



ITU-R SM.2158报告
(09/2009)

**电力线通信系统对工作在80 MHz
以下的LF、MF、HF和VHF频带
无线电通信系统的影响**

**SM系列
频谱管理**



前言

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

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

知识产权政策 (IPR)

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

ITU-R系列报告

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

系列	标题
BO	卫星传送
BR	用于制作、存档和播出的录制；电视电影
BS	广播业务（声音）
BT	广播业务（电视）
F	固定业务
M	移动、无线电定位、业余和相关卫星业务
P	无线电波传播
RA	射电天文
RS	遥感系统
S	卫星固定业务
SA	空间应用和气象
SF	卫星固定业务和固定业务系统间的频率共用和协调
SM	频谱管理

说明：ITU-R该报告英文版是有关研究组按照ITU-R第1号决议所述程序批准的。

电子出版
2010年，日内瓦

ITU-R SM.2158报告

电力线通信系统对工作在80 MHz以下的LF、MF、HF
和VHF频带无线电通信系统的影响*, **, ***

(ITU-R 221/1号研究课题)

(2009年)

目录

	页 码
1 引言	9
1.1 基于电力线的数据通信	9
2 PLT系统发射的无线电频率的特性	10
2.1 PLT系统中的辐射源	10
2.1.1 差模和共模电流	10
2.1.2 PLT共模电流的产生	11
2.1.3 PLT调制解调器出口产生的共模电流	11
2.1.3.1 从插座看室内电力线的电气特性	13
2.1.3.2 在插座测得的室内电力线阻抗	13
2.1.3.3 从插座测得的室内电力线的失衡	14
2.1.4 转换共模电流	15
2.1.4.1 远端不平衡部件产生的转换共模电流 ⁴	15
2.1.4.2 开关分支电路的折叠偶极子天线效应	17
2.1.4.3 分支电路上的模式转换	18
2.1.5 由室内电力线向室外供电线的泄漏	20
2.1.5.1 乐观的数据	20
2.1.5.2 悲观的数据	21

* 在对将要提交1A工作组下一次会议的特定事项做出进一步考虑之前，日本主管部门对本报告持保留立场。

** 阿拉伯叙利亚共和国主管部门对本报告持保留立场。

*** 也见ITU-R SM.2157报告。

2.1.6	房屋外墙的屏蔽效能.....	22
		页码
3	无线系统的特性，保护标准和PLT系统对无线通信的影响	22
3.1	广播	22
3.1.1	模拟LF、MF和HF广播的一般特性	22
3.1.1.1	带宽	22
3.1.1.2	接收机噪声	22
3.1.1.3	最小可用场强	23
3.1.1.4	保护比	23
3.1.2	DRM数字LF、MF和HF广播的一般特性	24
3.1.2.1	DRM 鲁棒模式	24
3.1.2.2	频率占用类型	24
3.1.2.3	调制和保护等级	25
3.1.2.4	接收机噪声	25
3.1.2.5	最小可用场强	25
3.1.2.6	DRM接收所需的信噪比	26
3.1.3	LF、MF、HF和VHF广播频率范围	27
3.1.4	保护标准和可接受的干扰.....	27
3.1.4.1	ITU-R BS.1786建议书和ITU-R BT.1786建议书 — 对地面广播业务影响的干扰评估标准	28
3.1.4.2	ITU-R BS.560-4建议书 — LF、MF和HF广播的射频保护比	28
3.1.4.3	ITU-R BS.703建议书 — 用于规划目的的AM声音广播参考接收机的特性	28
3.1.4.4	ITU-R BS.1058报告 — 频带7(HF)广播的最小AF和RF信噪比	28
3.1.4.5	ITU-R BS.1615建议书的附件2 — 30 MHz以下的数字声音广播的规划参数 — 30 MHz以下DRM系统的双边带调制射频保护比	28
3.1.4.6	推导来自有线通信系统干扰的可接受的场强	29
3.1.4.7	接收机噪声和可接受的干扰水平	29
3.1.4.8	接收机噪声等效场强	30
3.1.4.9	外部噪声	31
3.1.4.10	允许的干扰场强	31
3.1.4.11	广播业务的保护标准	32

	页 码
3.2 业余和卫星业余业务	34
3.2.1 一般特性	34
3.2.1.1 工作特性	34
3.2.2 业余频带划分	35
3.2.3 HF频带业余广播业务的保护需求	35
3.2.3.1 HF频带业余电台的衰落储备和0.5 dB保护标准	35
3.2.3.2 业余无线电频带的本底噪声	36
3.2.3.3 可接受本底噪声水平	36
3.3 航空移动和无线电导航业务	37
3.4 HF固定电台和陆地移动通信的一般保护标准	39
3.4.1 保护标准和保护要求	39
3.4.1.1 保护标准	39
3.4.1.2 保护要求	40
3.4.2 一种可能的保护标准	40
3.4.3 自动链路建立系统	40
3.5 水上移动	40
3.5.1 背景	40
3.5.2 水上通信的频率划分	41
3.5.3 MF和HF频带水上移动业务的接收机参数	43
3.6 无线定位	44
3.7 固定业务	44
3.7.1 固定系统的特性	44
3.7.2 保护标准	44
3.8 射电天文学	44
3.9 标准频率和时间	45
4 防止或消除干扰的潜在手段	46
4.1 电力线通信系统的缓解因素和办法	46
4.1.1 传导信号的衰减	46
4.1.2 禁用频带	47
4.1.3 地理隔离区	47
4.1.4 协商区域要求	47

	页 码
4.1.5 协商区域要求.....	48
4.1.6 干扰投诉程序.....	48
4.1.7 PLT运营商数据.....	49
4.2 干扰缓解技术的研究	49
4.2.1 巴西的干扰缓解技术的研究.....	49
4.2.1.1 介绍和一般性信息	49
4.2.1.2 测试配置	49
4.2.1.3 陷波滤波器	51
4.2.1.4 降低功率	52
4.2.1.5 结论	52
5 总体结论	52
附件1 – 噪声、辐射和传播考虑.....	53
A1 噪声、辐射和传播考虑	53
A1.1 HF频带的噪声电平	53
A1.1.1 周围的噪声环境.....	53
A1.1.2 测量周围环境本底噪声	54
A1.1.3 噪声电平的决定性因素	54
A1.1.3.1 热噪声、人为噪声、宇宙噪声、大气噪声电平	55
A1.1.3.2 欧洲噪声测量值的更新	58
A1.2 传播机制	58
A1.2.1 近场和地波传播.....	58
A1.2.2 天波传播	59
A1.2.3 传播计算和研究示例	59
附件2 – 潜在干扰分析.....	60
A2 潜在干扰分析	60
A2.1 对射电天文业务的一种建模分析	60
A2.1.1 HF频带在RAS中的应用	60
A2.1.2 RA天线和PLT系统在HF区域中的分布距离	61
A2.1.2.1 用于研究的PLT系统	61
A2.1.2.2 计算	62

	页 码
A2.1.3 讨论	64
A2.1.3.1 多路PLT系统	64
A2.1.3.2 衍射传播	64
A2.1.3.3 减少PLT系统的泄漏辐射	64
A2.1.3.4 更高频率上的辐射	64
A2.1.4 结论	65
A2.2 电力线传输系统(PLT)对广播服务干扰的综述	65
A2.2.1 引言	65
A2.2.2 对低端VHF电视频带的干扰	66
A2.2.3 对HF频带的干扰	69
A2.2.4 小结和结论	73
A2.3 PLT对30 MHz以下广播业务的干扰影响	73
A2.4 电力线传输系统中HF天波累积干扰的计算方法	73
A2.4.1 北约组织在加拿大温尼伯的天波干扰实例	74
A2.4.1.1 引言	74
A2.4.1.2 PLT系统累积HF天波干扰的计算方法	74
A2.4.1.3 累积PLT工具	76
A2.4.1.4 累积PLT工具 – 使用说明	76
A2.4.1.5 PLT系统HF无线电噪声的计算	79
A2.4.1.6 有线系统的天线增益	83
A2.4.1.7 目前PLT市场渗透率估计	83
A2.4.1.8 结论	83
A2.4.2 NTIA对接入PLT辐射聚集和电离层传播的研究	83
A2.4.2.1 引言	83
A2.4.2.2 天波传播的分析模型	84
A2.4.2.3 仿真特性	90
A2.4.2.4 仿真结果	92
A2.4.2.5 电离层传播地图	95
A2.4.2.6 小结	102
A2.4.3 电力线传输系统引起的累积HF天波干扰的计算结果	102
A2.4.3.1 引言	102

	页 码
A2.4.3.2 累积PLT天波场的计算	103
A2.4.3.3 计算结果	106
A2.4.4 HF频带射电天文观测和室内电力线通信系统引起的累计HF天波干扰之间的兼容性研究结果	111
A2.4.4.1 引言	111
A2.4.4.2 计算结果	111
A2.4.4.3 为保护HF频带射电天文服务可能的缓解措施	111
A2.5 关于PLT HF模拟广播接收干扰主观评估测试的实验结果	111
A2.5.1 测试手段	112
A2.5.2 测试结果	115
A2.5.3 测试设备	118
A2.6 航空HF无线电通信保护设备与PLT室内设备的兼容性分析	118
A2.6.1 引言	118
A2.6.2 研究中所用的假设	119
A2.6.3 兼容性模型/几何运算	120
A2.6.4 航空无线电评估门限	121
A2.6.5 分析结论	122
A2.6.6 另外的影响因素	124
A2.6.7 保护航空HF服务对PLT服务的要求	124
附件3 – PLT系统的射频发射	124
A3 PLT系统的射频发射	124
A3.1 接入式 PLT系统在HF频带上无意辐射性射频电平的测量	124
A3.1.1 引言	124
A3.1.2 任务	125
A3.1.3 干扰的概念	125
A3.1.4 测试说明	125
A3.1.5 评论	127
A3.1.6 可能的调节技术	127
A3.1.7 结论	127

	页 码
A3.2 从室内电力线通信设备辐射到居住环境的辐射性发射测量(加拿大).....	128
A3.2.1 引言.....	128
A3.2.2 传导功率的测量 – 测试过程和结果.....	128
A3.2.3 场强测量 – 过程与结果.....	132
A3.2.4 结论.....	138
A3.3 在日本实施的有关从室内电力线通信系统到所测试居住环境的辐射性发射测量结果	138
A3.3.1 引言	138
A3.3.2 测量方法.....	138
A3.3.3 PLT的通信条件.....	139
A3.3.4 测量结果	141
A3.4 接入式电力线通信系统(PLT)在HF和UHF频带的泄漏性发射的测量结果	144
A3.4.1 引言	144
A3.4.2 2002年7月23日在日本赤城进行的现场试验.....	144
A3.4.3 HF频带的泄漏发射.....	146
A3.4.4 UHF频带的杂散发射	148
A3.4.5 327 MHz处PLT的噪声电平与ITU-R RA.769建议书的规定值的比较.....	150
A3.4.6 结论	150
A3.5 距离间隔的测量	151
A3.5.1 巴西实施的距离间隔的测量.....	151
A3.5.2 加拿大实施的距离间隔的测量.....	151
A3.5.3 日本在实施间隔测量中由室内PLT 系统引起的泄漏电场与距离的依赖关系.....	152
A3.5.3.1 引言	152
A3.5.3.2 测量	153
A3.5.3.3 测量数据	154
A3.5.3.4 距离依赖性的论证	163
A3.5.3.5 小结	163
附件3的附录1 – 居住环境下工作的室内PLT设备引入电磁辐射的测量 – 现场测试 报告	164

	页 码
附件4 – PLT技术设计示例.....	165
A4 PLT技术设计示例	165
A4.1 PLT的网络拓扑示例	165
A4.2 一般设计中考虑的因素	166
A4.2.1 介质访问控制.....	166
A4.2.2 中继器.....	166
A4.2.3 复用和多址接入方式.....	166
A4.2.4 距离.....	167
A4.3 MV配电线路PLT网络架构s	167
A4.4 低压配电线路中PLT的网络架构	167
A4.4.1 低密度PLT网络拓扑	168
A4.4.2 高密度PLT网络拓扑	169
A4.4.3 PLT星型网络拓扑	169
A4.4.4 PLT树型网络拓扑	169
A4.4.5 PLT多层网络拓扑	169

1 引言

本报告是无线电通信系统和基于供电线路或者配线电话线的高速数据通信系统之间兼容性研究系列报告(课题ITU-R 221/1)的一部分, 涵盖了以下内容: 与电力线通信系统(PLT)影响相关的无线电通信业务的频谱使用情况以及对应的保护标准。PLT系统将射频信号应用于旨在传输电能的供电线路上。因为电力线并不是为传输高速数据信号而设计的, 因此供电线路上的PLT信号对无线电通信会造成潜在的干扰。

《无线电规则》第 15.12款要求: “各主管部门应采取一切切实可行与必要的步骤, 以保证除工业、科学和医疗所用设备外的各种电气器械和装置, 包括电力及电信分配网络, 不对按照本规则规定运用的无线电通信业务, 特别是无线电导航或任何其他安全业务产生有害干扰^{“1”}。”

本报告涉及在80 MHz以下频带使用的PLT系统。这种新的应用系列有时候被称为PLC(电力线通信)、BPL(电力线宽带)和PLT(电力线通信)。在本报告中, 我们使用一个统一的术语, 电力线通信-PLT。

1.1 基于电力线的数据通信

多年前, 电力线网络上的信令已经在VLF和LF频带得以应用, 现在, 很多基于电力线网络的低速数据传输依然在使用, 也包括电力公司在其配电网网络中应用。

1998年以来, 数据调制解调器技术的新发展表明, 使用更高频率和更宽带宽在电力配电网网络上进行通信是可行的, 最高频率可达80 MHz。

目前有两种主要的PLT应用:

- 接入性质的PLT, 即目标市场是变电站与用户之间的最后一英里(即1.2 km)的, 它可以作为接入电信本地网络的另一种方式。
- 室内PLT, 即目标是将来自接入PLT或者DSL的信号分配到建筑物内的电力插座上。

PLT有潜力在每栋大厦内部的普通电线上提供数兆比特率的传输速率。当通过PLT接入时, 这个速率可为多个并发用户所共享。由于PLT使用互联网协议(IP), 因此PLT的主要应用也可以描述为源自电源插座上的互联网。PLT的益处在于它可以利用现有的且已经广泛部署的低压电力线网络来提供新的服务而无需额外布线。不同的PLT应用场景和使用国家, 其使用情况和技术特性会有很大不同。

一些时候, 由于存在着为少量的低压用户(像常见的家庭和企业110V两相用户)供电的源自中压配电网的多级的杆塔式变压器或者由于存在着由电感性或电容性组成部分的电力计量设备, 所以射频信号会沿着这些低压电力线产生严重的衰减。

^{“1”} **15.12.1和15.13.1** 在这方面, 各主管部门应遵循ITU-R有关的最新建议书。”

然而，在220/240V三相配电网络中，每相可能有超过100个由高压变压器供电的用户。在地下网络中，由于电器计量已经成为标准，因此计量设备之间的隔离度很小。这种情况下，多个PLT系统没办法共享带宽，因此会显著地降低在几个街道间的电力线网络上的数据传输速率，或者因为彼此之间的较低的隔离衰减而显著地降低在一个大的建筑物中的吞吐量。

本报告的附录4给出了如何设计多PLT系统的示例，以及PLT在世界上的应用情况。

2 PLT系统发射的无线电频率的特性

2.1 PLT系统中的辐射源

家用电力线由两种或者三种导线组成，分别是火线、零线和地线，交流电通过火线和零线传输。类似地，家庭使用的PLT系统，通过PLT设备(调制解调器)将信号电源送入火线和零线，每根线上的HF信号电流大小相等，方向相反。然而，在大部分情况下，两根线上有部分相同方向的电流。那些同相电流分量就像所谓的天线电流，成为来自PLT系统无用辐射的主要来源。

类似地，在配电网，如果导线之间的间隔距离远小于PLT信号的波长，同相HF电流可以被视为主要辐射源。

2.1.1 差模和共模电流¹

一般说来，两根电源线上的PLT信号原本应是电流大小相等，方向相反。这种基本的电流模式在传输线理论中有多种技术称谓，例如，差模、对称模式、平衡模式和横向模式。然而，如果信号源、电力线或者负载与大地和附近的物体没有处于电气平衡或者电源线几何尺寸不相称，导线中就会有部分电流同向流动。这个同相的电流模式称为共模、非对称模式或者纵向模式。因此，每根导线上的PLT信号电流可被视为差模分量之和与共模分量的向量和，如图2-1a中的 I_d 和 I_c 。如果平衡的话，这两种模式会沿着电力线独立传播。然而，他们在电力网的不平衡部件上会相互叠加。如果差模模式的在相邻两根导线上的电流流向相反，那么产生的电磁场会互相抵消，离电力线较远的地方也不会有明显的场强。

相反，PLT共模电流可能造成环状电流，如图2-1a所示，从而产生电磁场，特别是在MF/HF范围。在HF和更高频率范围，它就可能类似于单极子天线或者折叠偶极子天线一样将电磁波辐射出去。因此，共模电流是PLT系统中主要的电磁辐射源。

¹ 高速数据PLT技术报告的附件1由信息和通信理事会向内部事务和通信部(MIC) 以日文版发行，日本，2006年。

尽管CISPR 22ed 5.2(2006)国际标准规定，在指定负载环境(如仿真主干网络(AMN)，非对称仿真网络(AAN)或阻抗稳定网络(AMN))下，主要端口和IT设备的通信端口的共模电流应在30 dB μ A 以下，然而相同或类似的规定却并不适用于PLT系统的案例中，因为PLT调制解调器将差模信号送入高度不匹配的电力线网络中，在该网络中差模和共模互相强烈耦合。应当说明的是，除了从插座流出的共模电流之外，沿电力线网络流动的共模电流也是电磁辐射源。另外，在AAN网络(或ISN)所测量的共模电流大大低估了已转换了形式的共模电流，从而其辐射也被低估了。因为PLT调制解调器的共模阻抗所对其有明显的减低作用，然而实际电力线网络产生的共模电流是不会受到PLT调制解调器的共模阻抗影响的。² 所以，充分叙述电力线网络中共模电流的物理产生机制就显得非常重要的。

2.1.2 PLT共模电流的产生

差模模式中的PLT信号电流可通过两种机制转化为共模电流。一种是由PLT调制解调器的不匹配造成，称为发射共模电流(LCM)(图2-2中红色虚线箭头所示)。另一种由电力线的不匹配所致，称为转换共模电流(CCM)(图2-2中红色实线箭头所示)。电力线网络的不匹配现象包括：

- 连接在插座上的负载不平衡；
- 包含吊顶灯和墙面单刀开关支路的多路开关；
- 一些国家和地区的单接地，如图2-2所示。

注意：电力线网络上的不平衡因素是指远离PLT调制解调器，数米至数十米。因此，转换共模电流(CCM)必须由分布常数电路或者传输线理论来处理。

2.1.3 PLT调制解调器出口产生的共模电流³

图2-1b所示的等效电路在位置x处产生如下共模电流：

$$I_c(x) = \frac{1}{Z_c(x) \cdot Z_d(x)} [Z_2(x)e_1(x) - Z_1(x)e_2(x)] \quad (2-1)$$

这里，PLT系统的差模和共模阻抗为：

$$Z_d(x) = Z_1(x) + Z_2(x) \quad \text{和} \quad Z_c(x) = \frac{Z_1(x) \cdot Z_2(x)}{Z_1(x) + Z_2(x)} + Z_3(x) \quad (2-2)$$

其中 $Z_1(x) \equiv Z_{S1}(x) + Z_{L1}(x)$, $Z_2(x) \equiv Z_{S2}(x) + Z_{L2}(x)$, $Z_3(x) \equiv Z_{S3}(x) + Z_{L3}(x)$ 。

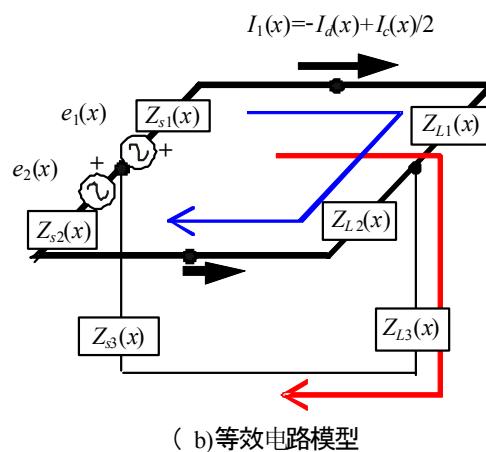
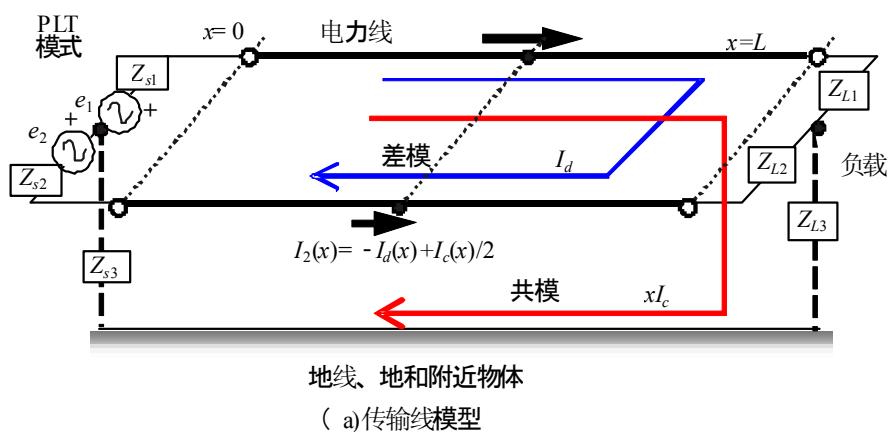
² DUNKER and SISOLEFSKY [May 2008] 使用 T-AAN 对 PLT 调制解调器的主端口测量。CISPR/A/WG1 (Dunker/Sisolefsky) 08-01, CISPR/I/PT PLT/(Dunker/Sisolefsky)08-01。
<http://www.bundesnetzagentur.de/media/archive/17349.pdf>。

³ KAMI, Y. and XIAO, F. [2006] 等效二端口室内插座网络及其应用, Proc. EMC Europe Int'l Symp. on EMC, p. 420-425, Barcelona, Spain。

由这些公式可以发现，共模电流是由差模信号电流在不匹配的PLT系统中的所产生的，这些不匹配包括：电力线不匹配、PLT调制解调器不匹配(电压源 e_1 和 e_2 ，阻抗 Z_{s1} 和 Z_{s2})以及负载 Z_{L1} 和 Z_{L2} 不匹配。

图2-1b描述了电力线上任意点的一般情况，共模电流和电力线网络的不匹配仅仅在一个插座处进行评估²。实际上，评估共模电流时，应评估从PLT调制解调器至插座处的因电力线网络和调制解调器的不匹配而造成的共模电流²。插座处的不匹配仅仅是电力线上众多不匹配的一小部分罢了⁴。

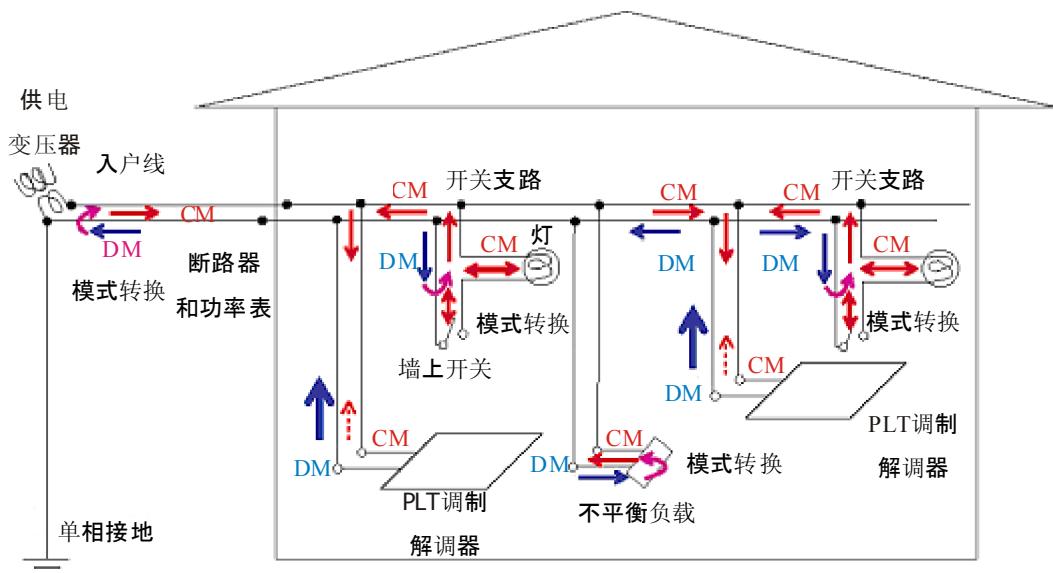
图2-1
PLT系统传输线模型及其等效电路



Report 2158-2-01

⁴ KITAGAWA, M. [2009] LCL和插座上的共模电流并不反映远端电力线上失衡部件产生的共模电流。Proc. on EMC Zurich 2009, p.1-4, Zurich, Switzerland。

图2-2
供电网络中的共模电流



Report 2158-2-02

2.1.3.1 从插座看室内电力线的电气特性

值得注意的是，共模和差分阻抗在墙面插座上测得的纵向转换损耗可能无法代表整个室内电力线的电气特性和潜在辐射。电力线网络应当视为一个分布式电路。在此前提下的测量值是“本地值”，并不代表沿着整个电力线的全部数值。然而，这些“本地值”可以反映室内电力线的一些有用信息。

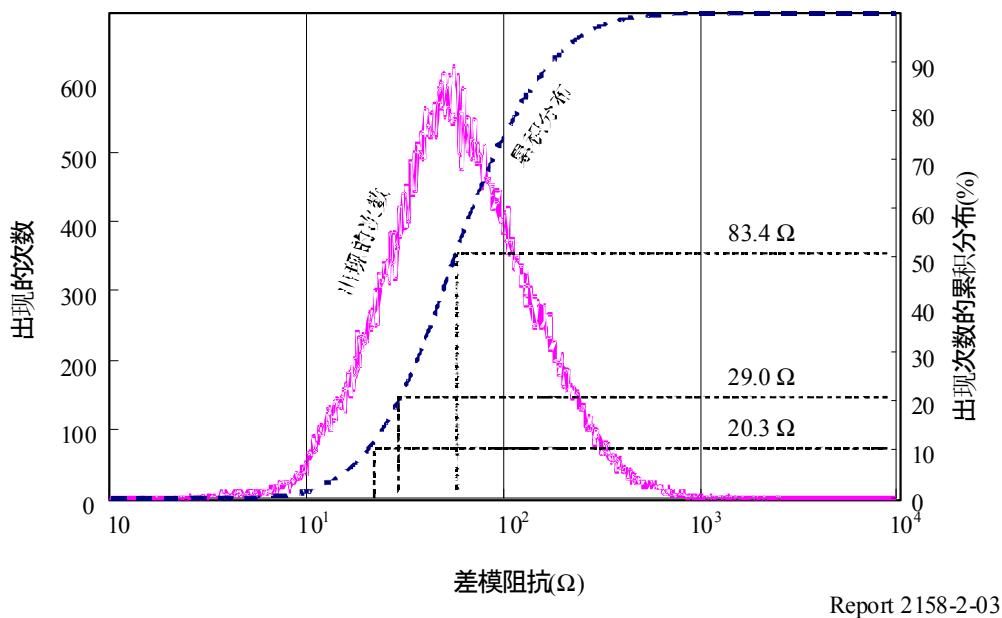
如前面几段文字所述，PLT系统的有害辐射通常是由共模电流产生，而这些共模电流是由电力线中的信号电流(差模方式)转变过来的。因而，电力线的特性，如差模/共模阻抗和电气平衡，是分析PLT辐射的关键要素。在日本，人们在木屋和钢筋混凝土房屋的各种墙面插座上做了大量的测量工作。

2.1.3.2 在插座测得的室内电力线阻抗

如式(2-2)所示，实际电力线的差模和共模阻抗会随着频率、时间和测量位置而发生很大变化。另外，其也会受到家用电器和连接到电力线上的其他电气和电子设备的严重影响。因此，阻抗特性必须按照统计特性进行分析。

图2-3画出了在不同种类的墙面插座测得的电力线的差模阻抗曲线。我们可以从该图中发现，很多情况下，电力线的差模阻抗约 100Ω 。这个测量结果与CISPR 16-1-2 ed. 1.2 (2006) 规范中的用于一致性测试的负载(例如仿真电源网络)的指标很好地吻合。

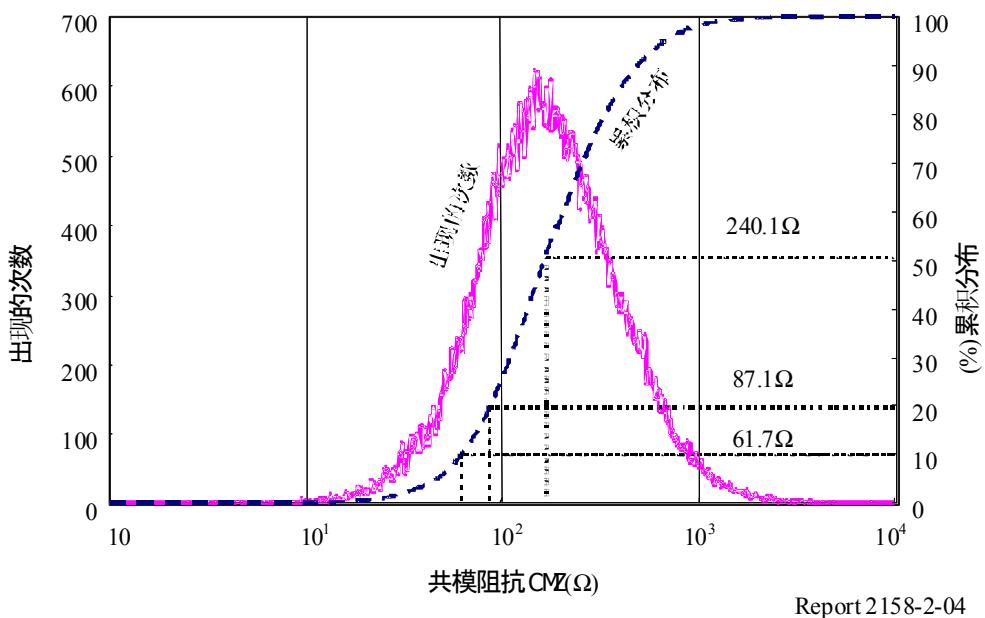
图2-3
在住房墙面插座测得的差模阻抗



Report 2158-2-03

图2-4画出了在许多墙面插座测得的共模阻抗曲线。曲线表明，共模阻抗通常远超过100 Ω 。然而，CISPR 16-1-2规定测试用负载的共模阻抗应等于25 Ω ，因为，采用如此低的阻抗可以突出被测设备(EUT)的如式(2-1)所推演出的不平衡性。

图2-4
在住房墙面插座测得的共模阻

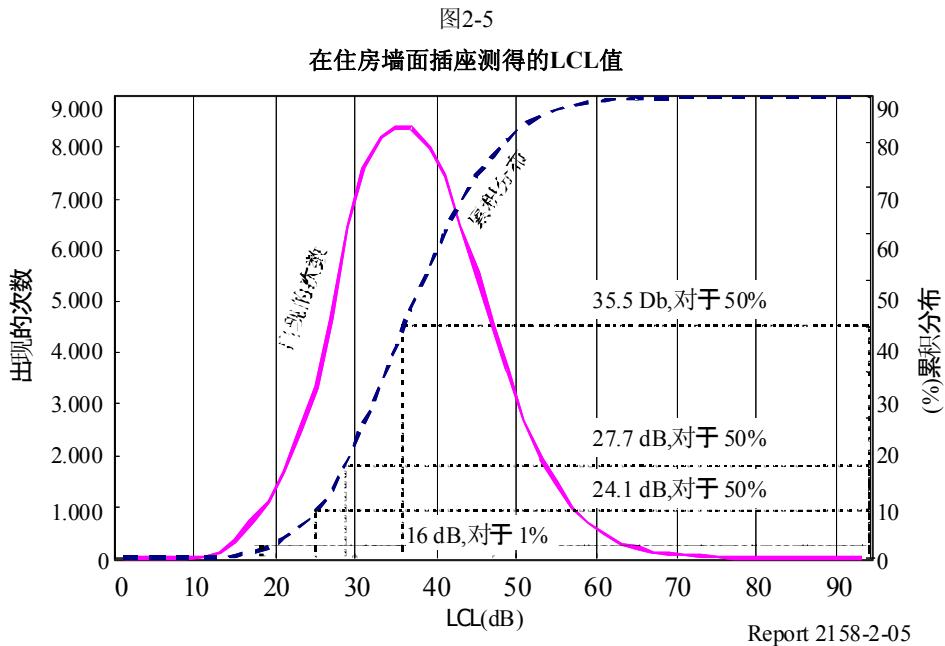


Report 2158-2-04

2.1.3.3 从插座测得的室内电力线的失衡

图2-5给出了在日本各种房屋的墙面插座测得的LCL(纵向转换损耗)值。LCL值是表示并行线系统失衡的一个参数，其定义为多终端端口引起的共模电压与差模电压比值。类似于电

话非屏蔽双绞线的均衡线的LCL值通常大于50dB。LCL值取决于从端口看的差模和共模阻抗。因为那些电力线阻抗会随着时间、频率和位置变化很大，实际的LCL值在20dB到50dB之间大幅变化，如图2-5所示。



2.1.4 转换共模电流

2.1.4.1 远端不平衡部件产生的转换共模电流⁴

如图2-2所示，不平衡部件远离电力线网络中的PLT调制解调器。因此，系统必须被看作分布式常数电路或者传输线。图2-6和图2-7是分析这种情形的最简单模型。

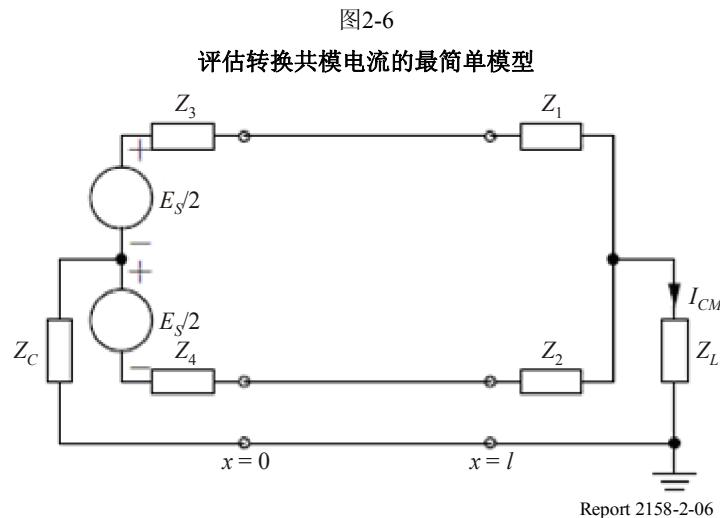
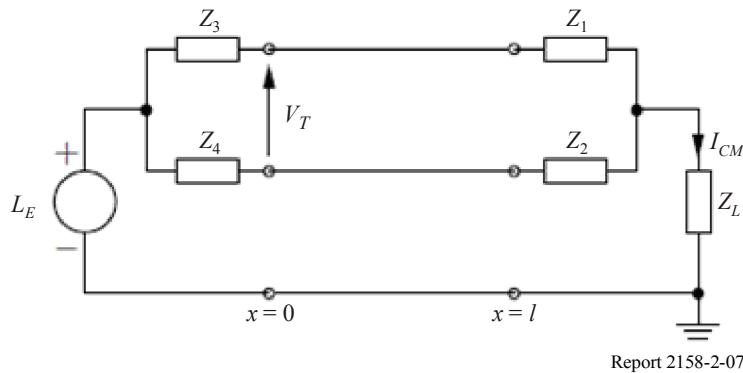


图2-7
评估远端不平衡负载的LCL值的最简单模型



根据图2-6的理论分析，在距离PLT调制解调器 l 远的不平衡负载处产生的共模电流为

$$I_{CM}^-(l) = \kappa I_{DM}^+(l) = \kappa I_{DM}^+(0) \exp(-\gamma l)$$

其中：

$I_{DM}^+(0)$ ：PLT调制解调器在插座上馈入的差模电流

γ 差模的衰减常数

κ 由下式给出：

$$\frac{-\Delta Z_0}{(Z'_{CM} + Z_{0c})(Z_{DM} + Z_0)}$$

其中 Z_0 和 Z_{0c} 分别是差模和共模特征阻抗，另外

$$Z_{DM} = Z_2 + Z_1$$

$$Z_{CM} = Z_L + Z_1 // Z_2 = Z_L + Z_{DM} / 4 - \Delta^2 / 4Z_{DM}$$

$$Z_L + Z_{DM} / 4 - \Delta^2 / 4(Z_{DM} + Z_0)$$

$$Z''_{CM} = Z_L + Z_{DM} / 4$$

注意，由远端不平衡部件产生的转换共模电流并不会因为PLT调制解调器共模阻抗的增加而减少。

共模电流和LCL之间的关系一般比较复杂，因为共模电流在传输线两端多重反射，且并不是严格地与图2-6和图2-7中在插座处的数值。然而，当由于共模衰减而削减多重反射时，或者为了简便，当 $Z_{DM} = Z_0$ 时，共模电流和LCL之间的关系可以简化为：

$$\left| \frac{I_{CM,all}^-(l)}{I_{DM}^+(0)} \right| \approx |\kappa| \exp(-\alpha l) \approx \frac{1}{LCL_E}$$

$$\left| \frac{I_{CM,all}^-(l)}{I_{DM}^+(0)} \right| \approx \frac{1}{LCL_0}$$

且

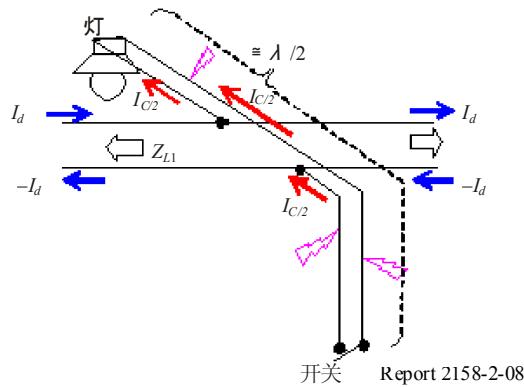
$$LCL_E = LCL_0 \exp(-\alpha_c l)$$

其中 LCL_E 表示从插座上的PLT调制解调器馈入的差模电流到由远端不平衡负载产生的转换共模电流的有效损耗， LCL_0 表示在插座测得的纵向转换损耗， α_c 表示电力线的共模衰减常数。因此，如果将在插座测得的LCL就认为是插座和远端不平衡部件之间的共模有效转换损耗，那么就会高估了这个损耗值。这就是为什么插座LCL不是电力线非平衡的有效衡量指标的原因之一，因而不能作为供电网络中的差模电流到共模电流的转换损耗参数。另一个原因是，后面将要讲到在开关电路分支中的隐性天线电流。

2.1.4.2 开关分支电路的折叠偶极子天线效应

在许多房屋和建筑中，很多分支电路是与主干供电线路是并联的。分支电路的长度与在一些特定频率的半波长与很接近，这些分支电路就像一个折叠偶极子天线一样，如图2-8所示。因而，这些谐振的分支电路就会产生电磁辐射。各分支电路上的共模电流的大小取决于该支路的长度和负载、各连接点的位置和在各连接点上所测得的主干线的阻抗。这些因素在各个支路中的情况不尽相同，并且，在一个房屋中，开关支路的数量不比房间的数量少。最坏的情况难以避免。折叠偶极子天线的最大电流是馈电点的差模电流的两倍。因而，从差模电流转换到共模电流的转换损耗实际是-6 dB。

图2-8
由开关之路形成的折叠阵子天线*



* SUGIURA A., KAMI Y., AMEMIYA F., 和 YAMANAKA Y. [2007] 日本宽带PLT技术要求。
IEICE Techni. Rep. (Japanese), Vol. EMCJ2007-36.

折叠偶极子天线馈电点的差模电流要比从插座处的由PLT调制解器馈入的差模电流衰减5-10dB, 因为共模电路的两个插座之间的衰耗估计在10-20dB¹。由于主干线上折叠偶极子天线的馈电处的差模阻抗是未知的, 因此这部分的损耗也是未知。如果假定损耗为3dB, 折叠偶极子天线的总的有效LCL估计为2-7dB。

这是与单独支路中最差情况很接近的。然而, 因为房屋中有许多这样的分支电路, 那么众多分支电路上的集总辐射量就需要集总计算, 并且没有理由认为每一条支路的情况其都是远好于最差情况。因此, 供电网各分支电路的折叠偶极子天线效应的有效LCL值估计至多几个分贝。值得注意的是, 分支电路折叠偶极子天线电流在主干线和插座上是不可见的, 因此, 在插座测得的LCL值并不包含支路上的折叠偶极子天线的影响。故插座的LCL值不能作为供电网网络中PLT调制解调器的差模信号电流产生的天线电流的晴雨表。

2.1.4.3 分支电路上的模式转换

即便分支电路没有形成折叠偶极子天线, 那么开关电路支路依旧会将差模电流转换成共模电流, 反之亦然。图2-9a中的分支电路包含了一个吊顶灯和一个单掷开关, 可用含有串联的短的波导管短路线的传输线模型来短的波导管短路线进行建模和分析, 如图2-9b所示⁵。进入分支电路的一对差模电流, 流经长度为 l 的短的波导管短路线后, 会引起两个结果:

- 短的波导管短路线成为一个长度为 l 的天线而产生辐射, 并且
- 短的波导管短路线造成电流相位延迟 $2\theta = 2\beta l$, 其中 $\beta = 2\pi/\lambda$.

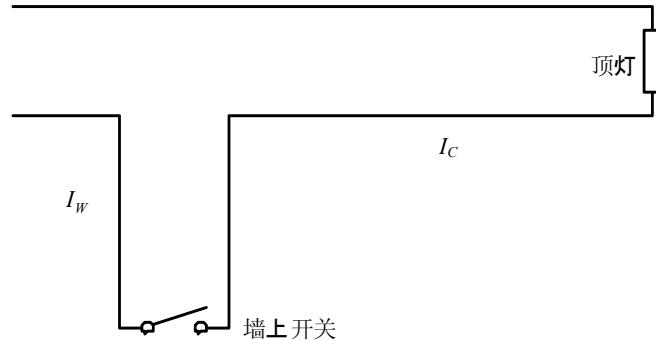
当 l 是信号波长的四分之一时, 前一个影响达到最大值, 辐射电流将是差模电流的两倍。后一个影响会造成差模电流与共模电流的转换。如图2-9c所示, 短的波导管短路线处的输出与输入的不同模式的电流的比值的平方, 即模式转换因子为 $\eta = \sin^2\theta$ 。典型案例中 $l = 3\text{m}$, 此时的模式转换因子在12.5 MHz时为50% (或 -3 dB), 在25 MHz时, 为100%。注意, 对于整个HF频带和VHF低段, 模式转换因子都很大。

进入支路的差模电流因为这种短的波导管短路线产生的相位变换而部分转换为共模电流。沿长度为 L 的传输线传导的转换共模电流在负载端发生100%的反射, 并在短的波导管短路线处又被部分转换回差模电流。差模电流在短的波导管短路线处经历两次模式转换, 看上去好像在支路中仅仅发生了反射, 尽管其仍然在开关支路内产生共模电流。在串联的短的波导管短路线将共模电流馈入到电力主干网处, 差模电流仅经历一次这样的模式转换支路上输出的共模电流和注入到支路上的差模电流比值的平方, 称作外部模式转换因子, 即 $\xi = \eta(1-\eta) = \sin^2 2\theta / 4$, 如图2-9c所示。外部模式转换因子可达到25%或者是-6dB。分支电路有力地将差模与共模联系在一起。。

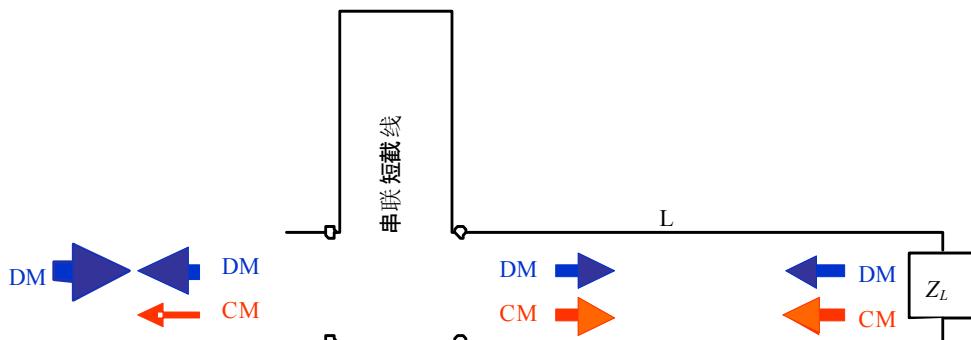
⁵ KITAGAWA, M. [November 2008] 国内电力线网络内置天线电流。IEICE Tech. Rep., Vol. 108, 307, EMCJ2008-78, p. 21-26。

在插座上可以部分观察到支路上的外部模式转换的影响。然而，内部模式转换因子 η 和外部模式转换因子 ξ ，可正相关也可负相关，内部转换因子和支路内部产生的天线电流不能由插座的LCL值来估计，因为插座的LCL值部分地体现了支路的外部模式转换影响。

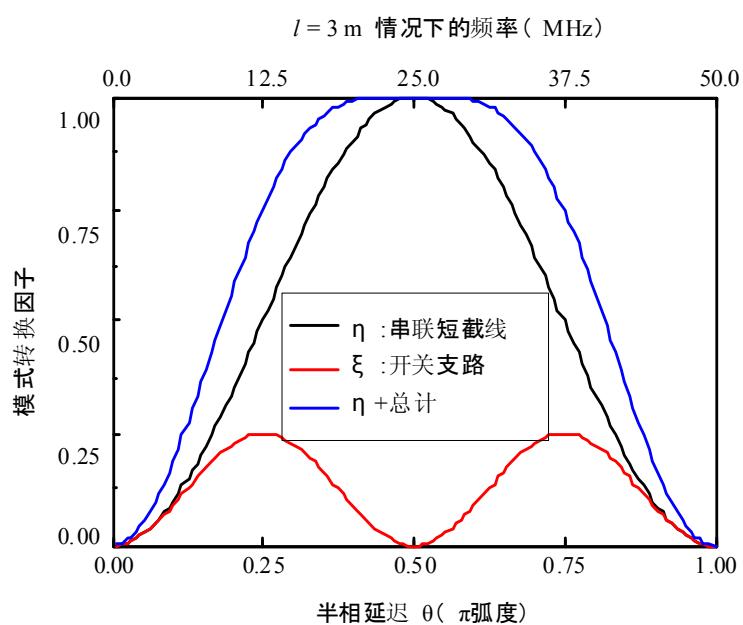
图2-9
支路上的模式转



a) 由墙上单极开关和顶灯组成的开关支路



b) 开关支路的串联短截线模型



c) 串联短截线和开关支路的模式转换因子

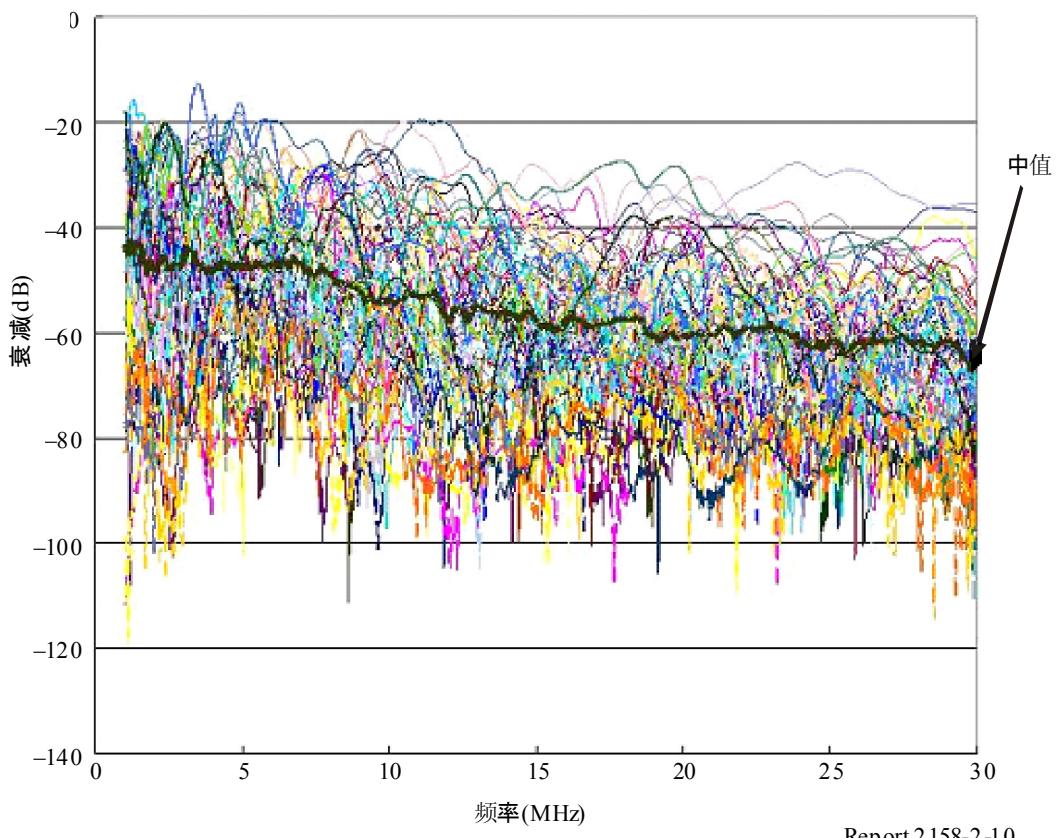
2.1.5 由室内电力线向室外供电线的泄漏

由于PLT信号从房间内泄漏，室内PLT系统会产生严重的干扰问题。因为室外供电线是非屏蔽的，在距离地面10 m左右的高度绵延数十米，所以一些电线上的共模电流对MF和HF频带的无线电业务存在产生严重干扰的可能。而且，一些国家的供电线仅仅在供电变压器处接地，因而严重不平衡，所以在这些国家差模电流转换为共模电流的可能性会很高。因此，必须仔细研究从室内供电网络到室外供电线的共模电流和差模电流。下图所示的数值由于是离散的，因此应当做进一步的研究。

2.1.5.1 乐观的数据

在接入和室内电力线之间的接口，电能表、分路器、配电线路可能会对PLT信号产生衰减。所以，在室内外差模电压进行了很多测量工作，以评估由配电线路等电力网设备产生的插入损耗。结果如图2-10所示，这些网络设备在几乎所有情况下都会对PLT差模信号产生超过20dB的抑制。

图2-10
因室内电力网设备而产生的差模电流衰减



Report 2158-2-10

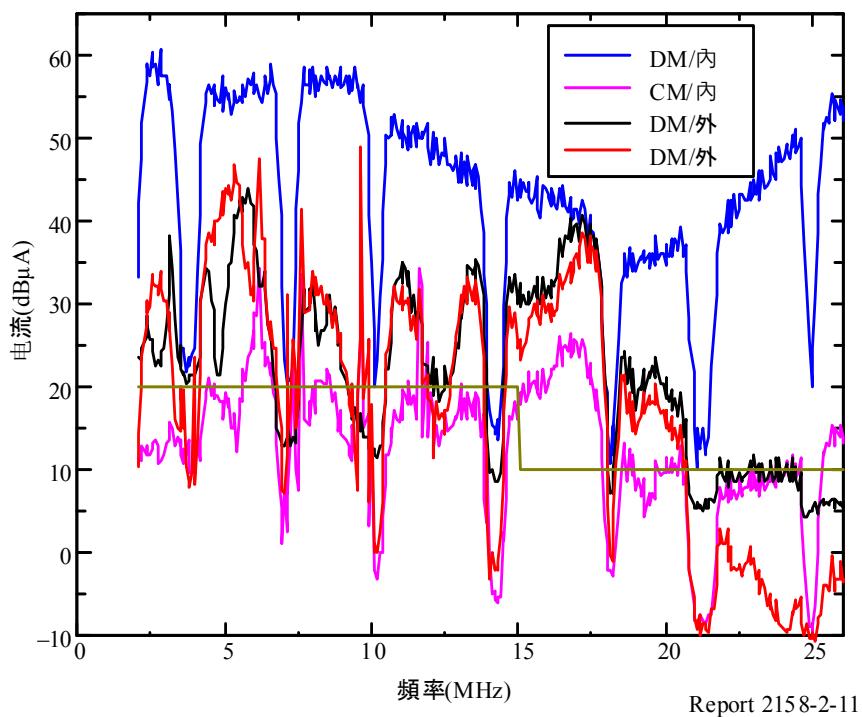
2.1.5.2 悲观的数据

图2-11是另一个例子⁶，其表明：

- 紧贴屋外的供电线上测得的差模电流比在室内分路器输出点测得的差模电流小0-30dB
- 紧贴屋外的供电线上测得的共模电流很接近于在同一点处测得的差模电流
- 紧贴屋外的供电线上测得的共模电流比室内分路器输出点测得的共模电流大10-30dB

第二组观察结果显示，在日本，业务变压器的接地线，其差模电流100%转换为共模电流。第三组观察表明，如果在表2-1所示屏蔽的房屋中应用，供电线的辐射可能比室内电力线强20-47dB。

图2-11
室内外差模和共模电流



⁶ ISHIGAMI, S., GOTOH, K. 和 MATSUMOTO, Y. [June 2007] 建筑物结构和材料对室内电力线通信系统产生的电磁场的影响。Proc. on EMC Europe Workshop 2007。

2.1.6 房屋外墙的屏蔽效能⁷

电力线辐射的电磁场可以被一些房屋的外墙和天花板一定程度上屏蔽。因此，可以运用定积分进行数值分析，对从不同类型房屋中的PLT系统泄漏出的电磁场进行调查，像木质房屋和混凝土房屋。在这个分析中，屏蔽效能被定义为电力线往室外10m距离的最大场强与室内靠近电力线的场强之比。结果因房屋的结构、电力线布局和频率而大不一样。屏蔽效能的平均值列于表2-1中。但这些值并未得到实际测量的验证。

表2-1

房屋外墙的屏蔽效能

	木质房屋	混凝土房屋
2-10 MHz	17 dB	27 dB
10-30 MHz	10 dB	27 dB

3 无线系统的特性，保护标准和PLT系统对无线通信的影响

3.1 广播

3.1.1 模拟⁸LF、MF和HF广播的一般特性

下面的这些物理特性和技术参数可用来规划10 MHz以下的模拟广播业务。

3.1.1.1 带宽

一个典型的现代AM接收机的带宽为4.4 kHz，但一些现代的接收机可能具备带宽选择的能力，因此带宽可能为一个范围。

3.1.1.2 接收机噪声

除了大气噪声和人为噪声，接收机本身的固有噪声也必须加以考虑。

接收机固有噪声 E_i^0 计算公式如下：

$$E_i^0(\text{dB}(\mu\text{V/m})) = E_c(\text{dB}(\mu\text{V/m})) + 20 \log M - SNR_{af}$$

其中：

E_c : 接收机噪声抑制灵敏度

M : 调制深度

⁷ ISHIGAMI, S., GOTOH, K. and MATSUMOTO, Y. [June 2007] 建筑物的结构和材料对室内PLT系统产生的电磁场的影响。Proc. on EMC Europe Workshop 2007。

⁸ 适用于数字高频广播的规划参数尚在研究。

SNR_{af} : 音频信噪比。

根据ITU-R BS.703建议书, AM声音广播接收机的最小灵敏度为:

	LF	MF	HF
E_C dB(μ V/m)	66	60	40

所以:

	LF	MF	HF
M	0.3	0.3	0.3
SNR_{af} (dB)	32	32	26
E_i^0 dB(μ V/m)	23.5	17.5	3.5

3.1.1.3 最小可用场强

用于计算最小可用场强的本底噪声取大气噪声、人为噪声和固有噪声中的最大值。噪声的最终值(任何情况下) E_n ,在考察的频带上通常在3.5 到 7 dB(μ V/m)之间。射频信噪比 SNR_{RF} ,通常在HF频带取34 dB, 对于LF/MF取40 dB。因此, 最小可用场强 F_{min} 的计算结果如下:

	LF	MF	HF
E_n dB(μ V/m)	20	20	3.5-7
SNR_{RF} (dB)	40	40	34
F_{min} dB(μ V/m)	60	60	37.5-41

3.1.1.4 保护比

下面给出的同道和临道保护比可用于保护AM广播传输, 避免与其他AM广播冲突, 但不能用于保护其不受其他类型的业务的干扰。

同信道保护比

质量等级	LF	MF	HF
3 (一般)	27 dB	27 dB	17 dB
4 (良好)	30 dB	30 dB	27 dB

相邻信道保护比

ΔF_{kHz}	LF	MF	HF
0	0-9 ⁽¹⁾	0-9	0
± 2	+10	+10	+10
± 5	-3	-3	-3
± 10	-35	-35	-35

⁽¹⁾ 范围值取决于不同的调制压缩和带宽的等级(比如. 4.5 kHz/10 kHz)。

3.1.2 DRM数字⁹LF、MF和HF广播的一般特性

下面的物理特性和技术参数可用于规划10 MHz以下的数字广播业务。它们都是全球数字接收机(DRM)系统的特定的规范。在DRM系统中，不同的鲁棒模式、占用频率的类型、调制种类和保护级别都有规范，在各种传播与干扰环境中得以提供令人满意的服务。这些特性的组合可以提升信噪比(S/N)、最小可用场强等指标的范围。这些范围值将在以下的各节叙述中简略叙述。

3.1.2.1 DRM 鲁棒模式

在DRM规范中，定义了针对正交频分复用(OFDM)传输要求的有四种鲁棒模式的不同的参数(子载波数和间隔、有用字符和保护间隔长度)，以适用于LF、MF和HF范围内各种不同的传播环境：

鲁棒模式	典型传播环境	最适合的频带
A	地波信道，有小幅衰落	LF、MF
B	时间以及频率选择性信道，有长时延扩展	MF、HF
C	类似鲁棒模式B，但有更高的多普勒扩展	仅HF
D	类似鲁棒模式B，但有严重的时延和多普勒扩展	仅HF

3.1.2.2 频率占用类型

每种鲁棒模式占用的信号带宽，根据频带和应用需求而各不相同。

鲁棒模式	占用的信号带宽 (kHz)			
	频率占用类型			
	0	1	2	3
A	4.208	4.708	8.542	9.542
B	4.266	4.828	8.578	9.703
C	—	—	—	9.477
D	—	—	—	9.536
标称带宽(kHz)	4.5	5	9	10

⁹ 适用于数字高频广播的规划参数尚在研究。

3.1.2.3 调制和保护等级

为所有鲁棒模式，定义了两种调制类型 (16-QAM or 64-QAM)，其可以用于进行二选一或者四选一的保护等级组合。

调制类型	保护等级	平均码率
16-QAM	0	0.5
16-QAM	1	0.62
64-QAM	0	0.5
64-QAM	1	0.6
64-QAM	2	0.71
64-QAM	3	0.78

3.1.2.4 接收机噪声

除了大气噪声和人为噪声，接收机的固定噪声必须加以考虑，这在第3.1.1.2节中已经叙述过。

3.1.2.5 最小可用场强

为了获得全球数字广播声音业务足够高的品质要求，误码率(BER)需要达到 10^{-4} 。为达到这个目标，在接收机输入端的SNR除了与系统其他参数有关之外，还与不同频带下的传播模型有关。

有关最小可用场强的范围值如下表所示。这些值覆盖了各种可能的调制形式和保护等级。下表仅给出了少量一些可能的组合，这些足以说明这个最小可用场强具有很宽的取值范围。

鲁棒模式	LF	MF	HF
鲁棒模式A (地波传播)	39.1-49.7	33.1-43.7	
鲁棒模式A (地波+天波传播)		33.9-47.4	
鲁棒模式B (天波传播)	-		19.1-30.4

用于30 MHz以下的全球数字接收机的规划参数值

带宽	LF		MF		HF	
带宽 (kHz)	4.5 kHz	9 kHz	4.5 or 5 kHz	9 or 10 kHz	5 kHz	10 kHz
所需 S/N (dB) ⁽¹⁾	8.8-22.9	8.6-22.0	8.8-31.2	8.6-30.9	9.5-31.2	9.3-35.5
接收机固定噪声 (dB(μ V/m))	27.5	30.5	21.5	24.5	1.5	4.5
最小可用场强dB(μ V/m)) ⁽¹⁾	39.3-49.7	39.1-49.2	33.3-47.4	33.1-46.5	19.2-30.4	19.1-29.9

⁽¹⁾ 具体值取决于调制方式 (16-QAM 或 64-QAM), 码率 (0.5-0.78) 和传播信道模型 (地波或天波)。

3.1.2.6 DRM接收所需的信噪比

为达到各有关频带的典型传播环境所需的下面的 10^{-4} 的BER要求, 相应的SNR要求如下表所示。

	LF	MF	HF
地波传播(带宽9, 10 kHz)	8.6-21.4	8.6-21.4	
鲁棒模式A, B (带宽4.5, 5 kHz) (地波传播)	8.8-19.5	8.8-19.5	
鲁棒模式B (地波+天波传播)	—	9.4-22.8	14.6-30.9
鲁棒模式C (地波+天波传播)	—	—	14.6-33.3
鲁棒模式D (天波传播)	—	—	16.0-35.0

3.1.2.6.1 保护比 (PR)

频谱占用类型的组合和鲁棒模式决定了发射机的RF频谱, 这会形成不同的干扰, 所以需要不同的射频保护比。对于不同的DRM鲁棒模式, 各保护比之间的差异很小。因而, 下表所示的射频保护比仅限于针对鲁棒模式B。

3.1.2.6.2 同频信道保护比

有用信号	无用信号	同信道保护比范围
AM	DRM	23.0-23.6
DRM	AM	4.8-7.8
DRM	DRM	12.8-16.4

3.1.2.6.3 相邻信道保护比

相邻信道保护比的数值是针对-20 kHz 到 +20 kHz 频率间隔的,但在此不予赘述。

3.1.3 LF、MF、HF和VHF广播频率范围

在《无线电规则》第5条为广播划分了如下80 MHz频率:

频带	频率
LF	148.5-283.5 kHz (1区)
MF	526.5-1 605.5 kHz (1区、3区)
	525-1 705 kHz (2区)
HF	3 950-4 000 kHz (1区和3区)
	5 900-6 200 kHz
	7 100-7 350 kHz WRC-03: 7 200-7 350 (03-2007) and -7 400 (03-2009)
	9 400-9 900 kHz
	11 600-12 100 kHz
	13 570-13 870 kHz
	15 100-15 800 kHz
	17 480-17 900 kHz
	18 900-19 020 kHz
	21 450-21 850 kHz
	25 670-26 100 kHz
VHF	47-68 MHz (1区)
	54-72 MHz (2区)
	47-50 MHz, 54-68 MHz (3区)
	76-108 MHz (2区)
热带频带(用于热带国家广播):	
	2 300-2 498 kHz (1区, 热带)
	2 300-2 495 kHz (2区+3区)
	3 200-3 400 kHz (全部3个区域)
	4 750-4 995 kHz
	5 005-5 060 kHz

3.1.4 保护标准和可接受的干扰

《无线电规则》、各种ITU-R建议书和报告给出了规范和有用的信息, 他们可以用来推导进行可靠广播接收所需的保护比。本节概述了一些相关信息, 从而尝试推导保护HF模拟声音广播所需的保护比。因为大部分PLT调制解调器使用OFDM和扩谱(SS)技术进行调制, 在以下的分析中, PLT的干扰被视为随机噪声。

3.1.4.1 ITU-R BS.1786建议书和ITU-R BT.1786建议书 – 对地面广播业务影响的干扰评估标准

描述	由使用《无线电规则》中没有划分的频率的设备和系统造成的对广播业务的总的干扰的可接受值
推导值	任何时候都不可以超过接收系统噪声总功率的百分之一

3.1.4.2 ITU-R BS.560-4建议书 – LF、MF和HF广播的射频保护比

描述	最小可用场强: 34 dB 加上3.5 dB(μ V/m) (接收机固有噪声) 和大气噪声中的较大者
推导值	$C/N: 34 \text{ dB}$ $\text{最小可用场强} \geq 37.5 \text{ dB}(\mu\text{V/m})$

3.1.4.3 ITU-R BS.703建议书 – 用于规划目的的AM声音广播参考接收机的特性

描述	噪声抑制灵敏度: 40 dB μ V/m, 基于AF的26dB信号与无用噪声比(有效值), 和相应的30%调制
推导值	$C/N: 26 \text{ dB} - 20 \log(0.3) \text{ dB} = 26 + 10.5 = 36.5 \text{ dB}$ 场强: 40 dB(μ V/m)

3.1.4.4 ITU-R BS.1058报告 – 频带7(HF)广播的最小AF和RF信噪比

描述	用于规划目的的AF信噪比: 24 dB
	基于ITU-R的四级要求的AF信噪比(可察觉但不烦人): 31 dB
	基于ITU-R的三级要求的AF信噪比(轻微干扰): 20-21 dB
推导值	$C/N: 24 \text{ dB} - 20 \log(0.3) \text{ dB} = 24 + 10.5 = 34.5 \text{ dB}$

3.1.4.5 ITU-R BS.1615建议书的附件2 – 30 MHz以下的数字声音广播的规划参数 – 30 MHz以下DRM系统的双边带调制射频保护比

描述	与AM系统被数字系统干扰的射频保护比相对应: 6至6.6 dB(AF的保护比取0dB作为参考)。
推导值	$C/N: 6 \text{ dB} + 17 \text{ dB} = 23 \text{ dB}$, AF保护比为17 dB ⁽¹⁾

⁽¹⁾ 17dB的取值是用作一个推导C/N绝对值的例子。

3.1.4.6 推导来自有线通信系统干扰的可接受的场强

综述	HF广播的最小可用场强: 37.5至40 dB(μ V/m) C/N: 30至36.5 dB
获取的场强	来自有线通信系统的干扰信号的场强范围: 1至10 dB(μ V/m)

3.1.4.7 接收机噪声和可接受的干扰水平

为了估计因同频信道干扰而造成的接收机灵敏度恶化，或者是为了估计同频信道干扰可接受的干扰水平，有必要知道接收机噪声水平而不是接收机灵敏度，因为同频信道的干扰功率增加，引起接收机噪声增加，从而引起接收机灵敏度的恶化。比方说，如果接收的同频信道的干扰功率与原来的接收机噪声是同一个水平，由此产生的噪声功率会增加3 dB (忽略噪声的波形差异)，灵敏度也就恶化3 dB。

接收机外部噪声和干扰水平通常用场强来表示。因而，可以方便地通过比较等效场强来表达接收机内部噪声(等效噪声就是假想的从低噪声接收机的天线接收到的噪声，用这个噪声来替代接收机处的实际噪声)。

接收机噪声水平可以计算，在第3.1.1.2节中已有叙述。虽然这个接收机噪声是通过模拟接收机的灵敏度而估计得来，其结果在考虑到了带宽的不同后，也可以应用到数字接收机。

以上接收机噪声是在不考虑外部噪声的情况下估计的。然而，接收机噪声通常到包含有外部噪声。除了接收机自己产生的内部固有噪声之外，还有通过接收天线而来的外部噪声。30 MHz以下的接收机的外部噪声包括大气噪声、宇宙噪声和人为噪声。

ITU-R P.372-9建议书给出了每一个从具有良好接地的无损的短的垂直单级天线接收到的大气噪声、人为噪声和宇宙噪声场强均值并对比了热噪声 kT_0b 。所以，可以方便地将接收机内部噪声转换成等效场强(Eri)，如上所述，基于同样的天线。

接收机的整体噪声等效场强 (Ert) 是上述 Eri 和外部噪声场强均值(Ere)的平方和来表示的。也就是：

$$Ert^2 = Eri^2 + Ere^2 \quad (3-1)$$

当同频信道干扰场强 Eu ，叠加到 Ert 时，接收机噪声的等效场强就会增至 $Ertu$ ，也就是 Ert 与 Eu 的平方和：

$$Ertu^2 = Ert^2 + Eu^2 \quad (3-2)$$

比方说：

- 当 Eu 等于 Ert 时，接收机噪声增加3dB，相应的，接收机灵敏度恶化3 dB。
- 当 Eu 比 Ert 小6dB时，接收机灵敏度恶化1 dB。

- 当 E_u 比 E_{rt} 小 10 dB 时, 接收机灵敏度恶化 0.5 dB。
- 当 E_u 比 E_{rt} 小 20 dB 时, 接收机灵敏度恶化 0.05 dB。

换句话说, 为了限制接收机灵敏度的因同频信道干扰(E_u)而产生的恶化在 0.05 dB 以内, E_u 应该比接收机(整体)噪声等效场强(E_{rt})低 20 dB。

3.1.4.8 接收机噪声等效场强

在 § 3.1.1.2 接收机内部噪声通过接收机内置天线的灵敏度来计算。然而, § 3.1.1.2 中的灵敏度数值通过使用外部天线(例如室内展开的短天线)可以得到显著提高。考虑到这一改进以及匹配 VHF 频带接收机的低损耗天线, 外部噪声(其最小值取决于人为噪声)就是 80 MHz 以下接收机噪声的主要组成部分。

ITU-R P.372 建议书定义了天线情况, 即具有良好接地的无损的短的垂直单级天线, 由场强 E 得来的接收功率(P_r)公式如下所示:

$$P_r = E^2 \lambda^2 / (640\pi^2) \quad (3-3)$$

其中:

- P_r : 最大可用接收功率(W)
 E : 场强 (V/m)
 λ : 波长 (m) = $3 \times 10^2 / f$
 f : 频率 (MHz).

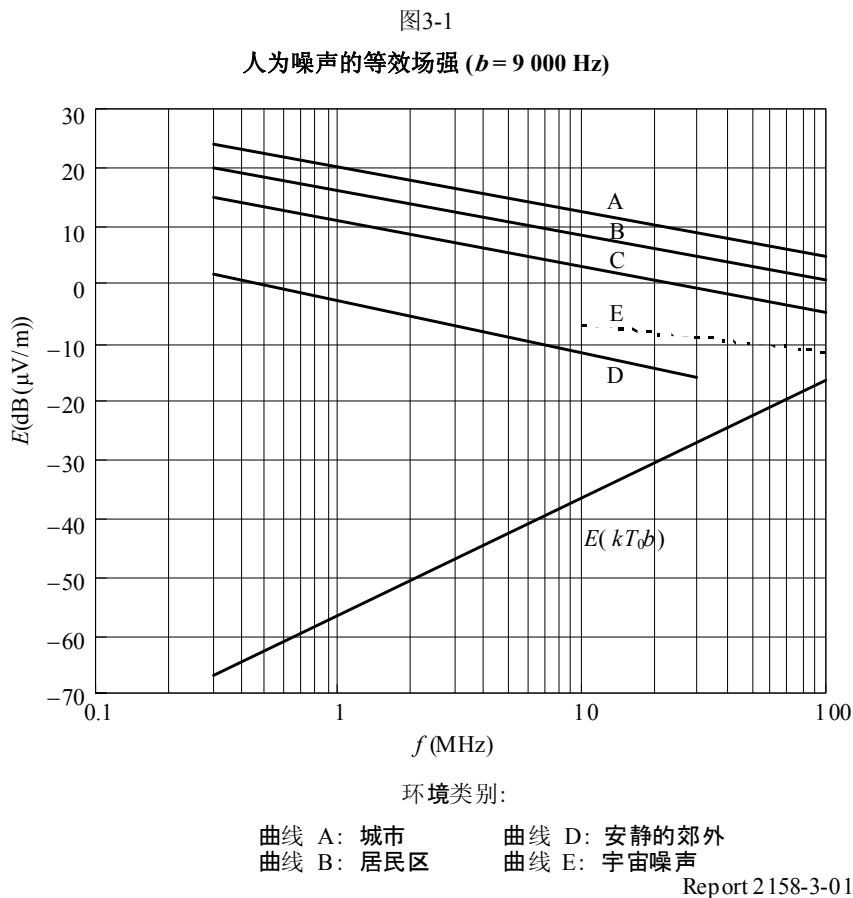
将 kT_0b (-164.5 dBW) 代入 P_r , 那么热噪声的等效场强 $E(kT_0b)$ 如下所示 ($b = 9000$ Hz):

$$E(kT_0b) = 20 \log f - 56 \quad \text{dB}(\mu\text{V/m}) \quad (3-4)$$

其中:

- $E(kT_0b)$: 热噪声 kT_0b 的等效场强 dB($\mu\text{V/m}$)
 k : 波尔兹曼常数 1.38×10^{-23} J/K
 T_0 : 参考温度 288 K
 b : 接收机噪声有效带宽 (Hz)
 $kT_0b = -164.5$ dBW (当 $b = 9000$ Hz (带宽 b 是可以按照发射机系统所需的带宽调整的))。

$E(kT_0b)$ 值如图 3-1 所示。ITU-R P.372 建议书给出了每一种外部噪声的场强均值并且与热噪声水平进行了对比(F_{am} dB 相对 kT_0 来说)。换句话说, 每一种场强结果都可以由 $E(kT_0b)$ dB($\mu\text{V/m}$) 加上由 F_{am} (dB) 来计算。



3.1.4.9 外部噪声

ITU-R P.372建议书比较了从具有良好接地的无损的短的垂直单级天线接收到的大气噪声、人为噪声和宇宙噪声的场强均值与热噪声水平(比较结果 F_{am} dB是相对 kT_0 来说)。

3.1.4.9.1 人为噪声

图3-1示出了各种环境中人为噪声的情况。等效场强的计算是基于带宽 $b = 9\,000\text{ Hz}$ 。

3.1.4.9.2 人为噪声与大气噪声的比较

外部噪声的最小水平取决于人为噪声，因为当大气噪声这个因素消失时，人为噪声就是噪声的主要因素了。

3.1.4.10 允许的干扰场强

由上述情况可得出以下结论：

- 当使用外部天线时，外部噪声主要是接收机噪声；
- 当使用内置天线时，外部噪声主要取决于商业和住宅区。即使在农村，外部噪声也很重要；
- 因为最小外部噪声取决于人为噪声，允许的干扰场强也就取决于人为噪声；
- 在分析中假设，图3-1中非常安静的乡村地区的人为噪声用作参考。

3.1.4.11 广播业务的保护标准

- 为了保护广播业务不受工作在电力设施上的PLT系统或者连接到插座上的电气设备的辐射干扰，在任何可能存在接收机的地方，保护等级不得高于图3-2中F线(有效值)与G线(峰值)。图3-2中的数值是基于30 MHz以上的接收机本底噪声而言的。
- 保护标准应当能够保护使用交流电供电的广播接收机免受来自供电线路的干扰，保护标准与图3-1中的数值相关，包括当使用了外接的长的有线天线或者当供电线路用作天线系统的外部天线终端的接地线的情形。

图3-1示出了各种环境中人为噪声功率的中值。该数值也包括了银河系噪声曲线。

所有情况中，结果都与场强中值 F_{am} 保持线性相关，其与频率 f 的计算公式如下：

$$F_{am} = c - d \log f \quad \text{dB} \quad (3-5)$$

当 f 以 MHz 为单位， c 和 d 的取值如表3-1所示。注意，等式(3-5)对所有的环境中 0.3-250 MHz 都是有效的，除了图3-1中曲线D和E。

因为以上数值是通过良好接地的无损耗短单极天线所测得，有效值场强的垂直分量可由 F_{am} (dB) 加上等式(3-4)所示的 $E(kT_0b)$ dB 计算。

对于 $b = 9000$ Hz：

$$E_n = F_{am} + 20 \log f - 56 \quad \text{dB}(\mu\text{V/m}) \quad (3-6)$$

其中：

E_n : 带宽 b 条件下的场强

f : 中心频率 (MHz)

b : 接收机有效噪声带宽 (Hz)。

由等式(3-6)算出的各种环境下的人为噪声场强的中值如图3-1所示。

将等式(3-5)中的 F_{am} 代入 等式 (3-6)，

$$E_n = c - d \log f + 20 \log f_{\text{MHz}} - 56 \quad \text{dB}(\mu\text{V/m}) \quad (3-7)$$

$$= c' + d' \log f \quad \text{dB}(\mu\text{V/m}) \quad (3-8)$$

其中：

$$c' = c - 56$$

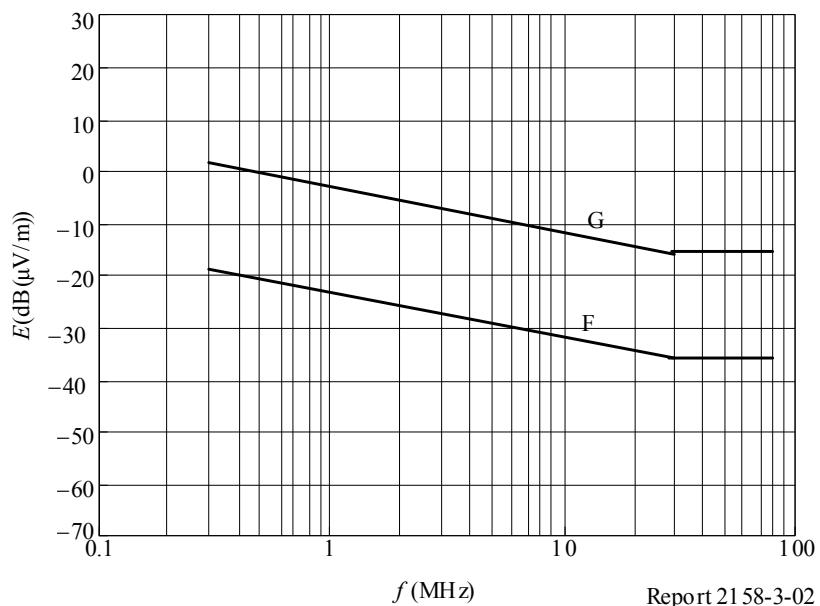
$$d' = 20 - d$$

c' 和 d' 取值如表3-1。

表3-1
常数 c' 和 d'

环境类型	c'	d'
商业区 (曲线 A)	20.8	-7.7
居民区 (曲线B)	16.5	-7.7
乡村 (曲线 C)	11.2	-7.7
安静的乡村 (曲线D)	-2.4	-8.6
银河系噪声(曲线 E)	-4	-3.0

图3-2
干扰场强的保护标准(带宽 = 9 000 Hz)



- 曲线F: 干扰场强的有效值的保护标准(30 MHz以下, 比图3-1的曲线D小20dB)
 曲线G: 30 MHz以下, 图3-1的曲线D的干扰场强峰值的保护标准

曲线F和G的 c' 和 d' 取值如表3-2。

表3-2
30 MHz以下常数 c' 和 d'

环境类型	c'	d'
曲线 F	-22.4	-8.6
曲线 G	-2.4	-8.6

3.2 业余和卫星业余业务

3.2.1 一般特性

《无线电规则》中也与业务的定义是：

«1.56 业余业务：供业余无线电爱好者进行自我训练、相互通信和技术研究的无线电通信业务。业余无线电爱好者系指经正式批准的、对无线电技术有兴趣的人，其兴趣纯系个人爱好而不涉及谋取利润。

1.57 卫星业余业务：利用地球卫星上的空间电台开展的与业余业务相同目的的无线电通信业务。»

最大可允许的发射功率取决于各国规定，100W-1.5KW不等。业余业务是居民区中唯一可能使用高发射功率的潜在用户。然而，许多用户选择较低的发射功率，仅为几瓦。因位置和财务制约，使用了各种各样的天线和设备。所以，没有标准的无线电台。

业余业务的用户一般不会远离供电线而放置天线。他们必须将天线安装在自己房子的旁边，通常很接近电话线和电力线。业余无线电爱好者可以选择不使用电器，如灯具、开关式的供电电源和其他工作时产生干扰的设备，从而将其他的局部干扰源降至最低。在有着许多有线电视电缆的传输系统中，这种选择是不可能实现的，因而辐射时刻都存在。

业余电台在HF频带，利用最佳的传播窗口，可以实现长距离通信。业余电台通常工作在能够确保其有效通信的最小信噪比的条件下(或接近此条件)。这类通信通常取决于背景噪声中的接收信号强度。业余设法在约6dB的信噪比情况下，通过标称的2.4 kHz带宽实现有效的声音通信，并在不超过-6 dB (也是2.4 kHz参考带宽)信噪比情况下实现莫尔斯码或高效频谱数据模式的通信。

很多业余电台的用户提供救灾通信。在许多国家，业余电台被视为普通通信系统过载或瘫痪时的有效支持业务。在紧急情况下，政府需要这种支持能力。在HF和VHF频带中给业余电台划分频率的目的也在于此。

3.2.1.1 工作特性

业余电台和卫星业余地面站通常没有指定的频率，而是在划分的频带内通过发射前先侦听(LBT)的技术动态地选择频率。地面中继站，数字中继站和卫星业余站在业余频带的基础上遵照自愿协调的原则选择频率。一些划分给爱好者的业余频带只提供给爱好者和卫星业余业务。许多划分的频带与其他电台业务共享，业余电台操作者知晓共享的局限性。

根据通信需求和传播条件的不同，工作协议也不尽相同。MF 和 HF 频带采用近垂直入射天波(NVIS)进行全球通信。VHF、UHF和SHF频带用来实现短距离通信。卫星业余业务为爱好者提供了提供HF以上的频带进行长距离通信的机会。

3.2.2 业余频带划分

具体划分给业余业务的频带根据区域的不同，在1.8至80 MHz不等。表3-3给出了频率划分的情况。

3.2.3 HF频带业余广播业务的保护需求

业余无线电的台站通常工作在非常低的信噪比环境下。有效SNR通常受限于各种环境因素，如天线效率；因为大多数业余电台在居民区，通常这类限制因素是外部的人为噪声。

表3-3

3至80 MHz中划分给业余业务的频带

大致频率 (MHz)
1.8
3.5
7
10.1
14
18.1
21
24.9
28
50
70

3.2.3.1 HF频带业余电台的衰落储备和0.5dB保护标准

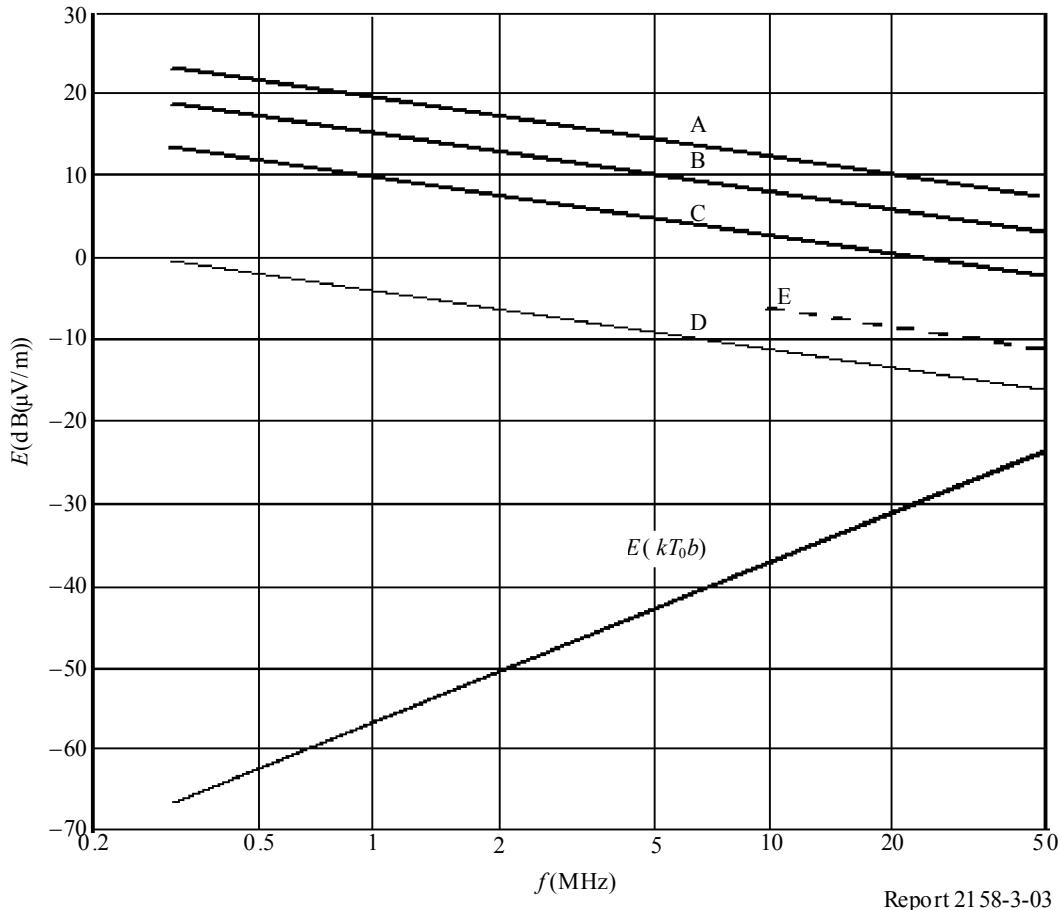
对于专业广播，要考虑充足的衰落储备，以保证信号的高质量。考虑到接收机的灵敏度较低，所以这就要求HF频带广播使用大功率发射。业余无线电台允许的发射功率相对较低，并且在长距离通信中，残留的衰落储备也仅仅能使得接收到的信号比最小可用信号场强高出0-1 dB。倘若考虑窄带HF信号场强与时间的关系曲线上还存在衰落影响的话，那么意味着在某些长距离通信链路，部分传输会因衰落丢失，因此需要重新传送。仅仅增加几分贝的本底噪声，将会对业余电台的长距离通信产生严重影响。

由于这个原因，由于PLT辐射造成的本底噪声增加的最大允许值应该是0.5 dB。为了使增加量不超过0.5dB，距供电网10 m处测得的平均噪声场强必须比已经存在的噪声低9.14 dB。

3.2.3.2 业余无线电频带的本底噪声

与其他的HF业务一样，业余通信能否取得令人满意的质量取决于有用信号和噪声之比。噪声包括四个部分：(内部产生的)接收机噪声、大气噪声、人为噪声和宇宙噪声。图3-3摘自ITU-R P.372建议书，用图形描述出超过99.5%时间概率的情形，测量的带宽为6 kHz， f 是频率(MHz)。

图3-3
人为噪声的等效场强 (带宽 $b = 6$ kHz)



曲线名称：
 曲线A：商业区
 曲线B：居民区
 曲线C：乡村
 曲线D：安静的乡村
 曲线E：宇宙

3.2.3.3 可接受本底噪声水平

由§ 3.2.3.1所述的标准，可接受的由PLT产生的本底噪声增量是比图3-3中的数值高是0.5 dB。值得注意的是，这个要求是与接收信号的带宽无关的：如果考虑使用通常的9 kHz测量带宽，那么该要求的数值可以增加到1.8 dB。表3-4列出了PLT安装点以外10 m处可接受的场强。在70 MHz处的数值可由图3-3延拓获得。

表3-4

基于0.5 dB标准的总的保护要求 – 在距离
在距离PLT安装点10 m处的最大场强

频带 (MHz)	dB(μ V/m), 6 kHz内			
	商区	居民区	乡村	安静的乡村
1.8	18.5	13.5	8.5	-7.5
3.5	16.5	12.5	5.5	-8.5
7	14.5	9.5	4.5	-9.5
10	12.5	8.5	3.5	-5.5
14	11.5	7.5	2.5	-6.5
18	11	7	2	-7
21	10	6	0.5	-8.5
24	9.5	5.5	0	-9
28	9	5	-0.5	-9.5
50	8.5	4.5	-1.5	-10
70	8	4	-2	-10.5

3.3 航空移动和无线电导航业务

为评估兼容性，有必要知道受影响的无线电业务的至少以下这些特性：

- 业务种类；
- 所使用的频率范围；
- 所要求的最低场强；
- 在指定的工作范围内的水平和垂直方向的专用工作覆盖(DOC)范围。

对于航空移动业务，其可能受到有线电视线缆所泄漏的30 MHz频带以上的辐射干扰，如表3-5所示。

许多军用HF频带电台位于空中平台，所以它们可能会因空中平台上的电台相互之间的水平距离(RHD)过大，并且干扰信号的传输损耗较低而受到干扰。

HF电台是航空环境中飞机、陆地和海上移动平台之间超视距通信的主要手段，信息通过HF电台的语音、消息和数据链锯进行交换。

当其他通信方式因设备故障或受干扰而不能工作时，HF频带的通信可用于空中管控，并控制地面设备和航空器，从而完成在广阔的范围内交换控制和监视/传感数据的任务。当通信超出VHF频带设备的频率范围时，HF频带也可以用于空中交通管制(ATC)。

表3-5
航空和无线电导航系统的特性

频带	应用缩写	业务类型简述	指定的工作范围 (DOC)	干扰威胁	接收带宽 (kHz)	最小可用信号 场强 (dB(μV/m))
90-110 kHz	LORAN C			DSL		
255-526.5 kHz	NDB	无方向性要求		DSL		
2.8-22 MHz	HF 通信	HF 通信		PLT, DSL, CATV		
3 023 kHz	救险/紧急			PLT, DSL		
5 680 kHz	救险/紧急			PLT, DSL, CATV		
74.8-75.2 MHz	ILS/MKR	航空无线电导航业务(ARNS)的标注信标属于ILS系统, 提供信号给飞行员或飞行管理系统(FMS), 当飞机在最终进场和着陆过程中经过某个固定点。	水平方向: 在信标大约100 m半径范围内。 垂直方向: 根据信标位置的不同, 30 m到1 km不等 信标位置: 在跑道中心线的延长线上, 有2或3个点, 距离门槛100 m或7.5 km	CATV		63

当主要的或者更高地位的通信系统都失效时, HF频带为主要后备模式用于空中命令和控制设备与地面设备之间的通信。

这包括:

- 北约通信系统的备份;
- PfP和非北约设备之间的联系;
- 联络配置/运动的单元;
- 联络各战术编队。

对于水上和航空移动业务, 系统特性、所需的保护标准, 没有一个文件将工作在80 MHz频率以下的系统的信息归纳起来。相关的一些特性信息包含在以下这些建议书: ITU-R M.257、ITU-R M.488、ITU-R M.541、ITU-R M.627、ITU-R M.688、ITU-R M.822、ITU-R M.1081、ITU-R M.1082、ITU-R M.1173、ITU-R M.1458, 以及《无线电规则》的规定中。

另外, 也没有保护当前水上移动或航空移动的正式建议书。

附件中的第A2.6节包含了兼容性分析, 评估PLT系统对机载接收机可能的总体干扰。

3.4 HF固定电台和陆地移动通信的一般保护标准

如《无线电规则》第15.12款的要求，本节讨论的保护要求必须确保HF固定电台和陆地移动通信业务，特别是那些支持无线电导航或其他安全功能，不被PLT设备或网络所干扰。

陆军需要HF频带通信，以确保北约内部和PfP国家之间有效的咨询、命令和控制信息的传送。另外，HF战斗网络电台通信在较低的梯队可以作为主要或者辅助手段，这里地形、距离或者移动性需求不能依靠战术区通信系统。

陆地移动通信业务大部分应用于：国防，执法，国家资源和管理，搜索和救援，国家的海岸线、湖泊、森林、水资源的紧急和安全通信和野生动物保护。这些电台的应用范围包括城市、郊区和农村地区，海岸线和内陆。这些陆地移动电台通常出现在可能使用了PLT系统的电力线附近。

3.4.1 保护标准和保护要求

3.4.1.1 保护标准

为了确保HF通信，干扰保护标准是基于本报告的附件1中所定义的热噪声、人为噪声、宇宙噪声和大气大气噪声水平。

灵敏度0.5 dB恶化

通常来讲，可接受的干扰标准是基于灵敏度恶化最大值为0.5 dB。这意味着，所有噪声和干扰(PLT产生的)不应该比HF接收机未遭受PLT干扰时总噪声的超出0.5 dB。

换句话说：

$$(I \text{与 } N \text{ 之和}) \text{ (dBm/Hz)} < N \text{ (dBm/Hz)} + 0.5$$

其中：

I : 1 Hz带宽中PLT产生的干扰 (dBm)

N : 1 Hz带宽中接收机噪声和人为噪声之和(dBm)。

上面这0.5 dB的灵敏度恶化标准是基于军用电台工作在其接收灵敏度水平附近这个因素而选定的。

计算HF电台所需的基本参数

受影响的HF电台所需的参数如下：

- 接收机噪声系数： 10 dB
- 接收天线增益： 0 dBi¹⁰
- 热噪声： -174 dBm/Hz

HF电台的在这方面没有更多要求的参数。

¹⁰ 高频系统的天线增益一般是0 dBi左右。正的天线增益可以降低热噪声的相对影响。

3.4.1.2 保护要求

基于以上的保护标准, HF电台的保护要求如下:

- a) 因有线电视传输网络(CTN), 包括PLT系统的无用辐射, 每Hz增加的背景噪声和干扰应该不超过0.5 dB;
- b) 参考噪声水平, 取决于地区, 可以是安静的乡村、乡村、居民区或者是商业区;
- c) 电缆和受影响的HF接收机最小间隔假设为10 m。

3.4.2 一种可能的保护标准

PLT系统通过非屏蔽和非平衡传输线发射信号, 这导致了不可避免的射频能量辐射。PLT网络的辐射会造成对无线电通信的有害干扰。所以, 为保护登记的HF固定业务, 就需要对这种有害辐射加以限制。

PLT系统并不被看作一种发射无线电的业务, 而是看作外来辐射的来源。

为保护HF固定业务, 对PLT的建议保护标准暂定为, 与前WP/9A的ITU-R F.1094建议书中的平均值相比, 因有害辐射而造成系统性能下降1%。PLT辐射的峰值应该考虑进去。

ITU-R P.372给出的与安静的乡村噪声水平相对应的接收机天线处的集总干扰信号电平也应该加以考虑。某些干扰缓解技术, 像PLT系统的实施过程, 可以减轻潜因使用这些设备而导致的兼容性问题。

3.4.3 自动链路建立系统

军方任务的经验表明, HF通信有时是唯一的任务分配和进度报告方式, 它没有时延, 也不用担心信号拥塞。另外, 核爆炸的情况下, 卫星通信链路也会中断。相反, HF链路依然会有效。HF链路受影响的时间会很短。

通常, 采用自适应的无线电系统, 只有在本底噪声足够低(例如, 低于系统判决门限)的时候, 可以自动选择最有利于传播环境和最大吞吐量的频率。更高的噪声水平会降低ALE系统的性能, 也会降低数字无线电的整体性能。

3.5 水上移动

本节将综述划分给各种水上通信和水上移动业务的频带。

3.5.1 背景

水上业务最重要的通信是救险和安全通信, 由于MF和HF的特殊传播情况, 水上业务严重依赖MF和HF。

水上移动在ITU的《无线电规则》中被定义为一种业务。该种通信可以应用在岸台和舰船，或者舰船之间，救生筏站和紧急无线电信标也可以算作这个业务。它也包括港口操作业务和船舶移动业务。

《无线电规则》第1.59款对安全业务做了规定：

«**1.59 安全业务**：为保障人类生命和财产安全而常设或临时使用的任何无线电通信业务。»

水上系列也包括无线电导航业务，无线电导航业务也是《无线电规则》中定义并专门划分了频率的业务。

水上通信应用规定在国际电联《组织法》和《公约》中得以认定，这些规定是世界无线电大会做出的决定并通过，在《无线电规则》中发布而实现的。《无线电规则》也对所有主管部门有约束力的规定，即采取必要的行动保护这些无线电频率不受干扰。

3.5.2 水上通信的频率划分

救险和安全通信

《无线电规则》的附录13定义了用于非GMDSS的救险和安全通信的频率。虽然其想在1999年2月1日前用GMDSS系统取代附录13，值得注意的是，一些主管部门和船只，不受SOLAS 1974的约束，仍然希望在1999年2月1日后的一段时间继续使用附录13中的救险和安全通信系统。

下面这段详细叙述了保护救险与安全频带的管理规则

“第II节 – 遇险和安全频率的保护

A – 一般规定

§ 13 除按本规则中的规定之外，禁止能在500 kHz、2 174.5 kHz、2 182 kHz、2 187.5 kHz、4 125 kHz、4 177.5 kHz、4 207.5 kHz、6 215 kHz、6 268 kHz、6 312 kHz、8 291 kHz、8 376.5 kHz、8 414.5 kHz、12 290 kHz、12 520 kHz、12 577 kHz、16 420 kHz、16 695 kHz、16 804.5 kHz、121.5 MHz、156.525 MHz、156.8 MHz 频率上或者在406 - 406.1 MHz、1 544 - 1 545 MHz 和1 645.5 - 1 646.5 MHz 频带(另见附录15)内的遇险、报警、紧急或安全通信产生有害干扰的任何发射。禁止对本附录A2 部分第 I 节和附录15 中认定的在基分散频率的任何频率上的遇险和安全通信产生有害干扰的任何发射。”

全球水上救险和安全系统

全球水上救险和安全系统 (GMDSS)在《国际海上人命安全公约》(SOLAS 1974)中已经得到完整的定义。第331号决议 (WRC-97修订版)* 规定，所有认可IMO SOLAS公约的船只都应该在1999年2月1日前安装好GMDSS系统。

* 该决议先后在WRC-03 和 WRC-07上做了修订。

用于GMDSS系统的频率在《无线电规则》的附录15中。救险和安全频率的划分情况如表3-6所示。另外，对于附录15中所列的频率，岸站应该使用其他合适的频率发送安全消息。

表3-6
30 MHz以下水上通信救险与安全频率表

	救险			安全	
	DSC	RTP-COM	NBDP-COM	MSI/MSI-HF	AERO-SAR
	kHz	kHz	kHz	kHz	kHz
MF	2 187.5	2 182.0	2 174.5	490.0	3 023.0
				518.0	
HF	4 207.5	4 125.0	4 177.5	4 209.5	5 680.0
				4 210.0	
	6 312.0	6 215.0	6 268.0	6 314.0	
	8 414.5	8 291.0	8 376.5	8 416.5	
	12 577.0	12 290.0	12 520.0	12 579.0	
	16 804.5	16 420.0	16 695.0	16 806.5	
				19 680.5	
				22 376.0	
				26 100.5	
				MSI	
				MSI-HF	

图例：

AERO-SAR 通过将移动台站应用到搜救操作中，从而实现航空载波(参考)频率可以用于救险或者安全目的。

DSC 这些频率专门用作救险和安全呼叫，依照《无线电规则》第32.5款(参见第33.8和33.32条)使用数字选择呼叫。

MSI 在水上移动业务，这些频率专门用于岸台至船台之间通过窄带直接印字电报实现水上安全信息(MSI)的发射(包括气象和导航警报和紧系信息)。

MSI-HF 在水上业务中，这些频率专门用于岸台至船台之间通过窄带直接印字电报实现高海MSI的发射。

NBDP-COM 这些频率通过窄带直接印字电报专门用于救险和安全通信(交通)。

RTP-COM 这些载波频率通过无线电报用于救险和安全通信(交通)。

划分给水上移动的频率

表3-7中的频率划分表(《无线电规则》第5条)包含了30 MHz以下的频率，专门划分给1区的水上移动业务。这些频率应该加以保护免受干扰，如《无线电规则》第15.12款中所述。

表3-7
划分给水上移动业务的频率

14-19.95 kHz		2 625-2 650 kHz	19 680-19 800 kHz
20.05-70 kHz	415-495 kHz 505-526.5 kHz	4 000-4 438 kHz	22 000-22 855 kHz
72-84 kHz	1 606.5-1 625 kHz	6 200-6 525 kHz	25 070-25 210 kHz
86-90 kHz	1 635-1 800 kHz	8 100-8 815 kHz	26 100-26 175 kHz
110-112 kHz		12 230-13 200 kHz	
117.6-126 kHz	2 045-2 160 kHz	16 360-17 410 kHz	
129-148.5 kHz	2 170-2 173.5 kHz 2 190.5-2 194 kHz	18 780-18 900 kHz	

3.5.3 MF和HF频带水上移动业务的接收机参数

ETSI 的300 373号标准包含了以下数值。

最大可用灵敏度:

在1 605-4 000 kHz: 5 dB(μ V)

在4 000-27 500 kHz: 0 dB(μ V)

相邻信号选择性:

-500 Hz +500 Hz: 40 dB (有窄带滤波器)

-1 kHz, +4 kHz: 40 dB

-2 kHz, +5 kHz: 50 dB

-5 kHz, +8 kHz: 60 dB

自动增益控制时间常数:

增强时间=5 至 10 ms

恢复时间=1 至 4 s

交调:

\pm 20 kHz: 无用信号最大值 = +90 dB(μ V)

互调:

+70 dB(μ V)

杂散响应抑制:

70 dB

80 MHz以下的水上移动和航空移动业务的系统特性和所需的保护要求，没有任何一个单一的文件对其予以总结。这里对涉及上述信息的有关建议书和规定进行整理，它们有：ITU-R M.257、ITU-R M.488、ITU-R M.541、ITU-R M.627、ITU-R M.688、ITU-R M.822、ITU-R M.1081、ITU-R M.1082、ITU-R M.1173和ITU-R M.1458，以及《无线电规则》的规定。

另外，目前没有关于保护标准的技术研究，也没有正式的建议书涉及水上移动和航空移动系统的这方面保护标准。

3.6 无线定位

无线定位业务一种无线电测定业务，用于侦测和确定远处目标的具体位置。

3.7 固定业务

信号情报(SIGINT)活动对军方是非常重要的。所以，军方会侦听(微弱)信号，这样的活动可以被低电平的干扰所影响。

军用HF电台也是由公众电力线供电的。供电系统可能不会提供特殊的过滤器过滤HF信号。从电力线中过滤出PLT信号不太实际。

3.7.1 固定系统的特性

回顾本文，有关固定系统的特性包含在ITU-R F.758和ITU-R F.764建议书中，其中部分是过时的，将在ITU-R本工作周期中以及《无线电规则》中进行修订或删除。另外，ITU-R F.339建议书提出了带宽、信噪比和容许衰落等完整HF系统的特性。

3.7.2 保护标准

在ITU-R P.372建议书中规定的安静的乡村噪声环境中，接收天线的集总干扰信号水平应当考虑，然而，当前没有有关保护标准的技术研究，也没有正式的建议书以保护HF固定业务系统。

考虑保护HF范围内的主要固定业务免受供电线路上高速数据通信造成的干扰，确定性分析通常是首选的方法。

3.8 射电天文学

ITU-R RA.769建议书给出了干扰门限，以避免干扰破坏射电天文业务的正常工作。如该建议书所述，给出的门限值是针对典型观测且使用2000秒时间积分和0 dBi的天线增益的情形。ITU-R SA.509建议书给出了射电天文天线的天线增益。

射电天文业务在13.36-13.41 MHz和 25.55-25.67 MHz是主要业务。关于该频带总的输入干扰功率，ITU-R RA.769建议书规定的干扰门限分别是-185 dBW 和 -188 dBW，相应的功率谱密度分别为-248 和-249 dB (W/(m² • Hz))。

当前80 MHz以下频带中，集中使用的划分给射电天文业务的频带如表3-8所示，该表又一次给出了不同频率范围内(存在相关有线信号)的干扰保护比其给出了有线电视信号的频带的保护标准。这些在ITU-R RA.769建议书给出。

因为有新一代射电望远镜的建设，像MWA、eVLA，低频阵列(LOFAR)和平方公里阵列(SKA)等等，因此保护这个频带对于未来的射电天文学是非常重要的。

表3-8

频带 (MHz)	欧洲共同划分 (ECA)状态	杂散辐射的参 考带宽 (MHz)	破坏性干扰 的水平(连续 观测) (dB(μV/m))	破坏性干扰 的水平(谱线 观测) (dB(μV/m))
13.36-13.41	主要业务共享(5.149)	0.05	-55.2	
25.55-25.67	主要业务 (仅无源业务) (5.149)	0.12	-53.2	
37.5-38.25	次要业务(5.149)		-50.2	
73.0-74.6	次要业务 (5.149)	1.60	-50.2	

注 1 – 《无线电规则》第5.149款规定，对于 13.36-13.41 MHz, 25.55-25.67 MHz, 37.5-38.25 MHz, 以及 73.0-74.6 MHz, “... 敦促主管部门采用一切实际可行的措施保护射电天文业务免受干扰。星载电台或机载电台的发射对射电天文业务可能是特别严重的干扰源”。

3.9 标准频率和时间

ITU-R 工作组 7A 提出，干扰分析未必能准确地预判PLT可能的对某些特定业务的干扰影响，其中包括接收标准时间信号和频率信号的无线电控制时钟等业务系统。

表3-9 摘自ITU-R SM.1138建议书的附件1。

表3-9
标准频率和时间信号的属性

辐射说明	必要带宽		辐射标志
	公式	举例计算	
1 HF (话音)			
语音通知, 双边带	$B_n = 2M$	话音 $M = 4\ 000$ 带宽: $8\ 000\ Hz = 8\ kHz$	8K00A3XGN
2 HF (音暴)			
用于时间测量的滴答声	$B_n = 2/t_R$	$t_R = 1\ ms$ 带宽: $2\ 000\ Hz = 2\ kHz$	2K00K2XAN
3 HF(时间编码)			
电报时间编码	$B_n = BK + 2M$	$B = 1/s$ $M = 1$ $K = 5$ 带宽: $7\ Hz$	7H00A2XAN

表3-9 (续)

辐射说明	必要带宽		辐射标志
	公式	举例计算	
4 低频(时间编码)			
测量时间的时间编码的前沿	$B_n = 2/t_R$	$t_R = 1 \text{ ms}$ 带宽= 2 000 Hz = 2 kHz	2K00K2XAN
电报时间编码	$B_n = BK + 2M$	$B = 1/\text{s}$ $M = 1$ $K = 3$ 带宽: 5 Hz	5H00A2XAN

4 防止或消除干扰的潜在手段

为防止干扰, 2006年10月日本主管部门决定仅仅放开室内PLT, 这也就意味着, 不允许使用接入性质的PLT。

另一个防止干扰或者是充分减小干扰的办法是将PLT系统的辐射限值控制在一个足够低的水平, 以确保无线电通信或射电天文业务的工作。

电力系统应当为数据的高速传输在过渡点处设计完整的辐射屏蔽、射频阻塞滤波器或者采用其他方法。

4.1 电力线通信系统的缓解因素和办法

随着需求的增长, 世界各地都使用宽带接入互联网, PLT系统可以提供一种接入方式。但该系统的无意发射会造成对无线电接收机的干扰。

PLT系统可使用室内低压电线, 室外低压电线(架空明线或地理线), 室外中压线, 或者是两者的组合传送通信信号。

一些无线电接收机, 譬如将电线作为内置天线子系统的一部份的HF广播接收机, 可能会遭受传导辐射干扰, 但是耦合到大多数其他受害接收机的干扰是辐射干扰。

在采用针对PLT的规定时, 国家主管部门可以完全依靠限制辐射水平, 以防止干扰, 或者可以依赖辐射水平门限以及干扰缓解手段。本节将给出关于干扰缓解手段的一些指导, 供主管部门参考。

4.1.1 传导信号的衰减

一些主管部门关心的是, 当邻居在家中使用PLT时如何保护公寓或者家中HF广播接收机。在这种情况下, 传导辐射可能是主要的耦合干扰机制。

有研究已经表明, 从插座处, 经过电能表和断路器表盘, PLT信号会相应地衰减电能表30 dB至40 dB的量级。这可以理解为一种综合的损失, 源自电能表本身, 加上复杂的室内电力网的电学特性。电能表中的供远程控制和监控的电路已经被证实会在某些频率产对PLT信号造成约20 dB的衰减, 而这些衰减的频率依赖性很复杂。因此, 在公寓建筑中, 如果某一家正在使用PLT技术, 相邻的HF广播接收机连接到电力线网络, 那么PLT信号从这一家到邻居家之间的总衰减就是在60 dB到80 dB这个数量级。

这结果可能适用于所有的国家，也可能不适用，因为各个国家的建筑结构不同，电力网的配置也不尽相同。因而，在考虑是否将这些衰减因素作为干扰缓解手段时，主管部门需要每个国家的典型建筑中的衰减情况。

而且，在电力网中可以增加一个滤波器来增加衰减。这种滤波器可以安装在电台接收机有源电线插头和与之相连的电力线插座之间。因为各国的插头和插座的物理结构不同，主管部门应该调查每个国家使用这种过滤器的可行性。可在§ A3.5中获知更多详情。

4.1.2 禁用频带

主管部门可能要求PLT系统在某些频带不得使用(不得注入载波)。这种要求可能只适用于户外中压架空线，户外中压和低压线或者地埋线(低压或中压)。

例如：有主管部门在2-22 MHz和74.8-75.2 MHz频带做出了这种要求。这个受保护的频带划分给了航空移动和无线电导航业务，用于提供航空安全和生命业务。这种情况下，这种要求仅限于室外中压线，而不是低压和中压地埋线。

4.1.3 地理隔离区

主管部门也可以在某些频带上，在距离某一授权使用的特定业务的无线电台站一定距离范围内禁止进行PLT操作。

例如，有主管部门禁止在2.1735-2.1905 MHz频带(全球水上救险频带)的指定110个水上无线电台1 km以内操作PLT，以及禁止在73.0-74.6 MHz(射电天文频带)频带的射电天文学观测点的65km以内(仅对室外中压架空线)操作PLT，还有在射电天文观测点的47 km以内(适用于地理中压线和架空低压线)禁止PLT操作。

这种对距离的规定可应用于通过PLT提供互联网接入服务的公司，但不适用于客户自建的PLT室内网络。

PLT系统的有害干扰距离高度依赖于当地供电网的特性、PLT系统的设计和拓扑结构。因为各个地方这些因素不尽相同，从一个系统得出的结论和配置不能可靠的适用其他不同情况。主管部门应该重视那些能够准确反应该国情况的分析报告。

4.1.4 协商区域要求

为了更有效地检测和减缓干扰，主管部门会要求PLT系统运营商通知某些持有无线电业务执照的用户关于PLT电台有关安装信息。

例如，在如下有关频带和位置内，有主管部门要求PLT运营商提前30天通知安装信息：

- 在1.7-30 MHz频带,如果PLT在主管部门一些专用的监测站或者周边存在的60个航空和陆地HF电台的4Km范围内;
- 在1.7-80 MHz频带, 如果在大约16个射电天文站的4 km以内;
- 在1.7-30 MHz频带, 如果在3个指定的雷达接收站37 km以内;
- 在1.7-80 MHz频带, 如果在其他指定的主管部门台站的1 km以内;
- 给在本区域内获准使用的警用、火警、医疗紧急机构的频率协调者。

对于那些上述定义的协商区内有规划的运营商，PLT运营商必须提供如下信息：

- 1 PLT运营商名字;
- 2 PLT运行的频率;
- 3 PLT运营商提供服务的区域的邮政编码;
- 4 正在安装的PLT设备的制造商和设备类型;
- 5 联系信息(包括电话和e-mail地址); 以及
- 6 PLT运营商的计划运营日期。

4.1.5 自适应干扰技术

主管部门可要求PLT运营商使用有可控的自适应干扰衰减技术的设备。这就要求PLT运营商在某些被报告有干扰的特定地点或者特定频带处进行控制，对信号进行陷波或者降低信号强度以减少干扰。主管部门可以要求在陷波后的信号的辐射水平比原有应用的限值低一定的数量(例如10 dB或20 dB)。也可以发展一些PLT设备，其可以感知某些无线电业务的频带无线信号强度，自适应的调整信号强度，以保护这些无线电信号。如果这种设备可行，主管部门可以指定相关的无线电业务和频带要求各PLT运营商以这种方式保护。

主管部门也可以要求PLT运营商使用一种手段，可以在发现任何PLT设备产生有害干扰时，具有对其实施远程关闭的功能。

4.1.6 干扰投诉程序

主管部门应该确保有一个程序，提交和响应PLT干扰的投诉。

例如，投诉人首先应采取合理的步骤，确认存在的干扰是由PLT系统造成的。投诉人应通知PLT运营商。PLT运营商应该在一定的对于受害系统而言合理的时限内进行调查。例如，PLT运营商要在24小时以内进行调查和处理来自公众安全业务持照人的持照人投诉，但可以在更长的时限内来调查对HF广播业务干扰。如果该干扰不能以人为方式消除，持照人可以将该投诉以书面形式递交到对应的主管部门，主管部门将动用其技术和法律资源减轻干扰。

4.1.7 PLT运营商数据

主管部门可以要求PLT运营商建立一个公众可访问的PLT运营数据库，更有效的缓解干扰。这样的数据可以由行业协会、主管部门自身、或者独立第三方管理。数据库可以包括以下信息：

- 1 PLT运营商名字；
- 2 PLT占用的频率；
- 3 PLT运营区域的邮政编码；
- 4 正在安装的PLT设备的制造商和设备类型；
- 5 联系信息(包括电话和e-mail地址)；
- 6 PLT运营商的计划运营日期。

数据库管理者应当在干扰的投诉或者调查过程中不扮演任何角色，但可以提供调查所需的数据中的信息。

4.2 干扰缓解技术的研究

4.2.1 巴西的干扰缓解技术的研究

4.2.1.1 介绍和一般性信息

本节介绍巴西主管部门提供的关于电力线宽带通信领域的测量结果。该实验是为了评估第二代PLT系统的干扰缓解技术的有效性，研究了PLT网络的无线电干扰和辐射水平，并把这些辐射与ITU-R K.60建议书¹¹中的限值和一个主管部门的限值进行了对比。

4.2.1.2 测试配置

实验是在一个240 m长的低压架空明线上进行的。该网络包括公共照明路灯，因此来自电器设备和发动机的噪声得以最小化。

这种方法是基于ITU-T K.60建议书¹¹和FCC 04-245程序的。

为获得辐射干扰的最大读数，PLT设备需设定为最大输出功率(大概-58 dBm/Hz)以获得最大辐射。

一副经校准的环形天线、一个三脚架和一台频谱分析仪用来测量30 MHz以下各电磁部件的辐射量(根据ITU-T K.60建议书的测量过程，CISPR 16-1-1准峰值测量仪也可以用来替代频谱分析仪。)测试配置如图4-1所示。

¹¹ ITU-T K.60建议书《减少无线电业务电磁干扰的辐射水平和测试办法》(2008-02)第1节(范围)规定：“本建议的目的是为主管部门在考虑对通信系统之间干扰投诉时提供指导，不是为了保护无线电频谱而设定合规性要求或提出建议。”

图4-1
配电网络和环形天线



Report 2158-4-01

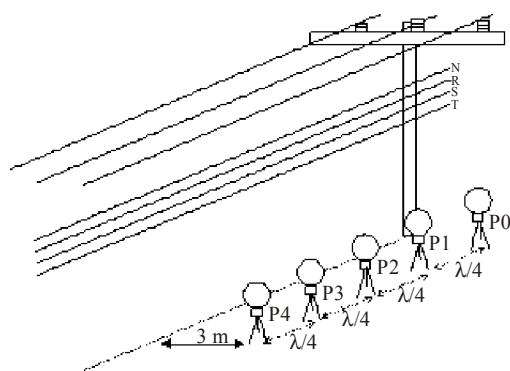
频谱分析仪设定在9 kHz分辨率带宽(RBW)，并开启峰值检波功能。将测量数值与由准峰值检波方式测得的数据相比，两者相差少于4 dB。

离架空线3 m距离处进行测量。这个距离是从电力线在地面的投影线到测量点的垂直距离。

如图4-2所示，从PLT接入点开始，沿着电力线，设备工作频带的中间频点的0, $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{2}$, $\frac{3}{4}$, 和1波长的位置测量。这些点分别标上P0, P1, P2, P3 和 P4。

在每个点，要进行三项测量，即磁性线圈天线的每个方向，以评估三维正交场强分量。

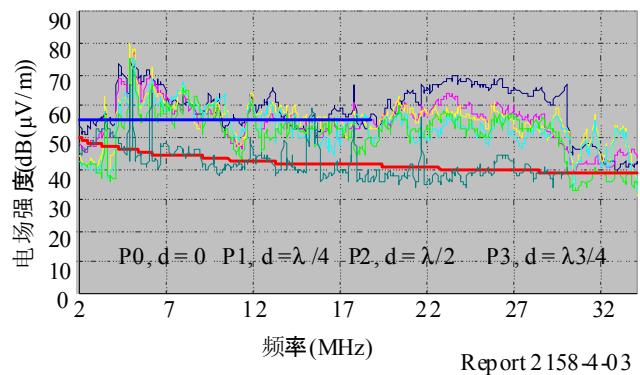
图4-2
测量位置



Report 2158-4-02

如图4-3, 当设备满功率运行时, 其电场远高于一个主管部门所要求的准峰值门限。根据该主管部门所采用的外推因子, 可以对辐射限值进行距离校正(见附件3.6)。当开启PLT和关闭PLT时分别扫描频谱, 可以注意到PLT信号干扰了现有无线电业务。然而, 随着与PLT注入点的距离增加, 辐射强度会大大降低。

图4-3
各位置的测量值

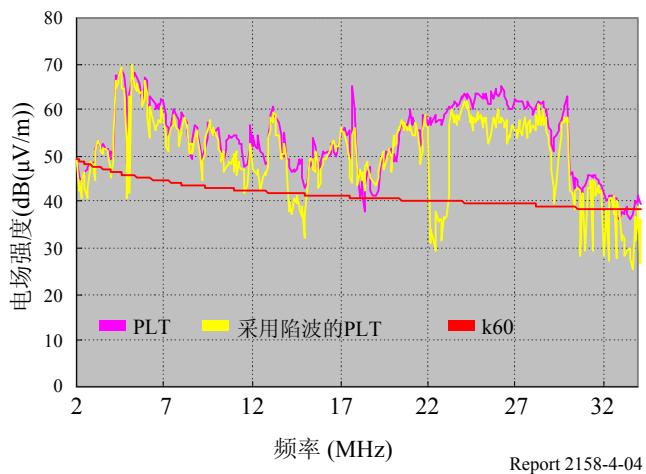


关于干扰的缓解, 这里分析了三种配置。

4.2.1.3 陷波滤波器

起初, 陷波滤波器设定为预定频带的信号衰减值。图4-4中, 可以看到4.8-4.9 MHz、14-15 MHz和22-23 MHz频带的三个低谷值。这三个频带, 辐射场强值降到了ITU K.60建议书给出的值¹¹。此外, 对这三个频带的无线电信号进行解调, 证实陷波滤波器的干扰缓解是有效的。

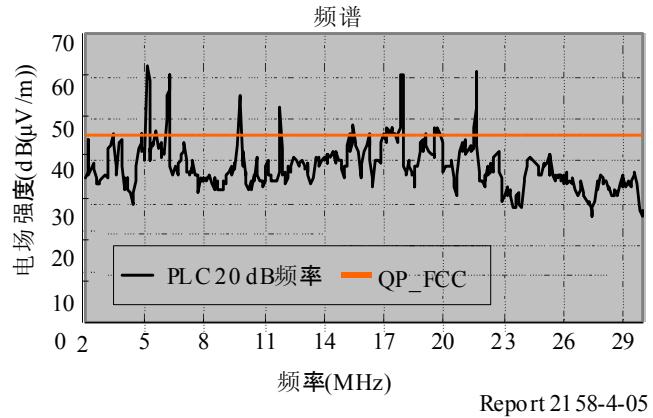
图4-4
各陷波处的测量值



4.2.1.4 降低功率

最后，降低在PLT注入点功率，直到符合FCC规定的限制。在距离网络10 m处的小范围的地方进行测试。如图4-5，PLT造成背景噪声的小幅上升。信号中的尖峰是那些未受到PLT辐射所影响的射频信号。

图4-5
距离10 m处的测量结果



4.2.1.5 结论

实验表明，使用陷波滤波器和输出功率控制等减缓技术应该可以HF系统的有效保护。

考虑这些实验结果、缺乏宽带接入技术设施以及拓宽数字化领域，巴西主管部门正在考虑规定、规则和必要的要求，以使PLT系统工作在低压和中压电力线的1705 kHz到50 MHz频带，并与在获准的HF通信系统共存。

5 总体结论

本报告说明了PLT系统和设备的辐射对不同无线电通信业务所造成的潜在干扰。本报告介绍了PLT系统的射频辐射的特性以及受到PLT系统影响的无线电通信系统的特性和保护标准。另外，还讨论了减缓PLT辐射干扰的一些潜在办法。

附件1

噪声、辐射和传播考虑

A1 噪声、辐射和传播考虑

A1.1 HF频带的噪声电平

本节对HF频带(3-30 MHz)的噪声进行了简要的介绍。更多详细的参考内容可以参见本报告中关于无线电频谱用户的噪声电平部分。

高性能接收机的灵敏度是由弱信号产生的噪声决定的。噪声是由设备的有源器件产生的。噪声电平被定义为接收机的基本的灵敏度。但是在HF频带通信过程中，噪声不仅局限于接收机内部产生的噪声，还有其他外部的噪声源对对接收机本身的影响。把这些噪声源加到一起，就组成了周围的噪声环境。

A1.1.1 周围的噪声环境

在HF频带，外部的噪声源由两部分组成，第一是不可消除的残留的周围环境噪声，这种噪声是可预计的而且随着季节、时间和地点的变化而改变。另一种是本地人为的突发噪声。这两种噪声源叠加在一起决定信号的最小可测电平。以上两种类型的噪声源分别被称为周围环境噪声和突发噪声。

由于设备与相关的电磁兼容标准适应所产生的突发的噪声能够大大的超过噪声门限，尽管如此，由于突发噪声的随机性和自然界的概率论，我们也有可能接收到低电平的HF信号。很多设备仅仅在离散的几个频率上或者很窄的频带内发生辐射，其电平接近它们标准的限值。

HF通信业务要考虑到HF信号在自然界传播的变量。对HF信号发射的时间和频率进行优化，从而最大可能的得到满意的信噪比。一些HF固定和移动的通信系统具有足够的灵活性。在突发噪声使通信造成中断的情况下，一旦干扰信号停止，发射机随后重复进行发射信号。在自动化和可适应化系统的实例中，这种功能被写入操作协议。对比典型的HF广播业务，该业务在特定的频率和目标区域内必须要保证信号的质量，并且在不同的传播条件下持续时间要保持在半小时到几个小时的范围内。

自然界噪声

- a) 大气噪声，是一种主要的噪声源，它几乎不间断在赤道的周围进行发射活动并通过电离层的反射将干扰传播到世界的其他位置。所有的噪声电平取决于频率、时间、季节和位置。在气候温和的地区，这种噪声相对的较低，尽管在特殊的时间大气层中的电子会发生短暂的脉冲噪声干扰。
- b) 宇宙噪声，来源于外空间，主要来源于太阳和外太空(最新的著作中称为银河噪声)。在HF频带，宇宙噪声到达系统天线主要依赖于电力层的镜面反射，而且产生的噪声低于人为噪声。在HF频带内的低频率内，无法从其他噪声源中区分宇宙噪声和背景噪声

人为噪声源

人为噪声包含两部分：

第一是由大量的远距离的相关的噪声源所导致的。这是一种有效的白噪声，它是周围环境噪声基底的一个组成部分。环境一般被定义为城市、近郊、乡村和安静的乡村。人为噪声来源于电力、电子和无线电设备。从无线电用户的角度来说，不同环境之间的差别在于噪声电平的大小和持续时间的长度。

第二是本地的突发噪声源，噪声的大小依赖于所处环境的类型和在其附近使用设备的密度。在乡村和安静的乡村，突发噪声源是非常少见的，所以对于HF通信来说是非常理想的。

A1.1.2 测量周围环境本底噪声

周围环境本底噪声的测量已经在很多合作组织进行，包括MASS咨询，BNetzA，BBC，Qinetiq¹²和RSGB¹³在进行测量的时候，一定要各个方面都考虑周全，特别是要选择一个没有已知无线电信号占用的频率来进行测量。还有在一些特殊频率附近的已有无线电信号，不能被错误的认为是噪声。

由于在HF频带的占用度很高，而且使用典型的9 kHz带宽的符合电磁兼容标准测量接收机在HF频带进行一次频率扫描的重要方法是不能测出背景噪声电平的，甚至使用典型环形的电磁兼容测量天线可能会受到接收机系统噪声的限制，测出不是真实的环境噪声。

在HF频带执行扫描测量周围环境的本底噪声。需要使用比9 kHz更窄的带宽如100-200 Hz的带宽。之后为了对结果进行比较再将带宽转换为9 kHz。

通常，在工业和商业地区进行模拟的测量，突发噪声会将会超过本底噪声。在郊区地区通常选择没有大量突发噪声的特定的时间段来进行测量，这种测量是假设在合理的距离范围内进行的(距离建筑物大于10 m)，而且测量天线容易被放置。在对周围环境本底噪声进行小范围解释时，非常重要的是要考虑到测量的条件，例如带宽、检波器的类型，是峰值、准峰值还是平均值，另外还要考虑到使用天线的类型。

A1.1.3 噪声电平的决定性因素

下面的内容是摘自ITU-R P372 建议书中的内容。大气层中无线电噪声的发射数据是从来源于CCIR从1962年开始一直从事的研究。虽然，全球变暖导致其规律发生了改变和雷暴发生的密度。对数据分析的再检查会对提供有效的证据证明是否那些数据随着时间而变化时非常有益的。但是我们没有根据期望这些数据是随着时间变化的。人为噪声数据是根据美国方面的分析。大部分是20世纪70年代的。

¹² Qinetiq来自[英国国防技术公司](#)，该公司是原政府机构[国防评估研究局\(DERA\)](#)的一部分。2001年6月。

¹³ 英国无线电学会。

建议书中整篇报告测量的水平时作为参考使用的。尽管在欧洲问题一直存在，是否报告中的水平代表现在的水平。CEPT已经在欧洲从事大量的本底噪声测量来估计验证ITU-R P372建议书中LF、MF、HF频带的本底噪声电平是否符合目前欧洲的情况。

A1.1.3.1 热噪声、人为噪声、宇宙噪声、大气噪声电平

为了能够处理HF频带的各种无线电信号的调制类型，噪声干扰计算和在1 Hz带宽下的干扰。

噪声源认为是无线电系统本省的热噪声和在ITU-R P372建议书中提到的人为噪声。

每赫兹的热噪声是：

$$N_0/\text{Hz} = kT_0 \text{ W/Hz}$$

其中：

$$K: \text{ 波尔兹曼常数} = 1.38 \times 10^{-23} \text{ (J/K)}$$

$$T_0 = 290 \text{ K}$$

我们使用ITU-R P372建议书中对无线电噪声的描述来计算。其包括人为噪声、宇宙噪声和大气噪声几个部分，具体如下：

kT_0 的中值如下表示：

$$F_{am} = c - d \log (f) \quad \text{dB}$$

上式中 f 表示频率， c 和 d 的值可以在上述ITU-R的建议书中找到，具体如下：

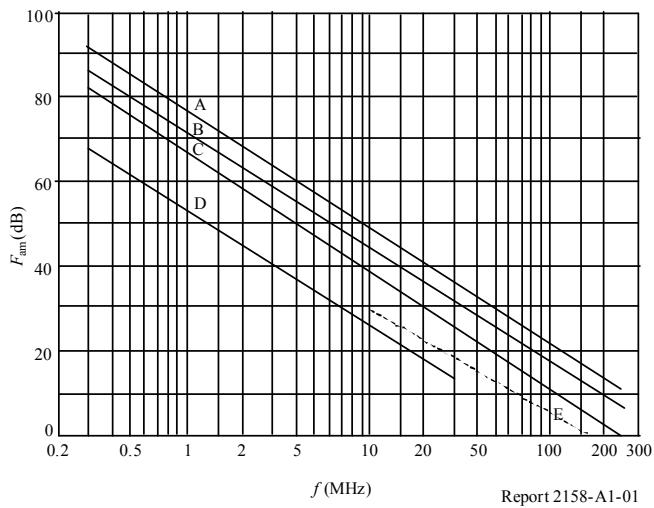
表A1-1

ITU-R P.372建议书各种类型地区的常数 c 和 d

地区的类型	c	d
城市	76.8	27.7
居民区	72.5	27.7
乡村	67.2	27.7
安静的乡村	53.6	28.6
宇宙 (10-80 MHz)	52.0	23.0

相对应的电平如下图A1-1所示：

图A1-1
地面垂直无损单极短天线人为噪声中值
(ITU-R P.372建议书, 图10)



环境类别	曲线A: 城市	曲线D: 安静的乡村
	曲线B: 居民区	曲线E: 宇宙噪声
	曲线C: 乡村	

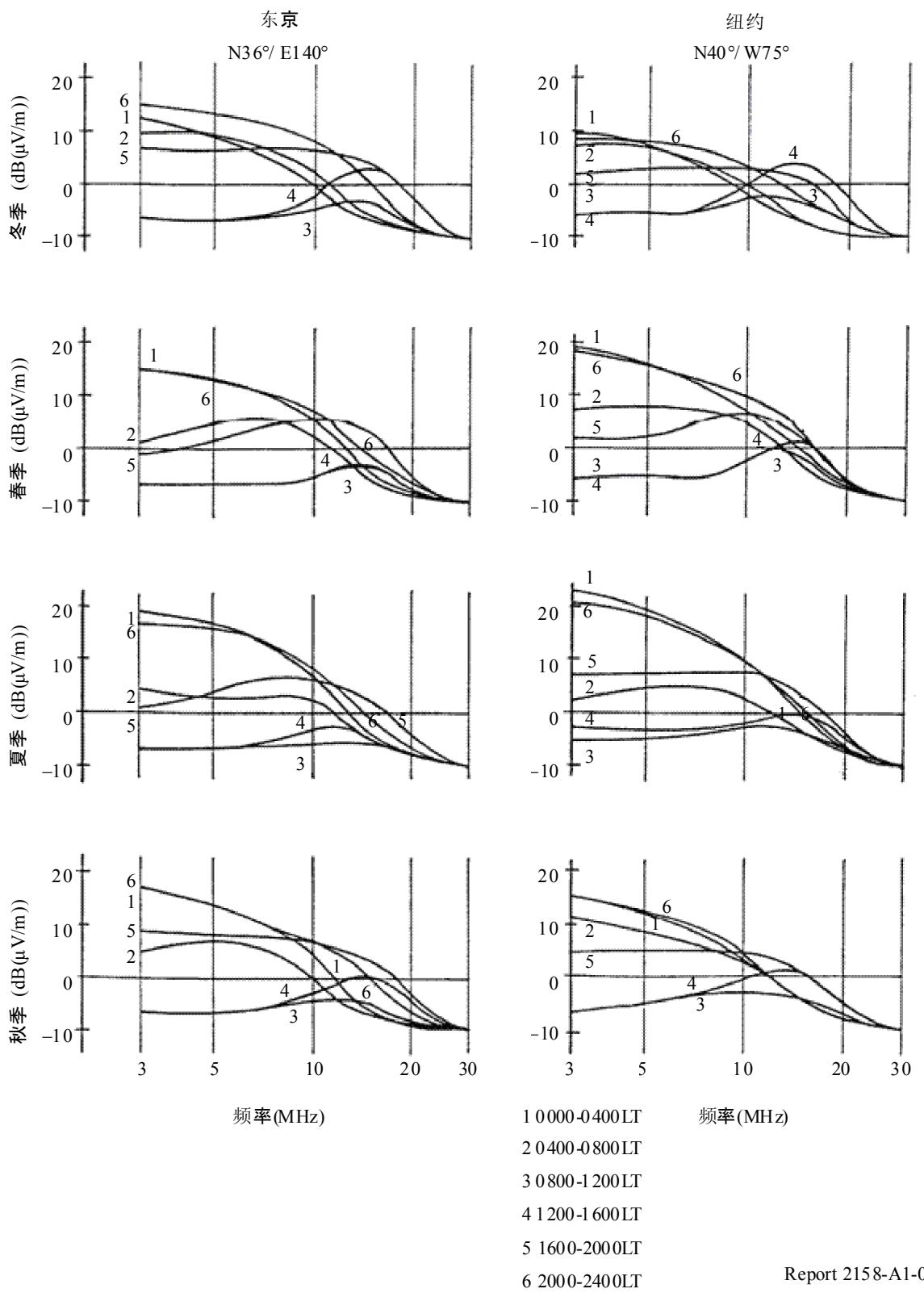
大气噪声的模型如下所示：

表A1-2
反映大气噪声电平的公式，超过99.5%的值

频率范围 (MHz)	公式
1.5-10	$F_a = 27.8 - 0.35 (8.2 - f(\text{MHz}))^2 \text{ dB}$
10-15	$F_a = 46.4 - 1.98 f(\text{MHz}) \text{ dB}$
15-20	$F_a = 66.8 - 3.34 f(\text{MHz}) \text{ dB}$
20-30	0

这些公式来自于ITU-R P372建议书，使用的图形代表了99.5%的时间值。以上所有的公式适用于实践。所以，尽管在各个范围内某些点上公式不是完全符合原始的图形。最终的结果将在实际的项目中校准和验证。

图A1-3
大气噪声场强示例 (东京、纽约)



A1.1.3.2 欧洲噪声测量值的更新

2002年6月, CEPT/ECC WGSE在一份联络声明中请ECC FM22开展欧洲LF、MF和HF频带的测量活动, 以评估ITU-R P.372-8建议书中给出的本底噪声电平。这一问题是为了帮助其SE35项目组开展关于有线传输系统与无线电系统之间兼容性的技术工作而提出的。

ITU-R P.372-9建议书最近一次更新是在2007年, 但本底噪声图没有改动。人为噪声的结果仍以1970年代的分析为基础, 其中的发部分测量值是美国得出的。有人建议将原有的本底噪声略微增加一些, 因此目前的本底噪声电平如何取正确的值就变得特别重要了。

2002年11月, FM22在欧洲开展了一次测量活动, 采用了SE35在联络声明中提出的测量方法和程序。PT SE35的个人成员以及NATO和欧洲无线电业余爱好者协会联合会等机构都表示愿为这项研究出力。欧洲测量活动的结果不太明确, 比较清楚的是获得可比较的结果这一目标要比当初开展活动时想象的程度复杂得多。

在荷兰, 来自军事机构、产业界和无线电通信机构的一组专家开展了一项研究。与此同时, FM22也开展了一项研究。

美国1970年代所用的测量方法和程序无法复制, 这一点很快就搞清楚了, 因此应该制定一种思路清晰的测量方法。

英国MASS顾问们最近进行的研究采用了现代技术, 以获得完善的统计分析所需的大量数据集合。已经制定了一些获取噪声系数的方法, 产生的数据最终可用于对上述建议书中的资料进行修订。还制定了一种用于确定脉冲分量统计特性的方法; 见ITU-R P.2089报告。这些结果已经输入到无线电通信第3研究组的噪声数据库中, 包括在德国开展的研究所形成的类似结果。

通过上述研究发现, 人为噪声电平与建议书中的电平具有同样的数量级, 由此形成了一种观点, 认为过去30年没什么显著变化—用电量的增加或许被更先进的压缩技术中和了。但在有信心修订建议书之前, 还需要更多的结果。

ITU-R P.372建议书给出了认为噪声、大气噪声和宇宙射电噪声频谱范围内的噪声电平估计值。在HF频带内, 大部分情况下以人为噪声为主, 当然也有一些情况属于低噪声辐射点, 比如存在噪声电平有限的大气噪声和宇宙噪声。不能指望由自然界产生的噪声电平会因为出现了ITU-R P.372建议书中的模型而改变。但认为噪声有可能随着产业活动而有所变化。

A1.2 传播机制

A1.2.1 近场和地波传播

在使用PLT的情况下, 出现了由电力线产生的噪声, 需要对与一个插入点相连的整个网络的共性部分产生的辐射进行评估。这项评估可通过采用一套建模工具在至少1 km的距离上完成, 比如采用数字电磁法(NEC)。为了评估存在地波传播的1 km或更长距离的场强电平,

可在不超过30 MHz的频率上用ITU-R P.368建议书¹⁴中的曲线来计算场强电平。在80 MHz以下所考虑的整个频率范围内斗可以GRWAVE。无线电通信第三研究组的软件包内含有GRWAVE的副本。¹⁵

对于视距范围内更远的距离，不管是在电力线之上还是之下，ITU-R P.525建议书都适用，而ITU-R P.1546建议书则可用于较高的频率。

A1.2.2 天波传播

在HF频带内，电离层对于微弱信号的长距离传播是个重要因素，更为重要的是，这种传播可通过较高区域 — E层和F层 — 的反射和折射两种方式来完成。吸收也是一个重要因素，尤其是在电离层最低部分的D区，因此对于大范围的接收信号强度而言，这种传播模式既可以增强信号，也可以衰减信号。由于电离是因太阳而产生的，因此电离层呈现出逐日变化或季度性变化，这取决于太阳活动的强度。

ITU-R的3L工作组认为，与随机排列的电力线相比，承载PLT系统的电力线排列越有序，总的发射也就越强，方向性也越强。

或许有必要对某一地区，比如某个城市中所有具有共性的部分整体产生的总辐射功率加以评估。如果出现了多路PLT系统的累积效应，根据所用的频率，这种效应可能会形成或有助于形成传播距离相当长的天波传播。在本文件的附件中提出了一种有待进一步研究的方法，该方法旨在为评估由大量PLT干扰源产生的天波传播形成的累积发射效应提供一种手段。

A1.2.3 传播计算和研究示例

下面列出的文件中包含一些示例，说明在相关无线电波传播模式方面所做的工作：

- 1 NTIA 04-413报告 – 电力线宽带(BPL)系统对1.7-80 MHz联邦政府通信的潜在干扰 – 第一阶段研究。可由下列网页下载：
<http://www.ntia.doc.gov/ntiahome/fccfilings/2004/bpl>。
- 2 ITU-R P.368建议书 – 10 kHz至30 MHz频率范围内的地波传播曲线。
- 3 ITU-R P.834建议书 – 无线电波传播的对流层折射效应和ITU-R P.1546建议书 – 30 MHz-3 000 MHz频率范围内地面业务的点到面预测方法。
- 4 ITU-R P.533建议书 – HF传播方法。

¹⁴ 可由下列网页获得：<http://www.itu.int/rec/R-REC-P.368/recommendation.asp?lang=en&parent=R-REC-P.368-9-200702-I>。

¹⁵ <http://www.itu.int/oth/R0A0400000F/en>。

附件2

潜在干扰分析

A2 潜在干扰分析

A2.1 对射电天文业务的一种建模分析

“电力线通信系统潜在的有害干扰程度依赖于一些例如当地的电力网特性与电力线通信系统的设计和拓扑结构等因素。由于这些因素随着地点的改变发生着显著变化，因此不能将从一个系统中提取的配置应用于不同的情况。管理部门应该谨慎的根据对本国情况的准确分析来做出决策。”

电力线通信系统将宽带无线射频能量注入到导体系统,它是一个在同一管理下都能出现内在失衡和很多不同全局配置的系统。一系列的测量活动结果明显的表现出，辐射即发生在结合点上也发生在线路上。线路上辐射的产生需要估计一个主要节点的辐射对其所在的网络的影响。

通过应用模型分析软件,如数字化电磁代码(NEC)的分析，辐射传输距离至少能达到1 km。在辐射功率等级在1 km距离内或更大的地波传播时，场强应该按照ITU-R P.368建议书¹⁶最高频率到达30 MHz的曲线计算，GRWAVE软件可以用于整个频率范围至少到80 MHz的计算。GRWAVE软件的拷贝可以从ITU-R第3研究小组的网页获得。¹⁷

我们有必要对一些公众区域如城市地区进行总辐射功率的估计。电力线辐射源有可能产生于天空中的电波。在这种情况下，天空中电波场强可以根据ITU-R P.533建议书来计算。¹⁸

值得注意的是，E和H场的测量在电力线系统标准的发展中是十分必要的，因为这些场对周围的场有未知的联系。

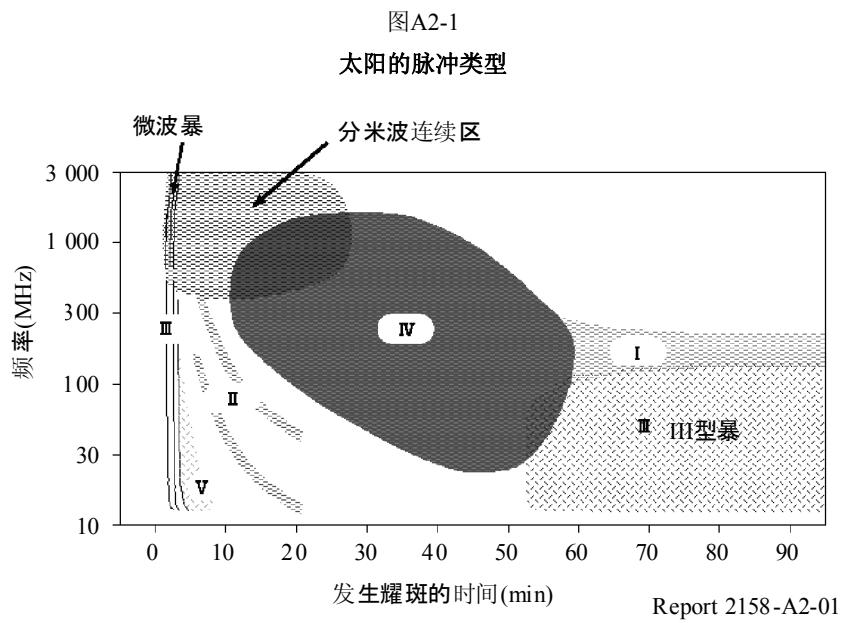
A2.1.1 HF频带在RAS中的应用

在13.36-13.41和25.55-25.67 MHz的保护频带被广泛应用的天文学家观察太阳，木星，脉冲星和许多其他类型的天体通过无线电发出的电磁波。这些辐射主要通过同步辐射和粒子交互作用驱使电子加速接近光速的速度,并分布到较宽的连续分布的频率范围上。

¹⁶ <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.368/en>。

¹⁷ <http://www.itu.int/ITU-R/index.asp?category=documents&rlink=rsg3&lang=en>。

¹⁸ <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.533/en>。



太阳产生多种类型的无线电辐射。然而这些在HF范围内的研究表明辐射是由闪光或者其他瞬态事件产生的。这个特点及分类如图A2-1所示。¹⁹辐射有多种特征和很宽的频率范围，已经超过了10 MHz到3 GHz。第III类型的脉冲和风暴是在HF范围内最常见的无线电辐射，尽管各种不同程度少有的变化也偶尔发生。一些太阳爆发的辐射甚至能影响到地球上人们的通信。因为HF频带有着许多重要的应用，如长途航空通信，因此预测太阳对通信能力的影响是十分重要的一种能力。为了解决这样的需求，日本国家信息和通信技术研究所(NICT)一直着力于“太空天气预报”已经很多年了。

此外，在宇宙大爆炸后的一些有着很大用处的演化也是通过HF和UHF频带来学到的。新的无线电望远镜，如低频阵列(LOFAR)，长波长阵列(LWA)和平方公里阵列(SKA)目前正在有计划的去探索这个地区的光谱。

A2.1.2 RA天线和PLT系统在HF区域中的分布距离

A2.1.2.1 用于研究的PLT系统

HF电力线系统采用的频率2-30 MHz是由好几个国家推荐，由于电力线HF交流并不是设计应用于HF传输应用，传输时有高衰减。对补偿衰减，该系统使用高传输功率(例如，-50 dBm/Hz，应用于研究的值)。因此利用电力线来传输电力线信号会产生大量HF频带的辐射。

对于加工成型的电力线的天线增益假定为-20 dBi²⁰。

¹⁹ <http://hiraiso.crl.go.jp/>。

²⁰ MUTO, K., MANABE, K. and MORIMOTO, T. [2001] 关于电力线通信中的EMI / EMC问题。12-6, Records of Shikoku Sections Joint Convention of Institutes of Electrical Engineering of Japan (in Japanese)。

A2.1.2.2 计算

通常的计算方法用射电望远镜天线计算来自PLT系统的接收功率会十分困难。我们还需要被考虑传输信号电线的几何形状和他们与绝缘体结构之间的距离。此外，和波长相比“天线”离地面太近。当频率低于30 MHz时，电离层是辐射传播的一个重要因素。

RAS天线接功率的公式

由射电天线接收到的功率：

$$P_r = P_t - L_{bf} + G_r \quad (\text{A2-1})$$

其中：

- P_r ：射电天线接收到的功率(dBW)
- P_t ：距离发射机30m处的功率(dBW)
- G_r ：射电接收机到天线处的增益(dBi)
- L_{bf} ：离发射机30m处的传播损耗(dB)。

给出的射电天线增益(0 dBi)和电力线增益(-20 dBi)，在计算前测定 $P_t L_{bf}$ 是很有必要的。建立 P_t 是困难的。Lbf估计需要考虑的因素，除了几何路径损耗，所扮演的角色及附近绝缘介质结构和电离层传播。

我们假定距离为30 m。因此，在这里展示了计算距离，然后讨论了该模型的应用到其他的距离。

离发射天线30 m处的传输功率计算

计算离发射机30 m处的电场强度E使用公式(1)根据ITU-R P.525建议书中的§2：

$$E = \frac{\sqrt{30G_t P}}{d} \quad (\text{A2-2})$$

$$= 408 \text{ } (\mu\text{V/m}) \text{ (在13 MHz频带内)}$$

和

$$E = 633 \text{ } (\mu\text{V/m}) \text{ (在25 MHz频带内)}$$

G_t 和 d 分别表示PLT系统中的天线增益(dBi)和离发射机的距离。然后电场强度使用公式(8)根据ITU-R P.525建议书中的§ 4：

$$P_r = E - 20 \log f - 167.2 \quad (\text{A2-3})$$

其中：

- P_r ：以dBW为单位，
- E ：dB($\mu\text{V/m}$)，
- f ：GHz。

因此接收功率离射电天线30 m处为0 dBi是由以下公式给出：

$$P_r = -77.52 \text{ dBW} \text{ (在13 MHz频带内)}$$

和

$$P_r = -79.34 \text{ dBW (在25 MHz频带内)}$$

这些数值是远高于接收机的保护标准。在这种计算过程中，我们甚至在分离的小范围的距离内是值得考虑的。因为一般来说，射电望远镜被连接到电力线上。然而这一结果突显出需要保持电力线系统尽可能的远离射电望远镜。

接收功率离开发射天线超过30 m距离

计算发射天线30 m以外距离的功率是很困难的。总体来说，大范围的天线功率的计算是建立在这样的假定下的，天线特性尺度要小于其范围，否则就像一个均匀分布的无穷大的直导线。一般而言，电力线系统无法确保这些假定，因此在自由空间中的计算是基于说明举例的目的。

ITU-R P.525建议书规定了一个从电力线系统到射电望远镜天线的自由空间衰落模型。该模型不包括大气效应。大气衰减只有 $2.5 \times 10^{-2} \text{ dB/km}$ (ITU-R P.676建议书图1)，因此我们忽略了这个衰减。

全向天线的自由空间损耗 L_{bf} 由ITU R P.525建议书中第四页的§ 2.2给出：

$$L_{bf} = 32.4 + 20 \log f + 20 \log d \quad (\text{dB}) \quad (\text{A2-4})$$

其中：

f 频率(MHz)

d RAS天线和PLT系统的距离(km)。

然而，更现实的方法就是使用更多的确定性分析，例如ITU-R 9C工作组的对其所做的开发。包括电力线系统在10到1000 m范围内的辐射的接收模型。

间距计算

估计间距，至少两种传播模式需要考虑：直线传播，包括地形影响和电离层传播。

a) 直线传播

使用上面的参数，我们可以精确的估计间距 d 。

在13 MHz频带， $L_{bf} = 107.48 \text{ dB}$ ， $d = 424 \text{ km}$ 。在25 MHz频带， $L_{bf} = 108.66 \text{ dB}$ ， $d = 253 \text{ km}$ 。

在这种传播模式下，设定一个大于424 km的间距是用来保护HF射电天线系统不会被P电力线系统干扰。更实际的是，多种发射机需要被考虑到，其中一些加载着同样的信号在不同的距离上传输。

b) 电离层传播

在HF频率上，电离层在远距离传播微弱信号上有着重要作用，主要通过反射和折射。吸收主要在D区，电离层的最底部。所以这种方式能有效地提高和减弱在大范围内接收到的信号强度。电离层由太阳驱动，因此有日夜和季节性的变动。所以根据太阳活动性，收到的

信号强度大的距离可能超过60 dB。因此，这种传播方式成为决定性因素在接收电力线辐射的距离，并可提供世界范围的覆盖。

A2.1.3 讨论

对电力线系统在射电望远镜上潜在干扰的现实估计不是轻易能获得的。本部分中在简化的实例研究中的初始数值仅用作测试中的讨论。

A2.1.3.1 多路PLT系统

很明显，电力线系统通过多个调制解调器来进行通信。因此有必要考虑一个案例，那里有大量电力线系统的调制解调器。ADSL系统被引入，超过10000个系统已经应用于各个国家。因此我们假设10000个电力线调制解调器部署在同一个区域。在这种情况下，总的传输功率比单个电力线系统高10000倍 (40 dB)。在这个直接连接路径的简单实例中，为了保护RAS天线的20 dB的增益要保持必要的间隔距离，例如大于地球半径。

A2.1.3.2 衍射传播

衍射在曲面的地球是一个重要的无线电波传播方式。ITU-R P.526建议书提供了一个衍射传播模型，并且附加规定了根据自由传播衍射情况下的传播损耗的图。例如，ITU-R P.526建议书中的图2提供了衍射损耗在星球地表上关于距离的函数。

这些图表明衍射损耗在超过38 km或更大距离上是巨大的 (在25 MHz和 $k = 1$ ， k 是有效的地球半径参数，由ITU R P.310建议书定义)，还有在100 km距离上额外的衰减为 20 dB。然而，这些图也提出在间距不足够大的情况下衍射并不会产生更多额外的损耗。

A2.1.3.3 减少PLT系统的泄漏辐射

不可排除，现有技术和操作方法可以大大降低电力线辐射出的无线电信号并低于目前假定的标准。对于兼容性的讨论可能有明显的争议。例如，假设直线距离传播，自由空间传播的辐射衰减最小能减少到60 dB，HF RAS和电力线系统的间距大约为0.4 km，减少间距大致需要改变1000个参数。在这种情况下，有可能在每个RAS望远镜周围40 km以外的区域配置10000个电力线调制解调器。如果衰减小于60 dB，那么相应的范围也变大。

A2.1.3.4 更高频率上的辐射

配电系统一开始并没有设计成用于传输HF信号。除了各种电阻和电抗成分外，几乎可以肯定的存在非线性特征，如氧化层、绝缘材料、潮湿环境等等。可以认为这使得产生的谐波和互调产物的频率比电力线系统频率更高。然而在这些实例中传播的问题并不是很复杂。

A2.1.4 结论

为评估电力线系统在HF频带上辐射的射电望远镜模型仍在初级阶段。在保护对无线电望远镜的辐射方面，足够的间距会成为一个重要的因素。一个简单的直线传播的自由空间传播模型显示，最大限度的保护间距是420 km。然而受到当地的地形和电离层变化的影响，在有些情况下，辐射传播能够跨越大陆，甚至是世界范围的距离。对于更加实际的估计中，我们需要考虑多种来源或者至少是其中的一些由相同的信号产生的，不同距离的对射电望远镜的辐射。如果这种想法可行将能够减少大约 60 dB的辐射，电力线系统和无线电观测站之间的兼容问题也将变得不那么困难，因此电力线系统和射电天文观测系统的频带共享也将可行。

辐射的互调产物和/or 波是由非线性 (在某个频率上)产生的，在电力线部分产生辐射的频率会比电力线的频率更高。这些还需要进一步研究，即使在这种情况下，简单的传播模型可以适用。

电力线系统会被广泛的部署，并且一旦这样，它将很难解决与射电天文业务和其他通信业务之间的兼容问题，这更加需要全面的研究，包含单一和多路信号的融合问题，大量辐射特性的问题，连接网络的环境问题就像这些电力线系统中操作问题，而且还要对实际系统和部件进行适当的测量。关于兼容性问题目前是不可能做出报告的，还需要更多的研究。

A2.2 电力线传输系统(PLT)对广播服务干扰的综述

A2.2.1 引言

这种高速数据通信是应用现有的电力设施来对那些偏远地区提供互联网服务，特别是农村地区。电力线传输系统(PLT) 系统利用现有的中压和低压配电系统来传播射频信号，因此提供网络服务的时候，由于电力线没有屏蔽会产生辐射。电力线辐射并没有批准一个频率以供它使用。

ITU-R第6研究小组已经明确了广播业务必须受到保护，主要是防止在《无线电规则》中没有相应的频率划分的设备在划分的广播业务频带内产生的干扰。大量的研究一直使用仿真来确定潜在的电力线系统和其他通信系统的干扰^{21,22}。这篇综述认为最近的两项研究直接适用于HF和VHF的低端广播频带。

²¹ NTIA [April 2004] 电力线宽带(BPL)系统对1.7-80 MHz联邦政府通信的潜在干扰，第一阶段研究。 Vols. I and II, NTIA Report 04-413。

²² HENRY, P.S. [April 2005] 采用串联中压电线的宽带电力线通信系统的特性。 *IEEE Comm. Mag.*, p. 92-98。

A2.2.2 对低端VHF电视频带的干扰

Caldwell and Wetmore²³研究了电力线对低端VHF电视频带(54-88 MHz)潜在的干扰，他们的分析仿真在美国的洛杉矶和加利福尼亚地区两个不同的地区进行，这个地区是模仿采用数字电磁代码(NEC)程序。一个地区是在洛杉矶西部一处住宅附近的一个12千伏三相配送系统，其中间没有中压变压器这些并且是单相连接的，典型的分布点(指定为2和6)在图A2-2所示。在整个覆盖面积内的模拟如图A2-3所示，这个地点在两个电线杆的中间如图2-2所示，电力线的激励电源在E点位于1号电线杆。

图A2-2

生活区电力线传输分配系统的住宅前后分布的电力线模型示例



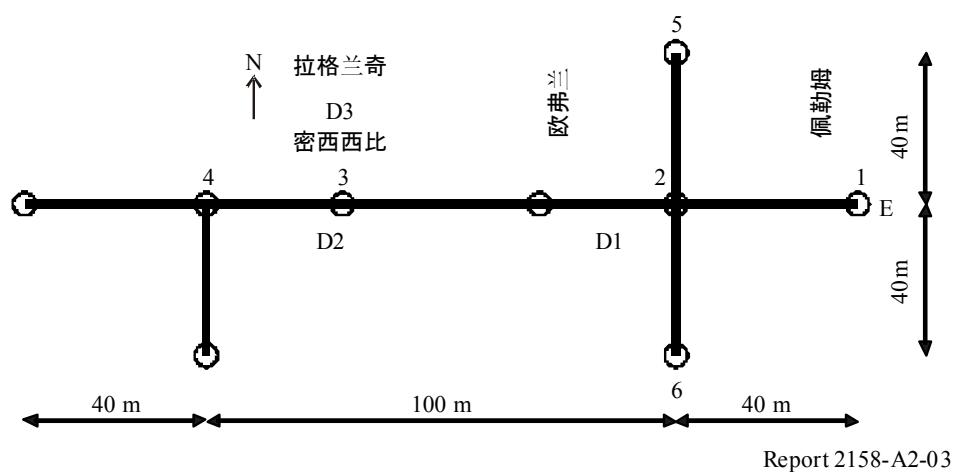
Report 2158-A2-02

这个NEC模型使用了一个单频率与输入功率等级为-56 dBm的6 MHz的电视频带进行协调。研究考虑了直接顺序扩频(DSSS)和正交频分复用(OFDM)调制，假设OFDM调制采用了50路空间链路，一个合格的测试使用了120 kHz的带宽将测量1/50th在6 MHz信道中的信号功率。因此， $10 \log_{10}(50) = 17$ dB应该被添加到正确反映该方法提高到信号功率由于采用了多重正交频分复用OFDM载波。

²³ WINSTON CALDWELL, M. and WETMORE EVANS, R. [3 February 2005] Fox技术集团。宽带电力线系统对低端VHF频道电视的干扰效应。(Filed in FCC ET Docket 03-104 by the Association for Maximum Service Television on 7 February 2005 and available at www.mstv.org/docs/feb72005tech.pdf).

三个半波偶极子放置在距地面9.1 m高处。放置偶极子时应模拟附近居民区房屋上安装的电视接收天线。图A2-4绘出了50个载波的OFDM PLT信号出现时随电视频道(低端VHF的2、3、4和5频道)而变的偶极子接收场强。将信号强度(dB(μ V/m))与ATSC数字电视信号覆盖区边缘的噪声门限加以比较。噪声门限13 dB μ V/m等于FCC规定的28 dB(μ V/m)场强减去ATSC²⁴数字电视信号所需的15 dB信噪比。FCC规定的场强是界定数字电视台覆盖区所需的场强值²⁵。FCC规划因子要求ATSC数字电视信号同频道干扰的有用-无用(D/U)比在覆盖区的边缘大于+15 dB和+23 dB。因此，在出现28 dB(μ V/m)的数字电视信号时超过13 dB(μ V/m)(或在覆盖区边缘时为5 dB(μ V/m)的PLT信号强度将使电视信号无法使用。

图A2-3
加利福尼亚洛杉矶西部的电力线分配系统示意图，用来估计PLT系统
对VHF频带的发射，图中E为在1号杆上出现的PLT的激励电源



电力线系统的信号强度超出了在ITU-R SM.1757建议书中关于在《无线电规则》中没有划分的设备干扰限值(如超宽带设备)。建议书中说明距离发射3 m处的6 MHz带宽内功率不超过-114.2 dBm，对应的场强值为2.5 dB μ V/m。电力线辐射显然超过了这个门限。

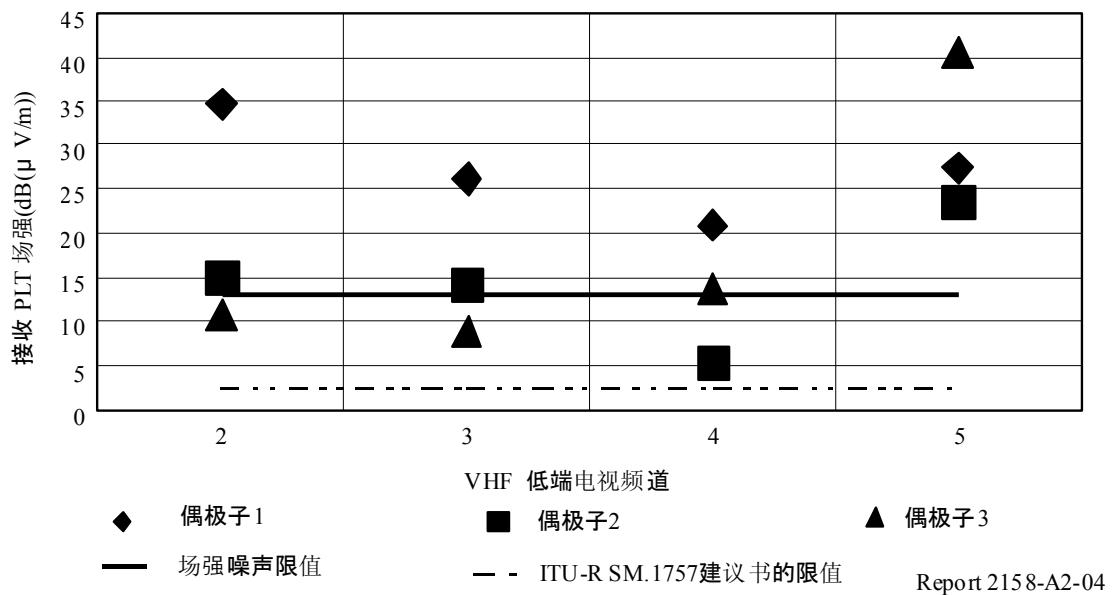
此外，为了确定在离散点上的电场强度，研究范围包含整个感兴趣的区域的场强(μ V/m)。图A2-5和图A2-6分别表明了在一个超过2500 m²的区域内电力线辐射超过地面4 m距离电视2和5频道的场强(μ V/m)数值。场强值超过90 μ V/m被认为是不允许的。距离地面10 m的电力线变压器不包括在内，我们还需要关注的是电力线系统的信号在很多地点超过了FCC和ITU-R关于数字电视接收的限值。该研究表明，尽管电力线系统服从FCC第15部分的规则，但是实际上还会引起对UHF低端数字电视的干扰并使这些广播业务的信道不可用。

²⁴ ATSC – 高级电视制式委员会。

²⁵ FCC [2 July 1997] 评估电视覆盖和干扰的Longley-Rice法。OET Bulletin No. 69. Federal Communication Commission.

图A2-4

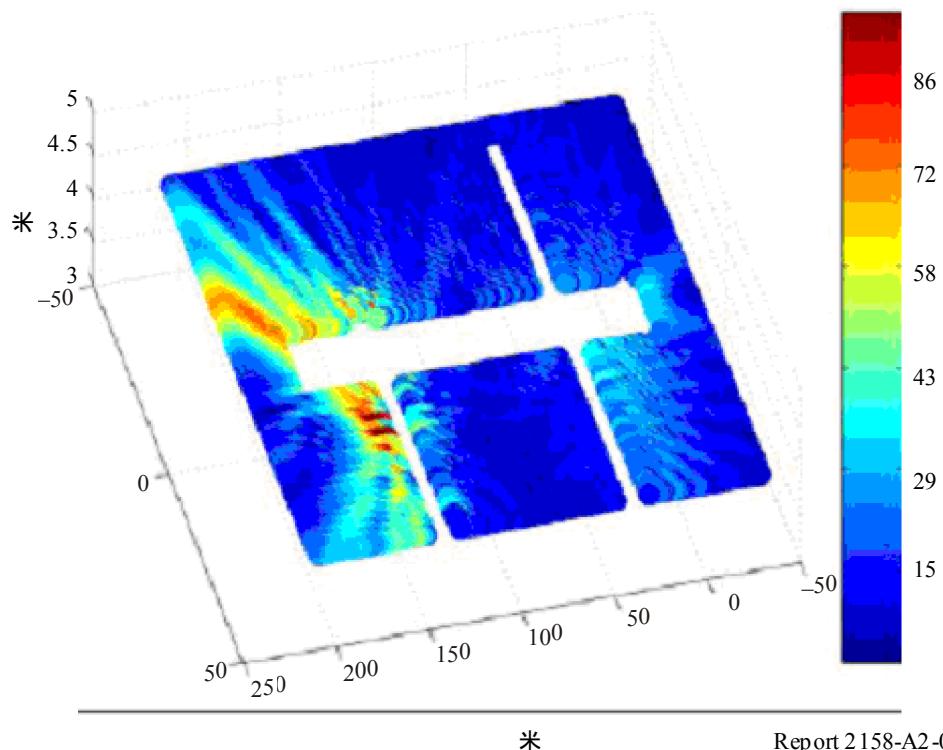
洛杉矶西部的研究中三个地方的接收的电力线系统信号场强，
电力线信号被仿真为OFDM调制、50个功率为-56 dBm合成的
6 MHz的电视信号带宽，结果表明电力线系统信号的场强将会
超过FCC规定的数字电视基站覆盖区域的接收限值



图A2-5

PLT系统在距离地面4 m高处对电视2频道的发射场强(μV/m)
注意，在电力线中断处尤其会产生强发射

wost Los Angeles 57 MHz



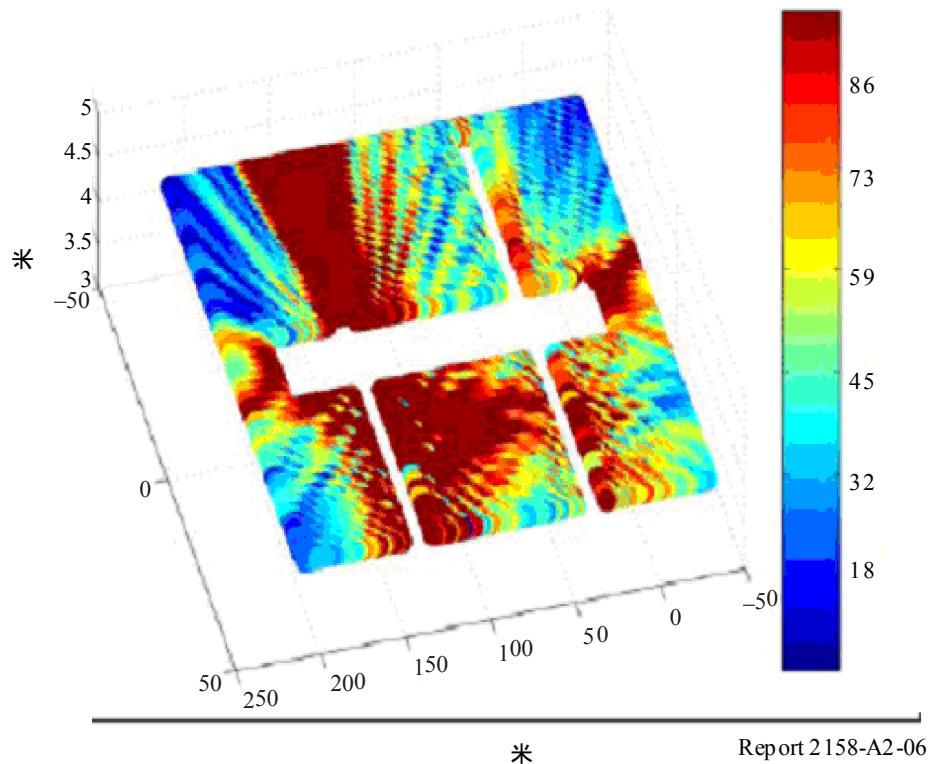
Report 2158-A2-05

图A2-6

PLT系统在距离地面4 m高处对电视5频道的发射场强($\mu\text{V/m}$)

注意, 对电视频道的强发射有显著变化

wost Los Angeles 57 MHz



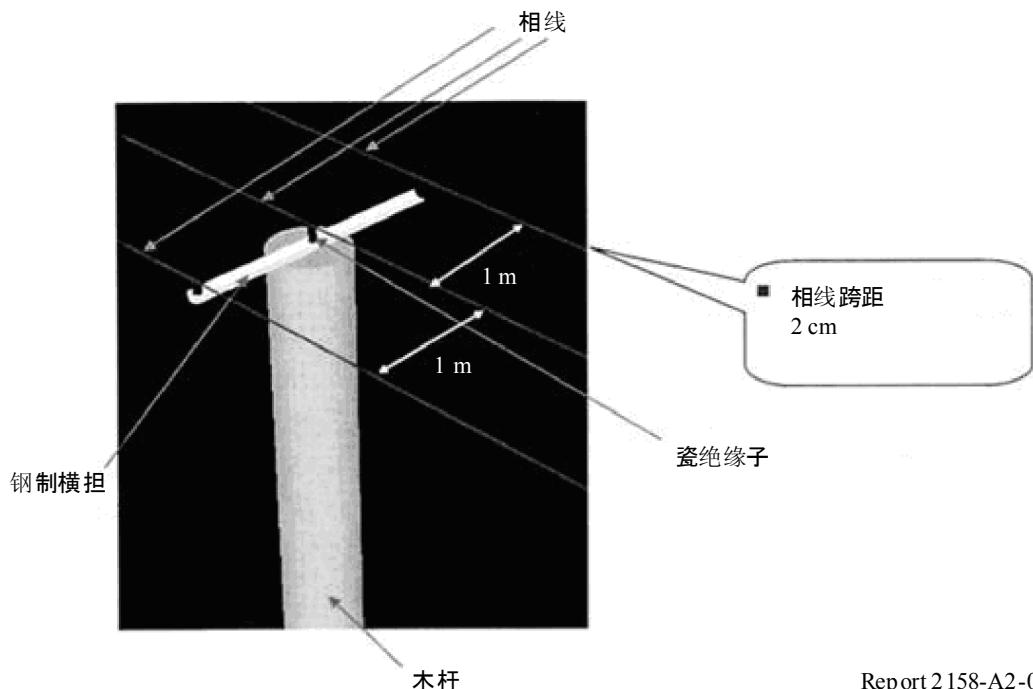
A2.2.3 对HF频带的干扰

Zhang和Lauber²⁶在5-35 MHz频带模拟了和低端VHF类似的包含配电变压器影响的情况。他们描述了电力线系统采用三相包含零线的中压电力线。线路的间隔为1 m, 高度是10 m, 另外零线高于中心处的相位线0.9 m, 其配置如图A2-7所示。

电力线传输系统如图A2-8所示。电力传输线路由的360 m直线部分和180 m直线部分组成, 之间的夹角是60度。每一段线路的两端都以两个分配器与变压器相连。在这里的实例中线路上在额外的地方加载了两个变压器。电力线系统的激励使用一个-50 dBm/Hz. 功率谱的宽频高斯源注入到60 m线路中, Zhang和Lauber展示了感应阻抗随着间断的阻抗变压器的增加而增加, 随后引起了不良的共振和辐射。他们的研究结果确认了Caldwell和Wetmore在辐射上面的观察结果, 并且发现该结果在配电系统的结合点上更加普遍。

²⁶ ZHANG, M. and LAUBER, W. [26-29 March 2006] PLT系统潜在干扰评估。2006年IEEE电力线通信及其应用(ISPLT)国际研讨会(美国佛罗里达奥兰多)会议录。

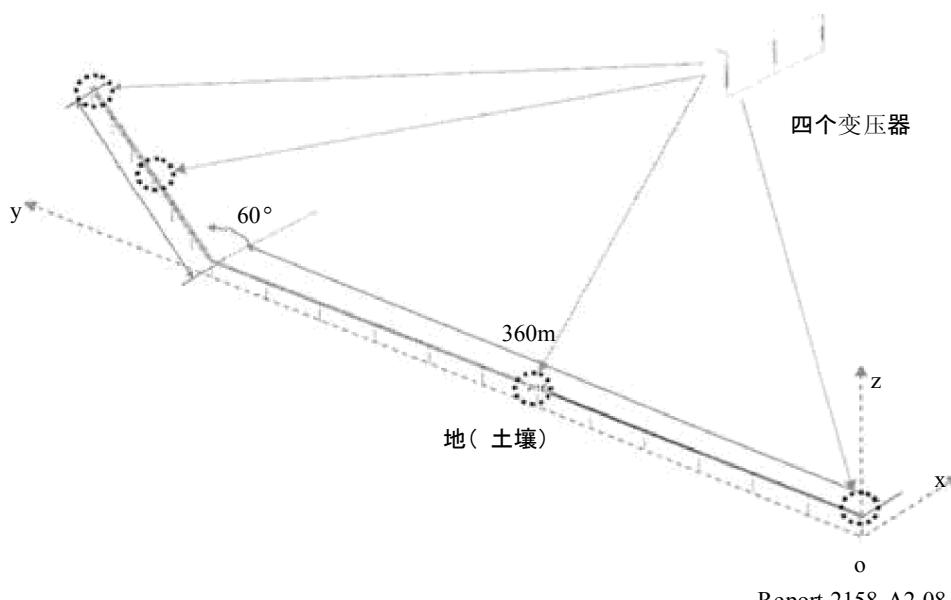
图A2-7
Zhang和Lauber*电力线通信对5至30 MHz HF频带
干扰仿真中所用的电力分配线杆的配置



Report 2158-A2-07

- * ZHANG, M. and LAUBER, W. [26-29 March 2006] PLT系统潜在干扰评估。2006年IEEE电力线通信及其应用(ISPLT)国际研讨会(美国佛罗里达奥兰多)会议录。

图A2-8
Zhang和Lauber*建立的包含变压器负载、终端的
电力线系统模型。线路距地面10 m



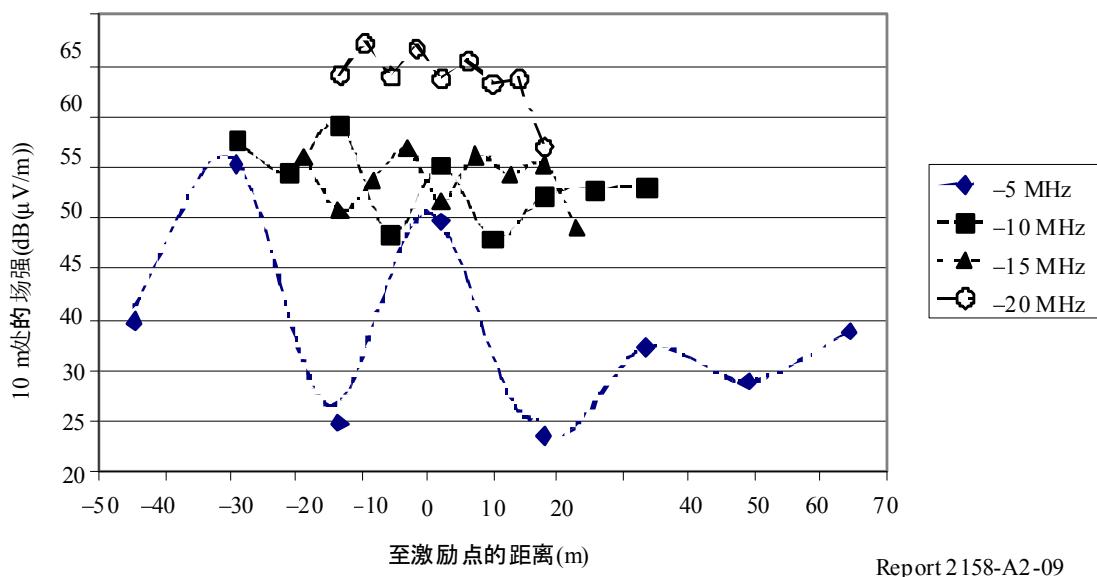
Report 2158-A2-08

- * ZHANG, M. and LAUBER, W. [26-29 March 2006] PLT系统潜在干扰评估。2006年IEEE电力线通信及其应用(ISPLT)国际研讨会(美国佛罗里达奥兰多)会议录。

采用这个模型, Zhang和Lauber²⁷仿真了距离激励点四分之一波长的测量点。垂直极化的测量是在距离地面2 m以上进行的, 水平方向上距离变压器100 m。结果表明, 减少的3 dB是用来补偿仿真中的峰值和FCC规定的高斯最大值检波器的限值之间的差别²⁸。图A2-9和A2-10分别地表示了5-20 MHz和25-35 MHz在与激励点距离功能的仿真结果, 另外还要注意电力线上的驻波。这些驻波随着在不同的电力线路的不同阻抗和不同的距离上产生谐振频率。图A2-11表明由于谐振的网络影响电力线系统的辐射在电力线路上超过了FCC的限值。

图A2-9

Zhang和Lauber*仿真所建立的与输电线相邻的
PLT在5至20 MHz频率范围内的发射场强模型



Report 2158-A2-09

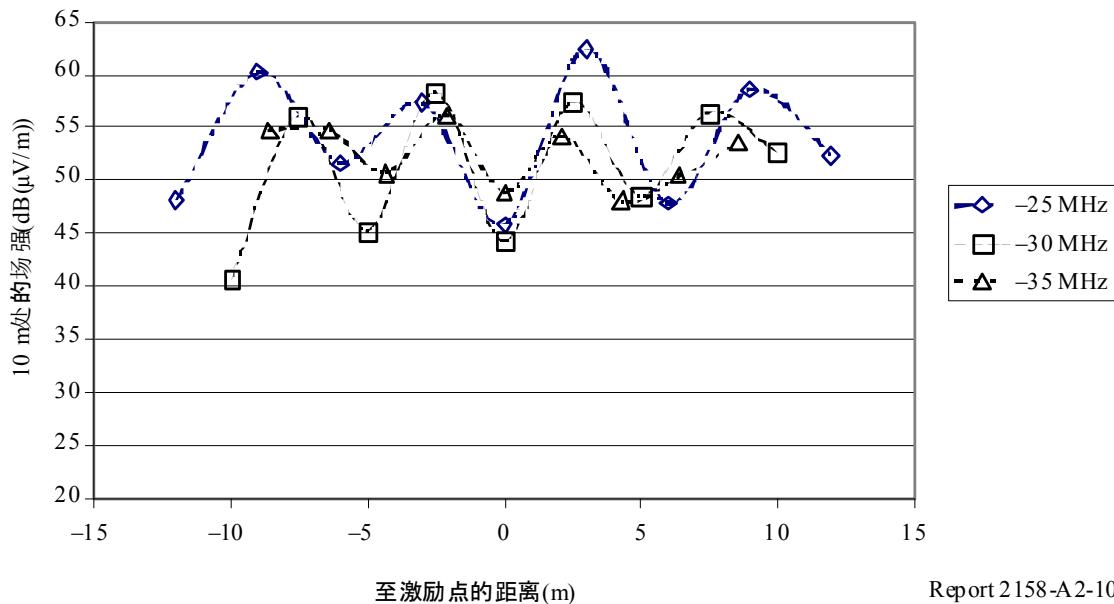
* ZHANG, M. and LAUBER,W. [January 2006] 电力线通信系统潜在干扰评估。CRC技术报告。VWS-TM-05-06-02第二阶段, 加拿大温哥华。

²⁷ ZHANG, M. and LAUBER,W. [January 2006] 电力线通信系统潜在干扰评估。CRC技术报告。VWS-TM-05-06-02第二阶段, 加拿大温哥华。

²⁸ FCC [2004] 报告和指令, 关于接入电力线宽带(BPL)系统的新要求和测量指南的第15部分的修正事宜。2004年10月14日通过, 2004年10月28日发布。美国联邦通信委员会。

图A2-10

Zhang和Lauber*仿真所建立的与输电线相邻的PLT在25至30 MHz频率范围内的发射场强模型

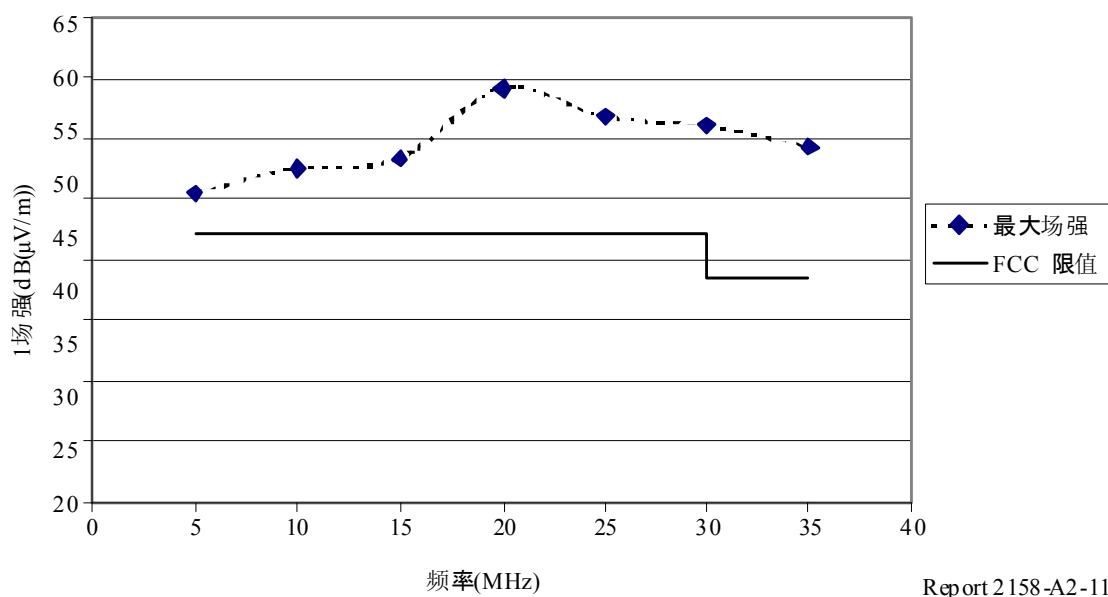


Report 2158-A2-10

* ZHANG, M. and LAUBER,W. [January 2006] 电力线通信系统潜在干扰评估。CRC技术报告。VWS-TM-05-06-02第二阶段, 加拿大温哥华。

图A2-11

Zhang和Lauber*所仿真的沿着配电系统出现的PLT发射的最大场强



Report 2158-A2-11

* ZHANG, M. and LAUBER,W. [January 2006] 电力线通信系统潜在干扰评估。CRC技术报告。VWS-TM-05-06-02第二阶段, 加拿大温哥华。

A2.2.4 小结和结论

很明显，广播业务及其操作受到接收设备本底噪声的限制。因此，广播业务更容易受到接收天线附近的噪声辐射的影响。综合以上对电力线系统的讨论，需要对电力线系统设备的工作频率加以限制，不能使用已经划分的广播业务频带。

A2.3 PLT对30 MHz以下广播业务的干扰影响

接下来的信息说明了电力线系统对30 MHz以下广播业务的干扰影响。

电力线系统对HF广播业务影响的示例可以从以下网址获得：
<http://www.ebu.ch/en/technical/publications/userguides/index.php>。这个称作“数字阴霾”的示例²⁹。

这个演示表明，电力线设施和网络的干扰对HF模拟设施的影响。此外，这个电力线系统的宽带干扰辐射可能导致数字化服务彻底的失败，使用DRM系统³⁰⁻³¹。由于这些业务在自然条件下的转换边界，无法忍受干扰的用户不知道如何投诉。与DRM预期的用户增长相比，这个问题可能会更频繁，可能危及其发展的新数字服务。因此尝试推出电力线系统时并没有非常认真的考虑广播的社会效益。

唯一能够解决的或者足以缓和这个问题的办法，就是定义合适的电力线网络的辐射限值，该限值的水平应该低到足以保护广播业务不受干扰。

A2.4 电力线传输系统中HF天波累积干扰的计算方法

本节包含电力线传输辐射中天波集合的4方面的研究。为确定总的接收功率水平，必须首先假设电力线传输设备和系统的能量输出和密度。而通过增加可收到的功率，不同地点的电力线传输系统的累积效应在给定接收机的位置进行汇总。这四个研究包括：

- 1 北约组织的研究和技术组织信息系统技术(IST)专门研究任务组(RTG)开展了HF干扰，IST-050/RTG-022程序和工具的研究，该研究计算全球范围内电力线传输系统或设备到指定测试地点的潜在影响。加拿大温哥华作为指定位置，它还提供了实例计算。

²⁹ 下载压缩文件，并把所有文件解压到同一个文件夹内。用Power Point播放演示幻灯片。

³⁰ 世界数字广播(DRM)集团，现有成员90个，包括60家欧洲公司，已经开发了一种新的数字广播技术，与同样频带内现有模拟系统相比，可改进质量并提高LF、MF、HF频带的广播能力。该系统在ITU-R BS.1514-1建议书中也有介绍。

³¹ 可在下列网页收看和收听DRM演示：<http://www.drm.org/system/watchandhear.php>。许多广播机构已开始实时播出DRM。其广播时间表可由下列网页获取：
<http://www.drm.org/livebroadcast/livebroadcast.php>。下列网页可以见到关于DRM的综合性资料以及不断更新的新闻事件报道：<http://www.drm.org/newsevents/pressrelease.php>。

- 2 由NTIA所做的一项研究，分析了因电离层传播信号聚集产生的潜在干扰。该研究使用了传输软件和对PLT通电电源线的矩量法电磁仿真模型。
- 3 日本所做的一项研究，使用了国际电联ITU-R P.533建议书指定的天波传播模型“HF传播预测模型”。它提供的例子计算涉及了日本的高角度传播。
- 4 由IUCAF所做的研究，包含HF频带射电天文业务的兼容性研究，该研究基于日本进行的一项研究。

A2.4.1 北约组织在加拿大温尼伯的天波干扰实例

A2.4.1.1 引言

本小节介绍北约研究和技术组织信息系统技术(IST)专门研究任务组(RTG)的关于“HF干扰，IST-050/RTG-022程序和工具”³²的研究成果。该研究是为了解决潜在的无意识无线电干扰引发的关注。这些干扰由大量宽带有线传输系统，如电力线传输(PLT，PLC)的运行产生。研究工作组在2004年开始研究，由国际专家小组参与，无条件使用报告最后于2006年出版。

A2.4.1.2 PLT系统累积HF天波干扰的计算方法

提出一种综合的方法来预测接收机位置的远场(天波)PLT干扰累积效应。已知所有相关输入参数情况下，该方法可以给出精确预测。可以确定并且容易理解，接收机处收到的来自大量无意辐射体(例如：PLT装置)的累积信号功率，可写成：

$$P_{cum}(f, t) = \iint_{x, y} \frac{g_{RX}(x, y, f)}{L(x, y, f, t)} P_{TX}(f) D_A(x, y) \eta_{PEN}(x, y) \eta_{USAGE}(t) dA \quad (A2-5)$$

- $P_{cum}(f, t)$ 为 f 频点处 t 时刻接收到的总功率谱密度(W/Hz)。
- 积分运算在地理坐标系下 (x, y) 区域内完成。
- 积分(求和)是不连续的，例如，它基于功率而不是幅度。
- $g_{RX}(x, y, f)$ 是在发射机产生信号的 (x, y) 点的方向上(方位角和仰角)，接收机天线在方向性(重要的是，使用方向性而不是增益是为了比较建立的背景噪声水平)。
- $L(x, y, f, t)$ 是从点 (x, y) 到接收机的基本传输损耗。对于每一个频点，它随时间变化(像太阳活动和日和年时间的函数)。当通过ICEPAC³³预测时，建议采用中指传输损耗“LOSS”。它可以计算出在给定输入参数时，中值传输情况下，PLT信号衰减的预测总量。

³² 该报告和“累积PLT计算工具”可从<http://www.rta.nato.int/Pubs/RDP.asp?RDP=RTO-TR-IST-050>下载。

³³ ICEPAC是HF预测方案IONCAP系列的一部分，根据国际电联ITU-R F.1611建议书，作为相关的模型，被国际电联ITU-R P.533建议书所载。ICEPAC可供下载：

<http://www.itu.int/ITU-R/index.asp?category=documents&link=rsg3&lang=en>

- 请注意, 如果接收天线参数已知, ICEPAC可以直接估算 $\frac{L(x,y,f,t)}{g_{RX}(x,y,f)}$ 这种情况下, 得出天线方向图, 应该归一化天线效率而不是增益。未知接收天线, 为各向同性天线情况下, 可以假设 $g_{RX}(x,y,f) = 1$ 。
- $P_{TX}(f)$ 是单一PLT装置的平均e.i.r.p.谱密度(W/Hz)。
- $D_A(x,y)$ 是人口密度(人/单位面积)。数据库“Gridded population of the world(世界网格人口)”³⁴免费提供这一人口数据(自2005年以来的实际数量和2010-2015年的预测数量)。我们建议下载“Population Grid(人口网)”数据。它包含了BIL格式下分辨率为0.25°的每一个方格网内的人口数。这些数据也考虑到了不同纬度时方格网的面积不同(而且, 由于存在部分海洋, 有些方格网的面积较小), 因此有 $D_A(x,y)dA$ 。
- $\eta_{PEN}(x,y)$ 指市场占有率(人均PLT装置)。
- $\eta_{USAGE}(t)$ 是占空比; 是每个PLT装置发射的时间平均分数。它随天和周的时间不同而变化。对于家庭装置, 当人们不工作时该值很可能更大。当考虑室内PLT系统时, 市场占有率指已安装调制解调器的数量, 而占空比是调制解调器数量的平均(考虑到总是至少有一台调制器用来监听一台发射调制器, 因此不会超过50%)。
- 为了估算接收机处的PLT干扰累积效应的潜力, 5C工作组建议采用如下方法:
 - 第1步: 下载并导入人口密度数据 $D_A(x,y)dA$ 。
 - 第2步: 基于可获得的市场信息估算 $\eta_{PEN}(x,y)$ 。
 - 第3步: 选择一批具有代表性的工作频率, 天和年的时间, 太阳黑子数(SSN)和地磁活动水平³⁵。对以上每一种组合, 执行其余步骤。
 - 第4步: 运行ICEPAC (ICEAREA_INV)获得 $\frac{L(x,y,f,t)}{g_{RX}(x,y,f)}$ 中值。
 - 第5步: 基于可获得的信息估算 $P_{TX}(f)$ 和 $\eta_{USAGE}(t)$ 的值。
 - 第6步: 计算积分数值。
 - 第7步: 比较背景噪声水平下的结果。

³⁴ 哥伦比亚大学社会经济学数据和应用中心 (SEDAC), 可由以下网站下载得到: <http://sedac.ciesin.columbia.edu/gpw>。

³⁵ 地磁活动输入(Q指数), 如果行星磁场因子 K_p 已知, 它代表有效的地磁活动指数。Q指数取值为[0-8], 0代表安静, 5代表活跃, 8是重大风暴条件。

A2.4.1.3 累积PLT工具

ICEAREA INVERSE用户界面只允许扩展至9个不同输入参数的组合，它让执行全面分析繁琐。输入参数数量为5(月份，时间，太阳黑子数，地磁Q指数和频率)，这样，即使每个参数的可选数目有限，参数组合的总数也超过1000了。

为克服这一问题，任务组开发了基于MATLAB的工具“累积PLT工具”，它将绕过ICEAREA INVERSE用户界面，直接在批处理模式下，在任意多的参数组合下执行程序。为了不通过用户界面来开始ICEPAC程序，PLT工具通过在发出DOS命令前修改输入文件来完成。

对于每一个参数组合，累积PLT工具将执行前面各节在方法中列出的1、4、6和7项，并且将产生的累积PLT信号电平保存至文本文件，这样可以方便的导入到Excel、MATLAB或任何其他程序中来后置处理或演示。文本文件中还应含有ITU-R P.372建议书中的噪声电平和绝对保护要求(APR)电平。任务组提出，为了保护无线电业务免受来自PLT的干扰，按下列公式将每9 kHz内-15 dB(μ V/m)的绝对保护电平转换为 (dBm/Hz)：

$$APR(f) = -15 \text{ dB}(\mu\text{V}/\text{m}) - 20 \log_{10}(f) - 10 \log_{10}(b) + 95.5 - 174 \quad \text{dBm/Hz} \quad (\text{A2-6})$$

其中：

f: 频率 (MHz)

b: 噪声功率带宽 (Hz)。

另外，ICEPAC预测在某些不常见的环境下，从某些地区到接收机所在地的路径损耗小于30 dB。这实际上显然是不可能的，大概是由ICEPAC存在的缺陷引起的。累积PLT工具将舍弃预测的任何地区路径损耗小于50 dB的任何ICEPAC轮次，并将预测的累积PLT信号电平标记为“NaN”(“不算数”的缩写)，表明数据丢失。在对该工具的测试中，在总共7 992轮ICEPAC运算中出现了107次“NaN”。

在工具运行前，应运行一次ICEAREA INVERSE，以确定接收机位置和发射机位置网格，并相应建立输入文件(之后工具会对文件进行更改)。发射机位置网格必须在纬度/经度0.25°的分辨率，并将结果保存在“默认\”的子目录下。该工具配有关文字用户界面，而不是图形用户界面(GUI)。另外， $P_{TX}(f)$ 、 $\eta_{PEN}(x, y)$ 和 $\eta_{USAGE}(t)$ 是输入常量，因此这些参数岁频率、位置和时间的变化未予考虑。

A2.4.1.4 累积PLT工具 – 使用说明

可以从<http://www.rta.nato.int/Pubs/RDP.asp?RDP=RTO-TR-IST-050>下载累积PLT工具的软件文件。使用该工具的步骤如下面所示。

从下面的操作开始使用该工具：

- 1 运行ICEAREA INVERSE一次，建立接收机和发射机的位置定位网格：
 - a) 开始ICEAREA INVERSE。
 - b) 点击“参数”损耗(预测直接路径损耗)。

- c) 点击“方法”自动选择。
- d) 系数：URSI88(没有观察到使用CCIR参数的不同，但是建议使用最新的USRI88)。
- e) 点击“Receiver”选择一个接收机的位置。
- f) 点击“标绘中心”，→“设置为接收机”，并且为发射机网格选择X幅度和Y幅度。确保X幅度和Y幅度覆盖相同的度数。-4000 km至+4000 km的网格应该足够了，这大约是单跳传输的最大距离了，它受限于地球的曲率，除非有来自较远区域的非常感兴趣的干扰。(检查地图，找到最大/最小经度和纬度的适合值。确保经度和纬度的最大和最小值间的不同是相同的。这样两个方向上的角分辨率相同)。
- g) 点击“网格”，选择网格类型=“1 Lat/Lon”，并且选择网格尺寸，这样每个网格单元为 $0.25 \times 0.25^\circ$ 。例如，如果X幅度和Y幅度覆盖 $70 \times 70^\circ$ ，选择网格尺寸为 281×281 。当与网格人口密度数据同时使用时，经/纬网格是方便的。
- h) 选择“运行”→“只有地图”，查看发射机网格的大小。
- i) 确保在“组”(这里的实际参数值是不相关的)条件下只有一个参数组合。
- j) 点击“系统参数”，最小角度=0.1°，多路功率容忍=10 dB，最大容忍时间延迟=15 ms(后两者的值由默认值开始增加，以说明不同的传播路径)。只是预测路径损耗时，其他的系统参数，包括发射功率都是不相关的。
- k) 点击“Fprob”保持默认值。
- l) 点击“发射天线”默认/各向同性³⁶。
- m) 点击“接收天线”默认/各向同性，或在接收机处插入天线的知识，如果需要的话。
- n) 点击“运行”→“计算”→“保存/计算/屏蔽”。
- o) 当提示输入文件名时，在名为“默认”的子文件夹下，输入有意义的文件名。
- p) 现在执行该程序的计算，在屏幕上产生一个图形。关闭程序和生成的所有窗口。程序生成的文件将提供给累积PLT工具使用。

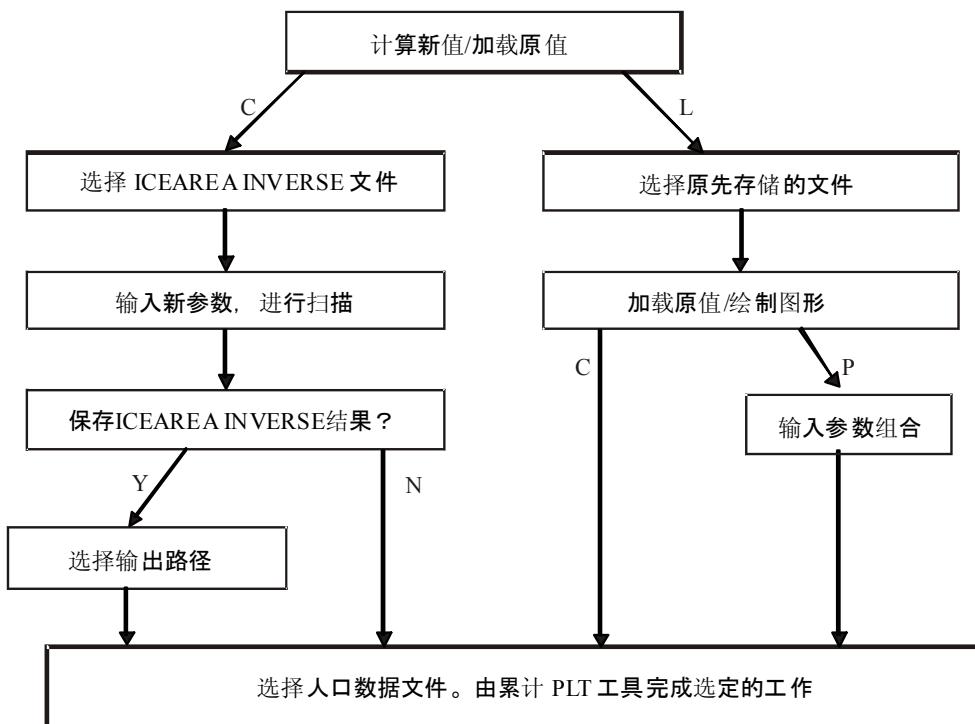
注1 – 如果在“组”条件下仅选择一个实例，运行“保存/计算/屏蔽”。结果将输出到屏幕上的地图上，并保存到文件“xxx.ig1”。如果在“组”条件下选择多个实例，则运行“保存/计算”。结果将保存到xxx.ig1、xxx.ig2、xxx.ig3等文件。输出文件xxx.igx为文本文件，可以在接下来的后处理中用来评估累积效果。

- 2 运行MATLAB，在安装文件夹下输入“cumulative_plt_tool”以启动工具。按照屏幕上的指示操作。
 - a) 输入程序是为了相对的万无一失。在意想不到的输入情况下，该工具应重复该问题。
 - b) 基于文本的用户界面选项如图A2-12所示。

³⁶ 各向同性天线：全向天线。

- c) 当提示选择人口数据文件, 请注意, 文件名“glp05ag15.bi”对应2005年以来的人口数据, 而“glp10ag15.bil”对应2010年以来(文件名中间的数字代表年份)
- d) 请注意, 当运行大量的参数组合时, 处理时间和磁盘空间的需求都很大。

图A2-12
累积PLT工具用户界面可选项的流程图



Report 2158-A2-12

该工具有三种不同的运行模式:

- 1 “新的运算”：该工具将经历一组参数组合, 每个参数组合执行下列过程:
 - a) 调用ICEAREA INVERSE。
 - b) 保存ICEAREA INVERSE生成的结果, 供以后使用(可选)。
 - c) 估计累积PLT信号水平, 与ITU-R噪声曲线和绝对保护要求相比较。
 - d) 将产生的数据写入文本文件。
- 2 “加载前一个/计算所有”：工具将经历前面模式1下ICEAREA INVERSE生成的文件, 并且每个文件执行以下过程:
 - a) 将ICEAREA INVERSE 结果文件加载到内存中。
 - b) 估计累积PLT信号水平, 与ITU-R噪声曲线和绝对保护要求做比较。
 - c) 将所产生的数据写入文本文件。
- 3 “加载前一个/执行一组”：工具将提示用户选择之前计算的参数组合之一, 并产生图A2-13所示的图形/地图格式。

运行该工具时，将生成以下文件：

- 1 “xxx_summary.txt”：针对每个参数组合的文本文件，包含了与背景噪声曲线比较的估算累积PLT信号水平。
- 2 “xxx_swept_parameters.mat”：MATLAB数据文件，包括模拟的参数组合信息(将用在“加载前一个”模式)。
- 3 (任选) “xxx_00001.ig1”、“xxx_00002.ig1”等：ICEAREA INVERSE生成的结果(每个参数组合生成一个文件)。

A2.4.1.5 PLT系统HF无线电噪声的计算

这一节将使用累积PLT工具来评估对假想接收机位置的潜在干扰。被选中的位置应该便于查询。给出的输入参数见§ A2.1中的例子。

接收机位于加拿大温尼伯的例子

本例中，所使用过的假定接收机位于加拿大温尼伯(西经97.09，北纬49.53)。注意，位于马尼托巴省的温尼伯是加拿大的郊区，人口密度小于2人 km^2 ；计算中使用ITU-R P.372建议书的“安静的乡村”噪声水平是恰当的。除此之外，加拿大电台CBC较多的使用划分给广播业务的HF频带中80 MHz以下的频率。

分析基于以下假设：

每个PLT设备的平均EIRP为 $P_{TX} = -80 \text{ dBm/Hz}$ (如：HomePlug调制解调器为 -50 dBm/Hz ，来自线路的等效天线增益为 -30 dBi)。本计算实例中使用的 -80 dBm/Hz 与CRC调查结果的中值水平保持一致(见§ A3.2)，但并不代表潜在的更高峰值水平，其中发现高于20 dB。

市场渗透度 η_{PEN} = 每人0.05个PLT调制解调器。§ A2.4.3中其他研究所使用的市场渗透率的范围从20%至35%，平均为30%。

每个调制解调器的占空比 $\eta_{USAGE} = 0.3$ 。CRC测试发现，即使无数据发送时，室内调制解调器仍会继续工作并且发射射频信号。一些调制解调器可以工作在占空比为50%(100%每调制解调器对)。在访问PLT系统时，个别调制解调器也许工作在低得多的占空比下。

使用网格的发射机位置，经度从 -120° 延伸至 -50° ，纬度由 -15° 延伸至 55° 。忽略在此范围外的PLT调制解调器。由于没有假定接收天线的特性，因此分析中使用各向同性的接收天线。

使用2010年以来的人口数据预测。

MATLAB中，累积PLT工具的执行情况如下：

Cumulative PLT Tool

Roald Otnes, Norwegian Defence Research Establishment (FFI), October 2006
NATO RTO IST-050/RTG-022 on HF Interference, Procedures and Tools

This program will estimate the cumulative effects from PLT,
based on ICEPAC sky wave path loss predictions and population data
from “Gridded population of the world” (gpwv3) database

The program has been tested on MATLAB versions 6.5 and 7.1,
and with ICEPAC version 05.0119WW

Please run ICEAREA INVERSE one time as normal to set up all parameters, before
running this program to sweep some of the parameters.
ICEAREA INVERSE will then be called (batch mode) for all chosen parameter combinations.

Use of text-based interface:

Enter will provide default parameters.

Use MATLAB syntax for the parameters to be swept.

Be aware that using default values for all swept parameters will take very long time to run.
Ctrl-C in MATLAB window to abort.

Do NOT close down the ICEPAC window that pops up; that will make Windows confused.

ICEAREA INVERSE batch calculation: (C)ompute new or (L)oad previous? c

ICEPAC installation directory [c:\itshfbc\]:

Select the input file created from the initial setup run (eg. WINNIPEG.ice)

ICEPACfile =

WINNIPEG

Swept months [2:2:12]: 2:2:12

Swept UTCs [0:4:20]: 0:4:20

Swept SSNs [50 100 200]: [50 100 200]

Swept Qs [0 5]: [0 5]

Swept freqs [2 4 8 16 24]: [2 4 8 12 16 20 24]

Total number of ICEAREA INVERSE runs planned: 1 512

Save ICEAREA INVERSE results for later use (disk space required: 20 267.1 MB). [Y]/N? Y

Output directory [.\ICEPAC\]:

Select population file (eg. glp10ag15.bil for 2010 data)

EIRP per PLT modem (dBm/Hz) [-80]:

Market penetration (PLT modems per capita) [0.05]:

Duty cycle (fraction of time each PLT modem is transmitting) [0.3]:

Market factor (penetration * duty cycle): -18.2 dB

EIRP per capita: -98.2 dBm/Hz

Results will be saved to file .\icepac\WINNIPEG_summary.txt

Modifying ICEAREA INVERSE input files

copy c:\itshfbc\run\temp1.txt c:\itshfbc\run\iceareax.da1

1 file(s) copied.

copy c:\itshfbc\run\temp2.txt c:\itshfbc\area_inv\default\WINNIPEG.ice

1 file(s) copied.

c:\itshfbc\bin_win\icepacw.exe c:\itshfbc\ INV CALC default\WINNIPEG.ice

copy c:\itshfbc\area_inv\default\WINNIPEG.ig1 .\icepac\WINNIPEG_00001.ig1

1 file(s) copied.

Integral of population / loss over entire area: -31.4 dB

Received PLT noise: -129.7 dBm/Hz

Atmospheric noise lower limit: -159.7 dBm/Hz

Man-made, rural: -115.0 dBm/Hz

Man-made, quiet rural: -129.0 dBm/Hz

Absolute protection requirement: -139.1 dBm/Hz

其他1 511个参数组合也如此。

以上MATLAB命令窗口由文档和使用说明开始，后面是用户输入参数和个别ICEPAC运行得到的简要报告。上面给出了头1512轮(为6*6*3*2*7的参数组合)运算。本例使用了281 × 281的网格，在一台标准桌面计算机Circa 2006上进行的1512轮ICEPAC运算共花费22小时，为今后使用而保存详细的ICEPAC结果(任选)时占用了20 GB的磁盘空间。

由于输入值“有效全向辐射功率/PLT调制解调器”是归一化带宽，给出的单位是dBm/Hz，因此，生成的累积PLT信号评估的单位也是dBm/Hz。结果保存到制表符分割的文本文件中，每一次ICEPAC运行为一行，类似于§ 5.1给出的温尼伯的实例。(注意：对于丢弃的ICEPAC运行来说，将由“NaN”代替“PLT噪声”列中的数字)。

温尼伯[各向同性]，2010年人口数据，e.i.r.p. = 人均 -98.2 dBm/Hz

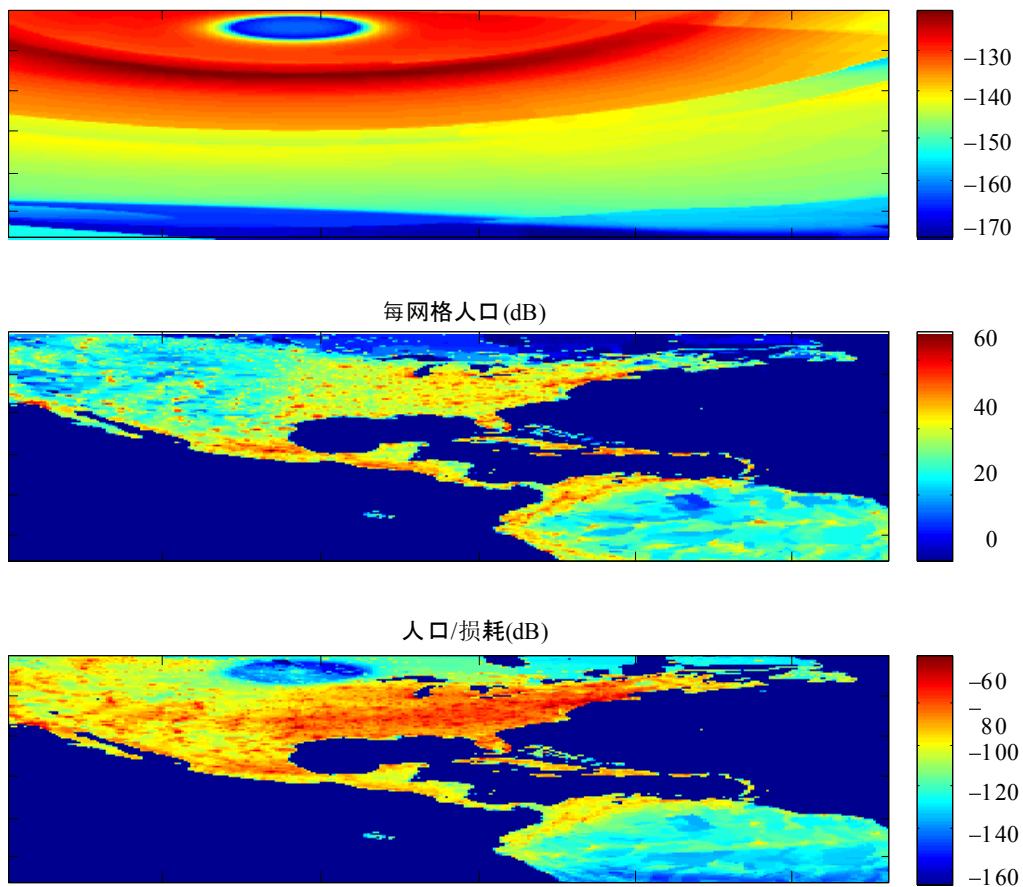
Month	UTC	SSN	Q	Freq	PLT noise	Atm (low)	Rural	Quiet rural	Abs. prot. req.
2	0	50	0	2.000	-129.69	-159.65	-114.99	-129.01	-139.06
2	0	50	0	4.000	-134.53	-152.37	-123.18	-137.62	-145.08
2	0	50	0	8.000	-139.32	-146.21	-131.36	-146.23	-151.10
2	0	50	0	16.000	-149.54	-160.64	-139.55	-154.84	-157.12
2	0	50	0	24.000	-165.75	-187.36	-144.34	-159.87	-160.65

累积PLT的输出地图

累积PLT工具还提供绘制地图的选项，说明ICEPAC路径损耗和人口密度间的关系。这就要求详尽的ICEPAC结果存储到磁盘上。其中一种情况下，预测PLT信号比安静的乡村人为噪声的中值超出了6 dB，如图A2-13所示。一般情况下，高的预测PLT信号水平对应人口稠密地区的地路径损耗。一些部门成员得出了这样的结论：计算实例中使用的参数是合理的，结果也正确预示出：PLT信号水平高于“安静的乡村”人为噪声中值，超出至少6 dB。

图A2-13

上面图形: 通过ICEPAC预测的中值路径损耗, 输入参数的组合应用到位于温尼伯的接收机
 中间图形: dB表示的每个 $0.25^\circ \times 0.25^\circ$ 网格的人口($10 \log_{10}$ (人口))
 下面图形: 上面两个图形的产物(dB-sum)



WINNIPEG (ISOTROPE) 08ut 8.000 MHz FEB 50ssn 0.0Q Report 2158-A2-13

图A2-13所示地图由以下MATLAB累积PLT工具生成。

ICEAREA INVERSE batch calculation: (C)ompute new or (L)oad previous? L

ICEPACfile =

WINNIPEG

(C)ompute cumulative PLT noise for all files, or (P)lot One? p

Select UTC, one of (0 4 8 12 16 20): 8

Select Freq, one of (2 4 8 16 24): 8

EIRP per PLT modem (dBm/Hz) [-80]:

Market penetration (PLT modems per capita) [0.05]:

Duty cycle (fraction of time each PLT modem is transmitting) [0.3]:

Market factor (penetration * duty cycle): -18.2 dB

EIRP per capita: -98.2 dBm/Hz

Month: 2 / UTC: 8 / SSN: 50 / Q: 0 / Freq: 8.00

Integral of population / loss over entire area: -41.3 dB

Received PLT noise: -139.6 dBm/Hz

Atmospheric noise lower limit: -146.2 dBm/Hz

Man-made, rural: -131.4 dBm/Hz

Man-made, quiet rural: -146.2 dBm/Hz

Absolute protection requirement: -151.1 dBm/Hz

A2.4.1.6 有线系统的天线增益

有线传输系统的天线增益是指e.i.r.p.和注入功率的比值。对于PLT系统，文献记录了几个测试结果，RTG报告推荐了以下天线增益：

- 室内系统：-30 dB_i；
- 架空接入系统：-15 dB_i；
- 地下接入系统：-50 dB_i。

应该意识到，由于统计分散，这些数字存在±5 至±10 dB的偏差。而且，对于架空接入系统的电力线，共振频率时天线增益可能要高出10-13 dB。

A2.4.1.7 目前PLT市场渗透率估计

§ 5.6.5的计算实例中使用 $\eta_{PEN} = 0.05$ 表示市场渗透率的估计值。获得及预测未来的市场信息一般不容易，因此供应商不会轻易公布这些信息，而且技术总是在发展过程中。一次PLT³⁷市场发展的预测显示，到2010年，美国接入PLT(BPL)用户数在2.5-5百万间。这一预测对应0.9-1.7%的人口市场渗透率。在德国，2005年2月份，市场上HomePlug设备的数量为300 000，到2006年2月份为800 000³⁸。这一信息是德国BITKOM (工业)的任务组通过德国商务部获得的。德国的人口是8200万，因此2006年2月份HomePlug的市场渗透率是人均0.01调制解调器。自2006年4月，Intellon在世界范围内卖出1000万HomePlug芯片组，并且发货500万³⁹(Intellon, DS2和Panasonic是PLT芯片的主要供应商)。累积PLT工具的使用者可以为这一参数输入一个合适值。

A2.4.1.8 结论

绝对防护要求是研究任务组提出的一个术语，并已在该文本中保留，以确保累积PLT工具的完整性。绝对防护水平并不影响计算，它只用来对比，类似于各种环境噪声水平的使用。工作组5C还没有在PLT系统陆地无线电业务的防护水平方面得出研究结论。本文档提供的方法基于ICEPAC传输预测方法，可以用来预测来自PLT系统的累积HF天波干扰。这一技术可用来分析接收机处收到的PLT信号的影响，用于陆地无线电通县干扰的研究。

A2.4.2 NTIA对接入PLT辐射聚集和电离层传播的研究

A2.4.2.1 引言

该研究目的在于从总体噪声电平上回顾和分析在全国范围内广泛部署的接入PLT的潜在影响。如果存在PLT干扰所产生的聚合效用，这种效用也是由于电离层或“天波”的传播而出现。由于现在的PLT系统使用HF频带，并且PLT驱动的电力线仿真意味着大多数的PLT传输会呈现向上方向的辐射，这些HF PLT传输具有远距离传输的潜能。此外，由于选定的监听点可能会接收到来自多个源头的PLT传输辐射，出现信号的叠加是可以想象的，从而会提

³⁷ HELD, J. [2006] 电力线宽带初探 (*Understanding Broadband over Power Line*)。Auerbach Publications。

³⁸ BITKOM-Informationen zu Anwendungen der Powerline-Technologie, Stand März 2006。

³⁹ BPL Today, April 11, 2006, p.3。

高接收机的噪声最低电平并使弱小需要的信号变得难以识别。总体来讲，如同在NTIA的PLT第一阶段研究⁴⁰中所述，电离层传播会在1.7 MHz到30 MHz的频带间出现。

A2.4.2.2 天波传播的分析模型

背景

本文中的分析采用了VOACAP HF统计传播预测软件⁴¹以及使用NEC软件⁴²的架空和地下电力线模型。

在NTIA的“区域”模型中，它使用VOACAP来计算多个监听点所接收的辐射总和，并且这些监听点来自部署广泛的PLT。在美国各州的地理中心处，NTIA放置了有效PLT发射机，每个发射机都代表了相应州的总共PLT发射量。紧接着，从每个有效的发射机到覆盖美国大陆的固定接收网点处，传播仿真开始运行，仿真结果会在电力区域加和。这些仿真是在一个大的时间和频率集合条件下运行的。

方法

电力线模型

对于本报告而言，NTIA使用一个非常精细的架空电力线模型来决定每个有效PLT发射机的辐射功率水平。这些功率水平都是使用在FCC的PLT报告和规则⁴³中采用的测量指导来计算的。NTIA从该电力线模型中计算辐射功率输出，这可能会导致电力区域达到第15部分限值。因此，通过采用NTIA的应用模型和州人口，我们把这些结果换算，以便达到每个有效PLT发射机的功率输出(表A2-1)。

该架空模型基于实际的电力线结构，NTIA在这些结构中使用了PLT辐射测量法(图A2-14和A2-15)。我们在现场观测和测量方法的帮助下，创建了这个模型并把它设计用来使用NEC4.1做仿真。为尽可能精确并符合程序的限制，我们把该模型设计得符合电力网的实际特征，包括悬链线的使用，变压器负载的正确设置，线高和电线杆的放置，接地线，登板，电线杆放置和电线接头。

该模型的范围在x轴方向上最大是328 m，在y轴方向上是435 m。模型化的电力线高度是12 m。电力线的间距是0.6 m，并且在其他线的下方1 m有多线接地的中性线。所有电线的直径都是12.6 mm，铜的导电率给定为 5.8×10^7 S/m。模型采用的地平面(线下方的平整地面结构)具备典型的“好”地特点(15.0的绝缘系数，0.005 S/m的导电率)。

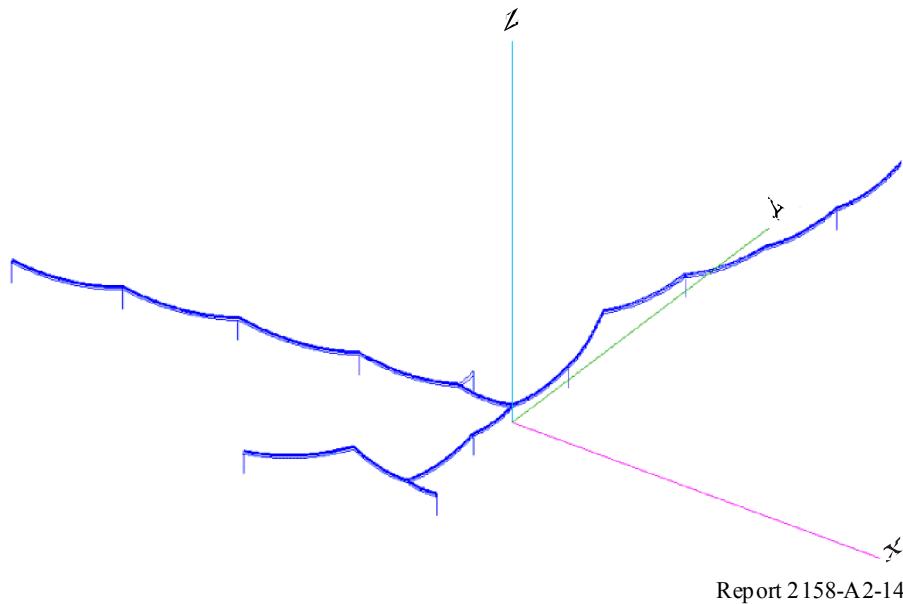
⁴⁰ NTIA 第一期研究，Vol.I. 5.2.2节，详见
<http://www.ntia.doc.gov/ntiahome/fccfilings/2004/bpl/index.html>。

⁴¹ NTIA/ITS电离层传播软件包可以从下列网页下载：
<http://www.greg-hand.com/hfwin32.html>

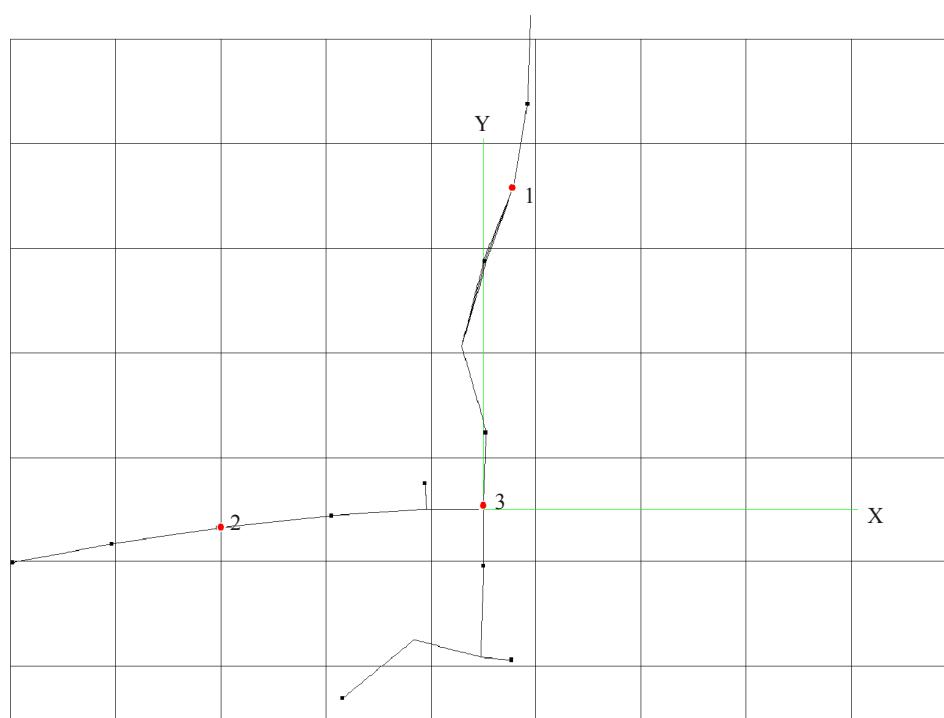
⁴² 目前所用的NEC电磁建模软件可通过Lawrence Livermore国家实验室下载：
https://ipo.llnl.gov/?q=technologies-software-browse_software-app&s=NEC

⁴³ BPL BPL报告和规则，在附录C，测量指导2.b。

图A2-14
精细架空电力线模型的角度视图



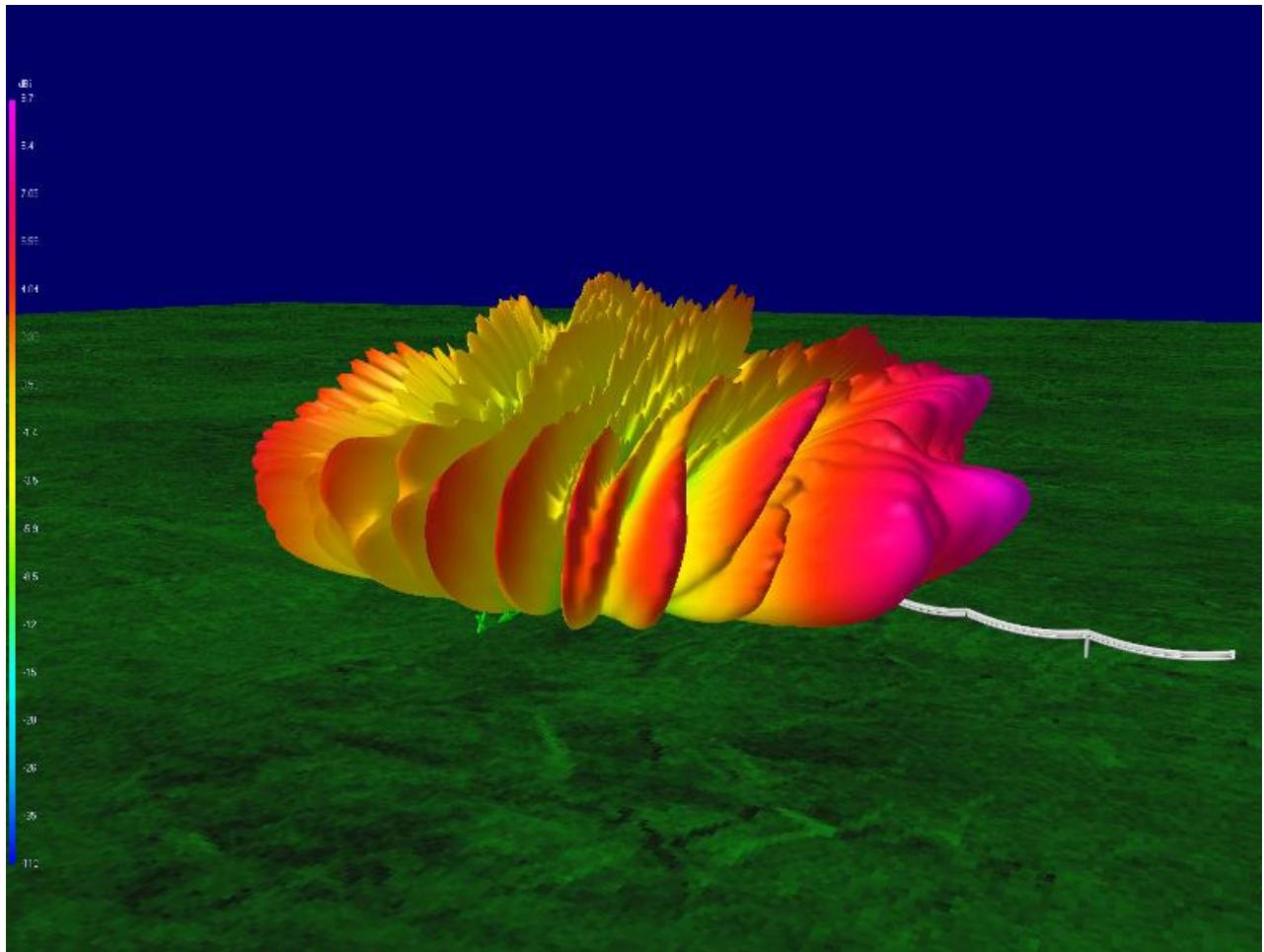
图A2-15
描述PLT输入点的电力线模型架空视图(红点)。
该分析使用输入点3. 输电变压器(阻抗负载为中性)由黑点表示。



图A2-16展示的是使用该模型计算的辐射方向图的一个例子。这个辐射辐射方向图是在16 MHz上计算的。

图A2-16

在输入点3处输入信号，在16 MHz上的远区域方向性增益辐射方向图示例



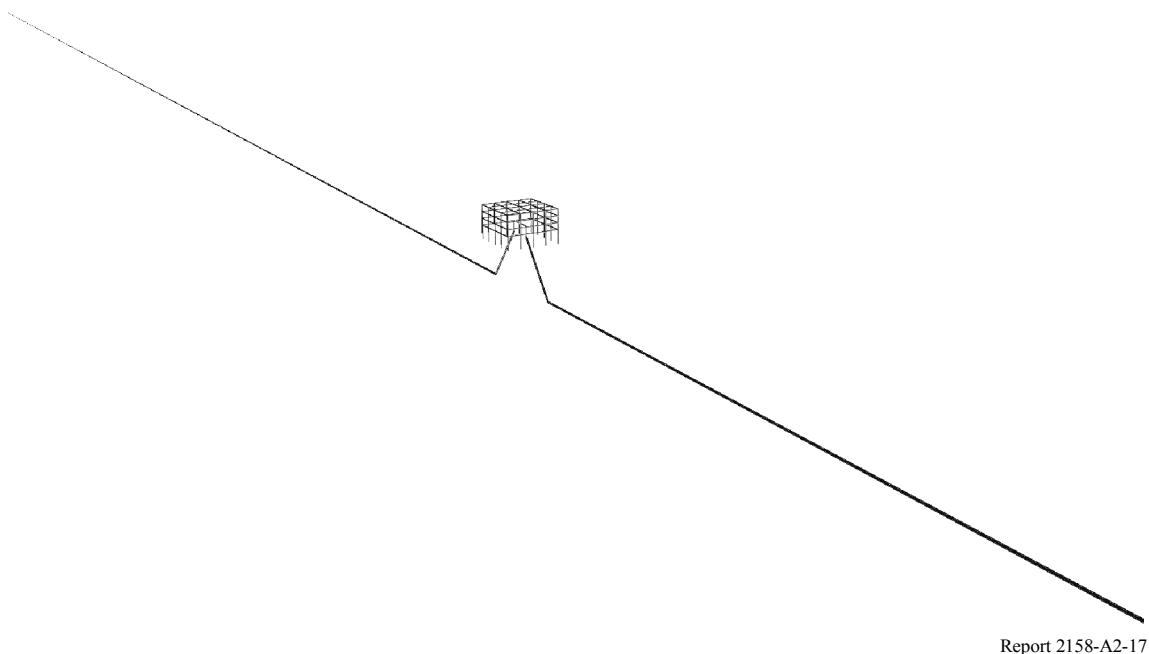
Report 2158-A2-16

NTIA创建了一个地下PLT系统的附加NEC模型(图A2-17和A2-18)。跟架空模型一致，NTIA使用NEC从地下模型得到基于频率的方向性增益辐射方向及辐射功率，以便使之满足第15部分限值。通过使用PLT报告和规则⁴⁴中的全新测量指导，我们再一次计算了辐射功率，功率电平如表A2-1所示。

⁴⁴ BPL报告和指令，在附录C，测量指导2.b。

图A2-17

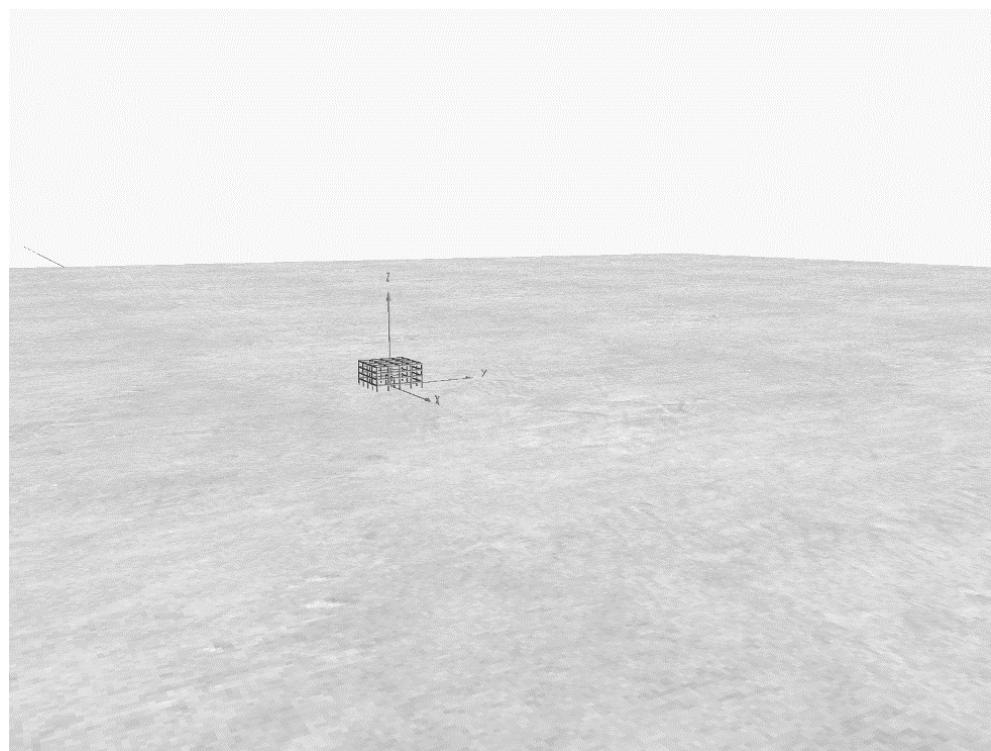
去除地面后的地下电力线模型。由三个中性线组成的地下电力线，环绕着绝缘的中线，端到端长达340 m。



Report 2158-A2-17

图A2-18

包括地面的地下电力线模型。图中可见的线框盒代表着箱式变压器，其中安装有PLT发射源。



Report 2158-A2-18

表A2-1
符合第15部分限值的PLT结构辐射功率

频率 (MHz)	辐射功率 (dBW/Hz)	
	架空	地下
2	-103.04	-94.26
4	-106.71	-87.84
6	-104.38	-84.66
8	-102.99	-82.73
10	-102.89	-83.29
12	-102.93	-79.38
14	-104.06	-78.43
16	-106.32	-74.75
18	-97.48	-75.16
20	-103.48	-79.52
22	-104.29	-81.67
24	-101.04	-82.24
26	-105.71	-82.45
28	-100.98	-83.47
30	-98.04	-84.28

由于NEC计算的方向性增益模式中的地面损耗会显著减弱辐射功率，并不令人意外，NEC计算出的地下结构的辐射功率更大。因此，在符合第15部分限值的条件下，可以想象，NTIA的地下模型会比架空电网辐射更大的能量。对架空和地下模型而言，辐射功率随频率的变化性增加，在很大程度上是由于模型复杂度相比之前的大幅增加。

PLT报告和规则指定，我们需遵循的测量，应以1 m的测量高度，在PLT设备电力线开始的1/4波长间隔处，到MF频带的一个波长距离处进行。⁴⁵

使用单位电压电源激发讨论中的NEC模型，通过在PLT测量指导中指定模型周围的合适点上的NEC仿真找到磁场或电场值，并依据计算的电场除以第15部分限值来换算所有后来的电场值，我们获得了辐射功率电平。为将该换算转到能量域，NEC计算的辐射功率电平通过该因子的平方进行换算。

⁴⁵ BPL报告和指令，在附录C，测量指导2.b.2，用来描述其他可能需要的测量方法，如果PLT信号的中段频率比射入电力线上的最低PLT信号频率大两或三倍。

美国之音覆盖分析程序的使用

通过在覆盖了美国大陆和密西西比堪萨斯城中心的固定 31×31 接收网点处，使用VOACAP的区域模式，NTIA计算出了PLT干扰和人为的噪声功率值。⁴⁵ NTIA假定了PLT的部署密度，以便模仿在美国(包括阿拉斯加和夏威夷)各州地理中心的有效PLT发射机。⁴⁶我们给发射机指定了基于频率的方向性增益辐射方向图，这些方向图是通过使用精细的NEC架空电力线模型或地下模型计算出的，并且发射机都位于各州的地理中心。这些使用的辐射方式在方位角上进行算术平均，以便仿真由每个有效发射机所代表的不同PLT驱动的电力线的随机方向性。

针对精细架空电力线模型，NTIA在一个拥有超过8500个条件集合的复杂集合(包括一年十二个月，一天二十四小时，低和高的太阳活动性以及按2MHz递增的2到30 MHz频率集)上运行了全电离层聚合仿真。根据部署的大量PLT设备，NTIA采用这些仿真来计算干扰加噪声与噪声的比率，或 $(I+N)/N$ ，条件。⁴⁷按照产生本地接收机底噪增加的最坏情形集合，给出了这里的结果。

对地下模型而言，基于在一天二十四小时，频率，一年十二个月和太阳条件(超过1300个条件集合)，包括在使用架空电力线模型作为发射机导致的最大聚合干扰噪声比时的同样条件，类似的传播分析得以完成。

VOACAP按照信噪比(SNR)报告了传播的结果。表A2-2表示VOACAP报告的SNR值如何转换为底噪的增加。

表A2-2
作为SNR函数的本底噪声增加 $(I+N)/N$

本底噪声增加, $(I+N)/N$ (dB)	SNR (dB)
3	0
1	-5.868
0.5	-9.135
0.1	-16.327
0.05	-19.363
0.01	-26.373
0.005	-29.386

⁴⁶ NTIA评注，技术附录，第4.2节，可从下列网页获取：

http://www.ntia.doc.gov/ntiahome/fccfilings/2004/BPLTechAppdx_06042004.doc。也见County and City Data Book: 2000, U.S. Census Bureau, National Data Summary File 1, Table P-15。

⁴⁷ 在本报告中， $(I+N)/N$ 也称为本底噪声增加。

A2.4.2.3 仿真特性

在11年太阳活动周期的高峰期间, NTIA把平滑太阳黑子数(SSN)设为高值(150)来仿真较好传播特性, 而在太阳周期的低谷期间, NTIA把SSN设为低值(25)来仿真较差辐射特性。由于软件的设计因素, 所有的接收点在地面上都使用VOACAP的四分之一波长垂直单极性天线(类型22), 其绝缘常数 $\epsilon_r=15$, 传导性 σ 设置为0.005 S/m。⁴⁸事实上, 美国的地面特性从极差($\epsilon_r = 3$ and $\sigma = 0.001$ S/m)到优秀($\epsilon_r = 20$ and $\sigma = 0.030$ S/m)范围内变化。

所有接收点上的人为噪声电平都设为偏远的或安静的乡村级别(在3 MHz 上为-164 dBW/Hz), 以使许多美国政府所在地的接收状况最优。⁴⁹在VOAAREA的计算网格中, 软件设计允许同接收点天线上的一个人为噪声分配到所有的接收点上。美国实际的人为噪声电平变化很大, 从安静的乡村环境到工业区的吵闹都有可能。

NTIA按照期望的活动PLT设备数目, 把每个州有效发射机的NEC计算辐射功率电平单独换算, 以便服务该州的城市居民。由于在城市家庭中的部署密度比乡村家庭密度大, 该分析使用了城市家庭(按美国人口普查局定义), 就这点而论, 城市家庭更有可能占据接入PLT设备早期部署的大部分容量。如同之前的分析, NTIA假定一个PLT射入机拥有支持30个用户覆盖的数据容量, 一个四个城市家庭是一个PLT用户。换句话说, 每120个城市家庭被假定为一个PLT射入机。在美国大约有近八千五百万城市家庭, 这个假定意味着在该分析中大约有总共超过705000个典型的PLT设备。⁵⁰

在预测接收机的本底噪声增加时, 还有几个其他的因素需要考虑。首先, NTIA认为并不是所有的PLT设备都会在第15部分限值下运行; 因此, 人们把平均的辐射信号假设为低于第15部分限值4 dB。第二, VOAAREA分析是基于根均方(RMS)值; 因此, 为服从FCC限制的测量要求, 人们将准峰值PLT信号电平调整到RMS电平。⁵¹第三, 由于系统中的设备并不是都在同样的频率下运行⁵², 系统允许6 dB的偏差(例如, 4个PLT射入机中的1个被假定为同频的)。最后, PLT设备的工作周期设为平均55%。表A2-3列出了PLT辐射功率电平的调整值。

⁴⁸ VOAAREA允许设置垂直天线的长度, 这样的长度既可以是以米为单位的固定值, 也可随频率变化。在该项分析中, 假定可能受到某一特定频率干扰的接收机利用了为该频率设计的天线; 因此在这种情况下, 天线的长度为每一频率的四分之一波长(例如在10 MHz下为7.5 m)。VOACAP自动调整这一长度, 使得不管频率如何变化, 接收方向性图都保持相同。为了对单极天线也适用, 天线的最大增益在任何高度上都设置为比偶极子高3 dB。

⁴⁹ 该分析中使用的噪声水平基于ITU-R P.372推荐, 在VOACAP/VOAAREA中得以应用。

⁵⁰ NTIA评注, 技术附录, 第4节。

⁵¹ 准峰值到r.m.s.转换因子的选择基于NTIA第一期研究的测量数据, 这意味着使用准峰值检测器测量的PLT信号功率超过使用平均检测器测量的信号功率, 其典型值为0-5dB。NTIA 第一阶段研究, 卷II, D.3.4节。

⁵² NTIA第一阶段研究, 卷I, 第2.2节。

表A2-3
接入PLT设备的调整因子

因子	调整 (dB)
运行在第15部分限值下的设备	-4
准峰值到r.m.s的转换因子	-3
同频分布因子	-6
工作周期	-2.6
总计	-15.6

VOAAREA计算网格中的接收点使用1Hz带宽(通过将每个发射点的辐射干扰PLT信号功率调整为功率(dB(W/Hz)来设置)。VOAAREA提供的噪声功率电平以dB(W/Hz)为单位。在给定接收点, 来自所有有效PLT发射机的接收信号功率, 在独立于噪声功率电平的条件下加和, 并且所得的PLT干扰功率和在该点处的噪声功率会用来计算干扰噪声比。因此, 在一点处的总干扰噪声比是成一个1Hz带宽。

表A2-4总结了上述适用于该仿真的假定。

表A2-4
仿真条件

有效PLT发射机	架空	地下
激励电压	单线电压源, 位于中心	箱式变压器中的电压源, 位于中心
远场模式		
源	NEC-4.1 架空模型	NEC-4.1 地下模型
变化性	在方位角上平均, 按海拔和频率变化	
类型	定向增益	
功率电平		
源	NEC-4.1 架空模型	NEC-4.1 地下模型
结构排放限制	如同使用PLT测量方法指导来测量一样, 按第15部分限值限制结构排放	
州级别换算	按照州中城市家庭数换算	
参数使用	NEC-4.1 “辐射功率” 值(在考虑结构损耗而非地面损耗的输出功率时指定)	
布置	美国所有州的地理中心	

表A2-4 (续)

接收天线	
天线类型	四分之一波长, 单极性(VOACAP 类型 22)
土壤状况	“普通” 土壤
导电性	0.005 S/m
相对介电常数	15
布置	遍布美国本土的31x31接受网点
噪声	3 MHz下的“安静的乡村” 噪声条件 (-164 dB(W/Hz))
仿真	
频率	从2到30 MHz, 以2 MHz为间隔
一天的时间	世界调整时间, 从0到23小时, 按1小时递增
一年的月份	1到12月
太阳状况	平稳太阳黑子数 (SSN) 25和150
主几何路径	短路径
计算方法	短/长路径平滑
计算参数	接收信号强度 (SDBW), 接收噪声水平 (NDBW)
功率调整因子	-15.6 dB (详见表A2-3)

A2.4.2.4 仿真结果

为估量给定的聚合PLT信号电平是否会对美国政府的无线电接收机产生不良干扰, NTIA考虑了两种阙值, $(I+N)/N$ 或接收机本底噪声增加。⁵³人们把较低的阙值, 本底噪声增加的1 dB(相对于PLT干扰噪声比最大有-5.9 dB), 选为不良干扰可能发生的电平。更高的阙值, 本底噪声增加的3 dB(0 dB的PLT干扰噪声比)被选为可能产生较大风险不良干扰的电平。

通过结合典型的架空和地下PLT系统的PLT信号电平与背景噪声电平, 可以分析PLT聚合的影响, 如此该结合能够满足上文所述的本底噪声增加阙值。该分析使NTIA在改变架空和地下系统的相对数字时, 能够检验电离层聚合效应。

架空和地下分析结果的比较

仿真发现, 即使两个电网集都调整到满足第15部分限值, 架空电网的产生的聚合信号电平远超过地下电网。在同样的电离层传播特性下, 基于所有的典型条件, 架空聚合PLT信号电平的中值比地下电网同样数目的信号电平大约高20 dB。该发现说明, 只要可行的话, 在地下线缆上安装运行在1.7到30 MHz频率范围内的PLT设备, 从由电离层传播而产生的信号聚合角度讲, 会比运行在架空电网上的同样设备具有显著的优势。

⁵³ “I” 指与辐射PLT发射相关的干扰信号功率。

架空和地下PLT聚合的相对影响能生动地从下面的结果中体现。图A2-19和A2-20显示，在最佳传播和最低本地本底噪声条件下，位于美国任意地理位置，造成本底噪声1或3 dB增加的最差情况所需的架空和地下设备数目。

对这些图而言，人们用电离层聚合建模来获得低和高太阳活动性下的条件集合，在这期间，由于聚合的PLT产生了最大信噪电平比。对于所有的其他条件集和地理位置，计算出的聚合对本底噪声影响相对小些。因此，如图A2-19和A2-20所示，对大多数计算条件而言，要想对本地本底噪声产生同样的影响，就需要更多的PLT设备。

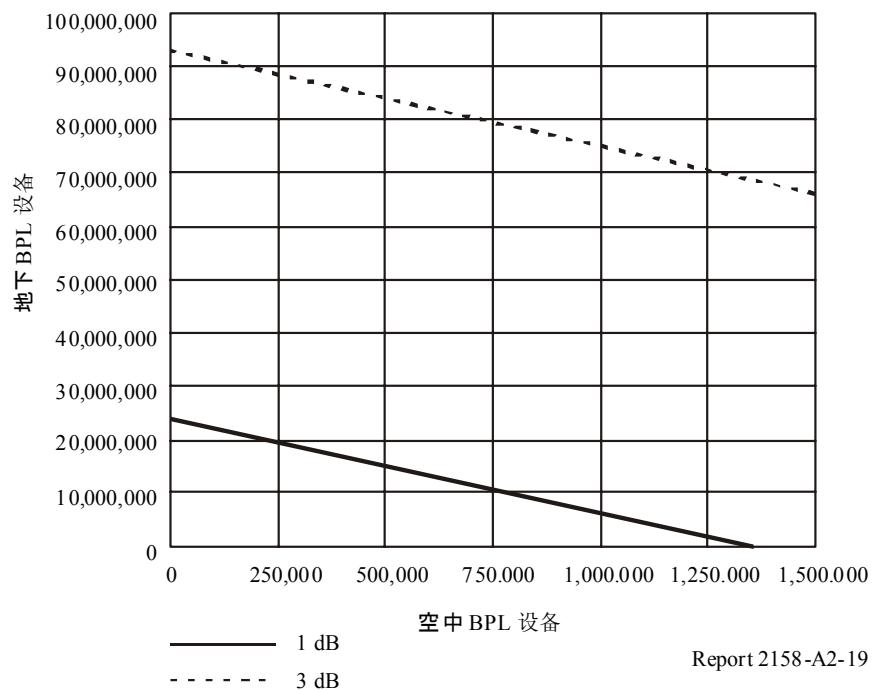
对太阳高活动周期的计算表明，最大聚合PLT信号电平主要出现在秋季和冬季下午中后时间段内HF频带(18-30 MHz)中的较高频率处。使用太阳低活动条件的计算发现，最大聚合PLT信号电平主要出现在HF频带(4-8 MHz)中的较低频带处。同样的，该最大电平也在秋季下午中后时间段内出现。

图A2-19描述了造成本底噪声1 dB(低曲线)和3 dB(高曲线)增加的地下和地上PLT设备组合。在任意地理位置处，能够产生相对本地本底噪声最高的聚合信号的电离层传播和噪声条件组合下(11月份，UTC时间15: 00，30 MHz，太阳活动性较高)，该图得以生成。在这些条件下，超过一百三十五万个架空PLT设备，可以在任何地理位置处产生一个1 dB增加前得以单独部署。对一个3 dB的总计本底噪声增加而言，这一数字会增加到五百二十三万。通过减少架空设备的数目和增加地下PLT设备的数目，在满足相同本底噪声电平增加的同时，部署PLT设备的总数能够显著增加。

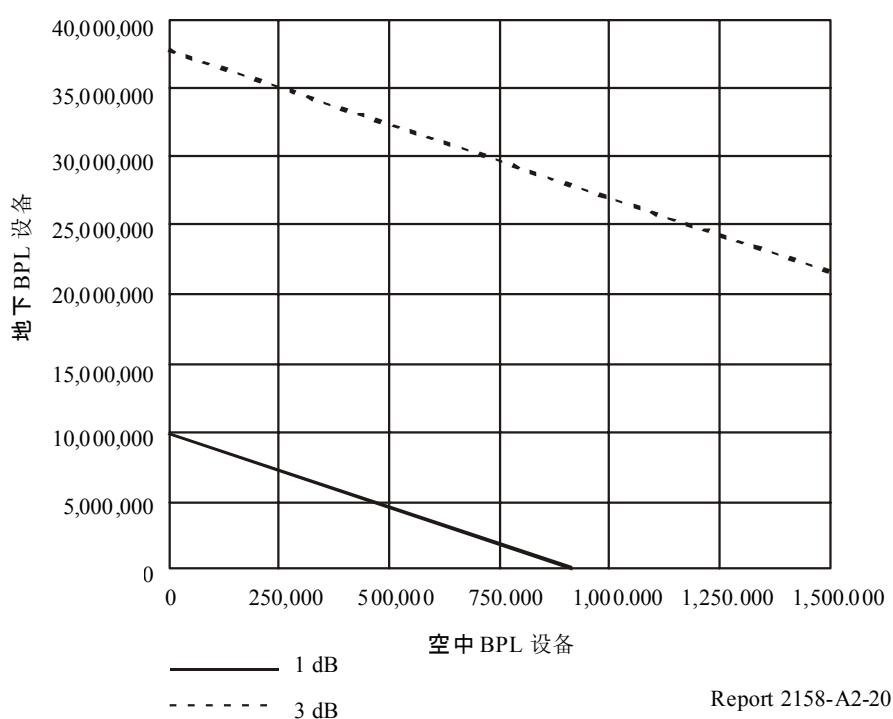
图A2-20描述了，在低太阳活动能够周期条件下，能引起接收机本底噪声增加1 dB和3 dB的地下PLT设备和架空PLT设备数目比较。如同太阳活动周期的最大结果一样，满足阙值的最少必需PLT设备是在单独使用架空PLT设备时出现的。对这些条件而言，增加1 dB本底噪声将需要大约916000个架空PLT设备。相比之下，在1.7到30 MHz频率范围内，单独使用地下PLT设备增加1 dB本底噪声，需要部署将近一千万个PLT设备。

图A2-19

在高SSN条件下，能引起相同本底噪声增加的
地下PLT设备和架空PLT设备数目比较



在低SSN条件下，能引起相同本底噪声增加的
地下PLT设备和架空PLT设备数目比较



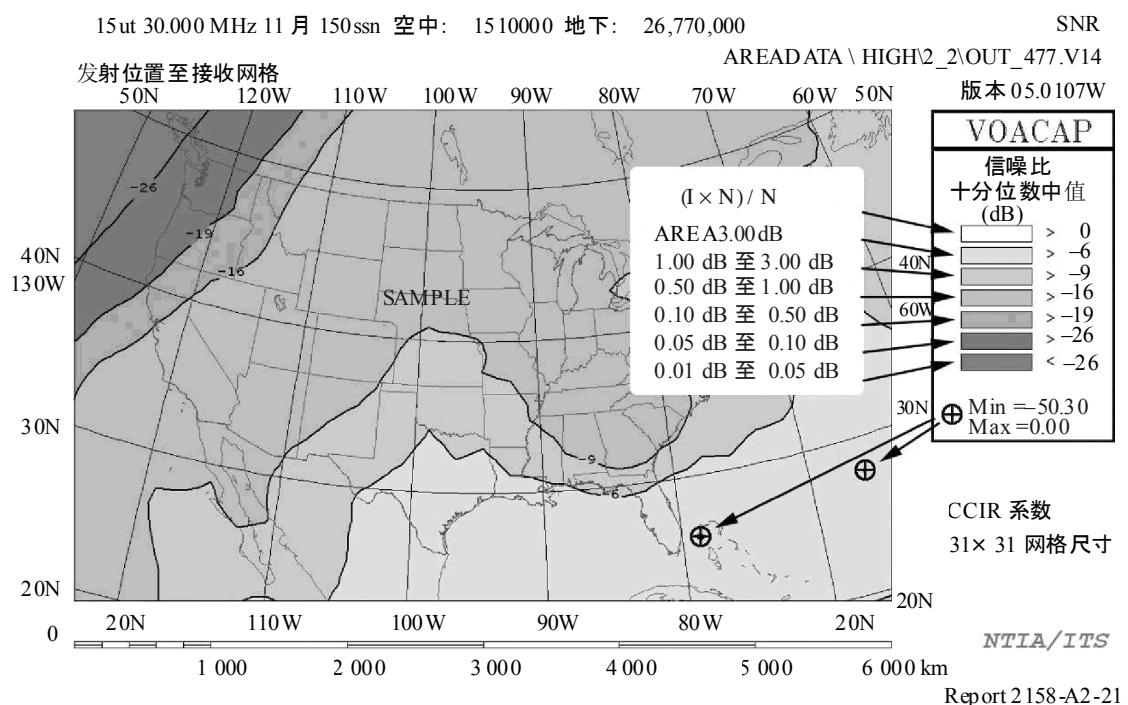
2.4.2.5 电离层传播地图

图A2-21到A2-33描述了，在一定数目PLT部署情形下，贯穿美国大陆的聚合PLT干扰噪声比(标记为信噪比)等高线图。这些图示联合了架空和地下PLT设备的总计功率贡献。同时，通过按美国各地的不同人口比率进行分配，在任何地理位置碰到的最大总计PLT SNR，都能使本底噪声增加大约1 dB或3 dB。

由于VOACAP产生输出的方式，等高线图的图例上只显示出了信噪比。为有助于解释图A2-22到A2-33，在图A2-21中给出了示例等高线图。图A2-21示例说明了图例上的值换算到本底噪声的相对增加值。浅色区域和由PLT辐射聚合产生的较高本底噪声增加电平相对应。峰值点在图中使用内有十字的圆圈符合表示。

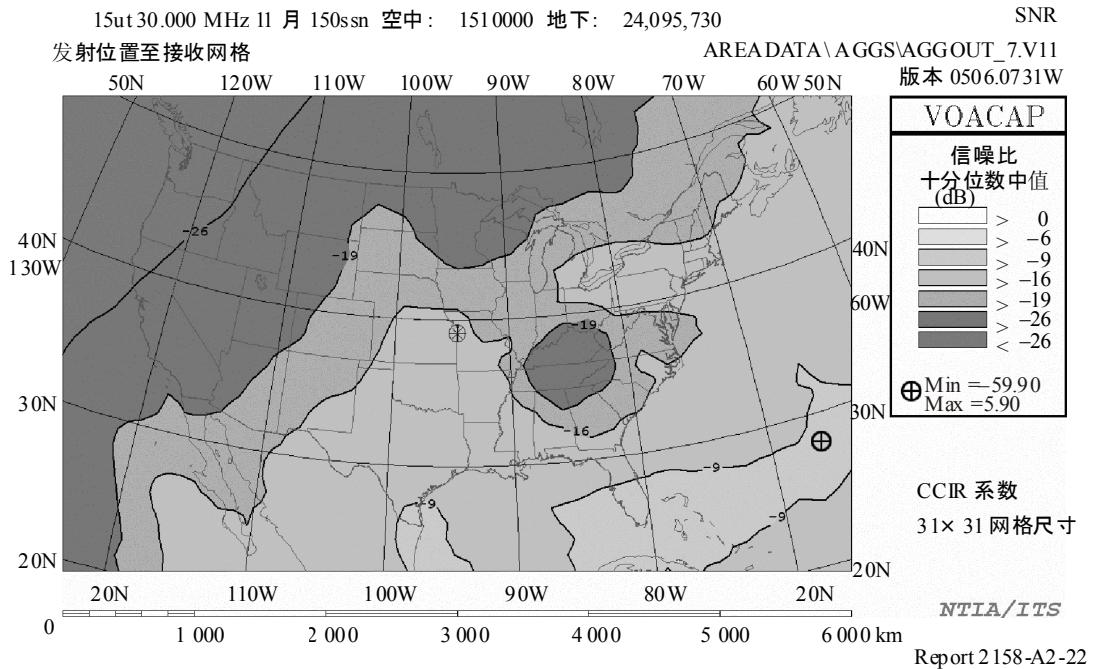
图A2-21

详述图例上每个信噪比值对应本底噪声增加的示例VOAAREA输出图



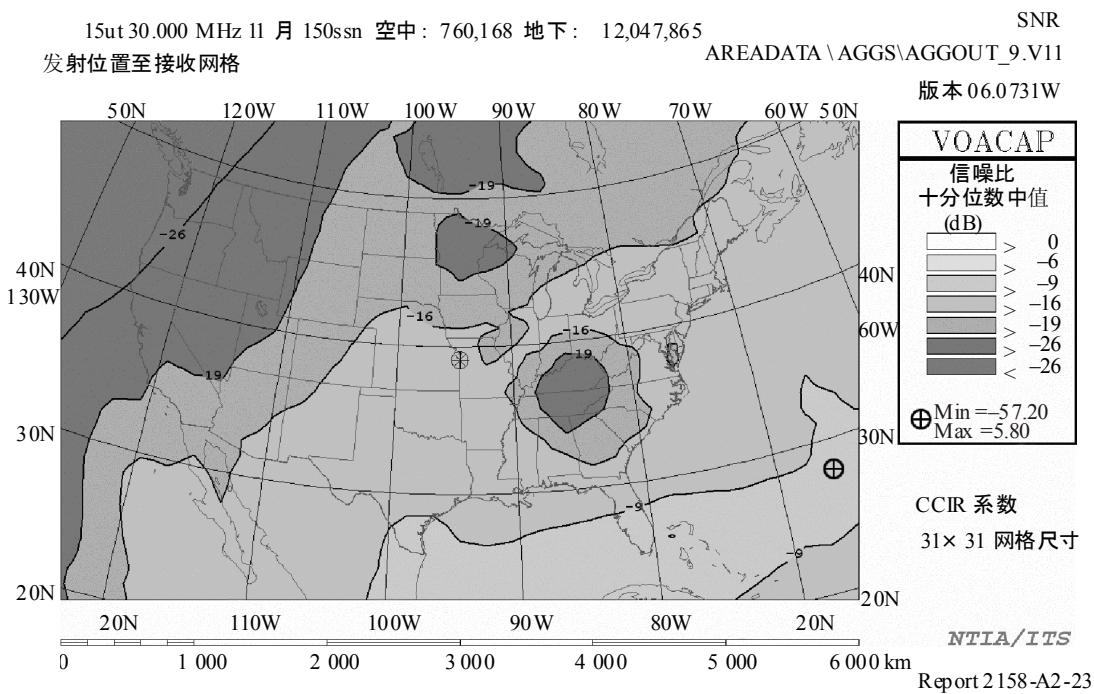
图A2-22

最大本底噪声增加1 dB, 在较高SSN条件下, 归因于
只有24 095 730个地下设备而没有架空设备的聚合示例



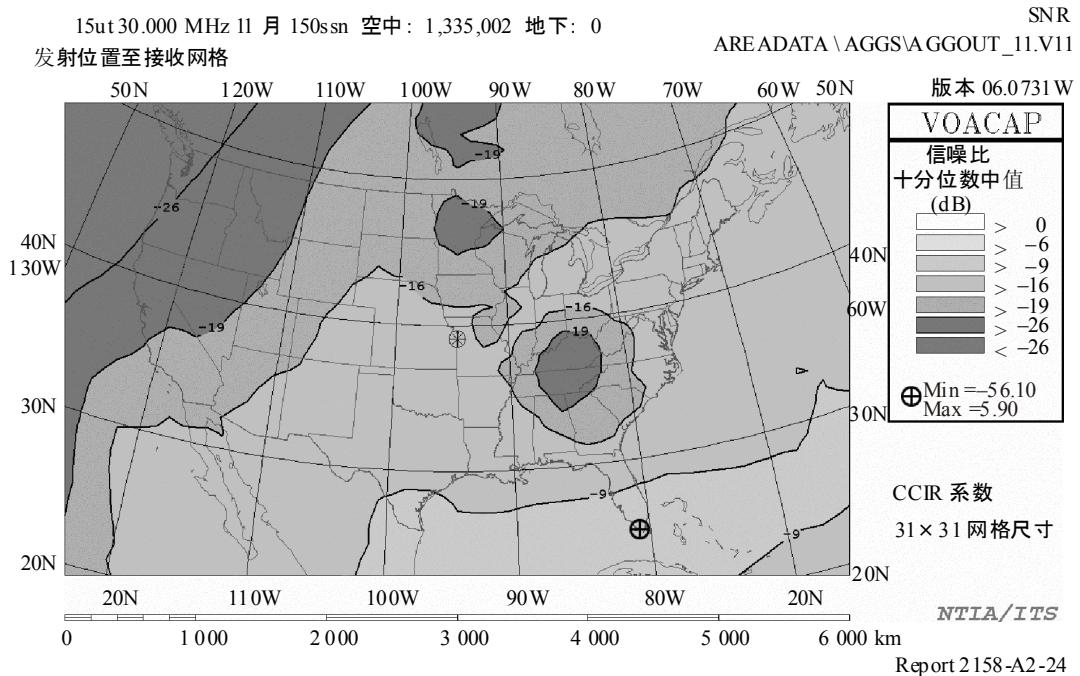
图A2-23

最大本底噪声增加1 dB, 在较高SSN条件下,
归因于12 047 865个地下设备和760168个架空设备的聚合示例



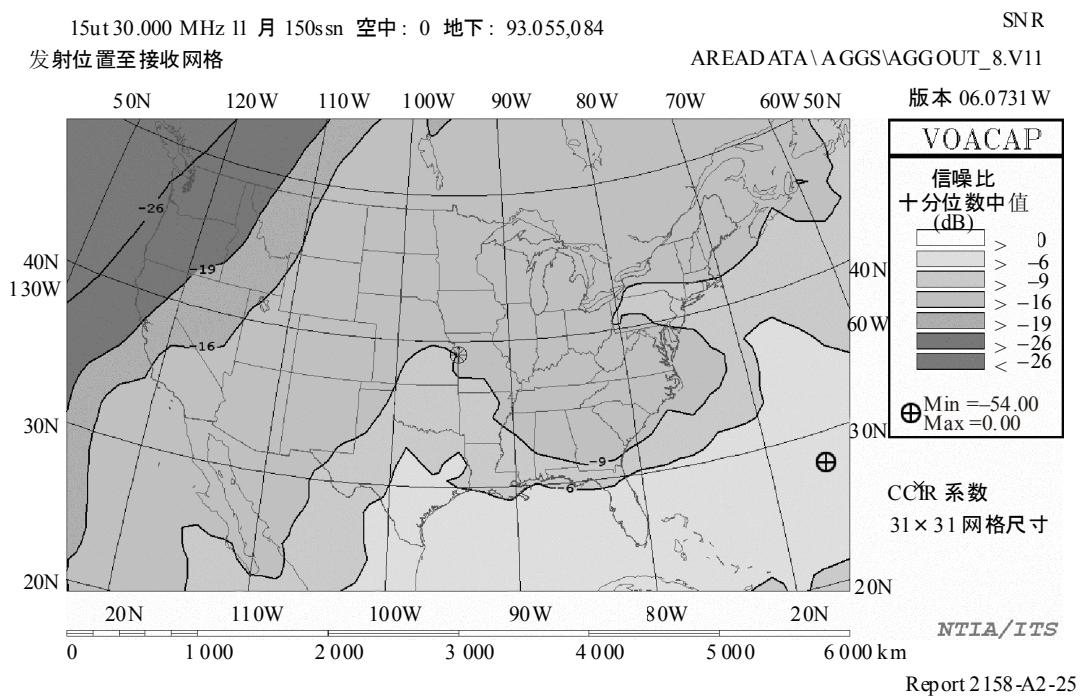
图A2-24

最大本底噪声增加1 dB, 在较高SSN条件下,
归因于1 335 002个架空设备并没有地下设备的聚合示例



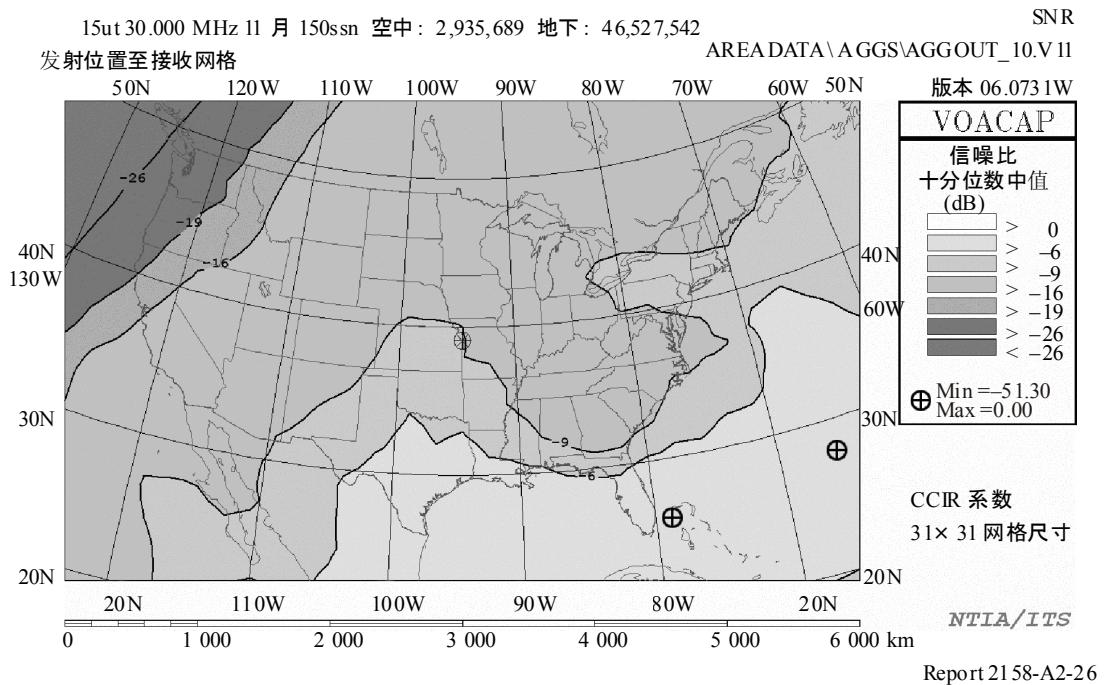
图A2-25

最大本底噪声增加3 dB, 在较高SSN条件下,
归因于93 055 084个地下设备并没有架空设备的聚合示例



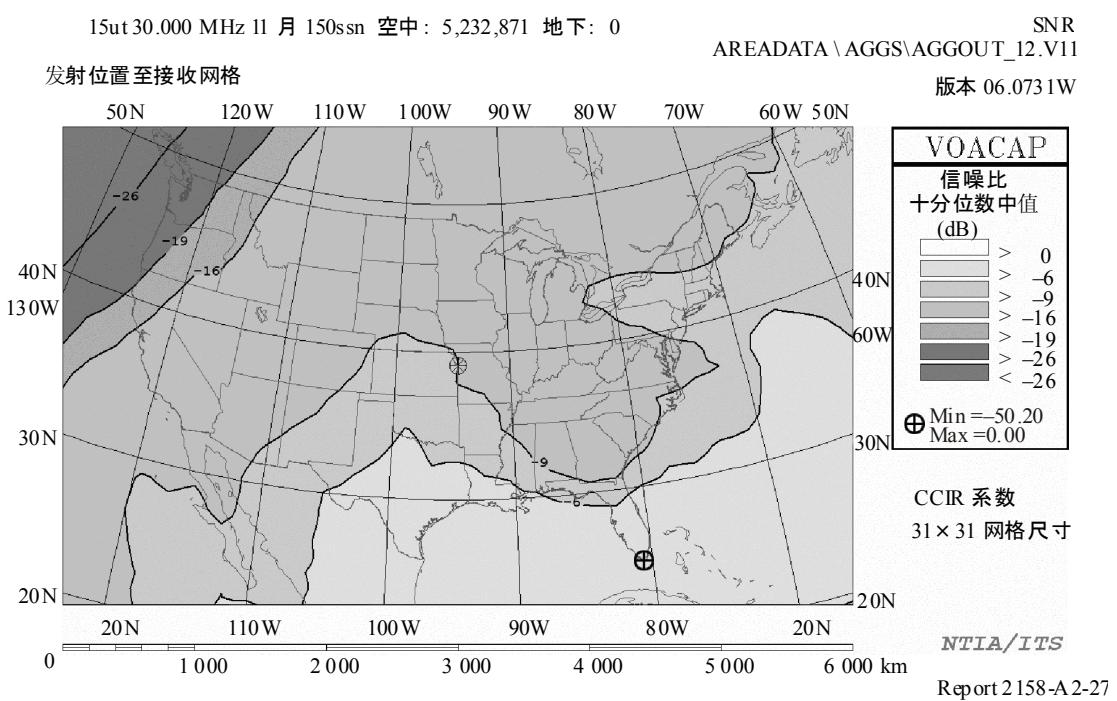
图A2-26

最大本底噪声增加3 dB, 在较高SSN条件下,
归因于46 527 542个地下设备和2 935 689个架空设备的聚合示例



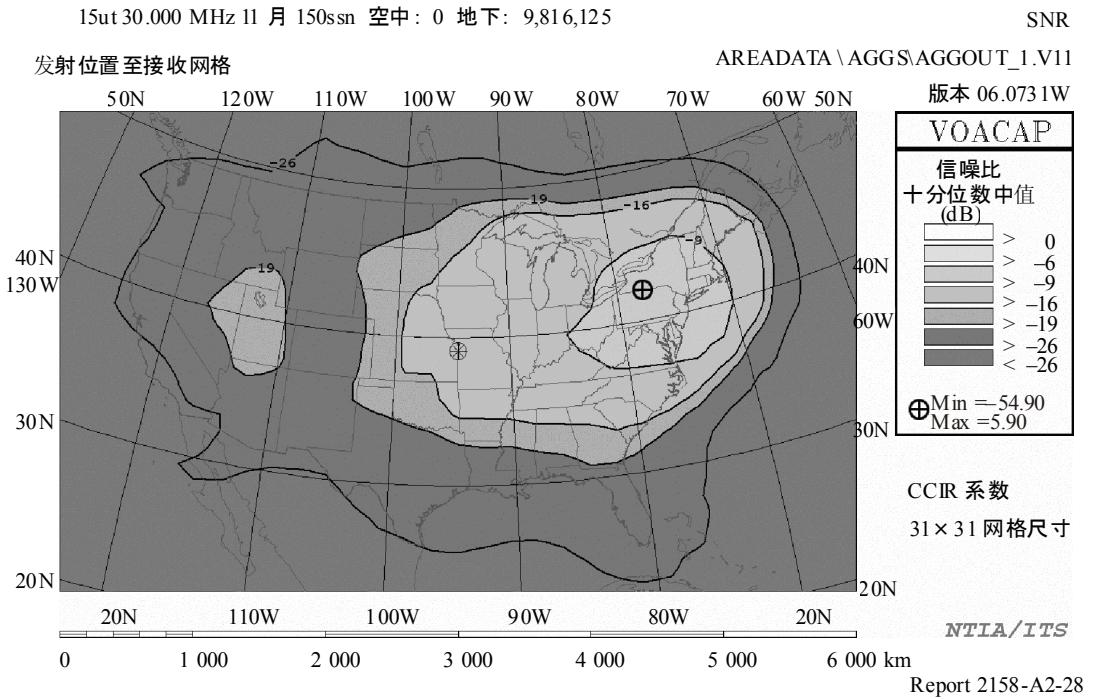
图A2-27

最大本底噪声增加3 dB, 在较高SSN条件下,
归因于5 232 871架空设备并没有地下设备的聚合示例



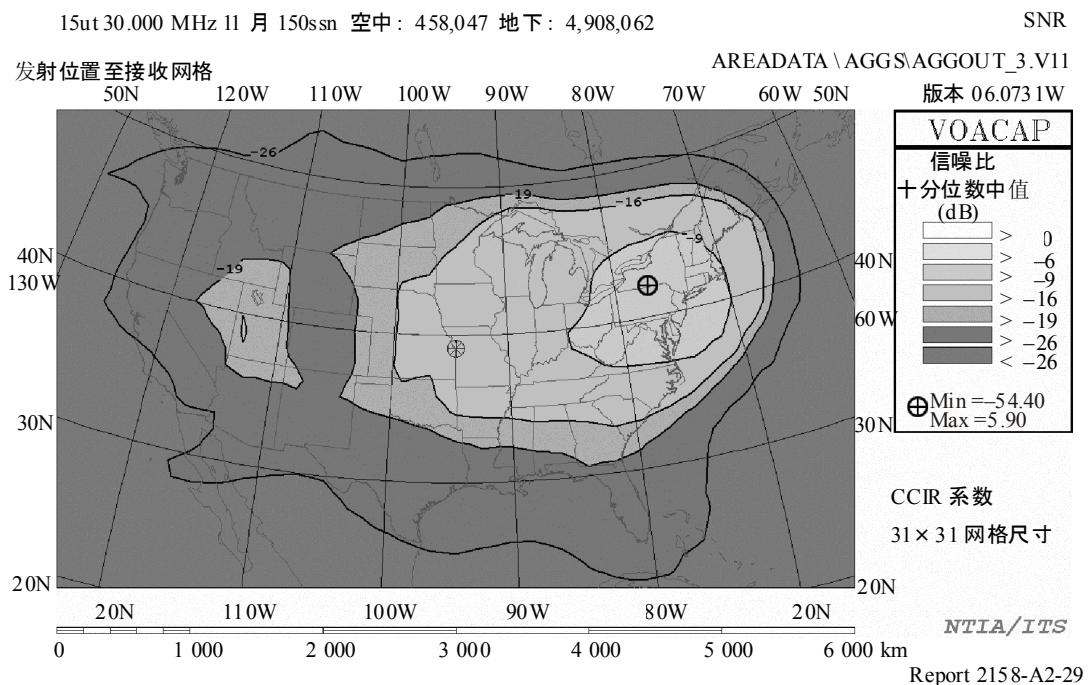
图A2-28

最大本底噪声增加1 dB, 在较低SSN条件下,
归因于9 816 125个地下设备和没有架空设备的聚合示例



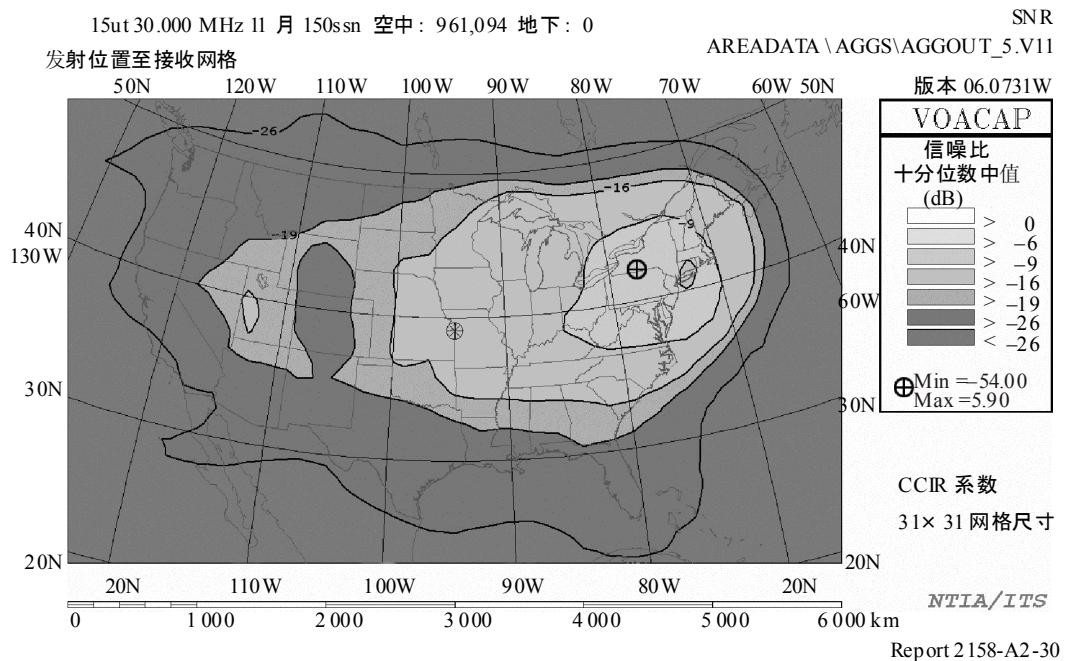
图A2-29

最大本底噪声增加1 dB, 在较低SSN条件下,
归因于4 908 062个地下设备和458 047个架空设备的聚合示例



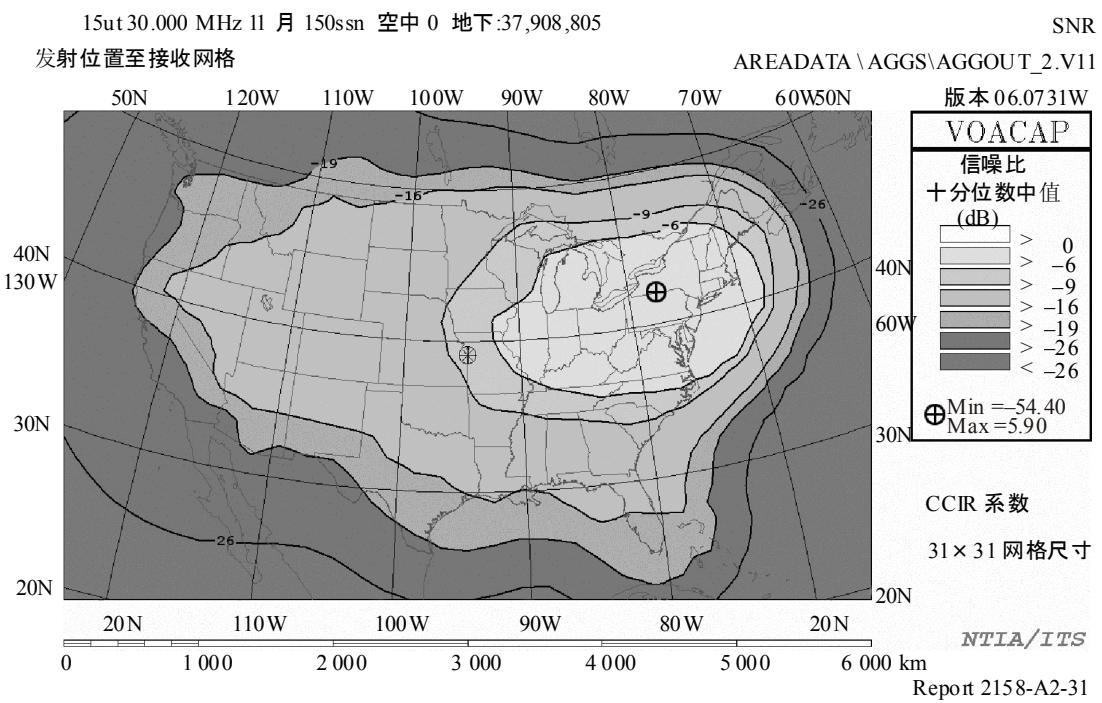
图A2-30

最大本底噪声增加1 dB, 在较低SSN条件下,
归因于916 094个架空设备和没有地下设备的聚合示例



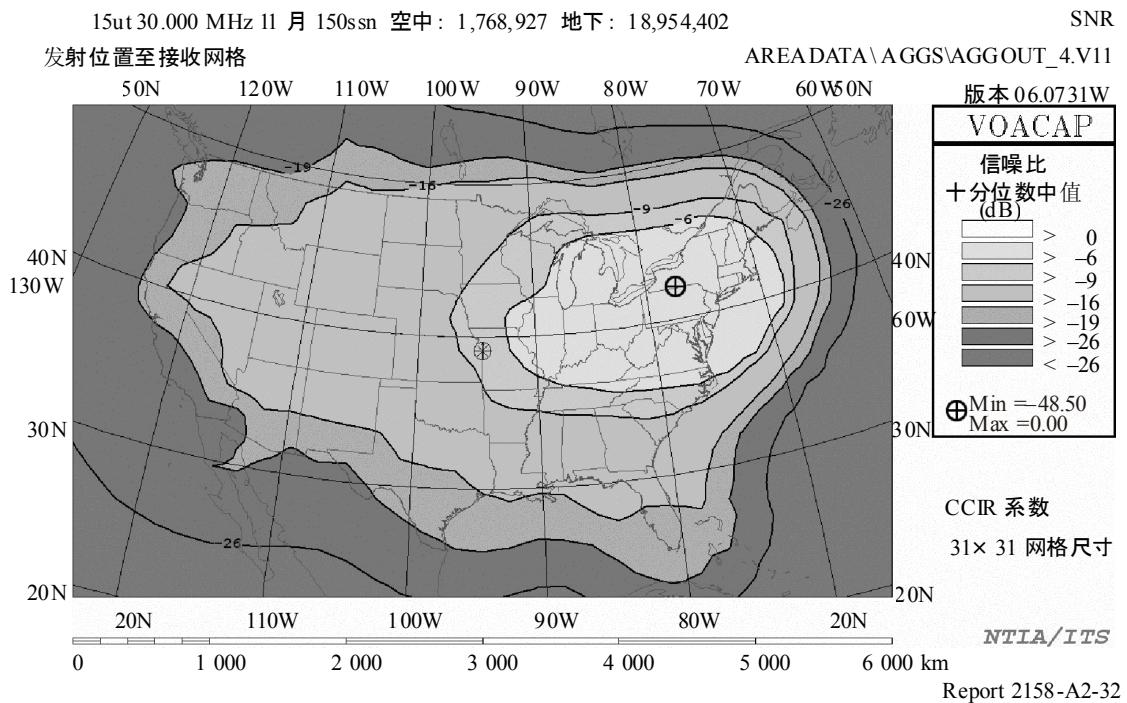
图A2-31

最大本底噪声增加3 dB, 在较低SSN条件下,
归因于37 908 805个地下设备和没有架空设备的聚合示例



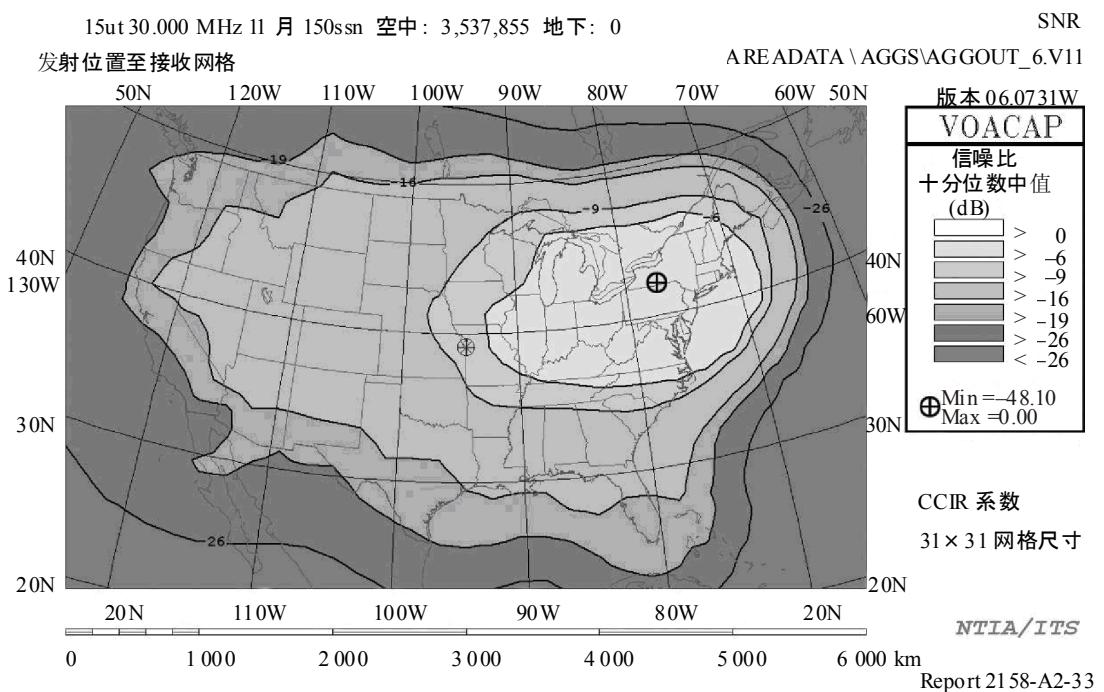
图A2-32

最大本底噪声增加3 dB, 在较低SSN条件下,
归因于18 954 402个地下设备和1 768 927个架空设备的聚合示例



图A2-33

最大本底噪声增加3 dB, 在较低SSN条件下,
归因于3 537 855个架空设备和没有地下设备的聚合示例



图A2-21到A2-32的聚合示例描述了两种情形(一种是低太阳活动周期, 一种是高太阳活动周期)。在这两种情形中, 为满足任何地理位置, 以及跨越所有仿真时间和频率条件下的指明阙值, 所需设备数是最少的。正如能够从图中看出的一样, 在最佳传播/最低噪声条件下, 并且使用该研究中开发的假定, 为在任意地理位置增加本底噪声1 dB, 在全国范围内将需要部署超过916000个架空PLT设备—在NTIA的部署模型中, 要想传送美国100%的城市家庭, 所期望的PLT设备数远超过705 000个。如果在地下电力线上大比例布署, 不用达到1 dB或3 dB阙值中的任一个, 更多的设备就能得以部署。

在绝大多数典型示例中(一天的其他时间, 一年十二个月和频率), 需要更多的设备, 包括地下和地上的, 以便产生规定的本底噪声增加。

A2.4.2.6 小结

NTIA模型两种电力线结构, 进行了广泛的聚合研究。这些研究使用VOAAREA传播软件来判定, 由于经由电离层传播的PLT信号, 在1.7到30 MHz频率范围内, 对美国政府无线电通信系统的建在不良干扰。

为在MV架空电力线上部署运行在1.7到30 MHz频带上的接入PLT, 美国所做的仿真结果表明, 对于广泛部署的架空PLT设备(能够传送美国100%的城市家庭)以及在该研究中的假定下, 在最差的传播条件下, 期望的本底噪声增加应小于1 dB。实际上, 大约20%的MV电力线在地下, 并且许多PLT系统都工作在VHF波段上。根据这些结果, 接入PLT系统在美国的广泛部署不会由于电离层传播和信号聚合而对美国政府工作在1.7到30 MHz上的无线电通信系统(陆地移动和由四分之一波长偶极子代表的固定服务系统)造成麻烦。

A2.4.3 电力线传输系统引起的累积HF天波干扰的计算结果

A2.4.3.1 引言

本小节描述PLT系统经天波传播带来的累积电场强度的计算实例, 这里的天波传输是根据ITU-R P.533建议书《HF传输预测方法》建立模型的。

在此计算中, 做了以下假设:

- 日本领土被分为9个区域, 每个区域都有一个虚拟辐射源。辐射源的功率正比于假设的PLT系统的总数。
- 使用 1.5×10^7 个PLT系统, 占家庭覆盖率的30%。
- 占空比为100%(所有PLT系统正常运行, 每个系统同一时间只有一个PLT调制解调器输出功率)。

A2.4.3.2 累积PLT天波场的计算

计算过程

1 单个PLT系统的辐射功率

辐射功率的计算如下：

- 对于PLT调制解调器，电力线产生的辐射功率由-60 dBm/Hz(均方根值)的信号功率计算得到，电力线的纵向转向损耗为30 dB；
 - 此外，考虑到受干扰接收系统的带宽，根据表A2-5所示的无线业务频带计算单个PLT系统的辐射功率；
 - 因此采用下列公式：
- 辐射功率 (dBW) = 信号功率 (dBm/Hz) - 30 + 10 log (带宽 (Hz)) - LCL (dB);
- 假设接收机远离PLT系统，因此辐射源可视为点源。

表A2-5

单个PLT系统的辐射功率

	Frequency band频带	Radiation power辐射功率
射电天文学	13 MHz频带 (中心频率： 13.385 MHz)	-73.0 dBW (均方根值， 50 kHz带宽)
	25 MHz频带 (中心频率： 25.610 MHz)	-69.2 dBW (均方根值， 120 kHz带宽)
业余无线电	3.5 MHz频带 (计算频率： 3.538 MHz)	-86.2 dBW (均方根值， 2.4 kHz带宽)
	3.5 MHz频带 (计算频率： 7.050 MHz)	-86.2 dBW (均方根值， 2.4 kHz带宽)

2 分布式PLT系统的累计处理

计算中，日本领土被分为9个地区，如表A2-6所示。每一地区存在一虚拟的功率辐射源，由下式估算得到辐射功率：

一地区虚拟源的辐射功率 (dBW)

= 单个PLT系统辐射功率 (dBW) + 10 log (PLT系统数量) - 屏蔽效应(dB)

其中：

PLT系统数量 = 区域中家庭数目 * PLT 渗透率

此处：

家庭数目基于政府数据(截至2004年3月)，
在一个地区内：

PLT渗透率： 在30%的全国平均水平情况下，由地市一级(截止到2005年3月)宽带业务渗透率估算得出的，

屏蔽效应；假定为0 dB (无影响)。

对于每个PLT调制解调器，100%的占空比是最差情况下的案例分析，这意味着所有的PLT调制解调器都启动并运行。

3 HF天波传输后累计场强分布的计算

由 1.5×10^7 个PLT系统辐射后，经HF天波传输的电场强度分布(中值)通过以下方式计算：

- 每个区域中，通过HF天波传输计算来自虚拟辐射源的电场强度分布；
- 以上9个计算结果在功率方面相加。

使用ITU-R P.533建议书中传输模型的实际计算

场强分布的计算使用了公用免费软件RECARA⁵⁴，由无线通信研究组3公布，采用的参数如下：

a) 辐射功率

由于软件限制，该计算只能处理辐射功率大于0 dBW的特定级别，然后根据表A2-5和A2-6列出的辐射功率对结果进行修正。

b) 发射天线

天线为各向同性天线。

c) 电离层情况

电离层特性随月份和时间呈现不同的变化。电场强度及其分布也因为电离层特性的变化而改变。在f)所述绘图内，最大电场强度随着运算中月份和时间而变化，如图A2-34所示。本次运算采用的参数有“月份：4月，时间：0600UT”，大概对应于最大电场强度。

d) SSN(太阳黑子数目)

图A2-35所示是最大电场强度随SSN变化而变化的实例。该运算中，SSN = 100(太阳活动相对活跃)。

e) 接收天线/接收机带宽

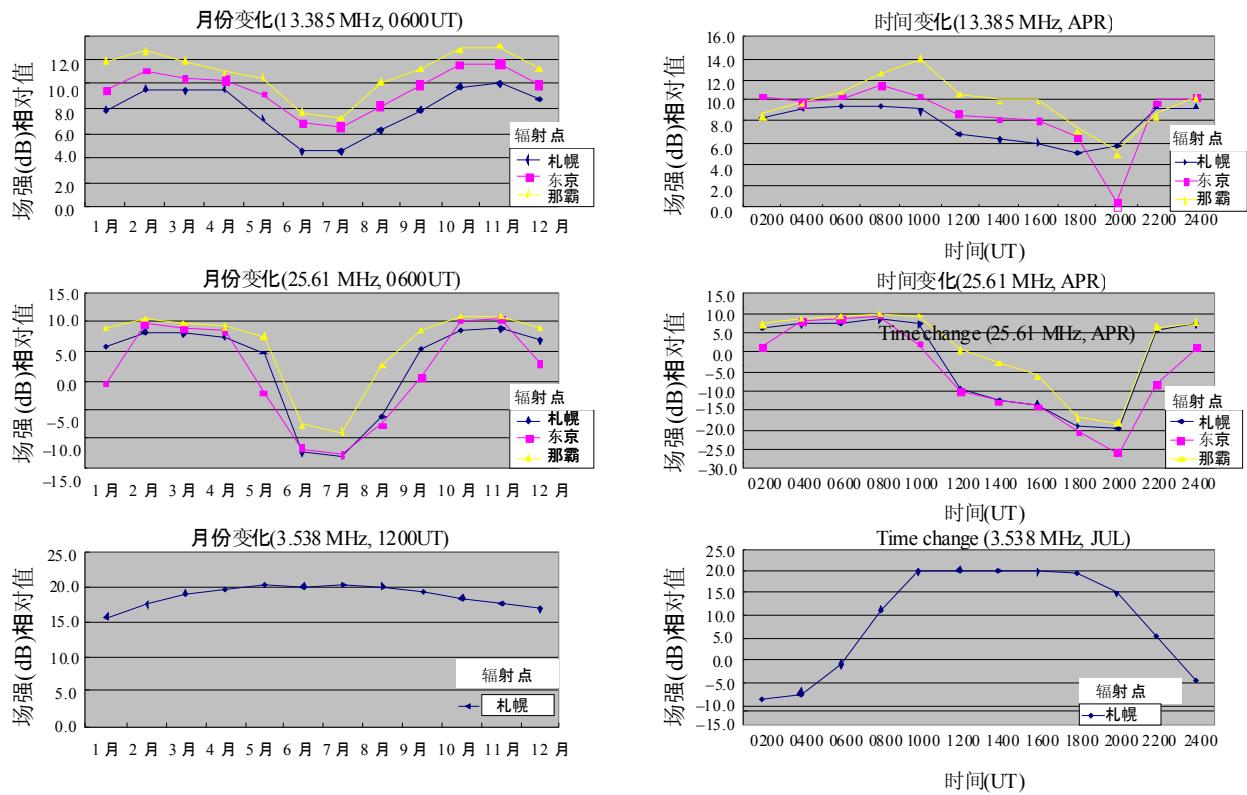
这是电场强度计算中不相关的参数

f) 绘图区

绘图参考点设置在东京，绘图区覆盖日本范围为：参考点以东700 km，以西1300 km，以北1200 km，以南1000 km。

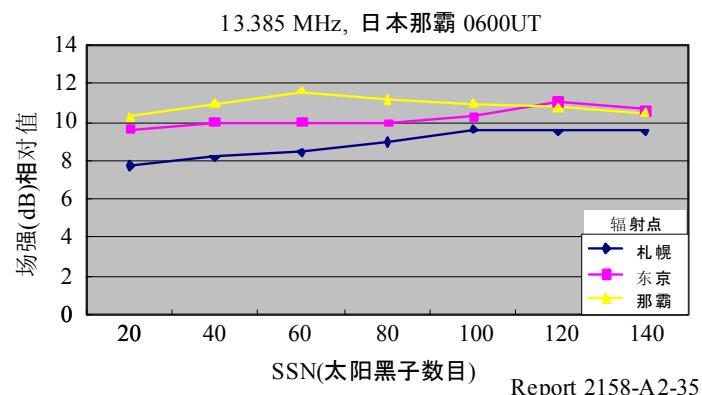
⁵⁴ 该软件可从以下网址下载得到：http://elbert.its.blrdoc.gov/pc_hf/hfwin32.html。

图A2-34
电场强度随月份/时间变化的实例



Report 2158-A2-34

图A2-35
电场强度随SSN变化的实例



Report 2158-A2-35

表A2-6
虚拟辐射源的辐射功率

	地区	虚拟源位置	家庭数目 ($\times 10^4$)	PLT渗透 率	PLT系统数 目($\times 10^4$)	虚拟源辐射功率(dBW)
1	北海道	札幌 (43.06N, 141.33E)	252	20%	50.4	13 MHz频带: -16.0 25 MHz频带: -12.2 3.5 MHz/7 MHz频带: -29.2
2	东北	仙台 (38.26N, 140.90E)	341	25%	85.3	13 MHz频带: -13.7 25 MHz频带: -9.9 3.5 MHz/7 MHz频带: -26.9
3	关东	东京 (35.67N, 139.77E)	1,717	35%	600.9	13 MHz频带: -5.2 25 MHz频带: -1.4 3.5 MHz/7 MHz频带: -8.4
4	信越, 北陆	金泽 (36.59N, 136.63E)	263	25%	65.8	13 MHz频带: -14.8 25 MHz频带: -11.0 3.5 MHz/7 MHz频带: -28.0
5	东海	名古屋 (35.17N, 136.97E)	536	35%	187.5	13 MHz频带: -10.3 25 MHz频带: -6.5 3.5 MHz/7 MHz频带: -23.5
6	近畿	大阪 (34.68N, 135.52E)	829	30%	248.7	13 MHz频带: -9.0 25 MHz频带: -5.2 3.5 MHz/7 MHz频带: -22.2
7	中国, 四国	广岛 (34.40N, 132.46E)	464	25%	116.0	13 MHz频带: -12.4 25 MHz频带: -8.6 3.5 MHz/7 MHz频带: -25.6
8	九州	福冈 (33.58N, 130.38E)	531	25%	132.9	13 MHz频带: -11.8 25 MHz频带: -8.0 3.5 MHz/7 MHz频带: -25.0
9	冲绳	那霸 (26.21N, 127.69E)	50	20%	10.0	13 MHz频带: -23.0 25 MHz频带: -19.2 3.5 MHz/7 MHz频带: -36.2

A2.4.3.3 计算结果

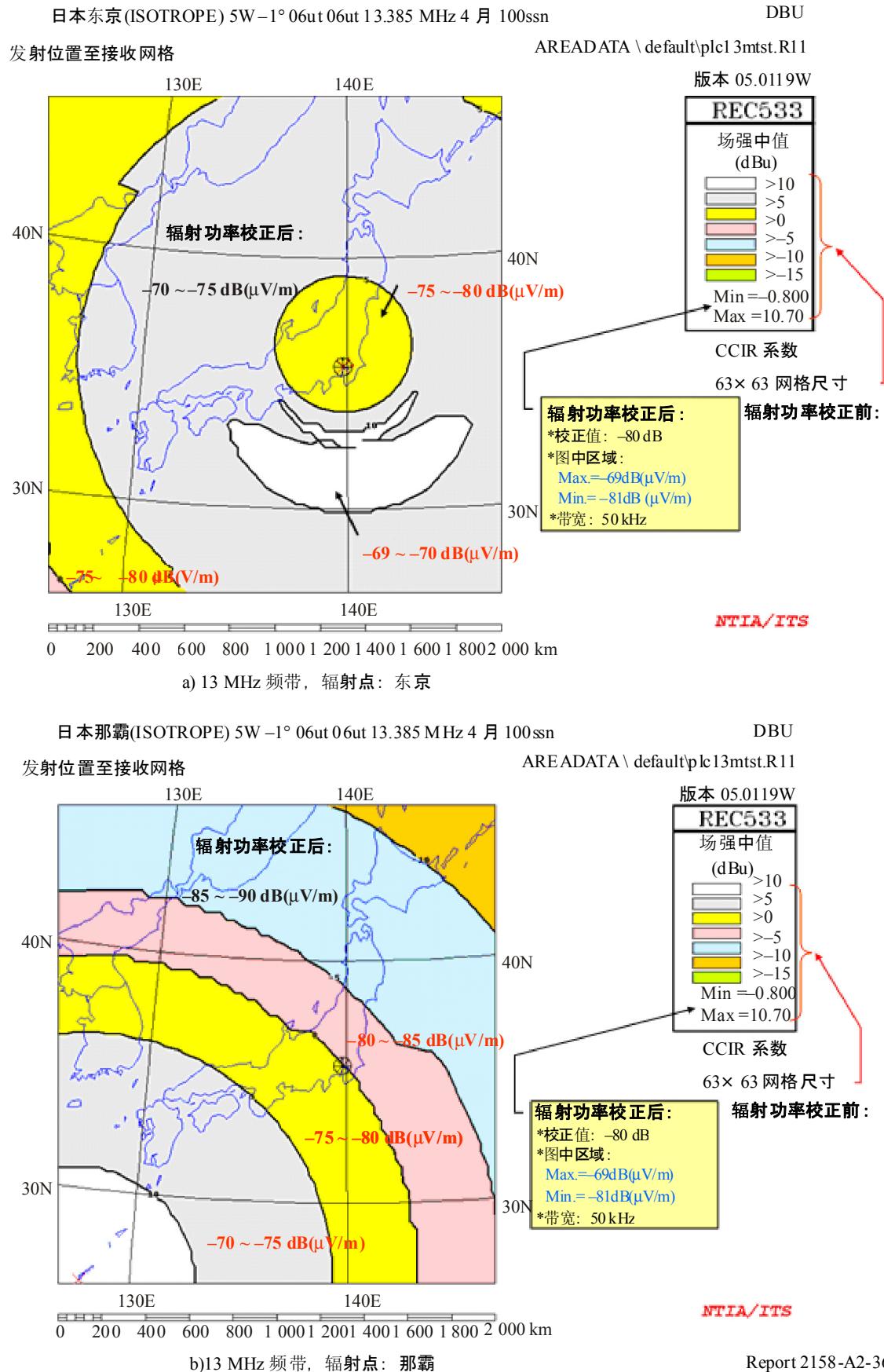
图A2-36所示为单个PLT系统辐射的计算结果。经天波传播后，电场强度最大值点远离辐射点，而且最大值点随着月份、时间和频率等变化。

然而，单个PLT系统的电场强度的绝对值很低。此外，随着离辐射点距离的增大，干扰电场强度减小，如图A2-37所示。

图A2-38和图A2-39显示了日本 1.5×10^7 个PLT系统的累计电场强度分布(中值)的计算结果。

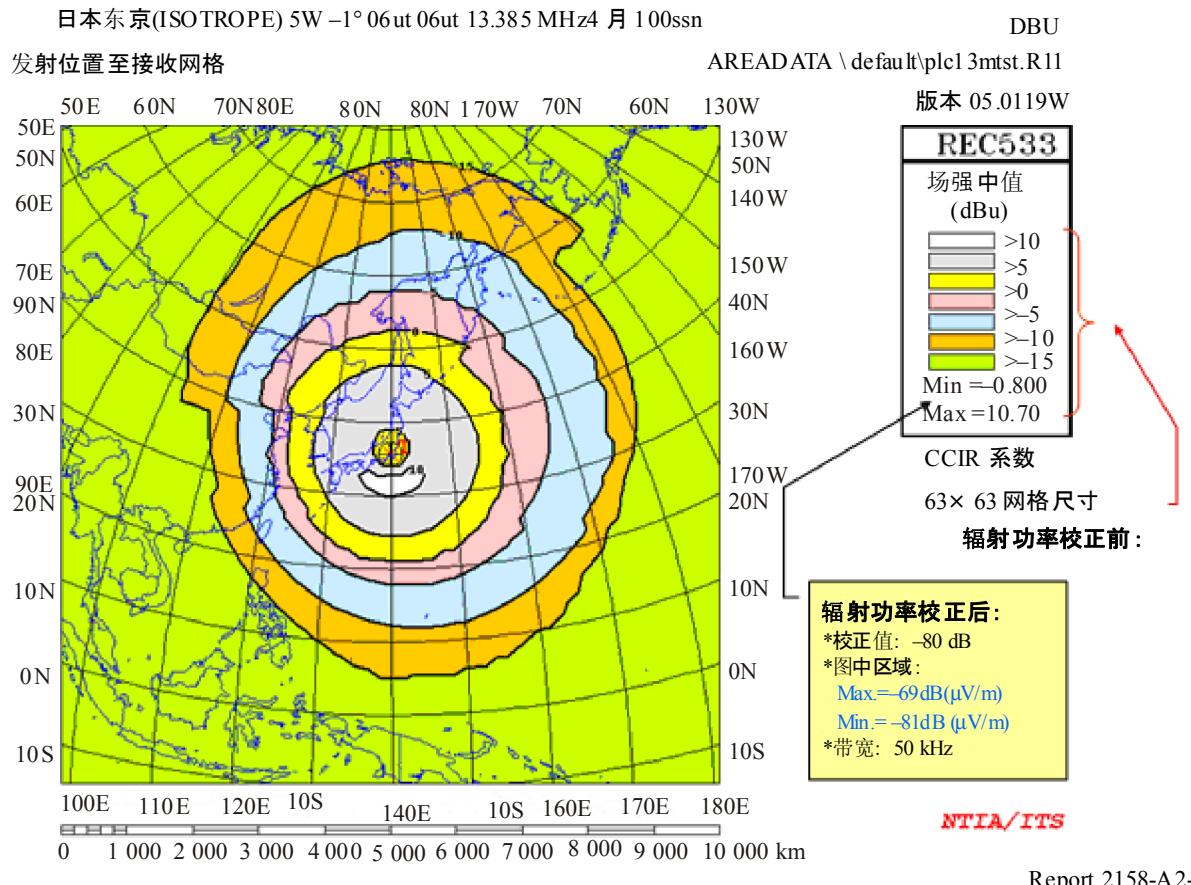
根据计算结果，与单个PLT系统的情况类似，经天波传播的电场强度的最大值点远离辐射点。然而，由所有PLT系统产生的累计电场强度低，并且小于郊区噪声水平。

图A2-36
单个PLT系统引起的HF天波场强分布实例



图A2-37

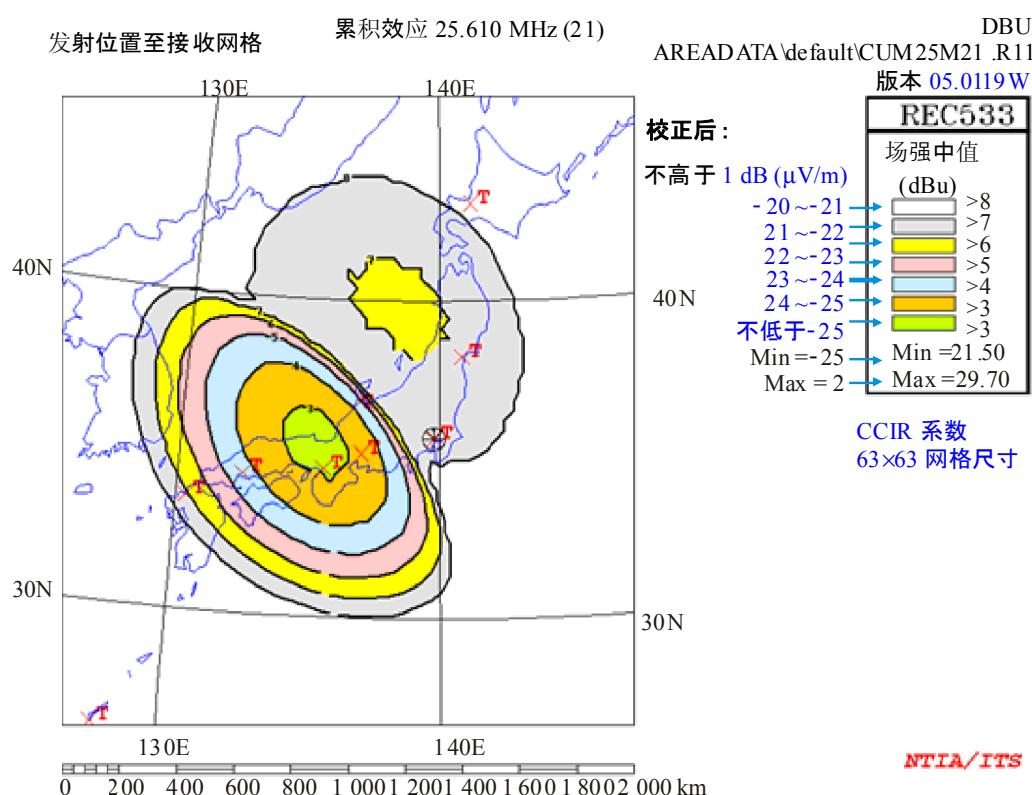
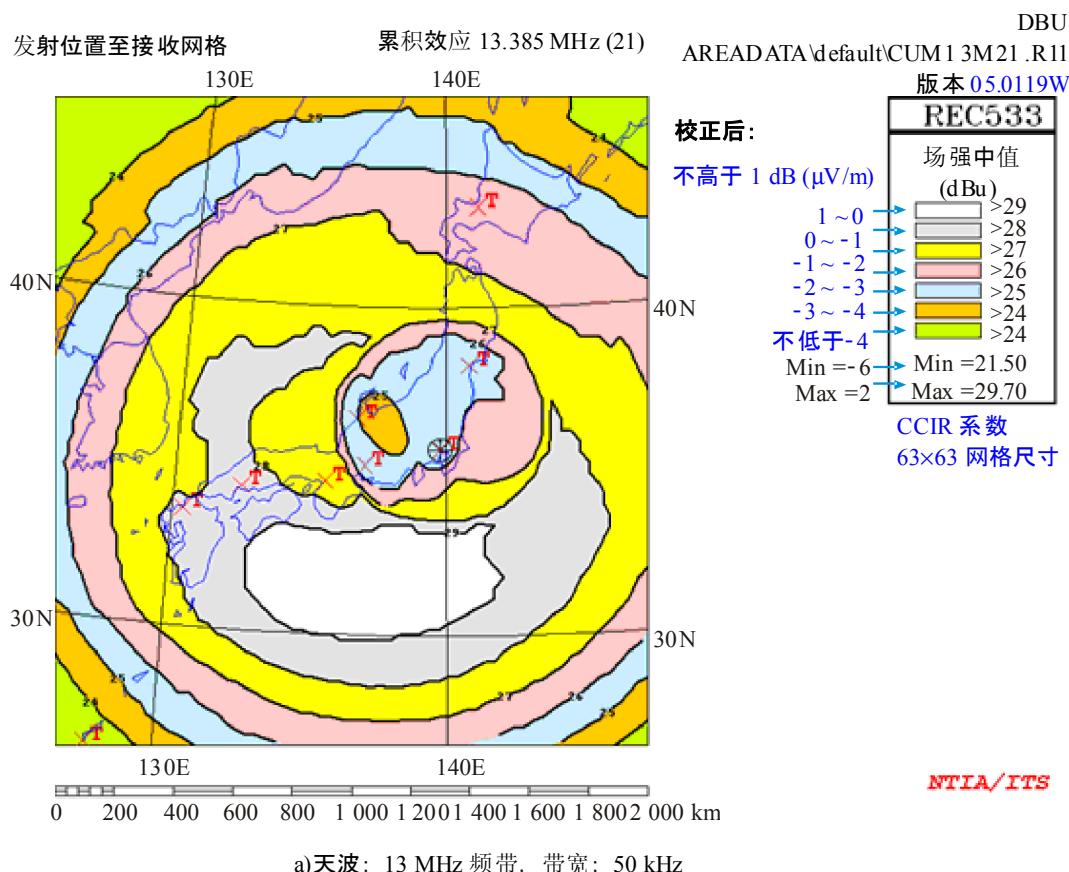
单个PLT系统引起的HF天波场强分布实例
(13 MHz 频带, 辐射源: 东京)



Report 2158-A2-37

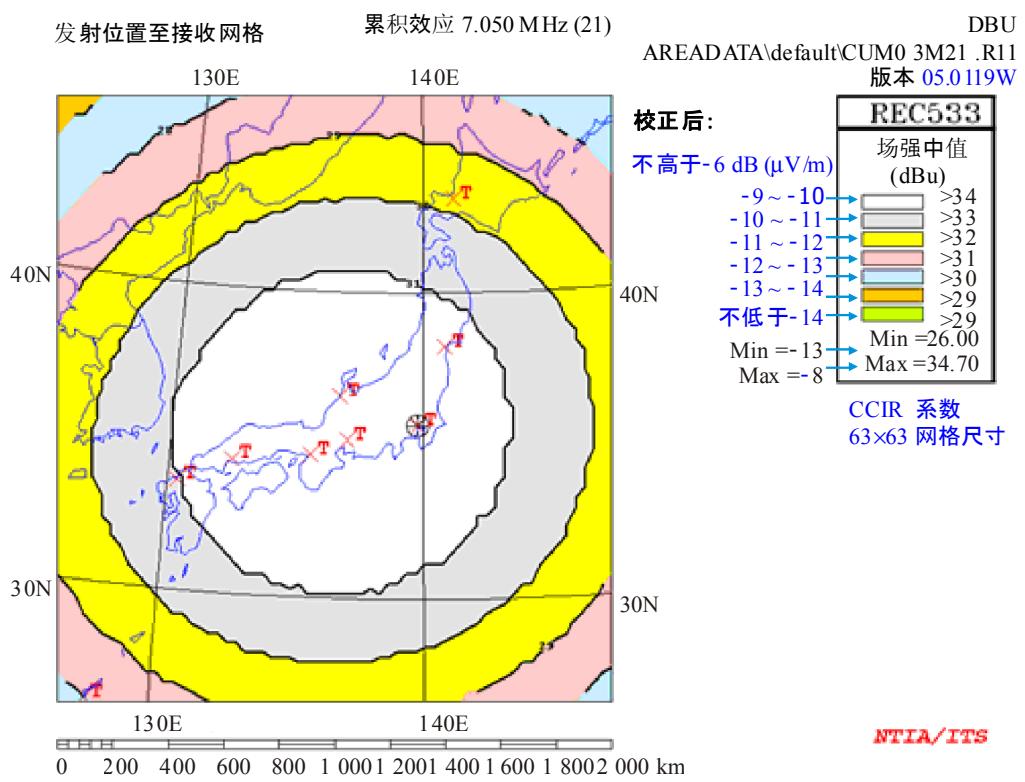
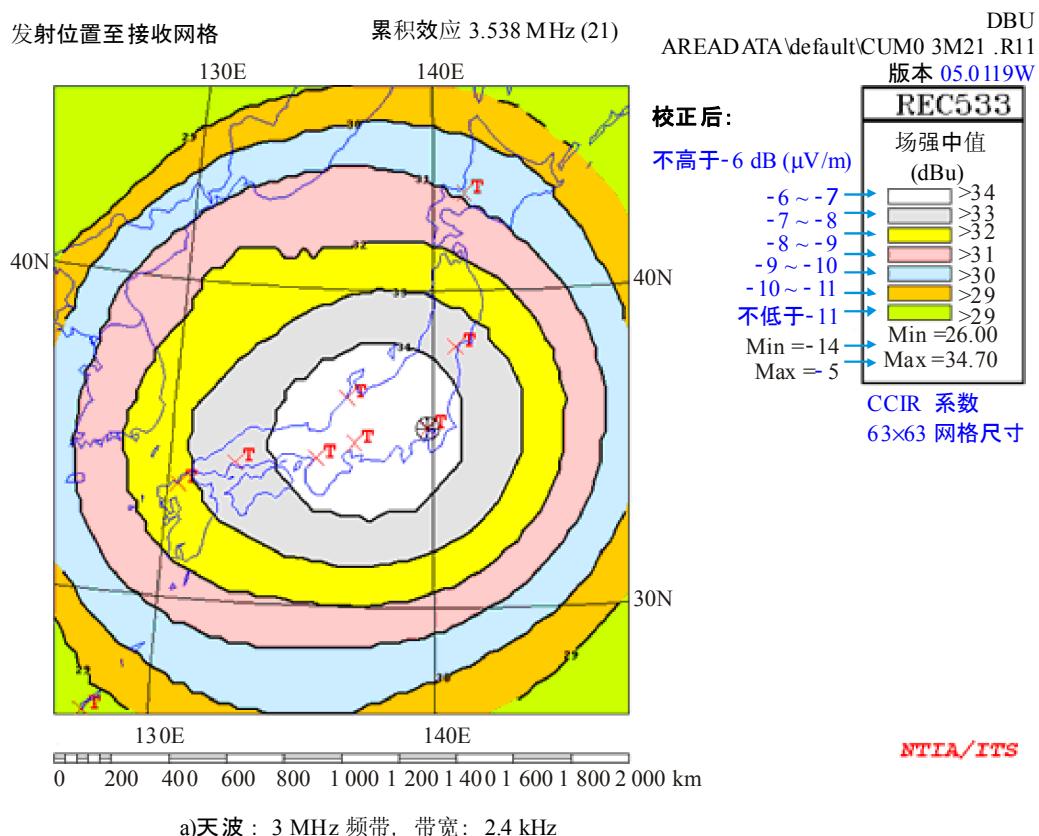
图2A-38

所有PLT系统辐射产生的HF天波累计场强分布实例
(13 MHz和25 MHz频带)



b) 天波: 25 MHz 频带, 带宽: 120 kHz

FIGURE 2A-39
所有PLT系统辐射产生的HF天波累计场强分布实例
(3.5 MHz和7 MHz频带)



A2.4.4 HF频带射电天文观测和室内电力线通信系统引起的累计HF天波干扰之间的兼容性研究结果

A2.4.4.1 引言

射电天文业务的频率主要划分在HF频带的13.36-13.41 MHz和25.55-25.67 MHz。这些频带内，对射电天文观测有害的干扰门限在ITU-R RA.2131报告中电场强度项的表示分别是：13 MHz带宽时为-55.2 dB(μ V/m)，25 MHz带宽时为-53.2 dB(μ V/m)。

A2.4.4.2 计算结果

图A2-38所示为单个PLT系统辐射的计算结果。经天波传播后，电场强度最大值点远离辐射点，并且最大值点随着月份、时间和频率等的变化。图2A-39是来自 1.5×10^7 个PLT系统的累计电场强度分布(中值)图，与单个PLT的系统类似，经过天波传输的电场强度的最大值点远离辐射点。

图2A-39中，13 MHz和25 MHz带宽的最大电场强度分别为2 dB(μ V/m)，-2 dB(μ V/m)，远大于此频带内射电天文观测的有害干扰门限值：13 MHz带宽-55.2 dB(μ V/m)和25 MHz带宽-53.2 dB(μ V/m)。由于计算的场强与总辐射能量大约成正比关系，因此可以将PLT系统的数量由 1.5×10^7 减至30来解决此差异。然而现实中并不存在这样的情况。

A2.4.4.3 为保护HF频带射电天文服务可能的缓解措施

结果发现，HF频带射电天文观测和大量PLT系统共用频率是可行的。避免对HF频带内射电天文观测的有害干扰的可能缓解措施有：

- 在射电天文频带使用固定陷波滤波器，即PLT系统不使用划分给射电天文业务的HF频带；或
- 将来自单个PLT系统的辐射能量减少至少50 dB。

既然射电天文观测十分敏感，又不能避开PLT系统带来的辐射，应该在划分给射电天文业务的频带内使用具有固定功率谱密度衰减的PLT设备。

A2.5 关于PLT HF模拟广播接收干扰主观评估测试的实验结果

本节报告了在日本进行的PLT HF模拟广播接收干扰主观评估测试。本测试由以下两个步骤组成：PLT HF模拟接收干扰音频样本的采集与利用音频样本进行主观分析。为获取音频样本，一个解调自音频信号，6.055 MHz的HF信号(30%调制)在屏蔽室(GTEM单元)内被制造出来。在此隔离的GTEM单元内同时制造出HF广播信号，PLT噪声和高斯噪声。

在此使用了两种不同调制方式的PTL调制解调器，它们分别是spread spectrum (SS) and OFDM。

顾及到测试频率，选择了Nikkei无线广播公司所用三个波段中的MF波段。

该主观评估测试遵循了ITU-R BS.1284建议书中的DSIS (双激励损伤量表)方法描述。

本节所有测试进行的时间地点如下：

- 2005年8月29日(音频样本获取): NICT
- 2009年9月15日(主观评价测试): NHK STRL

A2.5.1 测试手段

A2.5.1.1 音频样本获取

图A2-40与图A2-7分别显示了测试结构和测试环境。

以下三个信号被整合并注入了TEM单元

- 经由V-LISN(V线路阻抗稳定网)的PLT调制解调器信号。
- 模拟人为噪声的噪声发生器输出。
- AM标准信号发生输出用以模拟HF广播信号(30%调制)。

人为噪声的场强(Next)被设定到某固定值用以模拟噪声环境，HF广播信号的场强(Esig)被设定到所需的最小值。(见图A2-7) 通过改变PLT信号的场强(Eplc)就可以获得音频样本。

经由头戴式耳机获得的音频输出信号被记录下作为音频样本。

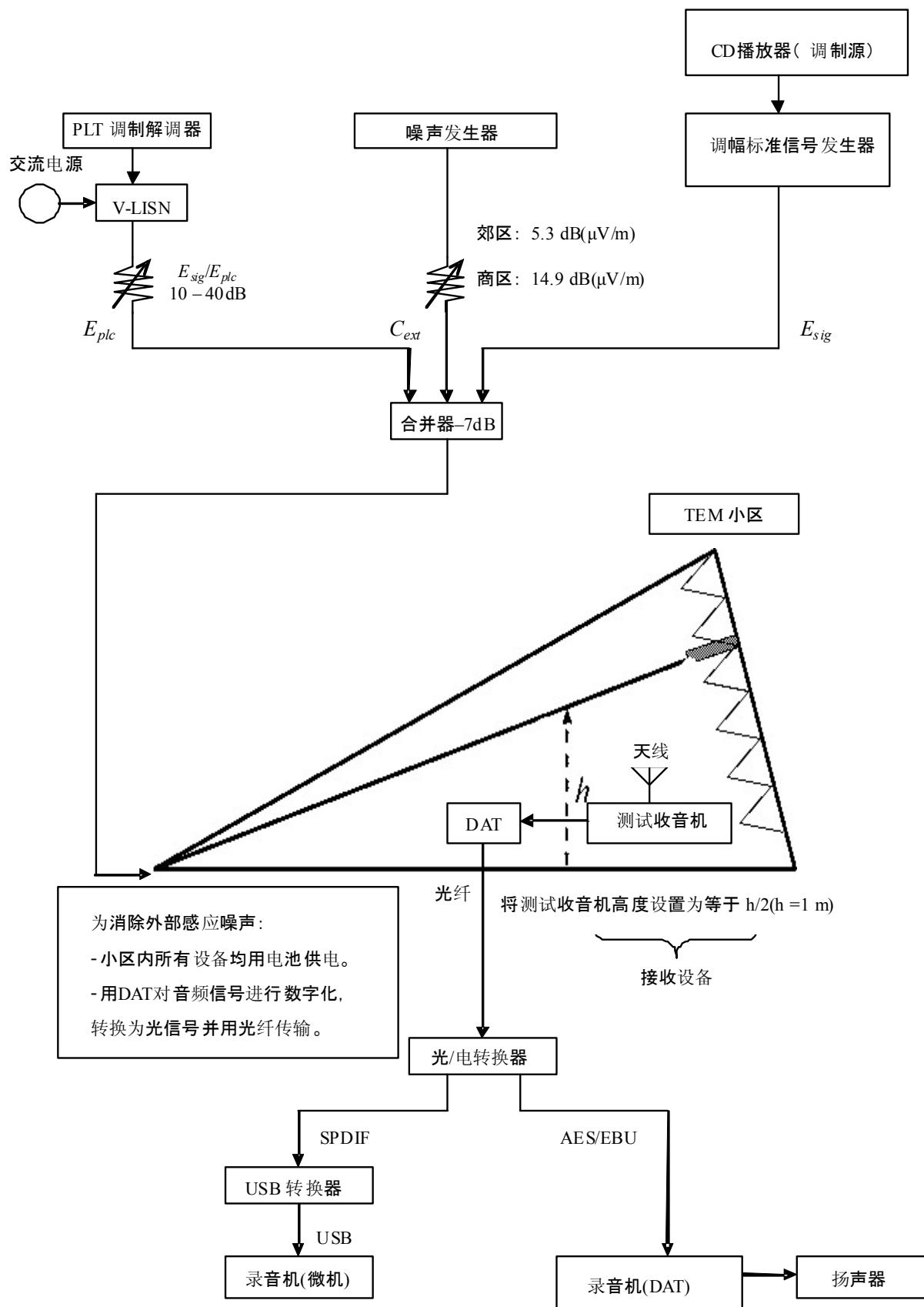
A2.5.1.2 主观评估测试

图A2-42 与 A2-8 分别显示了测试结构和测试环境。

该主观评估测试按ITU-R BS.1284建议书进行。二十四位非专业参与者在经过短暂训练后参加了此次测试。音频样本的质量根据双激励损伤量表(DSIS)方法被分为了五个损伤级别：

- 5: 可察觉，
- 4: 可察觉但不讨厌
- 3: 有点讨厌，
- 2: 讨厌，
- 1: 特别讨厌，此时音频信号混杂高斯背景噪声PLT噪声与音频信号仅混合背景噪声(基准)作对比。

图A2-40
音频样本测试条件

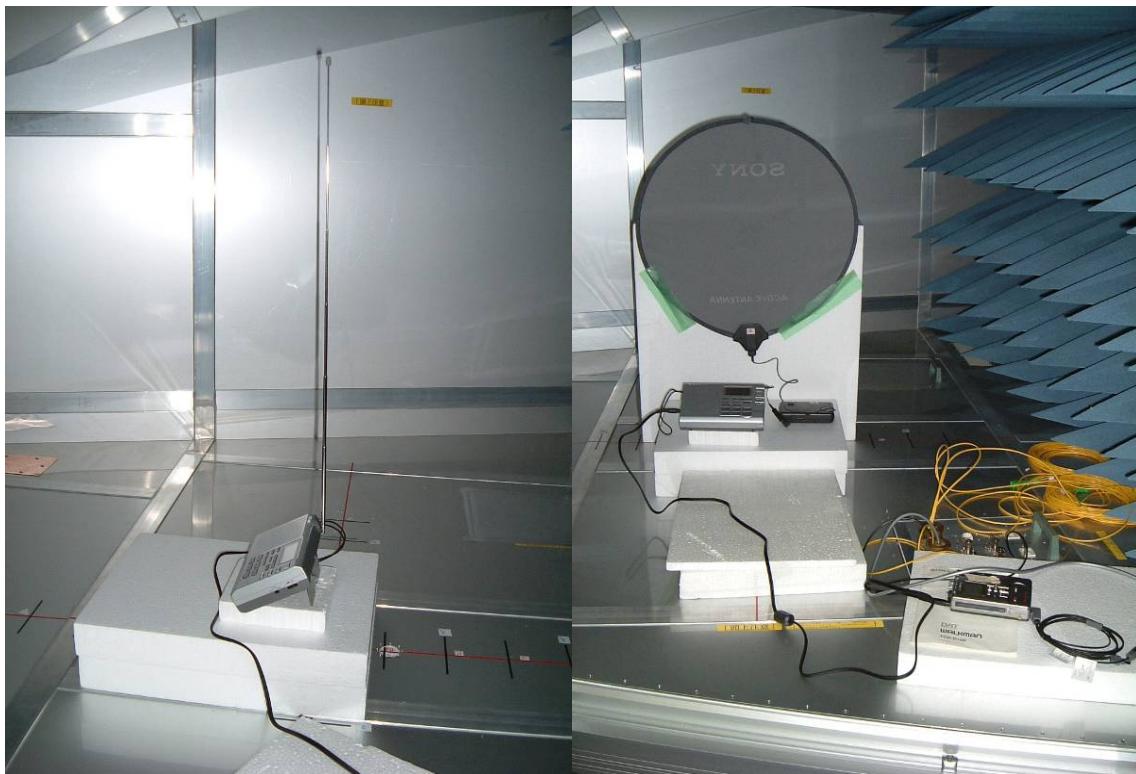


表A2-7
HF广播接收机条件

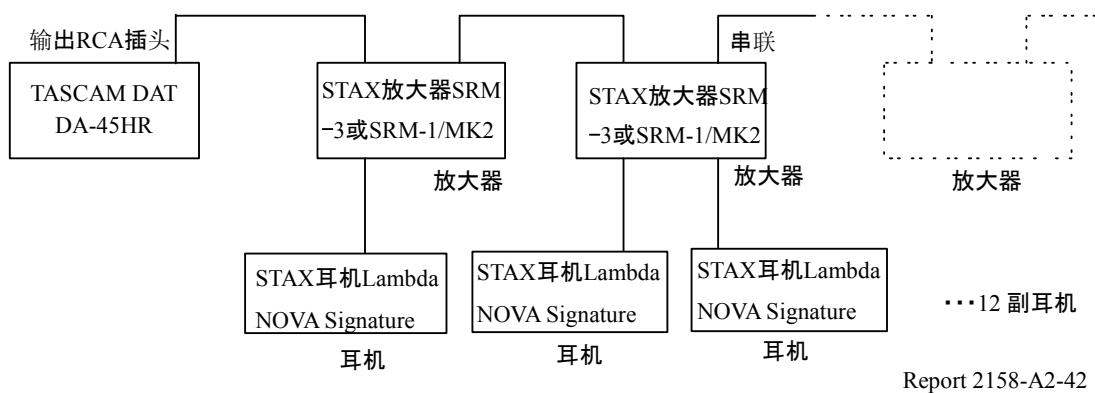
接收机	天线	HF广播信号场强 (E_{sig}) ^{(1), (4)}	人为噪声场强 (N_{ext}) ^{(2), (4)}	PLT调制信号场强 (E_{plc}) ^{(3), (4)}
桌面 接收机 ⁽⁵⁾	杆状天线	40 dB(μ V/m)	5.3 dB(μ V/m) (乡村)	E_{sig}/E_{plc} 比率 在10至40 dB之间， 步长为2 dB (见表A2-6)
			14.9 dB(μ V/m) (商业区)	
桌面 接收机 ⁽⁵⁾	环状天线 ⁽⁶⁾	30 dB(μ V/m)	5.3 dB(μ V/m) (乡村)	
			14.9 dB(μ V/m) (商业区)	

- (1) 该HF广播信号的场强符合HF广播信号的最小场强需求。国际标准的40 dB(μ V/m) (WARC HFBC(2), 1987年, 日内瓦) 和日本标准的30 dB(μ V/m)。该场强适用于非调制载波信号。
- (2) 人为噪声的场强使用的ITU R BS.1284建议书的5.3 dB(μ V/m) (BW = 9 kHz) (乡村)或14.9 dB(μ V/m) (BW = 9 kHz) (商业区)。
- (3) PLT调制信号的场强符合HF广播频率最小带宽, 9 kHz。在此使用了两种不同调制方式的PLT调制解调器, 它们分别是SS和OFDM。
- (4) 在GTEM单元中高斯噪声(背景噪声)和PLT噪声被叠加到HF信号。
- (5) 一个索尼HF接收器被安置在单元内, 用以接收被干扰的HF信号并产生用以评估的音频信号。接收机本身的噪声很小, 在40 dB(μ V/m)场强时能提供高于26 dB的信噪比(S/N)。
- (6) 此次测试中用到了索尼公司的AN-LP1以保证30 dB(μ V/m)的场强。

图A2-41
GTEM单元中的接收机



图A2-42
主观评估测试结构



Report 2158-A2-42

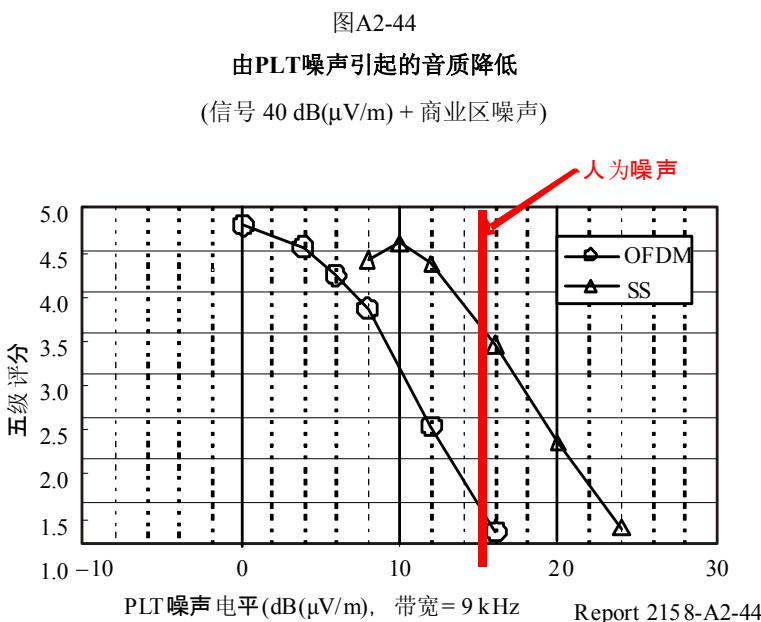
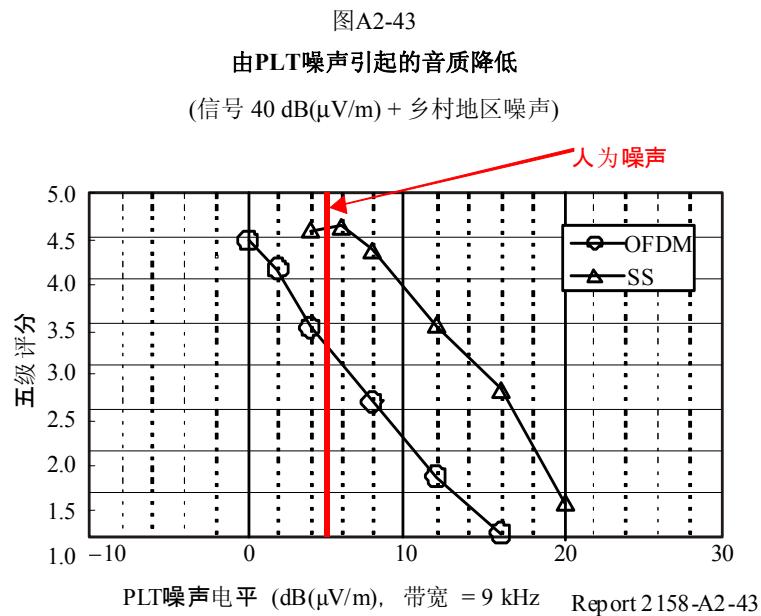
表A2-8
主观评估测试条件

方法	双激励损伤量表(DSIS) 标准声 (11 s)-评估声 (11 s)
参考声音	只接收图A2-5条件下人为噪声混合HF广播信号
评价声音	接收图A2-5条件下人为噪声，PLT调制信号混合的HF广播信号
评价等级	五级损伤量表 5: 可察觉 4: 可察觉但不讨厌 3: 有点讨厌 2: 讨厌 1: 特别讨厌
音频内容	P1: 讲话(女性) P2: 音乐(男性嗓音与音乐伴奏)
平均调制深度	30% (与ITU-R BS.703条件相符)
人为噪声	噪声发生器
PLT 调制解调器	SS与OFDM
PLT调制信号的场强	E_{sig}/E_{plc} 比率以2 dB为单位从10 dB-40 dB以覆盖五级评估标准
参与人员	24位非专业参与者
试听条件	开放式头戴耳机

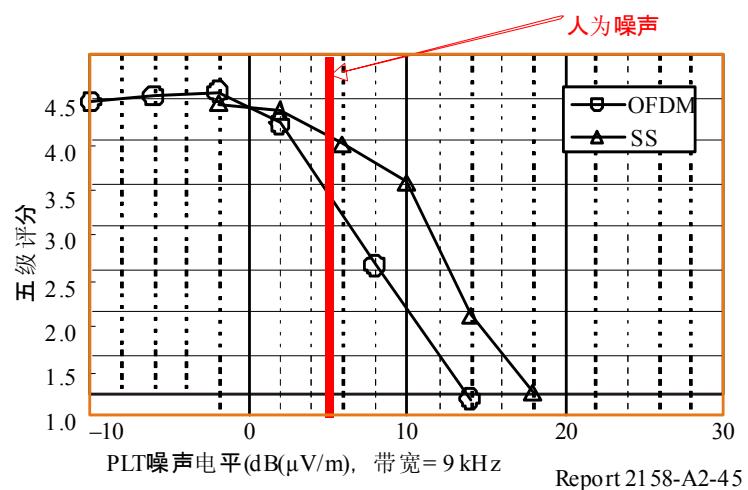
A2.5.2 测试结果

从图A2-43至图A2-46 显示了在30 dB(μ V/m)和 40 dB(μ V/m)场强中模拟商业区与偏远地区的噪声环境下HF广播信号主观评估测试结果。每个图显示了两种PLT调制解调器的评价结果。

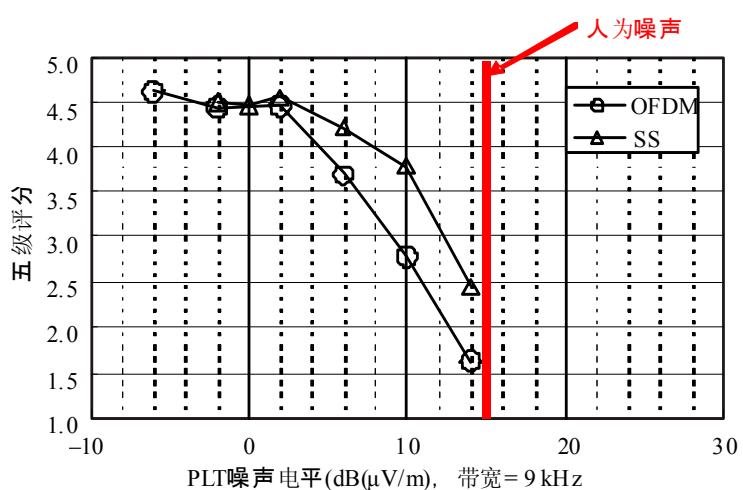
此次试验描述了PLT噪声降低可察觉HF广播音频品质的可能，并且此影响与噪声环境（人为噪声场强），HF广播信号场强和PLT调制解调器类型有关。当制定保护标准以取代完全接受系统噪声能量时，此测试对于测定周围噪声有参考意义。



图A2-45
由PLT噪声引起的音质降低
(信号 30 dB(μ V/m) + 商业区噪声)



图A2-46
由PLT噪声引起的音质降低
(信号 30 dB(μ V/m) + 商业区噪声)



A2.5.3 测试设备

表A2-9
测试设备清单

设备	规格或部件编号	数目
TEM单元 EGT-1100 (ELENA ELECTRONICS CO., LTD)	频率范围: 3.9-26.1 MHz 本底噪声: 0 dB(μV/m) 或更低 被测设备最大尺寸: 600 立方毫米或稍大	1
PLT调制解调器	(OFDM)	1
PLT调制解调器	(SS)	1
V-LISN	V-LISN	1
可调衰减器	步长为2 – 3 dB	2
噪声发生器	Agilent E4438C	1
调制信号源	CD播放器	1
标准信号发生器	Panasonic VP-8121B	1
发送信号合并器		1
频谱分析仪		1
HF收音机	SONY ICF-SW35	1
HF收音机天线	SONY AN-LP1	1
DAT	SONY TCD-D100	1
O/E转换器	MOTU 308	1
USB转换器	多声道高保真USB	1
录音机	DAT (TASCAM DA45HR) PC (IBM THINKPAD R51)	1 1
监听扬声器	FOSTEX 6301B	1
主观收听测试设备	播放器, 耳机 (TASCAM DAHR) STAX Lambda Nova Signature STAX SRM-3, SRM-1/MK2	24
评估人员	非专家	24
线缆等		按需要

A2.6 航空HF无线电通信保护设备与PLT室内设备的兼容性分析

A2.6.1 引言

对于主要是固定或室内安置, 用低压交流电的多频率通信, 现代PTL系统使用的频率范围是1 705 kHz到30 MHz。

基于这样的网络和设备是非搬移式的, 所需信号的频率必须比电源频率高(例如50或60 Hz), 这些设备的辐射干扰的程度会随着此处PLT的应用而产生大幅度地增长。毫无疑问

问，在人群密集地区使用PLT设备，无线电噪声的增长会影响到普通无线电的接收干扰的可能性。

此次兼容性分析关注于航空无线电设备中的空中接收机保护。

欲通过此次测试的计算结果显示PLT的使用可能对航空移动通信设备产生干扰的范围以及消除或减少干扰的可能途径。

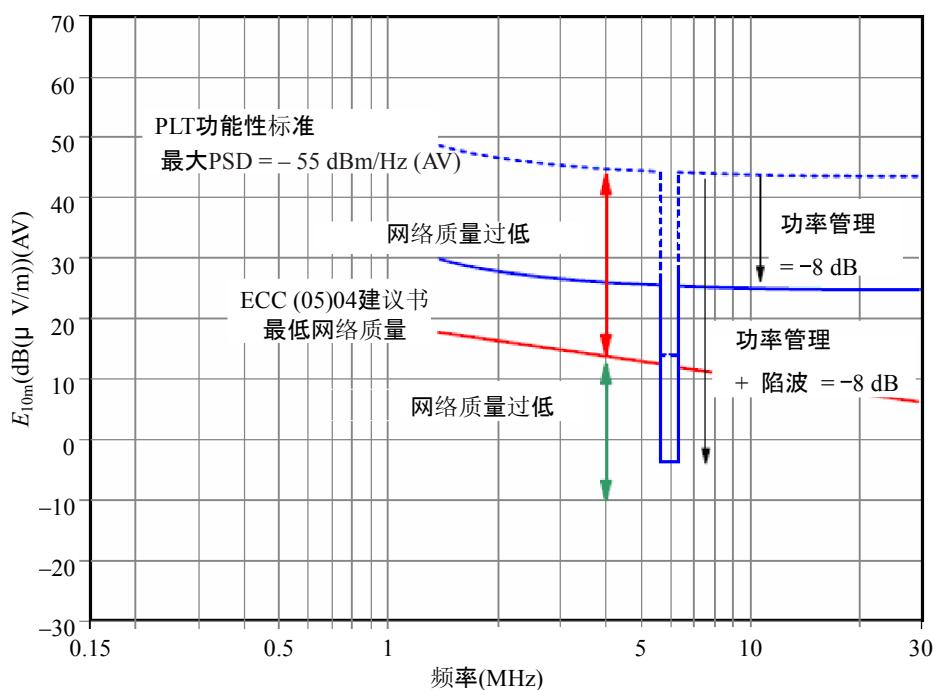
A2.6.2 研究中所用的假设

根据功能标准，室内PLT通信设备运行时的最大电力谱密度(PSD)分别是55 dBm/Hz 或 –73 dBm/Hz。前典型的频率占用范围是1705 kHz至30 MHz。有商业用途系统都通过多载波传输并且使用OFDM(正交频分复用)和CSMA/CA(载波侦听多路/避免冲突)结合的调制手段。

从欧洲典型的交流电室内HF设备来看，人们可以评估出安装有PLT通信设备的大楼里辐射出的射频干扰的级别。从空中移动接收机的干扰角度来考虑，利用有限元素模型建立了点源。此来源所发出的辐射特点结果可从表A2-47(蓝色曲线)中所见。

图A2-47

非接入式PLT外部设备，是运载PLT的建筑物内
从交流电源装置产生射频骚扰辐射的实际电器部件
(距建筑物外墙或屋顶10 m)，采用功率管理和陷波 (频率约为6 MHz)
(欧洲的情况，ECC (05)04建议书适用，PLT通信链路的端对端损耗 = 20 dB)



Report 2158-A2-47

这些辐射特性描绘了普通条件下的PLT服务活动情况。这个架构模拟调节两个或者更多的PLT交互服务并能覆盖两个以上分开的平台。作为比较的理由, 图. A2-47 还包含了从ECC (05)04建议书中找到的极限, 这个极限被认为是可容忍的AC电源安装品质和架构中由有线宽带通信引起辐射的参考值。

蓝色的点线表示在距离加载PLT通信的电缆10 m处RF扰乱的场强, 为了这样分析, 从这个架构的z方向。传输的电缆的各个频率中, 没有其他可以减少重大的RF扰乱场强的值被发现。曲线表示RF扰乱场强是由使用-55 dBm/Hz 的PSD的PLT服务的活动所引起的。为了达到这样的PLT服务, 一些功能需要PLT服务能够装备一些缓解装置如电源管理和切口。EMC 测试需要这些表现在产品上。

在实践中这些缓和方法的效果, 在普通操作条件下, 电源管理会减少18 dB的PSD值, 同样减少18 dB的RF扰乱场强, 如图A2-47 (蓝色曲线)。

通过一些切口技术能使PSD值进一步减少30 dB, 但是经常被一些敏感的地面无线电通信频率或者频率带所限制。切口加上电源管理的益处在6 MHz的范围内充分体现。在一些敏感的频率上RF扰乱场强能够减少48 dB。

A2.6.3 兼容性模型/几何运算

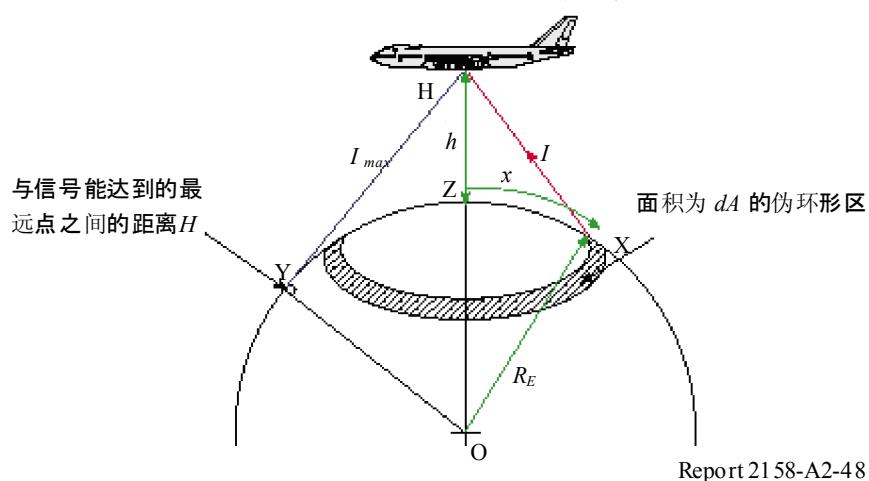
为了能够很好的估计可能的对空运接收机的干扰应归于PLC源的影响总和如接下来的兼容性模型所示:

飞机上的接收机发现视在本底噪声增加。这个几何问题是源自图A2-48。

图A2-48

ECC的SE 35工作组建立的模型

ECC 的 SE 35 工作组创建的模型



对接收机直接的干扰(自由空间传播):

$$f[x] = \frac{1}{4\pi l^2}$$

$$l = \sqrt{R_E^2 - 2 \cos\left[\frac{x}{R_E}\right] R_E (h + R_E) + (h + R_E)^2}$$

其中 x 和 l 的值实际上限制在分别不超过:

$$x_{max} = R_E \arccos[R_E / (R_E + h)] \text{ 和 } l_{max} = \sqrt{h(h + 2R_E)}$$

$$f[x] = \frac{1}{4\pi \left(R_E^2 - 2 \cos\left[\frac{x}{R_E}\right] R_E (h + R_E) + (h + R_E)^2 \right)}$$

$$PFD = \frac{p_{TX} g_{TX} D R_E}{2} \int_{x_1}^{x_2} \frac{\sin\left[\frac{x}{R_E}\right]}{\left(R_E^2 - 2 \cos\left[\frac{x}{R_E}\right] R_E (h + R_E) + (h + R_E)^2 \right)} dx$$

且归一化形式为:

$$PFD_{\text{单位EIRP密度}} = \frac{R_E}{2} \int_{x_1}^{x_2} \frac{\sin\left[\frac{x}{R_E}\right]}{\left(R_E^2 - 2 \cos\left[\frac{x}{R_E}\right] R_E (h + R_E) + (h + R_E)^2 \right)} dx$$

该模型考虑了影响某一特定干扰源总和表面之间的关系, 干扰源密度 (interferer/km²)。干扰强度的相应的权力来源于磁通密度, 可能会比较各种评价门限。这些计算将通过数学软件Mathcad来执行。

A2.6.4 航空无线电评估门限

所用的干扰门限判定条件(见图A2-29)为:

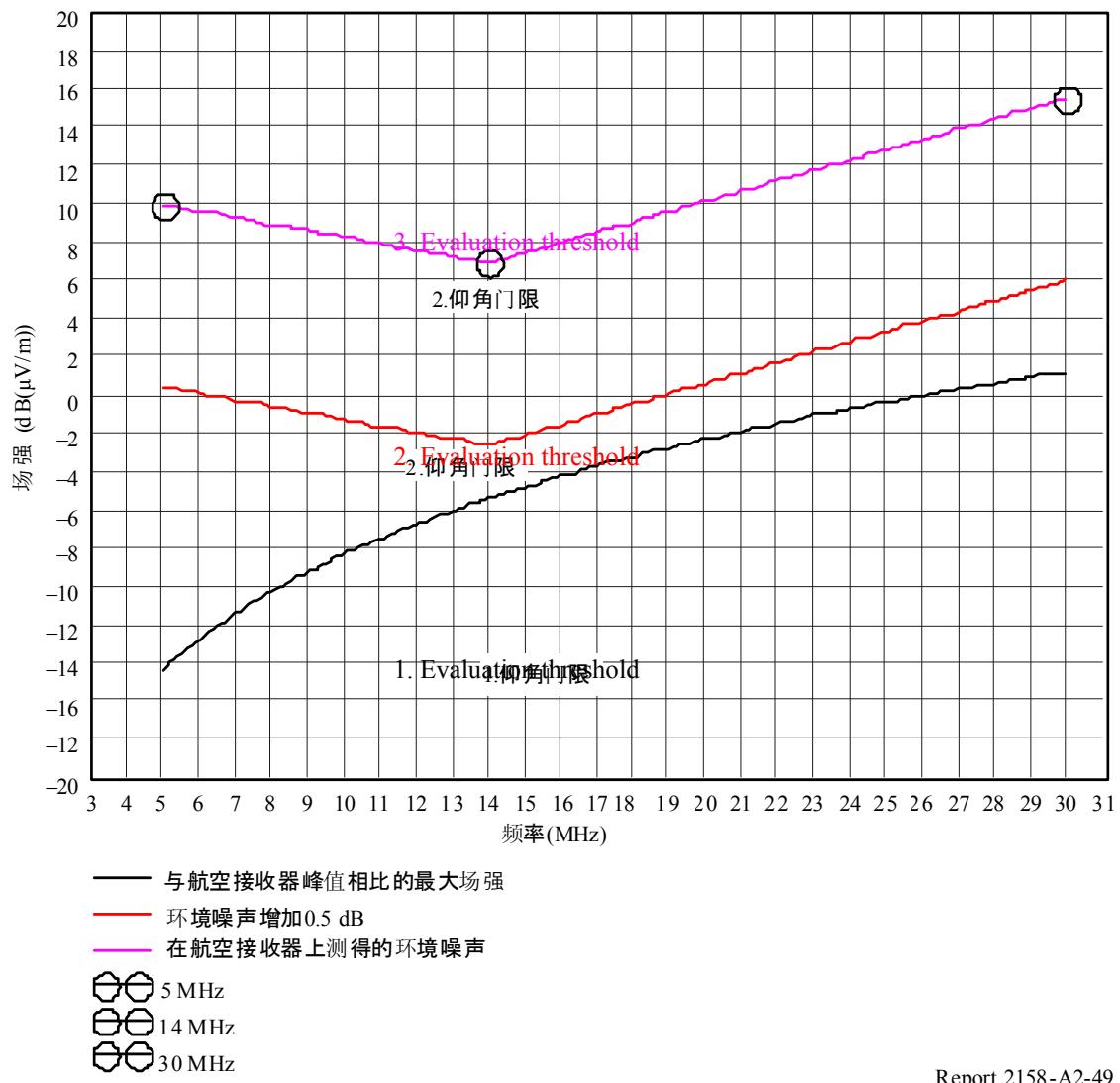
- 在实验室里测得的机载接收机的最大允许干扰场强;
- 在对飞机测量期间测得的本底噪声。

测试飞机被一个BNetzA小组和NARFA(国家无线电频率联合机构)的合作下实现了, 美国空军修理厂Landsberg和德国的有线网络运营商(ANGA)。三架测量飞机在不同的高度下分别测量本底噪声在5 MHz、14 MHz和30 MHz。这些测量值组成, 除了最大允许的干扰源电

场强度(黑色曲线在图A2-49)，第二个评估门限(紫色曲线在图A2-49)。第三个评估门限在图A2-49 (红色曲线) 大约在附近9.5 dB 减少曲线来表述，在那噪声干扰信号产生了类似的噪声也增加了测量本底噪声不超过0.5 dB。

噪声本底噪声增长超过0.5 dB在航空移动通信中被认为是可以接受和安全的。

图A2-49
涉及PLT与航空无线电之间兼容性的评估门限



Report 2158-A2-49

A2.6.5 分析结论

这个场强由PLT的应用程序所产生的并且与评价三个门限的评估有关。接下来的表格表述了PLT干扰信号需要减少多少dB来达到有关标准的兼容性要求。这个案件包括电源管理，切口以及案件中两者的结合缓解措施。

给出的计算结果是基于250 interferers/km²的干扰源密度的一个计算结果，飞机高度为1 km和干扰源范围为10 km。干扰源的辐射特性见图A2-47。表A2-10、表A2-11和表A2-12规定了不同标准(接收机灵敏度，噪声增长0.5 dB，噪声增长3 dB)几dB从PLT点源发出的干扰源表面需要减少(根据上面的概述)，来确保和航空接收机的兼容性。当使用电源管理和切口时兼容性往往无法保证。表A2-13给出了关于不同干扰源密度的修正值。

表A2-10

250个干扰源/km²，干扰源覆盖半径10 km的表面，飞行高度为1 km

接收机灵敏度	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz	25 MHz	30 MHz
PLT (-55 dBm/Hz)	-65 dB	-59 dB	-55 dB	-52 dB	-50 dB	-49 dB
PLT (功率管理)	-47 dB	-41 dB	-37 dB	-34 dB	-32 dB	-31 dB
PLT (陷波)	-35 dB	-29 dB	-25 dB	-22 dB	-20 dB	-19 dB
PLT (功率管理 + 陷波)	-17 dB	-11 dB	-7 dB	-4 dB	-2 dB	-1 dB

将噪声最大增长0.5dB和由PLT干扰信号产生的噪声相比，PLT设施的电源管理和切口的相关频率仅仅能够保证在20 MHz以上的兼容性(绿色底线标记区域在表A2-11)。在20 MHz以下计算值将比最大值大3.5 dB。

表A2-11

250个干扰源/km²，干扰源覆盖半径10 km的表面，飞行高度为1 km

噪声增加0.5 dB	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz	25 MHz	30 MHz
PLT (-55 dBm/Hz)	-50.5 dB	-51.5 dB	-51.5 dB	-49 dB	-46.5 dB	-45.5 dB
PLT (功率管理)	-32.5 dB	-33.5 dB	-33.5 dB	-31 dB	-28.5 dB	-27.5 dB
PLT (陷波)	-20.5 dB	-21.5 dB	-21.5 dB	-19 dB	-16.5 dB	-15.5 dB
PLT (功率管理 + 陷波)	-2.5 dB	-3.5 dB	-3.5 dB	-1 dB	1.5 dB	2.5 dB

在第三个判定门限(噪声增长最大3 dB)只有一个电源管理和切口相结合结合进穿过相关的频率范围是足够的(绿色高亮区域在表A2-12)。但是，该判定门限不应被视为不现实，因为噪声功率加倍了，所以无线电服务的安全相关要求也不满足了。

表A2-12

250个干扰源/km²，干扰源覆盖半径10 km的表面，飞行高度为1 km

噪声增加3 dB	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz	25 MHz	30 MHz
PLT (-55 dBm/Hz)	-41 dB	-42 dB	-42 dB	-39.5 dB	-37 dB	-36 dB
PLT (功率管理)	-23 dB	-24 dB	-24 dB	-21.5 dB	-19 dB	-18 dB
PLT (陷波)	-11 dB	-12 dB	-12 dB	-9.5 dB	-7 dB	-6.5 dB
PLT (功率管理 + 陷波)	7 dB	6 dB	6 dB	8.5 dB	11 dB	12 dB

在其他的干扰源密度大于250个干扰源/km²时下面修正数字可以使用。

表A2-13
干扰源密度校正

干扰源密度 (个干扰源 /km ²)	校正值 (dB)
50	7 dB
100	4 dB
150	2 dB
200	1 dB
250	0 dB
300	-1 dB

A2.6.6 另外的影响因素

在上面的测试中使用了干扰源密度作为最主要的兼容性参数。调查显示其他参数如飞行高度，被当作干扰源的或者是被称作热点表面半径在计算中的影响可以忽略。

A2.6.7 保护航空HF服务对PLT服务的要求

在干扰中对航空移动机载接收机采取足够的保护是毫无疑问的。问题在于到什么程度和以怎样的方式才能不影响PLT技术的发展。

CISPR正在考虑哪一个是敏感的无线电频率，缓解措施诸如使用切口来减少PSD或者希望PLT信号永存，或者是根据与当地条件相适应的无线电信号接收的类型和无线电服务使PLT信号动态存在。

附件3

PLT系统的射频发射

A3 PLT系统的射频发射

A3.1 接入式 PLT系统在HF频带上无意辐射性射频电平的测量

A3.1.1 引言

电力线通信系统(PLT)正被广泛地用于向消费者提供新业务，如数据传输、互联网服务和最后一里入户等解决方案。尽管如此，由PLT产生但并非有意辐射的能量，还是能对运行在1 700 kHz至 80 MHz(包括HF)频带的相邻系统带来有害干扰。

A3.1.2 任务

对PLT的辐射电平以及对HF系统的潜在干扰做一个综合性和实际地分析。

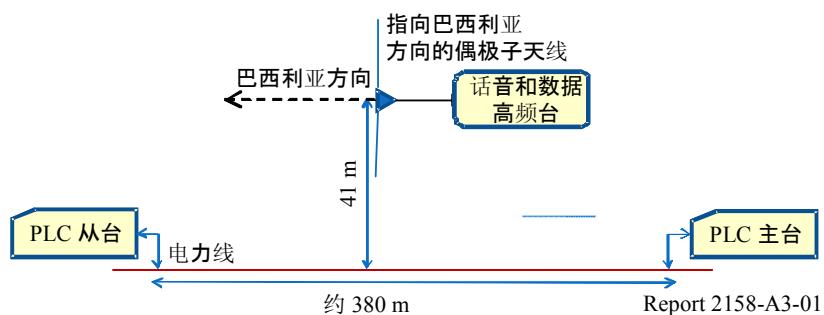
A3.1.3 干扰的概念

干扰的基本概念要通过这样的一些设备来解释，即那些能辐射足够的能量去中断或干扰其他系统正常运行的设备。那么，作为一种初步方法，重要的是要有一个关于来自干扰源的最大射频电平的设想，而这些干扰源的最大射频电平，有可能就是由一些不会引入任何干扰的HF通信系统提供的。

A3.1.4 测试说明

为了对HF频带辐射电平做一初步调查，在巴西做过一些测试。这些测试是采用图A3-1所示的配置在坎宾那斯，圣保罗开发的。所安装的设备是在低压电力线(300 m)上工作的第二代PLT设备和与低压线相距41 m的HF天线。利用HF链路将坎宾那斯站与巴西利亚站相连接，以发送与接收话音与数据。由于HF天线(宽带偶极天线)的尺寸而不能轻易更换位置，所以只能保留在唯一的位置上。

图A3-1
PLT、天线和HF站图



为了在PLT不工作的情况下获得一些频谱占用方面的数据，一开始要收集一些有关环境噪声测量方面的情况。曾经在3-30 MHz频带内、以2 MHz为一组进行过测量，如图A3-2所示。

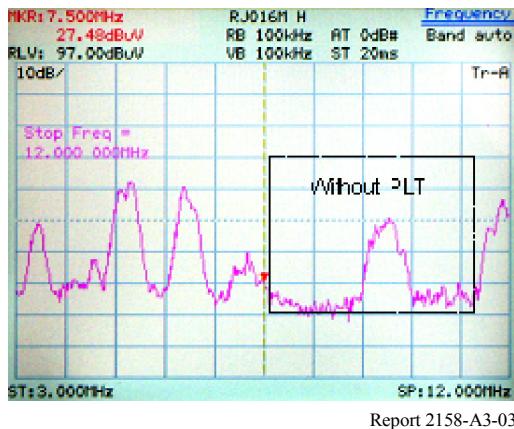
图A3-2
环境频谱占用



在图A3-3中我们看到PLT不工作时3-12 MHz频带的频谱，而图A3-4则是PLT工作时同一频带的频谱。

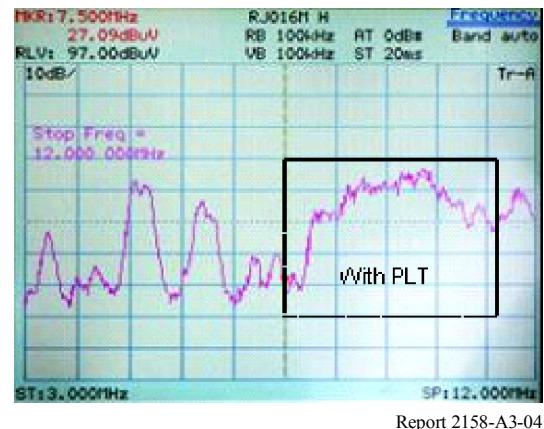
图A3-3

PLT不工作情况下3-12 MHz的频谱



图A3-4

PLT工作情况下的频谱



图A3-5表示从7.98 至 12.5 MHz的PLT工作的频谱情况，而图A3-6表示几乎是3-30 MHz宽带内其他PLT设备工作的频谱情况。

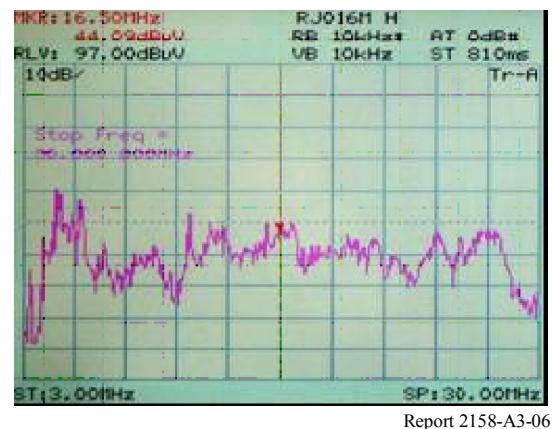
图A3-5

PLT工作情况下7.98-12.5 MHz的频谱



图A3-6

PLT工作情况下的宽带频谱



由HF天线截获的PLT电平，提供了与HF系统接收到的信息相同的信息。在有些频谱中，PLT工作所指示的电平大于60 dB(μ V)。

坎宾那斯的HF链路提供的接收电平，大约从13 至 49 dB(μ V) (测量以1 kHz测试单音为基础)。当PLT工作时，HF数据传输受阻且在音频接收机上有很强的噪声，全部干扰了话音的接收。

在所研究的距离上，PLT电平所具有的强度足以引起有害干扰。要逐步减小PLT电平以验证干扰门限。不过在这段距离上，不管PLT电平是多少，数据传输都会被阻塞掉，所以不可能达到门限。

A3.1.5 评论

PLT系统辐射的能量有着潜在的能力，去引起对HF通信和其他频带的干扰(如测试所清楚显示的其他频带)。因此，有必要采用一些调节技术以便有可能共同使用HF频谱。

理论上，如果我们考虑了HF设备的灵敏度参数，就有可能预测出可以避免干扰的最大可接受的PLT电平。例如，相对于 $0.5\mu\text{V}$ 的 10 dB 信号/噪声加失真比(SINAD)，该值等效于 $-6\text{ dB}(\mu\text{V})$ (最小HF输入电平)，那么PLT产生的最大电平必须是 $-16\text{ dB}(\mu\text{V})$ ，这一数值可能小于一些地方的背景噪声。

仿照天线的作用而开发的一种有关电力线的辐射模型，面临着一些复杂的问题，像如何考虑几何图形的不规则性、不同的相邻环境、郊区和居住区等等。这些方面能巨大地改变波传播特性并提供不可信结果。此外，相邻区域将被置于近场(无功率区或菲涅耳区)，那么，利用一般的模型预测辐射性射频电平的任务将成为一种挑战。

已经考虑过的这些方面引导人们实施一些以试验为基础的测试，以便有一个实际的设想，即所要求的、从HF系统至PLT的协调的最小距离。因此，在巴西装有PLT系统的南里奥格兰德州首府阿雷格里港进行了多次测试。

在阿雷格里港站和里约热内卢站之间建立了一条HF链路。利用带有鞭状天线的移动HF站于2008年4月进行了一些测试。测试过程基本上与在坎宾那斯的相同，其不同在于把HF站的能量转移、使其远离PLT源，并且连续地收集了更多的数据。

出现了PLT对HF系统的有害干扰，而且在与电力线的距离大于 450 m 的情况下，这一干扰将会最小。有一种需考虑的重要情况是，短距离的HF链路(电离层的一次电波反射)上的信号强度要比长距离链路上的信号强度大，因而必须增加与PLT的最小距离以避免干扰。

A3.1.6 可能的调节技术

作为准则而在长链路(大于 1500 km)和短链路(最长 1500 km)上采用HF接收机的平均电平，那么，考虑到从PLT系统至HF站的实际距离，从而减轻干扰或使干扰最小就是可行的。

- a) HF长距离链路: $1\ 000\text{ m}$; 和
- b) HF短距离链路: 500 m .

为了避免PLT对HF的干扰，有必要一种地理间距以保证最小的置信度。

A3.1.7 结论

用编模(型)技术去测定PLT电力线辐射的RF(射频)电平，仅对直线型线路有用。

用环形天线测定的PLT电平，能给我们一个有关潜在干扰的粗略估算，然而，因为HF电平昼夜的急剧变化而不可能考虑精确的门限电平。

在PLT的邻近区域，当PLT按照与调幅(AM)广播业务相同的频率工作时，该调幅广播业务将会受到干扰。

在与HF系统相邻的PLT中收集到的测量数据，能提供一个有关实际信号电平传播的好设想，以及一个似乎能确定干扰距离的最合适的途径。

一种实际的调节方法能够考虑到与一个工作的PLT系统相邻、且安装HF站地方的最坏干扰状况，并且采用条款6指出的距离，作为对采用短HF链路和长HF链路的那些站的保护准则。

A3.2 从室内电力线通信设备辐射到居住环境的辐射性发射测量(加拿大)

A3.2.1 引言

在北川和大石先生⁵⁵做了测量之后，北美广播协会(NABA)约定加拿大通信研究中心(CRC)去完成对来自居住环境运行的电力线通信(PLT)设备的发射测量。本节叙述了有关PLT发射场强测量的过程和结果，以便确定来自PLT设备干扰的可能性。CRC报告⁵⁶附于附录1中。测量明确地表示有必要为广播业务(BS)提供干扰保护。由于PLT设备是在没有按照国际电信联盟(ITU)无线电管理机构划分频率的情况下运行的，所以能在ITU-R BT.1786建议书中找到有关对广播业务相应的保护准则。

A3.2.2 传导功率的测量 – 测试过程和结果

考虑要对代表各种PLT标准的、总计八种商用PLT设备进行测试。在美国、加拿大和日本很容易找到这些设备。表A3-1所示的PLT设备，在现场测试之前已经在CRC实验室做过评估。

正如从表A3-1看到的，许多PLT设备采用的是相同标准或相同标准的不同版本。按照实验室的评估，决定对用作现场测试的PLT设备的数量加以限制，即一个标准一台设备。第2、3和6号PLT设备被选作现场测试之用。

图A3-7表示用于传导功率测量的实验室设置。交流电源来自CRC主电源，经设置的变压器和断路器箱隔离并将交流转换为110-120伏60 Hz的单相电压。用来插入PLT设备对的两个插座与一条1.75 m长的14/2接地电力电缆连接，这是一种典型的居住建筑结构用电源接线。给每一部PLT设备安排一台计算机以便传送数据。一台计算机发送大的文件给接收用计算机。

对30 MHz以下信号功率的测量要采用一台Agilent E4405B型频谱分析仪、设置为9 kHz的解析带宽、使用峰值检测以及10秒的最大保持扫描时间。为了用频谱分析仪测量来自PLT的传导信号，要求有一个交流滤波器去移除60 Hz, 110 至120 伏的成分。该交流滤波器是一种二阶LC(电感电容)滤波器，其截止频率为1 MHz。

⁵⁵ 北川和大石【2008年3月】居住环境I情况下来自室内宽带电力线路通信的辐射电场和共模电流的测量。IEICE Tech. Rep., Vol. 107, 533, EMCJ2007-117, p. 1-6。

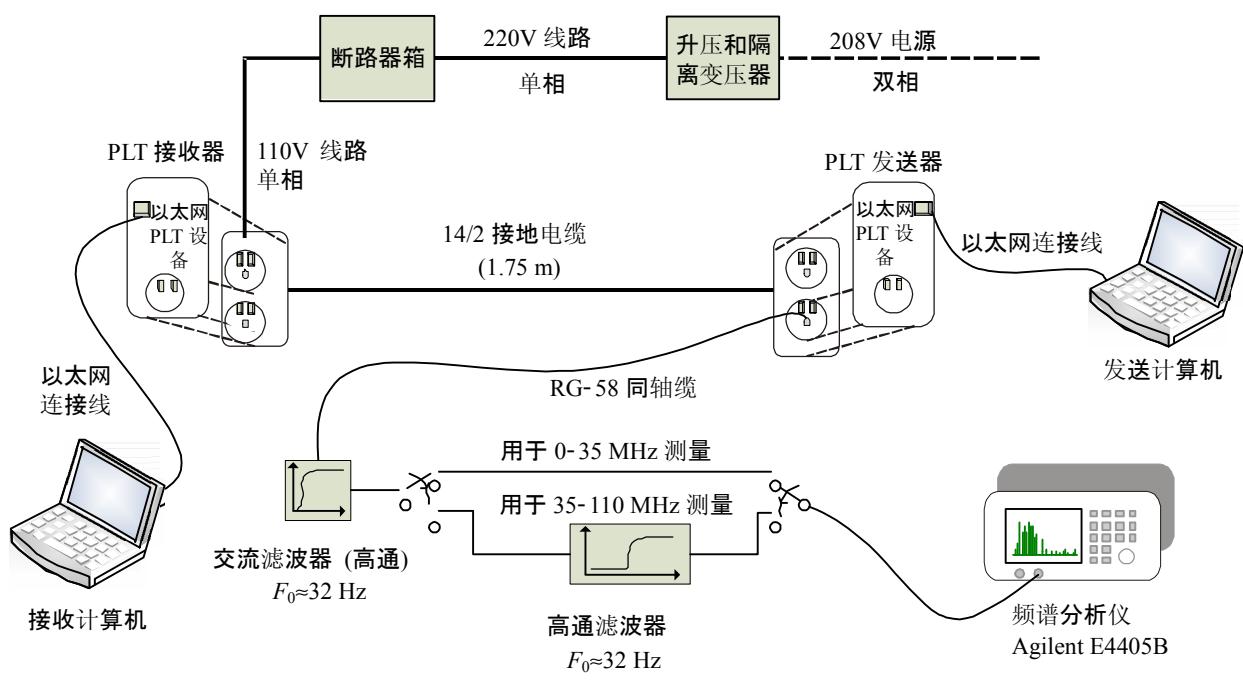
⁵⁶ <http://www.nabanet.com/nabaweb/members/pdf/itur/CRCReport.pdf>。

表A3-1
用作现场测试的 PLT 设备评估列表

设备 编号	制造厂家	型号	PLT标准	厂家规范		
				数据 速率 (Mbit/s)	工作频带 (MHz)	地区
1	TrendNet	TPL-202E	家用插座 1.0 Turbo	85	4.5-21.0	北美
2	Panasonic	BL-PA100	HD-PLC	190	4.0-28.0	北美
3	Linksys	PLK200	家用插座 AV	100	未规定	北美
4	NetGear	XE102GNA	家用插座1.0	14	4.3-20.9	北美
5	NetGear	XE103G-100NAS	家用插座1.0	85	4.3-20.9	北美
6	NetGear	HDX101-100NAS	UPA	200	2.0-30.0	北美
7	Logitec	LPL-TX/S	UPA	200	2.0-30.0	日本
8	CNC	CNC-1000	家用插座1.0	85	4.3-20.9	日本

为了以更高的准确度测量30 MHz以上的低信号电平，采用了高通滤波器将出现在工作频带内PLT信号的主要载频加以衰减。对于又能测量高达110 MHz的发射而又不致使频谱分析仪过载，这一点是很必要的。如图A3-7所示采用了两种实验室的配置，一种有高通滤波器、一种没有高通滤波器。高通滤波器由Tin Lee电子有限公司提供、型号为HP7 30/33(40)B50并具有32 MHz的-3 dB截止频率。利用该高通滤波器只完成了35 MHz以上的测量并做了记录。这些测量所用的解析带宽是120 kHz。

图A3-7
PLT设备传导功率测量的设置



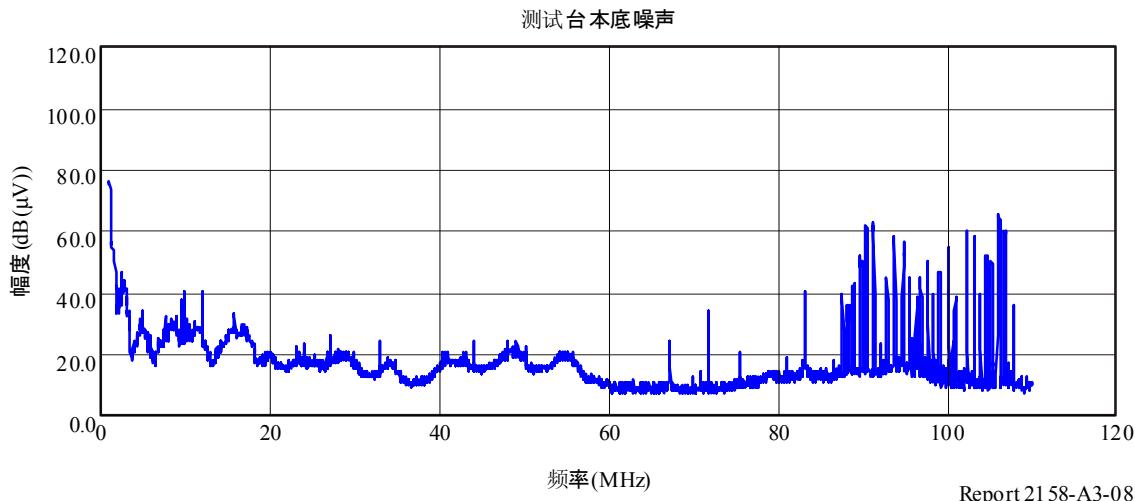
传导功率的测量是利用两种运行模式，即数据模式和空闲模式(无实际的数据传送)、在0-110 MHz频带内进行的。测试的目的是确定PLT设备在两种模式下、高达110 MHz频率范围内注入到电力线的输出电平和带宽，以及频谱形状。

为了达到较高的准确度，测量是利用设置为9 kHz解析带宽的频谱分析仪、以10 MHz宽的连续频率间隔并采用了峰值检测，在0-110 MHz范围内进行的。一般而言，频谱分析仪的参考电平要尽可能调低、从而不致使频谱过载。由于为改善35 MHz以上频率的测量准确度而采用了高通滤波器，所以在35 MHz处的测量结果中能观察到噪声空闲的不连续性。

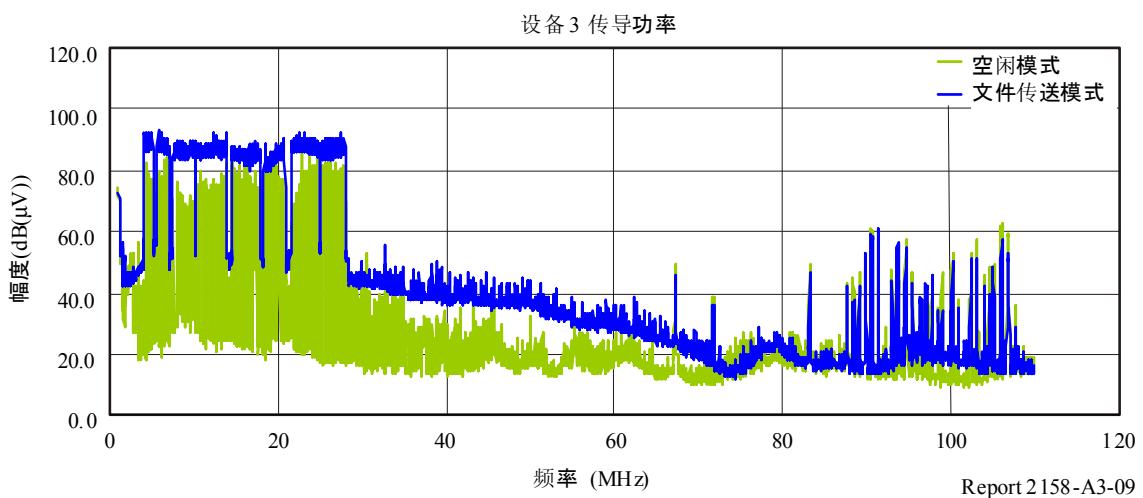
图A3-8所示为测试台噪声空闲的测量。该图表示电力线的测试设置，其工作就像是天线从其他无线电通信系统截获信号。85 MHz 和108 MHz之间的尖峰来自当地的调频(FM)无线电台，而其他频率处的其他尖峰是断断续续的、且大概是由其他无线电通信系统引起的。当查看传导性发射的测量结果时，有必要考虑到这一点。

图A3-9、图A3-10和图A3-11分别表示PLT设备2、设备3和设备6的测量结果。蓝色曲线表示数据传送期间的传导信号而绿色曲线(一般在靠下的部份)则表示空闲模式下的传导信号。正如图中看到的，空闲模式下的信号电平不超过数据传送模式下的信号电平。此外，被测设备在空闲模式下并不同等地工作。PLT设备2和3发送临时载频以打开信道并使其同步，而设备6则恒定地发送它的全部信号带宽。有关其他PLT设备的传导测量结果，示于本附件的附录1的CRC报告部分的附录A。

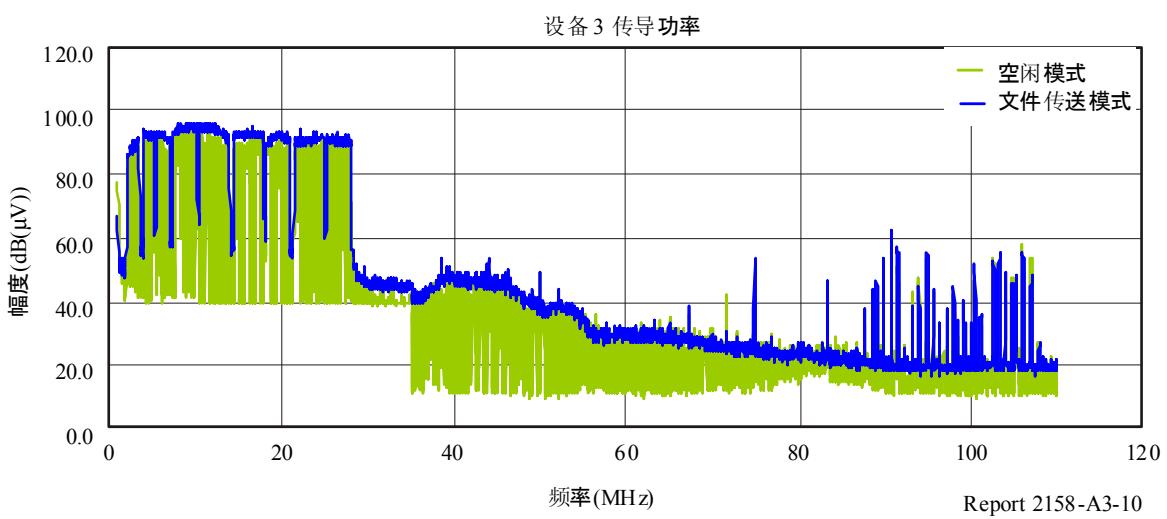
图A3-8
测试台本底噪声的测量



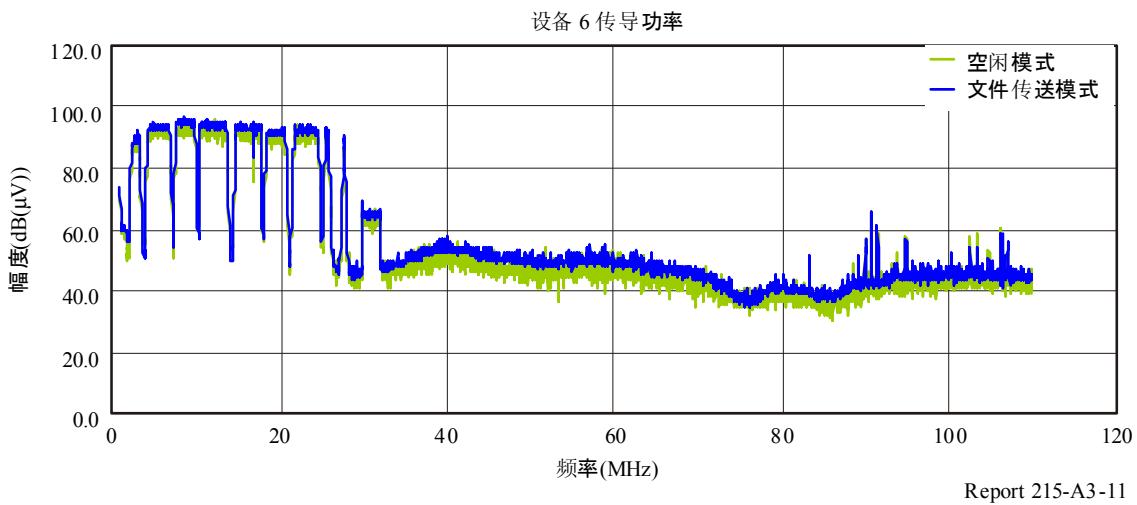
图A3-9
来自设备2(HD-PLC标准)的传导功率



图A3-10
设备3(家用插座AV标准)的传导功率



图A3-11
设备6(UPA标准)的传导功率



这些测量结果显示，即便是PLT设备不发送数据但还是活跃地产生发射。还可以观察到，即便是PLT设备在30 MHz以下工作，该设备还是有至少80 MHz的发射。

A3.2.3 场强测量 – 过程与结果

利用加拿大渥太华附近的一层和两层的居住房进行了射频场强的测量。大多数房子通过地下线连接到配电网(220伏单相)，但有些房屋是通过架空线连接的。房子的前与后都有足够的空地、在距离外墙3-10 m处进行场强测量，这样，就选择这些方向进行测量。

正如表A3-2所示，所有17所房子被选择用作场强的测试，这17所房子代表各种各样的布局和不同的建筑材料。该表综述了每个测试地点的各个方面，包括房屋类型、外墙材料和用以将房子连接到邻居电力网的电力线类型(地下线或架空线)。附于本附件的CRC报告的附录B提供了所有17个测试地点的全部说明，包括每一所房子的照片和图纸。

表A3-2
现场测试地点的说明

测试地点 编号	房屋类型	外墙材料				电力线	
		前墙		后墙			
		第一层	第二层	第一层	第二层		
1	两层独栋	砖	乙烯树脂	乙烯树脂		地下线	
2	两层独栋	砖	砖/Canaxel漆 料	砖	Canaxel漆 料		
3 ⁽¹⁾	两层独栋	砖	砖/乙烯树脂	乙烯树脂			
4	两层独栋	砖	砖	砖	铝		

表A3-2 (续)

测试地点 编号	房屋类型	外墙材料				电力线	
		前墙		后墙			
		第一层	第二层	第一层	第二层		
5	两层独栋	砖		砖	铝	地下线	
6	两层联排	砖	砖/乙烯树脂	乙烯树脂			
7	两层独栋	砖		乙烯树脂			
8	两层独栋	砖		乙烯树脂			
9	独立带凉台平房	砖	未利用	乙烯树脂	未利用		
10	两层联排	砖	铝	铝	铝		
11	独立带凉台平房	灰泥	未利用	灰泥	未利用		
12	两层独栋	砖	乙烯树脂	乙烯树脂		架空线	
13	侧分离独栋	砖		砖	乙烯树脂	地下线	
14	两层独栋	砖	木瓦	砖	木瓦	架空线	
15	两层独栋	砖	铝	砖	铝		
16	两层独栋	砖	砖/木瓦	乙烯树脂		地下线	
17	带阁楼两层独栋	砖	砖/乙烯树脂	乙烯树脂			

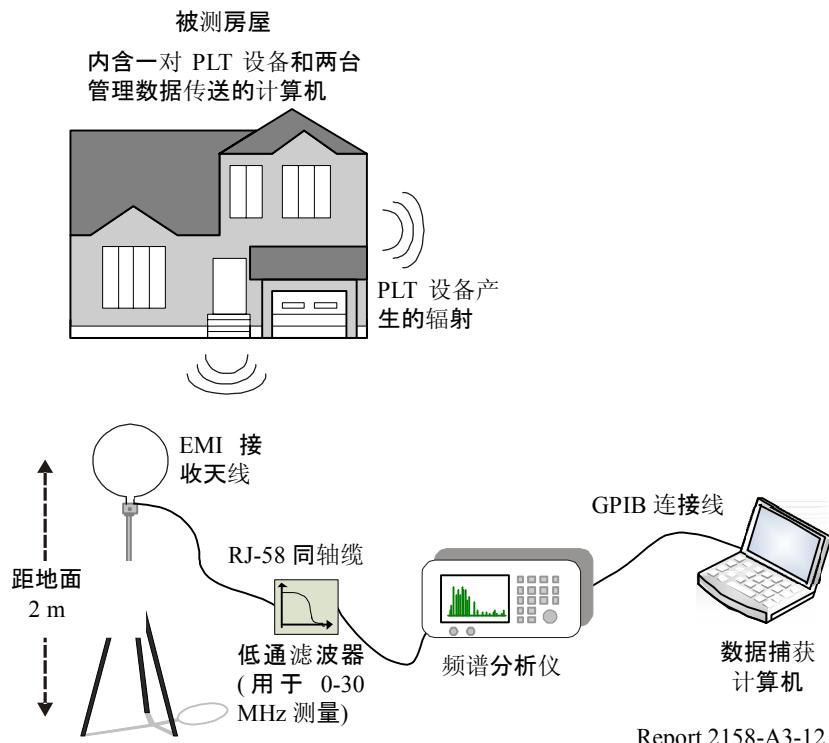
⁽¹⁾ 从测试地点3得到的数据不做分析之用。我们发现相邻房屋内使用的PLT设备在测试期间干扰测试结果。

连接到室内交流插座的PLT设备(2、3和6)，在同一模式下成对进行了测试。这些设备放在室内相互较远的位置，代表一种逼真的家庭网络。按照这样的方式放置这些设备，即PLT设备对中的一部置于靠近房前的一间屋子内，而另一部置于靠近房后的一间屋子内。在两层房子的情况下，一台PLT设备置于一层、另一台置于二层。每一台PLT设备连接一台个人计算机。对PLT工作的两种模式都进行测试。对所有的房子都采用数据传送模式，而对少量选择的房子采用空闲模式。当两台计算机之间传送大的文件时，测量用数据传送模式。在每个测量位置还要进行环境噪声的参考测量。

利用校准的无源环形天线(EMC 测试系统，6512型)对频带为0-30 MHz的射频场强进行测量，而利用校准的无源偶极天线(A.H.系统公司，SAS-530型平衡-不平衡变换器和SAS-542型折叠部件)对频带为30-108 MHz的射频场强进行测量。要将这些天线的天线因子做精确地校准以便进行射频场强测量(dB(μ V/m))。天线置于地面以上2 m的位置。测量要在距房子的前墙3 m和后墙10 m的地方进行。

图A3-12表示射频场强测量的测试设置。天线与频谱分析仪之间连接有一个低通滤波器(Tin Lee电子有限公司, LP7E-30-37 B50型, 31 MHz截止频率处-1 dB, 35 MHz截止频率处-40 dB), 以便在测量30 MHz以下频率时移除高功率的VHF信号(调频台和电视台), 从而不使频谱分析仪过载。

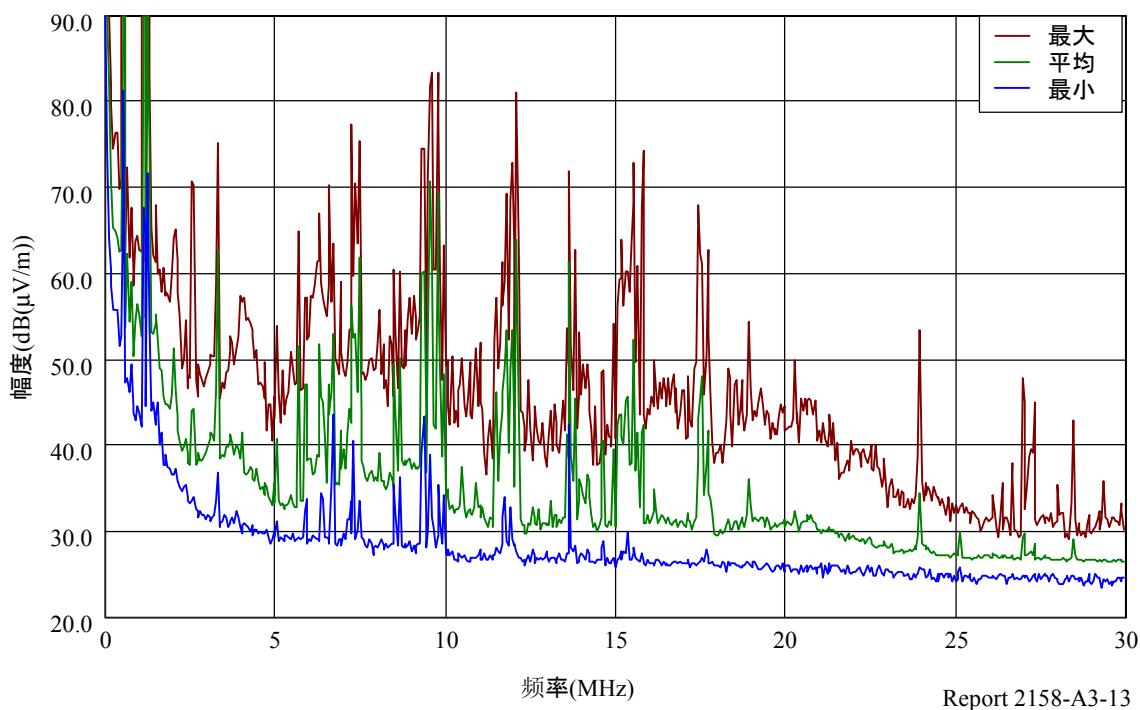
图A3-12
射频(RF)场强测量的设置



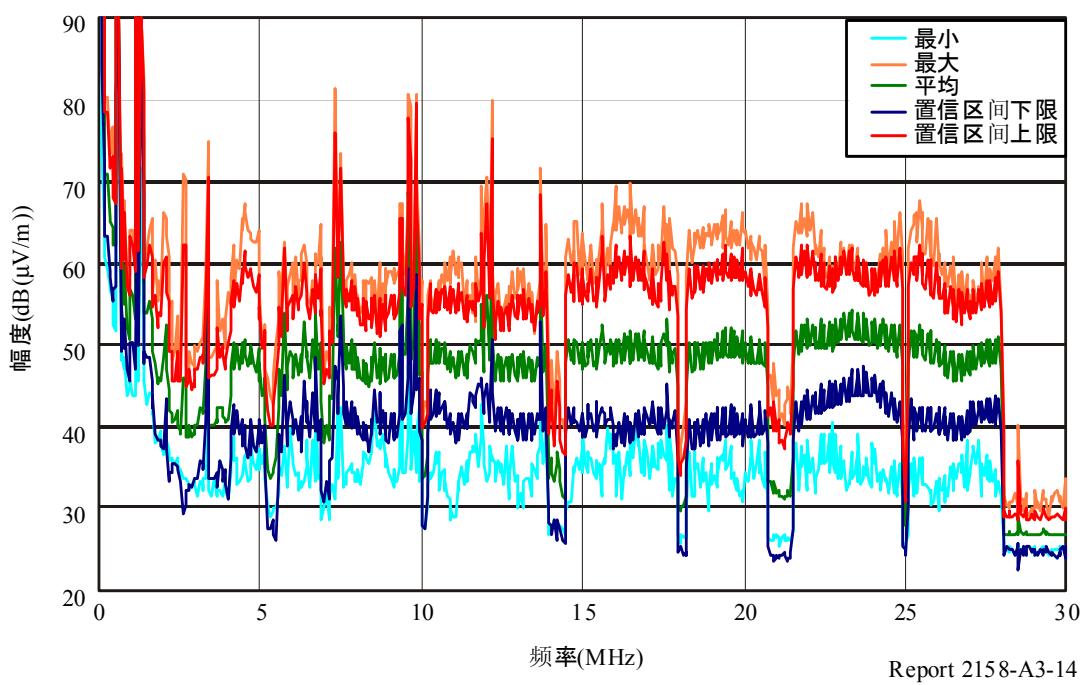
图A3-13表示在16个测试地点的最小、最大和平均环境噪声的测量(转换为dB标度的线性电压平均值)。场强测量中的环境噪声的影响在一定的频率处是不能忽略的。人们相信, 多数强信号的尖峰来自业余台或HF台。其他噪声源如电动机(电炉、电冰箱和其他家电)已经对环境噪声的上升产生了影响。

为了对已测量的射频场强进行分析之目的, 把在16所房子中做过的全部测量, 按照它们各自的设备和与房子的距离加以编组。请注意, 因为来自相邻PLT设备的干扰, 在这一统计分析中不包括测试地点3。图A3-14至图A3-19表示对三种设备的统计分析的情况。每一张图分别表示对每一设备测量所得的最大、最小和平均射频场强。更进一步, 研究工作是利用对16所房子测量所得的结果, 去计算置信度间隔, 该置信度间隔应该表示这是从典型房子的PLT设备辐射的最大期望场强。射频场强的置信度间隔中的95%是通过16所房子取样的标准偏差计算的, 呈正态分布。图中表示了该95%置信度间隔的上限与下限。该统计分析的计算是用线性值做的。如上所述, 来自干扰源(PLT设备除外)干扰的影响是不能忽略的且不能从统计分析中移除。

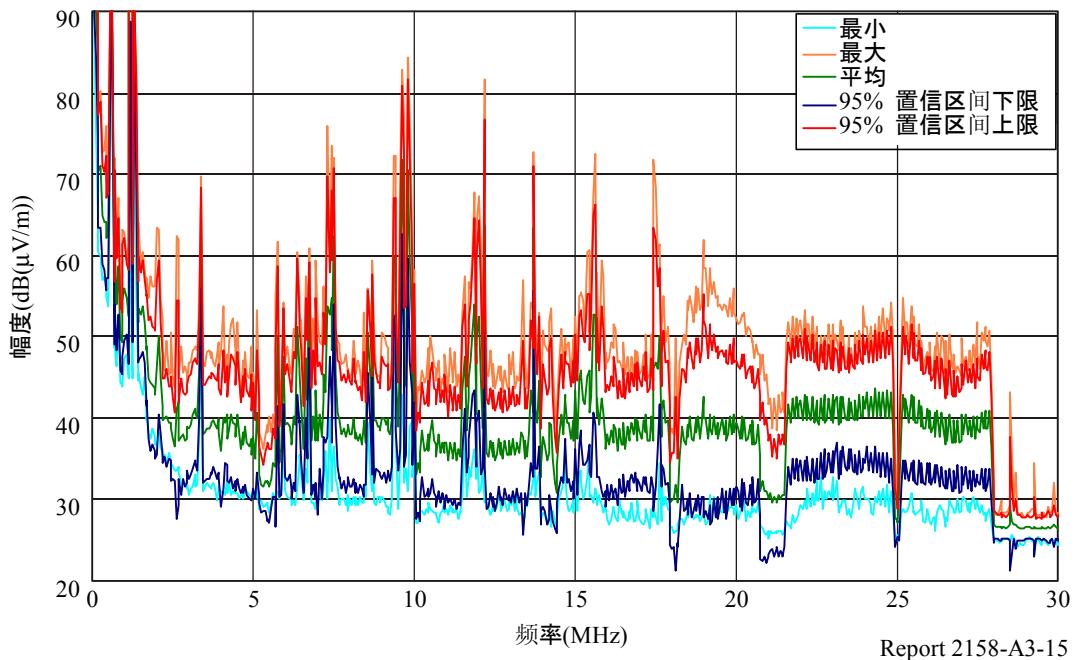
图A3-13
16个测试地点3 m和10 m处的平均环境噪声分布



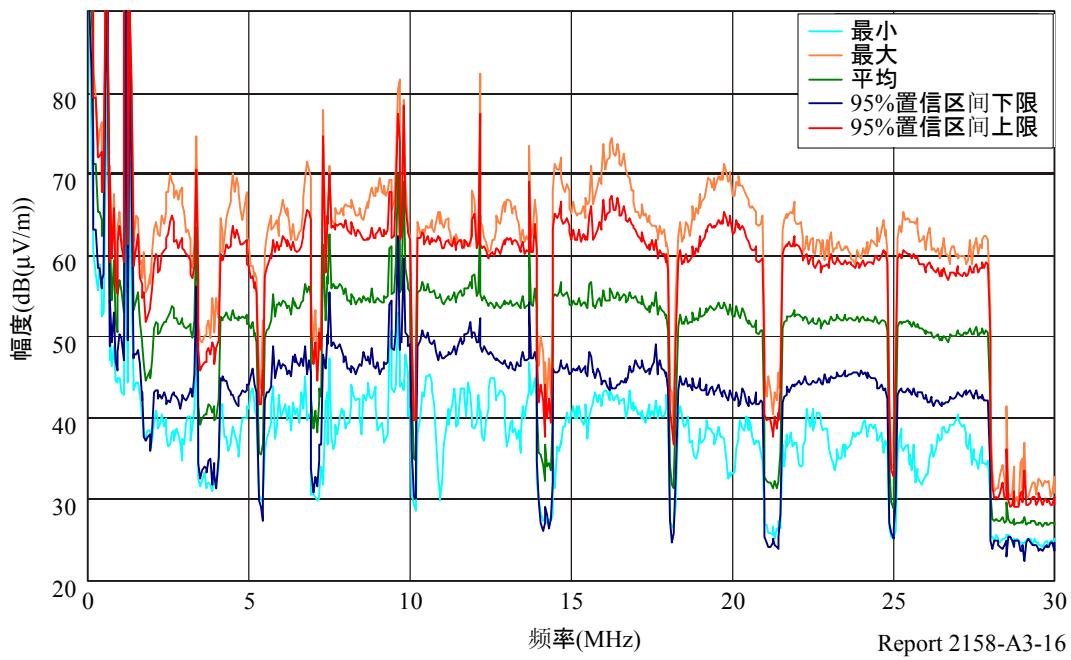
图A3-14
PLT设备2(HD-PLC)在3 m处的射频场强的分布



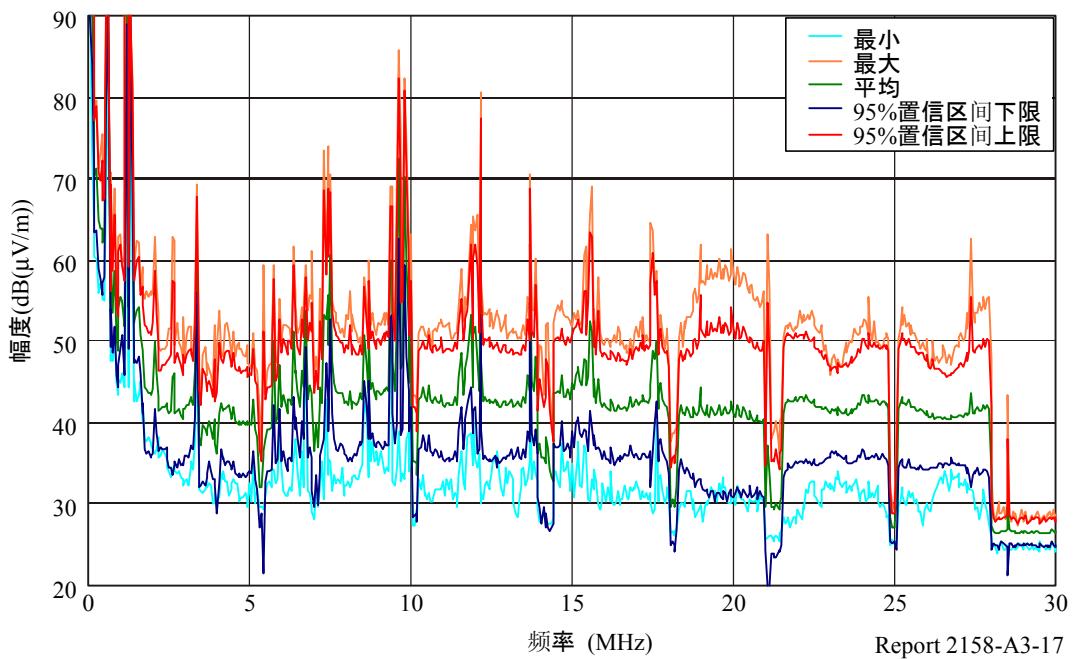
图A3-15
PLT设备2(HD-PLC)在10 m处的射频场强的分布



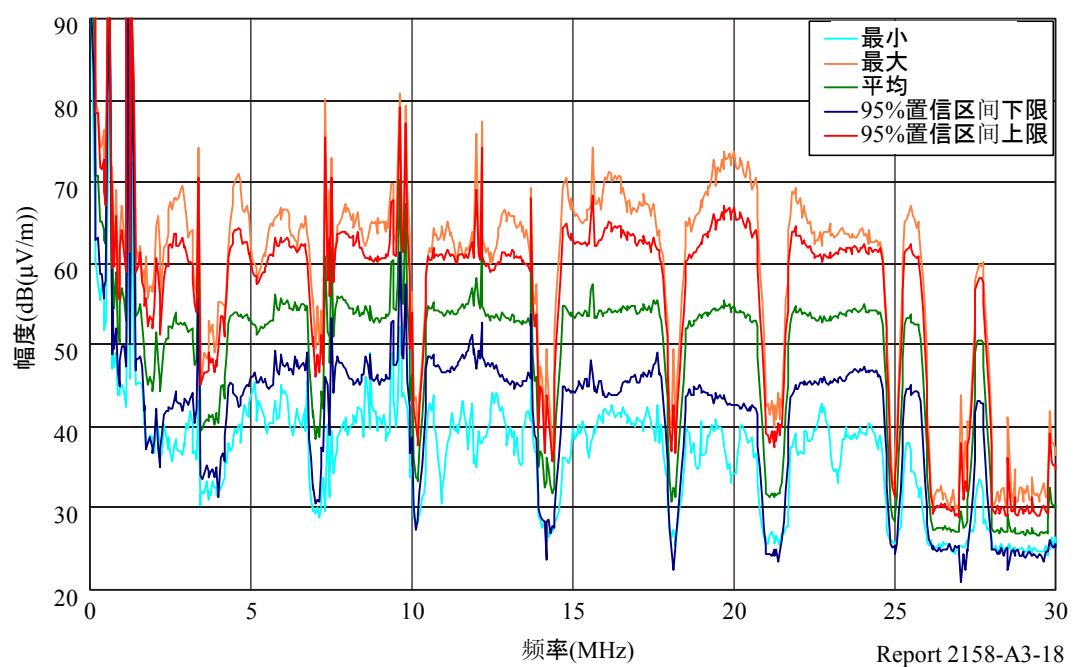
图A3-16
PLT设备3(家用插座AV)在3 m处的射频场强的分布



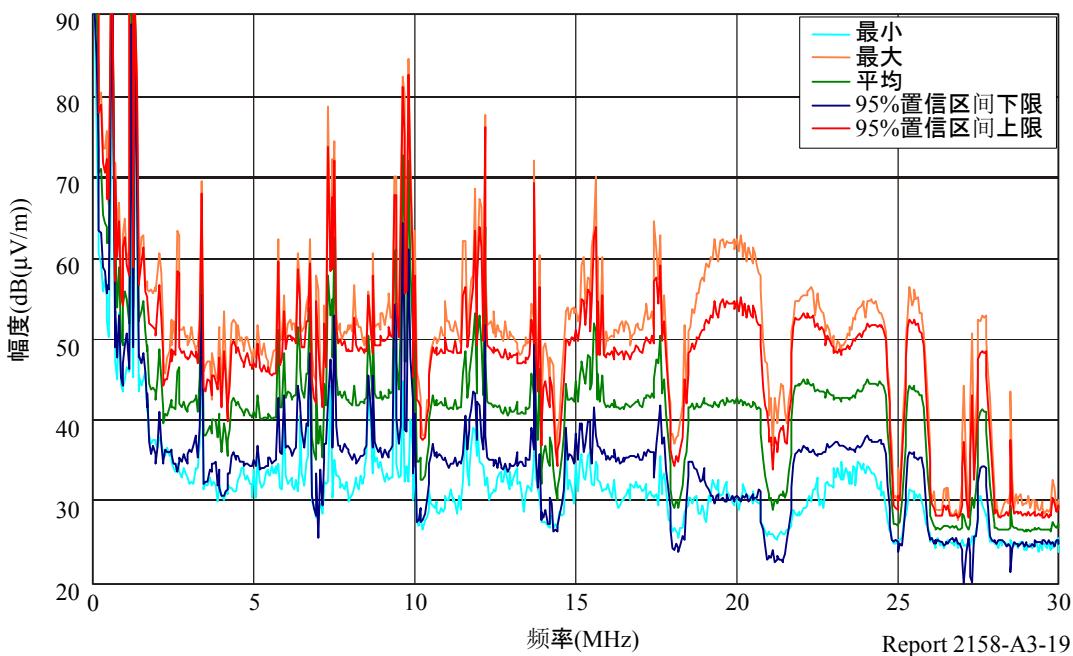
图A3-17
PLT设备3(家用插座AV)在10 m处的射频场强的分布



图A3-18
PLT设备6(UPA)在3 m处的射频场强的分布



图A3-19
PLT设备6(UPA)在10 m处的射频场强的分布



A3.2.4 结论

由CRC进行的实验室测试和现场测试的结果表示，来自典型居住房内PLT设备的最大发射，超过平均环境噪声电平的值分别是：距离房子外墙10 m处大于30 dB、距离外墙3 m处大于40 dB。在10 m处，PLT设备的平均发射超过环境噪声大约5-10 dB。在某些频率和距离处，PLT设备的发射电平有意地下凹并在环境噪声之下。这样，如CRC所观察到的，PLT设备能够对无线电业务、特别是那些对噪声有限制的业务产生干扰。广播业务特别容易受到PLT设备的损害。在对广播业务做规划时要考虑诸多因素，也就是要支持接收的场强要比可能出现的PLT发射低得多。例如，ITU-R BS.703建议书规定一般HF广播接收机的最小可用场强平均为40 dB(μ V/m)。此处所表示的CRC的测试结果表明，根据频率、间隔距离、接收机天线的结构及其他因素，PLT设备将产生的干扰电平为20 -30 dB，这个值要比HF广播接收机期望接收的信号电平的值高。

A3.3 在日本实施的有关从室内电力线通信系统到所测试居住环境的辐射性发射测量结果

A3.3.1 引言

本节报告了日本实施的有关从室内电力线通信系统到居住环境的辐射性发射的测量结果。

A3.3.2 测量方法

按照下列条件，环绕房子周围对来自室内的PLT设备的辐射性发射进行了测量。在这次试验中采用了两种不同类型的PLT设备，即OFDM和扩展频谱设备。

a) 测量设备

- 天线: 已校准环形天线
- 频谱分析仪: 频谱分析仪应该有能力随动设置和备有应急电池工作(见注1)。

注 1 - 在现场测试中, 来自测量设备的电源电缆噪声或来自测量用电缆的噪声, 将会丢失测量结果而不可再现。有电池工作是最理想的。如果不能用电池, 则应提供独立电源, 并注意设置电源线电缆

b) 测量设备的设置

- 测量点相距房子外墙5 m且这些点来自房子的8个方向。(如果因为地面特性或空间小于5 m, 则4个点是最少的)。
- 5 m的距离是指从最近的外墙向前到房子。
- 天线的高度(环形天线的底部)相距地面1 m。

c) 测量频带

- 1至30 MHz。

d) 测量设备的设置(频谱分析仪)

- RBW = 10 kHz, VBW = 100 kHz, 间隔 = 29 MHz, 中心频率 = 15.5 MHz
- 点数 = 大约 1 000 点, 扫描 = 自动
- 检测方式: RMS 方式
- 求平均值: 用上述检测方式大于20次。

A3.3.3 PLT的通信条件

a) 房屋

采用典型房屋。

- 描述木质结构/或非木质结构、独立家庭住房(层数)/公寓。
- 测量非住房用PLT系统, 在实际环境中测量。

b) 一个房子内测量两个以上的配线通路(见图A3-21)

- 如果是两层以上的房屋, 建议采用分配到其他层的通路。

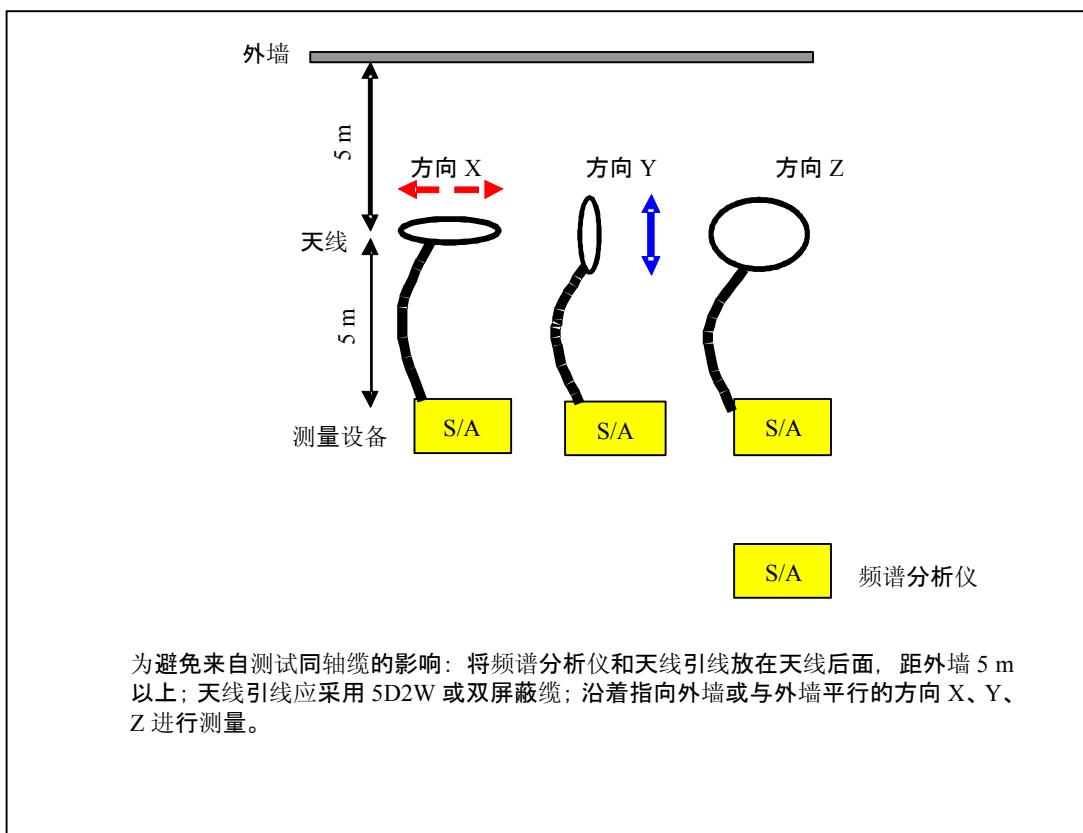
c) 测量条件

- 条件1: 室内无PLT系统
- 条件2: 安装PLT系统并利用应用软件如FTP以最大速度与UDP 通信。(单向)

d) 其他条件

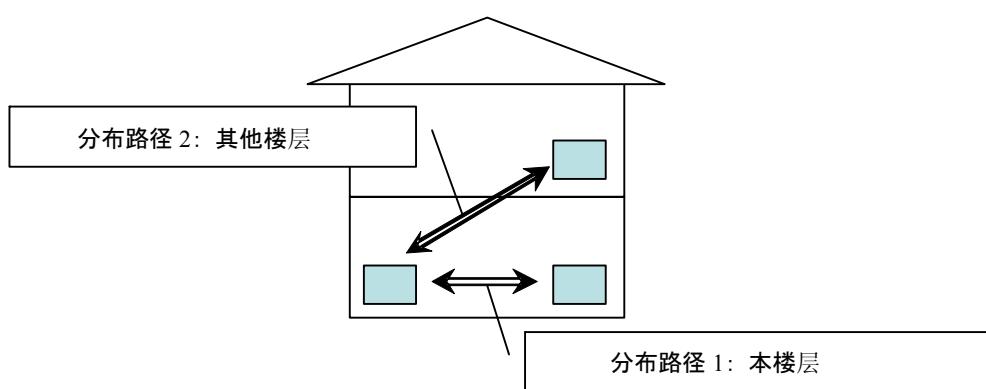
对实际使用环境中的噪声进行测量, 为了测量, 不要把用户其他的电子或照明设备从室内搬走。还有, 在测量期间不要随便开/关这些设备。

图A3-20
测量设备的放置



Report 2158-A3-20

图A3-21
分布通路举例



Report 2158-A3-21

A3.3.4 测量结果

表A3-3

测量条件

	PLT设备类型	OFDM	SS
测量条件	房屋类型	木质建筑	非木质建筑
	独立家庭住房/公寓	独立家庭住房/两层	楼房(4层学校)
	安装有PLT 系统的交 流插座	见图. A3-22	见图. A3-23
	PLT设备的频带	4 MHz-28 MHz	4 MHz-20 MHz
	PLT 系统的应用	用于用户	用于工业企业
测量设备	频谱分析仪	Agilent E7401A型	Agilent E4402B型
	环形天线	EMCO 6502型	EMCO 6502型

图A3-24和A3-25表示OFDM 系统的测量结果而图A3-26和A3-27表示SS系统的测量结果。

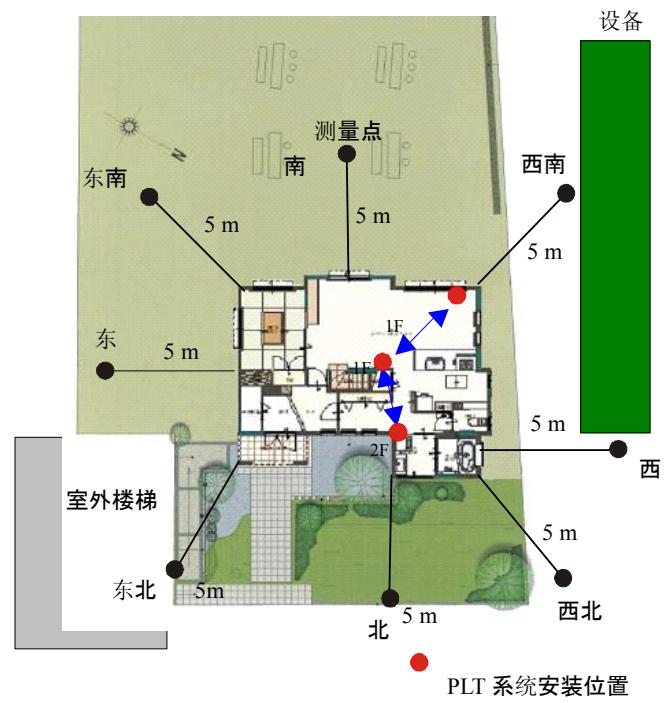
图A3-24至A3-27表示由OFDM系统和SS系统检测到辐射性发射点的X方向和Y方向的测量结果。同时也表示相邻点的测量结果。

脉冲的频谱是广播频率波、或者是来自用户电子设备的噪声。任何时间都能观察到这些脉冲的频谱，即便是在PLT设备不工作的时间。这些PLT系统在所有时间并利用2-30 MHz频带进行发送(业余无线电台所用频带除外)。这样的话，PLT系统发送的频谱并不是脉冲，而是被看作宽频带的噪声。

从这一测量结果看，同一点处的X 和Y方向的辐射性发射是不同的。同时，在相邻测量点测得的辐射性发射也是不同的。

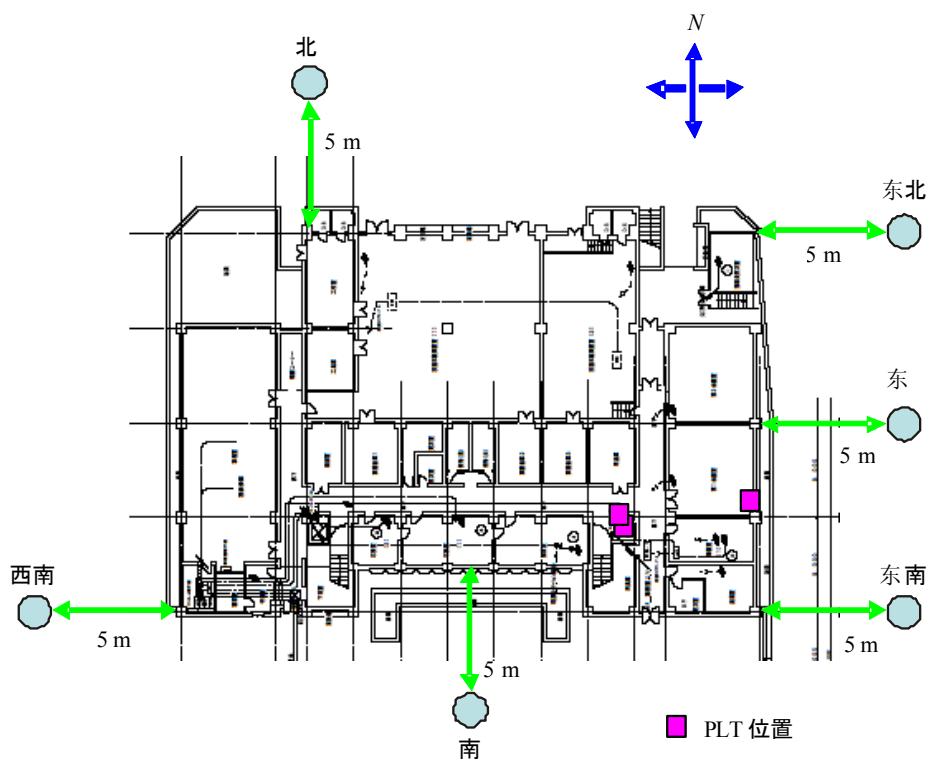
正如测量结果所示，来自PLT系统和电源线的辐射性发射并不能发送到任何方向，即它具有方向性。只有在特定的方向才能看到辐射性发射。

图A3-22
测量条件(1)



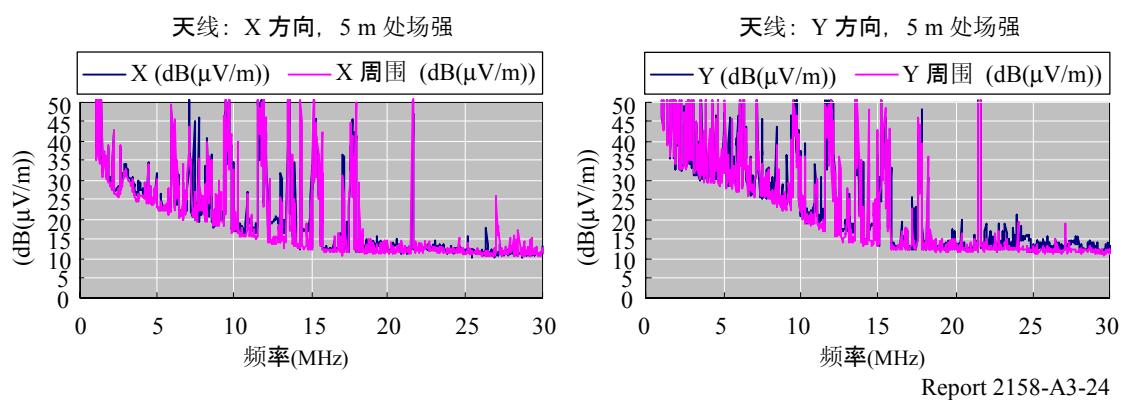
Report 2158-A3-22

图A3-23
测量条件(2)

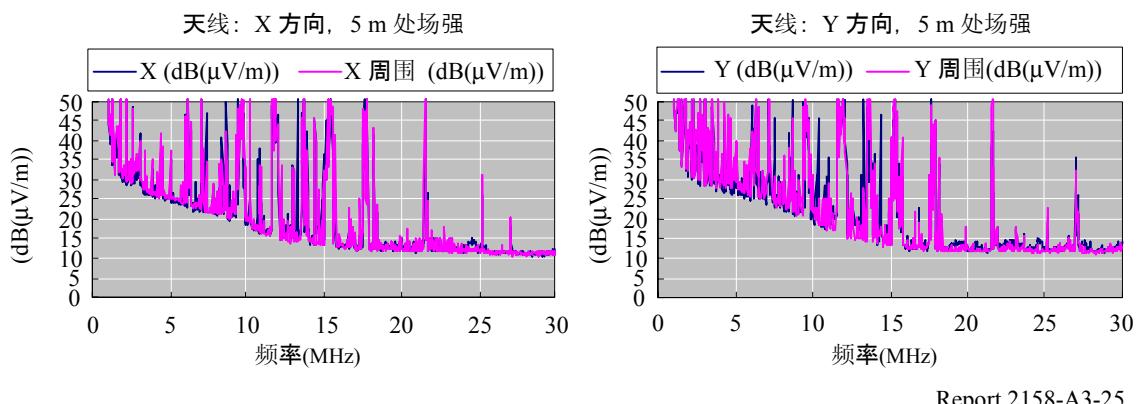


Report 2158-A3-23

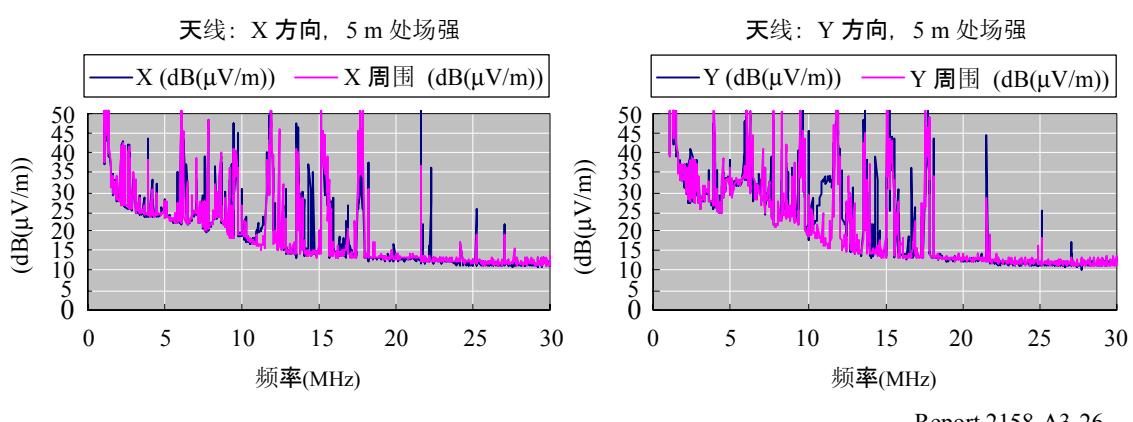
图A3-24
OFDM分布通路2东5 m



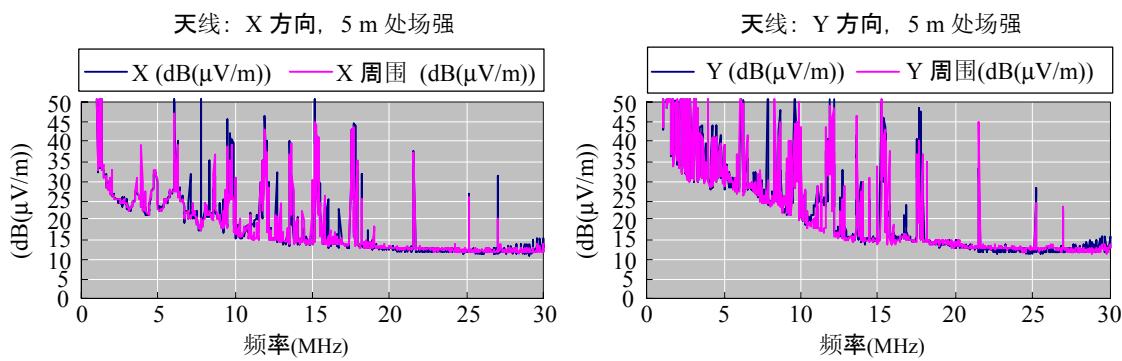
图A3-25
OFDM分布通路2东南5 m



图A3-26
SS分布通路4东北5 m



图A3-27
4-4 SS分布通路4北5 m



Report 2158-A3-27

A3.4 接入式电力线通信系统(PLT)在HF和UHF频带的泄漏性发射的测量结果

A3.4.1 引言

当前, 已经开发了高达数兆比特/秒直至200 Mbit/s数据传输速率的高速电力线通信设备, 而且还有能将频宽扩充至80 MHz的宽带PLT系统已能够投入使用。然而, 由于电力线的设计不是用于通信的目的、而是用于50/60 Hz电源的配电, 所以电力线可能发射很显着的电磁噪声电平。在80 MHz以下的HF和VHF频带有许多广播业务的无线电台, 如业余台服务、导航业务、射电天文观测等等。如果80 MHz以下频带的PLT调制解调器被广泛应用, 那么大部分HF/VHF频谱有可能变得不能使用。在通过科学观察去研究地球环境与天文目标方面, HF频带也是有价值的。因为从天文源接收的信号电平通常都很微弱, 所以电力线通信系统对进行灵敏的射电天文观测可能是一种严重的障碍, 这不仅表现在80 MHz以下的频带、还表现在HF频带包括UHF频带, 其原因可能是PLT有用信号的谐波和/或交叉调制效应导致的结果。

由日本内务与通信省(MIC)组织的PLT研究组, 从2002年4月至7月对上述的问题进行了调查。该研究组固定了一个工作组在现场, 并协同对PLT设施执行了现场试验。现场试验于2002年的7月8-9号和22-23号在日本群马县的赤城完成。为了评估PLT带宽的扩展对射电天文观测的影响, 和检查在较高频率上出现的杂散发射, 在这次试验中我们测量了PLT调制解调器, 在HF频带和UHF频带引起的泄漏发射。在该文本中, 我们报告了现场试验的试验结果, 并将PLT的噪声电平与对射电天文观测有害的干扰门限(述于ITU-R RA.769建议书)做了比较。

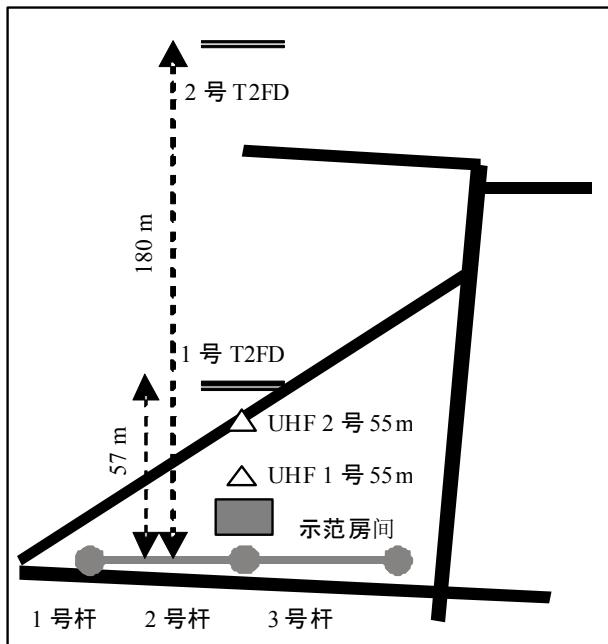
A3.4.2 2002年7月23日在日本赤城进行的现场试验

图A3-28表示现场试验的配置。用作试验的电力线在电线杆(图A3-28中的电线杆1、2和3)和示范房屋之间加以延长。采用表A3-4列出的两对PLT调制解调器, 我们完成了HF和UHF频带的泄漏发射的测量。在电力线门外一侧处连接的PLT调制解调器和便携式计算机被

设置在2号电线杆处。图A3-29和图A3-30分别表示1/2和3/4号PLT调制解调器的输出功率⁵⁷。

请注意：我们在试验地还准备了三对室内PLT调制解调器，但是在本文所报告的测量中并未使用。

图A3-28
试验场地图



Report 2158-A3-28

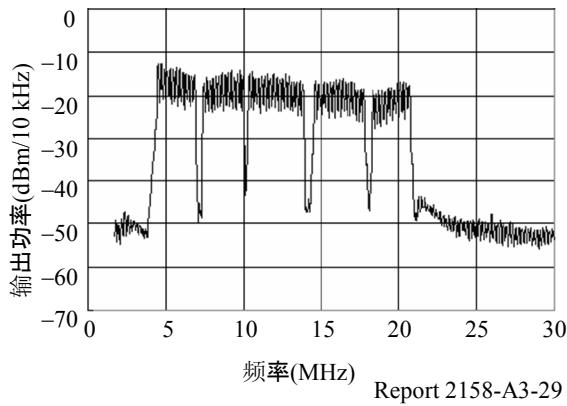
表A3-4
用于现场试验的接入式PLT调制解调器

编号	调制方式	频率范围 (MHz)	额定输出功率 (dBm/Hz)	标称输出阻抗 (Ω)	陷波频率 (MHz)
1/2	OFDM	4.3-20.9	-50	100 <=	7.000-7.300 10.100-10.150 14.000-14.350 18.068-18.168 21.000-21.450
3/4	SS	4.0-20.0	-50	50 <=	7.000-7.300 9.800-10.300 13.900-14.400 17.850-18.350

⁵⁷ 日本内务与通信省(MIC)高速电力线通信系统研究组技术报告的附件，2002年8月。

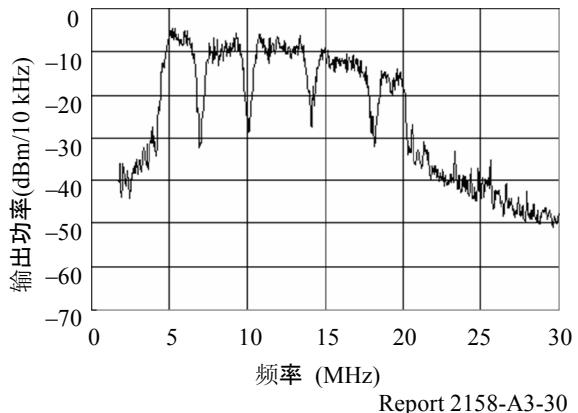
图A3-29

1/2号PLT调制解调器的输出功率



图A3-30

3/4号PLT调制解调器的输出功率



为了HF频带试验之目的，将两组25 m长的等效T2FD型天线设置在2号电线杆处，且T2FD1号和T2FD2号天线距2号电线杆分别为57和180 m(见图A3-28)。每个天线距地面的高度大约5 m。我们注意到由于这些T2FD天线是按水平极化设置的，所以对于电场的垂直极化成分是不敏感的。这样的话，T2FD就不会接收全部的PLT噪声功率。T2FD天线的输出直接与频谱分析仪连接，该频谱分析仪可测量高达30 MHz的电功率。在量的测量方面，一次频谱测量我们就得到了10条频谱曲线，我们还评估了这些测量的误差。

为了检查来自PLT设施的杂散发射，在相距2号电线杆55 m(图A3-28中的2号UHF)处设置了一个对数-周期天线(Great Design公司，CLP-5130-1型)和接收机，在有些偶然的时间要把这些设备转移至相距2号电线杆35 m(1号UHF)处。接收机由一个高通滤波器、一个低噪声预置-放大器和一个宽带放大器组成。该预置-放大器在327 MHz的中心频率处有一个40 dB的增益、大约20 MHz的带宽和0.8 dB的最小噪声指数。该高通滤波器在260 MHz处有一个截止频率，它可以阻止因UHF频带的强广播信号而使预置-放大器的饱和。用频谱分析仪测量了327 MHz左右的频谱，并由个人计算机经GPIB接口加以自动记录。为了检查杂散发射真正来源于PLT设施，我们测量了HF频谱、同时还检查了杂散发射及其与PLT设施的距离和方向的关系。

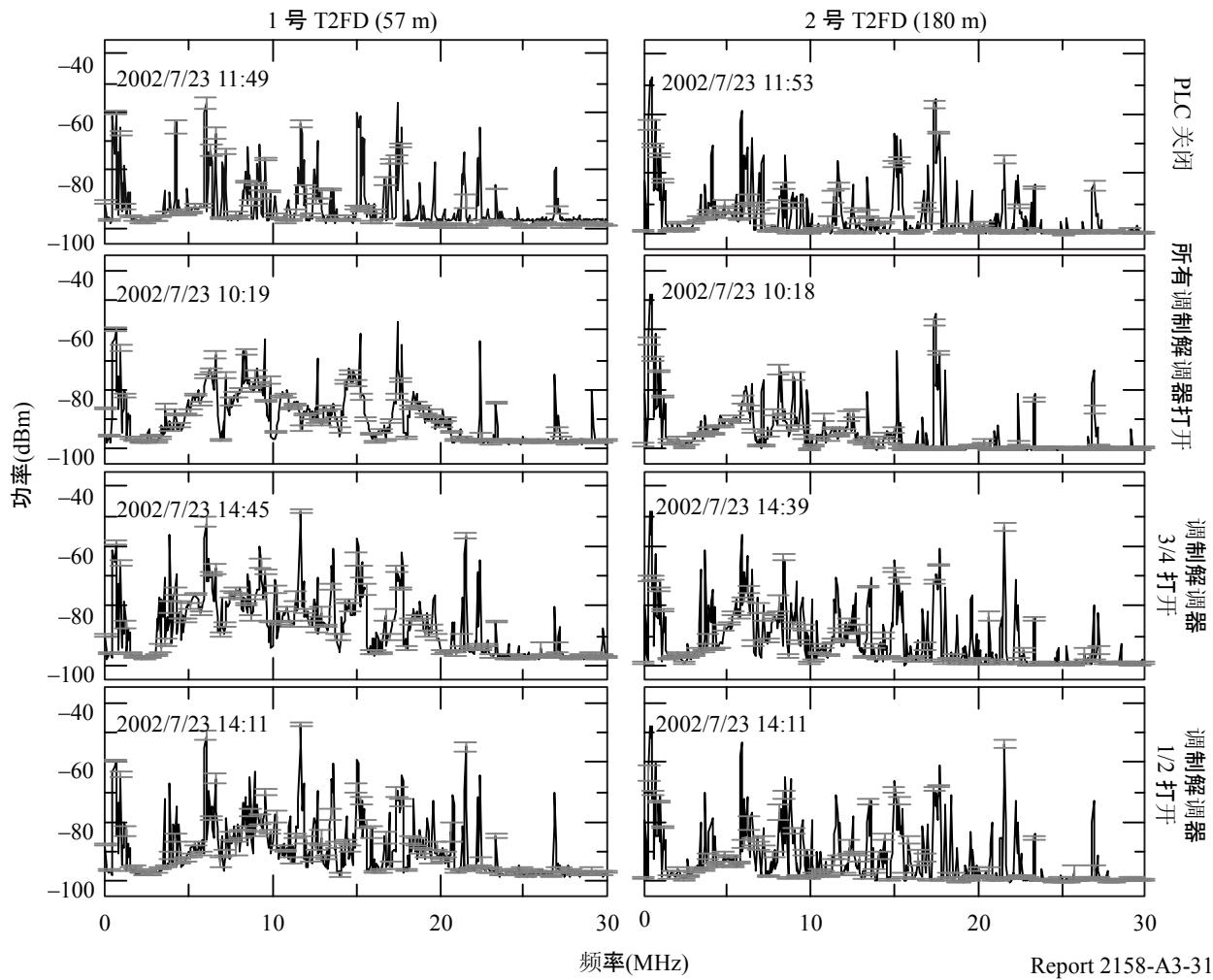
A3.4.3 HF频带的泄漏发射

图A3-31表示HF频带的频谱测量结果。当PLT调制解调器不工作时，在某个平直的噪声空闲上面显示出广播信号，这代表的就是频谱分析仪的噪声电平。在调制解调器开启工作之后，4-20 MHz的频带内的噪声空闲电平显着增加。在围绕7、10、14和18 MHz频率处已增加的噪声空闲内有一些窄的下降，这一点与调制解调器(见表A3-4)的陷波频率是完全相同的。这些特性表明，增加的噪声电平是由PLT调制解调器引起的。OFDM (1/2号)和SS (3/4号)这两种调制解调器都使噪声空闲大大增加，而且预期SS调制解调器的噪声电平大于OFDM调制解调器的噪声电平均约5 dB。如图A3-31所示，许多广播信号受到干扰，其中有些广播信号被PLT的噪声完全屏蔽掉。

图A3-31

用1号T2FD(左图)和2号T2FD(右图)测量HF频谱

PLT系统不工作(最上面图片); 全部调制解调器工作(第二行图片);
 仅3/4号调制解调器工作(第三行图片); 仅1/2号调制解调器工作(最下面图片)。
 误差条表示标准偏差



Report 2158-A3-31

假设在泄漏电场 E 与距离 r 的幂函数成正比的情况下, 检查了距离和PLT噪声电平的关系, 即 E 与 r 的关系为:

$$E \propto r^{-\alpha} \quad (\text{A3-1})$$

其中 α 是衰减系数。该衰减系数是在用两个T2FD天线进行测量的基础上计算出来的。计算出来的系数随频率而交替变化, 但分布在1.0左右。

为了从量上评估泄漏发射的电平, 对T2FD天线做了校准。一个标准的环形天线被设置在T2FD天线以下, 同时我们进行了某些广播频率的电场强度的测量。T2FD的天线因子 K 用下面的公式计算:

$$K = E/V \quad (\text{A3-2})$$

其中 V (μV) 和 E ($\mu\text{V}/\text{m}$) 分别是T2FD天线和环形天线的输出。例如, T2FD天线在9.6 MHz处的天线因子经过推导为 -8.0 ± 2.5 dB。T2FD天线也是在磁矩法的基础上做的分析, 且

天线增益 G_a 经计算在9.6 MHz处为2.3 dB。天线因子也是用下面的公式从天线增益推导出来的：

$$K = \sqrt{\frac{4\pi\eta_0}{Z_0 G_0 \lambda^2}} \quad (\text{A3-3})$$

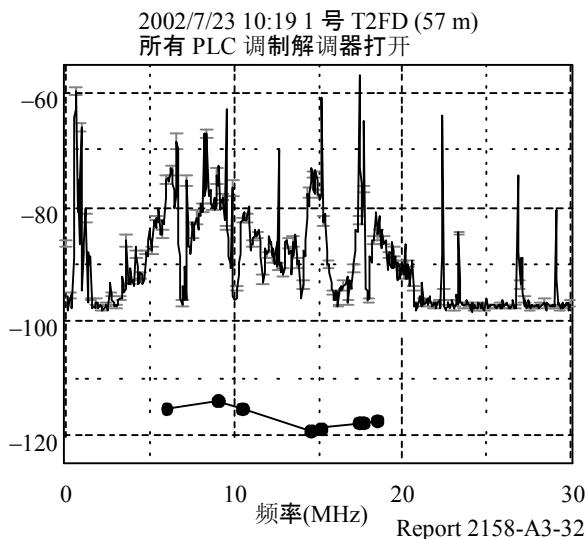
其中 η_0 是波阻抗并等于 120π , Z_0 是 50Ω , 和 λ 是波长。利用公式3并考虑到通过同轴电缆的0.8 dB的传输损耗, 计算得出的天线因子是-5.8 dB, 这一值与通过校正而测定的值相一致。

图A3-32 表示PLT的噪声与银河系射频发射电平之间的比较, 而银河系射频发射电平是用著名的格雷勒银河系(Galactic)射频发射频谱⁵⁸和校准的天线因子计算出来的。PLT噪声超过银河系噪声30 dB。

A3.4.4 UHF频带的杂散发射

对于射电天文观测而言UHF频带是大气的窗口, 这样就有可能对微弱的无线电来源进行高灵敏度测量。虽然宽带PLT调制解调器不用在如此高的频带, 但还是有必要测定PLT调制解调器引入的杂散发射。

图A3-32
全部制解调器工作时用1号T2FD测量HF频谱(图的较上)和
估算的格雷勒银河(Galactic)发射电平(图的较下)



图A3-33表示在3/4号PLT调制解调器工作期间, 在297至357 MHz频带内的动态频谱。当15点04分将调制解调器关机时清楚地观察到, 宽带噪声和一些窄带发射消失了。换句话说, 我们清楚地观察到了由PLT调制解调器导致的杂散发射。

没有明显的理由说明杂散发射是由测试中的调制解调器产生的。进一步的研究要求去调查PLT调制解调器中谐波和/或交叉调制成分的形成。进一步说, 当PLT调制解调器采用陷波

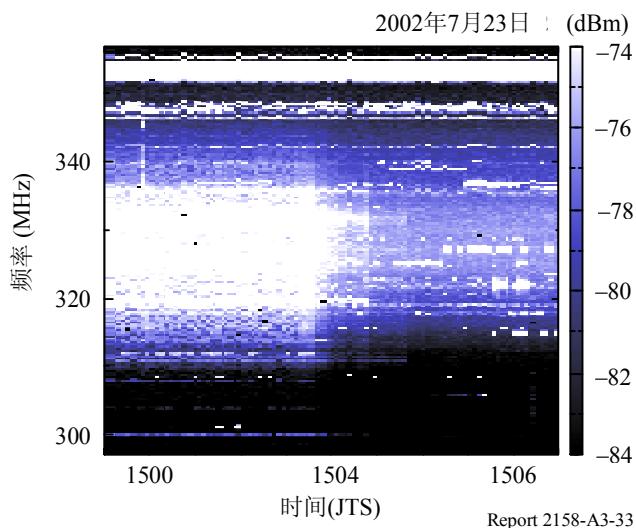
⁵⁸ ALEXANDER J.K., BROWN L.W., CLARK T.A., STONE R.G., 和 WEBER R.R. [1969] 0.4-6.5 MHz 之间宇宙无线电背景的频谱, *Astrophys.J.*, 157, L163。

时，电源线中出现的非线性成分可能导致产生交叉调制成分和陷波插入。

图A3-33

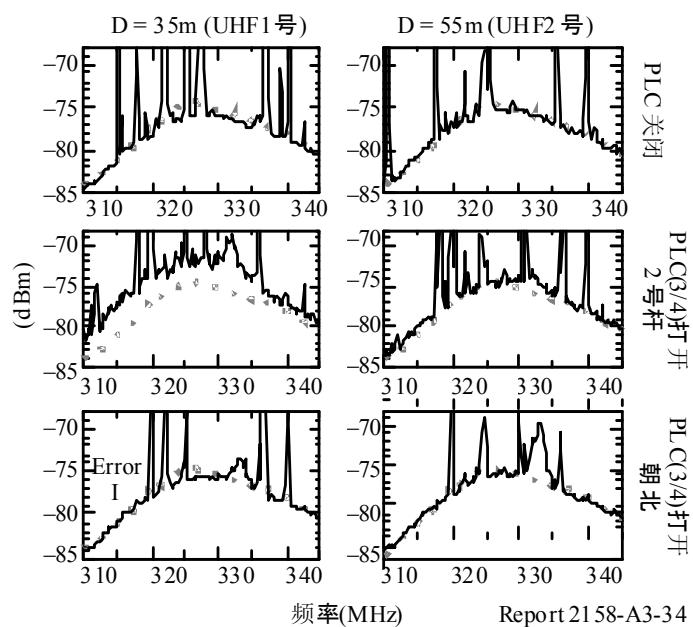
327 MHz左右的动态频谱

一旦3/4号 调制解调器15点04分关机，则宽带噪声和某些窄带发射都消失。



图A3-34表示相对于PLT设施，杂散发射电平与对数-周期天线的距离和方向的依赖关系。当PLT调制解调器关机或天线不朝向PLT设施时，检测不到杂散发射。另一方面，当天线接近PLT设施并朝向它时，就会接收到强的杂散发射。在1号UHF 的位置处，噪声空闲的增加达到约4 dB。这些结果表明，UHF频带的PLT调制解调器出现了杂散发射。

图A3-34



我们也对PLT在UHF频带的噪声电平与距离的依赖关系进行了评估。利用公式1计算的衰减系数是1.3，该值接近但稍微大于远场值。

我们就PLT设施的杂散发射和对数-周期天线的方向与距离的依赖关系在35 m处(左)和55 m处(右)进行了测量。最上图：PLT调制解调器未工作。中间图：3/4号PLT调制解调器工作而且天线还正对2号电线杆。最下图：与中间位置的布局相同，但天线指向相反的方向。在每一布局中，实线是围绕327 MHz频率的平均频谱，灰色虚线表示当接收机终止输入时的频谱。当PLT调制解调器关机和天线指向正北方向时，与PLT无关的一些环境噪声也可能被识别为接收到的窄带发射。最下图的左边指示的是测量中的一条典型的差错带。

A3.4.5 327 MHz处PLT的噪声电平与ITU-R RA.769建议书的规定值的比较

ITU-R RA.769建议书给出了对射电天文业务有害的干扰门限电平。在327 MHz的频带，我们从PLT设施的两个频率处得到了杂散发射电平，并与门限做了比较。围绕327 MHz的频带，主要是划分给了射电天文业务，在ITU-R RA.769建议书中，对射电天文观察有害干扰的门限电平定为-258 (dB(W/(m² Hz)))。从图A3-34看到，当3/4号PLT调制解调器工作时在327 MHz左右的1号UHF处的噪声电平是-72.1 dBm，而当PLT调制解调器关机时是-75.9 dBm。考虑了系统增益是51.2 dB、测量带宽是100 kHz以及天线增益12 dBi后，把杂散发射频谱功率的通量-密度估算为-206 (dB(W/(m² Hz)))。采用1.0的远-场衰减系数后，为保护射电天文观测所需的间隔距离被估算为12 km(见表A3-5)。

表A3-5

为保护射电天文业务与327 MHz的PLT应有的间隔距离

频率(MHz)	327
门限电平(dB(W/(m ² · Hz)))	-258
PLT杂散发射(dB(W/(m ² · Hz)))	-206
与2号杆的距离 (m)	35
间隔距离(km)	12

我们也试图在13.5 MHz处做类似的计算，但是在180 m(2号T2FD) 处测得的泄漏发射电平对于进行可靠地计算来说过于接近噪声空闲。

A3.4.6 结论

从HF频带的频谱测量表明，由于接入式PLT调制解调器而使噪声空闲电平显着增加。还看到泄漏发射电平大大高于射电天文信号的电平。从UHF频带的试验显示，杂散发射是由PLT调制解调器产生的。在两个频带处，因PLT调制解调器而产生的泄漏发射，要比ITU-R RA.769建议书规定的、对射电天文业务有害的干扰门限电平高得多。为保护射电天文观测免

受因一对接入式PLT调制解调器引起的杂散发射，327 MHz处的间隔距离为12 km是合适的。如果广泛采用接入式PLT 调制解调器，则积累的泄漏电平将增加很多，而且间隔距离也将更长。

为了对PLT调制解调器的输出功率设立一些限度之目的，这些研究清楚地论证了来自其功率谱密度为-50 dBm/Hz的PLT调制解调器的泄漏发射，带来了大量的环境噪声空闲并引起若干干扰。一种有效的实际限度必须要考虑诸多因素、如多部PLT单元、距离、传播通路和日常生活中碰到的电源布线系统的特性等等叠加起来的、对潜在受害接收机的影响

A3.5 距离间隔的测量

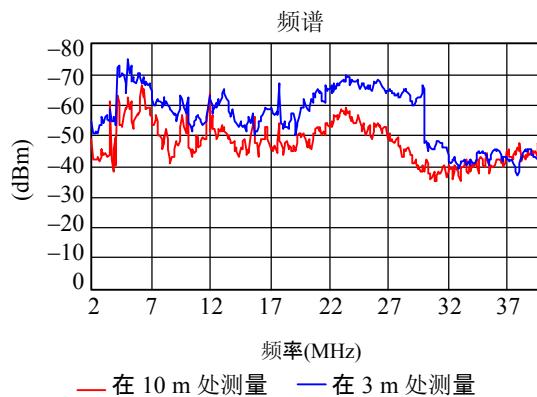
A3.5.1 巴西实施的距离间隔的测量

调查场强与距离的关系，以便对以下两种情况作出规定：用以保护HF站免受PLT干扰而需要的专用区的大小；测量要用的外推因子。图A3-35表示在水平距离3 m和10 m处测量的场强。

随着距离的增加，在4 MHz 和30 MHz频率之间测得的平均场强降低11.7 dB。

这一结果表明，40 dB/每10个距离的外推因子表示了一种高度近似的外推因子，那么对于测试地点方向的衰减，所计算的平均场强降低为9.47 dB (2.3 dB 的差值)。

图A3-35
在10 m和3 m处的测量



Report 2158-A3-35

A3.5.2 加拿大实施的距离间隔的测量

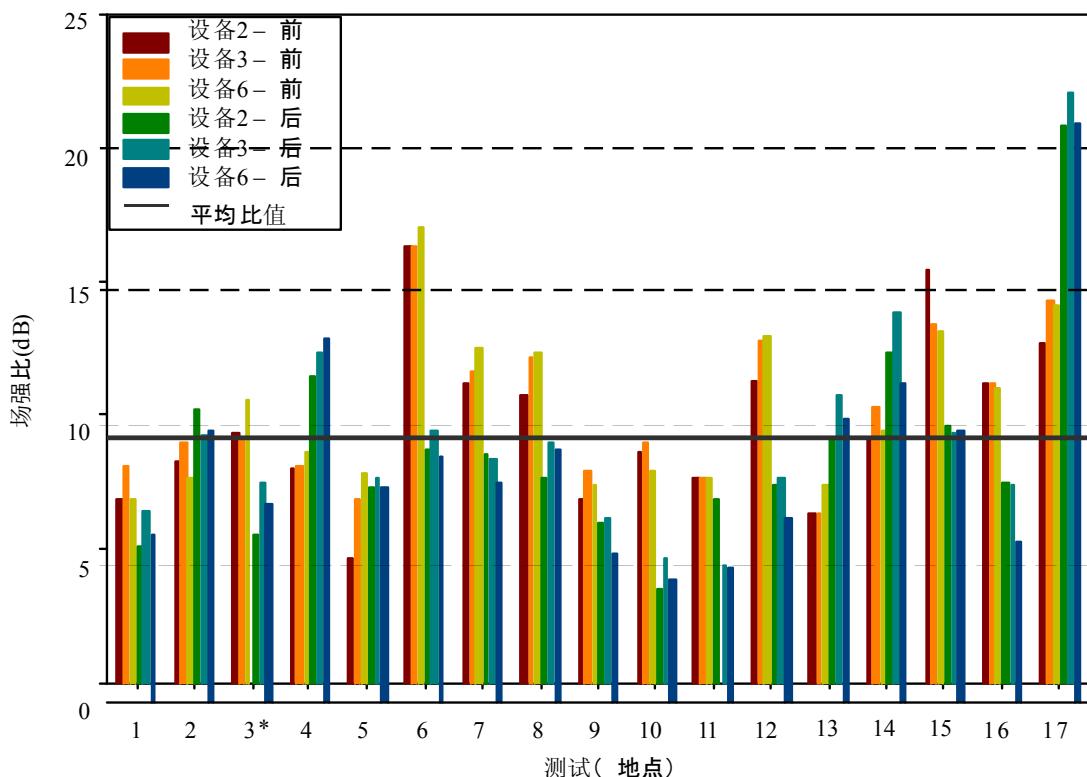
加拿大通信研究中心对3 m和4 m之间的射频场强比进行了研究，以便了解在PLT设备不同工作频率的传播损耗。在3 m处和4 m处测得场强之比的理论值可从自由空间的传播损耗公式推导出来。由于这是一种比值，所以该公式可简化为：

$$\text{Field strength ratio (dB)} = 20 \log \left(\frac{10 \text{ m}}{3 \text{ m}} \right) \approx 10.5 \text{ dB}$$

对于空间传播，上述公式假定距离的外推因子为20 dB/每10个距离。这样的话，理论上在3 m处应该有一个比10 m处大10.5 dB的功率。

图A3-36表示每一个测试地点的每一部设备在3 m和10 m处的场强比。为降低环境噪声的影响，仅仅对16 -28 MHz进行了计算。所有设备和所有测试地点测得的平均场强比是9.56 dB，比理论值低1 dB。根据这些测试结果，实际的外推因子是18.2 dB/每10个距离。

图A3-36
每个测试地点在3 m和10 m处的场强比



*图中所绘为测试地点3，但计算平均值时未考虑该地点，因为受到了相邻房间的PLT干扰。

Report 2158-A3-36

A3.5.3 日本在实施间隔测量中由室内PLT系统引起的泄漏电场与距离的依赖关系

A3.5.3.1 引言

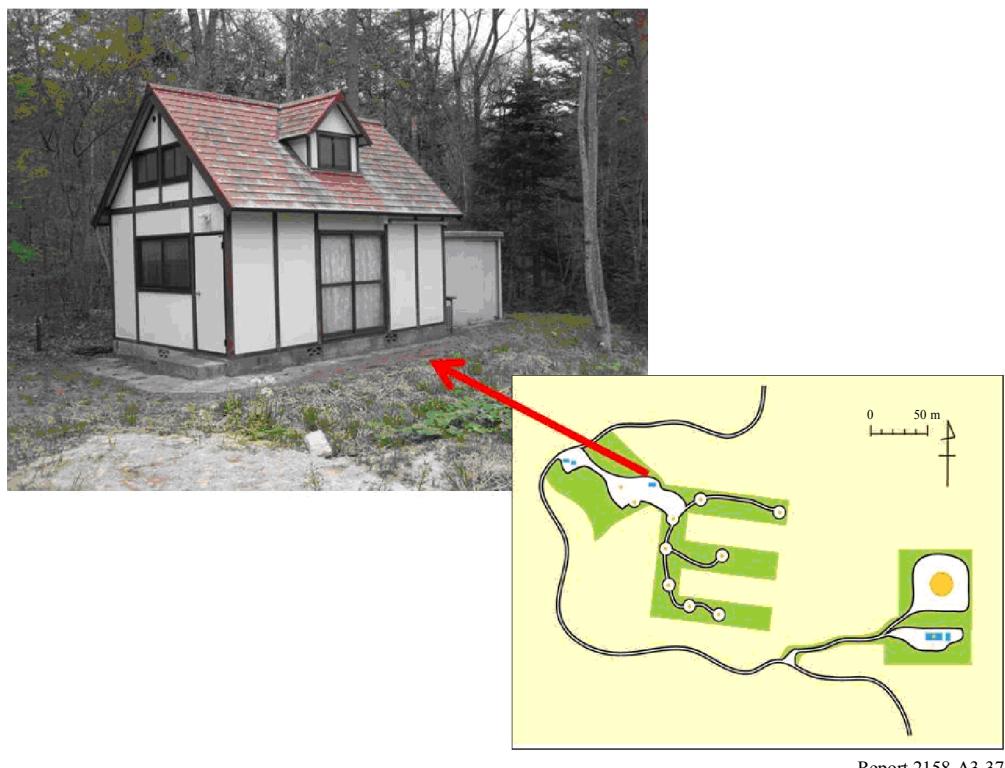
有关距离依赖性的信息(电场作为(与PLT调制解调器工作房子的)距离的函数而减少)，对于研究并获得无线电通信系统(符合无线电管理规定)与PLT系统之间的兼容性直至共存性是很重要的。按照这样的动机，我们在距离有室内PLT系统工作的房子5、10和30 m的地方对泄漏电场进行了测量，并成功得到了场强随距离和波长而变化的距离依赖性。

A3.5.3.2 测量⁵⁹

测量是在一所郊区的一层木屋(图A3-37所示)的真实环境下进行的。该房子的坐标是北纬 $37^{\circ} 42'$ ，东经 $140^{\circ} 40'$ 。该房子位于远山区。虽然房子周围森林环绕，但正对它的西、南和东南确是一片开阔地。

图A3-37

测量所用房屋及其周边地图



为了测量泄漏电场，测量点分别选在与该房子外墙正对的西、南和东南距离5、10和30 m的地方进行。我们采用了高1 m(下边缘)的无源环形天线(ETS-Lindgren 6512型；60 cm)。天线输出的测量用的是频谱分析仪(NEC的 SpeCAT2型)、以每8 kHz为一段在2 - 26 MHz内进行，解析带宽是8 kHz。测量用的是rms方式并记录在MAXHOLD.内。因为泄漏电场具有三个独立分量(x-, y-, z方向),所以我们在每个测量点都进行三个分量的测量，然后把它们综合到全部电场强度中。

⁵⁹ OHISHI, M., KITAGAWA, M., MISAWA, H. and TSUCHIYA, F. [September 2009] 室内宽带电力线通信引起的泄漏发射 (1) — 在一定距离处场强的测量和共模电流的直接测量。IEIEC Tech. Rep., EMCJ2009-40。

我们也测量了房内的共模电流。因为该测量房的室内电源线外露在其墙内，所以有可能利用电流探测器、在沿电源线的若干点处直接测量共模电流。从电流探测器输出的功率是用频谱分析仪测量的，该频谱分析仪就是用来测量电场的那台频谱分析仪，具有相同的频率间距、测量点、频率解析和测量模式。然后就从电流探测器的输出获得共模电流。用同样的过程可测量流出PLT调制解调器的差(分)模(式)和(公)共模电流。

表A3-6表示已在日本商用的、室内用PLT调制解调器的细节。把一对PLT调制解调器插在室内插座上。每部调制解调器都连接一台个人计算机。通过PLT调制解调器，将大的文件从一台计算机发送到另一台计算机的方式传送数据。泄漏电场强度和电流的测量是在文件传送期间进行的。若要测量环境噪声，则应将PLT调制解调器从插座处断开。

表A3-6
测量用PLT 调制解调器

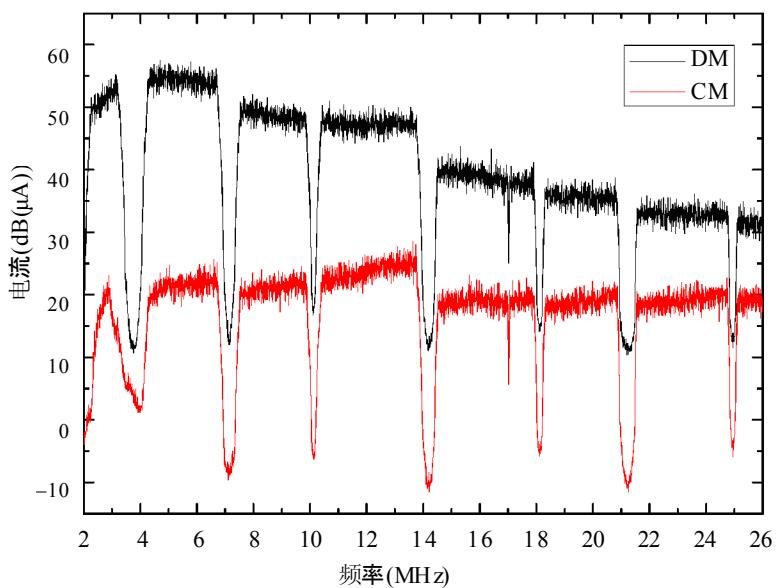
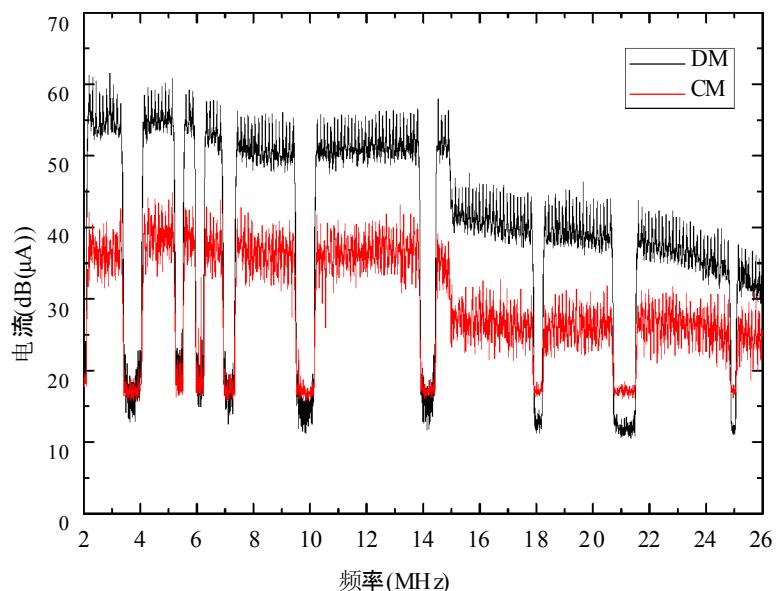
PLT标准	频率范围 (MHz)	数据速率 (物理层) (Mbit/s)
HD-PLC	2-28	210
UPA	2-30	200

A3.5.3.3 测量数据

图A3-38表示在PLT输出端口之后紧接着的差模与共模电流。为传送数据，PLT调制解调器将差模电流注入到电源线，其中的部分差模电流、在电源线上分布的不平衡部件处，被转换成共模电流。转换度与不平衡部件有关。图A3-38并不是经转换的共模电流，而是PLT调制解调器产生的(注入或发射的共模电流)。

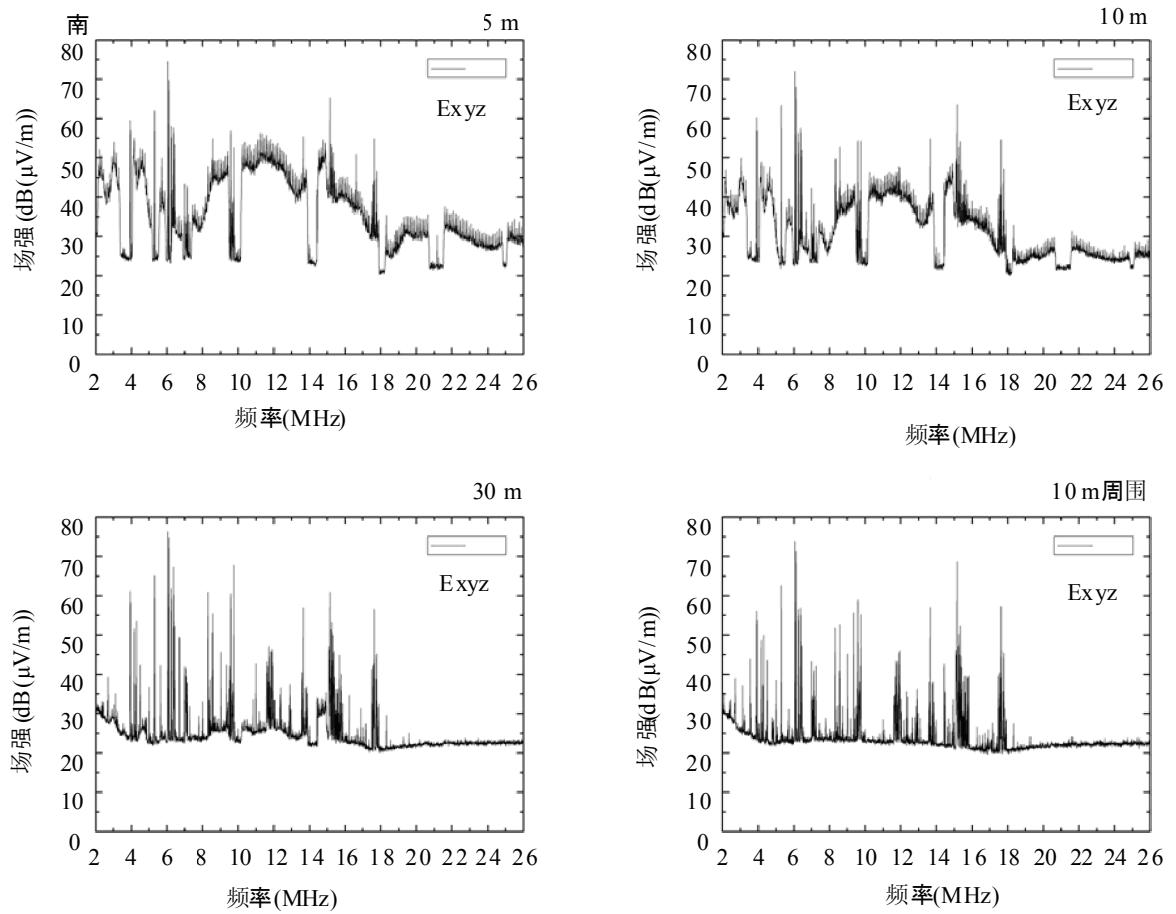
图A3-39至图A3-41分别表示正对南、东南和西方向的HD-PLC型调制解调器的泄漏电场强度。

图A3-38
HD-PLC调制解调器(上图)和UPA调制解调器(下图)
差模(DM)电流和共模(CM)电流



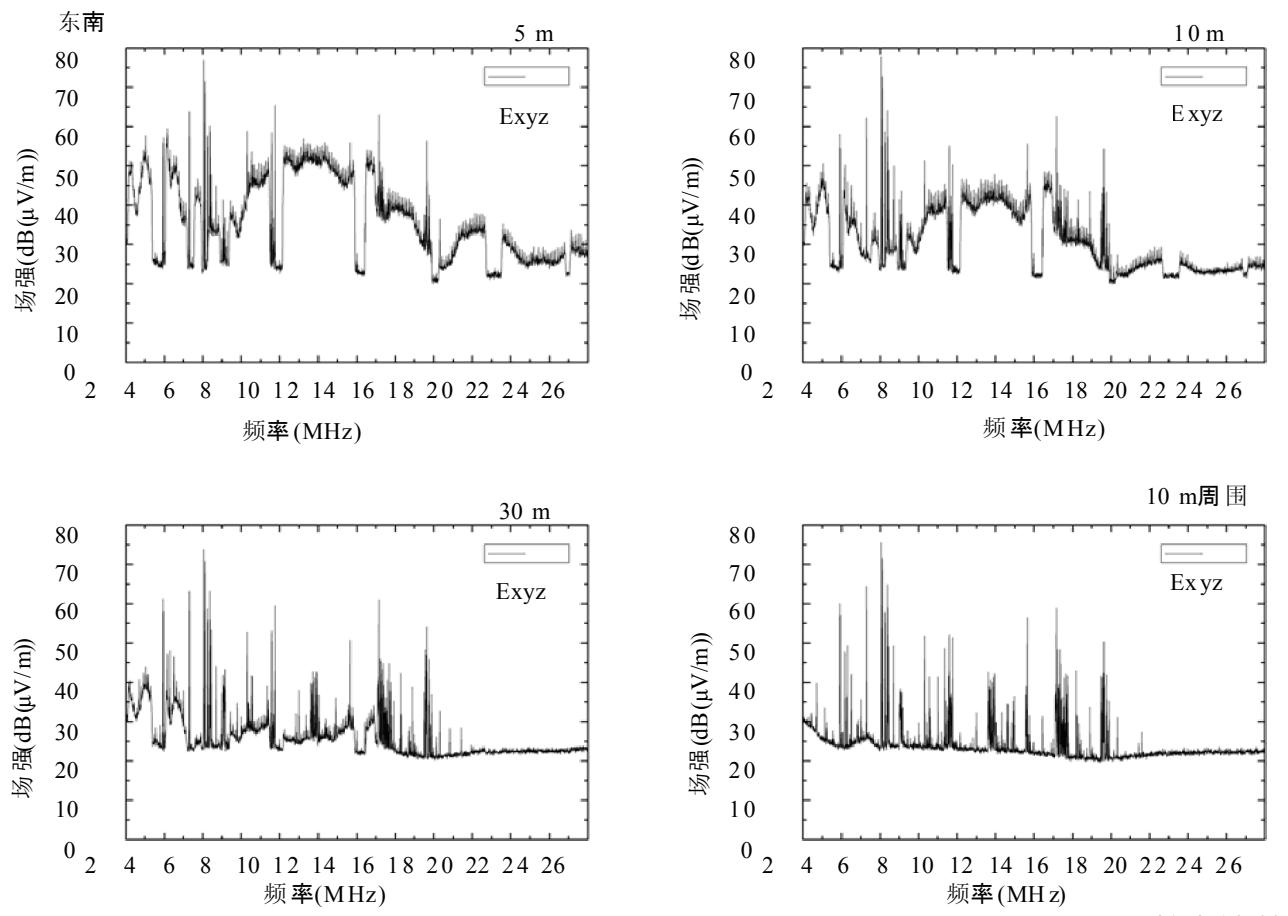
Report 2158-A3-38

图A3-39
朝向南面的HD-PLC调制解调器泄漏的场强(dB(μV/m))



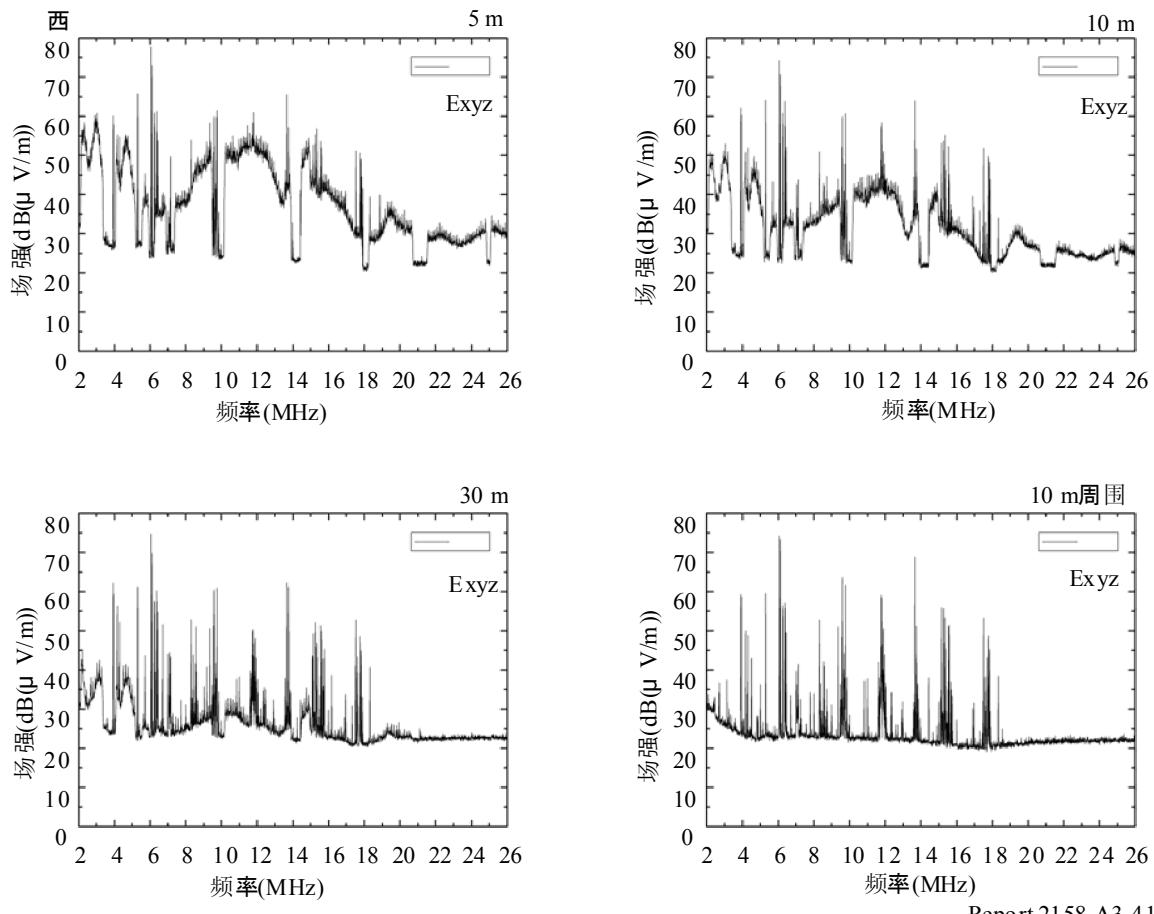
Report 2158-A3-39

图A3-40

朝向东南面的HD-PLC调制解调器泄漏的场强(dB(μ V/m))

Report 2158-A3-40

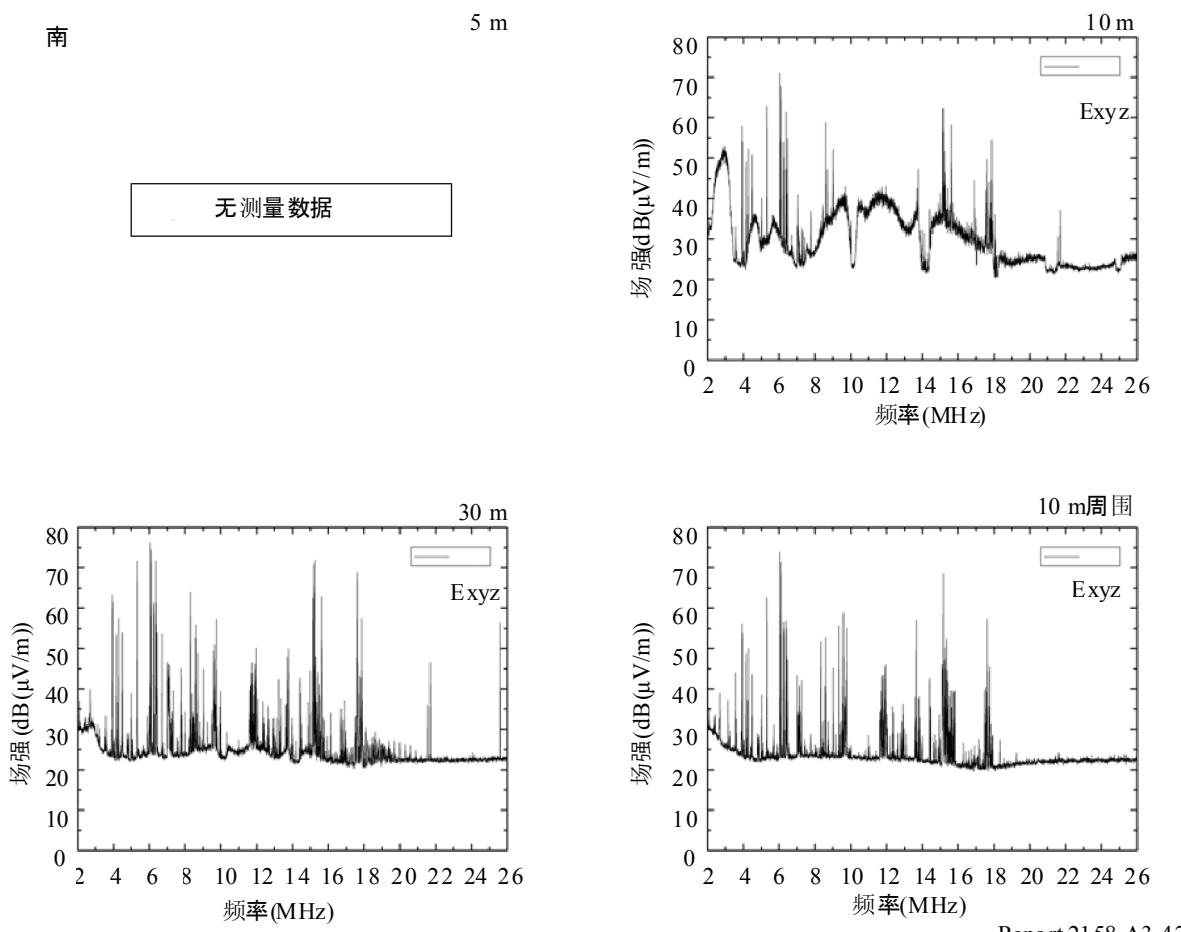
图A3-41
朝向西面的HD-PLC调制解调器泄漏的场强(dB(μ V/m))



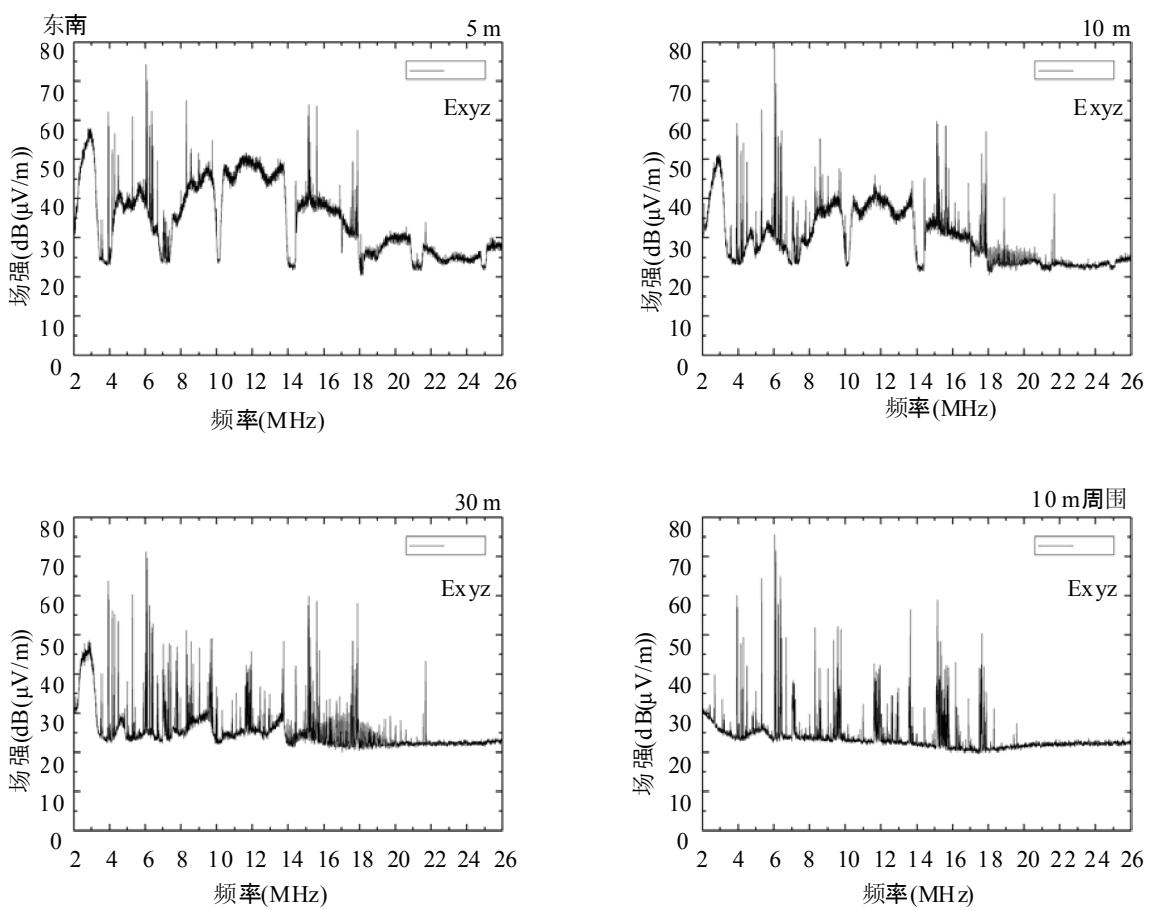
Report 2158-A3-41

图A3-42 - A3-44分别表示正对南、东南和西方向的UPA型调制解调器的泄漏电场强度。
注意：因测量差错，我们不能包括正对南、距离5 m处的电场数据。

图A3-42

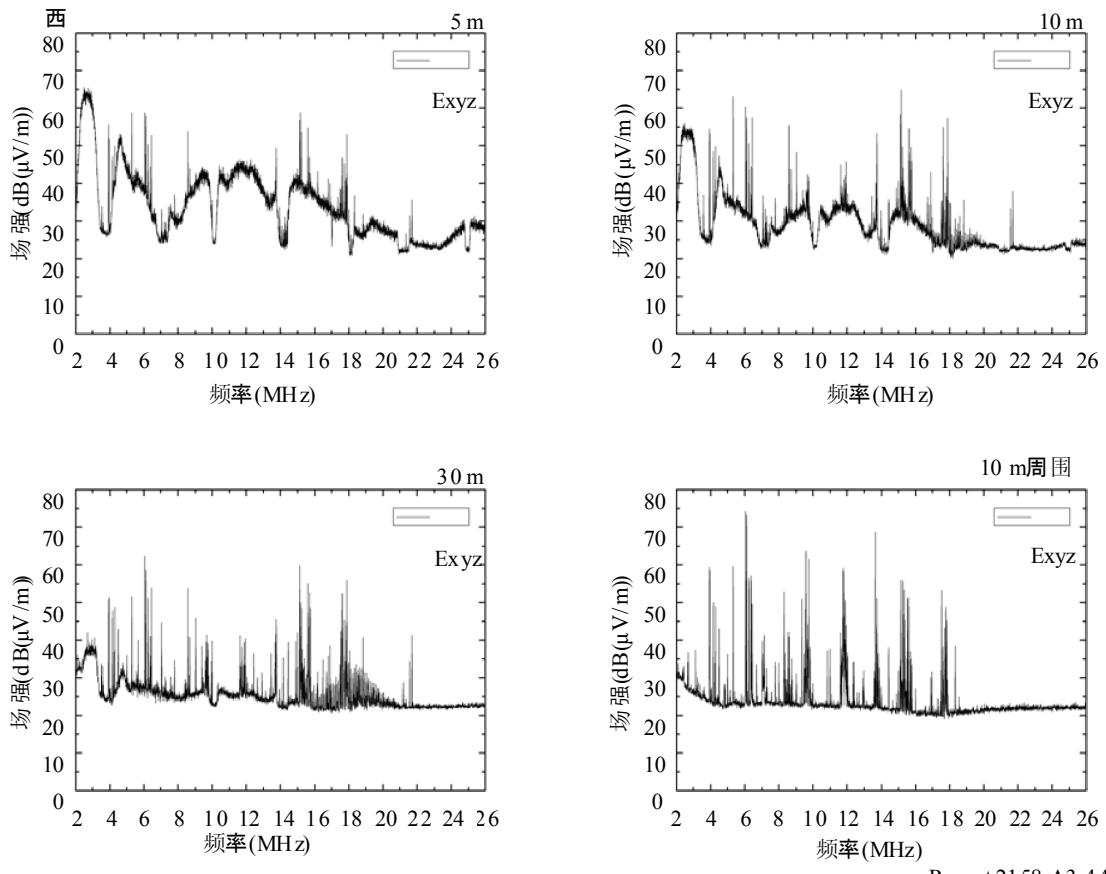
朝向南面的UPA调制解调器泄漏的场强(dB(μ V/m))

图A3-43
朝向东南面的UPA调制解调器泄漏的场强(dB(μV/m))



图A3-44

朝向西面的UPA调制解调器泄漏的场强(dB(μV/m))



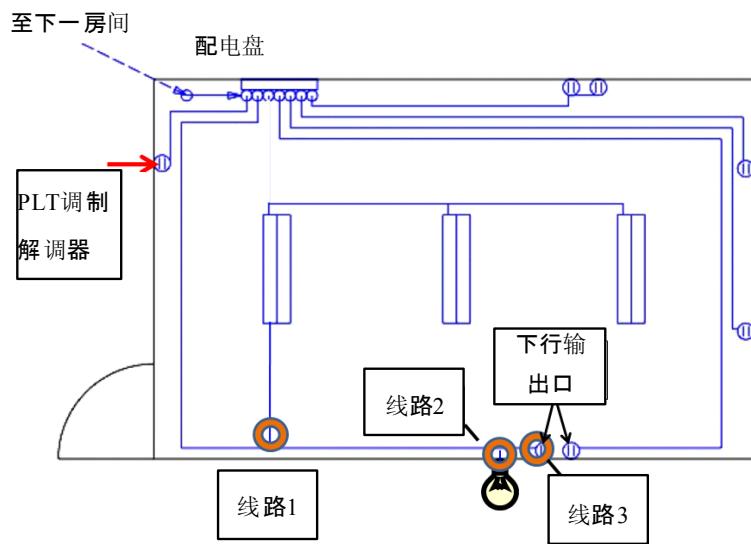
Report 2158-A3-44

图A3-45 表示，测量室连同直接测量共模电流的各个测量点处的室内电源线的分布。房子的面积是 5.4×3.6 m。测量室的电源线分布网络是那种简单的分布网络；电源线的主要部分是从配电盘水平延伸开来的。我们选择了三个点：

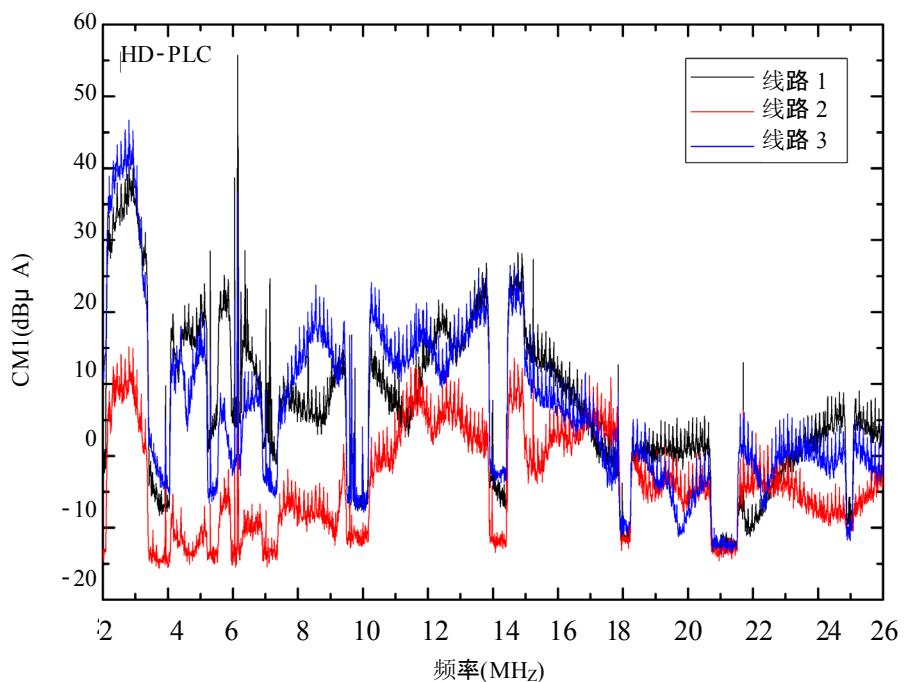
- 1号线位置：电源线被分支为两条，
- 2号线位置：连接灯具的另一支线，
- 3号线位置：接近电源线的末端。

图A3-46表示在三个点处共模电流的测量。我们清楚地看到，共模电流是随着电源线的各个点而变化的。本例中，大约40 dB(μA)的最大共模电流是在2号线和3号线处、2.8 MHz左右的频率上测量的。应该注意到，很清楚地观察到有一些广播信号(例如6 MHz左右)。这本身就意味着电源线就是一个很好的接收天线。

图A3-45
测量房室内电力线网的分布



图A3-46
室内电源线的共模电流直接测量举例



A3.5.3.4 距离依赖性的论证

为了论证距离依赖性，我们选择了三个频带，即2 896-3 200 kHz, 10 304-10 592 kHz 和 14 502-14 792 kHz。之所以选择这些频带是因为在这些频带内，没有用实际测得的环境数据判断过不同无线电业务信号(图A3-39至图A3-44)。对每一频带，我们计算了平均场强及其标准偏差，这些均示于图A3-47。

在HF频带，近场和远场($\lambda/2\pi$)之间的边界约为25 m(对2 MHz)至1.5 m(对30 MHz)。因此要求将这一事实考虑进去，以便找到一种合适的模型去解释已测场强的分布。我们已经发现偶极辐射模型将给出很好的近似：

$$E = \frac{Z_0 IL}{2\pi D} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2\pi D}\right)^2 + \left(\frac{\lambda}{2\pi D}\right)^4} \quad (\text{A3-4})$$

其中：

- E*: 场强
- Z₀*: 空间阻抗
- I*: 电流
- L*: 电线长度
- λ*: 波长
- D*: 距离。

假定*L* = 5 m, 电流*I*可通过对模型曲线和已测场强的比较获得。所获得的(共模)电流值分别是3 MHz 频带、42 dB(μA), 10 MHz 频带、24 dB(μA)和14 MHz、20 dB(μA)。图A3-47也示出了模型曲线。

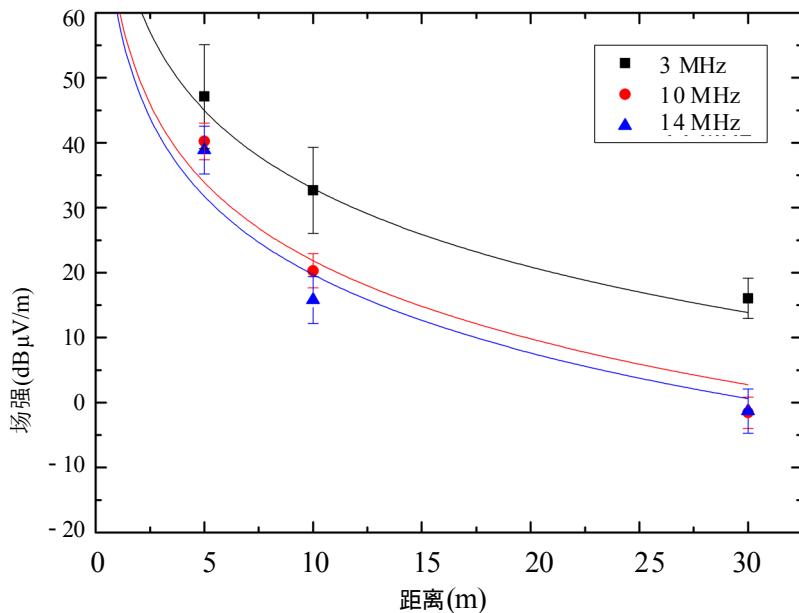
图A3-47中获得的共模电流值比图A3-46中测得的共模电流值略小一些。当我们考虑到墙壁衰减时，就有可能协调共模电流的直接测量值和估算值之间的差。简单的电源线结构(图A3-45)将与偶极辐射近似。⁶⁰

A3.5.3.5 小结

利用室内PLT调制解调器，对泄漏电场强度和沿电源线的共模电流进行了测量。根据这些已测数据，我们发现偶极辐射模型对表述场强以及与辐射源的距离之间的关系，是一种很好的近似方法

⁶⁰ VICK, R. 电力线通信系统引起的家用电源布线辐射性发射的估算。EMC Zurich Conf., (2003年2月), pp.87-92。

图A3-47
电场强度分布和模型曲线的举例



公式(A3-4)表示近场的情况:

$$E \approx Z_0 \frac{IL\lambda}{8\pi^2 D^3} \quad \text{对于} \quad \frac{\lambda}{2\pi D} \gg 1$$

和远场的情况:

$$E \approx Z_0 \frac{IL}{2\lambda D} \quad \text{对于} \quad \frac{\lambda}{2\pi D} \ll 1$$

所以, 距离的依赖关系并非一种简单的情况(例如, 20 dB/十倍频程或40 dB/十倍频程), 并且应该按照波长与距离之比谨慎地选择。

附件3的 附录1

居住环境下工作的室内PLT设备 引入电磁辐射的测量 – 现场测试报告

“居住环境下工作的室内电力线通信(PLT)设备引入电磁辐射的测量 – 现场报告”, 通信研究中心(加拿大), 2009年3月24, URL:

<http://www.nabanet.com/nabaweb/members/pdf/itur/CRCReport.pdf>
或参见文件 1A/176号文件的附件1。

附件4

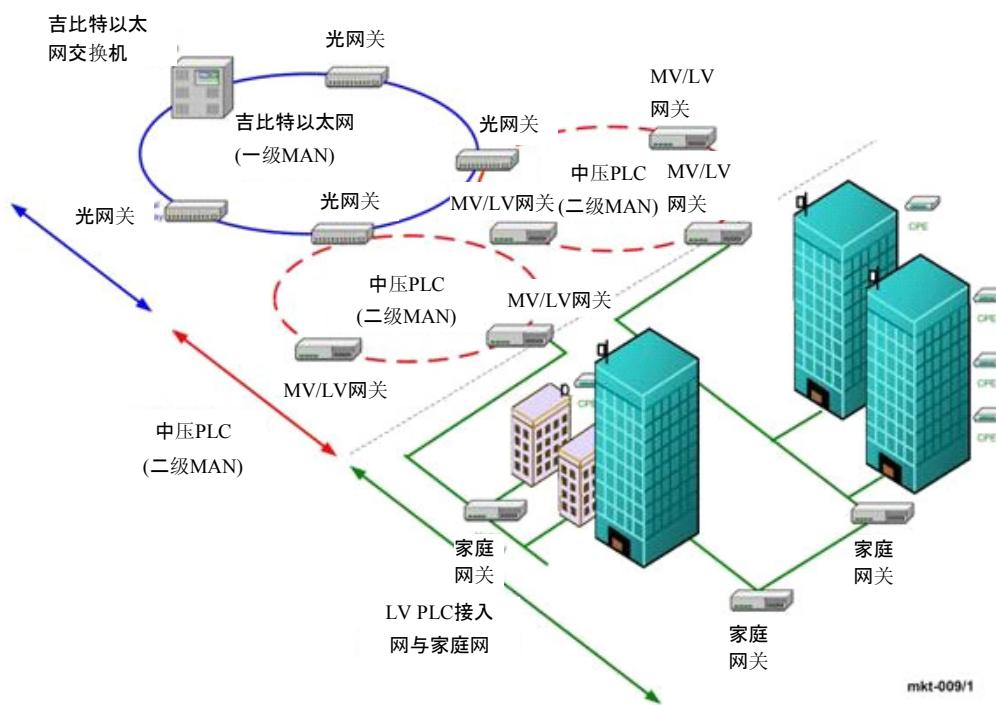
PLT技术设计示例

A4 PLT技术设计示例

A4.1 PLT的网络拓扑示例

图A4-1所示是一个PLT的网络拓扑结构的例子。在这个例子中，光传输回路通过光-PLT网关连接MV配电线或光纤环。MV环通过MV-LV PLT网关连接至LV配电网，LV配电网上有客户端设备(CPE)连接。数据在客户终端之间流动，通过家庭网关到达和来自前端(未画出)，这些前端可能连接到MV/LV网关(变电站)处的网络。

图A4-1
PLT网络拓扑示例



PLT的网络架构可分成三个主要部分，每个都有自己的架构：

- 一个回路，理想状态是一个光纤环。
- 一个MV PLT环，采用频分或时分方案。
- 一个LV PLT环，一般为树状拓扑或星状拓扑。

A4.2 一般设计中考虑的因素

A4.2.1 介质访问控制

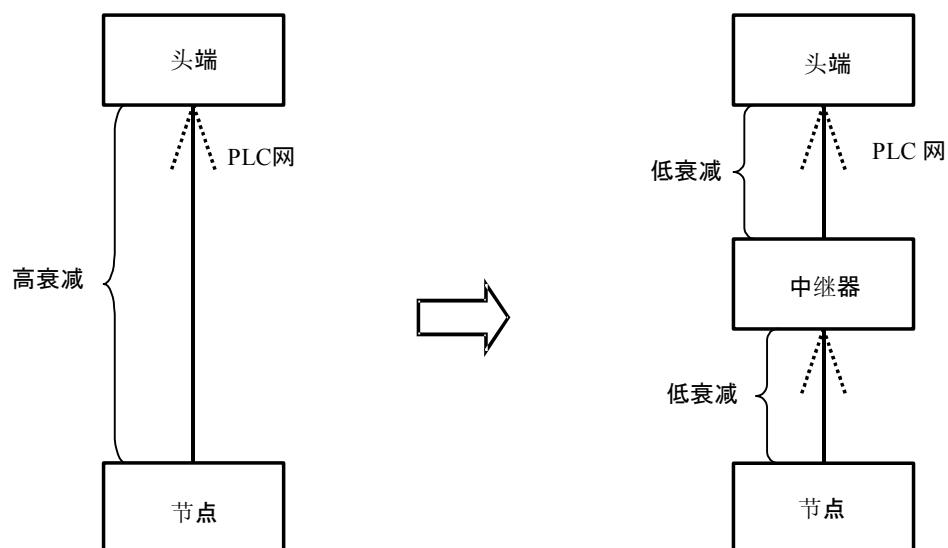
介质访问控制(MAC)的目的是分配不同用户间的接入。它必须能够应付不同的架构，并且要求：

- 主-从方式，这里有一个头端设备(HE)和用户终端设备(CPE)之间的数据连接。这是LV网络的常规方式。
- 中央控制器方式，允许网络中两个设备间的直接连接，一般应用在MV环中。

A4.2.2 中继器

由于电力线通路的高衰减，因此有时有必要使用中继器(在MV和LV网络中)实现电网的全面覆盖。这些中继器没有明确的显示在图A4-2中，可在需要时安装，以保证到达每个节点的信号是充足的。

图A4-2
中继器的典型应用



A4.2.3 复用和多址接入方式

PLT系统可以设计成不同的复用和多址接入方式：

- 频分。
- 时分。

为了避免MV和LV间的干扰，每个PLT网络可使用不同的频率范围。这在LV/室内边界同样适用。频分也可用于建筑物底部的LV中继器，它允许在不用的建筑物中复用频率。如果PLT设备只部署在LV或MV中，可以应用时分多址接入(TDMA)。

A4.2.4 距离

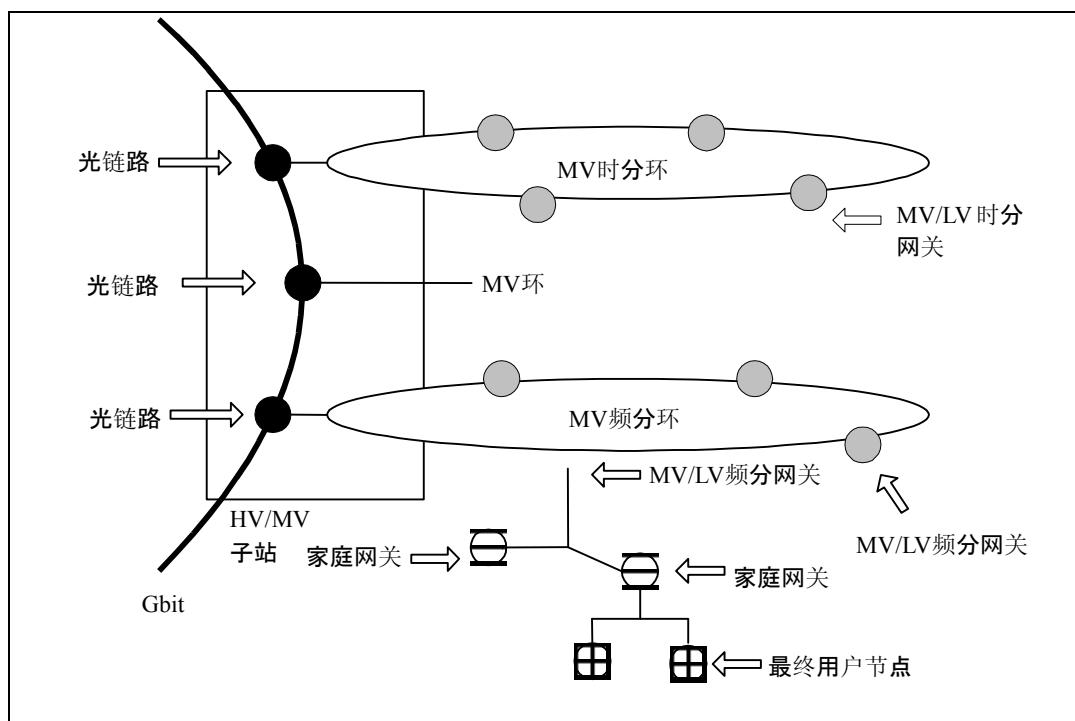
PLT网络中两个节点间或头端(主)和家庭网关(从)间的距离有时太长, 接收设备不能正确获得数据。在此情况下, 有必要使用中继器。

A4.3 MV配电线路PLT网络架构

图A4-3所示是一个MV-PLT的架构示例, MV环连接到一个光传输回路上。根据需要延迟和安装特点, 这些环可以使用时分或频分。环的每个节点可连接到一个VL-PLT网络上。

图A4-3

MV配电线路中PLT网络架构示例



A4.4 低压配电线路中PLT的网络架构

低压配电线路中的PLT网络是网络连接回路到用户的最后一步。它直接受客户终端的电源网络特性的影响。这些是影响LV PLT架构的主要因素:

网络位置 – 一个PLT网络可以被放置在住宅、工业或商业区, 这里有农村、郊区和城区住宅区的区别。工业和商业区域以用户数高为特色, 是PLT业务的潜在用户。还预计, 与工业特别是住宅区的用户相比, 商业区用户的需求不同。类似的差异也存在于郊区和市区应用区域。

用户密度 – LV网络中使用者/定用者的数量和集中程度由于网络不同而变化。大部分用户在单个住宅中(低用户密度)，这在农村和郊区的应用较典型；在包括一些个人客户的小街区中(如城区住宅区域)；在有大量平房或办公室的建筑物中；或者在公寓或商业大厦中(非常高的用户密度)，如在大型商业宿舍。

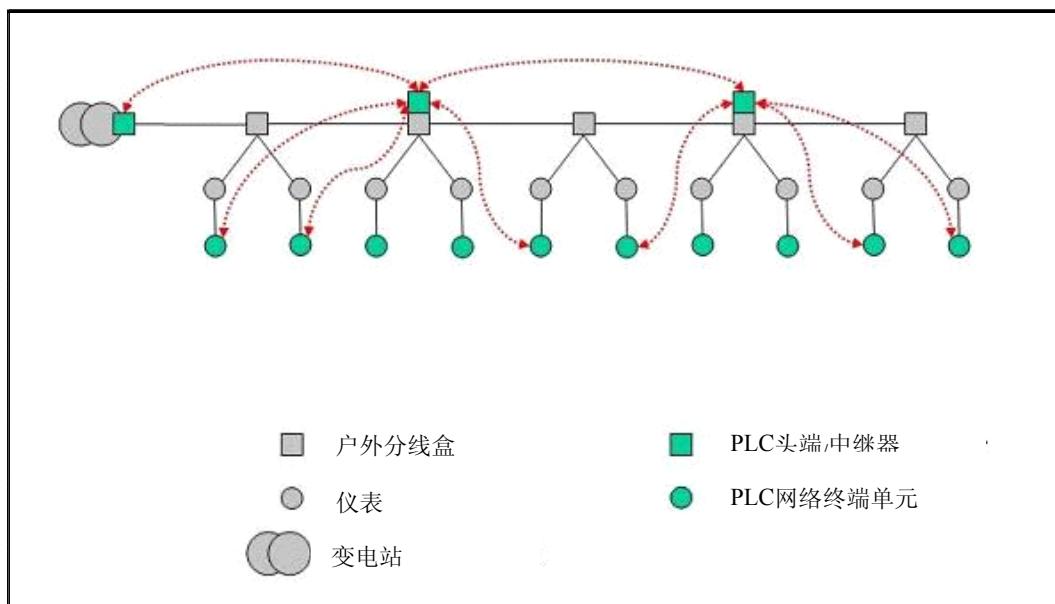
网络长度 – 变压器单元和LV网络用户间的最大距离也随位置不同变化。一般来说，城市和农村应用区域间的网络长度差距显著。

网络设计 – 低压网络一般由一些网段(分枝)组成，网段的数量也随着网络的不同而不同。

A4.4.1 低密度PLT网络拓扑

该拓扑对应低密度住宅区，主要是单个住宅。头端必须安装在变电站中。之后，为了获得较好的性能，中继器间(或是头端和一个中继器)的距离应该不大于100 m。这通常意味着两个中继器间不超过两个街区。另一个要求是中继器和网络终端单元(NTUs)间的距离。在一些地方，有必要在中等街区安装额外的中继器，来提高有些用户的性能。一个部署在该拓扑的例子如图A4-4所示。一般来说，在一个300 m长的馈线上有3到4个中继器。图A4-4中，虚线表示：来自一些网络终端单元的数据必须经第二个街区的传输才到达一个中继器。

图A4-4
低密度PLT网络拓扑



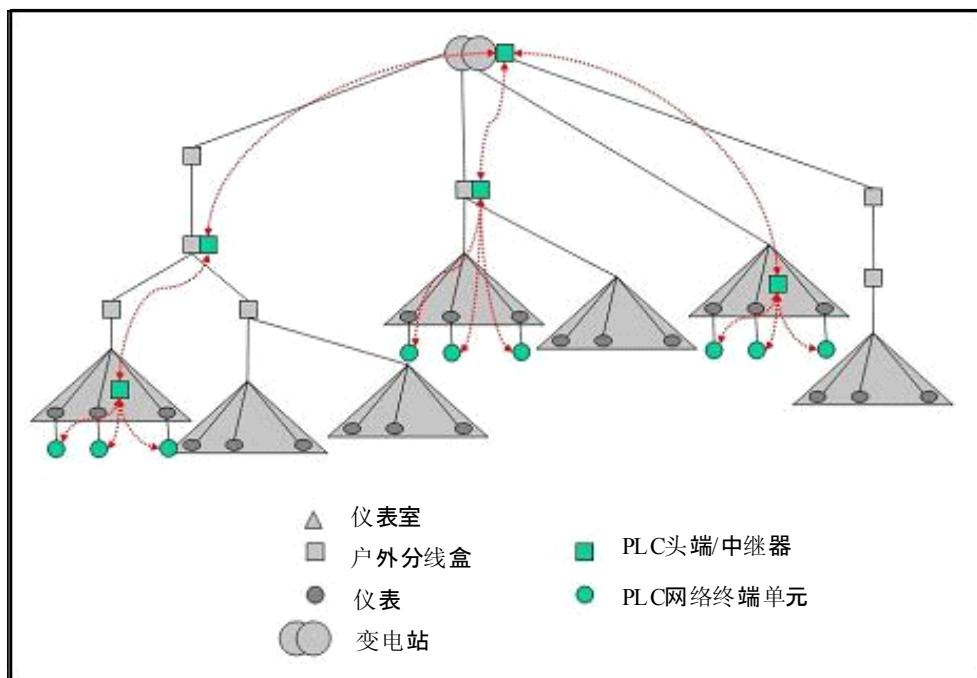
A4.4.2 高密度PLT网络拓扑

这些拓扑对应有建筑物的高密度区域。仪表应集中在电表房。从变电器到电表房直接连接。有两种情况：馈线直接到电表房(树型拓扑)或每个馈线连接多于一个的电表房(星型拓扑)。在下面几节中出现了这两种不同的拓扑。在变电器和建筑物线路间，也可能存在单个仪表。

A4.4.3 PLT星型网络拓扑

头端必须安装在变电站中。中继器一般安装在电表房中，但这种情况下，变电器和电表房间的距离太大，需要在中型街区中安装额外的中继器。

图A4-5
星型PLT网络拓扑示例



A4.4.4 PLT树型网络拓扑

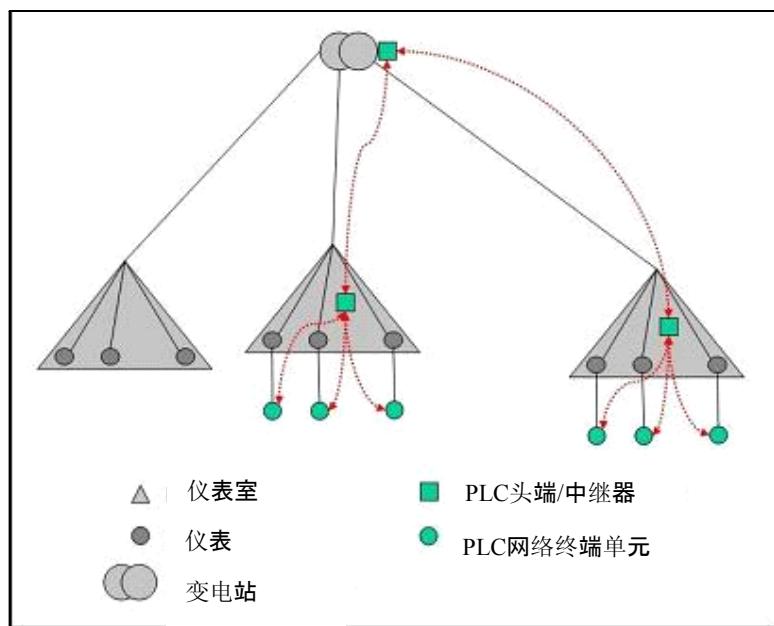
在这种拓扑中，头端必须安装在变电站中，中继器在每一个电表房中。

A4.4.5 PLT多层网络拓扑

该拓扑对应有建筑物的高密度区域，计量仪表可以分布在不同的层。

顶部终端必须安装在变电站中。通常在每个建筑物中安装一个中继器。为了覆盖整个建筑，中继器应尽量位于建筑物的中央，但要始终与控制或其他中继器。例如，在一个六层的建筑里，中继器应位于3层，但可以放在2层以增加头端的吞吐量。如图A4-7所示，在一个三层的建筑里，中继器应在1层和2层之间。

图A4-6
树型PLT网络拓扑示例



图A4-7
多层次PLT网络拓扑示例

