

国 际 电 信 联 盟

ITU-R

国际电联无线电通信部门

ITU-R SM.2212报告
(06/2011)

**电力线通信系统对工作在80 MHz
以上的VHF和UHF频段无线电
通信系统的影响**

**SM 系列
频谱管理**



国际电信联盟

前言

无线电通信部门的作用是确保所有无线电通信业务，包括卫星业务，合理、公平、有效和经济地使用无线电频谱，并开展没有频率范围限制的研究，在此基础上通过建议书。

无线电通信部门制定规章制度和政策的职能由世界和区域无线电通信大会以及无线电通信全会完成，并得到各研究组的支持。

知识产权（IPR）政策

ITU-R的知识产权政策在ITU-R第1号决议附件1引用的“ITU-T/ITU-R/ISO/IEC共同专利政策”中做了说明。专利持有者提交专利和许可声明的表格可从<http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/en>获得，该网址也提供了“ITU-T/ITU-R/ISO/IEC共同专利政策实施指南”以及ITU-R专利信息数据库。

ITU-R 系列报告

（可同时在以下网址获得：<http://www.itu.int/publ/R-REP/en>）

系列	标题
BO	卫星传输
BR	用于制作、存档和播放的记录；用于电视的胶片
BS	广播业务（声音）
BT	广播业务（电视）
F	固定业务
M	移动、无线电测定、业余无线电以及相关卫星业务
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	卫星固定和固定业务系统之间频率共用和协调
SM	频谱管理

注：本ITU-R报告英文版已由研究组按ITU-R第1号决议规定的程序批准。

电子出版物
2011年，日内瓦

© ITU 2011

版权所有。未经国际电联书面许可，不得以任何手段翻印本出版物的任何部分。

ITU-R SM.2212 报告

电力线通信系统对工作在80 MHz以上的
VHF和UHF频段无线电通信系统的影响

(ITU-R 221-1/1号研究课题)

(2011年)

目录

页码

1	引言	4
2	VHF和UHF频段PLT系统射频频率辐射特征	5
2.1	PLT调制解调器干扰辐射	5
2.2	水平极化PLT干扰场强	6
2.3	垂直极化PLT干扰场强	7
2.4	PLT对FM和DAB系统的干扰	7
2.5	结论	7
3	VHF和UHF频段无线电系统特征、保护准则以及PLT系统对无线电通信系统的影响	8
3.1	广播业务	8
3.1.1	80 MHz以上广播系统相对于PLT系统的最小可用场强	8
3.1.2	广播接收系统最大干扰场强密度	10
3.2	业余和卫星业余业务	11
3.2.1	144-148 MHz频段背景噪声电平	12
3.2.2	144-148 MHz频段业余电台特征	12
3.2.3	220-225 MHz频段业余电台保护要求	12
3.2.4	420-450 MHz频段业余电台保护要求	12
3.2.5	家用环境具有类似要求的其他业务	13
3.3	航空移动业务	13
3.4	水上移动业务	16
3.5	无线电测定业务	16
3.6	陆地移动业务	16

3.7	射电天文业务	17
3.8	卫星移动业务	17
3.8.1	频段	17
3.8.2	保护准则	18
3.8.3	系统参数	18
3.8.4	406-406.1 MHz频段具体情况	20
3.9	卫星无线电导航业务	20
3.9.1	频段	20
3.9.2	保护准则	20
3.9.3	系统参数	20
3.10	其他无线电通信系统/应用	21
3.10.1	无线医疗植入式通信系统	21
4	防止或消除干扰的潜在途径	21
4.1	自适应EMC措施	21
4.2	常态陷波	23
4.3	动态陷波	23
4.4	地理定位陷波	24
4.5	ITU-T G.9960建议书有关发射功率控制	25
4.5.1	发射PSD掩码的构造	25
4.5.2	发射PSD掩码通知	26
4.5.3	PSD 上限	26
4.5.4	参考文献	27
4.6	防止或消除干扰问题结论	27
5	总结	27
	附件1 – VHF和UHF频段噪声辐射和传播方面的考虑	28
A1	开关支路模式转换详细分析	28
A1.1	单向承载串联支线的平衡传输线混合模式散射矩阵	28
A1.1.1	理论表述	28
A1.1.2	结果	31
A1.1.3	结论	36
	附件2 – VHF和UHF频段潜在干扰分析	36
A2	工作在80至200 MHz的VHF频段电力线通信系统谐波对VHF/UHF无线电系统的干扰	36

页码

A2.1	家用无线电系统	36
A2.1.1	结论.....	37
A2.2	30 MHz-380 MHz 频率范围航空无线电和PLT内部设备之间的兼容性	37
A2.2.1	航空无线电干扰兼容性分析.....	38
A2.2.2	根据航空无线电要求进行的PLT干扰限制计算.....	39
A2.2.3	PLT系统标准限值造成的功率流量密度的计算.....	41
A2.2.4	机载接收机要求的干扰门限值与PLT系统导致的干扰之间的比较.....	43
A2.2.5	结论.....	44
A2.3	适用于飞行器无线电通信和无线电导航系统的PLT聚集模式	44
附件3 – VHF和UHF频段PLT系统射频频率辐射		45
A3	VHF和UHF频段PLT系统射频频率辐射	45
A3.1	GmbH广播技术研究所对PLT调制解调器的测量	45
A3.1.1	测量综述.....	45
A3.1.2	PLT 性能.....	46
A3.1.3	频谱测量.....	47
A3.1.4	Belkin PLT调制解调器“电力线吉比特” F5D4076-S v1干扰辐射	51
A3.1.5	水平极化场强.....	52
A3.1.6	垂直极化场强.....	54
A3.1.7	FM 和DAB接收真实干扰	55
A3.1.8	IRT 测量结论	56
A3.2	通信研究中心（加拿大）对PLT调制解调器的测量	56
A3.2.1	CRC测量过程和传导辐射结果.....	56
A3.2.2	CRC测量结论.....	58
A3.3	CBS 广播和国家公共广播电台对“吉比特” PLT调制解调器的测量.....	58
A3.3.1	测量过程.....	58
A3.3.2	Belkin “吉比特电力线HD” F5D4076-S v2 PLT调制解调器传导辐射测量结果.....	59
A3.3.3	Belkin “吉比特电力线HD” F5D4076-S v2 PLT调制解调器对FM接收机的干扰.....	62
A3.3.4	CBS/NPR 测量结论	63

	页码
A3.4 BBC 对PLT网络辐射的测量	63
A3.4.1 引言	63
A3.4.2 屏蔽室内的测量	64
A3.4.3 家庭A测量	66
A3.4.4 家庭B测量	68
A3.4.5 结论	70

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(ITU-R 221/1号研究课题)的一部分, 本报告涵盖了与VHF和UHF频段电力线通信系统(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要求。本报告是对ITU-R SM.2158报告的补充完善, 后者已经提供了从LF频段至约80 MHz 的频率范围内的相关信息和指南。

PLT技术的近期发展表明, PLT系统能够使用80 MHz以上的频率。未来技术发展可能实现PLT在UHF频段的使用。

目前, PLT应用主要有两大类:

- 接入(室外) PLT, 其目标市场为变电站与用户之间的最后一英里(即1.2 km), 因此可以作为电信本地环路的一种接入方式。
- 室内PLT, 用于将信号(比如来自接入PLT或者DSL的信号, 以及甚至可能是在家里的与接入网络没有连接的数据源)分配到建筑物内的电源插座上。

根据现有资料来看, 80 MHz以上的频率目前仅能用于室内PLT系统。

ITU-T G.9960建议书 (06/2010) - 基于统一的高速有线线路的家庭联网收发信机 - 系统结构和物理层规范, 包含一个使用频率至100 MHz的此类PLT系统的物理层规范。该版本合并了3个此前批准的ITU-T建议书: G.9960基础(2009), ITU-T G.9960修正案1(2009)以及ITU-T G.9960 勘误1(2009)。通过修改100 MHz电力线基带函数, 将其最高频率限制从100 MHz降低至80 MHz。预期ITU-R和ITU-T之间将进一步开展合作, 以便在ITU-T G.9960建议书中重新考虑这一频率限制。

应注意的是市面上已经出现按照有别于ITU-T G.9960建议书规范生产的室内PLT系统, 其使用的频率高达300 MHz甚至更高。

此类 PLT 室内系统能够潜在地通过每一个建筑物内的电力线提供几百 Mbit/s 的传输速率。家庭 HD 视频流和网络游戏应用是可能需要此类传输速率的应用。此类 PLT 系统及其技术特征的实现方式可能需要有相当大的变化。

由于电力线本身不是设计用于传输高速数据信号的，因此电力线上的 PLT 信号潜在地可能对无线电通信业务产生干扰。

《无线电规则》（RR）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。”

本份 ITU-R 报告在第 3 章为工作在 80 至 470 MHz 的可能受影响的无线电系统提供了无线电系统特征和保护准则相关信息。这些信息的目的在于逐步扩展本份 ITU-R 报告的范围，最终使其能够覆盖该频率范围内所有相关的无线电通信系统。根据 PLT 系统未来发展情况，该报告也可能有必要考虑对于工作在 470 MHz 以上频率无线电通信系统的影响。

2 VHF和UHF频段PLT系统射频频率辐射特征

2.1 PLT调制解调器干扰辐射

以下例子显示的是连接两个工作在数据速率高于 250 Mbit/s 的高速 PLT 调制解调器的电力线的干扰辐射。测量采用的是一根距电力线 3 米的参考天线。在水平和垂直极化 30-320 MHz 频率范围内测量并记录以下峰值场强：

- 测量接收机的系统噪声（测量系统的较低参考）。
- 环境噪声。
- 与空闲模式调制解调器之间的干扰。
- 与正在以高达 250 Mbit/s 数据速率进行数据传输的调制解调器之间的干扰。

有关测试程序的细节可参见附件 3。作为一个较高参考值，图中列出了标准 EN 55022（2007 年 4 月）² 表 6 给出的限值。该限值用以表示准峰值。准峰值通常比峰值低 4 dB（见 ITU-R SM.2158 报告）。

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。”

² CENELEC EN 55022:2006；信息技术设备 – 无线电干扰特性 – 测量的限制和方法 (CISPR 22: 2005 (修订版))。

2.2 水平极化PLT干扰场强

图1

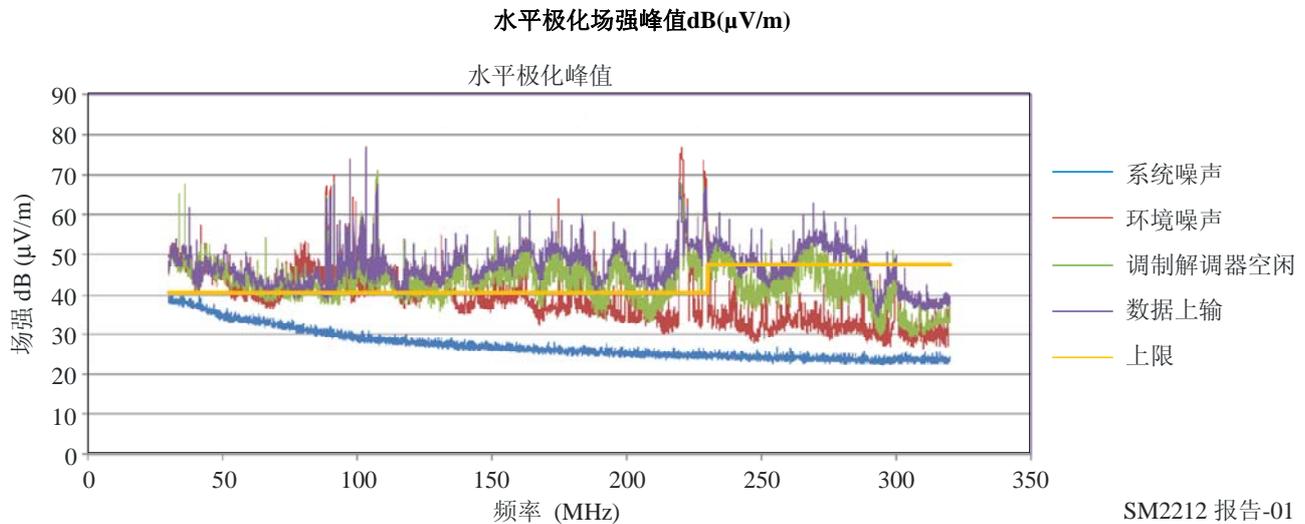


图1中蓝线代表最小可测量场强，等于测量接收机系统噪声。红线代表在没有调制解调器情况下的环境本底噪声（人工噪声）。因为测量的条件是IRT，其中有很多电气和电子系统在工作，这就使得环境噪声相对很大（红线）；在150 MHz以下甚至要高于高限值曲线。在87.5-108 MHz范围内的场强峰值符合FM信号特征，而那些在220和229 MHz附近的场强峰值符合IRT可以接收到的DAB信号特征。

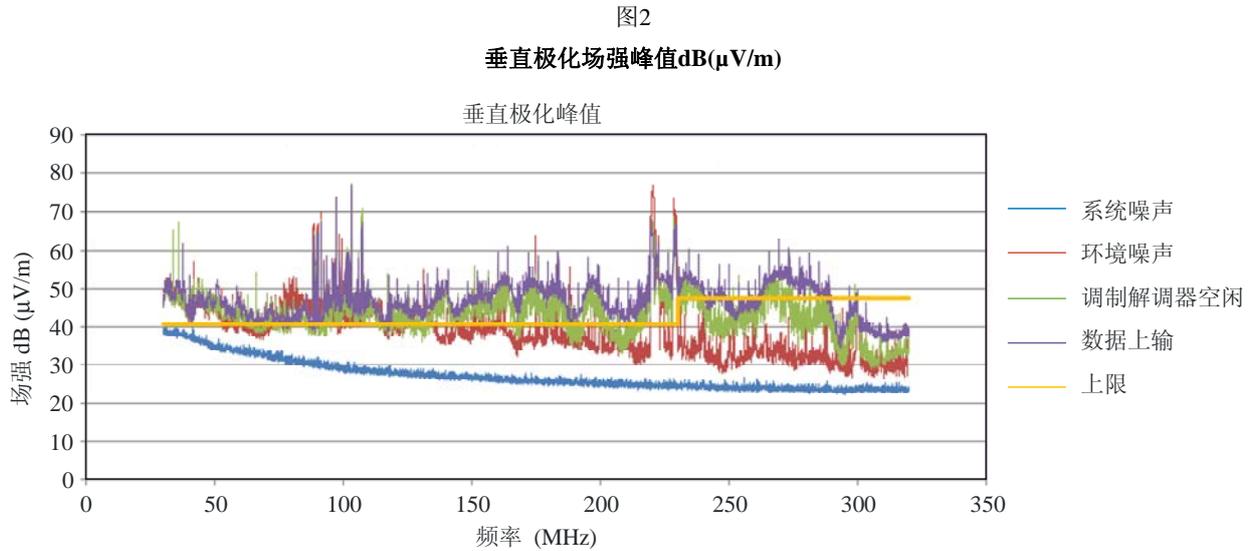
如绿线所示，当调制解调器打开时，干扰场强增加。在数据传送期间，干扰场强再次攀升，如紫线所示。在130 MHz以上，调制解调器造成的干扰场强比环境噪声大若干dB；这意味着测量值是正确的。调制解调器在数据传送以及空闲模式期间的干扰峰值超过CISPR峰值约20 dB。可适用的CISPR限值如表1所示。

表 1

**CISPR 22 第6版，信息技术设备辐射限值
(120 kHz 带宽)**

频率范围	辐射发射（准峰值，天线位于10米之外）	
	A 类 (不适合家用)	B 类 (适合家用)
30-230 MHz	40 dB($\mu\text{V}/\text{m}$)	30 dB($\mu\text{V}/\text{m}$)
230-1 000 MHz	47 dB($\mu\text{V}/\text{m}$)	37 dB($\mu\text{V}/\text{m}$)

2.3 垂直极化PLT干扰场强



SM2212 报告-02

图1的值也适用于图2场强值。位于220 MHz和229 MHz处的DAB信号较高，因为它们以垂直极化模式传输。调制解调器在数据传送以及空闲模式期间的干扰峰值比整个频率范围的下限值要高。

2.4 PLT 对FM 和DAB系统的干扰

BBC研发部门对高速PLT调制解调器的辐射进行了频谱测量，并与波段II的FM发射机以及波段III的DAB发射机有用信号进行了比较。这些测量是在两个具有代表性的家庭环境下开展的，同时在实验室环境下进行了程序验证和矫正测试。附件3的结果显示，来自PLT的辐射与设定规划方式下用于接收的有用场强大致相当。这样的后果便是，PLT将噪声电平抬高到了一个水平，使得原先较好的覆盖范围变为边界覆盖水平。这使得SNR被降低至接近可接受门限，且音频质量只要在诸如接收机位置和对流层传播环境发生一点很小变化的情况下就可能快速恶化，从清晰可辨变为不可识别。

2.5 结论

对高速PLT调制解调器进行的频谱测量显示了发生在最高至305 MHz的干扰辐射，其中包括FM波段以及DAB波段。测量也表明，调制解调器产生的干扰强于EN 55022标准允许的30-300 MHz频率范围内的干扰值。由此也可以预期，随着高速调制解调器数据速率的上升，对应的在300 MHz以上发生的干扰辐射将上升。

3 VHF和UHF频段无线电系统特征、保护准则以及PLT系统对无线电通信系统的影响

3.1 广播业务

3.1.1 80 MHz以上广播系统相对于PLT系统的最小可用场强

本节提供有关80 MHz至1 GHz频率范围内广播系统可用最小场强的一些基础信息。不同ITU-R建议书和报告提供了规范和有用信息，可用以推导出可靠广播接收的保护要求。本节以下内容列举了相关建议书中的数值，以便就工作在80 MHz以上不同广播系统的相关值给出简短综述。

根据《无线的规则》有关1区的第5条，80 MHz以上的下述频段被分配给广播业务。

表 2
广播业务频段

频段	频率
VHF	87.5-100 MHz 100-108 MHz
	174-223 MHz 223-230 MHz
UHF	470-790 MHz 790-862 MHz

ITU-R BS.412-9建议书 – VHF频段地面FM语音广播规划标准

对于FM语音业务，如果要在存在工业和家用设备干扰（此类设备辐射限制参见ITU-R SM.433建议书*，其中给出了相关的CISPR建议书）的情况下实现满意质量，则其相应值应不不低于表3给出的值。

表 3
天线高度为10 m时测得的FM 中位场强
(来源: ITU-R BS.412-9建议书, 表 1)

区域	业务	
	单声道 dB(μ V/m)	立体声 dB(μ V/m)
农村	48	54
市区	60	66
大城市	70	74

* 秘书处注 – ITU-R SM.433 建议书已于2003年6月6日废止(RA-03)。

通常，FM 语音广播通过天线高度为 1.5 米的便携式或移动设备接收，但业务规划规定的天线高度仅为 10 米。具有内置天线的便携式接收机预期具有与规划接收机相同的灵敏度。因此，可以假定可用场强具有相同值。

ITU-R BS.1660-3 建议书 – 用于规划甚高频频带内的地面数字声音广播的技术基础

该建议书是A系统地面数字语音广播系统（T-DAB）在VHF第III波段进行规划的技术基础。表4中的数值考虑了13 dB位置百分比和10 dB高度增益校正量。下面给出的最小中位等效场强值代表了规划所用的最小希望场强值。表4中给出的值用于移动接收方式。

表4

天线高度为10米的T-DAB 最小中位等价场强(dB(μ V/m))
(来源: ITU-R BS.1660-3建议书, 表 1)

频段	频段III
最小等效场强 (dB(μ V/m))	35
位置百分比校正系数(50% 至99%) (dB)	+13
天线高度增益校正量(dB)	+10
用于规划的最小中位等效场强 (dB(μ V/m))	58

对于使用室内天线的便携接收方式，35 dB(μ V/m)的值可视为必须考虑的最小中位等效场强值。

ITU-R BT.1368-8建议书 – VHF/UHF频段内地面数字电视业务的规划准则

表5给出的数字用于计算Rice信道。

表 5

地面数字电视DVB-T 8 MHz 最小场强
(来源: ITU-R BT.1368-8建议书, 表44)

频率(MHz)	200			550			700		
	QPSK 2/3	16-QAM 2/3	64-QAM 2/3	QPSK 2/3	16-QAM 2/3	64-QAM 2/3	QPSK 2/3	16-QAM 2/3	64-QAM 2/3
系统变量保护间隔1/4 E_{min} (dB(μ V/m))	27	33	39	33	39	45	35	41	47

对于使用室内天线的移动接收方式，表5给出的值可视为必须考虑的最小等效场强值。

3.1.2 广播接收系统最大干扰场强密度

当使用外接天线时，外部噪声是接收机噪声的主要来源。对于内置天线而言，外部噪声是商业和住宅地区噪声的主要因素。甚至在农村地区，外部噪声影响也很显著。外部噪声最小电平由人为噪声决定，这是因为当大气噪声衰落时，人为噪声成为主要因素。由于外部噪声最小值由人为噪声决定，因此场强的保护要求也由人为噪声决定。

对于80 MHz以上广播频段内的非故意辐射，ITU-R BS/BT.1895建议书建议：

“1 建议2和3中的值用于指南，以便根据这些值指导开展其他应用和业务的发射和辐射对于广播业务的影响的兼容性研究；

2 接收机收到的非《无线电规则》规定的对应频率划分的辐射和发射造成的干扰不应超过接收系统噪声总功率的1%³；

3 接收机端收到的，由对应共用主划分无线电电信业务的所有射频频率辐射源引起的干扰不应超过接收系统噪声总功率的10%。”

为使接收机灵敏度恶化限制在1% 或0.05 dB以内，广播业务的保护要求应比 E_n 低20 dB，其中的 E_n 是带宽 b 内的人为噪声等效场强。进而，保护要求可以表示为在 $b = 1$ MHz情况下的最大场强密度dB(μ V/m/MHz)。

保护要求可表述如下：

$$\text{最大场强密度} = g + h \log f \quad \text{dB}(\mu\text{V}/\text{m}/\text{MHz}) \quad (1)$$

其中：

$$g = c - 55.5$$

$$h = 20 - d$$

且其中常量 c 和 d 的值由ITU-R P.372建议书表1给出，并因此 g 和 h 可采用表6给出的值。

表6
常量 g 和 h 取值

环境类别	g	h
城市	21.3	-7.7
居所	17.0	-7.7
农村	11.7	-7.7
安静农村	-1.9	-8.6

³ 不包括30 MHz以下PLT设备的辐射。

以广播接收天线最大场强密度表示的地面广播业务保护要求如表 7 所示。由于 30 MHz 以上安静农村地区的外部噪声低于接收机的本底噪声，因此 30 MHz 以上安静农村地区的值可由 ITU-R SM.2158 报告的公式 (3-4) 和 -20 dB 保护准则推导出。同样的，接收机本底噪声超出了 470 MHz 以上频段的人为噪声。因此，所有高于 470 MHz 频率的值可由 ITU-R SM.2158 报告的公式 (3-4) 和 -20 dB 保护准则推导出。

表 7
广播接收系统最大干扰场强密度

广播频段 ⁽¹⁾	最大干扰场强密度 dB($\mu\text{V}/\text{m}/\text{MHz}$) ⁽²⁾			
	城市	居所	城市	安静农村
47-72 MHz	8.4	4.1	-1.2	-22.1
76-88 MHz	6.8	2.5	-2.8	-17.9
88-108 MHz	6.3	2.0	-3.3	-16.6
174-230 MHz	4.0	-0.3	-5.6	-10.7
470-960 MHz	-2.1	-2.1	-2.1	-2.1
1 452- 1492 MHz	7.7	7.7	7.7	7.7

⁽¹⁾ 广播频段不包括《无线电规则》第 5 条对不同区域所作的不同划分。

⁽²⁾ 30 MHz 安静农村和 470 MHz 以上所有场所的值根据 ITU-R BS/BT.1895 建议书由接收机内部本底噪声推导，其他情况的值均根据 ITU-R P.372 建议书和 ITU-R BS/BT.1895 建议书推导。

3.2 业余和卫星业余业务

80-450 MHz 范围内业余频段包括 2 区的 144-148 MHz 频段（国际电联 1 区为 144-146 MHz）、220-225 MHz 以及各区域的 420-450 MHz 的部分频段。在大多数国家，这些频段被大量用于通过很多中继器网络支持的模拟 FM 和相关节点实现相对本地的覆盖，同时这些频段也在全球范围被用于支持以很低（有时候甚至是负值的）信噪比进行长途通信。干扰保护针对的就是这些弱信号应用，当然其他形式的通信也从中受益。

VHF 业余无线电弱信号通信正在系统性地利用传播的瞬态模式，如扩展对流层散射，对流层波导，以及在 144 和 220 MHz 的跨赤道传播和从极光、流星尾迹和月球发出的反射，这些在其他业务来说都被视为“不可靠”而丢弃，并因此受到的专业重视相对较少。相比较而言，业余爱好者正在利用这些传播模式，用于跨越 1 000 km 甚至更远的传播，而月球来回的通信距离横跨了三个国际电联区域。这类操作使用类似 HF 的 SSB 和 Morse，但更多地使用极弱和衰落信号，通常其信噪比低至 0 dB，并使用特殊的协议，以获取来自任意简易增强措施的信息。目前，更新的数字模式能够实现在低于可听门限值以下 10-20 dB 的信号的通信。

这些独有特性使得业余无线电 VHF 弱信号通信对背景噪声电平的任何增加都极度的敏感。所要求的保护程度与射电天文差不多，不过相对来说，在那种偏远地区，业余电台比射电天文观测站要少得多。

3.2.1 144-148 MHz 频段背景噪声电平

ITU-R P.372-10建议书规定，在“安静农村”地区，在这些频率上的背景噪声主要是天电噪声，特别是来自以类点源形式出现的太阳噪声以及来自我们自己星系（银河系）的以宽阔带状强辐射形式出现的噪声。从ITU-R P.372建议书可知，星系噪声中位噪声数字变动范围为144 MHz与 ktb 相关的0 dB到432 MHz的-9 dB。从ITU-R P.372建议书公式（2）中可以看出，这些电平对应于144、225 和 432 MHz 频段的场强值分别为-23.4、-27.4 和 -32.4 dB($\mu\text{V/m}$)。

3.2.2 144-148 MHz 频段业余电台特征

根据ITU-R P.372建议书，噪声场强为-23.4 dB($\mu\text{V/m}$)。

背景噪声恶化0.5 dB将要求PLT噪声场强不大于-34 dB($\mu\text{V/m}$)。

假定天线位于建筑物之外，在PLT方向有效增益为2 dBi（旁瓣增益），并与PLT安装位置相隔10 m距离，允许16 dB墙面损耗，参考带宽为130 kHz，则在3 m处的120 kHz频率的PLT基带或谐波分量不应超过6 dB($\mu\text{V/m}$)。

3.2.3 220-225 MHz 频段业余电台保护要求

根据ITU-R P.372建议书，噪声场强为-27.4 dB($\mu\text{V/m}$)。

背景噪声恶化0.5 dB将要求PLT噪声场强不大于-38 dB($\mu\text{V/m}$)。

假定天线位于建筑物之外，在PLT方向有效增益为2 dBi（旁瓣增益），并与PLT安装位置隔开10 m距离，允许20 dB墙面损耗，参考带宽为120 kHz，则在3 m处的120 kHz频率的PLT基带或谐波分量不应超过6 dB($\mu\text{V/m}$)。

3.2.4 420-450 MHz 频段业余电台保护要求

根据ITU-R P.372建议书，噪声场强为-32.4 dB($\mu\text{V/m}$)。

背景噪声恶化0.5 dB将要求PLT噪声场强不大于-43 dB($\mu\text{V/m}$)。

假定天线位于建筑物之外，在PLT方向有效增益为1 dBi（旁瓣增益），并与PLT安装位置隔开10 m距离，允许24 dB墙面损耗，参考带宽为120 kHz，则在3 m处的120 kHz频率的PLT基带或谐波分量不应超过6 dB($\mu\text{V/m}$)。

3.2.5 家用环境具有类似要求的其他业务

随着老年人口的不断增加，家庭环境下使用无线电医疗监控的需求越来越大，ITU-R RS.1346建议书规定了以次要分配、无保护以及不产生干扰为基础的、在401-406 MHz频段对植入式医疗通信系统（MICS）的使用。该标准要求一个 $(-150 \text{ dBm} + 10 \log B + G)$ 的“谈话之前接听”（LBT）门限值，其中 B 是系统带宽， G 是相对于全向同性而言的天线增益，用于确定该门限值。由于11 dB的SNR通常是一个信号可以被可靠侦测到的可接受电平，如果带宽为120 kHz，则MICS LBT门限值等于16.6 dB($\mu\text{V}/\text{m}$)：在MICS编程器（建立通信链路的设备）处测得的噪声场强不能超过5.5 dB($\mu\text{V}/\text{m}$)。如果PLT噪声超过10 dB($\mu\text{V}/\text{m}$)，则LBT门限值将被超越，因为在这一SNR情况下要想检测到信号并不是很容易，且不会发出询问植入设备的信息传输。因此从中也可以看出，业余无线电业务需要的保护程度与家用环境可能出现的其他重要业务是一致的。

家庭环境下使用的其他短程设备（SRD）包括擅入警报和火灾检测以及个人警报等。国际上用的比较广泛的一个标准是EN300220：该标准要求400 MHz噪声电平维持在9 dB($\mu\text{V}/\text{m}$)数量级，其中测量高度为3 m，频率为120 kHz。这些电平也适用于较低频率PLT操作的谐波和交调分量。

应注意的是这些电平可以同等适用于较低频率PLT操作的谐波和交调分量。

从中可以看出，业余无线电业务的要求与家用环境可能出现的其他重要业务的要求是一致的。

3.3 航空移动业务

航空移动业务特别易受到由于无线电通信路径视距特征引起的来自地面的密集射频频率源累积干扰的影响。由于这类密集源在机场的起落路径范围内，使得这一问题显得更为突出。

表 8

航空业务系统干扰最大可容忍初始值
接收天线端信号保护电平

系统	频段	接收机位置	有用信号最小电平		所需D/U (注1)	接收机带宽	飞行安全余量	多技术限制	干扰最大可容忍初始值	
			($\mu\text{V/m}$)	(dBm)						(dB)
VHF 通信	25 kHz	117.975-137 MHz	机载	75	-82	20	16	6	20	-170
		117.975-137 MHz	地面	20	-93	20	16	6	20	-181
	8.33 kHz	117.975-137 MHz	机载	75	-82	20	5.6	6	20	-165
		117.975-137 MHz	地面	20	-93	20	5.6	6	20	-177
	VDL 模式2和3	117.975-137 MHz	机载	75	-82	20	8	6	20	-167
		117.975-137 MHz	地面	20	-93	20	16	6	20	-181
	VDL 模式4	108-137 MHz	机载	75	-81	20	5.56	6	20	-165
		108-137 MHz	地面	20	-93	20	6	6	20	-177

注1 – 该值是内部系统D/U比率，或对雷达来说是系统I/N比率，且此处提供的是初始值。

附件A2.2包含了有关30至380 MHz频率范围内航空移动和航空无线电导航业务与PLT系统之间兼容性问题的研究。

表 9

机载无线电测定业务系统干扰最大可容忍初始值
接收天线端信号保护电平

系统	频段	接收机位置	有用信号最小电平		所需D/U (注1)	接收机带宽	飞行安全余量	多技术限制	干扰最大可容忍初始值
			($\mu\text{V/m}$)	(dBm)					
ILS 航向台	108-112 MHz	机载	40	-86	20	30	6	20	-177
ILS 下滑台	328.6-335.4 MHz	机载	400	-76	20	42	6	20	-168
GBAS	108-117.975 MHz	机载	215	-72	26	14	6	20	-165
VOR	108-117.975 MHz	机载	90	-79	20	36	6	20	-171
航空无线电测定	200-225 MHz								
无线电定位	216-220 MHz								
航空无线电测定	420-460 MHz								
无线电定位	430-450 MHz								

注1 – 该值是内部系统D/U比率，或对雷达来说是系统I/N比率，且此处提供的是初始值。

3.4 水上移动业务

水上VHF接收机 – 154-174 MHz

ITU-R M.489-2建议书规定：

- 对于给定的接收机输出端参考信噪比，参考灵敏度应等于或小于 $2.0\ \mu\text{V}$ ，e.m.f.。
- 相邻信道选择度应至少为70 dB；
- 杂散应答抑制比应至少为70 dB；
- 无线电交调抑制比应至少为65 dB；
- 在天线终端测得的任何导入杂散发射在任何离散频率点上都不应超过2.0 nW。在某些无线电环境中，可能需要更低的值。

自动船舶识别（AIS）接收机

AIS接收机工作在161.975 和162.025 MHz两个频率上，目的是为了满足不同IMO制定的一系列宽泛的水上安全目标，其中包括管理船舶在拥挤航线上的行进，碰撞防护，提高对灾难应急事件的SAR应答效率，防止出现石油污染以及为船舶以及为港口保持一个安全环境等。

- AIS 最小接收机灵敏度规程电平（允许差错率为20%）= -107 dBm；
- 通常而言，AIS基站接收具有-115 dBm或更高的灵敏度。

3.5 无线电测定业务

机载无线电测定业务尤其易受航空移动业务特别容易受到因无线电通信路径视距特征引起的来自地面的密集射频频率源累积干扰的影响。由于这类密集源在机场的起落路径范围内，使得这一问题显得更为突出。

3.6 陆地移动业务

对于PLT之类的系统的非故意辐射源对陆地移动业务产生的干扰问题，目前尚无通用的保护准则。需要开展进一步的工作，以便为制定PLT系统应遵循的保护要求奠定基础。

不过在任何情况下，对于PLT系统辐射的保护准则不应比陆地移动业务和其他主要和次要无线电通信业务之间共用研究确定的保护准则更严格。在所要求的80-470 MHz频率范围内已经制定的陆地移动业务保护要求的例子可在以下ITU-R建议书中获取。

- ITU-R M.1808建议书 – 用于共用研究的869 MHz以下移动业务划分内传统和集群陆地移动通信系统的技术和操作特性。该建议书包括了干扰和性能准则的考虑（附件1的§§ 2.1和2.2）以及138-174 MHz 和406.1-470 MHz频段内一整套技术特征；

- ITU-R M.1824建议书 – 用于共用研究的移动业务电视实况转播、电子新闻采集和电子现场制作的系统特性。该建议书提供了移动业务电视实况转播（TVOB），电子新闻采集（ENG）和电子现场制作（EFP）的系统特征。特别是在表2和3中分别包含了对讲和音频链路的技术特征，其中一些位于80-470 MHz范围之内。

此外，第646号决议（WRC-03）确定了380-470 MHz中的部分频段可用于公共保护和救灾。

工作在470 MHz以上陆地移动业务的无线电通信系统包括蜂窝系统和IMT系统。在一些国家，蜂窝系统也部署在470 MHz以下。对于蜂窝系统，ITU-R M.1823建议书 — 用于共用研究的数字蜂窝陆地移动系统的技术和操作特性，也提供了部分保护要求信息。

3.7 射电天文业务

射电天文业务（RAS）在80至470 MHz之间三个频段内都有主要频率划分（见表10），其中适用《无线电规则》第5.149款脚注。150和410 MHz仅用于连续谱观测（即全功率模式），327 MHz频段用于连续谱和谱线模式。ITU-R RA.769建议书给出了不利于RAS的干扰门限电平，ITU-R RA.2131报告给出了其等效电场。表10中也包括了这些门限值。

表10

射电天文业务等效电场干扰门限

RAS 频段 (MHz)	门限pfd dB(W/m ²)	门限spfd dB(W/m ² /Hz)	门限电场 dB(μV/m)
150.05-153	2.95 MHz 为-194	-259	2.95 MHz为-48.2
322-328.6	6.6 MHz 连续谱模式为-189 10 kHz线模式为-204	连续谱模式为-258 线模式为-244	6.6 MHz 连续谱模式为-43.2 10 kHz线模式为-58.2
406.1-410	3.9 MHz为189	-255	3.9 MHz为-43.2

3.8 卫星移动业务

以下详细介绍470 MHz以下划分给卫星移动业务（MSS）的频段及保护准则和系统参数。

3.8.1 频段

在470 MHz以下，多个频段划分给了卫星移动业务（MMS）：

- 137-138 MHz频段划分给MSS空对地方向；
- 148-150.05 MHz频段划分给MSS地对空方向；
- 161.9625-161.9875 MHz 和 162.0125-162.0375 MHz 频段划分给MSS地对空方向（见《无线电规则》第5.227A款）；

- 235-322 MHz 划分给 MSS（见《无线电规则》第 5.254 款）；
- 312-315 MHz 划分给 MSS 地对空方向；
- 335.4-399.9 MHz 划分给 MSS（见《无线电规则》第 5.254 款）；
- 387-390 MHz 划分给 MSS 空对地方向；
- 399.9-400.05 MHz 划分给 MSS 地对空方向；
- 400.15-401 MHz 划分给 MSS 空对地方向；
- 406-406.1 MHz 划分给 MSS 地对空方向，限于低功率卫星应急位置指示无线电信标（见《无线电规则》第 5.266 款）。任何能够对 406-406.1 MHz 频段内授权业务产生有害干扰的辐射都是禁止的（见《无线电规则》第 5.267 款）。

3.8.2 保护准则

良好的频谱工程实践将能确保将 PLT 设备产生的辐射限制在技术可行的最小电平。尽管如此，对于 PLT 设备产生的辐射，1% 的 $\Delta T/T$ 准则是对 MSS 接收机（包括星载，机载以及地面设备）产生干扰的允许电平。该准则与固定卫星业务（FSS）相比而言是合适的，其中 ITU-R S.1432-1 建议书建议该值适用于 FSS 或共用主分配之外的干扰源。

3.8.3 系统参数

使用 137-138 MHz、148-150.05 MHz、399.9-400.05 MHz 以及 400.15-401 MHz 频段的 MSS 系统的详细系统参数包含在 ITU-R M.1184-2 建议书“用于制定卫星移动业务（MSS）和其他业务共用准则的 3 GHz 以下频段卫星移动系统技术特征”的附件 2 内。为便于使用，表 11 和 12 归纳了用于确保 MSS 接收机不受 PLT 辐射影响的相关系统参数。

表 11

137-138 MHz 频段移动地球站接收机特征

接收移动地球站天线增益 (dBi)	5.7	0.5	-3	3
接收移动地球站天线模式	全向	全向	全向	全向
接收移动地球站噪声温度 (K)	4 467	813	66	1 565
接收移动地球站部署	全球	全球	全球	全球
移动地球站接收极化	RHCP	RHCP	LHCP	RHCP

表12

148-150.05 MHz 频段 MSS 卫星接收机特征

接收卫星高度 (km)	950	775	800	893	1 000
接收卫星天线增益(dBi)	-2	0	0	5.6	6
接收卫星天线模式	等通量	环形	$10 \log (\cos 2 \theta)$	$10 \log (\cos 2 \theta)$	等通量
接收卫星噪声温度 (K)	309	400	1 000	1 480	940
接收机极化	线性	线性	RHCP	LHCP	线性

对于在200 MHz以上划分的卫星移动业务，特别是PLT辐射在406-406.1 MHz频段的累积效应应加以控制。这一频段是科研和救灾卫星使用的频段，且适用于《无线电规则》第5.266和5.267款。

表13

399.9-400.05 MHz频段 MSS 卫星接收机特征

接收卫星高度	667 km
接收卫星天线增益	7 dBi
接收卫星天线模式	心形
接收卫星噪声温度	389 K
接收机极化	RHCP

表14

400.15-401 MHz频段移动地球站接收机特征

接收移动地球站天线增益 (dBi)	5.7	3	3	7
接收卫星天线增益	全向	全向	全向	全向
接收移动地球站噪声温度 (K)	4 467	229	505	550
接收移动地球站部署	全球	全球	全球	全球
接收移动地球站极化	RHCP	RHCP	RHCP	LHCP

对于 454-456 MHz 频段的 MSS 划分，以下特征摘自国际电联数据库，这些特征对应于在该频段的现有系统：

- 接收卫星高度：650 km；
- 接收卫星天线增益：0 dBi；
- 接收卫星天线模式：全向；
- 接收卫星噪声温度：590 K；
- 接收卫星极化：LHCP。

对于 459-460 MHz 频段没有具体信息，但建议将 454-456 MHz 的特征也适用于 459-460 MHz 频段。

3.8.4 406-406.1 MHz 频段具体情况

该频段划分给 MSS 地对空方向，只能用于低功率卫星应急位置指示无线电信标业务（见《无线电规则》第 5.266 款）。任何可能导致对 406-406.1 MHz 频段内授权业务产生有害干扰的辐射都是禁止的（见《无线电规则》第 5.267 款）。该频段主要用于 Cospas-Sarsat 全球卫星搜救系统。所有使用本频段的卫星系统信息都包含在 ITU-R M.1478 建议书 — 406-406.1 MHz 频段 Cospas-Sarsat 搜救系统保护准则。这些系统是提供安全服务的，因此要强调确保为这些系统营造无干扰环境的具体要求。

3.9 卫星无线电导航业务

以下部分详细介绍 470 MHz 以下划分给卫星无线电导航业务（RNSS）的频段以及保护准则和系统参数。

3.9.1 频段

在 470 MHz 以下，两个频段划分给了卫星无线电导航业务（RNSS）：

- 149.9-150.05 MHz 频段划分给 RNSS；
- 399.9-400.05 MHz 频段划分给 RNSS。

3.9.2 保护准则

良好的频谱工程实践将能确保将 PLT 设备产生的辐射限制在技术可行的最小电平。尽管如此，对于 PLT 设备产生的辐射，1% 的 $\Delta T/T$ 准则是对 RNSS 接收机（包括星载，机载以及地面设备）产生干扰的允许电平。该准则与固定卫星业务（FSS）相比而言是合适的，其中 ITU-R S.1432-1 建议书建议该值适用于 FSS 或共用主分配之外的干扰源。

3.9.3 系统参数

对于 149.9-150.05 MHz 频段 RNSS 划分，以下特征摘自国际电联数据库，且这些特征对应于现有的工作与该频段的系统：

- RNSS 接收地球站天线增益：0 dBi；
- RNSS 接收地球站天线模式：全向；
- RNSS 接收地球站噪声温度：200 K；
- RNSS 接收地球站部署：全球。

对于 RNSS 在对于 399.9-400.05 MHz 频段内的划分，以下特征摘自 ITU 数据库，且这些特征对应于工作在该频段的现有系统：

- RNSS 接收地球站天线增益：0 dBi；
- RNSS接收地球站天线模模式：全向；
- RNSS接收地球站噪声温度：200 K；
- RNSS接收地球站部署：全球。

3.10 其他无线电通信系统/应用

本节主要介绍那些不能直接归类为某个具体无线电通信业务的无线电通信系统/应用。包括有关无线医疗植入通信系统的分段落在内，其他系统/应用都可能在未来修订时加入本 ITU-R 报告。

3.10.1 无线医疗植入式通信系统

无线医疗植入式通信系统工作在401-406 MHz频段，用于诸如心脏起搏器、神经刺激器等医疗植入设备的监控和程控。随着老年人群的不断增长，医疗关爱服务需求的复杂度和成本日益俱增，其结果便是对于电子监控方面的需求不断增加。

因为超低功率有源医疗植入物（ULP-AMI）使用的频段是与主要划分无线电通信业务共用的，因此必须采用全面的信道接入机制。对于家庭监控，使用一个监控器（ULP-AMI-P），其发前听（LBT）门限值为+16 dB($\mu\text{V}/\text{m}$)场强，典型天线增益值为0 dBi。此类监控器由电力网供电，通常与其他具有电源线的设备距离较近，如闹钟，床头灯，电热毯等。这些电源线显然会从其辐射PLT信号。为了正常运作，未来工作在最高至470 MHz及以上频率的PLT系统的噪声电平需要维持在401-406 MHz频段内以300 kHz带宽测量下不高于+16 dB($\mu\text{V}/\text{m}$)，或者以120 kHz带宽测量约+12 dB($\mu\text{V}/\text{m}$)。

4 防止或消除干扰的潜在途径

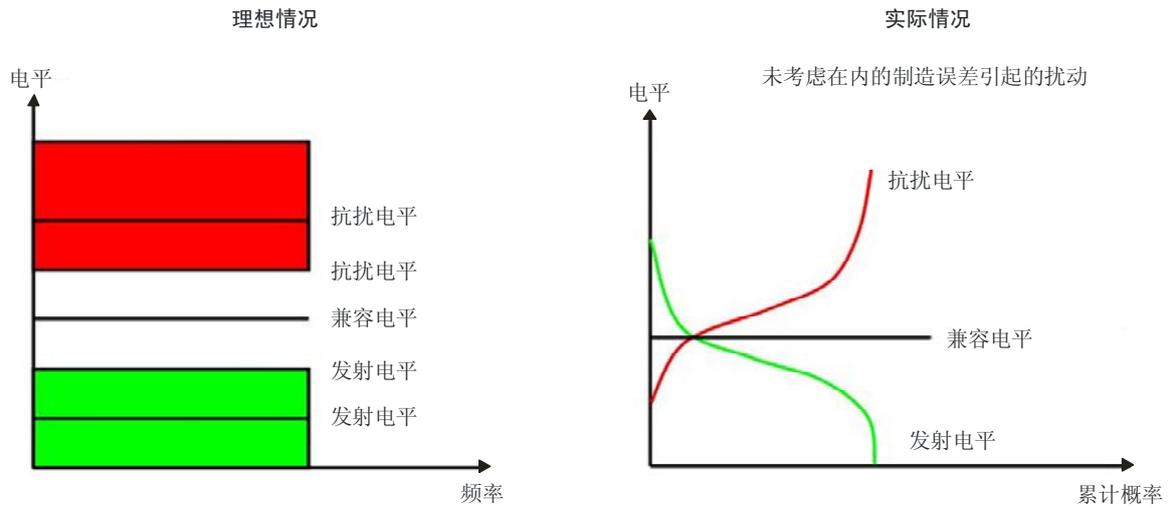
4.1 自适应EMC措施

就传统概念而言，EMC要求对高频信号具有常量的辐射及抗扰度限值。对所有设备辐射的限制以及对其自身抗扰度的门限要求确定了其工作范围。工作在该范围内的设备对其环境不产生任何干扰。如图3左侧所示，这一确保EMC的传统概念的缺点在于将会有一些资源被闲置。而且，即使在不可能出现信号干扰的情况下，设备都可能需要采取昂贵的屏蔽措施。所有频率都被设备屏蔽了，而不论该设备何时以及在何地运行。简而言之，资源未得到有效的利用。

在一些情况下，即使在周边设备都满足相关EMC标准的情况下，低功率信号的接受仍然受到干扰。不幸的是，这是图3所示的真实情况。从概念和技术观点来看，这是不能令人满意的。对于这种情况，应选择更为严格的限值。

图3

EMC 方面的考虑，理想和实际情况



SM2212 报告-03

由于无线电系统（如陆地移动，TV，模拟或数字广播）接收到的信号幅度变化范围都很大，因此它们通常是家庭和办公环境中最为敏感的设备。从而，无线电信号保护这一理念主导了EMC在高频信号区域的处理过程。在过去几十年里，EMC只是对设备产生的电磁辐射限值进行了定义。过去而言，这一简单方法是适当的。经典的干扰源如换向器或开关电源供应器只会间歇性地在较宽频段内产生辐射。因此，设计了抑制措施就可以将最大部分的辐射限制在限值之下的几个dB之内。无线电人士在不断地对这些已确定的限值进行讨论，因为限值是根据干扰源在某些特定概率空间、时间和频率情况下设定的。今天，非常多的现代干扰源在宽广的未获《无线电规则》划分的频段内产生连续辐射，因此起初的前提条件可能已经不适用了。

基于OFDM技术（ADSL，VDSL，PLT等）的现代有线通信系统能够在其设计中纳入自适应EMC措施。它们能够以非常灵活的方式控制其无用辐射。感知无线电技术还可以根据其实际环境调整其发射谱线。

例如，符合ETSI TS 102578规定的电力线通信调制解调器采用了自适应方法。相比较于传统的可能对无线电业务产生干扰的PLT调制解调器而言，这种调制解调器采用了对广播接收机不产生干扰的“智能陷波”概念。

PLT调制解调器辐射的频率范围正好与无线电广播频率相重合。个人家庭电力缆线没有屏蔽设施，且采用了一定程度的非对称结构。如果一个无线电接收机附近有一个正在工作的电力线通信，则无线电接收质量可能会受到影响。多个通信系统在同一频率范围内且相互路径耦合，在工作的同时产生辐射，这使得干扰变得不可避免。

由于天线的低功率分布网格特性，使得建筑物内的电力缆线可以从无线电广播业务接收到信号。配备“智能陷波”（如ETSI TS 102 578规定）的PLT调制解调器通过检测电力网上的信号频谱，从而能够获知此类无线电业务存在与否。在该谱线进行分析之后，PLT调制解调器能够排除SW无线电设备可接收的频率。这一过程称之为“陷波”。由于自适应OFDM能够传输多个载波，使得“智能陷波”仅对传输比特率造成很小的降低，因为只有低SNR的载波出现丢失。连续分析允许系统能够将干扰降低到最小限度，并且能够根据现时情况优化吞吐量。

此类自适应系统采用各种不同方法实现电磁兼容：相对于严格限制而言，“智能陷波”设备能够兼容并改善 EMC。根据国际电工词汇（IEV），一个产品称之为电磁兼容的条件是其能够在其电磁环境中满意工作而不会对其他任何物品产生不可容忍的电磁干扰。

4.2 常态陷波

常态陷波通常使用在业余无线电频段。

FM频段对于收听者来说非常重要，不容得失控的电力线通信系统对其产生干扰，这是因为FM是收听无线电广播的主要方式。因此，正如此前ITU-T第15研究组建议的，对于PLT等频率范围而言最佳的选项是在80 MHz进行陷波。如果不能这样做的话，则应采取对87.5至108 MHz整个频段进行常态陷波。

对于DAB来说，通常面临的场强都低于FM接收电平，这就更不能确认是否能从电力输入缆线上检测到DAB并实现对业务的保护。常态陷波被建议用于DAB频段。

4.3 动态陷波

ETSI TS 102578动态陷波标准（用于HF广播）及其修改/扩展已被建议作为30 MHz以上的使用模式。但是，ETSI TS标准的制定过程中密切合作和监管方是HF广播机构，对于广播和PLT在HF频段的兼容问题，只是以妥协方式同意解决一些具体问题。同时要注意的是这种同意是有条件的，即技术要能在实际运行中得到证明，当然这种运行可以很有限，仅提供一种原型系统以进行测试。

目前还远不清楚将这一技术扩展至VHF频段广播业务是否很容易。这里面差别较大：

- FM频段用于家庭业务，且是一种在未来一段时间内家庭收听广播的主流方式；
- 在此情况下听众的质量期盼更高 – FM广播相比较AM短波来说可以很轻易实现更高收听质量，在通常家庭环境下接近于CD质量 – 而且听众将因此更不能容忍收听质量的下降；
- 就技术而言，FM与AM截然不同；
- FM频段信号波长接近或短于通常的电力线波长（相比较于HF情形而言），这增加了PLT干扰信号辐射进入环境的效率。

目前尚远不清楚动态陷波方案是否能够且必须工作在所有情况下，当然这指的是恰当且可靠地感知需通过陷波进行保护的广播业务的存在。注意到在城市环境中，经常能接收到一些30 FM传输信号。那么，如果采用一种按要求最低800 kHz的陷波带宽，那就意味不得不对整个频段都进行陷波操作。

因此，随之而来的问题是，如果考虑 PLT 容量可能带来的回报，那么还有没有必要这么做。在很多（的确，是大多数）欧洲国家，FM 频段的使用程度很高，这使得管制机构不得不处理越来越多的利用更多频率用于 FM 业务的需求。FM 台站之间在频率上已经是在可接受程度范围内距离很近了，这其中的基础是在规划时避免了同频干扰，同时也考虑了 ± 400 kHz 频段内的相邻信道干扰。

需要特别考虑的问题是陷波器采用多大带宽问题。有建议认为，要达到满意程度，每个陷波器应采用 200 kHz 带宽。这一建议是基于将 Carson 法则应用在 MONO FM 系统，从而给出了建议的 200 kHz，从这点来看这好像是错误的。但这是一个更为适当的方案，因其回答了绝大部分发射能量是落到哪里的（落到 MONO），并给出了将通过绝大部分信号的接收机最小带宽（由于进行了频谱截断，从而提供了相对较有限的失真）。不过这种方法忽略了一点，即几乎所有 FM 广播都是立体声的，具有附加 RDS 信令，而其中基带频率扩展远远超过 15 kHz，事实上更可能是 60 kHz。PLT 陷波很有必要扩展超越实际的模拟或数字 FM 信道宽度，并应包括相邻信道。

更重要的是，该方法忽略了一点，即接收机对干扰的易感度是关键要素，而这更多地依赖于接收机的设计细节，其中要考虑到成千上万的已在听众家庭正常工作的接收机的设计。只有选择众多接收机进行检测（实际上是一种在各个频率偏差点上的一种保护率测量），才能建立必要的陷波特性，包括全深度带宽以及同样重要的旁瓣波形。要注意的是，这两者都已在 TS 102578 有关 HF 接收机的段落中考虑了。陷波范围包括从 FM 基站载波一侧 PLT 连续（即未陷波）子载波集合开始的距离 400 kHz，加上距下一个连续 PLT 子载波集合的 400 kHz。从而，PLT 子载波的全深度陷波需要有 800 kHz 宽，即距离每个检测到的 FM 载波有 ± 400 kHz，同时还有附加的斜坡分量。在许多城市地区，结果就是必定要对整个带宽进行陷波。

在采用动态陷波保护广播之外的无线电通信业务时，必须注意到只有在发生有害干扰的同一地点进行感应操作，这一技术才有效。当接收动作预期只发生在建筑物之外时，在建筑物之内进行感应没有任何用处，因为感应结果对于在实际操作环境中可接收到的累积干扰来说没有代表性。而且，如果用于室外接收的信号在室内也是可以接收到的，那就意味着电力线充当了有效的天线，且结果是增加了室外干扰电平。

4.4 地理定位陷波

该技术需要具备国家主管部门认定的在任一具体地点对接收进行保护的业务的数据库。简而言之，这可以建立在商业广播特许区域或其他情况下预测业务区域基础之上。但是，真实的覆盖范围通常超过国家特许的或业务开展的区域，从而使国家主管部门面临限制听众选择以推进 PLT 应用的两难困境。这可能导致出现有关对原有可接收业务区域的接入进行限制的是否合法问题的法律挑战。

如果单从表面看，还有很多其他问题。可能需要某个实体负责建立并维护地理定位数据库。即使不会出现因数据错误而影响覆盖率和商业利润率的法律难题，但就时间和成本来说这也不是一个好主意。谁负责开展这个工作，谁支付成本？而且，这一技术意味着不能将频谱扩展用于广播业务。从而，PLT 服务提供商应出钱购买频谱，为其使用作出预留。

在 FM 频段情况下，上述有关陷波带宽以及频谱数量的评价可适当转换用于 PLT，从而也可适用于 FM 频段。

4.5 ITU-T G.9960建议书有关发射功率控制

有关家庭网络的ITU-T G.9960/G.9661 (a.k.a. G.hn) {1, 2}建议书规定了多种工具，用于控制网络（域）中一个单独G.hn 设备（节点）的PLT发射功率。这些工具允许一个节点在满足各种不同规定（如CISPR, CENELEC）的同时，满足功率消耗要求（如《欧洲行为准则》）。本节介绍适用于域内所有节点的发射PSD掩模设置程序。本节还介绍对一个单独节点发射功率进行独立控制的机制。

目前，ITU-T G.9960建议书将上限有效频率设定为80 MHz（与ITU-R SM.2158报告相一致）。如果80 MHz以上频率被PLT系统使用的话，则ITU-T G.9960建议书提供的工具箱原则上也适用于防止或消除干扰。

4.5.1 发射PSD 掩码的构造

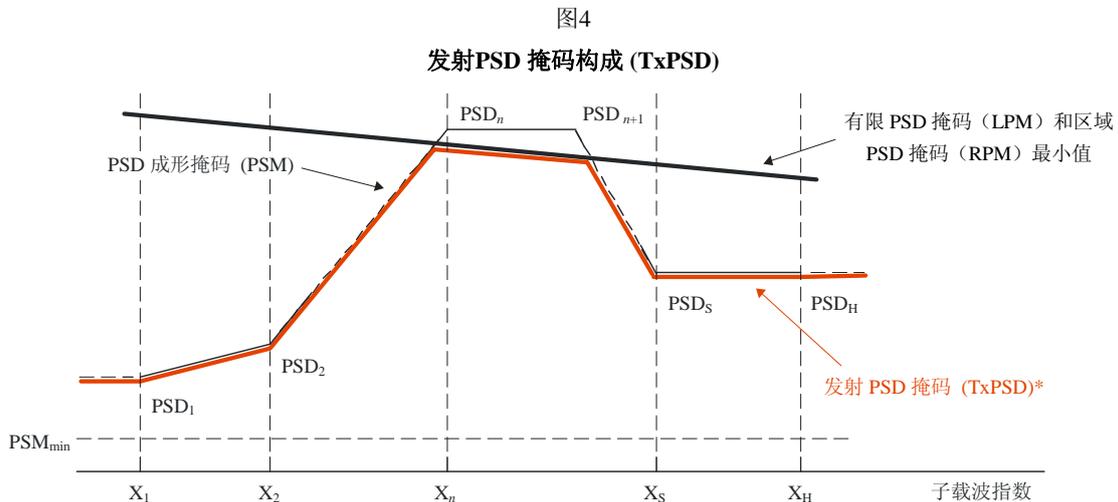
在G.hn域内，所有节点都应遵循主节点（域主）设定的发射PSD掩码（TxPSD）。在任一时刻，任何一个节点都不允许发射超过该掩码的信号。TxPSD具体描述见§ 7.1.5 {1}，其构造由以下部分组成：

1. **Limit PSD 掩码 (LPM, § 7.1.5 {1})**: 为各个频段规划定义的PSD 掩码 (如 100 MHz 电力线基带)
 - LPM 规程见建议书正文（如有关100 MHz电力线基带参见§ 7.2.2.3{1}的图7-32）；
 - LPM 定义了PSD绝对限值，该值表示最大可允许限值（即所有区域性规定中的最大值）；
 - LPM 给出了所有区域都能使用的设备的设计指南。
2. **区域PSD掩码 (RPM, § 7.1.5 {1})**: 每个区域每个频段规划定义的PSD掩模
 - 可能在不同的附件中对RPM作出规程要求，以反映不同区域的规则。目前为止，尚无确定定义的RPM（北美RPM已经审议了，但未纳入最后批准的草案中）；
 - 如果在一个指定区域不存在RPM，则可以用LPM替代。
3. **子载波掩码 (SM, § 7.1.5.1 {1})**: 给定LPM或RPM的掩码频段
 - SM表示频率陷波。域主可以规定最多32个掩码频段 (§ 8.8.5.5 {2})。该信息通过MAP消息（域主周期性发射的消息，以标示媒体接入计划）广播至所有节点，且可以动态改变。
4. **PSD 成形掩码 (PSM, § 7.1.5.2 {1})**: 为给定LPM或RPM定义的PSD断点。
 - 域主可以规定最多32个PSD断点（§ 8.8.5.5 {2}）。该信息通过MAP消息广播至所有节点，且可以动态改变。

5. 国际业余无线电频段(§ 7.1.5.3 {1})

- 附件D{1}定义了0至100 MHz范围内若干业余无线电频段。域主可以对这些频段的一个或多个进行陷波(§ 8.8.5.5 {2})。该信息通过MAP消息广播至所有节点，并可以动态改变。

发射PSD掩码 (TxPSD) 由§ 7.1.5.2 {1}和图4规定的这五个部分构成。



SM2212 报告-04

4.5.2 发射PSD掩码通知

域主周期性广播TxPSD，以便域内所有节点（包括即将加入域的新节点）都能在其开始线路发送任何信号之前知晓TxPSD。域主甚至可以动态改变这一信息(§ 8.8.5{2})。这一特征可用来实施动态陷波。

新节点应对域主发送的MAP进行检测并解码，以获得适用于当前域的TxPSD。节点在其作为域成员期间应一直遵循该掩码。节点发送功率电平可低于该掩码。

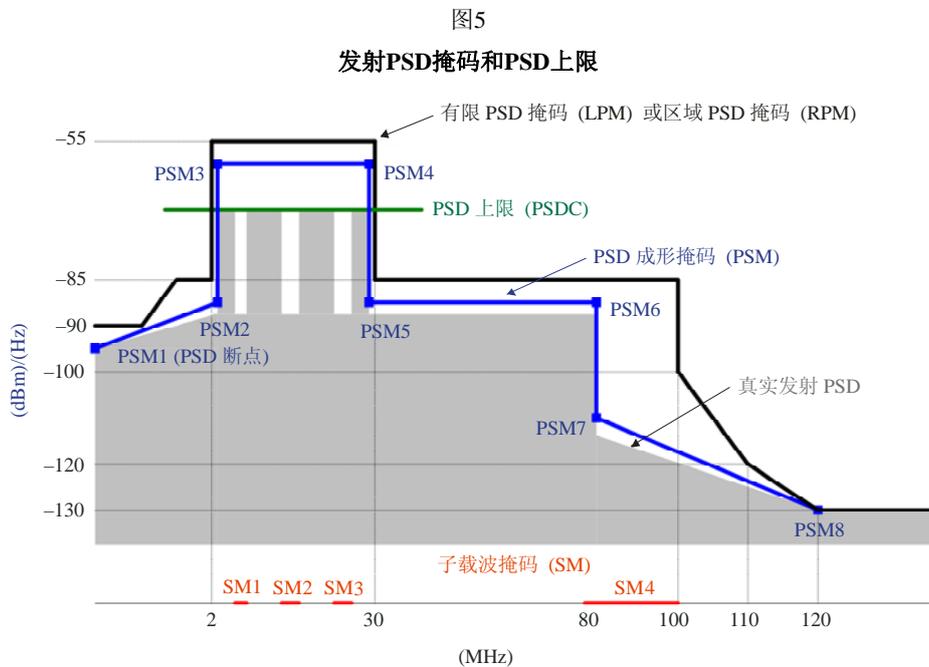
域主能够动态改变这些组件（SM，PSM，HAM频段开/关）。G.hn规定了一种将域内所有节点与新TxPSD同步的方法。

4.5.3 PSD 上限

PSD上限(PSDC, § 7.1.5.4 {1})指的是PSD上限值，用于节点之间发射的信号。要注意的是，TxPSD适用于域内所有节点，而PSDC适用于一个单独节点。每个连接可采用不同值，且该值可以随时间变化，以适应变化的信道。该值载于PHY-帧头（APSDC-M域，§ 7.1.2.3.2.2.11{1}），以使接收机知晓其接收到的信号的最大发射电平。

在信道预测过程中，接收机通知发射机最优 PSDC 值(§ 8.11.7.3 {2}中的表 8-93)。该机制可用于削减发射功率和/或降低接收功率，这不仅能降低网络总功率损耗，而且能降低对其他网络的干扰。

图5解释了TxPSD与PSDC之间的关系。



SM2212 报告-05

4.5.4 参考文献

- {1} ITU-T G.9960建议书(2010): 统一高速有线家庭网络收发信机 – 系统结构和物理层规范, 待出版。
- {2} ITU-T G.9961 (2010)建议书: 统一高速有线家庭网络收发信机 – 数据链路层规范, 待出版。

4.6 防止或消除干扰问题结论

具体频段具体业务干扰减弱技术的可行性和有效性问题应加以专门论证。如果此类技术无恰当评估和保护情况下就加以应用, 并将一个无恰当技术规范的设备版本投放市场, 则国家主管部门将潜在地面临大范围的抵触和投诉。

5 总结

本报告介绍了在存在PLT系统和业务辐射情况下, 各种不同无线电电信业务受到的潜在干扰。报告描述了PLT系统射频频率辐射特征以及受PLT系统影响的无线电通信系统特征和保护准则。另外, 还讨论了减弱PLT辐射干扰的方法。

附件1

VHF和UHF频段噪声辐射和传播方面的考虑

A1 开关支路模式转换详细分析

开关支路由通常家庭电力线组线中可见的吊顶灯和墙体开关组成，其射频频率特性极不均衡，可将差模电流转换为能够从电力线上辐射出去的共模或天线电流。虽然这些事实在无线电通信领域熟为人知，但在PLT领域却鲜有知晓。在ITU-R SM.2158报告§ 2.1.4.3中，通过将串联短支线建模为不平衡相移器进行理论分析，结果表明差模和共模并非在一个共振点频率而是在很宽广的频域范围内强烈耦合。虽然模式转换最主要的物理机制在很大程度上由相移器模型代表，但仍需要更多的一般性分析。而且，当墙体开关被关掉了，开关支路将组成一个串联开路支线，这可以建模为一个相移器。不同于上述分析将作为支路终结的最低几个欧姆的冷光灯炮建模为串联短支线方式，对短的和开放的支线进行一般性串联支线分析是很有必要的。

以下部分将基于近期研究结果⁴，对串联支线进行此类一般性的分析。

A1.1 单向承载串联支线的平衡传输线混合模式散射矩阵

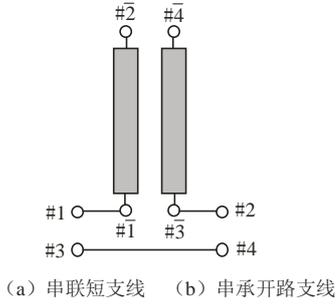
A1.1.1 理论表述

图6所示为已经理论分析的单向串联支线电路，其中插入了平衡传输线组成的开放或短支线，另外一侧与其他平衡传输线串联。该电路混合模式散射矩阵已推导出，从中可揭示出其独特的模式转换特征。

电力线通信（PLT）将RF信号送入家庭奇模电力线网络。由于吊顶灯和单掷墙体开关支路电路组成了单向串联支线，该理论能有效用于预测在使用HF和/或VHF区域的PLT系统导致的EMC问题。

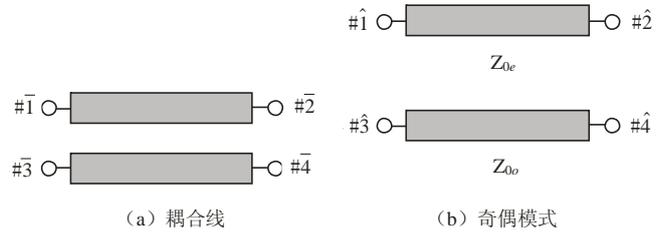
⁴ KITAGAWA, M. 和OHIRA, T. [2010年7月] 单向负荷串联支线的平衡传输线的混合模式散射矩阵 – 铅笔和纸张格式化。IEICE 技术报告. MW.

图6
单向负荷串联支线的平衡传输线



SM2212 报告-06

图7
组成一个支线的平衡传输线



SM2212 报告-07

组成图6中支线的图7 (a) 中的平衡传输线的两个导体相互耦合。奇偶模式被去耦合，并可以独立处理，如图7 (b) 所示。奇模式和偶模式分别具有以下阻抗矩阵：

$$\hat{\mathbf{Z}}_e = \frac{Z_{0e}}{j \sin \phi_e} \begin{bmatrix} \cos \phi_e & 1 \\ 1 & \cos \phi_e \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{Z}}_o = \frac{Z_{0o}}{j \sin \phi_o} \begin{bmatrix} \cos \phi_o & 1 \\ 1 & \cos \phi_o \end{bmatrix}$$

其中 Z_{0e} 和 Z_{0o} 代表偶模式和奇模式的特征阻抗， ϕ_e 和 ϕ_o 代表偶模式和奇模式经过一段长度为 l 的无损传输线后的相位旋转，即 $\phi_e = \beta_e l$ 以及 $\phi_o = \beta_o l$ 。对于有损传输线，将其替换为 $\phi_e = \beta_e l(1 - j\alpha_e/\beta_e)$ 以及 $\phi_o = \beta_o l(1 - j\alpha_o/\beta_o)$ ，其中给定传播常数 $\gamma_e = \alpha_e + j\beta_e$ 和 $\gamma_o = \alpha_o + j\beta_o$ 。

则图7 (b) 模式终端电压和电流之间关系如下：

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_1 \\ \hat{v}_2 \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{Z}}_e \begin{bmatrix} \hat{i}_1 \\ \hat{i}_2 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \hat{v}_3 \\ \hat{v}_4 \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{Z}}_o \begin{bmatrix} \hat{i}_3 \\ \hat{i}_4 \end{bmatrix}$$

图7(a)物理终端输入（或输出）线对和图7(b)对应模式终端之间的转换矩阵由下式给出：

$$\mathbf{C}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

所有物理终端与模式终端之间的转换矩阵如下：

$$\mathbf{C}_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

图7(b)传输线模式终端阻抗矩阵为：

$$\hat{\mathbf{Z}}_{TL} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{Z}}_e & 0 \\ 0 & \hat{\mathbf{Z}}_o \end{bmatrix}$$

则图7(a)中的传输线物理终端阻抗矩阵计算结果为：

$$\mathbf{Z}_{TL} = \mathbf{C}_4 \hat{\mathbf{Z}}_{TL} \mathbf{C}_4 = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{13} & z_{14} \\ z_{12} & z_{11} & z_{14} & z_{13} \\ z_{13} & z_{14} & z_{11} & z_{12} \\ z_{14} & z_{13} & z_{12} & z_{11} \end{bmatrix}, \quad \begin{aligned} z_{11} &= -\frac{j}{2}(Z_{0e} \cot \phi_e + Z_{0o} \cot \phi_o) \\ z_{12} &= -\frac{j}{2}(Z_{0e} \operatorname{cosec} \phi_e + Z_{0o} \operatorname{cosec} \phi_o) \\ z_{13} &= -\frac{j}{2}(Z_{0e} \cot \phi_e - Z_{0o} \cot \phi_o) \\ z_{14} &= -\frac{j}{2}(Z_{0e} \operatorname{cosec} \phi_e - Z_{0o} \operatorname{cosec} \phi_o) \end{aligned}$$

对于图 6(a)中的短支线情况，终端状态由下式给出：

$$\bar{v}_4 = \bar{v}_2, \bar{i}_4 = -\bar{i}_2$$

则输入和输出电压和电流之间具有以下关系：

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_1 \\ \bar{v}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} - \star & z_{13} + \star \\ z_{13} + \star & z_{11} - \star \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_1 \\ \bar{i}_3 \end{bmatrix}, \star = -\frac{jZ_{0o}}{2 \cos \phi_o \sin \phi_o}$$

上式可用以下阻抗矩阵表示：

$$\mathbf{Z}_{ss} = -\frac{j}{2} \begin{bmatrix} Z_{0e} \cot \phi_e - Z_{0o} \tan \phi_o & Z_{0e} \cot \phi_e + Z_{0o} \tan \phi_o \\ Z_{0e} \cot \phi_e + Z_{0o} \tan \phi_o & Z_{0e} \cot \phi_e - Z_{0o} \tan \phi_o \end{bmatrix}$$

对于图6(b)的开路支线情况，终端状态由下式给出：

$$\bar{i}_2 = \bar{i}_4 = 0$$

从而输入和输出电压和电流具有以下关系：

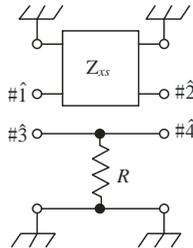
$$\begin{bmatrix} \bar{v}_1 \\ \bar{v}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{13} \\ z_{13} & z_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_1 \\ \bar{i}_3 \end{bmatrix}$$

上式可以表示为以下阻抗矩阵：

$$\mathbf{Z}_{os} = -\frac{j}{2} \begin{bmatrix} Z_{0e} \cot \phi_e + Z_{0o} \cot \phi_o & Z_{0e} \cot \phi_e - Z_{0o} \cot \phi_o \\ Z_{0e} \cot \phi_e - Z_{0o} \cot \phi_o & Z_{0e} \cot \phi_e + Z_{0o} \cot \phi_o \end{bmatrix}$$

图8

对地虚拟分路电阻分析



SM2212 报告-08

为分析图6所示的单向负载串联支线传输线，如图8所示，要将另一个导体通过阻抗为 R 的电阻接地。那么，导体的阻抗矩阵为：

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R & R \\ R & R \end{bmatrix}$$

且图8整个电路的阻抗矩阵为：

$$\mathbf{Z}_{tot} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{xs} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R} \end{bmatrix}$$

其中，对于开路支线，下标 $x = o$ ，而对于短支线， $x = s$ 。它被转换为混合模式阻抗矩阵：

$$\hat{\mathbf{Z}}_{xs} = \mathbf{C}_4 \mathbf{Z}_{xs} \mathbf{C}_4 = \begin{bmatrix} \hat{z}_{11} & \hat{z}_{12} & \hat{z}_{13} & \hat{z}_{14} \\ \hat{z}_{12} & \hat{z}_{11} & \hat{z}_{14} & \hat{z}_{13} \\ \hat{z}_{13} & \hat{z}_{14} & \hat{z}_{11} & \hat{z}_{12} \\ \hat{z}_{14} & \hat{z}_{13} & \hat{z}_{12} & \hat{z}_{11} \end{bmatrix}$$

图 6 所示串联支线电路的混合模式散射矩阵的计算需通过取以下极限值:

$$\hat{S} = \lim_{R \rightarrow \infty} \frac{\hat{W}_0^{-1/2} \hat{Z}_{xx} \hat{W}_0^{-1/2} - \mathbf{1}_4}{\hat{W}_0^{-1/2} \hat{Z}_{xx} \hat{W}_0^{-1/2} + \mathbf{1}_4} = \begin{bmatrix} \hat{s}_{11} & \hat{s}_{12} & \hat{s}_{13} & \hat{s}_{14} \\ \hat{s}_{12} & \hat{s}_{11} & \hat{s}_{14} & \hat{s}_{13} \\ \hat{s}_{13} & \hat{s}_{14} & \hat{s}_{33} & \hat{s}_{34} \\ \hat{s}_{14} & \hat{s}_{13} & \hat{s}_{34} & \hat{s}_{33} \end{bmatrix}$$

其中:

$$\hat{W}_0 = \begin{bmatrix} W_e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & W_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & W_o & 0 \\ 0 & 0 & 0 & W_o \end{bmatrix}$$

W_e 和 W_o 分别代表偶模式和奇模式参考阻抗, 且 $\mathbf{1}_4$ 是四维识别矩阵。

A1.1.2 结果

单向负荷短支线传输线混合模式散射矩阵由下式给出:

$$\begin{aligned} \hat{s}_{11} &= \frac{(W_e^2 - W_o^2)Z_{0e} \sin \phi_e \sin \phi_o + 2jW_o(Z_{0e}Z_{0o} \cos \phi_e \sin \phi_o - W_e^2 \sin \phi_e \cos \phi_o)}{[2Z_{0e} \cos \phi_e + j(W_o + W_e) \sin \phi_e][2W_e W_o \cos \phi_o + j(W_o + W_e)Z_{0o} \sin \phi_o]} \\ \hat{s}_{12} &= \frac{2W_e[2W_o Z_{0e} \cos \phi_e \cos \phi_o + j(Z_{0e}Z_{0o} \cos \phi_e \sin \phi_o + W_o^2 \sin \phi_e \cos \phi_o)]}{[2Z_{0e} \cos \phi_e + j(W_o + W_e) \sin \phi_e][2W_e W_o \cos \phi_o + j(W_o + W_e)Z_{0o} \sin \phi_o]} \\ \hat{s}_{13} &= \frac{2j\sqrt{W_e W_o}(Z_{0e}Z_{0o} \cos \phi_e \sin \phi_o - W_e W_o \sin \phi_e \cos \phi_o)}{[2Z_{0e} \cos \phi_e + j(W_o + W_e) \sin \phi_e][2W_e W_o \cos \phi_o + j(W_o + W_e)Z_{0o} \sin \phi_o]} \\ \hat{s}_{14} &= \frac{2\sqrt{W_e W_o}[(W_o + W_e)Z_{0o} \sin \phi_e \sin \phi_o - j(Z_{0e}Z_{0o} \cos \phi_e \sin \phi_o + W_e W_o \sin \phi_e \cos \phi_o)]}{[2Z_{0e} \cos \phi_e + j(W_o + W_e) \sin \phi_e][2W_e W_o \cos \phi_o + j(W_o + W_e)Z_{0o} \sin \phi_o]} \\ \hat{s}_{33} &= \frac{-(W_e^2 - W_o^2)Z_{0o} \sin \phi_e \sin \phi_o + 2jW_e(Z_{0e}Z_{0o} \cos \phi_e \sin \phi_o - W_o^2 \sin \phi_e \cos \phi_o)}{[2Z_{0e} \cos \phi_e + j(W_o + W_e) \sin \phi_e][2W_e W_o \cos \phi_o + j(W_o + W_e)Z_{0o} \sin \phi_o]} \\ \hat{s}_{34} &= \frac{2W_o[2W_e Z_{0e} \cos \phi_e \cos \phi_o + j(Z_{0e}Z_{0o} \cos \phi_e \sin \phi_o + W_e^2 \sin \phi_e \cos \phi_o)]}{[2Z_{0e} \cos \phi_e + j(W_o + W_e) \sin \phi_e][2W_e W_o \cos \phi_o + j(W_o + W_e)Z_{0o} \sin \phi_o]} \end{aligned}$$

其中:

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{22} && \text{代表偶模式反射} \\ S_{12} &= S_{21} && \text{代表偶模式传输} \\ S_{13} &= S_{31} = S_{24} = S_{42} && \text{代表后向模式转换} \\ S_{14} &= S_{41} = S_{23} = S_{32} && \text{代表前向模式转换} \\ S_{33} &= S_{44} && \text{代表奇模式反射} \\ S_{34} &= S_{43} && \text{代表奇模式传输} \end{aligned}$$

Z_{0e} 和 Z_{0o} 代表偶模式和奇模式特征阻抗

ϕ_e 和 ϕ_o 代表偶模式和奇模式相位旋转

W_e 和 W_o 分别代表偶模式和奇模式端口。它们是最一般表达式。

通过将上述表达式中 ϕ_o 替换为 $\phi_o + \pi/2$, 而 ϕ_e 不变, 就可以得到串联开路支线混合模式散射矩阵。因此为简便起见, 这里省略了串联开路支线的一般表达式。

在下文中，令参考阻抗等于特征阻抗，即 $W_e = Z_{0e}$ 和 $W_o = Z_{0o}$ ，因此在接口上没有伪反射，且没有人为共振。

则串联短支线混合模式散射矩阵元素由下式给出：

$$\begin{aligned}\hat{s}_{11} &= \frac{(Z_{0e}^2 - Z_{0o}^2) \sin \phi_e \sin \phi_o + 2jZ_{0e}(Z_{0o} \cos \phi_e \sin \phi_o - Z_{0e} \sin \phi_e \cos \phi_o)}{[2Z_{0e} \cos \phi_e + j(Z_{0o} + Z_{0e}) \sin \phi_e][2Z_{0e} \cos \phi_o + j(Z_{0o} + Z_{0e}) \sin \phi_o]} \\ \hat{s}_{12} &= \frac{2Z_{0e}[2Z_{0e} \cos \phi_e \cos \phi_o + j(Z_{0e} \cos \phi_e \sin \phi_o + Z_{0o} \sin \phi_e \cos \phi_o)]}{[2Z_{0e} \cos \phi_e + j(Z_{0o} + Z_{0e}) \sin \phi_e][2Z_{0e} \cos \phi_o + j(Z_{0o} + Z_{0e}) \sin \phi_o]} \\ \hat{s}_{13} &= \frac{2j\sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}Z_{0e} \sin(\phi_o - \phi_e)}{[2Z_{0e} \cos \phi_e + j(Z_{0o} + Z_{0e}) \sin \phi_e][2Z_{0e} \cos \phi_o + j(Z_{0o} + Z_{0e}) \sin \phi_o]} \\ \hat{s}_{14} &= \frac{2\sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}[(Z_{0o} + Z_{0e}) \sin \phi_e \sin \phi_o - jZ_{0e} \sin(\phi_e + \phi_o)]}{[2Z_{0e} \cos \phi_e + j(Z_{0o} + Z_{0e}) \sin \phi_e][2Z_{0e} \cos \phi_o + j(Z_{0o} + Z_{0e}) \sin \phi_o]} \\ \hat{s}_{33} &= \frac{-(Z_{0e}^2 - Z_{0o}^2) \sin \phi_e \sin \phi_o + 2jZ_{0e}(Z_{0e} \cos \phi_e \sin \phi_o - Z_{0o} \sin \phi_e \cos \phi_o)}{[2Z_{0e} \cos \phi_e + j(Z_{0o} + Z_{0e}) \sin \phi_e][2Z_{0e} \cos \phi_o + j(Z_{0o} + Z_{0e}) \sin \phi_o]} \\ \hat{s}_{34} &= \frac{2Z_{0e}[2Z_{0e} \cos \phi_e \cos \phi_o + j(Z_{0o} \cos \phi_e \sin \phi_o + Z_{0e} \sin \phi_e \cos \phi_o)]}{[2Z_{0e} \cos \phi_e + j(Z_{0o} + Z_{0e}) \sin \phi_e][2Z_{0e} \cos \phi_o + j(Z_{0o} + Z_{0e}) \sin \phi_o]}\end{aligned}$$

当支线及环绕支线的传输线都用同样两根导线时，上述表达式具有足够的一般性。

传输线损耗可表述为相位旋转的镜像。例如，当偶模式传输常数为 $\gamma_e = \alpha_e + j\beta_e$ 时，偶模式损耗可表述为 $\phi_e = \beta_e l(1 - j\alpha_e/\beta_e)$ 。

最简情形

如果我们令 $Z_{0e} = Z_{0o}$ 且 $\phi_e = \phi_o$ ，则串联短支线散射矩阵元素变为：

$$\begin{aligned}\hat{s}_{11} &= \hat{s}_{13} = \hat{s}_{33} = 0, \\ \hat{s}_{12} &= e^{-j\phi} \cos \phi, \\ \hat{s}_{14} &= -je^{-j\phi} \sin \phi\end{aligned}$$

此处重复了 ITU-R SM.2158 报告 § 2.1.4.3 有关基于简单相移器模型描述。由于 $Z_{0e} = Z_{DM}/2$ 且 $Z_{0o} = 2Z_{CM}$ ，上述情况对应于 $Z_{CM} = Z_{DM}/4$ 。

数值结果

下文采用串联短支线和串联开路支线的一般表达式计算各种不同数值例子，以研究阻抗特性，模式色散（偶模式和奇模式之间的相位速度差）和/或损耗。在图9至图14中，横轴是奇模式相位旋转 ϕ_o 除以 π 。在水平轴中心 (0.5)， $\phi_o = \pi/2$ 。如果支线长度 l 对应于奇模式在频率 f_0 处的波长的四分之一，则 $\phi_o = \beta_o l = \pi f/2f_0$ 。因此，横轴视为 $f/2f_0$ ，频率 f 被 $2f_0$ 进行归一化，且中心(0.5)代表 $f = f_0$ 。

纵轴是混合模式散射矩阵元素的绝对值。如果只考虑支线模式转换，则相关的只有代表模式间前向色散的 $s_{13} = s_{31}$ （红色曲线）和代表模式间后向色散的 $s_{14} = s_{41}$ （品红曲线）。其他元素代表相同模式内部的反射或传输。

图9
具有不同特征阻抗的串联短支线（无损）
注意： $s_{13}=0, |s_{11}|=|s_{33}|, |s_{12}|=|s_{34}|$ 因 $\phi_e=\phi_o$

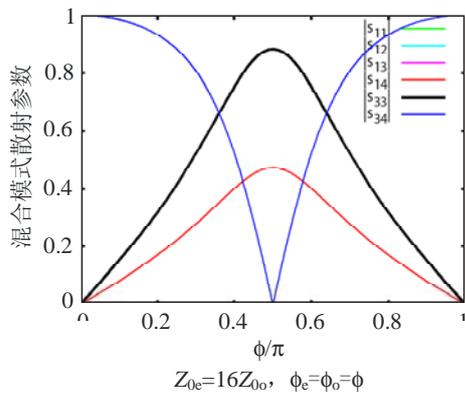
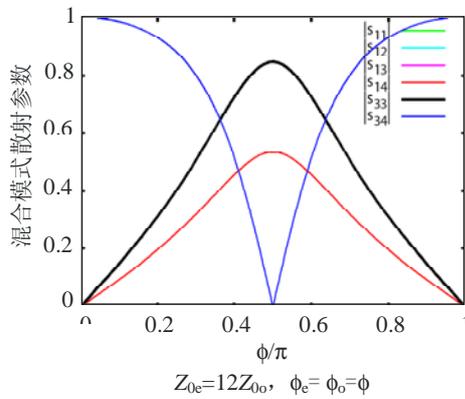
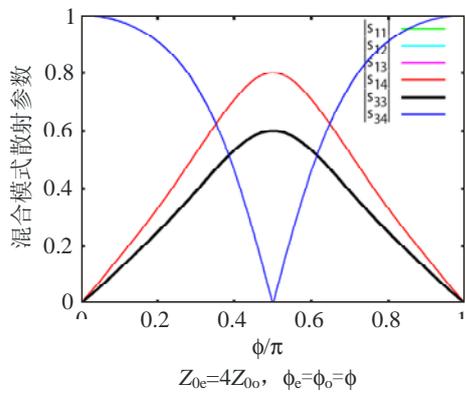
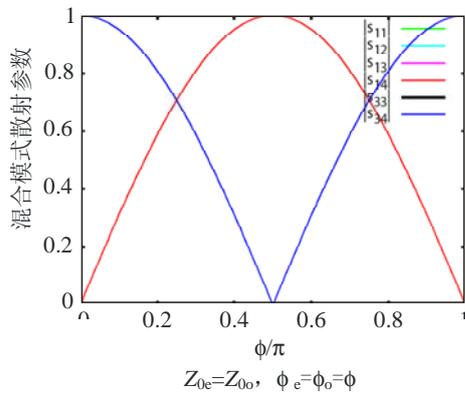


图10
具有不同特征阻抗的串联开路支线（无损）

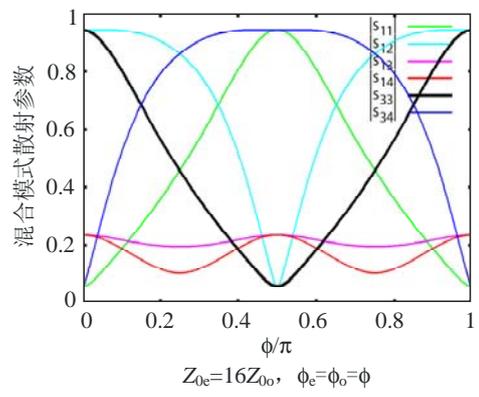
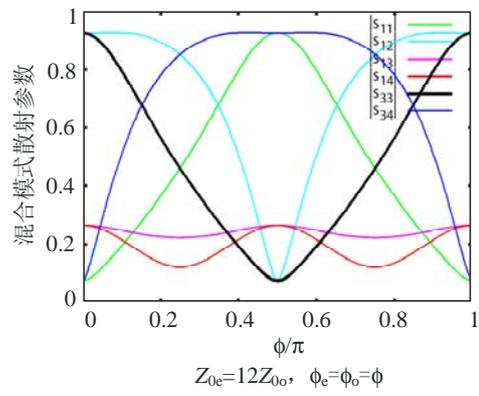
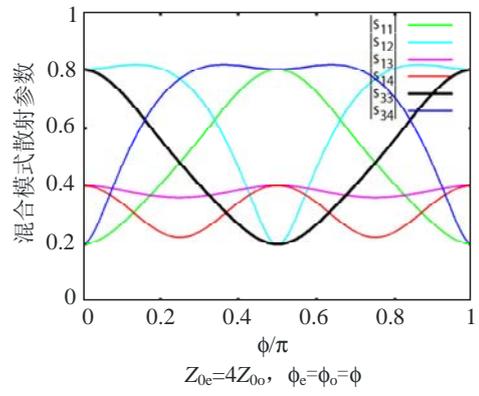
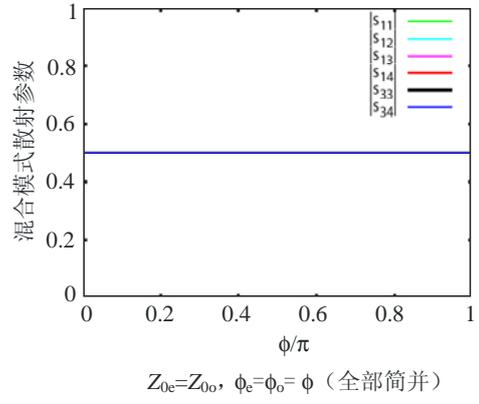
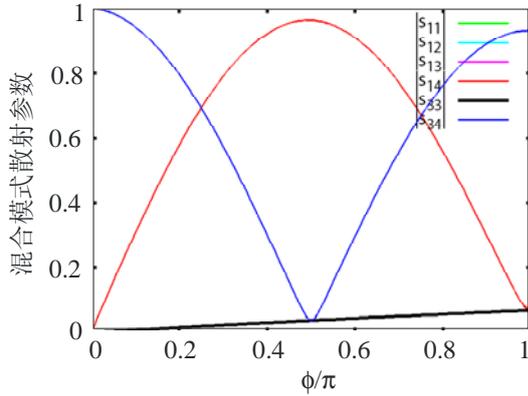
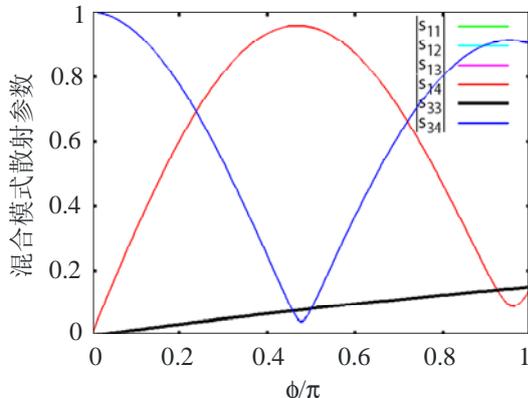


图11

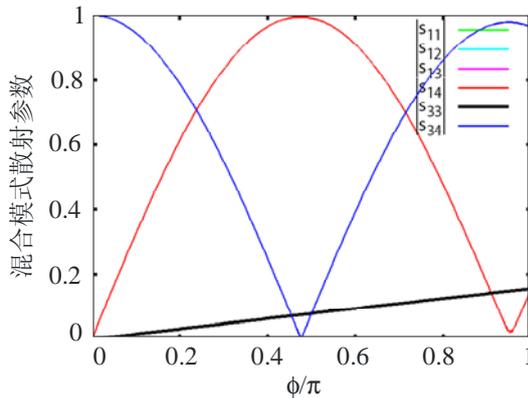
具有模式色散和/或损耗 ($Z_{0e}=Z_{0o}$) 的串联短支线



有损偶模式 $\phi_e=\phi_o=\phi$, $\alpha_e/\beta_e=0.05$



色散模式, 有损偶模式
 $\phi_e=1.1\phi_o=1.1\phi$, $\alpha_e/\beta_e=0.05$

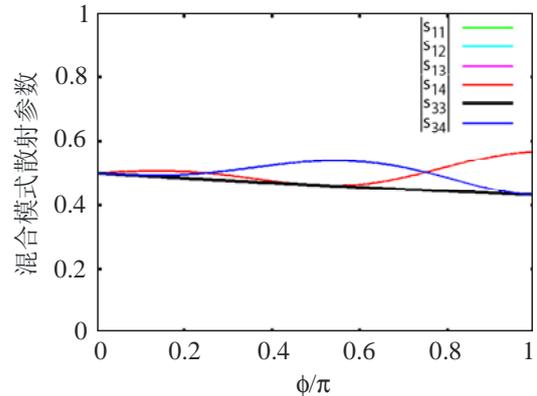


色散模式 $\phi_e=1.1\phi_o=1.1\phi$

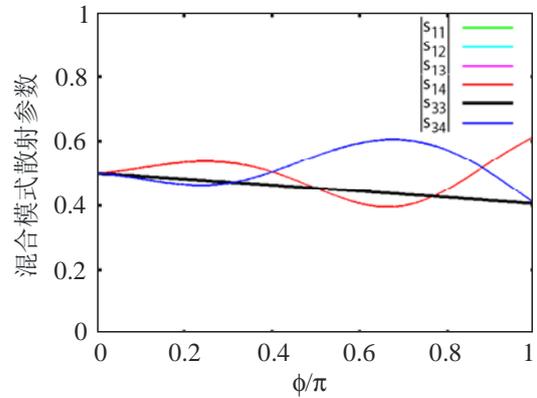
SM2212 报告-11

图12

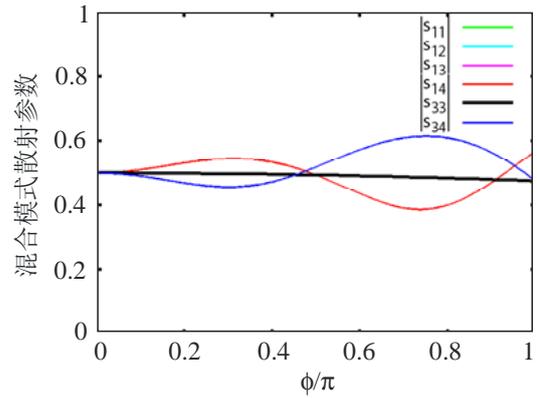
具有模式色散和/或损耗 ($Z_{0e}=Z_{0o}$) 的串联开路支线



有损偶模式 $\phi_e=\phi_o=\phi$, $\alpha_e/\beta_e=0.05$



色散模式, 有损偶模式
 $\phi_e=1.1\phi_o=1.1\phi$, $\alpha_e/\beta_e=0.05$



色散模式 $\phi_e=1.1\phi_o=1.1\phi$

SM2212 报告-12

图13

具有模式色散和/或损耗 ($Z_{0e} = 12Z_{0o}$) 的串联短支线

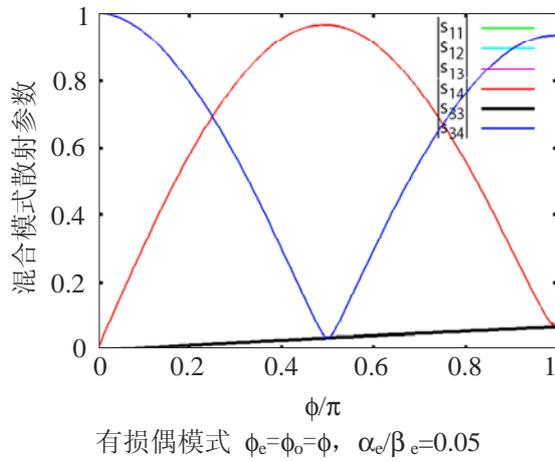
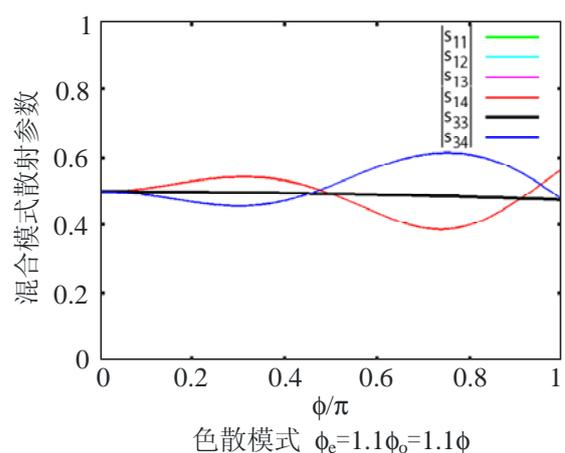
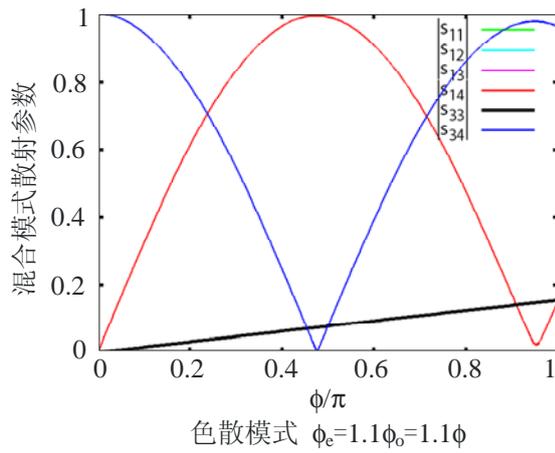
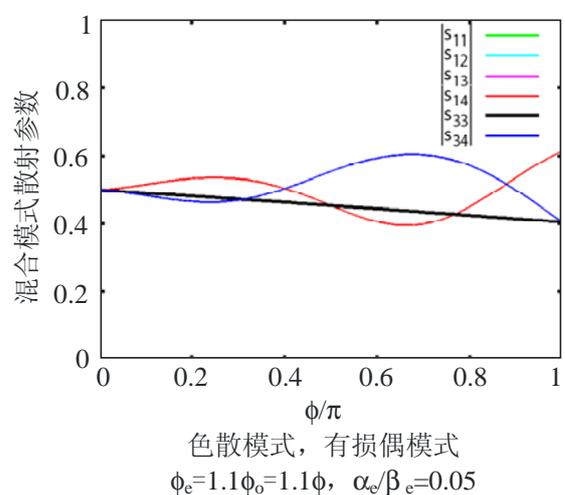
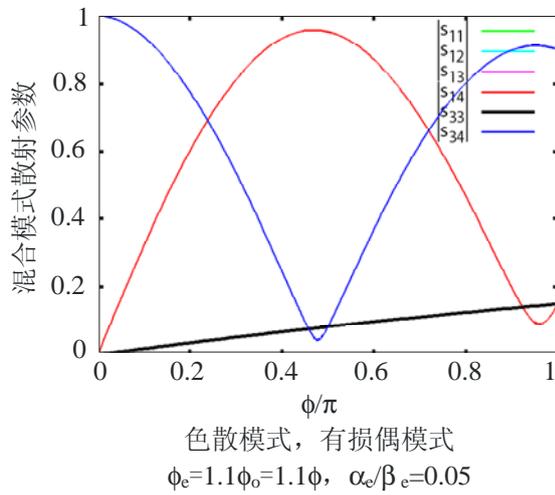
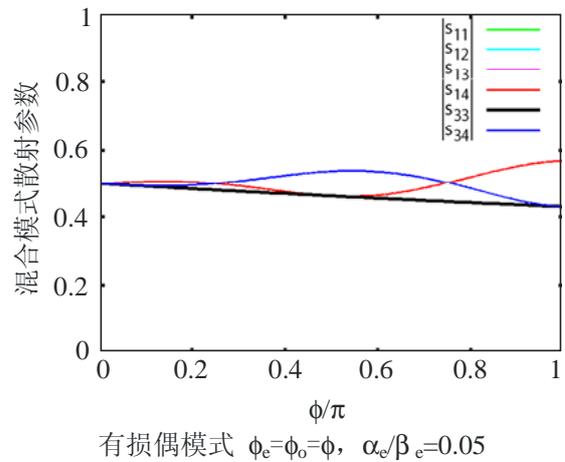


图14

具有模式色散和/或损耗 ($Z_{0e} = 12Z_{0o}$) 的串联开路支线



A1.1.3 结论

本节给出了单向负载串联支线的平衡传输线混合模式色散矩阵元素的一般表达式。作为一般表达式的最简单情况，对ITU-R SM.2158报告§ 2.1.4.3分析所用的串联短支线简单单向相移器模型进行了验证。代表偶模式和奇模式之间色散的混合模式色散矩阵元素以及在各种不同情况下的数值计算结果表明，偶模式和奇模式在很广泛频谱范围内强烈耦合，而非仅在对应该支线长度的奇模式四分之一波长整数倍频率点上耦合。

结果显示，在具有与一般家庭房间数量相当开关支路的家用电力线中产生了和奇模式电流同样大的偶模式电流，这意味着奇模式信号功率谱密度必须具有与偶模式一样低的限制要求。

附件 2

VHF和UHF频段潜在干扰分析

A2 工作在80至200 MHz的VHF频段电力线通信系统谐波对VHF/UHF无线电系统的干扰

80 MHz以下范围内无线电业务不受PLT影响的保护要求方面的研究已经广泛开展了。但目前为止看来还很少考虑PLT系统谐波对VHF和UHF无线电通信的影响。

A2.1 家用无线电系统

家庭环境中使用了若干工作在88-800 MHz范围的无线电系统。这些系统包括业余无线电，广播无线电以及电视，寻呼，老人或丧失劳动能力者的个人报警，医疗植入监视以及医疗植入控制。

此类系统所需的场强在很宽广范围内变化，同样变化的是可能发生有害干扰的程度。而且，有研究表明（Ref.1），电力网配线系统能降低在PLT系统中提供的频谱陷波深度，而且在谐波产生过程中会导致非线性（如“锈螺栓”效应）。对工作在200 MHz以下的PLT系统来说，谐波在500 MHz以上大概不会有太大问题，但工作在该频率以下范围的敏感系统可能会饱受有害干扰的影响。

工作在2区的200 MHz频段的业余业务以及所有区432 MHz频段的业余卫星业务特别容易受到此类谐波的影响：这些业务使用了低至-40 dB($\mu\text{V}/\text{m}$)量级的灵敏度。但是，天线通常位于建筑物之外，且通常距离较远，因此与PLT配线网络隔开10米距离不是一个大问题。通常还假定墙体具有10 dB的衰减。

广播业务通常即使在室内也具有相对较高的场强。显然，这导致了低性能天线的采用，这些天线通常位于室内且与电力线相距较近，因此发生干扰的可能性就相对更高。

其他可能受到影响的业务包括工作在401至406 MHz，遵循ITU-R RS.1346建议书导则的频段医疗植入业务。此类业务在“电子医疗”领域正在变得愈加重要，特别是考虑到为越来越多老年人群提供健康服务所需的成本。在此情况下，工作在室内的与电力网较近的设备，正如熟知的“编程器”之类固定设备，绝大多数情况下是电力网供电的，因此在其电力网引线上将会出现比较高的PLT电平信号（包括交调产物和谐波），并因此向其天线辐射。

为避免对主要用户（气象辅助业务）的干扰，这些设备产品标准如EN301 839中强制采用了一种复杂的“谈话之前接听”机制，要求门限低至+11 dB($\mu\text{V}/\text{m}$)，高于该门限的传输将被禁止。因此，从PLT发出的超过该电平的干扰将使编程器不能启动与植入物的通信。发出辐射信号的电力网线和编程器之间通常间距30 cm，因此可以预期损耗能够比业务无线电业务低30 dB。除了没有业务电台可能有的墙体衰减带来的益处，或者天线辐射模式抑制可能带来的优势外，医疗植入对于PLT辐射功率方面的保护要求可视为与业务无线电业务的要求非常相近。

尽管VHF寻呼业务不如以往那么流行，但它们在很多情况下仍被使用，因为比诸如蜂窝电话等类的替代方案要便宜。由于主要工作在VHF区域，它们受到的干扰主要来自工作在200 MHz以下PLT设备的谐波和基带。

工作在VHF或400 MHz区域的个人报警业务主要由老人和残疾人以及特别是那些独自生活或在紧急情况下在避难所内寻求帮助的人使用。由于发射机必须小且轻 – 通常是戴在脖子上的 – 且具有较小和较低效率的天线以及只有几毫瓦的功率，这使得其接受灵敏度必须很高。如果某个人跌倒了且身体正好伏在天线上，这将会造成天线相当大程度的衰减，但同样的，接收机也将距电力网较近，且接收到的有用信号强度可能仅有0 dB($\mu\text{V}/\text{m}$)。

A2.1.1 结论

虽然落在PLT系统工作频段之外的谐波和交调产物电平预期随频率降低而降低，但更容易在较低频率发生设备电源线共振以及随之带来的本地场强增加效应。有研究表明，VHF/UHF业余无线电业务和业余卫星业务所需的防止受到PLT系统基带和谐波干扰的保护要求程度类似于家庭环境中经常使用的其他系统，如果这类系统因PLT辐射干扰而引发通信中断，则后果将会很严重。

A2.2 30 MHz-380 MHz 频率范围航空无线电和PLT内部设备之间的兼容性

对于只在较低电压AC电力网内工作且安装在室内的宽带通信来说，一些PLT设备使用频率的范围最高至300 MHz。

该兼容性分析集中在使用频率范围为30至380 MHz范围内的航空无线电业务机载接收机无线电接收保护。

§ A2.2.5.1 列出了 80 至 380 MHz 航空无线电业务机载接收机兼容性要求。采纳这些要求可使 PLT 满足干扰门限值水平（见§ A2.2.5.2）。为显示 PLT 是否能够满足这些限值，§ A2.2.5.3 节将 30 MHz 以上各种不同 PLT 系统定义的最大功率谱密度转换为内部承载 PLT 宽带通信的建筑物发出的辐射功率/场强。§ A2.2.5.4 介绍了 PLT 在何种程度上可能与航空接收机发生干扰。

A2.2.1 航空无线电干扰兼容性分析

BNetzA于2000年对数字电缆信号进行了大量测试，确定了VHF COM, UHF COM, VOR, ILS LOS 和VDL 模式2)要求的“所需最小场强值”。通过适用系统相关的C/I，能够将这些值转换为“机载接收机最大可允许干扰场强”。这些值列于表15中。

表15

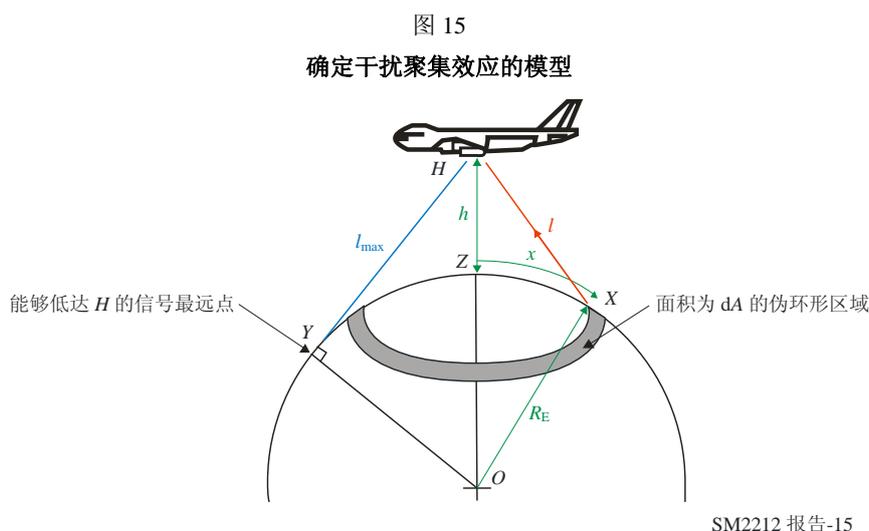
带宽为120 kHz的准峰值检测器（QP）测量的COFDM信号
在机载接收机端的兼容性要求

	所需最小场强值 (dB(μ V/m))	C/I (dB)	最大可允许干扰场强 (dB(μ V/m))
VHF COM 8.3 kHz 栅格 117.975-137 MHz	16	10	6
VHF COM 25 kHz栅格 117.975-137 MHz	16	10	6
UHF COM 25 kHz栅格 230-380 MHz	24	7	21
VOR 40 kHz栅格 108-117.975 MHz	39	13	26
ILS –LOC 40 kHz栅格 108.1-111.95 MHz	32	9	23
VDL 模式2 118-138 MHz	39	9	30

A2.2.2 根据航空无线电要求进行的PLT干扰限制计算

A2.2.2.1 兼容模型

为测算因PLT干扰源累积效应造成的对机载接收机的可能干扰程度，这里采用了ECC 024报告附件75中的兼容模型。该模型考虑了与干扰源密度（每平方公里干扰源数量）有关的具体干扰源表面积累加效应。图15给出了示意图。由于累加因素，在飞机上的接收机接收到的噪音面积明显增加。



对于直接抵达接收机的单个干扰信号（自由空间传播），路径长度 l 可由下式确定：

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

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

其中， x 和 l 受地球曲度的物理性制约，分别为：

$$x_{\max} = R_E \text{ArcCos}\left[\frac{R_E}{R_E + h}\right] \quad \text{和} \quad l_{\max} = \sqrt{h(h + 2R_E)}$$

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

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

⁵ ECC 024报告(2003), PLT, DSL, 有线通信(包括有线电视), LAN及其对无线电业务的影响, <http://www.ero-docdb.dk/doks/doccategoryECC.aspx?doccatid=4&alldata=1>.

且归一化形式为:

$$PF_{D \text{ for unit EIRP density}} = \frac{R_E}{2} \int_{x_1}^{x_2} \frac{\sin\left[\frac{x}{R_E}\right]}{\left(R_E^2 - 2 \cos\left[\frac{x}{R_E}\right] R_E (h + R_E) + (h + R_E)^2\right)} dx$$

A2.2.2.2 假定

为解释机载接收机受到的影响，这里以柏林及其统计数据为例说明问题：

该市面积为900 km²，一栋建筑物平均面积为1.16*10⁻³ km²。40%区域覆盖建筑物(360 km²)，因此可推算出每平方公里有860个建筑物。平均来说，每个建筑物有6个单元，这意味着每平方公里有5 200个干扰源。假定10%的单元通过PLT进行宽带互联网连接，则干扰源减少为每平方公里500个。并非所有PLT调制解调器都在同一时间工作。为此，我们将干扰密度降低50%。这意味着对于柏林这样的城市来说，干扰源密度大约为每平方公里250个。

A2.2.2.3 计算

利用表15中给出的最大可允许干扰场强，接收机端允许的功率流量密度 PF_{D} 可由下式计算：

$$PF_{D} = \frac{E^2}{120\pi}$$

其中：

PF_{D} : 功率流量密度 (W/m²)

E : 最大可允许干扰场强(V/m)。

利用§ A2.2.2.1介绍的兼容模型，PLT噪声源允许的辐射功率可由下式计算：

$$h = 1 \text{ km} \quad R_E = 6371 \text{ km} \quad D = \frac{250}{\text{km}^2} \quad G_{TX} = 1.64 \quad \text{dBi}$$

$$P_{TX} := \frac{2 \cdot PF_{D}}{D \cdot R_E \cdot G_{TX} \int_{x_1}^{x_2(h)} \frac{\sin\left(\frac{x}{R_E}\right)}{\left[R_E^2 - 2 \cdot \cos\left(\frac{x}{R_E}\right) \cdot R_E \cdot (h + R_E) + (h + R_E)^2\right]} dx}$$

$$p_{TX} := 10 \cdot \log\left(\frac{P_{TX}}{10^{-3} \text{ W}}\right)$$

h : 飞行高度(km)

R_E : 地球半径 (km)

G_{TX} : 同向源天线增益 (dBi)

D : 以每平方公里干扰源数量表示的干扰源密度

PF_{D} : 功率流量密度(W/m²)。

飞行高度为300m, 1000 m和10 km的情况也进行了计算。300 m 和10 km两种情况下的差别仅有2 dB, 这意味着飞行高度可以不考虑。

高度为1 km且干扰源密度为每平方公里250个干扰源情况下的结论如下述表16所归纳。该表包括了来自表1的最大可允许干扰场强, 计算得到的机载接收机端最大PFD, 以及相应得到的地面PLT干扰源最大可允许辐射功率。

表16

带宽为120 kHz的准峰值 (QP) 检测器测量得到的
PLT噪声源最大可允许辐射功率

	机载接收机最大可允许干扰场强 (dB(μ V/m))	PFD 机载接收机最大可允许功率流量密度 (pW/m ²)	PTX PLT噪声源最大可允许辐射功率
VHF COM 8.3 kHz 栅格 117.975-137 MHz	6	0.0106	-80 dBm / 10 dB(pW)
VHF COM 25 kHz 栅格 117.975-137 MHz	6	0.0106	-80 dBm / 10 dB(pW)
UHF COM 25 kHz 栅格 230-380 MHz	21	0.334	-65 dBm / 25 dB(pW)
VOR 40 kHz 栅格 108-117.975 MHz	26	1.056	-60 dBm / 30 dB(pW)
ILS-LOC 108.1-111.95 MHz	23	0.529	-63 dBm / 27 dB(pW)
VDL 模式2 118-138 MHz	30	2.653	-56 dBm / 34 dB(pW)

根据不同业务, PLT噪声源最大可允许辐射功率值变化范围在10到34 dB(pW)之间。

A2.2.3 PLT系统标准限值造成的功率流量密度的计算

ITU-T和IEEE等组织已对PLT设备室内通信最大功率频谱密度进行了标准化。

表17
不同组织规定的最大功率谱密度

	30 MHz以上PLT设备最大功率谱密度
ITU-T G.9960建议书修正案1	-85 dBm/Hz (r.m.s.)
IEEE P1901标准草案	-85 dBm/Hz (AV)

对于类似噪声的通信信号，接收机从不同检测器获得的测量数据之间关系如下：

- a) 峰值(PK) 0 dB 参考值
- b) 准峰值(QP) -2 dB
- c) 均方根(r.m.s.) -10 dB
- d) 均值(AV) -12 dB

在以下计算过程中，假定最大发射PSD电平取值为-85 dB/Hz (r.m.s.)。假定在30 MHz以上频率最大功率谱密度为常量。采用相同方式对距离建筑物10 m的聚集辐射场强（采用峰值检测器测量）进行转换操作（有限元素建模）。假定天线为各向同性，则场强可通过下式转换为功率：

$$P_t = E + 20 \log d - 74.8$$

其中：

E : 场强dB(μ V/m)

P_t : 功率(dBm)

d : 距离(km)。

这里采用了与§ A2.2.2.2相同的假定：干扰源密度为每平方公里250个干扰源，飞行高度为1 km。

表18
机载接收机最大功率流量密度

30 MHz以上PLT设备 最大功率谱密度	离建筑物10 m远的聚 集辐射场强	对应于场强的 聚集功率	PFD 机载接收机聚集功率 流量密度
-85 dBm/Hz (r.m.s.)	33 dB(μ V/m) (PK)	4 nW (PK)	3.903 pW/m ² (PK)

从表18可以看出，如果采用峰值检测器测量，则结果是最大功率谱密度为-85 dBm/Hz (r.m.s.)的PLT设备产生的辐射场强为33 dB(μ V/m)。

A2.2.4 机载接收机要求的干扰门限值与PLT系统导致的干扰之间的比较

表16列出了机载接收机最大可允许干扰场强和功率流量密度。机载接收机端由PLT辐射产生的对应聚集功率流量密度如表18所示。该值被转换为机载接收机端最大辐射场强。

表19对可允许场强和PFD（见§ A2.2.2）和辐射值（见§ 4）进行了比较。为更好地进行比较，以下考虑中参考了表18有关PLT干扰峰值数据，即降低了2 dB。

表19

机载接收机端最大可允许和聚集辐射场强比较及保护所需余量
(所有数值均为准峰值QP)

	最大可允许干扰场强 (dB(μ V/m))	最大可允许功率流量密度 (pW/m ²)	聚集辐射场强 (dB(μ V/m))	聚集辐射功率流量密度 (pW/m ²)	保护所需余量 (dB)
VHF COM 8.3 kHz 栅格 117.975-137 MHz	6	0.0106	30	2.512	-24
VHF COM 25 kHz 栅格 117.975-137 MHz	6	0.0106	30	2.512	-24
UHF COM 25 kHz 栅格 230-380 MHz	21	0.334	30	2.512	-9
VOR 40 kHz 栅格 108-117.975 MHz	26	1.056	30	2.512	-4
ILS-LOC 108.1-111.95 MHz	23	0.529	30	2.512	-7
VDL 模式2 118-138 MHz	30	2.653	30	2.512	0

表19最后一栏显示了降低PLT设备干扰所需的余量。假定PLT设备最大功率谱密度为-85 dBm/Hz (r.m.s.)，则对VHF系统来说有必要降低24 dB。对于不同系统而言，余量变动范围在0 和-24 dB之间。

在这些计算中，假定干扰源密度为每平方公里250个。矫正值线性相关于干扰源密度（也见文件1A/157）。

表 20
干扰源密度矫正值

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

A2.2.5 结论

假定PLT设备最大功率谱密度为目前ITU-T G.9960建议书定义的-85 dBm/Hz (r.m.s.)，则在80 MHz以上频率范围内，所有被调查的航空无线电系统（不包括VDL 模式2）将在机载接收机端受到PLT干扰。受影响的系统包括VHF COM、UHF COM、VOR 以及ILS LOC。

对于VHF系统而言，保护航空无线电系统所需的余量高达24 dB。或者换言之，PLT最大功率谱密度须按这一余量予以降低。

A2.3 适用于飞行器无线电通信和无线电导航系统的PLT聚集模式

假定自由空间路径损耗，则利用下式，可将最小耦合损耗转换为单一源之间的最小分隔距离：

$$L_{bf} = 32.4 + 20\log(f) + 20\log(d)$$

其中：

L_{bf} = 自由空间基本传输损耗(dB)

f = 频率 (MHz)

d = 距离(km)。

利用下式可实现所有单一点源的聚集：

$$A = \frac{W_{eirp} \lambda^2 G_r \rho R_e}{16\pi(R_e + h)} \bullet \ln \left(\frac{2(R_e + h)H + h^2}{h^2} \right)$$

其中：

A = 聚集干扰均值 (每单位带宽瓦数)

W_{eirp} = 等效PLT设备EIRP均值(每单位带宽瓦数)

λ = 波长 (m)

G_r = 受影响接收机天线增益 (dB)

ρ = PLT发射机密度均值(每平方米发射机个数)

R_e = 等效地球半径 (m)

R = 观测区域或无线电地平半径

h = 接收机天线距离地面高度(m)

$H = R_e(1 - \cos(R/R_e))$

附件3

VHF和UHF频段PLT系统射频频率辐射

A3 VHF和UHF频段PLT系统射频频率辐射

本附件介绍包括电力线系统（PLT）在内的有线通信系统辐射对于无线电通信业务的影响，以及所需的保护标准。最初，PLT系统工作在30 MHz以下频率，因此产生的辐射也位于该段频率区间。但不幸的是，电力网被越来越多地用来传输更多的宽带数据。电力网组线在设计和工程建设上都典型地不适合用于传输高速宽带数据，且结果就是电力网线上会出现随之而来的辐射。任何工作在承载PLT信号的电力导线附近的广播接收机将会视该辐射为背景噪声的增加。这一现象影响了接收机接收低电平信号的能力。对PLT设备的测量显示，辐射发生的频段远远高于300 MHz以上。本报告对这些发现以及对于无线电通信业务的影响进行了归纳总结。

本附件附有来自分析报告、实验室测试、现场测试和各种测试程序的数据，这些数据分见于ITU-R SM.2158 和ITU-R SM.2157报告。

A3.1 GmbH广播技术研究所对PLT调制解调器的测量

本节提供一些PLT系统性能和辐射特征的技术相关信息。这些信息包括GmbH广播技术研究所（IRT），德国、澳大利亚和瑞士的公众业务广播组织中央研究和开展的对现代电力线通信（PLT）调制解调器频谱利用率的测量结果。这些信息旨在帮助评估来自PLT设备的干扰。

A3.1.1 测量综述

当前在欧洲直至2010年一直在使用的两种传统PLT技术使用的典型频率范围是Homeplug AV 为2-30 MHz，UPA为2-32 MHz。频率陷波用于降低对业余无线电频段内的信号的干扰。此外，在不同频率范围内的发射功率被降低了大致30 dB，以便降低在这些部分频谱范围内其他用户的干扰。自2009年底以来，市场上已经有了能够实现高达1 Gbit/s（峰值）总传输速率的适配器。和Homeplug AV，ITU-T G.9960 (06/10)建议书以及IEEE-1901(也称为Homeplug AV2)标准不同，它们采用一种相当宽泛的频率范围（2 MHz 至30 MHz 以及50 MHz 至 305 MHz），这其中包括VHF频段II（FM）以及频段III（DAB）。特别是利用Gigle⁶公司最新的Gigabit芯片mediastream对这些PLT技术频谱利用率进行测量，其目的在于

⁶ 2010年12月，Broadcomm 并购了 Gigle Networks公司。

掌握电力线在实际负载情况下的性能以及可能的辐射电平。目前尚不清楚的是这些PLT适配器的使用对于广播频段可能发生多大干扰及负面影响。

A3.1.2 PLT 性能

虽然Allnet, Devolo和Zyxel在产品中都采用了相同的Intellon INT6300芯片组, AcBel 和Conceptronic在产品中采用了相同的DS2 DSS9010芯片组, 但还是能测出不同的性能。测得值显示, 所有电力线设备在采用传输控制协议(TCP)时都能获得很好性能。即使在距离22 m以及不同电流相位情况下, 仍能达到50-750 Mbit/s的速率, 这就意味着, 举例来说, 在同时传输两条HD信号的情况下, 仍能有10 Mbit/s的传输速率供冗余传输其他业务。Allnet, Devolo和 Zyxel的适配器以及AcBel 和Conceptronic的适配器都具有200 Mbit/s的标称最大传输速率, 这相当于大约80 Mbit/s的最大净数据速率。有必要对配有mediastream Gige (GGL541)芯片组的Belkin 吉比特电力线 HD⁷适配器进行单独分析, 因为它们是唯一具有吉比特网络连接能力的适配器, 最大标称传输速率为1 000 Mbit/s。在实际操作环境中, 最大净数据速率可能会有相当大的下降。尽管如此, 在使用50-305 MHz频谱时, Gige GGL541芯片组的速度要明显比Intellon (2-30 MHz) 和 DS2 (2-32 MHz)快得多。举例来说, 在距离为2.3 m时Belkin适配器能够证明这一点。在“较短距离”下, Gige芯片组性能要比Intellon和 DS2芯片组高3.5倍。在距离为22 m情况下, Belkin适配器的性能出现恶化。Belkin适配器之间直线距离从10 m开始就会有较高衰减, 设备仅工作在Homeplug AV频谱(较低频段: 2-30 MHz)。数据吞吐量约为50 Mbit/s, 大约比Intellon 和DS2适配器低30%左右。

自2010年12月起, 采用电力线标准IEEE-1901的电力线适配器纷纷上市。Atheros⁸ AR7400芯片组是第一批上市的符合该标准的产品。该产品使用了比Homeplug AV (2 MHz至30 MHz)更宽的频率范围(2 MHz至68 MHz), 其中未使用全球通用的76至108 MHz FM无线电频段和174至240 MHz DAB无线电频段。扩展的频谱范围以及高达4096 QAM的更加有效的调制方式旨在使基于AR7440的电力线产品能够实现超过500 Mbit/s PHY(峰值)的数据速率。知名的电力线生产厂商如Netgear, Trendnet, TP-Link, Devolo, D-Link, AVM, Billion, MSI, Allnet等都已经宣布或引入了符合IEEE-1901标准的电力线设备。

表21给出了电力线适配器测试技术特征。其中测试的产品包括由Allnet, Devolo和Zyxel生产的三对电力线标准Homeplug AV产品, 以及AcBel 和Conceptronic生产的两个UPA设备。作为第三版本, 这里测试并报告了Belkin生产的吉比特电力线适配器; 它们是具有最大标称传输速率1 000 Mbit/s的唯一产品。作为第四版本, 测试了一对具有500 Mbit/s最大标称传输速率的Netgear产品。

⁷ G吉比特电力线HD F5D4076 S v1, F5D4076 S v1 以及MSI ePower 1000HD 采用 Gigechip芯片组(GGL541)并具有类似测量结果。

⁸ Qualcomm 并购了不久前刚收购Intellon 的Atheros 公司。

表21
测试电力线适配器规程

厂家	Allnet	Devolo	Zyxel	Belkin	AcBel	Conceptronic	Netgear
产品	ALL168203	dLAN 200 Avplus	PLA-400 v2	吉比特电力线 HD	DH10PF	Homeplug 200 Mbit/s	电力线AV 500 XAVB5001
标准	Homeplug AV			HPAV2 mediastream	UPA		IEEE-1901
传输速率 (标称)	200 Mbit/s			1 000 Mbit/s	200 Mbit/s		500 Mbit/s
频谱	2-30 MHz			2-30 MHz 50-300 MHz	2-32 MHz		2-68 MHz
协议	CSMA/CA			CSMA/CA TDMA MAC	TDMA MAC		
调制	OFDM – 1 155 载波, 1 024/256/64-QAM, QPSK, BPSK				OFDM – 1 536 载波		OFDM – 4 096 载波

A3.1.3 频谱测量

为实现测量目的，电力缆线的一根用于传输数据流量的导线被置于R&S MDS 21吸收钳中，导线其余部分置于其外（见图16）。测量钳的衰减在301 000 MHz范围内以17dB表示；因此该值必须加上指示电平以正确指示电力线的HF电平。作为电力线标准的代表，AcBel, Allnet 和Belkin设备被用于测试。在两个相同构造的电力线适配器之间，来回进行能够将设备发挥至最大极限的数据流传输。在有源性能测试期间，FSEA频谱分析仪记录了频率谱线。

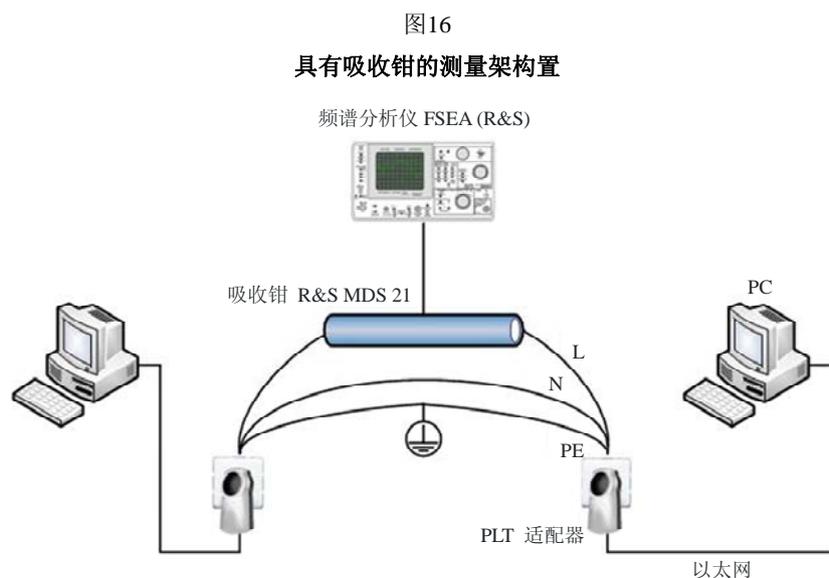
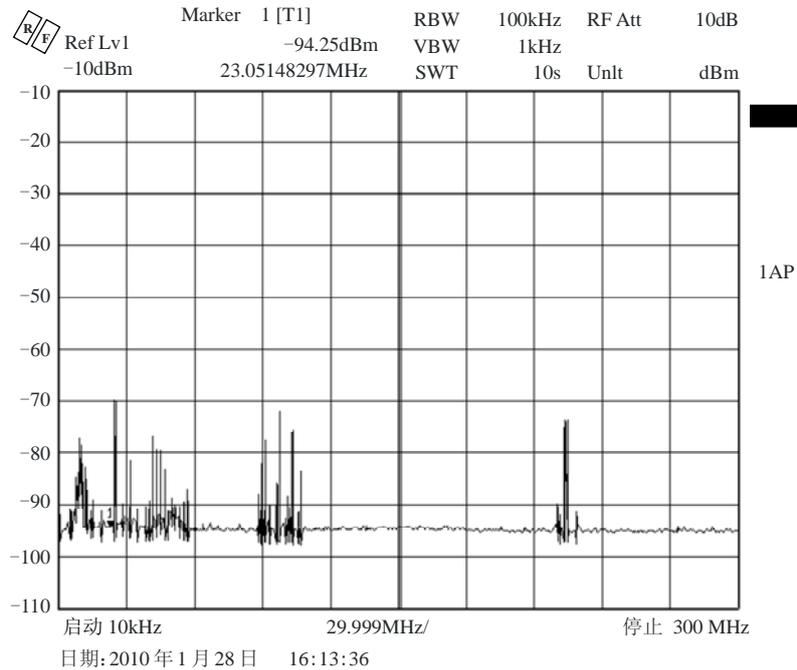


图17

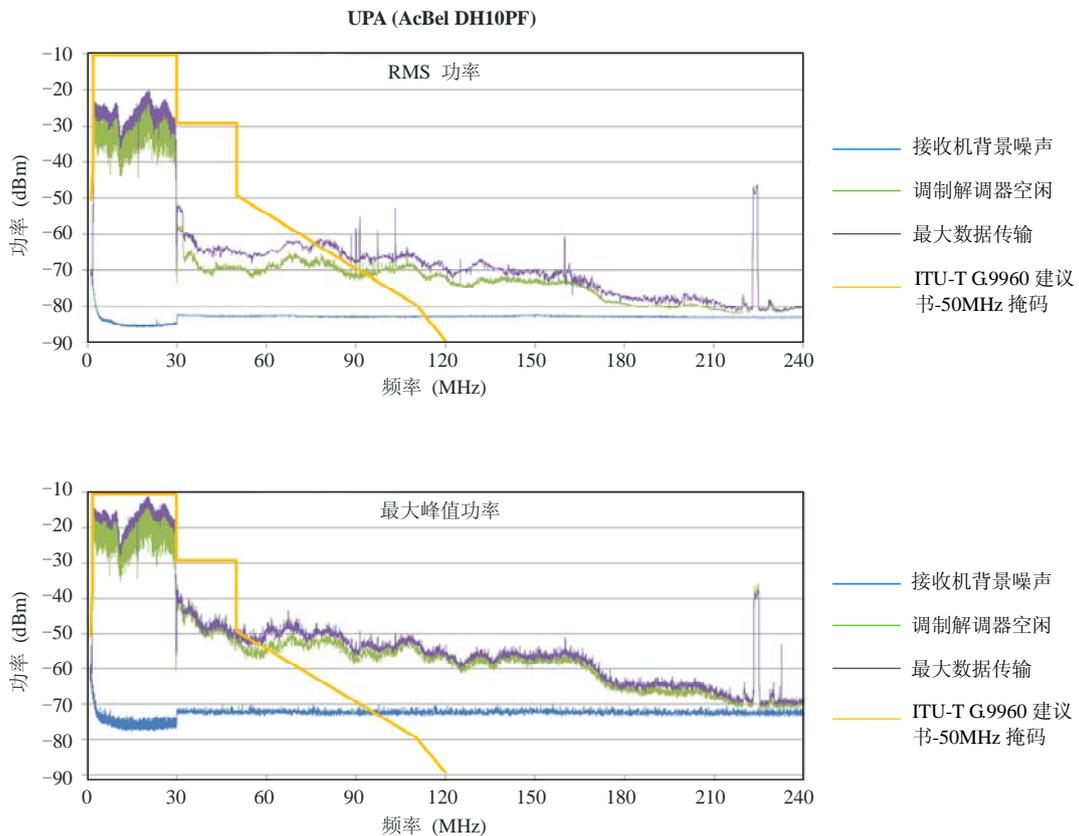
测量场所可见的动态信号和潜在噪声是（特别是）：
SW, FM (87.5-108 MHz), DAB (大约 215 MHz)



SM2212 报告-17

图18

空闲模式以及最大数据吞吐量情况下的ACBEL UPA功率谱



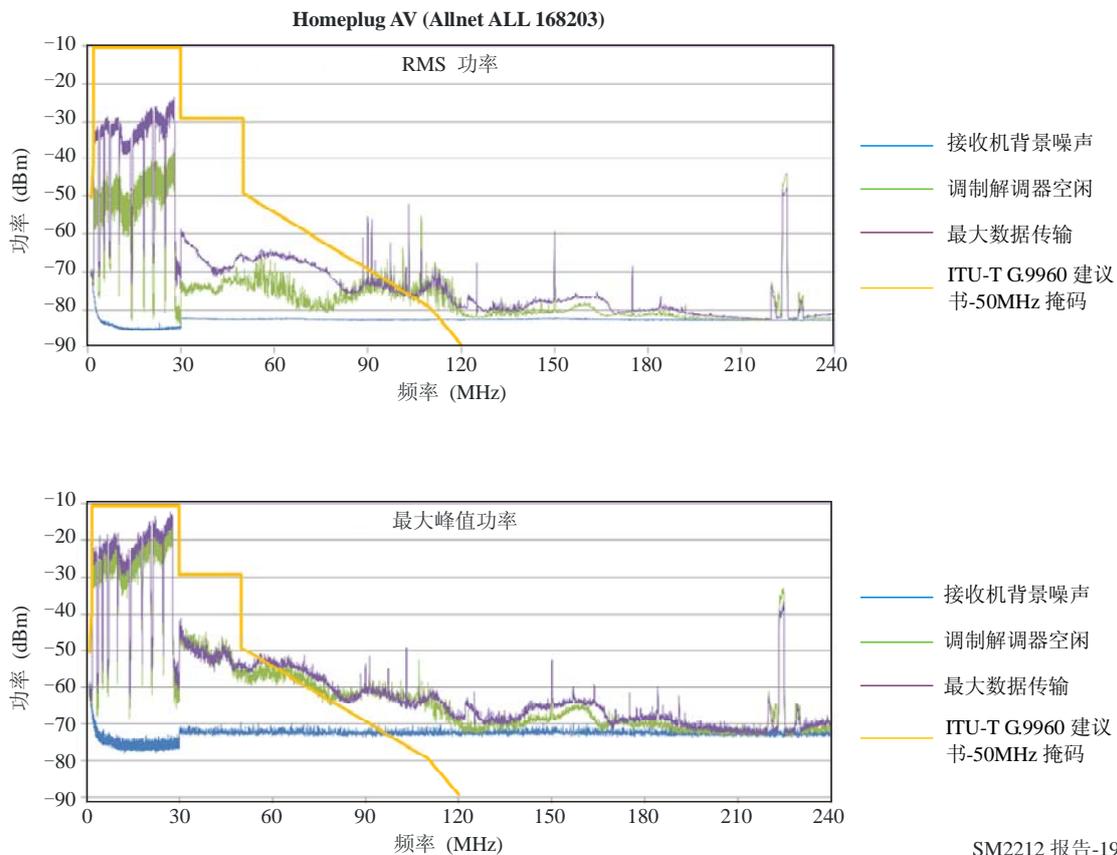
SM2212 报告-18

根据制造商资料，遵循UPA标准的电力线适配器频率范围为2-32 MHz。但是，频谱分析显示（见图18）UPA在32 MHz至大约190 MHz范围内仍然产生频谱分量，虽然这些分量有明显的50 dB衰减。实际工作范围电平大约为-15 dBm（包括吸收钳的衰减）。

根据制造商资料，遵循Homeplug AV标准的电力线适配器使用频率范围为2-30 MHz。虽然Homeplug AV和UPA标明相同的200 Mbit/最大传输速率，但其频率谱线却不同。Homeplug AV在较低频率范围具有类似的较高电平；但在较高频率分量上，电平却低于UPA设备（见图19）。频谱分量范围延伸至大约70 MHz。

图19

Allnet Homeplug AV在空闲模式以及最大数据吞吐情况下的功率谱线

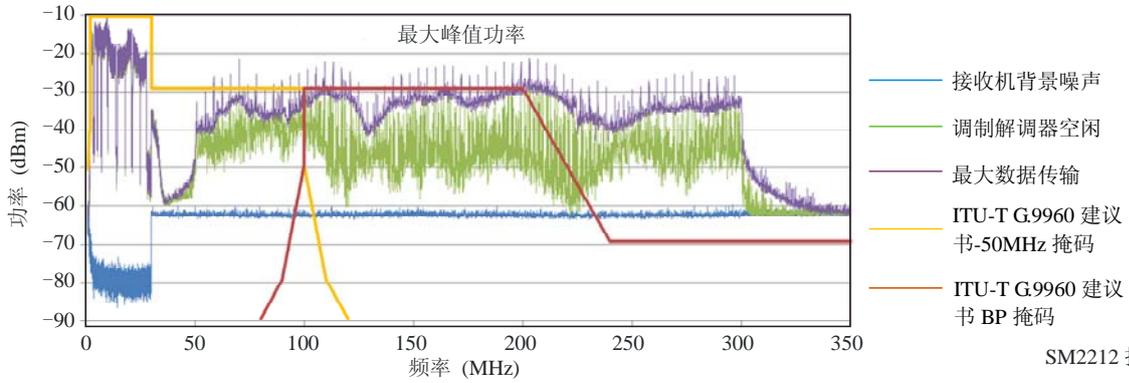
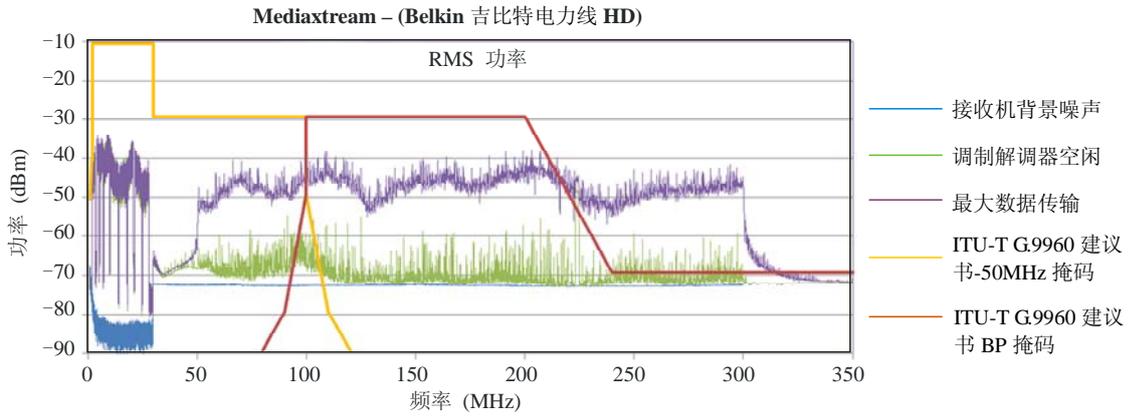


SM2212 报告-19

根据制造商资料，配有mediaxtreme芯片组的电力线适配器能够在2-30 MHz (HPAV) 和 50-300 MHz频率范围内工作。但是，同时使用这两个频谱范围是（目前为止）不可能的。对于若干TCP连接的数据传输，清楚的一点是两个适配器之间的通信发生在50-305 MHz频谱范围内（高端频段）（见图20）。该段频率范围内的电平大约要比AcBel 和Devolo (2-30/32 MHz)的设备低25-30 dB。尽管通信是在高端频段内进行的，符合mediaxtream标准的电力线设备同时能在低端频段内显示频谱分量。

图20

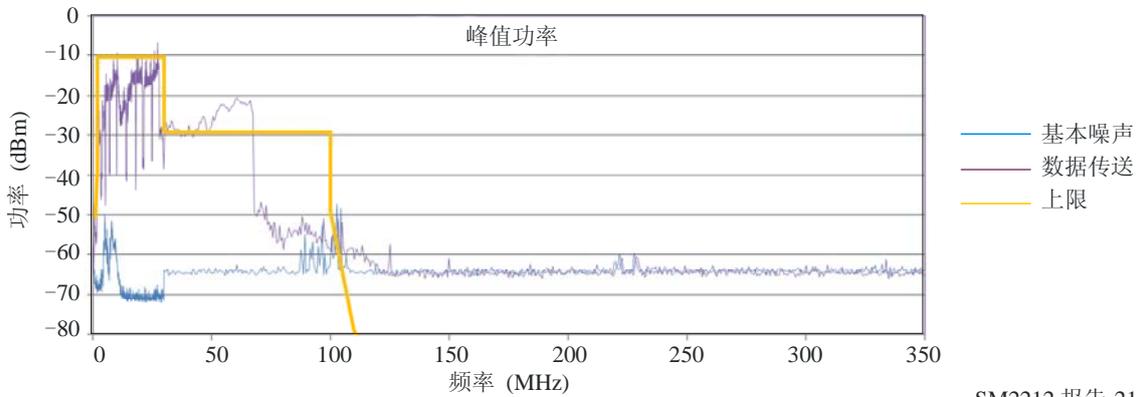
空闲模式和最大数据吞吐量情况下Belkin适配器的功率谱



SM2212 报告-20

图21

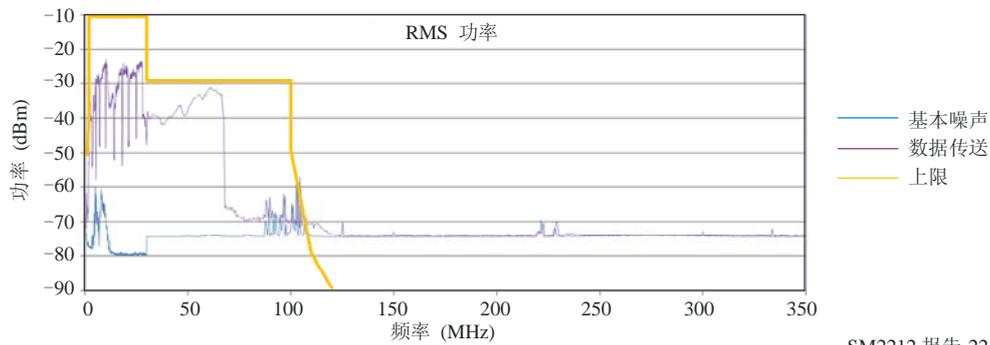
Netgear AV500最大数据吞吐量情况下峰值功率频谱(dBm) 对应于ITU-T G.9960建议书的上限 (黄线)



SM2212 报告-21

图22

Netgear AV500在最大数据吞吐量情况下的RMS功率谱(dBm)



SM2212 报告-22

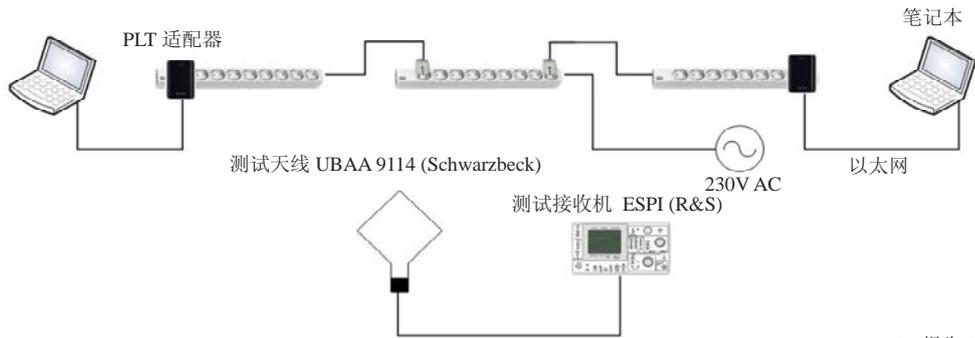
A3.1.4 Belkin PLT调制解调器“电力线吉比特”F5D4076-S v1的干扰辐射

两根电力网扩展线，每根都是1.5米长电力线缆，被一左一右连接在一个与电力网墙体插座（230V）相连的电力扩展线上，从而使得两根扩展线能够放置在一张桌子之上的相隔3米处（参考测量构造如图23所示）。Belkin调制解调器插入外部插座，并与两台笔记本相连。然后，利用IxChariot软件工具，将数据以高达250 Mbit/s（TCP）的速度发送出去。在距离3米和高度为1.5米之处放置一根Schwarzbeck UBAA 9114天线。在30-320 MHz范围捕捉到了水平和垂直极化场强。该测量使用了EMC测试接收机R&S ESPI。测试接收机设置如下：

- 测量带宽：120 kHz；
- 测量步进：40 kHz；
- 测量时间：100 ms；
- 具有前置放大器；
- 衰减：10 dB；
- 测量检测器：峰值和r.m.s. (均方根)。

宽带天线UBAA9114转换速率（天线因子）以接收频率的数值表形式输入接收机，以便将测量结果直接以dB(μ V/m)形式记录。在两次测量期间，场强的峰值和r.m.s值在每个频率点都进行测量。这里未采用准峰值检测器进行测量，原因是此类测量需要几个小时才能测得一个测量值。不过，准峰值检测器被特意用来复制脉冲干扰在收听模拟无线电广播期间对人耳的影响。除了FM频段外，30 MHz以上的干扰对数字业务有影响，这一干扰效应可以更好地用r.m.s和峰值表示。

图23
干扰辐射测量配置图



SM2212 报告-23

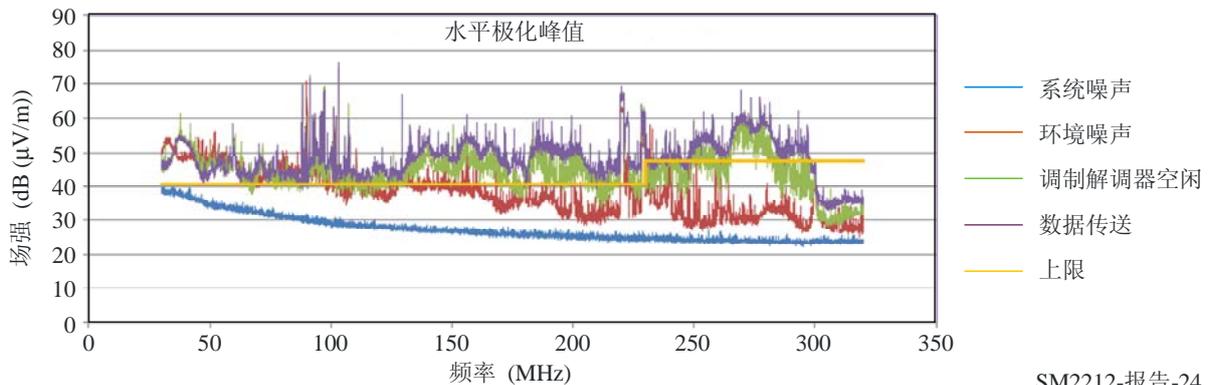
采用水平和垂直极化方式对以下场强值进行测量和记录：

- 测量接收机的系统噪声（测量系统的较低参考值）；
- 环境噪声；
- 与空闲模式调制解调器之间的干扰；
- 与数据传送速率高达250 Mbit/s总数据速率的调制解调器之间的干扰。

作为上限参考值，EN 55022⁹标准的表6中给出的限值被输入进图中。这些限制以准峰值形式表示。准峰值通常第一峰值，但在任何情况下都高于r.m.s值。

A3.1.5 水平极化场强

图24
水平极化场强峰值 (dB(μ V/m))



SM2212-报告-24

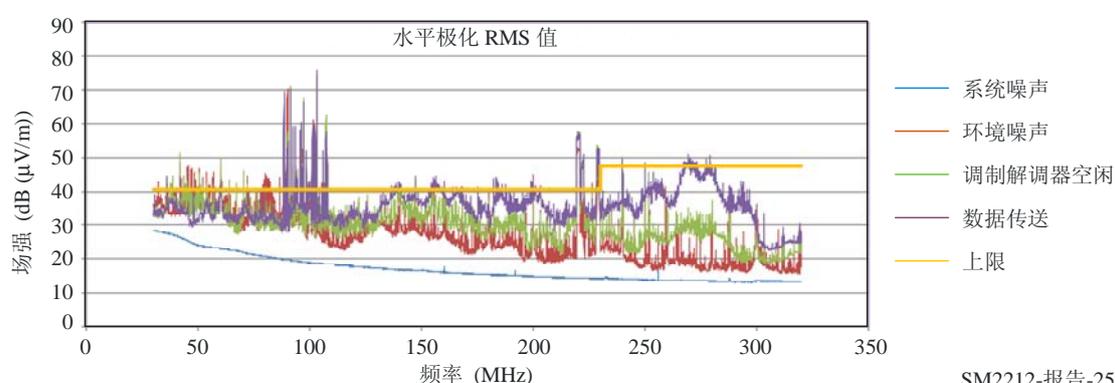
⁹ CENELEC EN 55022: 2006; 信息技术设备 — 无线电干扰特征 — 限制和测量方法(CISPR 22: 2005 (修订版))。

图 24 中的蓝线代表最低可测场强，等于测量接收机的系统噪声。红线代表在无调制解调器情况下的环境噪声（人为噪声）。由于测量在 IRT 开展，其中有很多的电气和电子系统在运行，因此环境噪声相当高（红线）；在 150 MHz 以下甚至超过了上限值曲线。87.5-108 MHz 范围内场强值的峰值符合 FM 信号特征，那些在 220 至 229 MHz 附近的值符合可在 IRT 接收到的 DAB 信号特征。

当调制解调器打开时，干扰场强增加，如绿线所示。在数据传送期间，干扰场强再次增加，如品红线所示。在 230 MHz 以上，由调制解调器引起的干扰场强大约比环境噪声高几个 dB；这意味着测得值是正确的。在数据传送期间以及在空闲模式期间，调制解调器干扰峰值超出限值大约 20 dB。

图25

水平极化均方根场强 (r.m.s.)值(dB(μV/m))



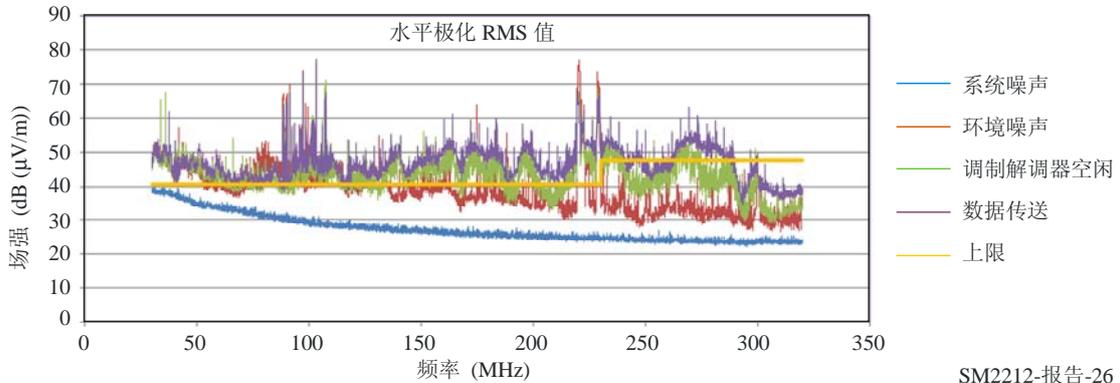
SM2212-报告-25

在固定干扰如测试接收机系统噪声（蓝线）和调制解调器工作干扰（品红线）情况下，图25中的r.m.s值大约比相应的峰值低10 dB。调制解调器在空闲模式下的干扰是脉冲式的，这就是峰值和r.m.s值之间的差别在增加（绿线）的原因。调制解调器在数据传送期间的r.m.s干扰值也部分地高于限值。

A3.1.6 垂直极化场强

图26

垂直极化场强峰值 (dB(μV/m))

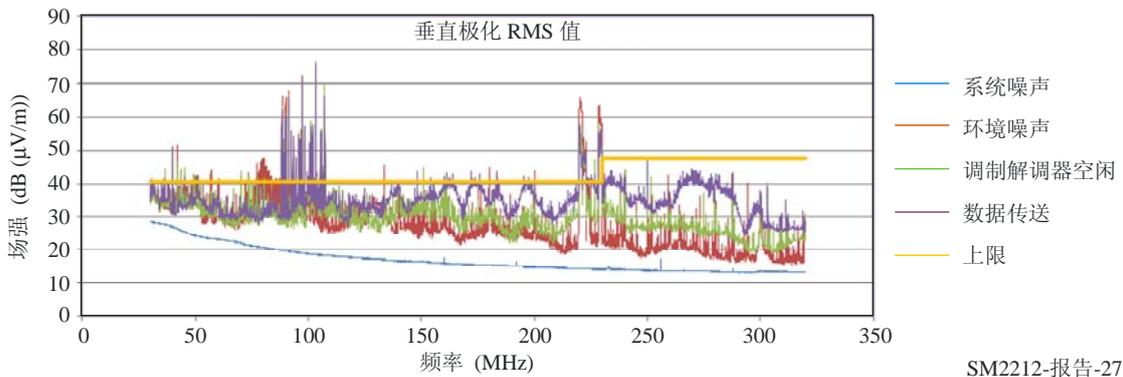


SM2212-报告-26

图24中的值也用于图26中的场强值。220 MHz和229 MHz上的DAB信号比较高，这是因为它们以垂直极化方式发射。数据传送以及空闲模式期间调制解调器的干扰峰值在整个频率范围内都高于限值。

图27

垂直极化均方根场强(r.m.s.)值(dB(μV/m))



SM2212-报告-27

对图25的评价也适用于图27。调制解调器在30-200 MHz范围内数据传送期间的r.m.s干扰值触及限值，准峰值在任何速率下均高于该限值。

A3.1.7 FM 和DAB接收真实干扰

为便于评估采用mediastream标准的适配器在其测量部分的频谱是否干扰了FM和/或DAB接收，IRT设置了一个“正常”工作环境测试结构，相当于在个人家庭或单元内的接收环境（见图28）。



各个Belkin-F5D4076分别被插入三用插座内，其中一个三用插座长度为3米，其电源线被放置在与桌面高度相仿的室内墙上。一个FM收音机（DNT）和DAB收音机（PURE）被放置在电源线前面的桌上。电源线与桌子之间距离在测量期间分若干步骤变动，范围在0-2米之间，以便测量干扰程度。

在每个步骤中，FM收音机以及DAB收音机设定在“大声”模式，而IxChariot (250 Mbit/s)生成的数据流量通过电力线进行重复开关操作。

收音机被放置在室内靠近一个大窗户位置（约1米），以便允许“良好”接收。

FM 测试结果

当设置在强本地电台（Bayern3、Bayern5、频段II 100 MHz）时，在PLT活动期间，不能确定主观干扰。但是，当设置在弱信号电台（Ö3）时，在PLT活动期间当收音机和平衡电缆之间距离接近1米时，可以在喇叭中听到明显的加性噪声。当距离增加时，噪声不再听到。

DAB 测试结果

在DAB接收（如Bayern3、频段 III 220 MHz）期间，可听干扰相对更加严重。干扰甚至在有良好接收条件的、收音机和数据发送电力缆线之间距离接近1.5米情况下的PLT活动期间发生。干扰表现从啁啾和爆震直至音频信号的“完全”停止。

可听干扰效应只有在距离大于1.5米情况下才彻底消失。

A3.1.8 IRT 测量结论

对Belkin的“电力线吉比特”F5D4076 S PLT适配器的谱测量在一方面显示了频率占用高达305 MHz，其中包括了FM频段以及DAB频段。另一方面，干扰测量显示了调制解调器的干扰比EN 55022标准允许的30-300 MHz频率范围内的干扰要强。

这里要注意的是，这些测量采用了相对对称的电力缆线，因此这些结果不代表最坏情况，但必须被视为相对不严格的配置。

一个可能的方案是在受影响频段内使用频率陷波。Mediastream芯片组生产厂商Gigle已经针对可能出现的反馈在此方面开展了相关工作。

A3.2 通信研究中心（加拿大）对PLT调制解调器的测量

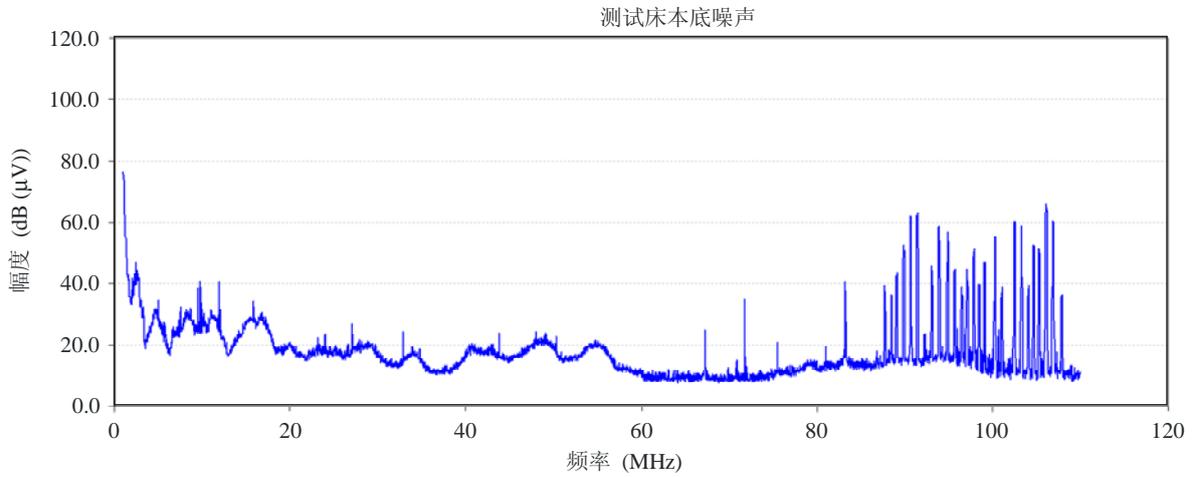
通信研究中心（CRC，加拿大）对总计八个市面上可见的、代表不同PLT标准的PLT设备进行了评估测试。这些设备在美国，加拿大和日本很容易买到。测试测量细节和结论可在以下报告获得：报告 – 工作在家庭环境的室内电力线通信（PLT）设备EM辐射测量 – 现场测试报告。通信研究中心（加拿大），2009年3月24日，网址：<http://www.nabanet.com/nabaweb/members/pdf/itur/CRCReport.pdf>，或参见文件6A/160的附件附录。

ITU-R SM.2158报告对此进行了摘要介绍。测试包括对高达110 MHz的测量，以便确定PLT设备对FM广播频段的影响。

A3.2.1 CRC测量过程和传导辐射结果

50 kHz至110 MHz测试床本底噪声的测量情况见图29。图中显示，电力线测试结构充当了从其他无线电通信系统获取信号的天线。85 MHz至108 MHz之间的尖锐突起是来自本地FM无线电台信号，而在其他频率的其他突起则是断断续续的，可能是由其他无线电通信系统引起的。在审查传导发射结果时，有必要将这一情况考虑在内。

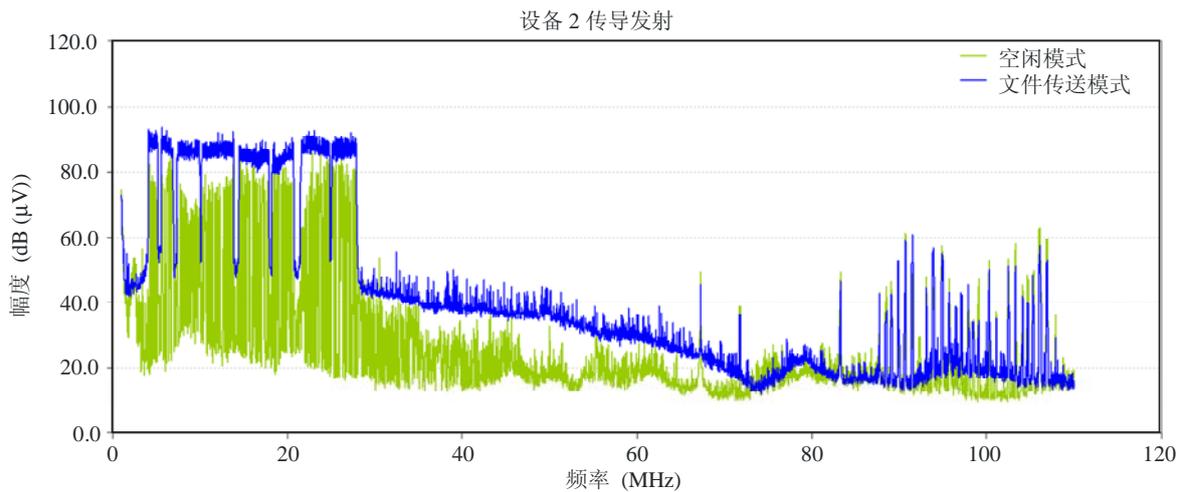
图29
传导测试床结构本底噪声



SM2212 报告-29

PLT设备2, 3的测量结果分别见图30, 31和32。蓝线显示的是数据传送期间的传导信号，绿线（通常是较低的曲线）显示的是空闲模式传导信号。从这些图中可以看出，空闲模式信号电平不高于数据传送模式下的信号电平。另外，被测试设备未同样地工作在空闲模式。PLT设备2和3当时正在传输断断续续的载波信号，以维持信道开放和同步，而设备6当时正在不停地发射其全信号带宽。

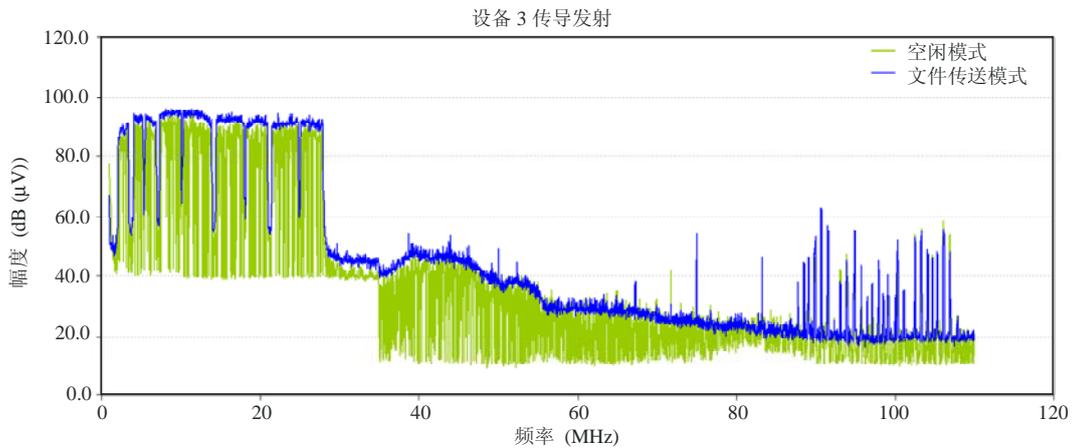
图 30
设备2 (HD-PLC 标准)传导功率



SM2212 报告-30

图31

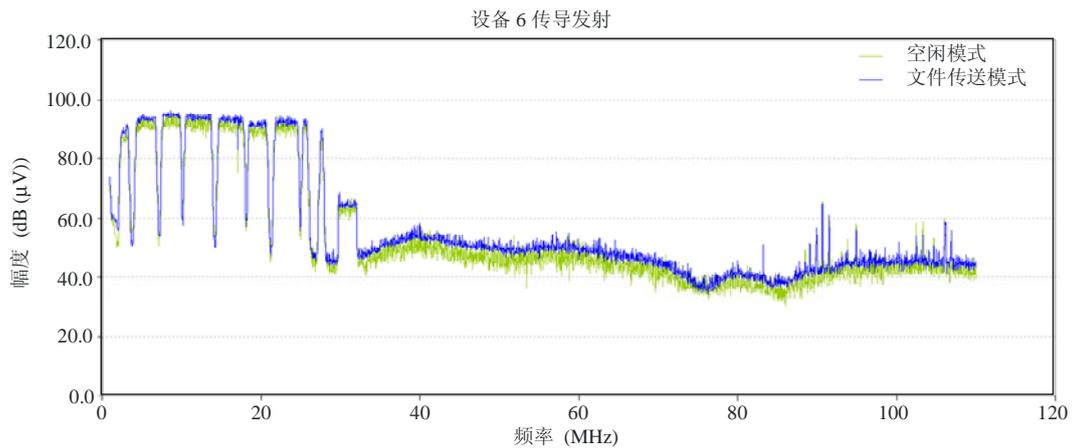
设备3 (Homeplug AV标准)传导功率



SM2212 报告-31

图32

设备6 (UPA 标准)传导功率



SM2212 报告-32

A3.2.2 CRC测量结论

这些结果显示，即使PLT设备没有发射数据，设备仍然在不停地产生辐射。测试也显示，即使PLT设备工作在30 MHz以下，设备的辐射仍然要向外发出高达110 MHz的比本底噪声高20 dB的辐射。

A3.3 CBS 广播和国家公共广播电台对“吉比特”PLT调制解调器的测量

CBS广播和国家公共广播电台（NPR）在NPR实验室开展了一系列类似于§ A3.1介绍的IRT开展的测量。传导辐射测量采用的是一对Belkin“吉比特电力线HD”F5D4076-S v2 PLT调制解调器。

A3.3.1 测量过程

如图33所示，测量采用了一对Belkin“吉比特电力线HD”PLT调制解调器适配器（型号：F5D4076-S v2），两者之间用一根1.8米长双线扩展线连接，并置于一个屏蔽测试盒内。PLT适配器与一个台式计算机相连，并通过一个以太网路由器与服务器相连。文件传输从服务器启动向计算机传送。

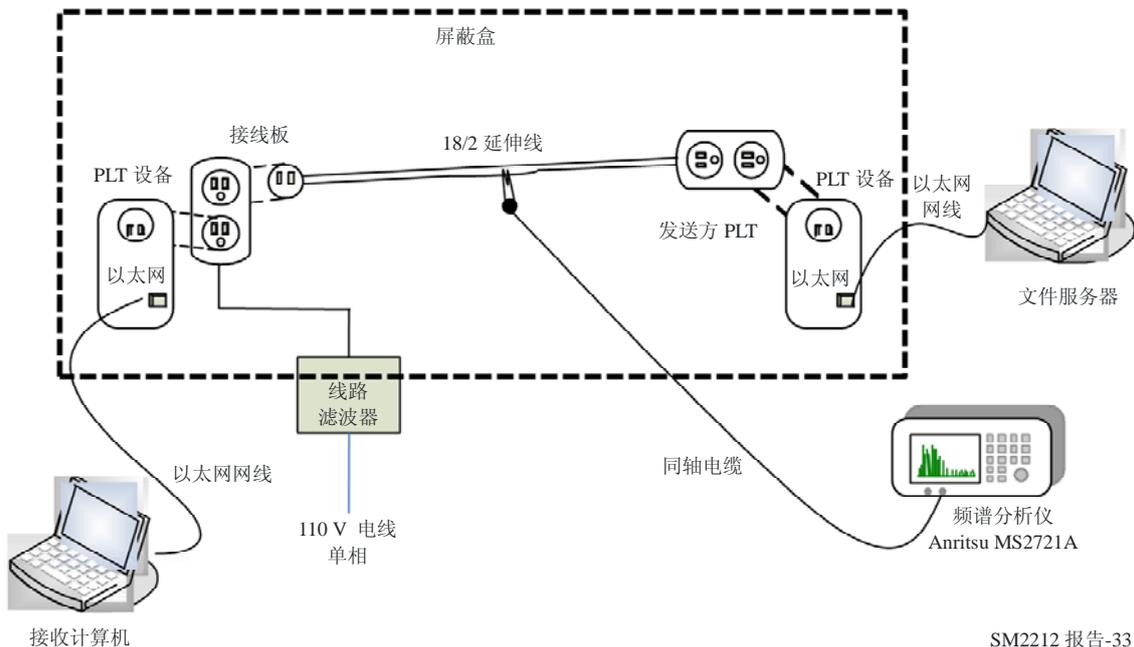
采用型号为MS2721A的Anritsu频谱分析仪记录频率谱线。频谱分析仪设置如下（其他设置将另外说明）：

- 带宽分辨率(RBW): 1 MHz;
- 测试步进数量: 551/扫描;
- 不用前置放大器;
- 衰减: 0 dB;
- 测试检测器: 峰值;
- 跟踪: 最大保持。

一根双线环路提供电力线的高辐射性侧与频谱分析仪的耦合。以下结果显示，信号功率是频谱分析仪测量的频率的函数。

图33

采用屏蔽盒的测量配置



SM2212 报告-33

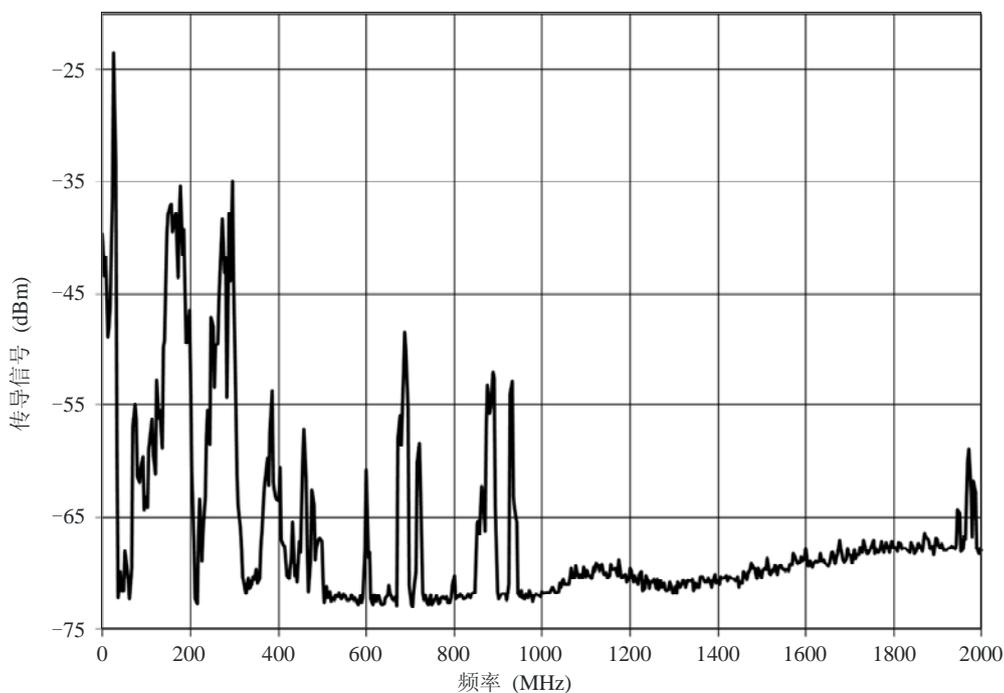
A3.3.2 Belkin“吉比特电力线HD”F5D4076-S v2 PLT调制解调器传导发射测量结果

图34显示了两个处于空闲模式（没有传送数据的）的Belkin“吉比特电力线HD”PLT调制解调器（型号：F5D4076-S v2）之间的电力线承载的信号。要注意的是，IRT报告显示，

适配器有高达300 MHz频率的明显输出。不过，发射扩展至300 MHz以上至900 MHz，且在1970 MHz频点上出现额外的明显信号。

图34

一对BELKIN “吉比特电力线HD” PLT调制解调器（型号：F5D4076-S v2）的传导发射 – 注意发射发生在高达1 GHz以上至1.9 GHz（RBW：3 MHz，参考电平：-30 dBm）

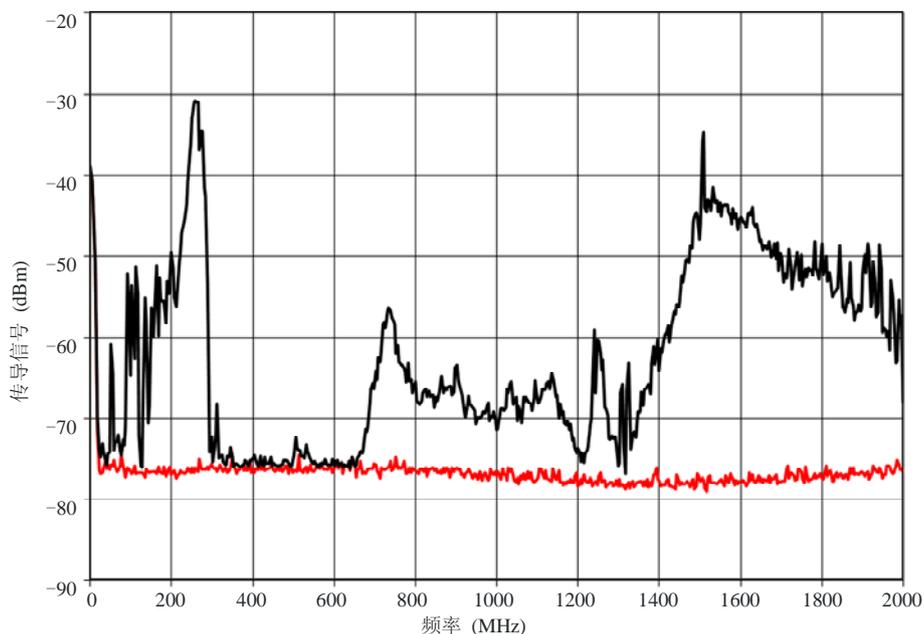


SM2212 报告-34

图35显示了一对Belkin “吉比特电力线HD” PLT调制解调器（型号：F5D4076-S v2）在最高至200 MHz频率范围内的传导发射，其中一个PLT调制解调器处于空闲模式（没有数据传送）。屏蔽测试盒内的较高曲线（黑线）与本底噪声（较低红色曲线）进行了比较。要注意的是，PLT调制解调器在27 MHz以下以及70 MHz以上具有明显发射。

图35

一对Belkin “吉比特电力线HD” PLT调制解调器（型号：F5D4076-S v2）在最高至200 MHz频率范围内的传导发射。较高曲线（黑色）代表处于空闲模式（无数据传送）调制解调器的发射；较低曲线（红色）显示的是屏蔽盒内本底噪声。

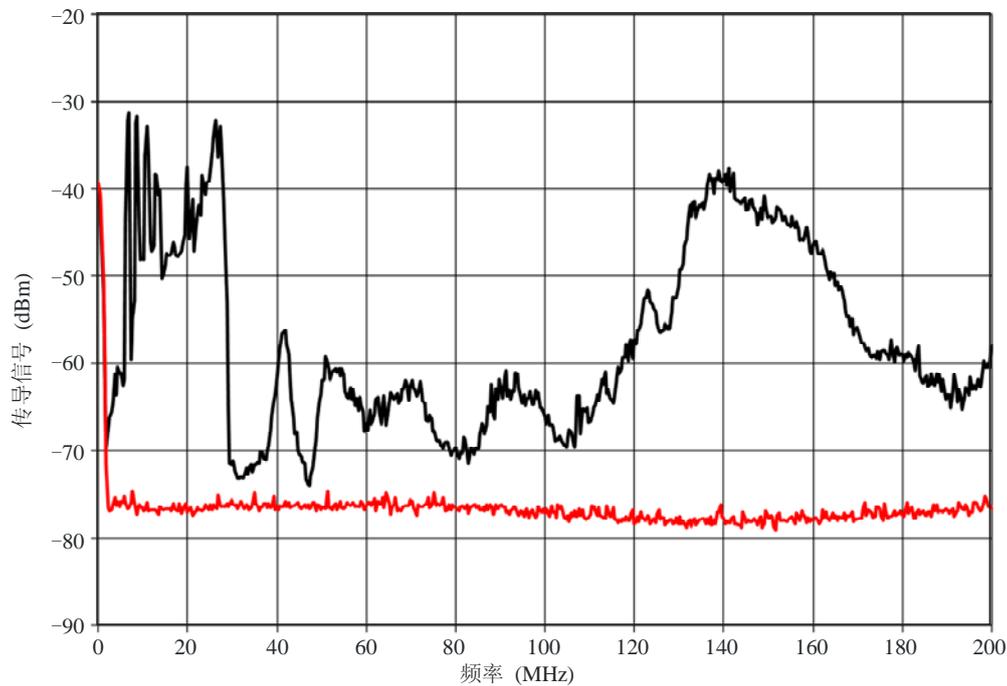


SM2212 报告-35

图36显示的是一对Belkin “吉比特电力线HD” PLT调制解调器（型号：F5D4076-S v2）在最高至200 MHz频率范围内的传导发射，其中一个PLT调制解调器处于工作状态（数据传送）。屏蔽测试盒内的较高曲线（黑线）与本底噪声（较低红色曲线）进行了比较。要注意的是，PLT调制解调器在27 MHz至70 MHz之间具有额外发射。

图36

一对Belkin“吉比特电力线HD”PLT调制解调器（型号：F5D4076-S v2）在最高至200 MHz频率范围内的传导发射。较高曲线（黑线）代表的是工作状态（数据传送）调制解调器发射；较低曲线（红色）代表的是屏蔽盒本底噪声。



SM2212 报告-36

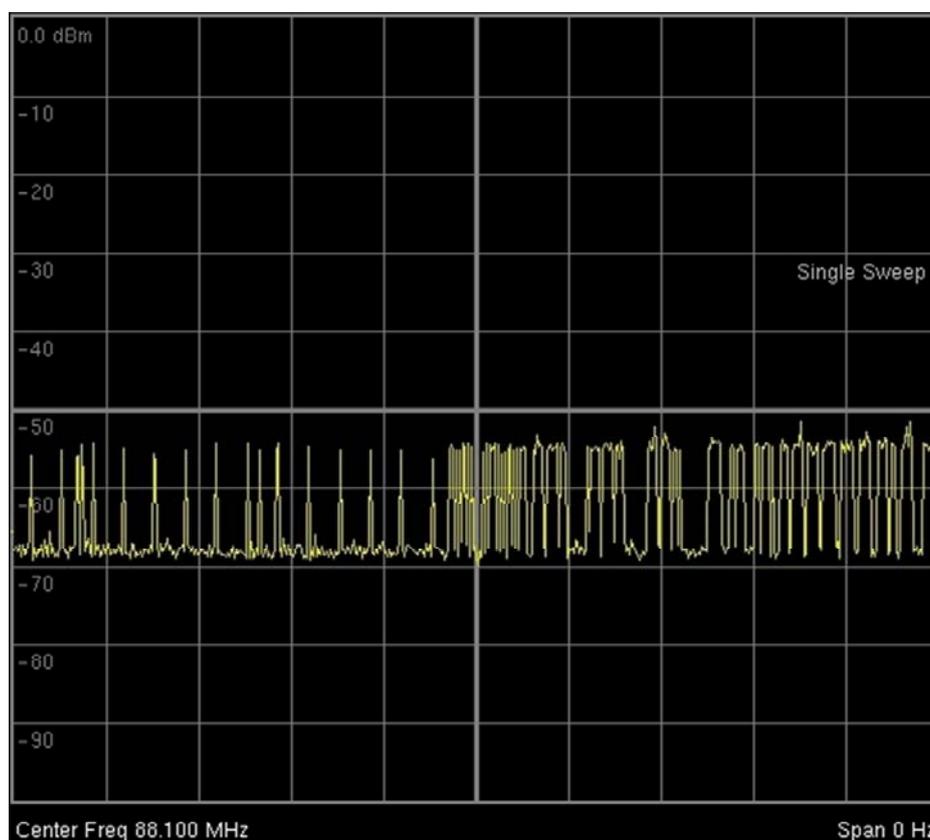
A3.3.3 Belkin“吉比特电力线HD”F5D4076-S v2 PLT调制解调器对FM接收机的干扰

由于上文已经很清楚显示，PLT调制解调器将在远超27 MHz以上的频率范围内产生发射，因此采用了一个索尼“boombox”FM广播接收机放在PLT设备的附近进行测试。图37显示了来自一对Belkin“吉比特电力线HD”PLT调制解调器（型号：F5D4076-S v2）在单一频率点88.1 MHz上的传导发射。当调制解调器从空闲模式转换为工作模式时，频谱分析仪显示了一条单根扫描线。

PLT对FM广播接收机的影响是在音频输出端出现令人讨厌和不能接收的低声频或次声频干扰振荡。空闲模式下的脉冲显示如扫描线作伴侧部分，大约为每秒40次，如右半图所示，这一频率随着数据传送的增加而增加。

图37

一对Belkin “吉比特电力线HD” PLT调制解调器（型号：F5D4076-S v2）在FM广播频段单一频率点88.1 MHz上一秒时间内的传导发射干扰表现为在音频输出上出现低频或次音频干扰振荡



SM2212 报告-37

A3.3.4 CBS/NPR 测量结论

CBS广播和国家公共广播电台（NPR）在NPR实验室开展的系列测量确认了IRT获得的结果。Belkin “吉比特电力线HD” F5D4076-S v2 PLT调制解调器清楚地在1 000 MHz以下射频频率谱域内具有发射。而且，NABA认为，ITU-T G.9960建议书未对受到这些发射影响的无线电通信业务提供干扰保护。

A3.4 BBC 对PLT网络辐射的测量

A3.4.1 引言

T BBC对PLT网络辐射的测量在一间屏蔽室和两个房子内进行¹⁰，并对涉及场强预测和测量的BBC配线网络广播覆盖可能受的影响进行了进一步分析。本研究的测量在两个家庭开展，并配合开展了实验室环境下流程证明和矫正测试。测试流程和更多结果可从白皮书获取。

¹⁰ BBC 研究白皮书WHP 195 – PLT设备VHF发射：对潜在的对广播接收干扰的首次调查。作者：Mark Waddell (BBC R&D) & Jonathan Stott (Jonathan Stott Consulting)。

由于只测访了两户家庭接收环境，因此很难从这些结果中得出精确推算。但是，因为干扰显示是发生在于边缘覆盖（确实，在其上有相当的余量）不等效的情况下的，因此，一旦次了PLT设备广泛使用，则FM和DAB广播接收受到影响的家庭数量将会很可观。BBC白皮书¹⁰§§ 7和8对业务覆盖和规划受到的影响进行了初步估测。

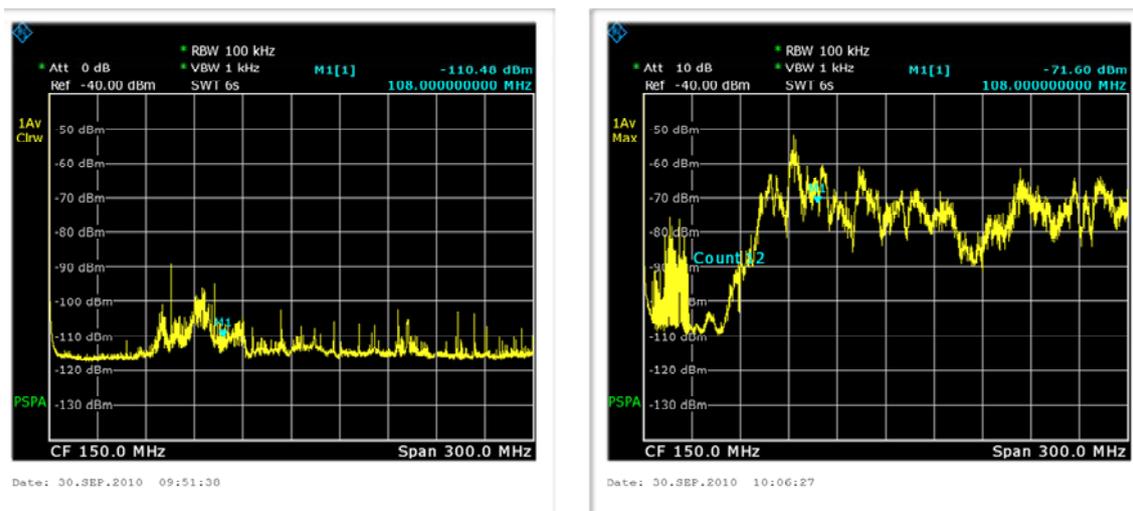
本文以及BBC白皮书所含的观测和测量证明，PLT对VHF广播接收的负面影响可能会出现在典型的家庭环境中。但是，干扰的影响情况却随接收机在家庭中的不同位置以及可供研究的不同传输场强以及其他因素而大相径庭。调查显示，在一些情况下可能没有明显的干扰，因此这也就是说，在收听者通常接触的接收机、房间和发射机不同组合下，并非所有家庭都会受到干扰。这方面应开展进一步的工作，以便建立更精确的变化度，从而能够对PLT对所有VHF广播覆盖的影响有一个更全面的预测。

A3.4.2 屏蔽室内的测量

图38显示了屏蔽室内对0至300 MHz范围内PLT网络未建立和承载数据（左）以及建立和承载数据（右）情况下的测量结果。

图38

屏蔽室内测试PLT网络辐射



SM2212 报告-38

图38左侧记录图显示PLT设备在关闭情况下的天线谱线，右侧记录图显示的是PLT网络开启并在网络中传送流量情况下的效应。要注意的是，在PLT网络未开启情况下，本底噪声不是完全平坦的，有一些可见的辐射，特别是在60-120 MHz范围内；这些信号被认为是频谱

分析仪自身发出的辐射¹¹，因为屏蔽室内所有其他设备都已经为本次测量而关闭。但是，右图显示，PLT辐射在电平上相对来说足够大，因此不会有混淆出现。的确，从PLT网络发出的辐射大约比左图的本底噪声高30-40 dB，因此有必要在频谱分析仪上增加10 dB的衰减，以便使右侧记录图避免过载；结果是仅能够观测到分析仪本底噪声在45 MHz附近对应上升。

特别令人感兴趣的是VHF内从50至300 MHz范围内由于网络承载数据而带来的强烈辐射，本测试环境下是以大约12 Mbit/s的速度执行一个FTP文件传送操作。作为例子来说，一旦对天线施加了矫正因子，90 MHz处100 kHz带宽内辐射电平约为47 dB($\mu\text{V}/\text{m}$)。如果没有PLT辐射，我们观测到在100 kHz分析仪滤波器分辨率带宽内分析仪本底噪声为-115 dBm；这对应于-165 dBm/Hz的噪声密度，相应对应于9 dB的分析仪噪声数值。当PLT设备开启并承载网络时，噪声密度增加了大约35 dB。

虽然PLT网络使用VHF作为数据传送频段，但在低于30 MHz的HF范围内仍可观测到辐射¹²。

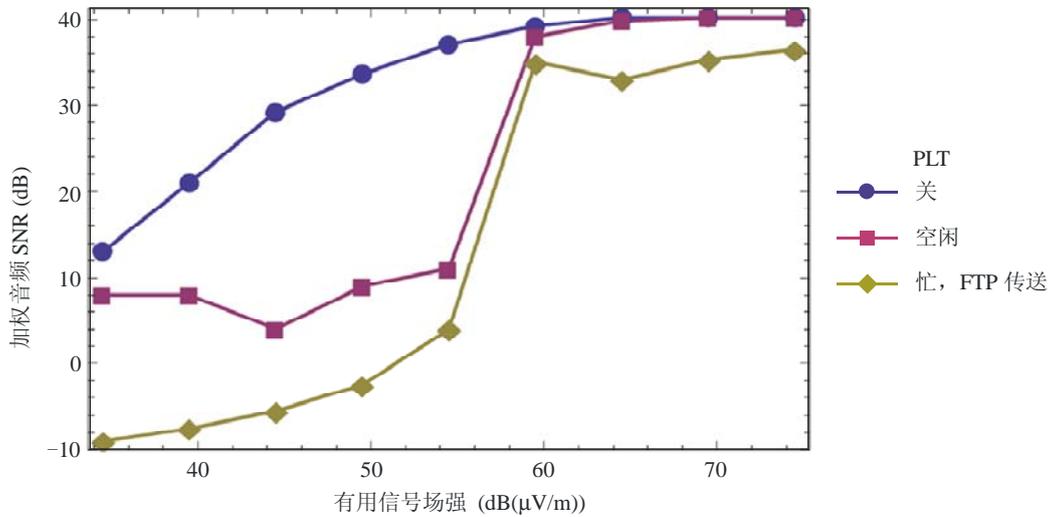
图38给出的产生干扰的场强级别可与VHF语音广播有用信号强度相比拟，因此可以预见会对接收产生显著的影响。

图39清楚地显示，PLT操作产生了显著的影响，除非有用信号场强非常高。在PLT不存在情况下，对于音频SNR或多或少跟踪场强情况有一个场强范围（大致为35至50 dB($\mu\text{V}/\text{m}$))；在该范围内，有必要将有用信号场强大致增加20 dB，以便在PLT繁忙时能够恢复SNR。

¹¹ 通常，测试信号被导出屏蔽室，而类似频谱分析仪之类的测量装置则放在屏蔽室外，以使测量天线接收不到测量装置发出的辐射。但是，在本测量情况下，将设备及其一个操作员置于房间之内更有利于工作的开展。

¹² 要注意避免在HF和VHF范围内获得太多的结论，因为所使用的测量天线并非设计用于HF环境，且矫正因子（见附录）随着频率发生显著变化。也要注意已采用了“最大保持”模式，这是试图抓住谱线，而不论PLT占空比如何。看起来被测量的PLT设备将或者使用VHF或者使用HF用于实际承载数据，取决因素在于连接是否适合在VHF频段提供有用的带宽，但不管使用哪个频带，另一个频带都将保持“空闲模式”，从而能够随时对信道行为作出评估。因此，发射在两个频带上总是在一定程度上存在的。

图 39
便携式接收机在屏蔽室内在不同PLT网络环境下
音频SNR随有用信号场强的变动



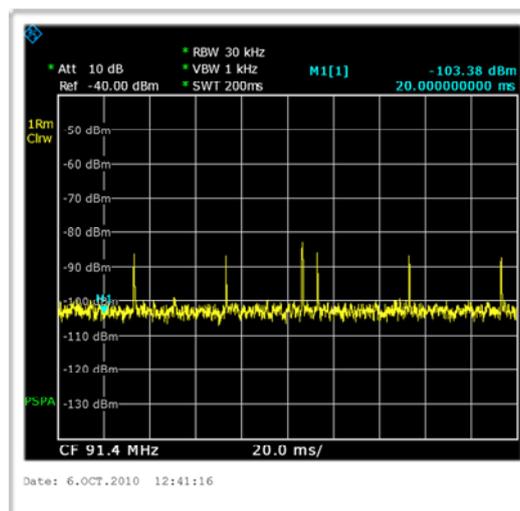
SM2212 报告-39

A3.4.3 家庭A测量

家庭A是一个半独立式房屋，FM和DAB信号都非常好。满足规划覆盖标准的国家网络FM信号由两个发射站提供。家庭A 因此提供了在一个位置比较两种国家网络FM接收的条件。在PLT网络未工作情况下，两发射站均能提供满意的室内便携接收。

图40给出了一个零跨度时域图，显示的是当PLT网络空闲时干扰信号的脉冲表现。

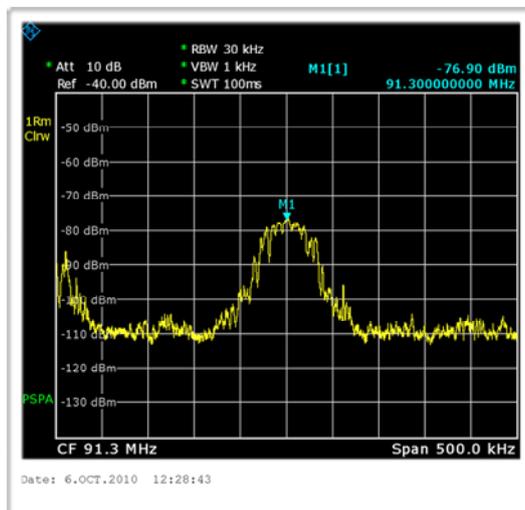
图40
PLT网络空闲时的零跨度时域图



SM2212 报告-40

图 41 显示的是在 PLT 干扰不存在情况下在室内接收 Wrotham 发射机发出的 BBC 广播 3 台 FM 信号的情况。场强对应于约 40 dB(μ V/m)。

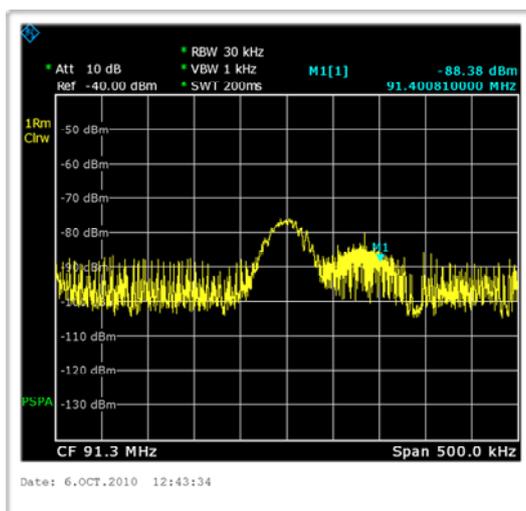
图41
在不存在PLT干扰情况下Wrotham 发射机发出的
BBC 广播3台 FM 信号



SM2212 报告-41

图42显示的是当PLT网络执行一个传送操作时的谱线。图中清晰显示，（噪声+干扰）平台被非常明显地提高了。

图42
在PLT执行FTP传送情况下Wrotham 发射机发出的
BBC 广播3台 FM 信号



SM2212 报告-42

在该地点，没有观测到PLT网络运行时室内DAB接收受到的实际影响。

A3.4.4 家庭B测量

家庭B能够很好地接收到Wrotham发射机发射的国家网络FM业务，且该发射机信号电平能够满足规划覆盖标准。

图43显示的是分别在PLT网络承载数据流量和未承载数据流量情况下室内FM接收情况。与图41和42所示的家庭A情况相比较，有用信号强度大约高出11 dB，而干扰只高出几个dB，因此SIR得到改善。可听干扰因此变小，但客观上仍然能够辨识。不过，同一地点的BBC伦敦94.9 MHz信号接收却受到大幅度干扰。其室内场强测量值约比BBC广播3台FM信号要低3 dB左右。

家庭B对国家网络DAB信号接收很好，不同之处在于有“本地”多路复用机的服务。利用一个电池供电的便携式接收机，可以在居所内非常可靠地接收国家网络提供的DAB信号。这不是一个主观判断，因为DAB接收机能够通过检测内部纠错/检测进程，给出客观的测度。伦敦1台和3台的多路复用机完美可用，但伦敦2台却不是很可靠。

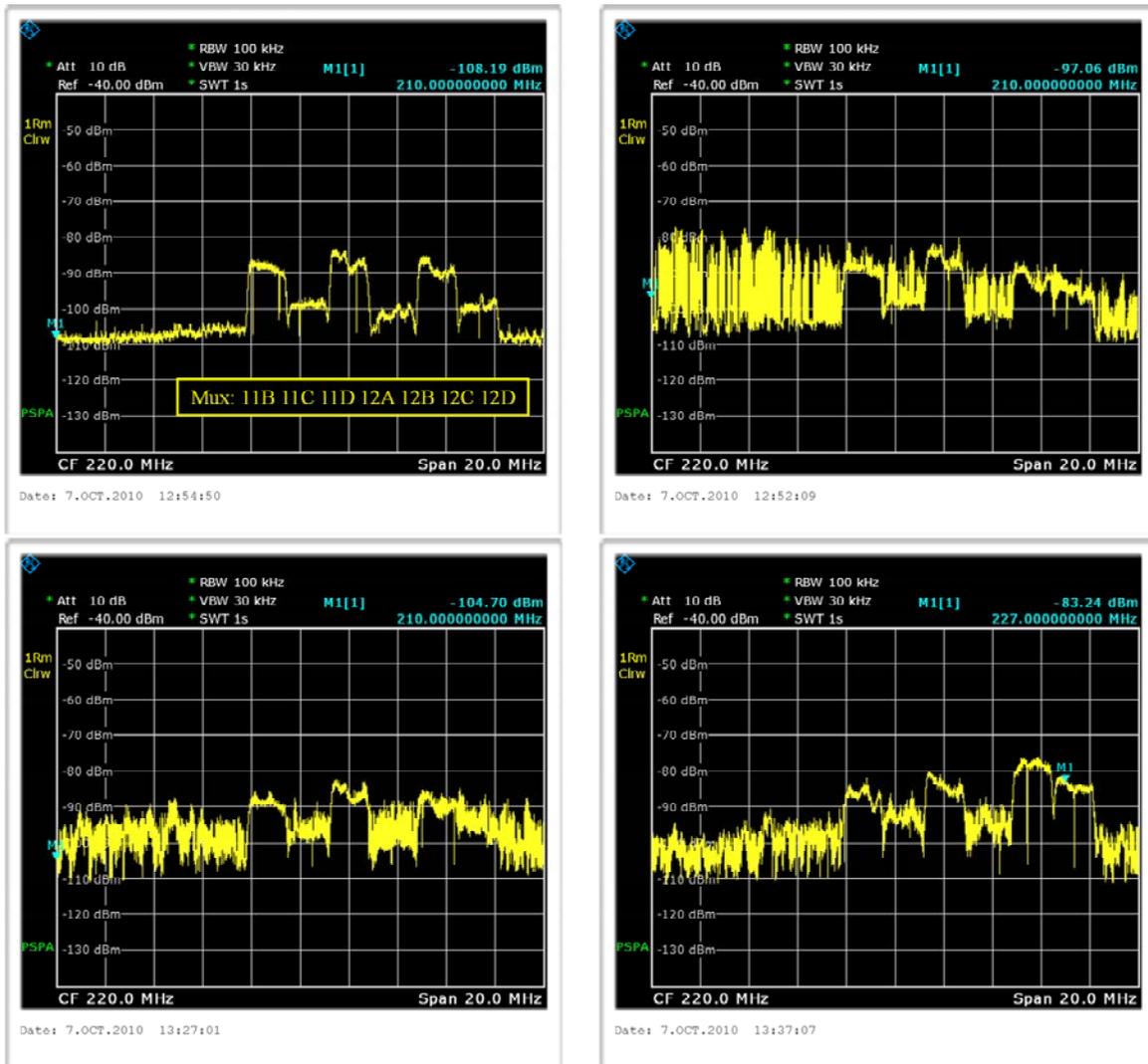
图43显示了PLT网络配置和DAB接收位置一些组合情况下记录的谱线例子。因为相比较于在用的频谱分析仪带宽而言，PLT和DAB都是宽带，因此有可能直接通过视觉查看来估测SIR。特别是，图8的左上图显示了伦敦3台和两个全国多路复用机的信号是清晰可辨的，而其他本地多路复用机却相当弱。在室内环境下变化相当大，图43右下图显示了所有多路复用机信号增加的电平，对较高频率多路复用机而言占优势，且图中可以看出，伦敦本地多路复用机已经比国家多路复用机略胜一筹¹³。

图43左上图和右上图显示的是在一个接收机位置上PLT网络运行和不运行情况下的接收情况。图中可以清晰看出，在此情况下的干扰甚至超出了最强信号的多路复用机电平（如国家复用机），且毫无疑问的是在这一情况下接收是不可能的。

图43左下图是在同一接收机位置但采用不同的PLT电源插座。在此情况下，SIR略微有所改善，但即国家网络的接收效果依然受到很大影响。图43右下图显示的是在另一个不同位置但保持与左下图相同的PLT网络路由情况下的接收情况。在此情况下，SIR进一步略加改善，并能够实现对较强多路复用机信号的接收。

¹³ 伦敦本地多路复用机与国家网络相比，采用的是不同的发射机位置组合；离双方（分别是水晶宫和 Reigate）最近的位置大致是家庭B的北部（起居室阳台门方向），但这并非精确方向。

图43
不同室内接收位置和PLT网络配置组合情况下的DAB多路复用机谱线



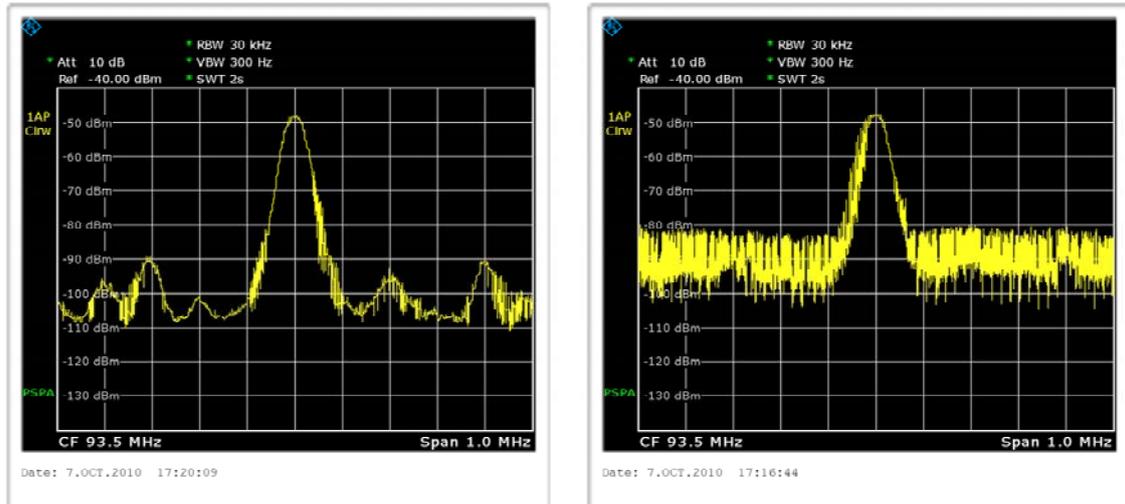
SM2212 报告-43

家庭B也配备有外置天线，用于频段II FM广播的接收，在屋顶上有一个配线放大器，这样若干房间都可以接收到非无线信号。

图44显示了国家网络BBC广播4台FM 93.5 MHz（Wrotham发射机）的接收谱线。左图是PLT网络关闭时的情形，右图是PLT网络承载数据流量时的情形。因PLT干扰而带来的本底噪声恶化是清晰可见的。

图44

利用家庭B安装的外置天线接收的BBC广播4台FM（93.5 MHz，Wrotham发射机）
谱线PLT关闭（左图）和承载数据流量（右图）



SM2212 报告-44

不过，在推知SNR和SIR时应谨慎利用这些结论。频谱分析仪使用的带宽为30 kHz，而FM接收机带宽将相对大得多。在存在PLT流量情况下，接收机的RF SIR将因此比右图提示的值要差一些。左图对接收机SNR的诠释受到双重影响，即带宽因素和频谱分析仪为防止过载而在电路中设置了衰减器。

A3.4.5 结论

本研究提供了对高速PLT调制解调器辐射与频段II FM发射机和频段III DAB发射机有用信号之间的谱线测量方面的比较。这些测量在两个代表性的家庭位置下开展，同时在实验室环境下对流程进行了验证并对测试结果进行了矫正。

结果显示，PLT辐射与规定的规划方式下有用信号接收场强大致相当。实际上，PLT提高了本底噪声电平，这使得原先属于良好覆盖的区域变成边界覆盖。这造成的后果是将SNR减低到了接近可接受阈值水平，且音频质量只要在诸如接收机位置和对流层传播环境发生一点很小变化的情况下就可能快速恶化，从清晰可辨变为不可识别。