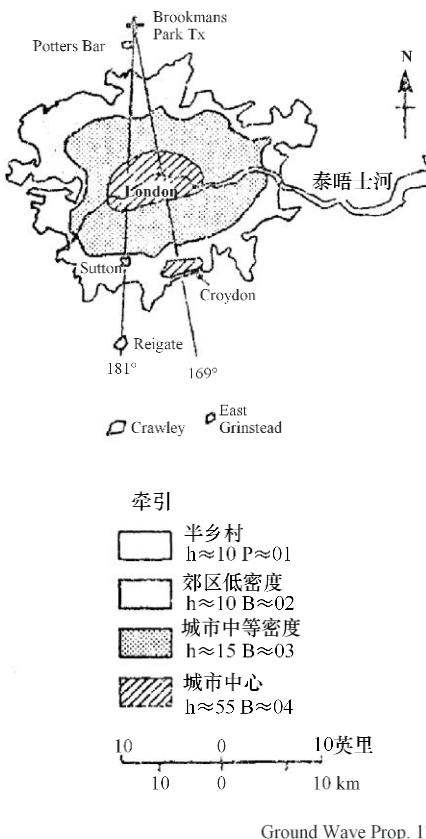
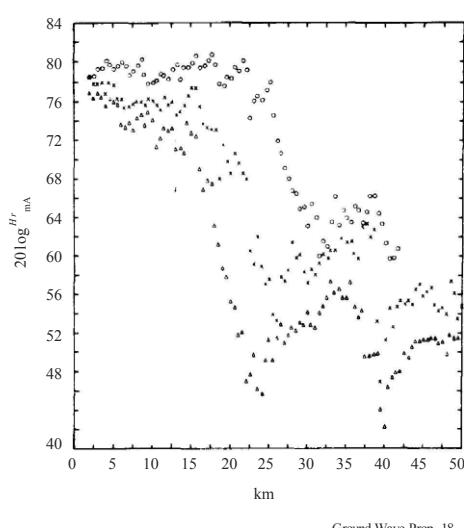


图18所示的是跨伦敦在169度方位角进行的Causebrook测量。在全部三个频率上，接近于发射机的场强不会按照预期的方式减少，但是会快速地减少至最小值，接着重新恢复。他考虑到了由类似于“传导钉”床的结构所产生的表面阻抗变化，他研究了函数 ρ 的复平面（见方程式（18）），绘制了衰减A曲线（见方程式（17）），如图19所示。

图 18
跨伦敦在三个频率进行测量

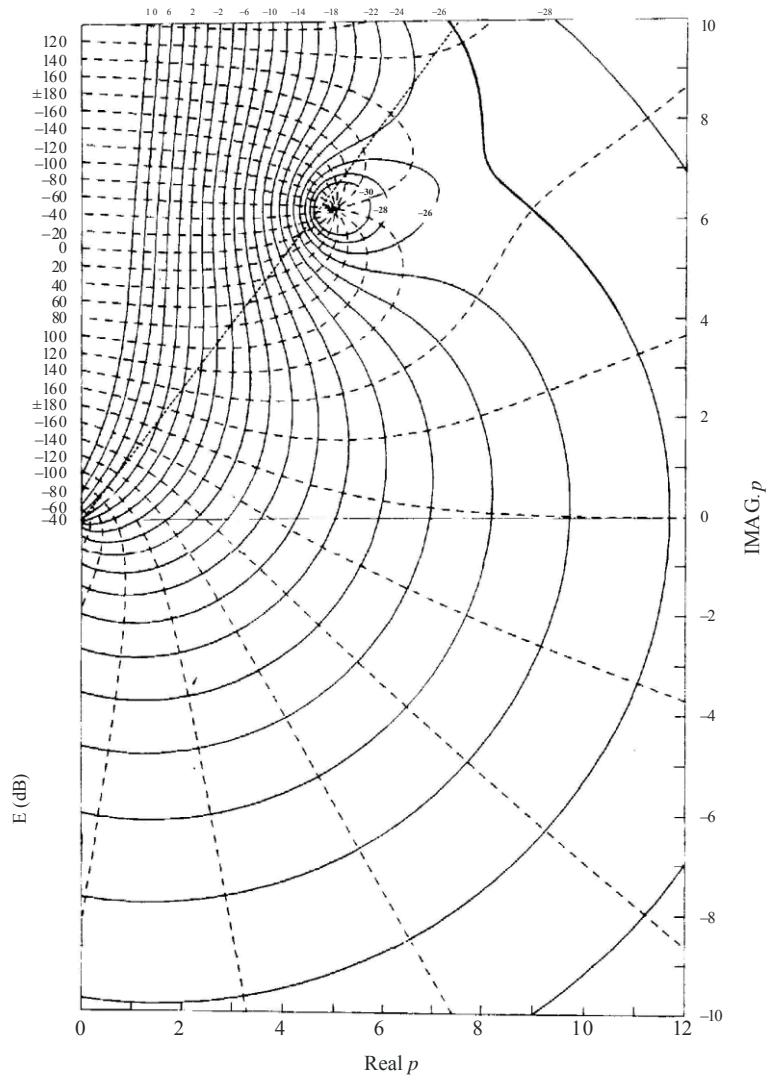


他指出对于光滑地面和大多数的农村环境，传播位于图11的下半部分，此时轮廓线有一个规则的形状。然而，密集城市环境中的结果位于该图的上半部分，此时会存在不常见的衰减变化，包括零点。

在路径被分成具有不同导电率和表面特性（包括人造设施的高度、被建筑物覆盖的部分区域等参数）的段的情况下，提出了一种计算方法，迄今为止，该方法还没有发展完善，也没有作为预测工具被广泛地测试。

Luo [48]给出了解决这一问题的另外方法，这个方法为路径长度、反射、围绕建筑物的衍射和折射等定义了一组损耗分量。

图19
 p 复平面



Ground Wave Prop. 19

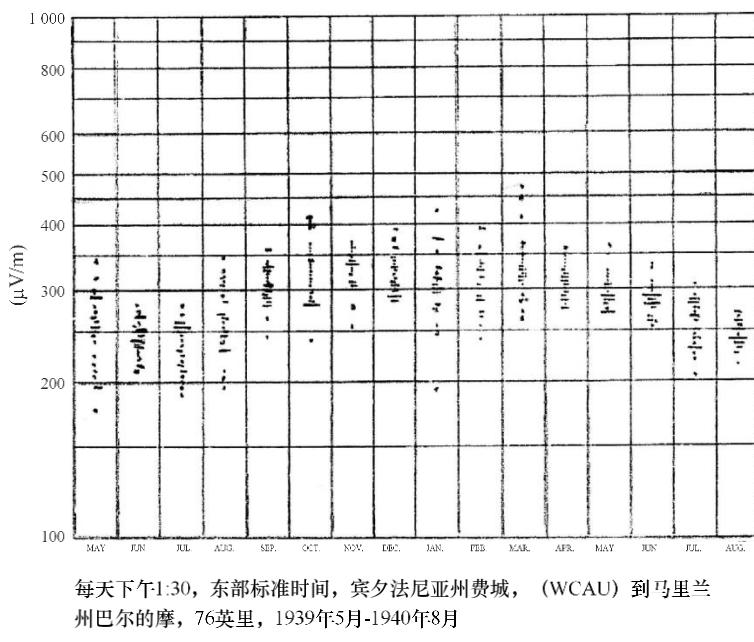
11 表面波传播的季节性变化

在一些情况下，表面波传播会存在季节性的变化，这些变化的成因可能是对流层折射率（见第3.3节）或者植物覆盖情况的变化；大地地下水位高度的变化；水变成冰的冰冻情况，或者厚雪覆盖等，这些都可能会引起有效大地导电率的变化。所有这些变化均可能影响表面波场的强度。特别是在夏季这些季节性变化可能会导致场强下降。

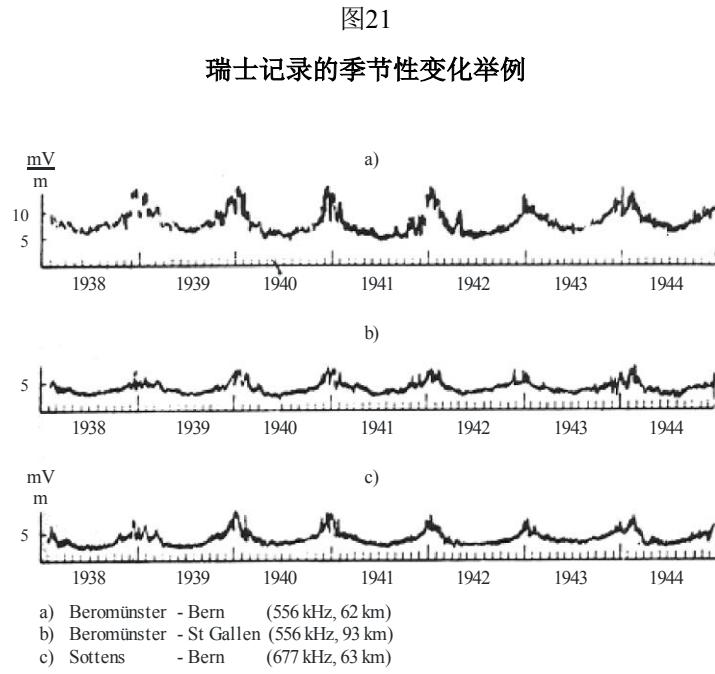
11.1 历史

最早对美国费城附近的MF站白天信号电平的测量[49]是二十世纪二十年代在数百公里的范围内进行的，测量显示每天中半小时中值不会保持不变，而是会变化数分贝。此外，平均的信号电平也会随着季节性变化而逐月发生变化，在冬季月份里变化量最大，信号电平季节性变化的月平均值达到4-5 dB，已经试图去确定信号的这种变化的原因，确定信号电平变化与周围温度、湿度、压力以及其它大气参数的相关性，已经发现和温度的负相关数值最大，这一现象的物理原因还不清楚，信号电平每年变化的例子如图20所示。

图20
美国记录的季节性变化举例



1938-1944年期间在瑞士100km的范围内对MF频段开展了类似的测量，其结果出版在1945 [50]中。中欧气候具有较大的温度范围，并且季节性的变化也有较大的数值，达到8 dB，在瑞士白天接收到的结果如图21所示。



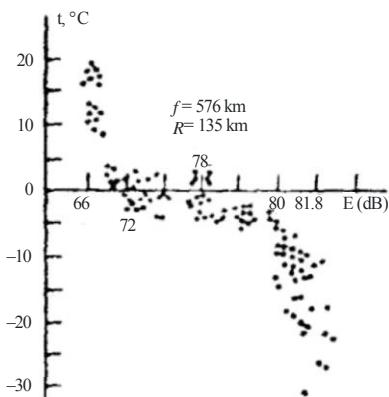
Ground Wave Prop. 21

在二十世纪末，在不同的时间以及莫斯科附近和西伯利亚地区内从11到2500 km不同长度的路径上，对LF和MF频段的多个频率开展了测量。

在莫斯科的最初测量结果见[51]，在更为复杂的和更长时间的测量程序中，MF频段莫斯科附近不同路径上的季节性变化数值平均为10-15 dB。

在西伯利亚地区内，这里从冬天到夏天会出现最大的温差，观测到的场强变化约为15 dB及以上[52]。图22给出了托木斯克附近场强变化的例子，位于中纬度、其大部分被树木覆盖的路径上信号电平的季节性变化最大，约为5-15 dB或更多[53]、[54]。表3所示的是冬季和夏季月份之间变化的平均值H (dB)[61]。

图 22
对于托木斯克附近155km路径，576 kHz场强随温度的季节性变化



Ground Wave Prop. 22

表 3

信号电平的季节性变化

一月份的平均温度(°C)	4	0	-10	-16
典型变化, H (dB)	4	8	13	15

上述结果均反映在ITU-R P.368-9建议书和P.1321-3建议书中。

11.2 表面波传播的日变化

在莫斯科地区所有的MF路径以及大多数LF路径上同样能观测到日变化，例子见图23，在图例中规定了工作频率和路径长度。在LF频段，信号电平的rms偏差变化范围从在该频段的低频端且路径较短时的几分之一分贝（平均为0.8 dB），到在该频段的高频部分且路径长度为1000 km及更多时的约为10 dB。在MF频段，数十公里路径上信号电平的变化比LF频段要大得多，典型地要大2-4 dB，偶尔会达到5-6 dB，如图24所示。

地波路径上的衰落与频率和路径长度具有很强的相关性，在MF频段，20-100 km平坦路径上的rms变化与季节和频率有明显的相关性，如图25和图26所示。

图 23

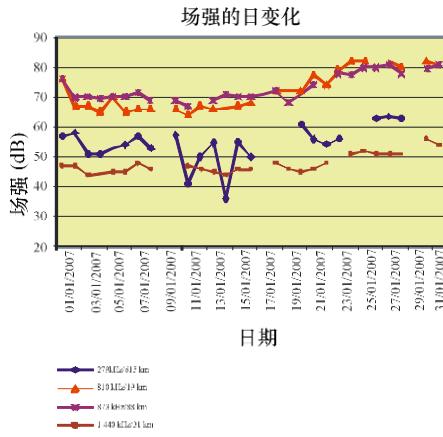


图25

图24

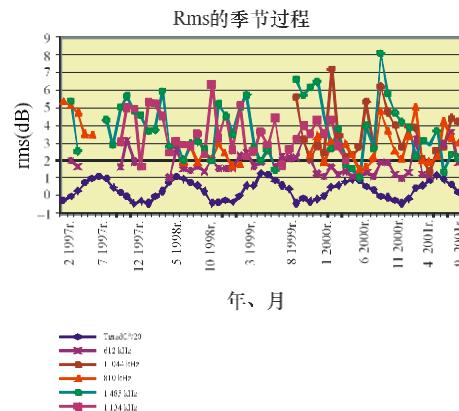
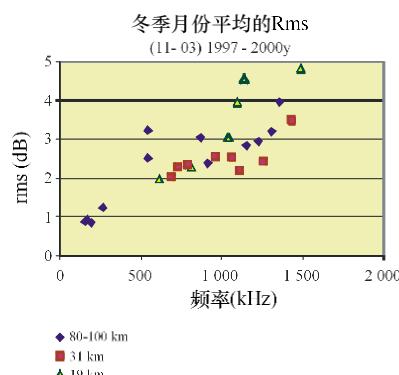
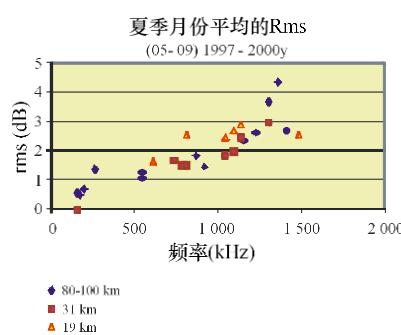


图26



第4部分

12 接收天线

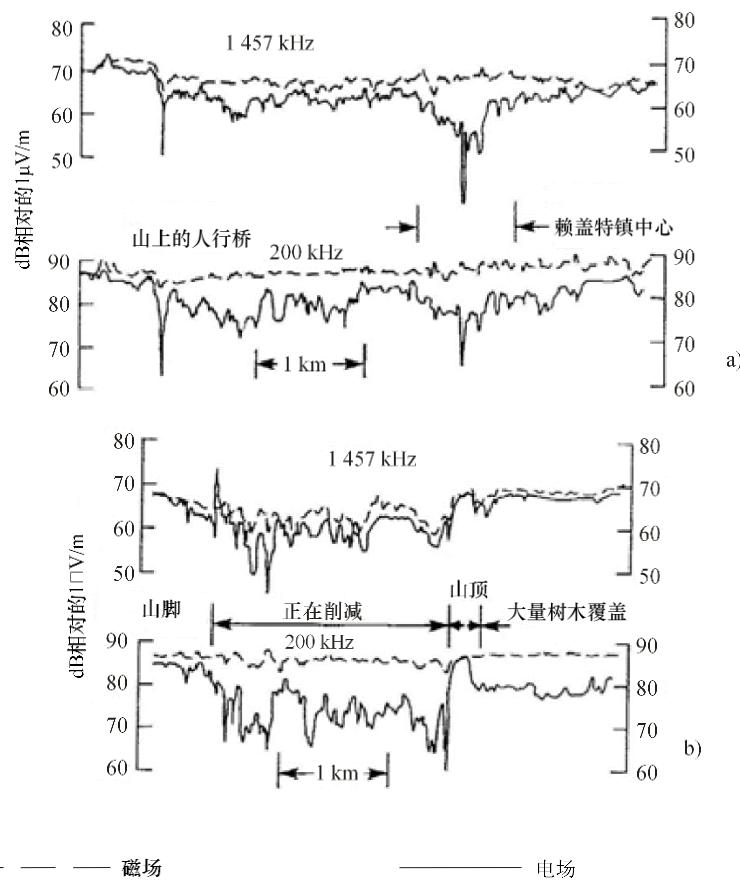
按照第3.2.1.2节中的讨论，在开放的环境下，垂直电场强度和水平磁场强度依方程式（12）相关联。用于测量和业务接收的天线可能是与电场相对应的杆状或线天线（例如一些汽车收音机天线），或者与磁场相对应的环形铁氧体天线（例如，家用的广播接收机）。

在有遮挡的环境下，电场的空间变化通常要比磁天线大得多，大多数便携式场强测量接收机使用的是环形天线，且该天线采用方程式（12）校定电场。

图27所示的是在两个示例路线上电场天线和磁场天线的变化[55]。

图 27

在两条路径上使用磁天线和电天线进行测量



Ground Wave Prop. 27

13 场强空间变化的特征

上文提供了跨越具有不同导电率数值的区域以及海洋和城区传播的表面波的一般行为特性。由于当地的影响，地形的变化或者存在独立的建筑物或建筑物群等，在数米的距离内接收到的场强将会发生变化。

场强变化可以表示为两项的组合，每一项代表一个不同性质的信号分量，其变化产生的原因各异[56]：

- 大规模的空间变化 $m(x)$ ：由沿着发射机和接收机之间路径的大规模变化产生的。在地波传播的情况下，它是由发射机-接收机路径特性或者城市接收环境的改变，以及地形的电气特性和地形粗糙度的影响引起的。
- 小规模的空间变化 $r_0(x)$ ：代表信号的本地变化，附加在大规模的中值电平上，主要是由本地接收环境的影响引起的，例如各种元素（例如桥、电力线等）引起的变化。

它们之间的线性关系为：

$$r(x) = m(x) \cdot r_0(x) \quad (43)$$

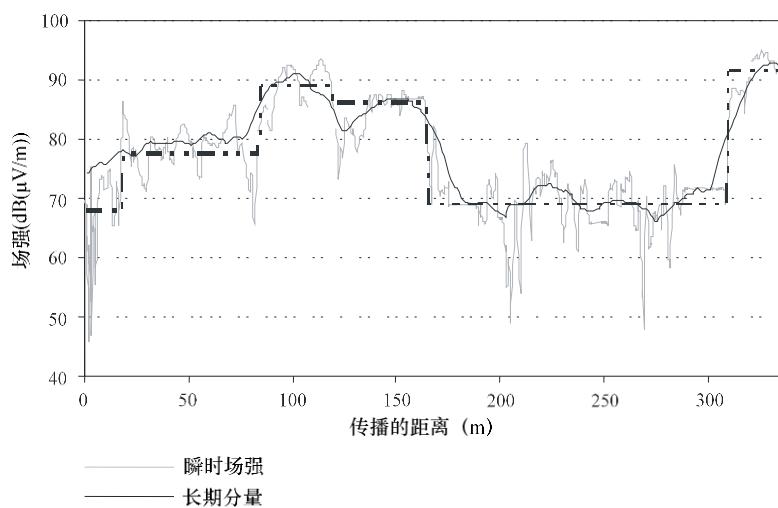
信号的长期分量 $m(x)$ 或者大规模变化可以通过对信号 $r(x)$ 求平均得到，以便消除接收机所处的本地环境的影响，对于移动接收来说，信号 $m(x)$ 相当于信号 $r(x)$ 的一组本地平均值。

短期分量 $r_0(x)$ 或者平均值 $m(x)$ 附近的快速信号变化，代表了信号 $r(x)$ 的本地变化，因此，为了评估短期分量，必须预先对各个位置附近在一个时间间隔内的信号样本求平均来计算长期分量，然后从信号包络中去除该分量。

对信号的 $m(x)$ 和 $r_0(x)$ 分量的适当区分可以实现对信号空间变化进行更为准确的分析，正确地确定引起扩展区域内场强平均衰减的原因，以及由于本地接收条件产生的场强的本地变化。

广义的Lee法（见附件1）是用于评估沿着路径的长期信号的本地平均值的参考方法，图28所示的是在运动和农村环境中同时记录信号的瞬时和长期空间变化的例子，短期变化是中间本地数值附近的快速变化。

图 28
城市接收时场强的长期空间变化



14 不规则地形

尽管大地电气特性是决定表面波衰减的主要因素，但地形的粗糙度会在MF频段产生附加的路径损耗[8]、[57]、[58]。这些场强损耗只有在发射机—接收机路径被接收机位置附近的较高的地形不规则（相对于波长）遮挡的情况下才会比较大，沿着整个路径长度的所有的明显不规则对于沿着路径的总的损耗均有着可以察觉的影响，即便在接收机附近的不规则产生的影响最为明显，特别是当不规则远侧的坡度比较陡峭时[11]。在这样障碍物后面的那些接收地点，场强的能级会减少。这种信号变化取决于沿着路径轮廓的地形不规则产生遮挡的程度，可以当作附加的衰减因子来评估，该因子应添加到路径传输损耗平均值之中。

图29

测量活动中记录的随着到发射机距离而变化的场强变化量，
显示的是GPS接收机记录的地形海拔数值

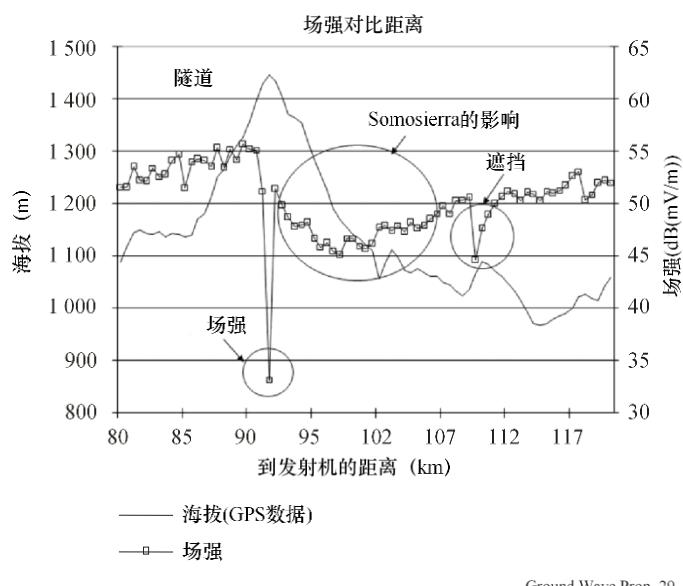


图29所示的是当接收机沿着一条路线移动并且地形不规则遮挡了发射机—接收机路径的时候，场强变化的例子，该路线实际上在发射机的径向上，跨过Somosierra山脉（西班牙）。在该图中，画出了Somosierra顶点之前12 km和之后28 km的测量路线数值及其对应的山脉高度轮廓。一条隧道穿过山脉、接近山脉顶点时，引起了信号场强最深的衰落。在山脉“阴影”侧能够观测到明显的场强衰减（与中值相比，衰减超过10 dB）。

在障碍物的阴影侧，当接收机向远离发射机的方向移动时，场强值会遵循一个上升的趋势，场强在不规则地形附近的这种特性，会随着到发射机的距离而变化，Ott [44]对此进行了解释，Wait [59]以前把它当作直接衍射线和沿表面传播衍射线的相长干涉进行了预测。

按照例子的分析，测得的下一个场强下降在109.5 km处，该场强下降是由第二个较低的障碍物引起的，该障碍物不是很高（高 $\lambda/4$ ，这里 λ 为221 m），但非常接近于接收机位置。障碍物离接收机位置的距离比较近看来是一个非常有影响的参数，不规则地形远侧（朝向接收机）的坡度是路径损耗的主要决定因素，路径损耗在不规则地形离接收机比较近的时候很可能出现。

由明显的障碍物产生的场强衰减主要取决于两个参数[67]:

- 障碍物与接收机位置之间的距离d;
- 障碍物在发射机与接收机之间视线以上的高度h。

在一个特定的被遮挡的接收机位置, 地形障碍物越高, 障碍物和接收机位置之间的距离越近, 场强越小。在这一点上, 当障碍物高于 $\lambda/2$ 时, 能观测到明显的衰减。当障碍物在接收机的附近时, 低于 $\lambda/2$ 的障碍物也能引起相当大的场强下降。

在MF频段由于不规则地形产生的附加场强损耗遵循与障碍物高度h的正向对数趋势, 与距离d的负向对数趋势, 如下面方程式所示。

$$L_{Irr}(dB) = (-17.2 \cdot \log_{10}(d) + 25.1) \cdot (\log_{10}(2.84 \cdot h)) \quad (44)$$

其中:

L_{Irr} : 地形不规则产生的损耗 (dB)

d : 障碍物和接收机之间的距离 (km)

h : 障碍物在发射机和接收机之间视线以上的高度 (以波长数计)。

由地形不规则产生的损耗(L_{Irr})应从以上章节中描述方法获得的场强数值中减去, 对数自变量中小于1的数值应不予以考虑, 当d的数值大于25 km并且障碍物的高度低于 2λ 时, L_{Irr} 可以忽略。

如果路径轮廓包含数个有代表性的不规则地形 (相对于波长), 应只考虑由最明显的遮挡产生的最大衰减值, 这与许多简单的多重棱衍射损耗计算方法采取的方法类似, 例如: Epstein-Peterson、Deygout、Bullington和Giovaneli。

15 多建筑物区内的局部效应

当表面波遇到多建筑物区时, 其传播特性会因大型建筑物的存在而改变, 这些大型建筑物局部电传导或者会遮挡正常的传播。这样的建筑物, 与波长相比尺寸大但导电低, 会引起当地环境下场强的有效幅度减小。对于规划而言, 出现局部变化会影响服务质量, 因而可能会妨碍获得令人满意的、可实现良好接收的范围, 特别是对于数字广播业务, 该业务会从质量良好突然转变为没有信号。因此, 为了考虑克服各种接收减损所必需的传输功率增加, 这些局部变化的特性对于系统规划者而言十分重要。

在城市内开放的地方、区域和宽阔的街道上进行的测量已经显示, 在信号的平均电平明显减少的同时 (相对于在农村地区、离发射机同样的距离), 场强的标准偏差增加大约5 dB。城市不同地区的标准偏差各不相同-范围从1.7到5 dB, 平均 $\sigma = 3.5$ dB。

15.1 深入密集多建筑物区内的测量

在高建筑物的院子里测量从农村的发射机进入密集多建筑物区的信号，显示信号电平会急剧地减少15-20 dB；然而，这样的案例还不够多，不能得出统计上的有效结论，只能认为该标准偏差至少为6-8 dB。

图30至33所示的是在一条穿过莫斯科及其郊区的路径上测量得到的，多建筑物区内四个频率上场强的变化情况。在所有的情况下，城区内的信号电平均以无序的方式变化，在较低的频率，信号电平分布的标准偏差为3-4dB，在较高的MF频率，多建筑物区内测量结果的分布用图32和33中的虚线表示，其标准偏差为7-10 dB。

图34所示的是在圣保罗[60]获得的类似结果。

移动接收时受到这些局部减少影响的距离百分比完全取决于接收环境，主要是在城市地区。城市接收时已经观测到该百分比从10%（西班牙马德里）到18%（印度德里），在农村地区移动接收的百分比能达到3%或更低。

描述城市传播的特征需要识别、量化产生长期和短期空间场强变化的原因，出于这一目的，分析时必须去除距离对发射机和高程轮廓特性的影响。

为了评估采用移动接收的DRM（全世界数字无线电广播）系统，已经基于四个不同测量活动收集到的数据开展了广泛地分析[61]，那些测量活动覆盖了整个MF频段（666、810、1 060和1 260 kHz），在不同的城市接收环境下进行：墨西哥城（墨西哥）、新德里（印度）和马德里（西班牙）。这些城市具有截然不同的城市特性，是值得注意的不同类型城市环境的代表。为了对城市影响进行有代表性的全面分析，对总共96条随机路线（超过500 km）进行了测量和分析。

图30
频率为171kHz时多建筑物区内的场强变化

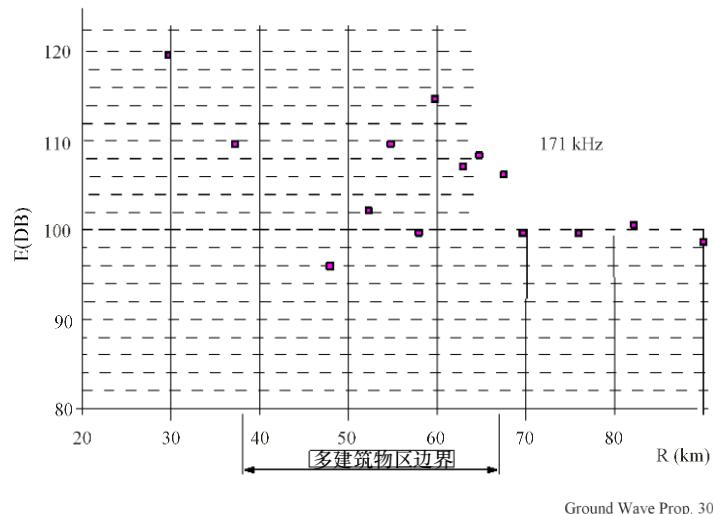


图 31
频率为549kHz时多建筑物区内的场强变化

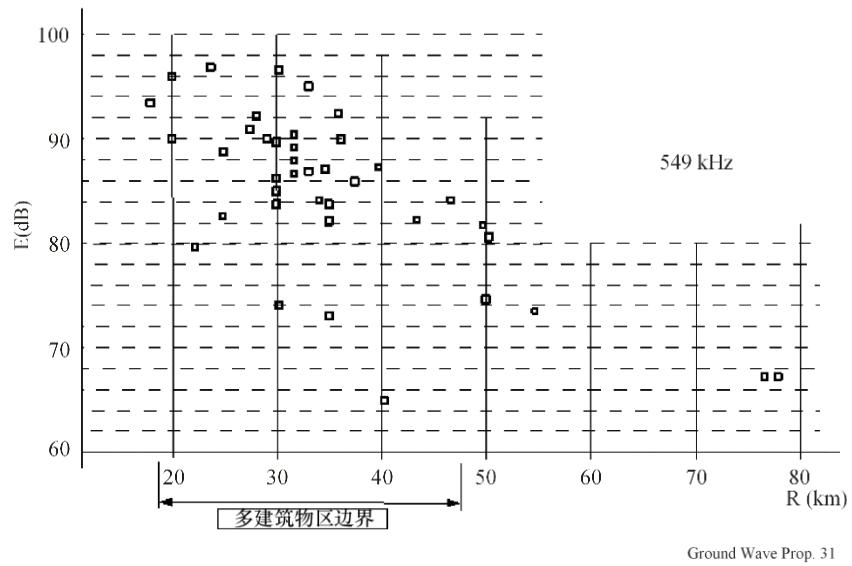


图32
频率为846 kHz时多建筑物区内的场强变化

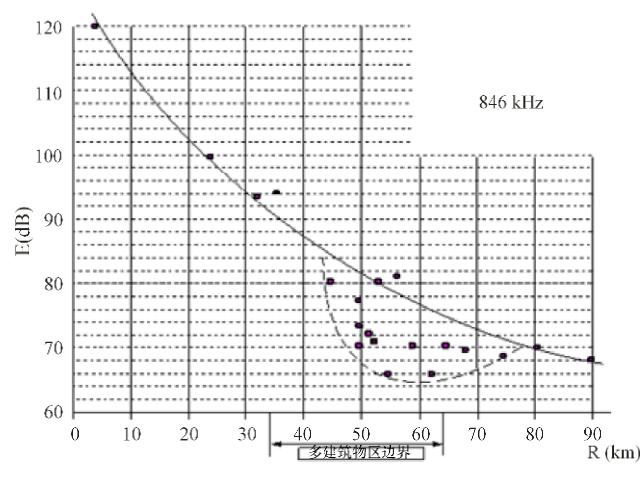
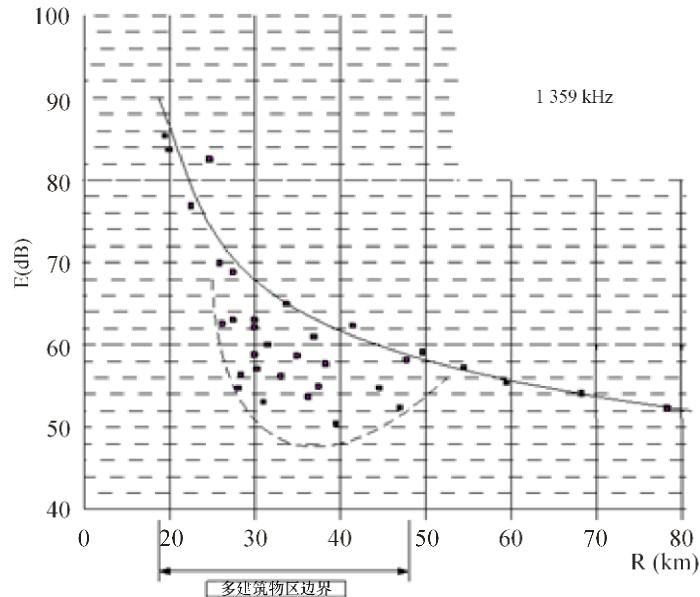
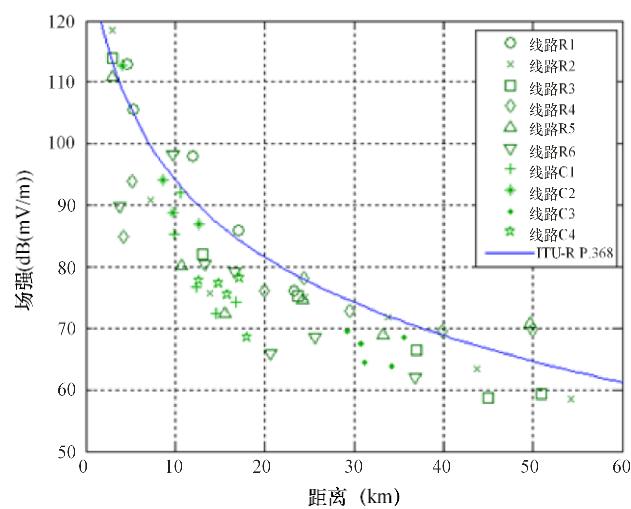


图33
频率为1359 kHz时多建筑物区内的场强变化



Ground Wave Prop. 33

图34
与ITU-R P.368建议书的预测相比，频率为1210 kHz、在圣保罗的11条路线开展测量



Ground Wave Prop. 34

还在HF频段[42]进行了测量，如图35至38所示。在每一幅图中，上半部分显示场强随着距离的变化，而每一幅的下半部分，显示的是测量结果的标准偏差。不幸的是，在大多数情况下，均无法准确地知道天线的方向特性，并且已经以扇区为基础进行了增益校正。

在大约100至700 m之间的近距离时, 与距离的相关性接近于反比, 但在大约100 m至10 km之间时, 该相关性非常接近于平方反比律; 当接近于城市的边缘 (距离发射机10-24km) 时, 该相关性会再次变得较为水平。

图35

频率为14 MHz、接近于城市时,
场强随着距离的变化

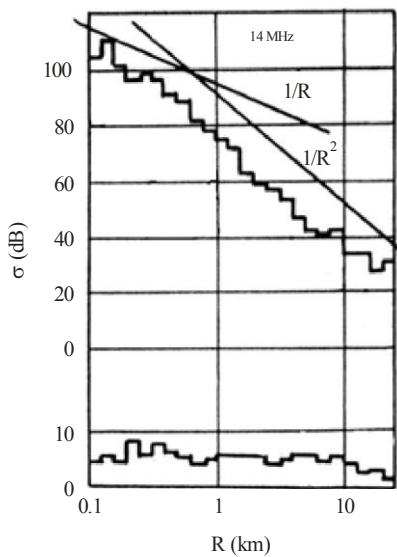
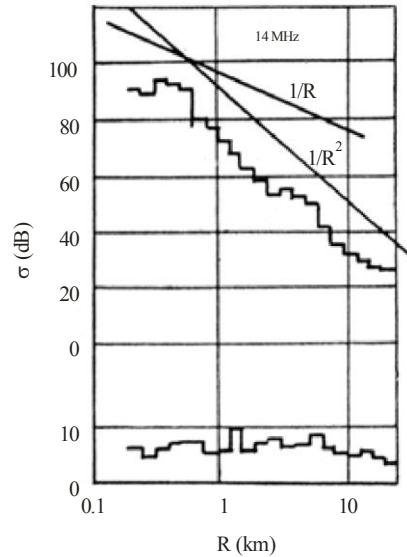


图36

频率为14 MHz、接近于城市时,
场强随着距离的变化



Ground Wave Prop. 35

图37

频率为7MHz、接近于城市时,
场强随着距离的变化

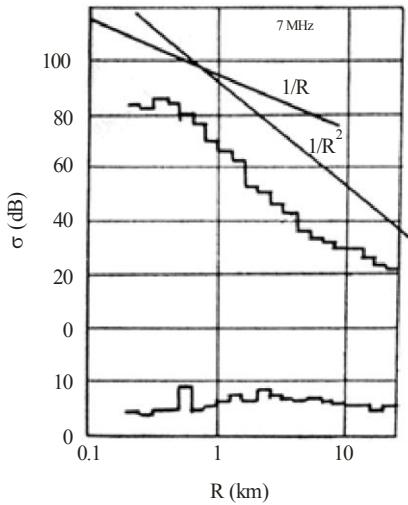
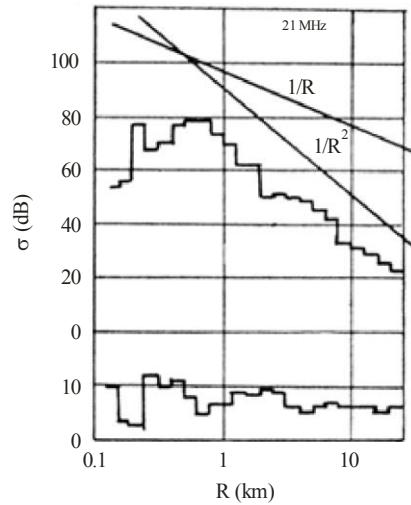


图38

频率为21MHz、接近于城市时,
场强随着距离的变化



Ground Wave Prop. 37

15.2 城市环境下发射频率影响

尽管[62]已经强调了发射频率对于农村接收广播业务的场强变化的重要性，但仍没有获得这个问题的经验性特性描述。图28以及图30至33显示了在相同的发射和接收条件下记录的以分贝计的场强均值差，例如，对于两种不同的发射频率（810 kHz 和 1 260 kHz），在任何情况下，每个接收地点在 810 kHz 时的场强数值都要大于在 1 260 kHz 时记录的那些数值。

据计算，场强差在 6 到 28 dB 之间，其中大多数在 6 至 16 dB 之间，取决于被测量区域的具体城市特性，差值大于 20 dB 的情况对应于存在最高建筑物的位置。

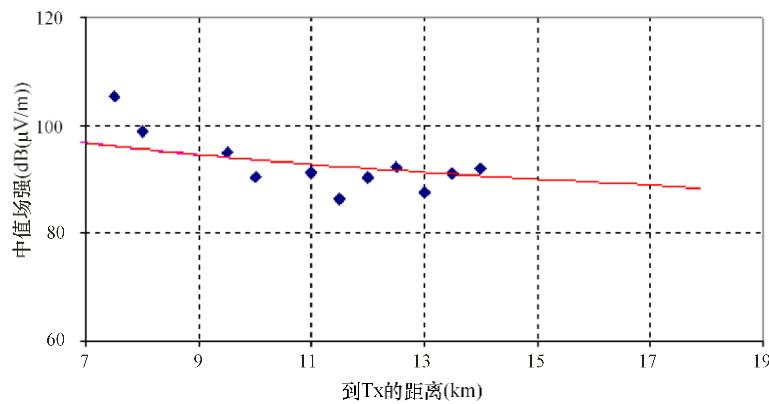
15.3 场强的大规模变化

空间长期分量的变化是由城市因子引起的，该因子的特点是大小与广义的Lee方法给出的求平均数窗口的最佳值 $2L$ 同一数量级，根据在以前章节中描述的结果，在 221 m (1 359 kHz) 至 370 m (810 kHz) MF 广播频段，适合于城市接收的求平均数窗口长度与波长相对应。

大规模变化的主要原因被认为是街道宽度在信号接收期间的变化[63]、[64]，为了量化由城市接收产生的场强损耗，提出了包含三个步骤的过程。首先，根据街道的宽度，对现场试验得到的结果进行分类，估算本地平均值；其次，将最宽街道的平均值与来自ITU-R P.368建议书的传播曲线进行比较；最后，评估在窄街道中接收产生的附加损耗。

为了量化出现的长期变化，选择具有八条以上车道的宽街道作为参考，图39所示的是由马德里现场试验（频率为 1 260 kHz）的测量结果估算得到的本地中值，可以观测到，在这种情况下接收到的场强值接近于按照ITU-R P.368建议书传播曲线估计得到的值。

图 39
与ITU-R P.368建议书的曲线相比，宽街道中本地平均的场强中值



对由窄街道中接收产生的长期分量的附加损耗进行评估，表4所示的是参考接收情况（包括八个以上车道的宽街道）和更窄街道之间的平均差。

附加损耗的值与城市环境的不均匀程度有关，一方面，与发射频率有关，另一方面，根据观测，马德里（该城市显示为最不均匀的环境）提供了最高的损耗值，频率为 1 260 kHz 时的损耗几乎是频率为 810 kHz 时损耗的两倍。

表4
相对于ITU-R P.368建议书的曲线，不同接收情况下的空间变化

城市-频率(kHz)	中等宽度街道	窄街道
	MED ± STD DEV (dB)	MED ± STD DEV (dB)
德里 - 666	4 ± 1	N/D
马德里 - 810	6 ± 4	12 ± 6
墨西哥城 - 1060	3 ± 3	9 ± 5
马德里 - 1260	11 ± 6	19 ± 8
马德里 - 1359	N/A	N/A

16 小规模的场强空间变化

电力线、大型建筑物或者金属结构的存在可能会增加场强，与开放区域内的场强相比，场强增加可能达到10 dB，或者偶然减少15 到20 dB；这种不定性可以用发射机、金属结构和测量场强地点的相互布置的各种变化来解释。

表5所示的是由在接收机附近存在的大型建筑物产生的偶发性衰落深度的经验性中值，测量采用垂直电场天线，场强出现变化所经过的距离构成了空间衰落，即移动接收受到影响的距离，从一辆正在移动的车辆来看，好像暂时衰落一样。

表5
场强变化的衰落深度和衰落长度

设施	宽度 (m)	衰落深度 (dB)
公路 或 道路立交桥	18-24	23.1
	14-16	12.6
	10-12	9.8
	6-9	8.3
	全部	9.1 (平均值)
人行天桥	2-3	6.5
标志桥	-	5.1

17 室内传播

无线电信号经过并进入建筑物传播后的衰减对于无线电系统的性能有着重要的影响，通常要对建筑物穿透损耗进行建模，以便计算相对于室外信号电平的附加衰减，并且为了对信号在其中值附近的变化进行量化，需要描述室内信号空间变化的特征。

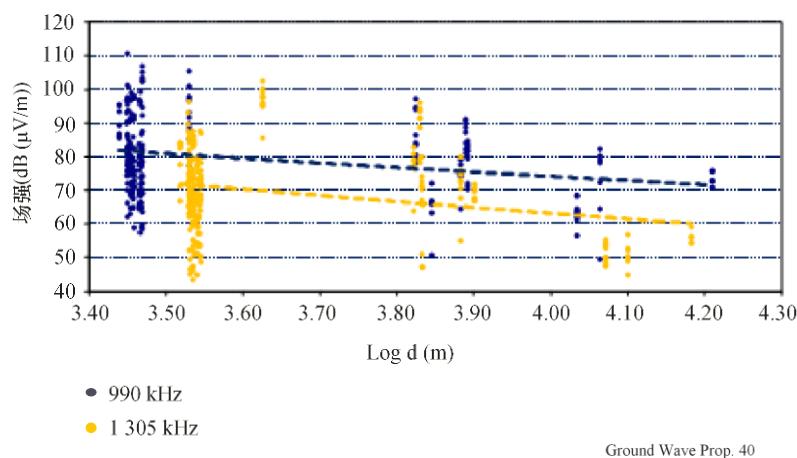
已经基于西班牙北部城市室内场所的大型数据库，在六个不同的频率（612、639、990、1 197、1 305和1 602 kHz）上对MF频段室内无线电信号白天接收的特性进行了描述[65]，室内测量在21栋建筑物内开展、位置总数达360个，为了量化建筑物穿透损耗，还沿着两栋建筑物的周边在每一层进行了110次室外测量。

现场试验以对现有的调幅（AM）商业传输的测量为基础，尽管如此，其结果应直接用于数字系统，原因是加性高斯白噪声（AWGN）信道被认为适合于在没有时间和频率分散情况下MW频段地波白天的传播，因而该信道应该是固定不变的。

由于在室内环境下较高频段进行的其它许多测量程序中已经观测到了较大的空间变化，即使在相隔几米的室内地点。作为一个直观的例子，图40所示的是当频率为990 kHz和1 305 kHz时，在不同建筑物内的多个室内地点上得到的随距离而变化的中间场强能级。

图40

频率为990和1 305 kHz时室内场所的中间场强能级



可以看出，在同一建筑物内拥有最低场强值和最高场强值的地点之间，空间变化会很大，其差额达到50 dB。实际上，已经观测到在MF频段室内中间场强能级服从对数正态分布，其标准偏差 σ 较高、达11.8 dB。

还可以观测到室内场强能级随着到发射机的距离以及发射频率而减少，然而，时间变化可以忽略，因为时间标准偏差小于1 dB。

为了量化在MF频段建筑物的穿透损耗，对于西班牙北部两栋建筑物的每一层，都计算了在相同高度上建筑物周边以外地方的场强中值与建筑物内部所有位置的场强中值之差。

还在莫斯科市建筑物内部的门口和电梯内开展了测量，这些测量显示额外的信号减少达到8和20 dB，在电梯的金属舱内信号减少达到40 dB [67]。

由于室外的和室内的空间变化都很大，不同楼层和频率得到的建筑物穿透损耗相差很大，并且没有任何清晰的趋势。对计算得到的、适用于马德里市内被分析建筑物的建筑物穿透损耗取平均（每一个楼层和频率），可分别得到数值5.9 dB和7.5 dB，于是建议以平均值6.7 dB来量化MF频段建筑物的穿透损耗。

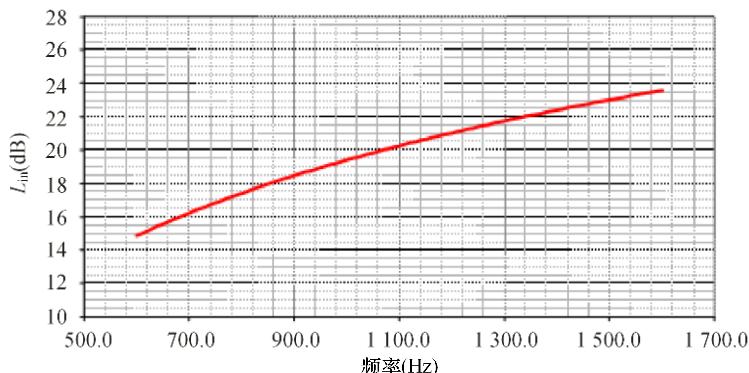
室内信号电平可以用室外预测的场强值减去建筑物穿透损耗来预测，然而，对于没有障碍物情况下的地波传播，现在提出了采用一种备选的预测模型，以便作为ITU-R P.368建议书提出的场强能级的参考。

除了由ITU-R P.368建议书中地波传播曲线给出的那些数值以外，还计算了各个地点的室内损耗，并且采用线性回归来预测随频率而变化、以MW计的室内损耗[66]：

$$L_{indoor}(dB) = -42.1 + 20.5 \cdot \log(f(kHz)) \quad (45)$$

相对于ITU-R P.368建议书中地波曲线，根据上面的预测公式可计算得到 L_{indoor} 损耗在 600 kHz 时的大约 15 dB 到 1 600 kHz 时的大约 24 dB 之间变化，如图 41 所示。

图 41
相对于ITU-R P.368建议书中地波传播曲线的室内损耗



Ground Wave Prop. 41

为了验证 L_{in} 预测方程式，在马德里的七栋建筑物内开展的一些室内DRM信号测量中应用了该公式，得到了1.2 dB相对较低的平均预测误差。

因此，建议用ITU-R P.368建议书中给出的场强减去相应的 L_{in} 值来预测在50%的地方会超出的室内场强中值，如下：

$$E_{indoor}(dB\mu V / m) = E_{ITU-R P.368}(dB\mu V / m) + 42.1 - 20.5 \cdot \log(f(kHz)) \quad (46)$$

于是，对数正态分布应采用标准偏差 $\sigma = 11.8$ dB，以便计算在其它百分比的地方会超出的室内场强中值。

第5部分

18 测量方法**18.1 场强计**

ITU-R SM.378建议书中考虑了场强测量技术，在国际电联关于频谱监测的手册中有更为详细的讨论。该建议书指出单一测量将会存在一些不确定性，其测量准确度为 ± 2 dB。

由于在有缺陷的环境下测量磁场强度受到的干扰较少，因此采用环形天线进行测量比较合适（见第12节），这种用途的商业仪器标定通常从磁场强度转换为电场强度。

一个例外的情况是在有遮挡的环境下开展测量来评估使用电场天线的接收系统（例如汽车收音机）性能的时候。

应注意选择最好的测量地点，能够代表该环境，尽可能地远离树木、垂直传导设施和建筑物以及架空线路。场强的小规模变化可以通过开展一些就近测量、选择中值来加以弥补。

采用具有环形天线的便携式测量仪器时，可能最有效的方法是转动环形天线直至找到零点，然后将该天线转动90度得到最大读数，应寻找至少达到20 dB的峰值与最小值之比，比较差的零点可能表示该位置存在着特别的问题，在非常良好的位置，峰值与最小值之比有时会达到40 dB。

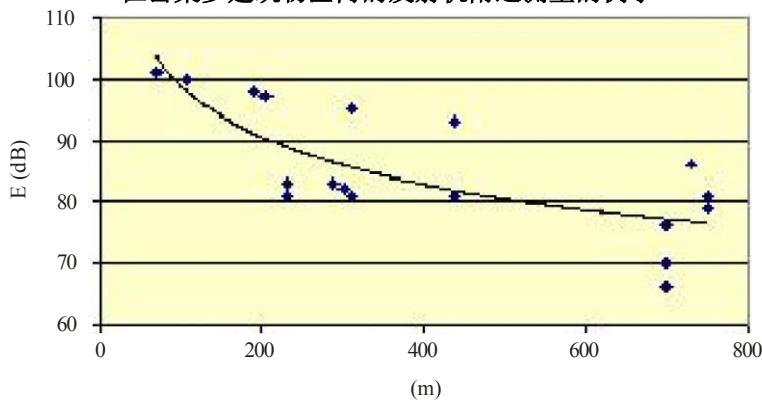
18.2 辐射功率测量

场强测量可以在稍微超出近场影响比较大的范围的地方，距离发射天线约1km。由于在多建筑物区内寻找一个好的测量位置比较困难，应进行大量的测量、寻找中值。如果这些测量位置到发射机的距离各不相同，则应根据场强与距离的反比关系对测量结果进行修正，然后测量中值应与1km处的数值109.5 dB (1 μ V/m)（即在1km处为300 mV/m）进行比较，该数值是emrp为1kW时的场强。

在密集的多建筑物区内，附近建筑物遮挡的影响相当大，图42是在1 200 kHz开展这样测量的例子，此时，发射天线位于两栋高层建筑物之间，这些测量结果的标准偏差为6.6 dB [67]。

图42

在密集多建筑物区内的发射机附近测量的例子



Ground Wave Prop. 42

18.3 有效大地导电率的测量

18.3.1 衰减法

在已经确定了辐射功率的情况下，可以增加到发射机的距离开展测量，然后将这些测量结果归一化到1 kW的emrp，将结果的趋势与ITU-R P.368建议书中（或者来自GRWAVE）的曲线进行比较来得到有效导电率。如果在曲线上有一个清晰的不连续点，则可以采用Millington法。

由于测量会经历本地的变化，并且传播取决于表面以下的地质概况，因此运用技术手段确定有效导电率的小规模变化会比较困难。

DeMinco *et al.* [68]描述了一种如何使用两个单极天线之间诺顿表面波传播测量来确定测量地点土壤的大地常数的方法，该报告还包含了适用于诺顿表面波的简化方程式，天线为架设在地平面上的单极天线，此时整个天线组合直接放置在大地上，从而只发射表面波。在测试地点从30至915 MHz整个频段上开展测量，以便确定介电常数和导电率。

18.3.2 反射系数法

在进一步的报告中，DeMinco [69]描述了一种如何使用测量得到的反射系数和多层分析来确定多层地球的大地常数的方法，测得的数据包含在这两份报告中，该报告显示了土壤电场穿透深度的方程式和曲线及其对地波传播的影响。

该报告还讨论了传播损耗对于大地导电率和介电常数的灵敏度。作为分析工作的一部分，采用ITS未受干扰的场模型[27]开展了研究工作，以便确定传播损耗对于导电率和相对介电常数变化的灵敏度，发射机和接收机天线的高度设为零，分析和测量时的距离范围从2到250米，涵盖了30至915 MHz频段。在这些近距离以及这个频率范围内仍存在大量的表面波，甚至在915 MHz频率上。可以确定的是对于低导电率，损耗的数值非常取决于相对介电常数的数值，但是对于较高的导电率数值，损耗与相对介电常数的相关性较小，尤其当频率低于150 MHz时。当频率低于150 MHz时，损耗显现出取决于导电率。当频率高于150 MHz时，传播损耗与导电率的相关性可以忽略，但与相对介电常数的相关性非常明显。

18.3.3 波前倾斜法

波前倾斜测量法（实际上难以应用）取决于测量采用适当安装的杆状天线，电场矢量主轴向前倾斜的角度 α 以及椭圆短轴与长轴之比 a ，Eaton [70]描述了该方法，Eaton在[70]中指出该方法需要严格的测量和非常平坦均匀的地形。

19 表面波相位[71]

19.1 引言

表面波相位的稳定性对于一些无线电导航系统很重要。

可以方便地将地波的相位 Φ 定义为初始相位与副相位 Φ_s 之和，在距离发射机 d 处，地波的相位可以写为：

$$\Phi = nkd + \Phi_s$$

其中, n 是大气折射率的表面值, $k = 2\pi/\lambda$, 这里 λ 是自由空间波长。在这个方程式中, 副相位 Φ_s 单位为弧度。

然而, 在大多数应用中, 它按照下式表示为以毫秒的相位延时:

$$t_s = \frac{\Phi_s \cdot \lambda}{2\pi \cdot 300} = \frac{\Phi_s \cdot 10^6}{2\pi f_{\text{Hz}}}$$

其中:

t_s : 副相位延时 (μs)

Φ_s : 副相位 (rad)

λ : 波长 (m)

f_{Hz} : 频率 (Hz)。

19.2 光滑均匀地面

副相位计算的基本起点是光滑均匀地面上方的地波传播理论[72], 采用与地波振幅计算相同的方法。为了将这一基本方法扩展至更加一般的情况, 按照通用表面阻抗将计算公式化是非常有用的[73]。

19.3 副相位扰动

在3 MHz以下的频率, 光滑均匀地面理论能够用于计算海洋路径(包括那些有巨浪的海洋)上方地波的相位, 其准确度能达到导航系统的要求, 然而在陆地路径上, 副相位会因沿该路径的电气特性、地形不规则和表面以下各层的变化而改变[74], 已经提出了多种方法来预测由这些因素产生的副相位扰动[75]。

19.4 非均匀路径

当沿着路径的电气特性或者表面阻抗改变时(例如, 在陆地-海洋边界), 地波的振幅和相位均会出现相应的突变。这种情况下的相位可以采用Millington-Pressey法计算[76], 该方法完全类似于用来计算非均匀路径上方地波振幅的Millington法, 如果该公式中的振幅用相应的均匀地面相位代替, 则可以采用Millington法计算两段路径上地波信号的相位。

当地球的电气特性在不同方向各不相同时, 波前会向导电率最低的区域弯曲, 这可能会给测向系统带来难题。

19.5 地形不规则

当地形存在严重的不规则时, 为了提供导航应用所需的准确度, 采用积分方程的方法来计算地波相位更为有效。

图43所示的是计算方法和实验测量的比较[59]，路径显示跨越了海平面以下100m的加利福利亚死亡谷和内华达山脉，测量点用符号（I）表示，实线采用积分方程方法计算得到，虚线采用两层光滑地面有效阻抗模型的Millington-Pressey法计算得到。

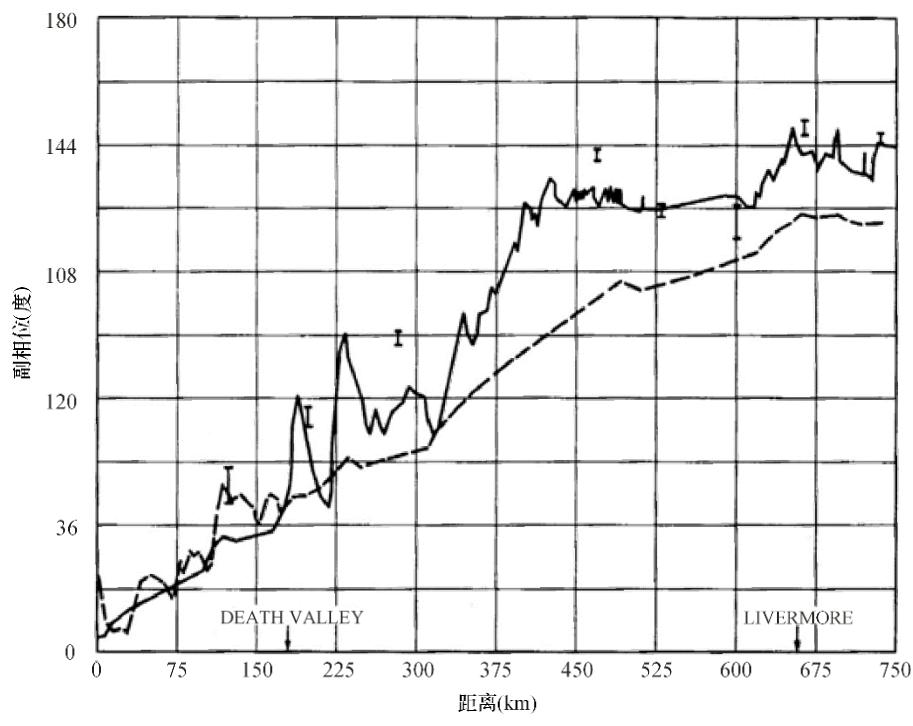
频率为100 kHz时，36度的副相位相当于1 μ s（见上面第19.1节）

19.6 气象的影响

对罗兰-C信号稳定性的多项研究已经显示出与 $\pm 0.5 \mu$ s的到达时间变化量相对应的相位变化[77]、[78]，这些变化量具有每日的和长期的特性，与大气折射率的干燥期间梯度变化相关。长期变化与沿着测量路径的天气锋面的转变相关。

图43

测量得到的和计算得到的美国西海岸罗兰-C系统的相位比较



Ground Wave Prop. 43

附件 1

广义的Lee方法

Lee方法[79]、[80]是确定信号变化长期分量的局部平均值的一项参考技术，该技术的描述见ITU-R SM.1708建议书，也可见CEPT报告[81]。

局部平均值可以通过对一系列场强瞬时测量值 $r(x)$ 取连续平均来评估，为了实现评估，有必要确定三个不同参数的适当值：

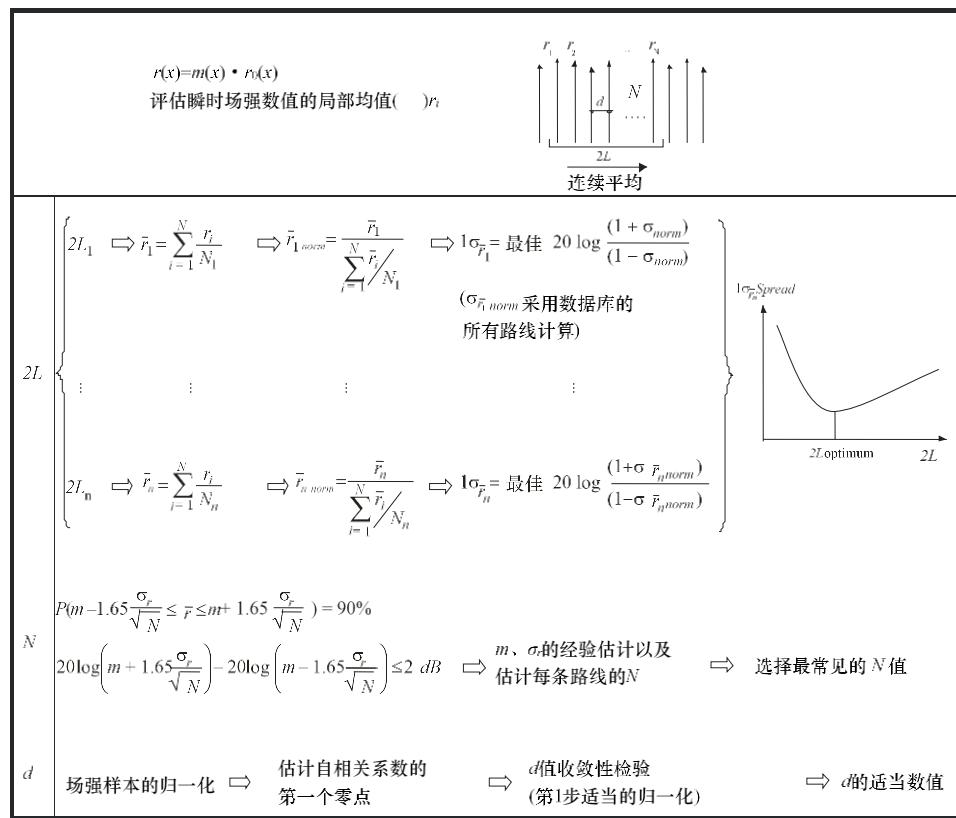
- 求平均值的窗口 $2L$ 或者考虑应在点 x （计算场强均值的点）附近的距离；
- 以一定置信水平计算局部平均值所需要的、每个 $2L$ 间隔内独立样本的最小数量 N ；
- 连续样本之间确保样本不相关的最小距离 d 。

局部平均值可通过对求平均值的窗口 $2L$ 内最小数量 N 个不相关的样本（连续样本之间的距离为 d ）求平均来估算。

Lee [79]、[80]、[82] 和后来的 Parsons [83]从理论上计算了对于特定的瑞利传播信道和UHF频段（对于VHF频段有一些特别的说法[80]），这些参数的适当数值。然而，得到的数值和计算它们的方法均无法推广到其它的接收条件。

[84]已经规定了广义的Lee方法来确定在任何接收条件（频段、接收环境和传播因素）下这些参数的数值，该方法的概述见图A1。

图A1
广义的Lee方法概述



Ground Wave Prop. A1

适合于MF频段的该方法参数的值

应用广义的Lee方法需要针对被研究的频段和接收环境选择上述参数($2L$ 、 N 和 d)的适当数值，从一组测量活动[85]、[86]可以得到在MF频段接收信号的情况下这些参数的数值[72]、[87]、[88]、[89]。表A1包含了在三种不同类型环境下得到的测量结果的汇总：农村、城市和郊区。

表A1
MF频段和不同接收环境下广义的Lee方法参数的参考值

参数	接收环境		
	农村	郊区	城市
$2L$	$0.9\lambda - 2.1\lambda$	$0.9\lambda - 2.1\lambda$	λ
d	0.17λ	$0.14\lambda - 0.16\lambda$	0.05λ
$N^{(1)}$	8	11	20

注1—针对1 dB的最大误差(距离实际的平均值)和90%的置信水平得到 N 值。

在所有的情况下，均有可能在求平均值的窗口 $2L$ 内取一个最小的样本数 N ，满足针对不相关样本之间距离 d 的要求($N \cdot d \leq 2L$)，使用这些数值能确保对场强局部变化取适当的平均。

20 参考文献

- [1] Sommerfeld, A.: 'The propagation of waves in wireless telegraphy', *Ann. Phys.*, 1909, 28, p.665.
- [2] Norton, K.A.: 'The propagation of radio waves over the surface of the Earth and in the upper atmosphere. Part 1', *Proc. Inst. Radio. Eng.*, 1936, 24. pp. 1367-1387.
- [3] Norton, K.A.: 'The propagation of radio waves over the surface of the Earth and in the upper atmosphere. Part 2', *Proc. Inst. Radio. Eng.*, 1937, 25. pp. 1203-1236.
- [4] Van Der Pol, B., and Bremmer, H.: 'The diffraction of electromagnetic waves from an electrical point source round a finitely conducting sphere', *Philos. Mag. Ser. 7*, 1937, 24, pp. 141-176 and pp. 825-864; 1938, 25, pp. 817-834; and 1939, 26, pp. 261-275.
- [5] Norton, K. A.: 'The calculation of ground-wave field intensity over a finitely conducting spherical Earth', *Proc. Inst. Radio Eng.*, 1941, 29, pp. 623-639.
- [6] Millington, G., 1949, 'Ground-wave propagation over an inhomogeneous smooth earth', *Proc. IEE*, 96, 53.
- [7] Hufford, G.A. 1952, "An integral equation approach to the problem of wave propagation over an irregular surface", *Quart. Appl. Math.*, 9, 391.
- [8] Ott, R.H., and L.A. Berry, 1970, 'An alternative integral equation for propagation over irregular terrain', *Radio Sci.*, Part 1, 5(5), pp. 767-771.
- [9] Hill D.A. "Ground-wave propagation over Forested and Built-up Terrain" NTIA Report 82-114, Dec 1982.
- [10] DeMinco, N. "Automated Performance Analysis for Ground-Wave Communication Systems," NTIA-Report 86-209, Dec. 1986.
- [11] DeMinco, N "Ground-Wave Analysis Model for MF Broadcast Systems," NTIA-Report 86-203, Sept. 1986.
- [12] Kissick, W.A., *et al.*, "Measurements of LF and MF Radio Propagation over Irregular, Inhomogeneous Terrain," NTIA-Report 78-12, Nov. 1978.
- [13] Hoffman J. R., *et al.*, DGPS Field Strength Measurements at a GWEN Site," NTIA-Report 98-346, April 1998.
- [14] Ott, R. H. *et al.*, "Ground Wave Propagation Over Irregular, Inhomogeneous Terrain: Comparisons of Calculations and Measurements," NTIA Report 79-20, May 1979.
- [15] Adams, J. E., *et al.*, "Measurements and Predictions of HF Ground Wave Propagation over Irregular, Inhomogeneous Terrain, "NTIA-Report 84-151, July 1984.
- [16] DeMinco, N, "Medium Frequency Propagation Prediction Techniques and Antenna Modeling for Intelligent Transportation Systems (ITS) Broadcast Applications," NTIA-Report 99-368, Aug. 1999.
- [17] DeMinco, N, "Propagation Prediction Techniques and Antenna Modeling (150 to 1705 kHz) for Intelligent Transportation Systems (ITS), IEEE AP Magazine, AP Vol. 42, No. 4, Aug. 2000, pp. 9-34.

- [18] Rotheram, A.S.: 'Ground-wave propagation. Part 1 Theory for short distances', *IEE Proc, F*, 1981, 128, pp. 275-284.
- [19] Rotheram, A.S.: 'Ground-wave propagation. Part 2 Theory for medium and long distances and reference propagation curves', *IEE Proc. F*, 1981, 128, pp. 285-295.
- [20] Rotheram, A.S.: 'Ground-wave propagation', *Marconi Rev.*, 1982, 45, (1), pp. 18-48.
- [21] Causebrook, J.H., 1977, 'Groundwave propagation at medium frequency in built-up areas'. BBC Engineering Research Department Report RD 1977/25.
- [22] Causebrook, J.H., 1978, 'Medium-wave propagation in built-up areas', Proc. IEE, Vol. 125, 9, pp. 804-808.
- [23] Bremmer, H.: *Terrestrial Radio Waves* Elsevier, 1949.
- [24] Picquenard, A. "Radio Wave Propagation", New York: John Wiley and Sons, 1974, p. 80.
- [25] Craig K.H. "Clear Air Characteristics of the Troposphere", in "Propagation of radio waves" 2nd ed, ed Barclay L W, 2003 ISBN 0 85296 102 2, Chapter 7.
- [26] "Ground wave propagation in an exponential atmosphere", CCIR Report 714-2, 1990.
- [27] DeMinco, N "Propagation Loss Prediction Considerations for Close-In Distances and Low Antenna Height Applications," NTIA-Report TR-07-449, July 2007.
- [28] Кашпровский В.Е., Кузубов Ф.А., "Распространение средних радиоволн земным лучом" (Kashprovsky V.E., Kuzubov F.A., "Propagation of medium waves by terrestrial ray"), "Svyaz", 1971, 220 pages.
- [29] Feinberg, E.L., "Propagation of radiowaves along a terrestrial surface" Iss AS USSR M 1961, p.546.
- [30] Millington G, 1949, Nature 163 p. 128.
- [31] Millington G. and Isted G.A. 1950 "Ground-wave propagation over an inhomogeneous Earth, Part 2 Experimental evidence and practical implications", Proc. IEE, 97, 209.
- [32] Hoffman, J.R., *et al.*, "Field Strength Measurements of DGPS and FAA Beacons in the 285 to 315 kHz Band," NTIA-Report 97-337, June 1997.
- [33] Damboldt Th. 1981 "HF ground-wave field strength measurements on mixed land-sea paths", IEE 2nd Int Conf Antennas and Propagation, Heslington, York, UK; IEE Conf Proc No. 195.
- [34] Barrick, D.E., (1971a), "Theory of HF and VHF propagation across the rough sea, 1, The Effective Surface Impedance For A Slightly Rough Highly Conducting Medium At Grazing Incidence", Rad. Sci., V6, pp 517-526.
- [35] Barrick, D.E., (1971b), "2. Application to HF and VHF propagation over the sea", Rad. Sci., V6 pp 527-533.
- [36] Phillips, O.M. (1957): "On the generation of surface waves by turbulent wind", J. Fluid Mech., Vol.2, pp. 417-445.
- [37] Furutsu, K. Radio Science vol 17 pp 1037-1050, 1982.

- [38] J.M. Pielou, J.D. Milsom and R N Herring "HF ground wave propagation from a cliff top site" IEE Conf ICAP87, p103, 1987
- [39] Chernov Yu. A., Zhiltsov A.U. "The Statistical characteristics of a terrestrial wave in a range LF-MF", "Radiotekhnika", 1997, № 2, PP. 41-45.
- [40] Stratton G.A., "The Theory of electromagnetism", "Gostekhizdat", 1948.
- [41] Chernov Yu. A. "Distribution of average radiowaves in urban environment", Trudy NIIR, 2004, PP. 131-136.
- [42] Buchatskaja G.B. "An experimental research of distribution of a field HF-waves in city for a transmitter, located within the limits of this city", Trudy NIIR, 1989, № 4, PP. 14-19.
- [43] Bown, R. Martin, D.K. and Potter, R.K. "Some Studies in Radio Broadcast Transmission" 1924, Proc IRE V12 pp. 57-131.
- [44] Bown, R and Gillett, G.D., "Distribution of radio Waves From Broadcasting Stations Over City Districts" 1924, Proc IRE V12 pp. 395-409.
- [45] Barfield, R.H. and Munro, G.H. "The Attenuation of Wireless waves Over Towns", 1929, Proc IEE, V67, pp. 253-270.
- [46] Naismith, R. "Field Strength Measurements on Daventry 5XX", 1931, Proc IEE V69 pp. 881-890.
- [47] Causebrook, J.H "Medium-wave propagation in built-up areas", 1978, Proc. IEE, V125, pp. 804-808.
- [48] Luo Lichen, "A New MF and HF Ground-wave Model for Urban Areas", 2000, IEEE Antennas and Prop. Mag, V42, pp. 21-32.
- [49] Gracely, F.R. " Temperature Variations of Ground-Wave Signal Intensity at Standard Broadcast Frequencies ", Proc. I.R.E., April, 1949, pp. 360-363.
- [50] Gerber W. and A. Werthmüller, Ueber die vegetabile Absorption der Bodenwelle, Techn. Mitt.T.T., Sw., 1945, №1, 12-19.
- [51] Chernov Yu. A. "Seasonal changes of a field intensity of a ground wave in day time in LF and MF bands" Trudy NIIR, 2005, pp. 109-115.
- [52] Захаренко В.Н., "Влияние вариаций электропроводности подстилающей поверхности на амплитуду напряженности земной волны диапазонов СВ и ДВ", Электросвязь, 1992, №1, pp. 34-35. [V.N. Zakharenko, "Influence of variations in electroconductivity of a ground surface on amplitude of intensity of a ground wave signal in the MF and LF bands", Elektrosvyaz, 1992, №1, pp. 34-35.
- [53] Recommendation ITU-R P.1321-3.
- [54] Чернов, Ю.А, Цифровое радиовещание до 30 МГц: иллюзии и реальность. Часть 2. Длинные и средние волны. Темное время суток, Электросвязь, 2012, №2. (Yu. Chernov, Digital broadcasting up to 30 MHz: illusions and reality. Part 2. LW and MW. Dark time of day, Electrosvyaz, 2012, № 2.).
- [55] Causebrook J H and Tait B, 1979, "Ground Wave propagation in a realistic terrain" BBC Research Dept Report RD 1979/19.

- [56] ERC Recommendation (00)08, 2000, "Field Strength Measurements along a Route with Geographical Coordinate Registrations"
<http://www.erodocdb.dk/docs/doc98/Official/Pdf/Rec0008.pdf>
- [57] Ott, R.H. 1971, 'An alternative integral equation for propagation over irregular terrain', Radio Sci., Part 2, 6(4), pp. 429-435.
- [58] de la Vega, D *et al.*, "Analysis of the Attenuation Caused by Orography Influence in the Medium Wave Band", 2007 IEEE 65th Vehicular Technology Conference - VTC2007.
- [59] Wait J R 1962, "Electromagnetic Waves in Stratified Media," Oxford, Pergamon.
- [60] Almeida, M.P.C. ; David, R.P.; Souza, R.S.L.; Castellanos, P.V.G. ; Cal Braz, J.A.; Lima, M.V.; Lima, F.F.; Silva Mello, L.A.R.; "Medium wave DRM field trials in Brazil - some daytime and night-time results in urban environment", Measurement (London. Print), v. 45, p. 1-9, 2012.
- [61] Report ITU-R BS.2144. "Planning parameters and coverage for Digital Radio Mondiale (DRM) broadcasting at frequencies below 30 MHz", May 2009.
- [62] Causebrook, J.H., 1977, "Ground Wave Propagation at Medium Frequency in Built-up Areas" BBC Research Dept Report 1977/25.
- [63] Gil, U, *et al.*, 2009, "Medium Wave Field Strength Spatial Variability in Urban Environments", 3rd European Conference on Antennas and Propagation 2009.
- [64] Gil, U, *et al.*, 2010, "Empirical Analysis of Medium Wave Field Strength Prediction in Urban Environments", IEEE Int Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting. Shanghai 2010.
- [65] Fernandez, I, *et al.*, 2011, Carrier and Noise Measurements in the Medium Wave Band for Urban Indoor Reception of Digital Radio" IEEE Trans Broadcasting.
- [66] Fernandez, I, *et al.*, 2011, Carrier and Noise Measurements in the Medium Wave Band for Urban Indoor Reception of Digital Radio" IEEE Trans Broadcasting.
- [67] Chernov Yu, "Distribution of terrestrial wave signal levels in a service zone at medium frequencies" Trans NIIR, 2006, pp. 81-90.
- [68] DeMinco, N., *et al.*, "Free-Field Measurements of the Electrical Properties of Soil Using the Surface Wave Propagation Between Two Monopole Antennas," NTIA-Report TR-12-484, January 2012.
- [69] DeMinco, N., *et al.*, "Free-Field Measurements of the Electrical Properties of Soil Using the Measured Reflection Coefficient at Normal Incidence and Multilayer Analysis," NTIA-Report TR-13-494, February 2013.
- [70] Eaton J L 1976 "The wave tilt method of measuring electrical ground constants in the lf and mf bands" BBC Research Report RD 1976/15. www.bbc.co.uk/rd/pubs/reports/1976-15.pdf
- [71] CCIR Report 716-3, 1990.
- [72] Johler, J.R., Kellar, W.J. and Walters, L. C. 1956, "Phase of the low radio-frequency ground wave". NBS Circular 573, <http://tf.boulder.nist.gov/general/pdf/2302.pdf>

- [73] Hill, D.A. and Wait, J. R., 1980, "Ground-wave attenuation function for a spherical earth with arbitrary surface impedance". *Radio Sci.* Vol. 15, 3.
- [74] Johler, J.R. and Horowitz, S. 1974 "Propagation of a Loran pulse over irregular, inhomogeneous ground". Paper 28, AGARD Conf. Proc. No. 144 on Electromagnetic wave propagation involving irregular surfaces and inhomogeneous media, ed A. N. Ince. NTIS Accession Number AD A008583, National Technical Information Service, Springfield, Va. 22161, USA.
- [75] Samaddar, S.N. 1979, "The theory of Loran-C ground-wave propagation - A review". *Navigation*, Vol. 26, 3.
- [76] Pressey, B.G., Ashwell, G.E. and Fowler, C.S. 1953, "The measurements of the phase velocity of ground-wave propagation at low frequencies over a land path". *Proc. IEE*, 100, Pt. III.
- [77] Doherty, R.H. and Johler, J. R. 1975, " Meteorological influences on Loran-C ground-wave propagation". *J. Atmos. Terr. Phys.*, Vol. 37, pp. 1117-1124.
- [78] Samaddar, S. N. 1980 "Weather effects on Loran-C propagation". *Navigation*, Vol. 27, 1.
- [79] Lee, W C Y, 1986, "Mobile Communications Design Fundamentals", Howard W. Sams and Co.
- [80] Lee, W C Y, 1985, "Estimate of Local Average Power of a Mobile Radio Signal", IEEE Trans Vehicular Technology, Vol. VT-34, N° 1.
- [81] "ERC Recommendation (00)08, 2000, "Field Strength Measurements along a Route with Geographical Coordinate Registrations" <http://www.erodocdb.dk/docs/doc98/Official/Pdf/Rec0008.pdf>.
- [82] Lee, W C Y, 1982, "Mobile Communications Engineering", Ed. McGraw-Hill Book Company.
- [83] J. D. Parsons, 2000, "The Mobile Radio Propagation Channel", 2nd. Ed, John Wiley & Sons Ltd, 2000, ISBN 0 471 98857 X.
- [84] de la Vega, D, *et al.*, 2009 "Generalization of the Lee Method for the Analysis of Signal Variability", IEEE Trans Vehicular Technology, Vol. 58, N° 2, pp. 506-516.
- [85] Gil, U, *et al.* 2008, "DRM Field Trials for Urban Coverage in Spain", EBU Technical Review 2008-Q2.
- [86] Gil, U, *et al.* 2008, "DRM 20 kHz Simulcast Field Trials in the Medium Wave Band in Mexico D.F." IEEE Trans Broadcasting, Vol. 54, N° 1, pp. 58-61.
- [87] de la Vega, D, *et al.*, 2008, "Evaluation of the Lee Method for the Analysis of the Long-Term and Short-Term Variations in the Digital Broadcasting Services in the MW Band", IEEE Int Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting, Las Vegas, USA, March 2008.
- [88] de la Vega, D, *et al.*, 2008, "Empirical Analysis of the Sample Correlation for the Planning of Field Trials in the Digital Broadcasting Services at MF Band," Proc IEEE Int Instrumentation and Measurement Technology Conference - I²MTC 2008, pp. 2201-2204, Victoria BC, Canada, May 2008.
- [89] Gil, U, *et al.*, 2010, "Statistical Characterization of the Medium Wave Field Strength Spatial Variability in Urban Environments Using the Generalized Lee Method" Proc. 4th European Conf on Antennas and Propagation, Barcelona, Spain, April 2010.

国际电信联盟
销售与市场部
Place des Nations
CH-1211 Geneva 20
Switzerland
传真: +41 22 730 5194
电话: +41 22 730 6141
电子邮件: sales@itu.int
网站: www.itu.int/publications



瑞士印刷
2014年, 日内瓦

图片鸣谢: Shutterstock