

中华人民共和国国家标准

GB/T 6113.105—2008/CISPR 16-1-5:2003
部分代替 GB/T 6113.1—1995

无线电骚扰和抗扰度测量设备和 测量方法规范 第 1-5 部分：无线电骚扰和抗扰度 测量设备 30 MHz~1 000 MHz 天线校准用试验场地

Specification for radio disturbance and
immunity measuring apparatus and methods—
Part 1-5: Radio disturbance and immunity measuring apparatus—
Antenna calibration test sites for 30 MHz to 1 000 MHz

(CISPR 16-1-5:2003, IDT)

2008-01-12 发布

2008-09-01 实施

中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局
中国国家标准化管理委员会 发布

目 次

前言	I
引言	IV
1 范围	1
2 规范性引用文件	1
3 术语和定义	1
4 30 MHz~1 000 MHz 频率范围天线校准用试验场地的规范和确认程序	2
4.1 概述	2
4.2 天线校准用试验场地(CALTS)规范	3
4.3 试验天线规范	3
4.4 天线校准用试验场地确认程序	5
4.5 天线校准用测试场地的符合性准则	9
4.6 确认报告	12
4.7 垂直极化方向的天线校准用试验场地的确认	13
附录 A (资料性附录) CALTS 的要求	14
附录 B (资料性附录) 试验天线的考虑	16
附录 C (资料性附录) 天线和场地衰减理论	21
附录 D (资料性附录) 固定长度偶极子天线的应用(频率范围:30 MHz~80 MHz)	29
附录 E (资料性附录) C.1.3 中用到的 Pascal 语言程序	30
附录 F (资料性附录) 确认程序清单	35

前 言

GB/T 6113.105 等同采用 CISPR 16-1-5(1.0 版);2003《无线电骚扰和抗扰度测量设备和测量方法规范 第 1-5 部分:无线电骚扰和抗扰度测量设备 30 MHz~1 000 MHz 天线校准用试验场地》。

鉴于 IEC/CISPR 16 为电磁兼容系列基础标准,且篇幅大,内容多,为了方便标准的制定、维护和使用,2002 年 IEC/CISPR A 分会决定对该标准结构进行重大调整,将原来的 4 个部分拆分为 14 个部分,2006 年增至 15 个部分,并从 2003 年 11 月起陆续发布。我国依据等同采用原则,将陆续完成相应国家标准的制定和修订工作。该系列标准中的新、旧国家标准及其与 IEC/CISPR 16 系列标准/出版物的对应关系如下:

旧标准编号和名称	新标准编号和名称
GB/T 6113.1—1995 (eqv CISPR 16-1:1993) 《无线电骚扰和抗扰度测量设备规范》	GB/T 6113.101—2008(CISPR 16-1-1:2006, IDT) 第 1-1 部分:无线电骚扰和抗扰度测量设备 测量设备
	GB/T 6113.102—2008(CISPR 16-1-2:2006, IDT) 第 1-2 部分:无线电骚扰和抗扰度测量设备 辅助设备 传导骚扰
	GB/T 6113.103—2008(CISPR 16-1-3:2004, IDT) 第 1-3 部分:无线电骚扰和抗扰度测量设备 辅助设备 骚扰功率
	GB/T 6113.104—2008(CISPR 16-1-4:2005, IDT) 第 1-4 部分:无线电骚扰和抗扰度测量设备 辅助设备 辐射骚扰
	GB/T 6113.105—2008(CISPR 16-1-5:2003, IDT) ¹⁾ 无线电骚扰和抗扰度测量设备和测量方法规范 第 1-5 部分:无线电骚扰和抗扰度测量设备 30 MHz~1 000 MHz 天线校准用试验场地
GB/T 6113.2—1998 (eqv CISPR 16-2:1996) 《无线电骚扰和抗扰度测量方法》	GB/T 6113.201—2008(CISPR 16-2-1:2003, IDT) 第 2-1 部分:无线电骚扰和抗扰度测量方法 传导骚扰测量
	GB/T 6113.202—2008(CISPR 16-2-2:2004, IDT) 第 2-2 部分:无线电骚扰和抗扰度测量方法 骚扰功率测量

旧标准编号和名称	新标准编号和名称
GB/T 6113.2—1998 (eqv CISPR 16-2:1996) 《无线电骚扰和抗扰度测量方法》	GB/T 6113.203—2008(CISPR 16-2-3:2003, IDT) 第 2-3 部分: 无线电骚扰和抗扰度测量方法 辐射骚扰测量
	GB/T 6113.204—2008(CISPR 16-2-4:2003, IDT) 第 2-4 部分: 无线电骚扰和抗扰度测量方法 抗扰度测量
CISPR 16-3:2000 《Reports and recommendations of CISPR》	GB/Z 6113.3—2006 (CISPR 16-3:2003, IDT) 第 3 部分: 无线电骚扰和抗扰度测量技术报告
CISPR 16-4:2002 《Uncertainty in EMC measurements》	GB/Z 6113.401—2007 (CISPR 16-4-1/TR:2005, IDT) 第 4-1 部分: 不确定度、统计学和限值建模 标准化 EMC 试验的不确定度
	GB/T 6113.402—2006(CISPR 16-4-2:2003, IDT) 第 4-2 部分: 不确定度、统计学和限值建模 测量设备和设施的不确定度
	GB/Z 6113.403—2007(CISPR 16-4-3/TR:2004, IDT) 第 4-3 部分: 不确定度、统计学和限值建模 批量产品的 EMC 符合性确定的统计考虑
	GB/Z 6113.404—2007 (CISPR 16-4-4/TR:2003, IDT) 第 4-4 部分: 不确定度、统计学和限值建模 抱怨的统计和限值的计算模型
	GB/Z 6113.405(CISPR 16-4-5:2006, IDT) ²⁾ 第 4-5 部分: 不确定度、统计学和限值建模 替换试验方法的使用条件
1) 黑体字为该标准的本部分; 2) 待制定。 注 1: 表中除 GB/T 6113.105 以外的国家标准名称以制定或修订后、发布的标准名称为准。 注 2: CISPR16 系列标准调整之前没有与 CISPR 16-3 和 CISPR 16-4 相对应的国家标准。	

与 IEC/CISPR 16-1-5:2003(1.0 版)相比,本部分主要进行了以下修改:

- 1) 增加国家标准的前言和引言;
- 2) A.2.2 中第 4 段最后一句[C.5]应为[C.6],原文有误,特作更正;
- 3) 附录 C 中的式(C.3)原文有误,特作更正。

GB/T 6113 的本部分自发布之日起,与 GB/T 6113.101—2008、GB/T 6113.102—2008、GB/T 6113.103—2008 和 GB/T 6113.104—2008 组合在一起替代 GB/T 6113.1—1995。

本部分与 GB/T 6113.1—1995 对应内容相比,全部为新增内容。

本部分的附录 A、附录 B、附录 C、附录 D、附录 E 和附录 F 为资料性附录。

本部分由全国无线电干扰标准化技术委员会提出并归口。

本部分起草单位：信息产业部电子工业标准化研究所、北京交通大学、中国计量科学研究院、东南大学、信息产业部电子第五研究所、上海电器科学研究所(集团)有限公司、广州威凯检测技术研究所、上海市计量测试技术研究院、国家无线电监测中心。

本部分主要起草人：陈俐、闻映红、黄攀、蒋全兴、张林昌、崔强、杨春荣、龚增、寿建霞、黄楚彬、张科、王铮、胡景森、朱文立。

引 言

GB/T 6113.105 为基础标准 GB/T 6113 的组成部分。本部分包括 4 章和 6 个附录。其内容主要涉及天线校准用试验场地。本部分在第 4 章规定了用于天线校准的试验场地的构造和技术规范、场地确认过程所使用的试验天线的特性和规范、天线校准用试验场地的确认程序及该场地的符合性判定准则、场地确认报告的编制和出具,以及垂直极化方向的天线校准试验场地的确认。本部分还在资料性的附录中给出了一些有关天线和场地方面的,如 CALTS 的要求、试验天线的考虑以及天线和场地衰减理论等有关信息。

无线电骚扰和抗扰度测量设备和 测量方法规范

第 1-5 部分:无线电骚扰和抗扰度 测量设备 30 MHz~1 000 MHz 天线校准用试验场地

1 范围

GB/T 6113 的本部分为基础标准,规定了用于进行天线校准的试验场地的要求以及试验天线的特性、校准场地的确认程序和场地符合性判定准则;并进一步在资料性附录中给出了校准场地的要求、试验天线的考虑以及天线和场地衰减理论的有关信息。

GB/T 6113.101 和 GB/T 6113.104 给出了测量设备的规范,GB/Z 6113.401 给出了有关不确定度的更详尽的信息和背景资料,这有助于对天线的校准过程进行不确定度的评估。

2 规范性引用文件

下列文件中的条款通过 GB/T 6113 的本部分的引用而成为本部分的条款。凡是注日期的引用文件,其随后所有的修改单(不包括勘误的内容)或修订版均不适用于本部分,然而,鼓励根据本部分达成协议的各方研究是否可使用这些文件的最新版本。凡是不注日期的引用文件,其最新版本适用于本部分。

GB 4343.1—2003 电磁兼容 家用电器、电动工具和类似器具的要求 第 1 部分:发射(CISPR 14-1:2000+A1:2001, IDT)

GB/T 6113.101—2008 无线电骚扰和抗扰度测量设备和测量方法规范 第 1-1 部分:无线电骚扰和抗扰度测量设备 测量设备(CISPR 16-1-1:2006, IDT)

GB/T 6113.104—2008 无线电骚扰和抗扰度测量设备和测量方法规范 第 1-4 部分:无线电骚扰和抗扰度测量设备 辅助设备 辐射骚扰(CISPR 16-1-4:2005, IDT)

GB/Z 6113.401—2007 无线电骚扰和抗扰度测量设备和测量方法规范 第 4-1 部分:不确定度、统计方法和限值建模 标准化的 EMC 试验不确定度(CISPR 16-4-1/TR:2005, IDT)

GB/T 6113.402—2006 无线电骚扰和抗扰度测量设备和测量方法规范 第 4-2 部分:不确定度、统计方法和限值建模 测量设备和设施的不确定度(CISPR 16-4-2:2003, IDT)

GB/T 4365—2003 电工术语 电磁兼容(IEC 60050(161):1990, IDT)

计量学基本术语和通用术语国际词汇,ISO,日内瓦,第 2 版,1993

3 术语和定义

GB/T 4365—2003 中的术语和定义及下列术语和定义适用于本部分。

3.1

校准用试验场地 calibration test site; CALTS

具有金属接地平面、严格规定了水平极化和垂直极化电场的场地衰减性能的开阔试验场地。

CALTS 用于确定天线在自由空间中的天线系数。

CALTS 的场地衰减测量用来与符合性试验场地的相应的场地衰减测量作比较,以评价符合性试验用试验场地的性能。

3.2

符合性试验用试验场地 compliance test site; COMTS

为与符合性限值相比较,保证受试设备骚扰场强测量结果有效且可重复的环境。

3.3

天线 antenna

发射或接收系统中设计用来以特定方式发射或接收电磁波的部分。

注1:在本部分的上下文中,平衡-不平衡转换器是天线的一部分。

注2:也可见术语 3.8“线天线”。

3.4

平衡-不平衡转换器 balun

用于传输线或装置之间从平衡到不平衡或不平衡到平衡转换的无源电气网络。

3.5

自由空间谐振偶极子 free-space-resonant dipole

由两根相同长度的共线直导体构成的线天线,两根导体端对端放置,由一小间隙分隔。每根导体的长度近似为四分之一波长,从而使得当偶极子处于自由空间时,在特定的频率上,其间隙两端测得的线天线的输入阻抗为纯实数。

注1:在本部分的上下文中,与平衡-不平衡转换器相连的线天线也称为“试验天线”。

注2:该线天线也被称为“调谐偶极子”。

3.6

场地衰减 site attenuation

试验场地上两个规定位置之间的场地衰减指的是当信号发生器的输出与接收机的输入之间的直接电气连接被放在规定位置上的发射天线和接收天线所代替时,通过两端口网络测量得到的插入损耗。

3.7

试验天线 test antenna

自由空间谐振偶极子和特定的平衡-不平衡转换器的组合。

注:仅用于 GB/T 6113 的本部分。

3.8

线天线 wire antenna

由一根或多根金属导线或金属杆构成的用于发射或接收电磁波的特定结构。

注:线天线不包含平衡-不平衡转换器。

4 30 MHz~1 000 MHz 频率范围天线校准用试验场地的规范和确认程序

GB/T 6113.104 第5章规定了 30 MHz~1 000 MHz 无线电骚扰场强测量用的试验场地要求,这种试验场地可能不适合用作天线校准。本章规定了 30 MHz~1 000 MHz 频率范围在导电且平坦的金属平面上用于天线校准的试验场地的要求和确认程序。完全满足这些要求的试验场地也可用作 GB/T 6113.104 中 5.6 规定的可选择的确认证程序中用来比较的参考试验场地。

4.1 概述

在这里被称为 CALTS、适合用来进行天线校准的试验场地是一个可以获得天线在自由空间中的天线系数的合适环境。在反射平面上仅使用水平极化来进行天线的校准是最方便的。4.3 至 4.6 规定了 CALTS 的特性、可计算的试验天线的特性以及 CALTS 的验证(确认)程序和性能(判定)准则。4.5

给出的 CALTS 确认程序要求使用的 4.4 条所规定的可计算的偶极子天线,这样就有可能将理论上预测的场地衰减与 CALTS 性能的测量值相比较。CALTS 的确认报告中的条目归纳在 4.7 中。附录 A 给出了如何建造一个符合 4.6 条规定的确认准则的 CALTS 指南。

为了使 CALTS 能作为依据 GB/T 6113.104 第 5 章进行试验场地确认的参考试验场地(REF-SITE),还需要作一些补充规定。4.7 给出了这样的场地特性和性能判定准则。在 GB/T 6113.104 第 5 章中规定的用于判定是否符合辐射发射限值的试验场地在这里被称为符合性试验场地(COMTS)。可通过将 COMTS 相应的场地衰减测量值(优先)与 GB/T 6113.104 第 5 章给出的场地衰减理论值或者与 REFSITE 使用相同的测量配置和设备(天线、电缆、信号发生器、接收机等)时的场地衰减测量值相比较的方法来对 COMTS 进行确认。

本部分的资料性附录包含了 CALTS 的规范和在 CALTS 确认程序中使用的可计算的自由空间谐振偶极子(调谐偶极子)的特性,同时也给出了场地衰减的理论计算模型、数值计算例子和确认程序实施一览表。

4.2 天线校准用试验场地(CALTS)规范

4.2.1 概述

CALTS 由以下主要部分构成:

- 导电性良好的平坦金属面(反射面);
- 包围反射面的电磁无障碍空间。

此外,还需要以下辅助设备:

- CALTS 确认过程或天线校准过程中两个架设天线的天线塔;
- 与这些天线相连的电缆;
- 测量设备,如 RF 信号发生器和测量接收机。

4.2.2 条给出了 CALTS 的规范性要求,而附录 A 包含了许多资料性的内容,例如,如何构建和进行 CALTS 选址,使得 CALTS 大都能满足其确认准则。

4.2.2 CALTS 规范

为了校准天线,CALTS 应符合 4.5.3 条给出的符合性判定准则,即:

- a) 在固定的天线高度处的场地衰减;
- b) 在所有频率上对应场地衰减最大时的天线高度,在该高度上天线应被校准。

注 1: 在 CALTS 的确认过程中使用的设备也应满足相应的规范要求(见 4.3 和 4.4)。

注 2: CALTS 的确认报告(4.6)要包含如何保持其符合性要求的信息,以使得 CALTS 在实际使用过程中被认为是符合要求的。

4.3 试验天线规范

4.3.1 概述

为了进行场地确认过程中所需要的场地衰减理论值 SA_c 的(数值)计算,还需要对天线进行精确建模。因此,试验天线应为具有规定性能的与平衡-不平衡转换器相连的自由空间谐振偶极子。4.3.2 中给出了试验天线的规范。附录 B 给出了一个试验天线的构造例子。

试验天线由平衡-不平衡转换器和两根共线导线(导体)构成,每根导线具有直径 D_w 和长度 L_w 。这两根导线与平衡-不平衡转换器处的两个馈电端(见图 1 中的 A 和 B)相连,两个馈电端之间的间隙宽度为 W_g 。天线顶端到顶端的长度 L_a 由 $L_a = 2L_w + W_g$ 给出。试验天线的中心位于两根共线导线中心线上的间隙的中间。

平衡-不平衡转换器具有不平衡的输入/输出(发射/接收天线)端口和在两个馈电端 A 和 B 处的平衡端口。例如,在图 1 中,平衡-不平衡转换器的用途被示意性地表示为平衡/不平衡变换器。

4.3.2 规范性要求

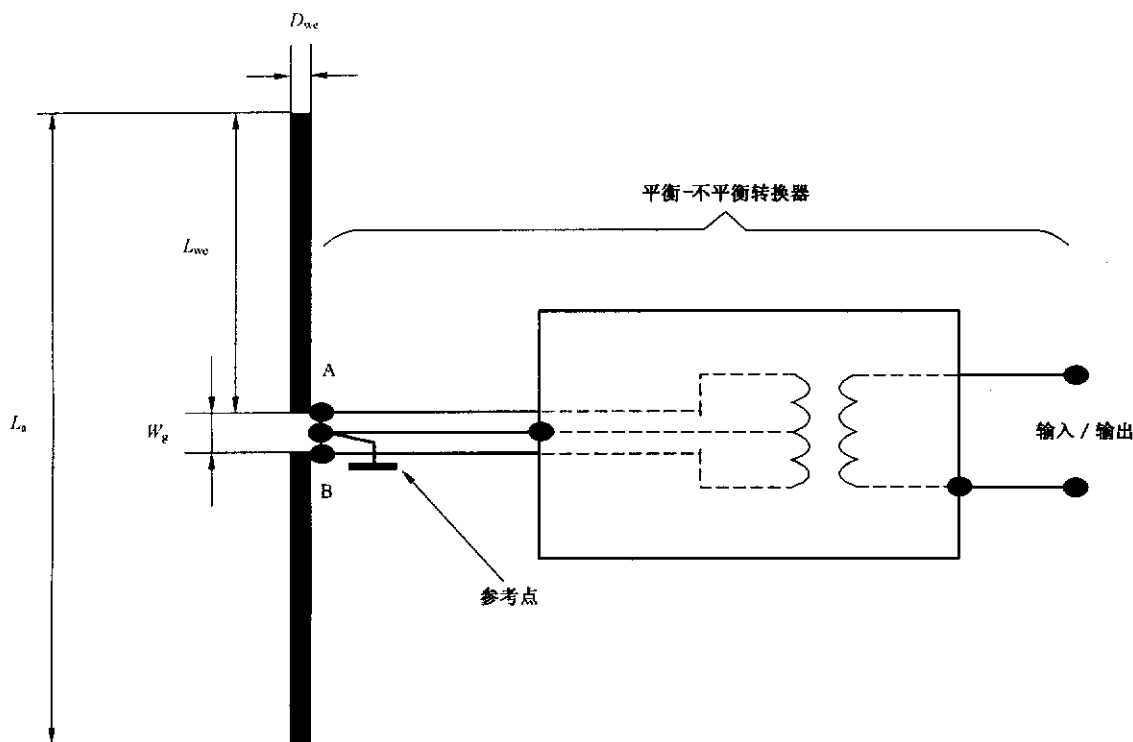
4.3.2.1 试验天线应具有相同长度 L_{we} 的振子，振子能与平衡-不平衡转换器断开使得平衡-不平衡转换器的参数能够得到确认，并能把场地衰减测量中使用的两个天线的平衡-不平衡转换器接头连接在一起。

4.3.2.2 近似为 $\lambda/2$ 的线天线的顶端到顶端的长度 $L_a(f, D_{we})$ 由馈电端在自由空间中、规定频率上的输入阻抗的虚部的绝对值小于 1Ω 的条件来决定。

注1：如果振子具有固定的直径，并且 $D_{we} \ll L_a$ ，那么， $L_a(f, D_{we})$ 能够从 C.1.1 中的 (C.2) 式计算出来。如果直径不是常数，例如，当使用拉杆天线时，那么 $L_a(f)$ 只能用数值方法计算，见 C.2.2。

注2：当使用拉杆天线时，可伸缩的导线应以这样的方式来调谐，即首先要使用具有最大直径的导线（见图2），然后应采用数值计算方法来计算。

在 30 MHz~80 MHz 的测试频率上使用固定长度 $L_a = L_a|_{f=80 \text{ MHz}}$ 的偶极子的情况目前仍在考虑当中。



注：试验天线的中心在两根振子中心线上的间隙的中间。

图1 试验天线的示意图

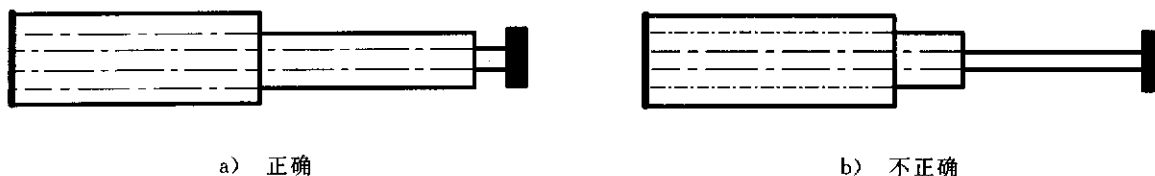


图2 长度为 L_{we} 的可伸缩振子的调整

4.3.2.3 无论哪个值更小，馈电端的间隙应满足 $W_g \leq 15 \text{ mm}$ 或 $W_g \leq 0.03\lambda_{\min}$ ，取两者中较小的。其中，

$$\lambda_{\min} = c_0 / f_{\max};$$

f_{\max} ——所用试验天线的最高频率；

c_0 ——电磁波在真空中的速度。

4.3.2.4 如果实际线天线顶端到顶端的长度 $L_a(f)$ 落在该天线规定长度 $L_n(f)$ 的 ΔL_n 之内(见表 2), 那么当馈电端间隙的宽度符合 4.3.2.3 时, 可以认为该长度是有效的。

4.3.2.5 平衡-不平衡转换器的平衡端口应做到:

- a) 当不平衡端口端接由外电路(天线馈电电缆)引入阻抗 Z_c 时, 具有特定最大电压驻波比 (VSWR) 条件下的特定阻抗 Z_{AB} , 见表 2;
- b) 当两个馈电端与平衡-不平衡转换器参考点之间均端接阻抗 $Z_{AB}/2$ 时, 所具有的相对于平衡-不平衡转换器参考点的幅度平衡优于 ΔA_b (dB), 见表 2;
- c) 当两个馈电端与平衡-不平衡转换器参考点之间均端接阻抗 $Z_{AB}/2$ 时, 其相位平衡达到 $180^\circ \pm \Delta \phi_b$ (见表 2)。

注 1: 通过平衡-不平衡转换器连接器, 能够在三个平衡-不平衡转换器端口处进行 RF 测量。

注 2: 平衡端口阻抗 Z_{AB} 是图 1 中的馈电端 A 和 B 之间的阻抗, 该阻抗的首选值是 $Z_{AB} = 100 \Omega$ (实部)。

注 3: 由外电路引入的阻抗 Z_c 一般为 50Ω , 这是首选值。

注 4: 幅度和相位的平衡要求保证了在馈电端 A 和 B 处相对于平衡-不平衡转换器参考点而言的信号幅度足以相等, 而相位相反。当平衡端口满足这些要求时, 在不平衡端口端接阻抗 Z_c 的条件下, 两个馈电端之间的隔离度大于 26 dB。

注 5: 实际使用当中, 应调整平衡-不平衡转换器的元件的方向使得提供最小共极化反射面给线天线。

注 6: 平衡-不平衡转换器的元件是电气屏蔽的, 因此, 它们的(寄生)特性不受周围环境的影响。平衡-不平衡转换器的参考点和输出/输入端口的接地端与该屏蔽层相连。

4.3.2.6 确定 4.3.2.5 中要求的平衡-不平衡转换器的特性可能取决于 S 参数的测量, 也可能部分取决于注入测量。

注 1: 当由信号发生器和接收机测量的平衡-不平衡转换器的整套 S 参数和平衡-不平衡转换器表现出来的端口阻抗已知时, 假设平衡-不平衡转换器的特性合并入 SA_c 的计算中, 4.4.4.2 和 4.4.4.4 中的平衡-不平衡转换器的点对点连接可被电缆和电缆之间的连接所取代。

注 2: S 参数和注入测量在附录 B 中描述。

4.3.2.7 如果在 CALTS 的确认过程中使用的试验天线和测量设备的阻抗 Z_{AB} 和/或 Z_c 分别不同于首选值 100Ω 和 50Ω , 那么确认报告中应注明这一点(4.6)。

4.4 天线校准用试验场地确认程序

4.4.1 概述

在天线校准试验场地的确认程序中, 需要将测量得到的场地衰减 SA_m 和理论计算得到的场地衰减 SA_c 进行比较。这样才能检验 CALTS 是否能够充分地满足 SA 计算中所假设的条件, 也就是:

- a) 平面非常平坦, 并且无限大;
- b) 平面反射系数的绝对值 $r=1$;
- c) 平面上反射的水平极化 EM 波与入射波之间的相位差 $\Phi=\pi$ (单位: 弧度);
- d) 辅助设备和平板周围的环境的影响可以忽略不计。

为了检验这些特性, 要求进行两组测量:

- 1) 特性 a)、b) 和 d) 可以在固定天线高度(见 4.4.4)进行 SA 测量的同时进行验证, 然后将 SA 的测量值与计算值进行比较。
- 2) 特性 a)、c) 和 d) 可以在一个试验天线进行高度扫描以寻找最大 SA 的同时进行验证, 然后将测量得到最大值与计算得到的相应高度上的理论值进行比较(见 4.4.5)。

另外, 后一组特性还可以在扫描测量程序的同时进行确认(见 4.4.6)。

下面用 $\pm \Delta X$ 来代表参数 X 在确认程序中的最大允差。允差的值在表 2 中给出。

4.4.2 测试配置

4.4.2.1 试验天线的中心、天线升降杆和天线的同轴电缆需要放置在与反射平板垂直的平面上,并且位于反射平板的中心位置。

注:“试验天线中心”的规定见 4.3.1。

4.4.2.2 共线的导线振子需要始终与反射平面(天线为水平极化方向)平行放置,并且垂直于 4.4.2.1 中提到的(垂直)平面。

注:所使用的相对较长的导线振子可能会下垂,因此会影响测量结果。可以通过物理的办法把导线振子支撑起来或通过在理论场地衰减计算时予以考虑来消除这种影响。(见 4.4.4.3 和 4.5.3.1)。

4.4.2.3 两副试验天线中心之间的水平距离是

$$d = 10.00 \text{ m} \pm \Delta d \text{ m(见表 2)}。$$

4.4.2.4 发射天线中心距离反射平面的高度是

$$h_t = 2.00 \text{ m} \pm \Delta h_t \text{ m(见表 2)}。$$

4.4.2.5 接收天线中心距离反射平面的高度应当可以在 $h_r \pm \Delta h_r$ 之间进行调节,具体值见表 1 和表 2;并且应当可以按照 4.4.5 中的要求,在 $1.0 \text{ m} \leq h_r \leq 4.0 \text{ m}$ 的高度范围内进行扫描。

4.4.2.6 连接发射和接收天线的平衡-不平衡转换器的同轴电缆的走向要保持与导线振子垂直且平行于反射平面至少走线 1 m。之后,电缆垂落到反射平面上,然后(最好)继续在反射平面下面穿行,或在反射平面上面垂直于导线振子布置,直至到达反射平面的边沿。为了避免共模耦合,建议在连接平衡-不平衡转换器的同轴电缆上安装铁氧体。

注 1: 电缆应该具有低传输阻抗特性,以避免感应产生的电缆表面电流影响测量结果。

注 2: 当电缆的一部分在反射平面下走线时,在电缆穿过反射平面处,必须将电缆的外层与反射平面进行 360° 搭接。

4.4.2.7 射频信号发生器和射频信号接收机的放置位置不能高于反射平板,除非将它们放置在距离发射平板 20 m 以外的位置上。

4.4.2.8 在整个场地衰减测量过程中,必须保证射频信号发生器的输出频率准确、输出电平稳定不变。见 4.4.4.5。

注: 在测量程序中,有可能需要先对射频信号发生器和射频信号接收机进行预热(通常按照设备制造商给出的预热时间进行预热),以确保这些设备在整个测量过程中能够保持长时间的稳定。

4.4.2.9 射频信号接收机必须经过校准,以确保在至少 50 dB 的动态范围内保持线性。接收机线性度的不确定度表示为 ΔA_r (见 4.5.2.2)。接收机线性度的不确定度的合理值一般为 0.2 dB。

注: 如果线性动态范围小于 50 dB,那么可以用替代法:使用一个 4.4.4.7 中描述的经过校准的精密衰减器。

4.4.3 测试频率和接收天线的高度

4.4.3.1 按照 4.2.2,4.4.4 所描述的确认方法应至少在表 1 规定的频率和接收天线中心距接地平面固定高度 h_r 上进行。

注 1: 如果还想关注 CALTS 中间频率的性能,那么可以通过使用 A.2.2 中给出的扫频测量方法进行测量。

注 2: 对于高品质因数响应必须要格外注意,特别是频率高于 300 MHz 时。在这种情况下,必须要在规定的频率和相应的高度上进行扫频测量。

4.4.3.2 除了 4.4.4 中给出的确认方法外,还应该按照 4.4.5 中给出的(三接收)天线高度扫描测量法,或者 4.4.6 中给出的(三次)频率扫描测量法进行测量。

a) 当采用接收天线高度扫描法测量时,必须在测试频率 f_c 为 300 MHz、600 MHz 和 900 MHz 时进行测量,并依照不同的频率调谐试验天线。

b) 当采用频率扫描测量法时,测量必须在 {2.65 m, 300 MHz}, {1.30 m, 600 MHz} 和 {1.70 m, 900 MHz} 这三组频率和相应的接收天线高度上进行,并依照不同的频率来调谐试验天线。

表 1 SA 测量时的规定频率和接收天线所在的固定高度
(在这里 $h_t = 2\text{ m}$, $d = 10\text{ m}$ (见 4.4.2.3 和 4.4.2.4))

频率 / MHz	h_r / m	频率 / MHz	h_r / m	频率 / MHz	h_r / m
30	4.00	90	4.00	300	1.50
35	4.00	100	4.00	400	1.20
40	4.00	120	4.00	500	2.30
45	4.00	140	2.00	600	2.00
50	4.00	160	2.00	700	1.70
60	4.00	180	2.00	800	1.50
70	4.00	200	2.00	900	1.30
80	4.00	250	1.50	1 000	1.20

4.4.3.3 如果有窄带噪声,例如广播发射机产生的信号,对 4.4.3.1 和 4.4.3.2 中规定的频率处的精确测量产生了影响,那么可以选择距离规定测试频率尽量近的其他频率进行测量。

如果偏离了给定的频率,那么应在确认报告中加以说明(见 4.6)。

4.4.3.4 为发射天线提供信号的射频信号发生器的频率必须要调整到表 1 或 4.4.3.2 所规定的频率的 Δf 范围内(见表 2)。

4.4.4 场地衰减测量法

本条给出了在规定频率确定场地衰减测量值 SA_m (见 4.5.3.1)的测量方法的 3 个步骤。所谓场地衰减是指发射天线馈入端(图 3 和图 4 的 A 和 B)和接收天线的馈入端(图 3 和图 4 的 C 和 D)之间的 SA。

注:如果能够得到平衡-不平衡转换器的所有 S 参数值(见 4.3.2.6),且在 SA 的理论计算中包含了平衡-不平衡转换器的特性参数后,那么只考虑两个电缆与平衡-不平衡转换器接口处的 SA 也是可能的。在后面的描述中,会在注释中给出这种方法,而且用这种方法会更合适。

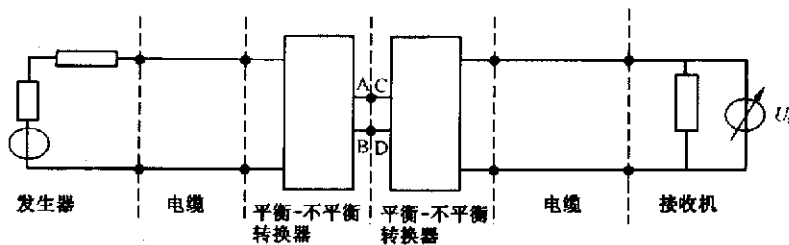


图 3 $U_{r1}(f)$ 或 $U_{r2}(f)$ 的测定

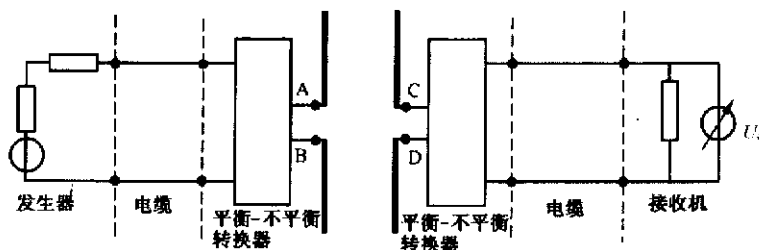


图 4 在规定位置上带有线天线的 $U_r(f)$ 的测定

4.4.4.1 测量步骤 1: 在某一规定频率 f 处,测定参考电压为 $U_{r1}(f)$ 。该电压可以给出射频信号发生

器输出端口和发射线天线馈入端之间的信号衰减,同样的,也可以给出接收线天线馈入端和接收机输入端口之间的信号衰减。

$U_{n1}(f)$ 的测定如后所述(见图3)。先将试验天线的天线杆与平衡-不平衡转换器之间断开,然后将两个平衡-不平衡转换器尽量短的进行头对头的连接(见后面的注4),对接距离最好小于 $\lambda_{min}/10$, λ_{min} 在4.3.2.3中定义。

设置射频信号发生器的输出电平,使接收机的读数至少比接收机的噪声高60 dB(见后面的注2)。将接收机读数记为 $U_{n1}(f)$ 。

注1: 测量中所发射电平值不能超出当地允许的发射值。

注2: 在本条中,假定射频接收机符合4.4.2.9的要求。如果射频接收机符合4.4.2.9中注释的条件,那么应使用4.4.4.7中给出的方法。

注3: 可以通过减小接收机的带宽来降低接收机的噪声。但是,如果射频信号发生器和射频信号接收机之间没有如跟踪源和频谱分析仪之间的频率锁定关系,那么接收机的带宽必须保持足够宽度,以防止射频信号发生器的信号可能发生频率偏移,从而影响测量结果。

注4: 如果按4.4.4的注中给出的方法,那么要将所有发射和接收天线断开,将它们的电缆相互连接,来测定4.4.4.4中的 $U_{n1}(f)$ 或 $U_{n2}(f)$ 。

4.4.4.2 在特定频率下,保持4.4.4.1中使用的射频信号发生器的幅度设置在整个测量过程中不变。在4.4.4.3和4.4.4.4中也同样要保持不变。

4.4.4.3 测量步骤2:将两个平衡-不平衡转换器相互断开,将天线杆安装在各自的平衡-不平衡转换器上(见图4),然后调整天线杆的长度到规定的长度 $L_n(f)$ 。将试验天线安装在4.4.2和4.4.3规定的位置上。其他设备的测试设置按照4.4.4.1进行。同时见4.4.2.2和4.4.4.5的注。

在特定测试频率 f 和规定天线位置处,记录接收机的读数为 $U_s(f)$ 。

4.4.4.4 测量步骤3:在同一个特定频率处,重复进行参考电压测量(见4.4.4.1)。该电压值记录为 $U_{r2}(f)$ 。

4.4.4.5 如果用对数单位表示的 $U_{n1}(f)$ 与 $U_{n2}(f)$ 之差大于0.2 dB,那就需要对测试布置的稳定性进行改进,然后重复测量步骤1、测量步骤2和测量步骤3。

注: 产生不稳定的原因有可能是温度影响了同轴电缆的衰减,特别是当它们直接暴露在阳光下时。

4.4.4.6 测量得到的场地衰减 $SA_m(f)$ 由下式计算得到:

$$SA_m(f) = 20 \lg \left\{ \frac{U_{n1}(f)}{U_s(f)} \right\} \quad (\text{dB}) \quad \dots\dots\dots (1)$$

式中 $U_{ra}(f)$ 是 $U_{n1}(f)$ 和 $U_{n2}(f)$ 的平均值。

注: 如果在进行低频30 MHz、35 MHz和40 MHz测量时,没有对试验天线杆采取任何避免其下垂的措施,那么就可能需要对测量得到的场地衰减 SA_m 进行修正(见4.5.3.1)。

4.4.4.7 如果射频信号接收机的动态范围不符合4.4.2.9的要求,那么可用下面的办法来替代。这种方法需要平衡-不平衡转换器的所有S参数,并会在计算理论SA的时候用到这些参数。

- a) 按照4.4.4.3,测定并记录接收机的读数 $U_s(f)$ 。
- b) 用经过校准的精密衰减器替代试验天线,然后分别连接天线电缆到该衰减器的两端。调节衰减器插入损耗至 $A_{n1}(f)$,以使得按照程序a)测定的 $U_s(f)$ 值可以在接收机上重现。记录 $A_{n1}(f)$ 和其相关的测量不确定度 $\Delta A_{n1}(f)$ 。
- c) 为了验证能否到达4.4.2.8给出的测试设置稳定性要求,在等待(大约)按照程序a)记录 $U_s(f)$ 和步骤b)记录 $A_{n1}(f)$ 所需的时间后,重复步骤b)测定 $A_{n2}(f)$ 。如果 $A_{n2}(f)$ 与 $A_{n1}(f)$ 相差0.2 dB以上,那么需要对测试设置的稳定性进行改进,然后重复步骤a)、b)和c)。
- d) 如果测试设置足够稳定,那么测量得到的场地衰减按下式给出:

$$SA_m(f) = 20 \lg \{ A_{n1}(f) \} \quad (\text{dB}) \quad \dots\dots\dots (2)$$

式中 $A_{ra}(f)$ 为 $A_{n1}(f)$ 与 $A_{n2}(f)$ 以线性单位计算得到的平均值。

4.4.5 天线高度扫描测量法

本条给出了三天线高度扫描测量法。此方法需要测定场地衰减呈锐最大值时的接收天线高度 $h_{r,\max}$ (见 4.4.3.2 和 4.5.3.2)。“锐最大值”是由接收天线处收到的直射波与非直射波(即来自反射平面的反射波)接近全部相消产生的。

4.4.5.1 按照 4.4.3.2 的 a) 给定的频率 f_s , 并按照 4.4.2 给出的测试设置, 将接收试验天线(调谐到频率 f_s 处)从 $h_r=1.0$ m 处升到 $h_{r,\max}(f_s)$ 处, 对应 SA 的第一个锐最大值处, 也就是接收机读到的第一个锐最小值处。

注: 不必关心接收机读到的最小值的具体数值。此时接收机的读数仅是为了寻找 $h_{r,\max}(f_s)$ 。

4.4.5.2 测量 $h_{r,\max}(f_s)$ 的高度并记录其对应的不确定度 $\Delta h_{r,\max}(f_s)$ 。

注: 测量得到的 $h_{r,\max}(f_s)$ 可能与 4.4.3.2 的 b) 中给出的 $h_{rs}(f_s)$ 并不相等, 这是因为 $h_{r,\max}(f_s)$ 还取决于实际试验天线的特性。

4.4.6 频率扫描测量法

本条给出了三次扫描频率测量方法, 该方法用于测定场地衰减为锐最大值时的频率 f_{\max} , 见 4.4.3.2 的 b) 和 4.5.3.3。锐最大值是由接收天线处收到的直射波与非直射波(即来自反射平面的反射波)接近全部相消产生的。

4.4.6.1 在固定的接收试验天线高度, 即 4.4.3.2 的 b) 中给出的 $h_{rs}(f_s)$ 处, 按照 4.4.3.2 的 b) 中给出 f_s 调谐试验天线, 并进行测试设置, 射频信号发生器的扫描起始频率要低于 f_s , 比如从比 f_s 低 100 MHz 的频率处开始扫描, 终止频率 $f_{\max}(h_{rs})$ 对应于 SA 的最大的锐最大值, 也就是接收机读数的最小值。

注: 不必关心接收机读到的最小值的具体值。此时接收机的读数仅是为了寻找 $f_{\max}(h_{rs})$ 。

4.4.6.2 记录 $f_{\max}(h_{rs})$, 并记录它对应的不确定度 $\Delta f_{\max}(h_{rs})$ 。

注: 测量得到的 $f_{\max}(h_{rs})$ 可能与 4.4.3.2 的 b) 中给出的 $f_s(h_{rs})$ 并不相等, 这是因为 $f_{\max}(h_{rs})$ 还取决于实际试验天线的特性。

4.5 天线校准用测试场地的符合性准则

4.5.1 概述

如果满足下列条件, 则认为 CALTS 是令人满意的: 在所有天线校准所需的频率点都对 CALTS 进行了场地衰减测量(4.4.3.1)和天线高度或频率测量, 并且所得到的测量值都在计算得到理论值的裕量之内(4.5.3)。除了各种测量数据的不确定度之外, 理论值的裕量还需要考虑测试设置可接受的允差。

如 4.5.2 所述, 裕量的不确定度包括必须使用理论模型计算的一部分和直接与在测定场地衰减时进行电压测量和高度或频率扫描测量的不确定度相关联的一部分。

4.5.2 允差和测量不确定度

4.5.2.1 各种参数的最大允差在表 2 中列出。

表 2 $d=10$ m 的最大允差

变量	最大允差	条款
L_e	$\pm 0.0025L_e$ 或 ± 0.001 m, 如果 $L_e \leq 0.400$ m	4.3.2.4
Z_{AB}	$VSWR \leq 1.10$	4.3.2.5 条 a)
A_b	± 0.4 dB	4.3.2.5 条 b)
ϕ_b	$\pm 2^\circ$	4.3.2.5 条 c)
d	± 0.04 m	4.4.2.3
h_t	± 0.01 m	4.4.2.4

表 2 (续)

变量	最大允差	条款
h_r	$\pm 0.01 \text{ m}$	4.4.2.5
f	$\pm 0.001 f$	4.4.3.4

注:是否需要对抗线振子直径的允差 ΔD_w 和天线振子排列线性度带来的不确定度进行评估正在考虑中。

4.5.2.2 4.4.4.6 式(1)所定义的测量场地衰减 SA_m 的测量不确定度 ΔSA_m 按照下式计算:

$$\Delta SA_m(\text{dB}) = \sqrt{\{\Delta SA_r(\text{dB})\}^2 + \{\Delta SA_f(\text{dB})\}^2} \dots\dots\dots(3)$$

式中 ΔSA_r 由 4.4.2.9 中的 ΔA_r 或 4.4.4.7 中的 $\Delta A_r(f)$ 给出,这两种方法都可以使用。 ΔSA_r 是场地衰减对于参数允差的灵敏度(表 2 中给出的最大值)。式(3)中用到的 ΔSA_r 和 ΔSA_f 的置信度都应是 95%。

注: $\Delta SA_r(95\%)$ 可通过附录 C 中给出的模型计算得到的。

4.5.2.3 如果这些参数的允差符合表 2 中给出的允差,那么在 30 MHz~1 000 MHz 频率范围内可以认为 $\Delta SA_r(95\%)=0.2 \text{ dB}$ 。在这种情况下,不需要计算 ΔSA_r ,也不需要 CALTS 确认报告中给出计算结果。

注: $\Delta SA_r(95\%)=0.2 \text{ dB}$ 的基本原理在 C.1.3.2 中给出。

4.5.2.4 4.4.5 中定义的测量接收天线的 $h_{r,\max}$ 的测量不确定度 Δh_m 按照下式给出:

$$\Delta h_m = \sqrt{\{\Delta h_{r,\max}(\text{m})\}^2 + \{\Delta h_r(\text{m})\}^2} \dots\dots\dots(4)$$

式中 $\Delta h_{r,\max}$ 在 4.4.5.2 中定义, Δh_r 是 $h_{r,\max}$ 对于参数允差的灵敏度(表 2 中给出的最大值)。

注: Δh_r 可以用 C.1.3.3 中给出的模型来计算。

4.5.2.5 如果这些参数的允差符合表 2 中给出的允差,那么可以在三个规定的频率处认为 $\Delta h_r(95\%)=0.025 \text{ m}$ 。在这种情况下,不需要计算 Δh_r ,也不需要 CALTS 确认报告中给出计算结果。

注: $\Delta h_r(95\%)=0.025 \text{ m}$ 的基本原理在 C.1.3.3 中给出。

4.5.2.6 4.4.6 中定义的测量 f_{\max} 的测量不确定度 Δf_m 由下式给出:

$$\Delta f_m(\text{MHz}) = \sqrt{\{\Delta f_{\max}(\text{MHz})\}^2 + \{\Delta f_f(\text{MHz})\}^2} \dots\dots\dots(5)$$

式中 Δf_{\max} 在 4.4.6.2 中定义; Δf_f 是 f_{\max} 对于参数允差的灵敏度(表 2 中给出的最大值)。

注: Δf_f 可以用 C.1.3.4 中给出的模型来计算。

4.5.2.7 如果这些参数的允差符合表 2 中给出的允差,那么可以在这三个规定的接收天线高度处认为 $\Delta f_f(95\%)/f_c=0.015$ 。在这种情况下,不需要计算 Δf_f ,也不需要 CALTS 确认报告中给出计算结果。

注: $\Delta f_f(95\%)/f_c=0.015$ 的基本原理在 C.1.3.4 中给出。

4.5.3 符合性判定准则

在本条中,用于计算的参数值是某次测量中出现的实测值。这些实测的参数值假设是在足够小的测量不确定度情况下测定的,这样可以合理推断参数值在表 2 给出的最大允差范围内。

例如:如果天线中心之间的距离为给定的 $d=10.00 \text{ m}$ (4.4.2.3),在实际的 SA 测量中,该距离为 $d_s=10.01 \text{ m}$,那么后面的值将被用于计算。然而, $(d-d_s)$ 应总是小于 0.04 m 。只要 d_s 是以很小的测量不确定度来确定的,那么 $|d-d_s|<0.04 \text{ m}$ 就是合理的(见表 2)。

4.5.3.1 如果在用于天线校准的所有频率上都满足式(6)(见图 5),那么 CALTS 符合场地衰减的判定准则。

$$|SA_c(\text{dB}) - SA_m(\text{dB})| < T_{SA}(\text{dB}) - \Delta SA_m(\text{dB}) \dots\dots\dots(6)$$

式中:

$SA_c(f)$ ——规定频率处 SA 的理论值,在附录 C 中给出了计算方法,计算需要用到应用 4.3.2.6 得到的试验天线数据和实际的几何参数值 L_a, d, h_1 和 h_r ;

$SA_m(f)$ ——从式(1)和式(2)(同时见注)得到的 SA 的测量值;

$\Delta SA_m(f)$ ——4.5.2.2 中导出的 SA 的测量不确定度(95%置信度);

$T_{SA}(f)$ ——SA 可接受的允差。

如果没有特别声明,那么天线校准标准要求使用 CALTS,在 30 MHz~1 000 MHz 的频率范围内,可接受的允差 $T_{SA}(f)=1.0$ dB。

至少应该证明在表 1 中所列的频率上 CALTS 均符合 SA 的判定准则。

注 1: 在 30 MHz~40 MHz 频率范围内,如果天线杆的末端有明显的下垂,那么需要对 SA_m 的值进行修正。

a) 如果在 30 MHz 时,4.8 m 长的偶极子的末端下垂 16 cm,那么 SA_m 在 1 m、2 m 和 4 m 高度时分别应加上 0.27 dB、0.13 dB 和 0.08 dB,这样才能正确比较 SA_m 和 SA_c 。

b) 如果末端下垂超过 20 cm,那么必须计算 $SA_m(f)$ 需要增加的值(见 C.2)。

注 2: 实例

如果 $\Delta SA_c(95\%)=0.2$ dB(如 4.5.2.3 所述),并且 $\Delta SA_m(95\%)=0.2$ dB,那么 $\Delta SA_m(95\%)=0.3$ dB。因此场地衰减的计算值和测量值之间允许的最大偏差为 0.7 dB。使用 $\Delta SA_c(95\%)$ 值比较小的接收机,减小各种变量的允差和使用 $\Delta SA_m(95\%)$ 的实际值都可以增大最大可接收允差值。

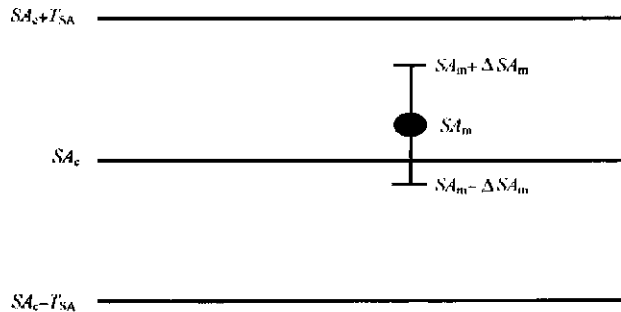


图 5 SA 符合性判定准则中各个量之间的关系

4.5.3.2 如果在 4.4.3.2 的 a) 中给出的频率 f_s 处都满足式(7),那么 CALTS 的 SA 最大值都符合接收天线高度标准。

$$|h_{rc}(m) - h_{r,max}(m)| < T_{hr}(m) - \Delta h_m(m) \dots\dots\dots (7)$$

式中:

$h_{rc}(m)$ ——SA 出现最大值的接收天线理论高度,也就是信号传输的最小值。附录 C 中给出了计算方法。计算会用到应用 4.3.2.7 得到的试验天线数据和实际的几何参数值 L_s 、 d 、 h_1 和实际频率 f_s ;

$h_{r,max}(m)$ ——按照 4.4.5 描述的程序得到的接收天线高度;

$\Delta h_m(m)$ ——由 4.5.2.4 导出的接收天线高度测量的不确定度(95%置信度);

$T_{hr}(m)$ —— $h_{r,max}$ 的允差。

如果没有特别声明,那么天线校准标准要求使用 CALTS,可接受的允差 $T_{hr}=0.05$ m。

注:既可以应用 4.5.3.2,也可以应用 4.5.3.3;同时见 4.4.3.2。

4.5.3.3 如果在 4.4.3.2 的 b) 中给出的频率 f_s 处都满足式(8),接收天线在高度 h_{rs} 处,并调整到相应的调谐长度,那么 CALTS 的 SA 最大值符合频率标准。

$$|f_c(\text{MHz}) - f_{max}(\text{MHz})| < T_f - \Delta f_m(\text{MHz}) \dots\dots\dots (8)$$

式中:

$f_c(\text{MHz})$ ——SA 出现最大值的理论频率,也就是信号传输的最小值。附录 C 中给出了计算方法。计算会用到应用 4.3.2.7 得到的试验天线数据和实际的几何参数值 L_s 、 d 、 h_1 和 h_{rs} ;

$f_{max}(\text{MHz})$ ——按照 4.4.6 描述的程序得到的频率;

$\Delta f_m(\text{MHz})$ ——由 4.5.2.6 导出的频率测量的不确定度(95%置信度);

T_f —— f_{max} 的允差。

如果没有特别声明,那么天线校准标准要求使用 CALTS,可接受的允差 $T_f=0.03f_c$ 。

注:既可以应用 4.5.3.2,也可以应用 4.5.3.3;同时见 4.4.3.2。

4.6 确认报告

4.6.1 概述

GB/T 6113 的本部分给出了对 CALTS 的要求、确认程序和符合性标准。确认过程的最后步骤就是编制和出具“CALTS 确认报告”。

确认报告是溯源和保证 CALTS 符合 GB/T 6113 本部分要求的一种手段。

CALTS 的拥有者或其他方都可以对 CALTS 确认的实际工作负责。

CALTS 确认报告必须符合 4.6.2 给出的要求。

4.6.2 确认报告要求

CALTS 确认报告必须要给出诸多条目,每一条目对应 CALTS 确认的某一方面。确认报告中的每一条目和包含的论证过程如下所述。附录 F 给出了要求的所有条目的摘要清单。

a) 通用信息

通用信息包括 CALTS 所在的地点、负责的(能承担责任)的所有者等必要的信息。

如果场地确认是其他方或组织进行的,那么必须要给出该方或该组织的信息。

必须要借助绘图、照片、部件号码等方式来描述 CALTS 的构造,包括 CALTS 的辅助设备。

另外还必须给出进行确认的日期和确认报告的日期。在确认报告的封面上还必须有确认报告的编制者和授权人的姓名及其签名。

b) 有效期和限制条件的评估

在天线校准之前,必须进行场地确认(见 4.2.2 的 a))。

因此给出 CALTS 确认的有效期非常重要。因为 CALTS 可能是室内的,也可能是露天的设施,所以 CALTS 的确认有效期可能会有所不同,而且确认有效期还可能受到其他因素,如环境变化、电缆老化或吸波材料老化的影响。CALTS 的所有者有责任评估并声明 CALTS 确认的有效期。

与有效期评估相关的条目或相关的方面应该在 CALTS 使用的过程中确定是否发生变化:例如,对于露天设施,环境、树木、雪、地面湿度等。一般来说,电缆铺设、设备、天线和天线升降杆性能的稳定性是非常重要的。另外环境条件、设备或吸波材料的老化和设备的校准有效期也会影响 CALTS 的有效期。

可以使用快速测量或目检来经常评估 CALTS 性能的有效性/一致性。

应该明确声明有哪些特别的环境条件、配置条件或者限制条件。

c) 试验天线的描述和确认

确认报告的本条目用于说明是否符合天线要求。

试验天线(天线振子和平衡-不平衡转换器)应符合 4.3.2 给出的规范和表 2 中给出参数值的要求。

无论在检查还是在测量中,都要对每一条标准要求的条目进行核查,以确定是否符合要求。符合性确认结果应该可以在附录或独立的文件中找到(照片、测量结果、校准结果、厂商声明等)。

d) 测试设置

确认报告中的该条目是有关测试设置的。试验布置应符合 4.4.2 给出的规范和表 2 中给出参数值的要求。

无论在检查还是在测量中,都要逐一针对要求的条目进行核查,以确定是否符合要求。符合性确认结果应该可以在附录或独立的文件中找到。

e) 确认测量

按照 4.4.4 中给出的程序,并按照表 1 给出的测试频率和天线高度进行的场地衰减确认测量

的测量结果应该在确认报告的本部分中给出。另外,天线高度扫描测量(4.4.5)或频率扫描测量(4.4.6)的测量结果也应该在本条目中给出。

f) 场地衰减和允差的计算

确认报告中的这个条目应指明天线高度是使用附录 C 给出的程序计算得到的,还是使用其他的数学方法得到的。在与表 2 给出的允差有偏差的情况下,使用表 2 给出的允差的默认值或计算值得到的场地衰减的计算结果和测量的总不确定度的计算结果应在本条目中给出。

g) 符合性判定时的计算

确认报告中的这个条目中,需要将 SA 的计算结果和测量值,以及对应的允差和不确定度代入式(6)中作为频率的函数,来确定其是否符合要求。同样也要确定是否符合高度标准(式(7))或频率扫描标准(式(8))。

h) 符合性的最终声明

本条目需要给出测量得到的场地衰减在所有频率点处都符合式(6),并符合高度或频率扫描标准。这样就可以声明被测的 CALTS 在考虑了有效期和条目 b) 给出的限制条件和配置的情况下符合 CALTS 的要求。

4.7 垂直极化方向的天线校准用试验场地的确认

具体内容正在考虑中,以下只给出框架。

4.7.1 概述

4.7.2 场地规范

4.7.3 确认程序

4.7.4 符合性判定准则

4.7.5 确认报告

附录 A
(资料性附录)
CALTS 的要求

A.1 概述

规范性要求意味着一般情况下 CALTS 可以被认为是一个开阔试验场地(OATS)。然而,规范性要求并不要求 CALTS 总是 OATS。因此,CALTS 可能是全天候的,也可能位于岩盐地上,等等,只要满足所有的规范性要求即可。

有关试验场地的详细信息可在 GB/T 6113.104 中的第 5 章中找到,而其他一些额外的信息在下面给出,尤其要关注本部分为用户提供的参考文献(见 A.4)。

A.2 反射面

A.2.1 反射面的结构

反射面的材料可以是整张金属板,也可以是金属丝网。金属板或金属丝网应最好在接缝处连续焊接,或沿接缝相隔的距离 $<\lambda_{\min}/10$,其中, λ_{\min} 为与所考虑的最高频率有关的波长。如果选择金属丝网,那么必须注意交叉的金属丝相互之间良好的导电性接触,网孔宽度应小于 $\lambda_{\min}/10$ 。

材料的厚度取决于机械强度和稳定性要求。导电性等于或优于铁的导电性就足够高了。对反射面的形状不是非常苛求,只要不是椭圆形的即可(见 A.2.2)。反射面不应被具有一定厚度的保护层所覆盖,因为该保护层可能改变反射波的相位,正如在 4.4.1 条所说,它可以导致相位 ϕ 改变而不同于 π 弧度[A.4]*。有关反射面的光滑度和粗糙度见 GB/T 6113.104 第 5 条和参考资料[A.3]。 ± 10 mm 的不平度一般对测到 1 000 MHz 是足够了。

反射面的水平尺寸必须足够大以使得反射面的有限大小对与天线校准有关的不确定度容限的影响足够低。不幸的是还没有理论模型将最小的反射面水平尺寸与规定的作为天线校准结果的最大不确定度容限联系起来。一个可能的准则是第一菲涅耳区应包含在反射面内([A.1]、[A.2]和[A.3])。这导致反射面的最小尺寸为 20 m(长) \times 15 m(宽),但更小的反射面也可能满足 CALTS 的要求。在最低频率(30 MHz)处试验天线的长度 L_a 约为 5 m。因此,对于 20 m \times 15 m 的反射面,在 30 MHz~1 000 MHz 频率范围内的所有频率上,确认试验配置在平面上的投影与反射面边缘之间的距离都至少为 L_a 。

A.2.2 反射面边缘效应和反射面周围环境

当限制反射面的大小时,该反射面的边缘自动过渡到具有不同反射特性的媒质中,因此,电磁波有可能在该边缘发生散射并导致对测量结果有不希望的影响。通常对垂直极化测量结果要注意边缘效应,而对水平极化测量结果边缘效应可忽略不计[A.7]。

在其他情况中,散射的数量依赖于反射面是位于与周围土壤(湿土或干土也可能引入差异[A.5])相同的平面内,还是被抬高了,如位于屋顶顶部。研究结果可在参考文献[A.6]中找到,参考文献[A.6]中还举例说明了反射面的形状从来就不能是第一菲涅耳区的椭圆形。因为在那种情况下,边缘散射所引入的不确定度是可累积的。

反射面的边缘与周围的土壤多点接地,如果土壤具有良导性,如当土壤湿的时候,那么它对金属反射面构成了很好的扩展[A.7]。

如果潜在的反射障碍物位于距反射面边界 40 m 的距离之内,那么应验证这些障碍物的影响可忽略不计。这种验证是通过使用固定长度的偶极子进行扫频测量的方式来进行的。这种测量可与 4.4.6

* 方括号中的参考文献指的是 A.4 的参考文献。

中描述的测量相比。在发射天线高度 $h_t = 2$ m 的情况下,与扫频范围和接收天线的固定高度 h_r 有关的天线固定长度(调谐到频率 f_r)的可能选择在表 A.1 中给出。用数值计算技术,如 NEC(见 C.3 的 [C.6]),宽带测量是可计算的。

表 A.1 固定长度偶极子天线的组合,扫频范围和接收天线的高度

f_r /MHz	B_r /MHz	h_r /m
60	30~100	4.0
180	100~300	1.8
400	300~600	1.2
700	600~1 000	1.4

在没有异常的情况下,响应将以平滑的方式变化。在有异常情况存在时,窄带谐振将叠加在响应上。这些谐振能识别障碍物的反射更槽所在的精确频点。通过将大的金属板放置在障碍物前面并位于可引起最大影响的角度以夸大障碍物的影响就能在这些频点上确认可疑障碍物的位置。

A.3 辅助设备

如果 CALTS 同时用作为 COMTS,那么应注意:天线塔的材料、适配器、绳索、天线塔和绳索湿度的影响、电缆的方向、连接器和可能存在的转台不应影响测量结果。在这种情况下,A.2 中提到的扫频测量可能会显露一些潜在的问题。

A.4 参考文献

- [A.1] ANSI Standard C63.4, 1992, Methods of Measurement of Radio-Noise Emissions from Low-Voltage Electrical and Electronic Equipment in the range of 9 kHz to 40 GHz, 1992.
- [A.2] Microwave Antenna Measurements, Hollis, J. S., Lion T. J. and Clayton L. (Editors), Scientific Atlanta Inc., Atlanta, GA, U. S. A., 1986.
- [A.3] Transmission and Propagation of Electromagnetic Waves, Sander K. F. and Reed G. A. L., Cambridge University Press, Cambridge, UK, 1987.
- [A.4] Note on the Open-Field Site Characterization, Livshits B. and Harpell K., IEEE EMC Symposium, Denver, pp 352-355, 1992.
- [A.5] Site Attenuation for Various Ground Conditions, Sugiura A., Shimizu Y. and Yamanka Y., Trans. IEICE, E73, 9, pp 1517-1523, September 1990.
- [A.6] Ground-Plane Size and Shape experiments for Radiated Electromagnetic Emission Measurements, Berquist A. P. and Bennett W. S., EMC/ESD Symposium, Denver, U. S. A., pp 211-217, 1992.
- [A.7] EMC Antenna Calibration and the Design of an Open-Field Site, Salter M. J. and Alexander M. J., Meas. Sci. Technol., 2, pp 510-519, 1991.
- [A.8] Calibration of Antennas used for Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference (EMI) Control, ANSI Standard C63.5, 1988.

附录 B
(资料性附录)
试验天线的考虑

B.1 描述了一个试验天线的例子,而 B.2 则讨论了从 S 参数测量和/或从注入测量来确定平衡-不平衡转换器的特性,如 4.3.2.6 条所提到的。

B.1 试验天线举例

基于参考资料[B.1]* 的一个试验天线的例子如图 B.1 所示。天线的平衡-不平衡转换器由以下几部分构成:

- a) 一个 180° 的 3 dB 混合耦合器,该耦合器的求和端口(Σ)总是端接负载的特性阻抗(假设为 50Ω),差分端口(Δ)为试验天线的输入/输出口。
- b) 半刚性同轴电缆通过高质量接头,如 SMA 接头,与混合耦合器的平衡端口 A 和 B 相连。电缆的长度约为 1 m,其中该长度也被用来分隔线天线和天线塔及耦合器的反射。
- c) 用来限制共模电流在平衡-不平衡转换器上和所连天线电缆上感应的围绕半刚性电缆的磁珠(F)。
- d) 在半刚性电缆输出端作为阻抗稳定或匹配用的 3 dB 衰减器(M)。天线振子通过 SMA 接头与之相连。这些从 A 端口到 B 端口的连接器(或 C 端口和 D 端口)在 4.4.4 和附录 C 中提及。这些接头的外导体在振子附近相互电气接触,接触点就是当进行 S 参数测量时的平衡-不平衡转换器的参考点。

应注意的是前面提到的平衡-不平衡转换器仅仅是可以使用的平衡-不平衡转换器的一个例子。其他类型的平衡-不平衡转换器也可能用到。事实上假设满足 4.3.2 条中规定的要求的话,每种类型的平衡-不平衡转换器都是允许使用的。

振子的长度应是在与试验天线相连后满足在 4.3.2.2 条中规定的要求 $L_a(f)$ (见计算 $L_a(f)$ 的 C.1.1)的。在表 C.1 中假定了如果 $f < 180$ MHz,则振子的直径为 10 mm,因此,给予较长线天线良好的机械强度。表 C.1 中也假定了当频率 $f \geq 180$ MHz 时,振子的直径为 3 mm 就足够了。在频率 $f < 60$ MHz 时,振子是拉杆天线,或使用固定长度的偶极子天线(见附录 D)。

B.2 平衡-不平衡转换器性能的确定

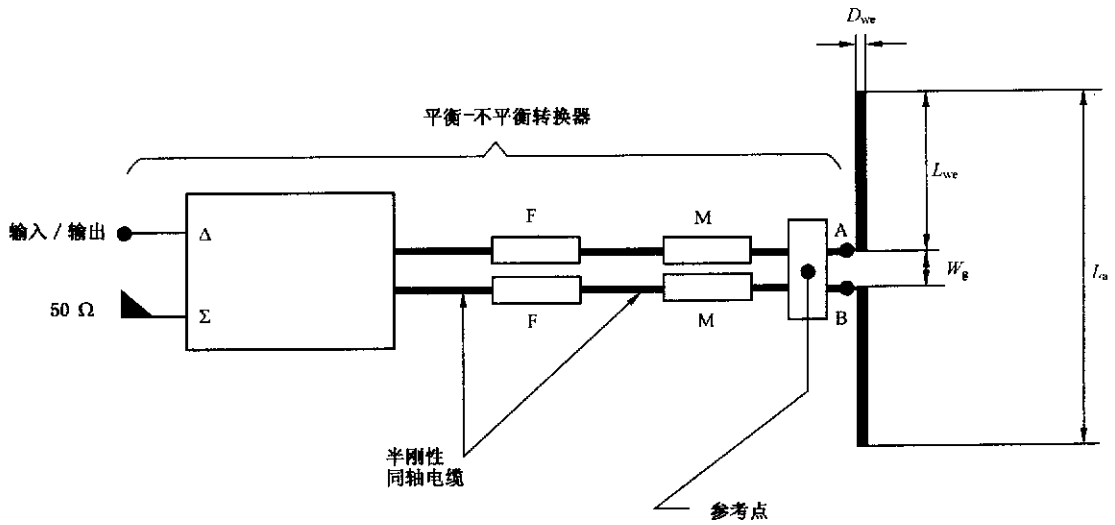
B.2.1 理想的无损耗平衡-不平衡转换器

测量 S 参数的基本配置如图 B.2 所示。平衡-不平衡转换器的不平衡输入/输出端口编为“1”号,平衡端口分别编为“2”和“3”。

理想的无损耗平衡-不平衡转换器的特征是假设所有三个端口都端接它们的特性阻抗时,A 端口和 B 端口的信号幅度完全相等而相位正好反相,相差 180° 。在相同的条件下,如果所有的端口都对入射波没有反射,那么端口 2 的入射波也不会传输到端口 3(反之亦然)。

假设这三个端口的特性阻抗等于 50Ω (见 4.3.2.5)。与图 B.1 相比,图 B.2 中用单个标注“平衡-不平衡转换器”的黑盒子表示完整的平衡-不平衡转换器(耦合器、电缆等)。图 B.1 中混合耦合器的 Σ 端口常常端接特性阻抗,因此不起作用。

* 方括号中的参考文献指的是 B.3 的参考文献。



F——磁珠；
M——匹配器。

注：平衡-不平衡转换器使用复合同轴接头。

图 B.1 试验天线举例

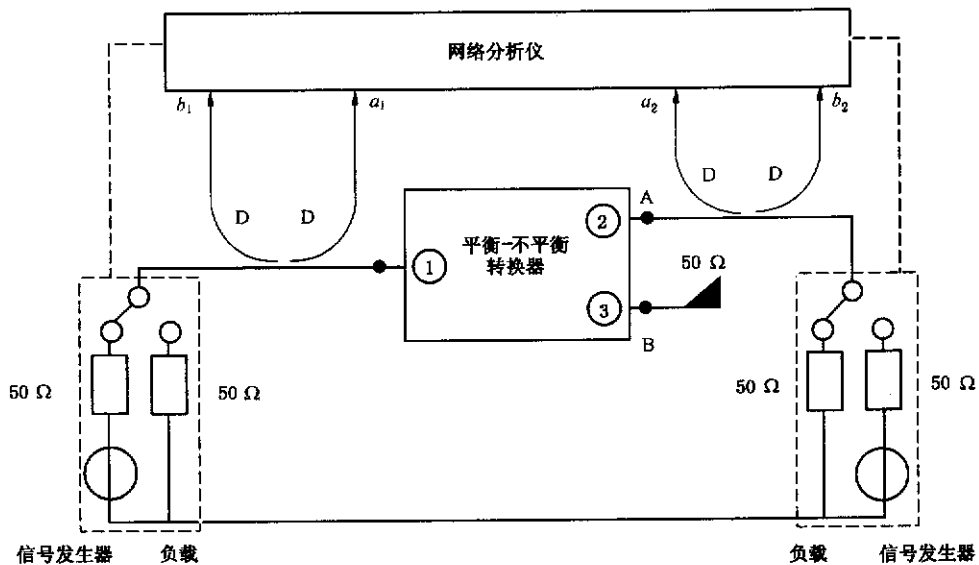


图 B.2 当信号发生器和负载相互交换时测量 S_{11} 和 S_{12} 及 S_{22} 和 S_{21} 的示意图
(本图中在信号发生器和负载的位置均加上开关)

S 参数给出了图 B.2 中用 a_1 或 a_2 表示的人射波与用 b_1 和 b_2 表示的散射波之间的关系。入射信号和散射信号通过直接耦合器(D)用分析仪测量。参数 $S_{11} = b_1/a_1$ 和 $S_{21} = b_2/a_1$ (在 $a_2 = 0$ 的条件下)用端接 50Ω 的端口 3 测量。交换信号发生器和负载(通过改变两个开关的位置)可测量 $S_{22} = b_2/a_2$ 和 $S_{12} = b_1/a_2$ (在 $a_1 = 0$ 的条件下)。同样,用 50Ω 负载端接端口 2 并在端口 1 和端口 3 之间测量就可得到 S_{11} 和 S_{13} , S_{31} 和 S_{33} 。最后,用 50Ω 负载端接端口 1 并在端口 2 和端口 3 之间测量(又)可得到 S_{22} 和 S_{33} , S_{23} 和 S_{32} 。

理想的无损耗平衡-不平衡转换器的 S 参数矩阵由下式给出：

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (B.1)$$

在该 S 参数矩阵中,由于端口没有反射,所以 $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$ 。由于平衡是理想的(假定平衡-不平衡转换器是无耗的,所以绝对值相等且等于 1)且相移正好等于 180° (用负号表示),所以 $S_{12} = S_{21} = 1$ 和 $S_{13} = S_{31} = -1$ 。最后,由于端口 2 和端口 3 之间的隔离是理想的, $S_{23} = S_{32} = 0$ 。

B.2.2 平衡-不平衡转换器的性能和 S 参数之间的关系

S-矩阵可变换为阻抗矩阵,将平衡-不平衡转换器的输入输出电流和电压联系起来。端口 1 端接特性阻抗,仅考虑端口 2 和端口 3,阻抗矩阵可表示为(见参考文献[B.2]):

$$\begin{pmatrix} Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{32} & Z_{33} \end{pmatrix} = \frac{50}{(1 - S_{22})(1 - S_{33}) - S_{23}S_{32}} \cdot \begin{pmatrix} [(1 + S_{22})(1 - S_{33}) + S_{23}S_{32}] & 2S_{32} \\ 2S_{23} & [(1 - S_{22})(1 + S_{33}) + S_{23}S_{32}] \end{pmatrix} \dots\dots\dots (B.2)$$

因此,阻抗 Z_{AB} (见 4.3.2.5a)由下式给出:

$$Z_{AB} = \frac{1 - S_{22}S_{33} + S_{23}S_{32} - S_{23} - S_{32}}{(1 - S_{22})(1 - S_{33}) - S_{23}S_{32}} 100 = R_{AB} + jX_{AB} \dots\dots\dots (B.3)$$

在 SA_c 的计算中需要 Z_{AB} 的测量值(见附录 C)。在计算中需要的另一个平衡-不平衡转换器的阻抗 Z_{CD} 可用类似的方法来确定。

如果满足式(B.4),相应的 VSWR 则符合 4.3.2.5a)和表 2 的要求。

$$\frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} < 1.10, \text{ 其中 } \Gamma = \frac{Z_{AB} - 100}{Z_{AB} + 100} \dots\dots\dots (B.4)$$

注:如果混合耦合器本身不符合式(B.4)的要求,那么使用具有非常低的 VSWR 的匹配衰减器(图 B.1 中的 M)可能会降低 VSWR。

实际的平衡-不平衡转换器的平衡和相移通过下式来验证:

$$\frac{S_{12}}{S_{13}} = \frac{S_{21}}{S_{31}} = r_b e^{j\phi_b} \dots\dots\dots (B.5)$$

如果满足式(B.6),那么幅度平衡就符合 4.3.2.5b)和表 2 的要求。

$$0.95 < r_b < 1.05 \dots\dots\dots (B.6)$$

如果满足式(B.7),那么相位平衡符合 4.3.2.5c)和表 2 的要求。

$$178^\circ < \left| \frac{180\phi_b}{\pi} \right| < 182^\circ \dots\dots\dots (B.7)$$

实际的平衡-不平衡转换器的隔离度通过考虑 S_{23} 和 S_{32} 的实际值来验证。如果满足式(B.8),那么该隔离度就符合 4.3.2.5 中的注 4 的要求。

$$|S_{23}| = |S_{32}| < 0.05 \dots\dots\dots (B.8)$$

实际的平衡-不平衡转换器的可能损耗可通过在 CALTS 有效性验证过程中测量参考电压 U_r 时来说明。

图 B.1 给出的平衡-不平衡转换器的例子,损耗的重要贡献来自于 3 dB 的匹配器。

B.2.3 插入损耗的测量

有可能通过如图 B.3 和 B.4 所表示的插入损耗的测量来验证 4.3.2.5b)和 4.3.2.5c)中平衡-不平衡转换器的规定配置。从测量结果可确定所谓的平衡-不平衡转换器的不平衡抑制(BUR)。

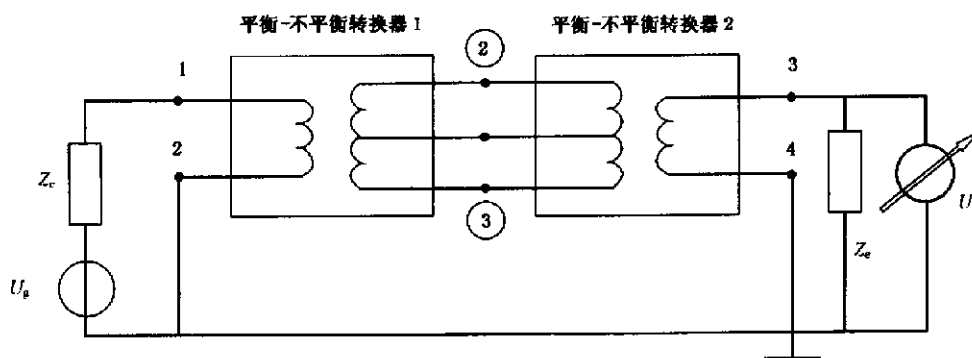


图 B.3 确定插入损耗 $A_1(f)$ 的示意图

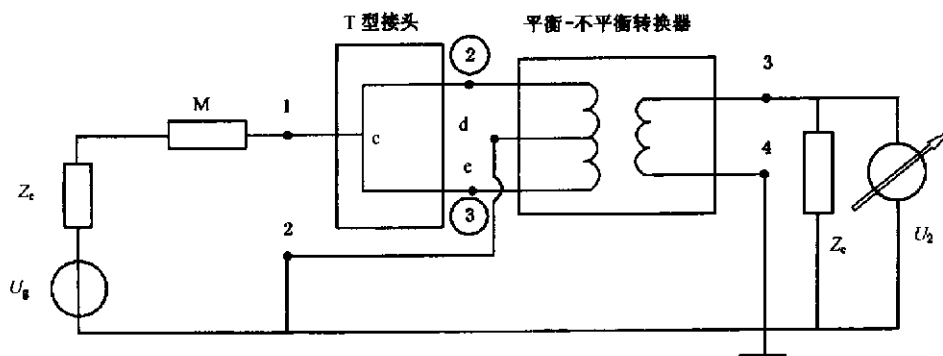


图 B.4 确定插入损耗 $A_2(f)$ 的示意图

该测量由两部分组成：一个是确定如 4.4.4.1 中所述的两个同样的点对点直接相连的平衡-不平衡转换器的插入损耗 $A_1(f)$ ，另一个是确定当平衡端口 2 和 3 并联(见图 B.4)时的单个平衡-不平衡转换器的插入损耗 $A_2(f)$ 。假设两个平衡-不平衡转换器对 A_1 的贡献相等，那么，平衡-不平衡转换器的非平衡抑制(单位: dB)，也称为共模抑制，由下式给出：

$$BUR(f) = A_2(f) - \frac{A_1(f)}{2} \quad (\text{dB}) \quad \dots\dots\dots (\text{B.9})$$

已经表明：当 $BUR > 28$ dB 时，平衡-不平衡转换器可符合前面条款的要求和表 2 给出的有关允差的数值。

在第一种插入损耗的测量中，首先当在如图 B.3 所示的测量电路中不存在两个平衡-不平衡转换器，而连接点 1 和 3 及 2 和 4 短路时，在平衡-不平衡转换器规定的频带上求出作为频率函数的参考电压 $U_0(f)$ ；接着，在插入点对点相连的两个平衡-不平衡转换器之后再测量电压 $U_1(f)$ (见图 B.3)，那么，以 dB 为单位表示的 $A_1(f)$ 由下式给出：

$$A_1(f) = 20 \lg\left(\frac{U_0(f)}{U_1(f)}\right) \quad (\text{dB}) \quad \dots\dots\dots (\text{B.10})$$

在第二种插入损耗的测量中，首先当在如图 B.4 所示的测量电路中不存在 T 型接头和平衡-不平衡转换器，而连接点 1 和 3 及 2 和 4 短路时，在平衡-不平衡转换器规定的频带上求出作为频率函数的参考电压 $U_2(f)$ ；接着，在插入 T 型接头和被测平衡-不平衡转换器之后再测量电压 $U_2(f)$ (见图 B.4)。在测量中，端口 2 和端口 3 (见图 B.2) 通过由半刚性电缆构成的同轴对称 T 型接头并联连接，T 型接头的 c-d 和 c-e 部分具有相同的电长度(完全机械对称)。在测量中 d 与端口 2 相连，e 与端口 3 相连。为了避免驻波，加入在图 B.4 中用 M 表示的 6 dB 匹配器。

为了避免由寄生效应导致的误差,再交换平衡-不平衡转换器和 T 型接头之间的连接,即 d 与端口 3 相连,e 与端口 2 相连后,重复后一次测量。本次测量得到电压 $U_{2b}(f)$,那么,以 dB 为单位表示的 $A_2(f)$ 由下式给出:

$$A_2(f) = 20 \lg\left(\frac{U_{r2}}{\max\{U_{2a}(f), U_{2b}(f)\}}\right) \quad (\text{dB}) \quad \dots\dots\dots (\text{B.11})$$

对于理想的平衡-不平衡转换器,在所有的频率上 $A_2(f) = \infty$ dB。

注:可用校准的 6 dB 功率分配器来代替 T 型接头加上 6 dB 衰减器。在这种情况下,计算 BUR 时应将功率分配器导致的衰减考虑进去。

B.3 参考文献

- [B.1] *Standard Linear Antennas, 30-1 000 MHz*, FitzGerell R. G. , IEEE Trans. on Antennas and Propagation, AP-34, 12, pp 1425-1429, December 1986.
- [B.2] *Microwave Impedance Measurement*, Somlo P. I. , Hunter J. D. , published by Peter Peregrinus Ltd. , London, UK, 1985.
- [B.3] *Low Measurement Uncertainties in the Frequency Range 30 MHz to 1 GHz using Calculable Standard Dipole Antenna and National Reference Ground Plane*, Alexander M. J. and Salter M. J. , IEE Proc. Sci. Meas. Technol. , Vol. 143, No. 4, pp 221 - 228, July 1996.

附录 C
(资料性附录)
天线和场地衰减理论

C.1 解析式

本条给出了计算线天线(C.1.1)的总长度 $L_a(f)$ 和场地衰减 SA_c (C.1.2)的解析方法。数学模型考虑了发射天线、接收天线和它们在反射面上的镜像之间的互耦合。该模型也可用来求解沿接收天线的实际场强分布,也就是并不假设到达接收天线的场是平面波。在这种方法中唯一的假设是假设天线上的电流分布是正弦形式的。

假设在解析法中使用的足够细的线天线的长度为 L_a ,那么,从解析式计算得到的 SA_c 值在从精确的数值计算所得到的 SA_c 值的 ± 0.01 dB 之内。在本部分的上下文中可知,足够细意味着线天线的半径 R_{we} 满足以下条件[C.1]*:

$$\alpha = 2 \ln\left(\frac{L_a}{R_{we}}\right), \alpha \geq 30$$

对于半波偶极子天线($L_a = \lambda_0/2$),上述条件由以下等式给出:

$$R_{we} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{e^\alpha}} \quad \alpha \geq 30 \quad \dots\dots\dots (C.1)$$

在 C.1.3 中给出了一个包括测量不确定度的考虑的完整的数值计算例子。附录 E 给出了计算各个量的计算机程序。

C.1.1 试验天线的总长度

当求解以下等式时,注意所定义的试验天线,即频率为 f 的自由空间谐振偶极子的总长度 $L_a(f)$ 。

$$X_a(f, R_{we}) = 0 \quad \dots\dots\dots (C.2)$$

式中:

$X_a(f, R_{we})$ ——在无限大媒质,即自由空间中辐射的偶极子的阻抗的虚部;

R_{we} ——振子的半径,假设其沿振子的长度为常数(不可调节的天线振子)并远小于 L_a 。

馈电点的间隙 W_g 假设为无限小。 X_a 由下式给出(见[C.2]):

$$X_a = \frac{\eta}{4\pi} \times [2Si(kL_a) + \cos(kL_a) \times \{2Si(kL_a) - Si(2kL_a)\} - \sin(kL_a) \{2Ci(kL_a) - Ci(2kL_a) - Ci(2kR_{we}^2/L_a)\}] \times \sin^{-2}(kL_a/2) \quad \dots\dots\dots (C.3)$$

式中:

$\eta = 377 \Omega$;

$k = 2\pi/\lambda_0$;

λ_0 ——真空中的波长。

$Si(X)$ 和 $Ci(X)$ 由下列等式给出:

$$Si(x) = \int_0^x \frac{\sin(\tau)}{\tau} d\tau \quad \dots\dots\dots (C.4a)$$

$$Ci(x) = \int_\infty^x \frac{\cos(\tau)}{\tau} d\tau \quad \dots\dots\dots (C.4b)$$

* 方括号中的参考文献指的是 C.3 的参考文献。

$$Si(x) = \frac{\pi}{2} - f(x)\cos x - g(x)\sin x \quad (x \geq 1)$$

$$Si(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n+1}}{(2n+1)(2n+1)!} \quad (x < 1) \dots\dots\dots (C.5a)$$

并可从参考资料[C.3]足以精确计算出来:

$$Ci(x) = f(x)\sin x - g(x)\cos x \quad (x \geq 1)$$

$$Ci(x) = \gamma + \ln x + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n}}{2n(2n)!} \quad (x < 1) \dots\dots\dots (C.5b)$$

$$f(x) = \frac{1}{x} \left(\frac{x^4 + a_1 x^2 + a_2}{x^4 + b_1 x^2 + b_2} \right), g(x) = \frac{1}{x^2} \left(\frac{x^4 + c_1 x^2 + c_2}{x^4 + d_1 x^2 + d_2} \right) \dots\dots\dots (C.5c)$$

其中,

$$a_1 = 7.241\ 163 \quad b_1 = 9.068\ 580 \quad c_1 = 7.547\ 478 \quad d_1 = 12.723\ 684$$

$$a_2 = 2.463\ 936 \quad b_2 = 7.157\ 433 \quad c_2 = 1.564\ 072 \quad d_2 = 15.723\ 606$$

表 C.1 中的 $L_s(f)$ 数据是利用式(C.3)到(C.5)从式(C.2)计算出来的。

C.1.2 理论上的场地衰减

场地衰减(SA)是利用电路模型[C.4](见图 C.1)计算的。RF 信号发生器给发射天线的平衡-不平衡转换器的馈电端 A 和 B 提供一个信号。在接收机阻抗 Z_T 两端测量到达接收天线馈电端 C 和 D 的信号。电缆和平衡-不平衡转换器由 T 型网络表示。

当测量参考电压 $U_{r1}(f)$ 和 $U_{r2}(f)$ (见 4.4.4.1 和 4.4.4.4)时,馈电端 A 和 C 通过阻抗可以忽略的短路导体相连,类似的,B 和 D 端相连。当馈电端与线天线相连且试验天线在规定的位置测量 $U_s(f)$ (见 4.4.4.3)时,场地对信号传输的影响用具有端口 AB 和 CD 的 T 型网络来表示,如图 C.1 所示。

如图 C.1 所示的电路可以简化为如图 C.2 所示的电路,其中, Z_{AB} 和 Z_{CD} 是被测的平衡端口的阻抗(见附录 B)。当测量参考电压 U_r (因而 $Z_1 = Z_2 = 0, Z_3 = \infty$)时,从图 C.2 所示的电路可得出结论:

$$U_{CD} = U_{CD,r} = \frac{Z_{CD}}{Z_{AB} + Z_{CD}} U_r \dots\dots\dots (C.6)$$

当测量 U_s 时,可得:

$$U_{CD} = U_{CD,s} = \frac{Z_{CD} Z_3}{(Z_{AB} + Z_1 + Z_3)(Z_{CD} + Z_2 + Z_3) - Z_3^2} U_r \dots\dots\dots (C.7)$$

因此,计算的场地衰减 SA_c 为:

$$SA_c = \frac{U_{CD,r}}{U_{CD,s}} = \frac{(Z_{AB} + Z_1 + Z_3)(Z_{CD} + Z_2 + Z_3) - Z_3^2}{Z_3(Z_{AB} + Z_{CD})} \dots\dots\dots (C.8)$$

下一步是将 Z_1, Z_2 和 Z_3 与图 C.3 所描述的实际情况相联系,即与反射面上的两个试验天线相联系。

在发射端口 1(馈电端 A 和 B)和接收端口 2(馈电端 C 和 D)之间传输的信号会受天线和它们的镜像之间的各种耦合的影响。在图 C.3 中这用传输阻抗 Z_{nm} 来表示($n, m: 1 \sim 4, n \neq m$)。

端电压 U_{AB} 和 U_{CD} 通常通过下列公式与四个天线的天线电流 I_1 到 I_4 相联系:

$$\begin{aligned} U_{AB} &= Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 + Z_{13} I_3 + Z_{14} I_4 \dots\dots\dots (C.9) \\ U_{CD} &= Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 + Z_{23} I_3 + Z_{24} I_4 \end{aligned}$$

对于理论上的反射面和相互间并行排列的水平极化天线的情况下, $I_3 = \rho I_1, I_4 = \rho I_2$, 其中, $\rho = re^{j\phi}$ 是导电平面的复反射系数。在理想情况下,在当前的配置中, $\rho = -1$ 。而且,由于互易性, $Z_{12} = Z_{21}$ 和 $Z_{23} = Z_{14}$, 所以式(C.9)可简化为:

$$\begin{aligned} U_{AB} &= (Z_{11} + \rho Z_{13}) I_1 + (Z_{12} + \rho Z_{14}) I_2 \dots\dots\dots (C.10) \\ U_{CD} &= (Z_{12} + \rho Z_{14}) I_1 + (Z_{22} + \rho Z_{24}) I_2 \end{aligned}$$

由图 C.2 中的电路可得:

$$U_{AB} = (Z_1 + Z_3) I_1 + Z_3 I_2$$

$$U_{CD} = Z_3 I_1 = (Z_2 + Z_3) I_2 \quad \dots\dots\dots (C. 11)$$

与式(C. 10)相比可得：

$$Z_1 + Z_3 = Z_{11} + \rho Z_{13}, Z_2 + Z_3 = Z_{22} + \rho Z_{24} \text{ 和 } Z_3 = Z_{12} + \rho Z_{14}$$

因此,式(C. 8)可重写为：

$$SA_c = \frac{(Z_{AB} + Z_{11} + \rho Z_{13})(Z_{CD} + Z_{22} + \rho Z_{24}) - (Z_{12} + \rho Z_{14})^2}{(Z_{12} + \rho Z_{14})(Z_{AB} + Z_{CD})} \quad \dots\dots\dots (C. 12)$$

从式(C. 9)可知, Z_{11} 和 Z_{22} 是在自由空间中辐射的线天线的输入阻抗,因此,不存在反射面。这些阻抗的虚部可以从由式(C. 3)所给出的 $X_{11} = X_{22} = X_a$ 来计算,实部 $R_{11} = R_{22} = R_a$ 从下式来计算：

$$R_a = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ \gamma + \ln(KL_a) - Ci(KL_a) + \frac{1}{2} \sin(KL_a) \times [Si(2KL_a) - 2Si(KL_a)] + \frac{1}{2} \cos(KL_a) \times [\gamma + \ln(KL_a/2) + Ci(2KL_a) - 2Ci(KL_a)] \right\} \times \sin^{-2}(KL_a/2) \quad \dots\dots\dots (C. 13)$$

互阻抗 Z_{12} 、 Z_{13} 、 Z_{14} 和 Z_{24} 可以借助于洛仑兹互易定理来计算[C. 1, C. 2]。在计算中考虑了沿线天线的实际场强,因此不再需要假设到达接收天线的是平面波。唯一要作的假设是假设线天线上的电流分布为正弦形式。如果 $L_a(f) \approx \lambda_0/2$, R_{we} 满足式(C. 1)给出的条件,那么,这是允许的。

如果 $Z_{nm} = R_{nm} + jX_{nm} (n=1, \dots, 4, m=1, \dots, 4, n \neq m)$, 那么实部由下式给出[C. 1]：

$$R_{nm} = \frac{\eta}{4\pi} \times \{ 2[2Ci(Kr_{nm}) - Ci(Ks_3) - Ci(Ks_4)] + \cos(KL_a) \times [2Ci(Kr_{nm}) + Ci(Ks_1) + Ci(Ks_2) - Ci(Ks_3) - 2Ci(Ks_4)] + \sin(KL_a) + \sin(KL_a) \times [Si(Ks_1) - Si(Ks_2) - 2Si(Ks_3) + 2Si(Ks_4)] \} \times \sin^{-2}(KL_a/2) \quad \dots\dots\dots (C. 14)$$

虚部由下式给出：

$$X_{nm} = \frac{-\eta}{4\pi} \times \{ 2[2Si(Kr_{nm}) - Si(Ks_3) - Si(Ks_4)] + \cos(KL_a) \times [2Si(Kr_{nm}) + Si(Ks_1) + Si(Ks_2) - 2Si(Ks_3) - 2Si(Ks_4)] - \sin(KL_a) \times [Si(Ks_1) - Ci(Ks_2) - 2Ci(Ks_3) + 2Ci(Ks_4)] \} \times \sin^{-2}(KL_a/2) \quad \dots\dots\dots (C. 15)$$

其中, r_{nm} 为天线 n 和 m 中心之间的距离,且

$$\begin{aligned} s_1 &= \sqrt{r_{nm}^2 + L_a^2} + L_a \\ s_2 &= \sqrt{r_{nm}^2 + L_a^2} - L_a \\ s_3 &= \sqrt{r_{nm}^2 + (L_a/2)^2} + L_a/2 \\ s_4 &= \sqrt{r_{nm}^2 + (L_a/2)^2} - L_a/2 \quad \dots\dots\dots (C. 16) \end{aligned}$$

现在,4.5.3.1 条中所需要的 SA_c 就可以从式(C. 12)计算出来了,因为该式中所有的阻抗都已知了; Z_{AB} 和 Z_{CD} 从试验数据(见附录 B)获得,其他阻抗从式(C. 3)和式(C. 13)至式(C. 16)计算得到。相同的等式也可用来计算给定频率的 $SA_c(f_r)$,这样就可以确定 4.5.3.2 条中所需要的 $h_{r,max}(f_r)$,并可以计算 4.5.2.2 和 4.5.2.3 条中需要的测量不确定度 ΔSA_c 和 $\Delta h_{r,max}$ 。

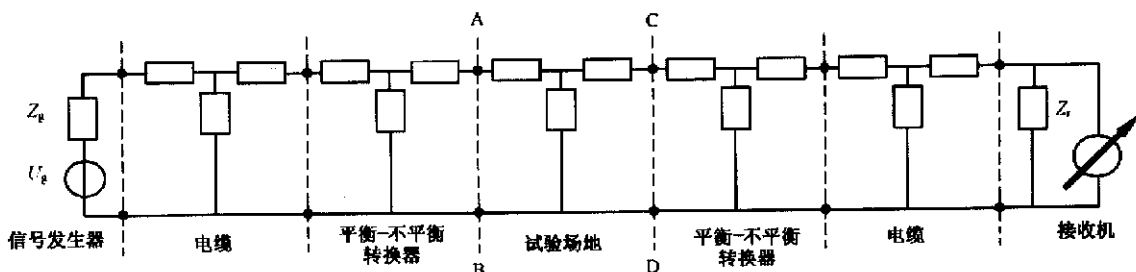


图 C. 1 计算 SA 的电路模型

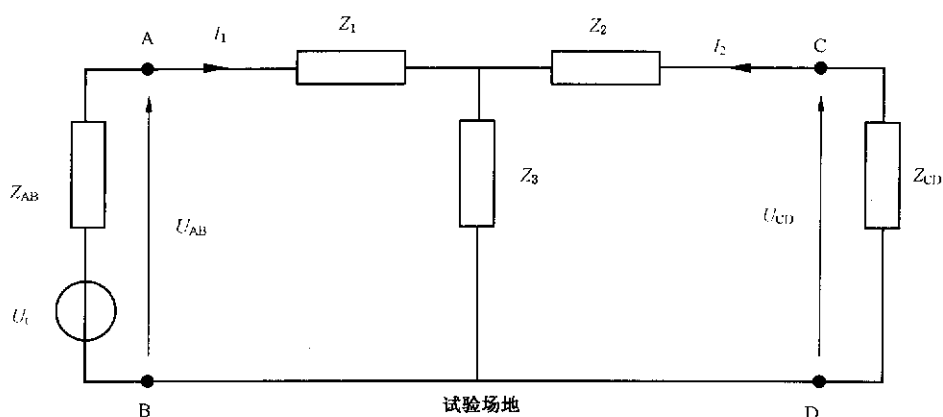


图 C.2 如图 C.1 所示电路模型的等效电路

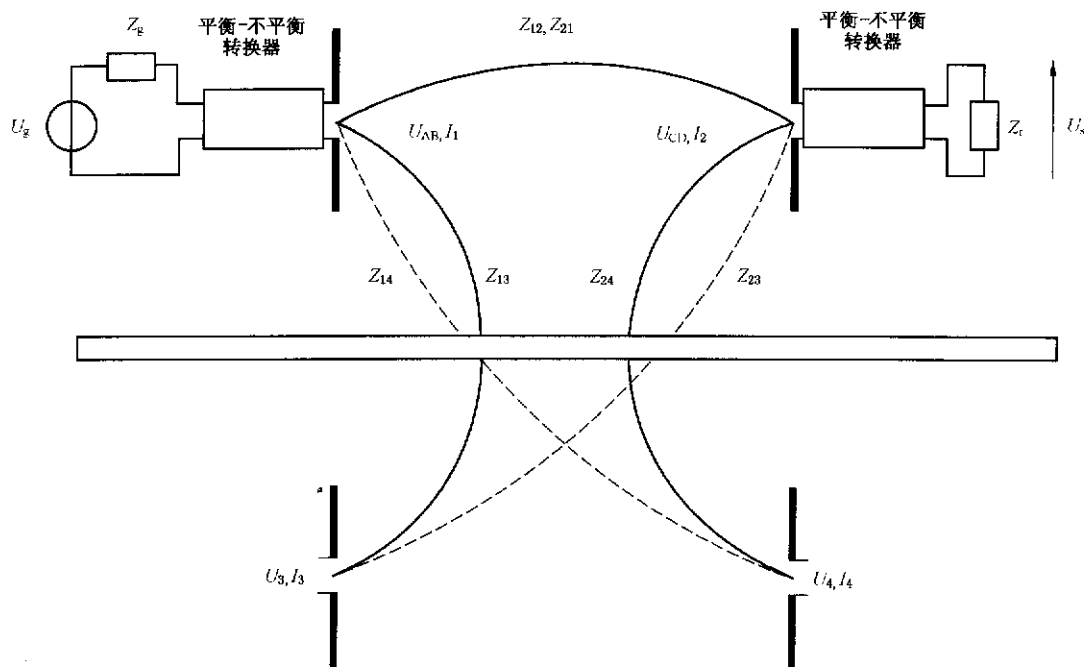


图 C.3 反射面上方的天线及其镜像的互耦合、馈电端电压和天线电流的定义

C.1.3 数值计算例子

一个数值计算例子的结果在表 C.1~表 C.4 中给出;表 C.1 为 L_a 和 SA_c 的计算结果;表 C.2 为 ΔSA_c 的计算结果;表 C.3 为 h_{rc} 和 Δh_{rc} 的计算结果;表 C.4 为 f_c 和 f_i 的计算结果。一个计算这些数据的计算机程序例子在附录 E 中给出。

在所有的计算中,接收天线和发射天线的高度、天线中心之间的水平距离和频率的值都在 4.4 中做出了规定。当进行测量不确定度的计算时,使用了在 4.5.2.1 中给出的允差。

在 30 MHz ~180 MHz 频率范围内,假设线天线的半径 R_{we} 为 5.0 mm;如果在 180 MHz~1 000 MHz 的频率范围,则假设 R_{we} 为 1.5 mm。

C.1.3.1 L_a 和 SA_c 的计算(表 C.1)

从式(C.2)计算天线长度 $L_a(f)$,从式(C.13)~(C.16)计算 $SA_c(f)$ 的值,假设理想平衡-不平衡转

换器平衡端口的阻抗为优选值(100+j0)Ω,并假设反射面为理想反射面,即 ρ = -1。

C.1.3.2 ΔSA_r 的计算(表 C.2)

具有 95%置信水平的测量不确定度 ΔSA_r(4.5.2.2)可从下式进行计算(见[C.6]):

$$\Delta SA_r = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{\sum_{i=1}^9 \Delta SA_c^2(i)} \dots\dots\dots (C.17)$$

假设变量 ΔSA_c(i)服从矩形概率分布,并在 ρ=9 个变量中求解不确定度: h_r, h_t, d, f, Z_{AB}, Z_{CD}, L_a, A_b 和 ϕ_b(也见表 2)。

对于前 6 个变量,ΔSA_c 可从下式进行计算:

$$SA_c(i) = \text{Max}[Abs\{SA_c - SA(\rho_i \pm \Delta\rho_i)\}] \quad (i = 1, 2, \dots, 6) \dots\dots\dots (C.18)$$

式中:

SA_c——在 C.1.3.1 中计算的场地衰减的标称值;

SA(ρ_i+Δρ_i), SA(ρ_i-Δρ_i)——变量 ρ 加上容差 Δρ 和 ρ 减去容差 Δρ 时计算得到的场地衰减。

由表 2 中规定的 Δh_r, Δh_t, Δd 和 Δf 导致的 ΔSA_c 的结果在表 C.2 的第 3~第 6 列中给出。

注:当计算 Δf 的影响时,天线长度 L_a 在标称频率上保持不变,等于 L_a。在附录 E 中给出的计算机程序中的“程序 SA”中,当改变代表频率的变量“f”时,变量“f₀”保持 L_a 不变。

表 C.1 数值计算举例,计算 L_a, SA_c(见 C.1.3.1)

f/MHz	h _c /m	R _{ve} /mm	L _a /m	SA _c /dB	f/MHz	h _r /m	R _{ve} /mm	L _a /m	SA _c /dB
30	4.00	5.00	4.803	21.03	160	2.00	5.00	0.885	26.44
35	4.00	5.00	4.112	20.95	180	2.00	1.50	0.797	27.52
40	4.00	5.00	3.594	20.60	200	2.00	1.50	0.716	29.37
45	4.00	5.00	3.192	20.70	250	1.50	1.50	0.572	30.43
50	4.00	5.00	2.870	21.12	300	1.50	1.50	0.476	32.47
60	4.00	5.00	2.388	22.13	400	1.20	1.50	0.355	34.90
70	4.00	5.00	2.043	21.76	500	2.30	1.50	0.283	37.02
80	4.00	5.00	1.785	20.93	600	2.00	1.50	0.236	38.35
90	4.00	5.00	1.585	21.49	700	1.70	1.50	0.201	39.59
100	4.00	5.00	1.425	22.97	800	1.50	1.50	0.176	40.91
120	4.00	5.00	1.185	25.16	900	1.30	1.50	0.156	41.84
140	2.00	5.00	1.013	27.20	1 000	1.20	1.50	0.140	42.71

对于阻抗 Z_{AB}和 Z_{CD},表 2 规定了 VSWR 的最大值为 1.10。在现在的数值计算例子中,这意味着这两个阻抗在阻抗平面上的边界均为圆(圆心在 ρ=100+j0 Ω 处,半径为 Δρ=9.5 Ω)。研究表明这足以用来进行当 ρ=100±Δρ+j0 和 ρ=100±jΔρ 时的计算,计算结果在第 7 和第 8 栏中给出。注意表 C.2 的第 7 和第 8 栏中给出的 ΔSA_c 值仅当 h_r=h_t 时才相等。

与 L_a, A_b 和 ϕ_b 有关的 ΔSA_c 只能通过数值计算技术来估算,诸如在 C.2 条中所讨论的。使用数值计算方法可知 ΔSA_c(L_a)<0.03 dB, ΔSA_c(A_b, ϕ_b)<0.03 dB。

表 C.2 的第 9 栏给出了前面几栏中的 6 个 ΔSA_c 值的均方根值(RSS)ΔSA_Σ = √Σ[ΔSA_c(i)]。将第 9 栏的数据乘以 2/√3 得到第 10 栏中的 95%置信水平值(见式(C.17))。ΔSA_r 的 95%置信水平值从下式计算得到:

$$\Delta SA_r (CL = 95\%) = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{\left\{ \sum_{i=1}^6 \Delta SA_c^2(i) \right\} + \Delta SA_c^2(L_a) + \Delta SA_c^2(A_b, \phi_b)} \dots\dots (C.19)$$

假设 $\Delta SA_c(L_s) = 0.03$ dB 和 $\Delta SA_c(A_b, \phi_b) = 0.03$ dB, 可得第 11 栏中的 ΔSA_i 值。在这个例子中, 最大值为 $\Delta SA_i = 0.19$ dB (80 MHz 时), 这就是为什么在 4.5.3.1 条中提到了 $\Delta SA_i = 0.20$ dB 的原因。

表 C.2 数值计算举例, 计算 ΔSA_i (见 C.1.3.2)

频率/MHz	SA_c /dB	Δh_i ΔSA_c /dB	Δh_i ΔSA_c /dB	Δd ΔSA_c /dB	Δf ΔSA_c /dB	ΔZ_{AB} ΔSA_c /dB	ΔZ_{CB} ΔSA_c /dB	RSS ΔSA_Σ /dB	95% ΔSA_Σ /dB	95% ΔSA_i /dB
30	21.03	0.023	0.018	0.056	0.031	0.110	0.026	0.13	0.15	0.16
35	20.95	0.028	0.020	0.051	0.007	0.080	0.057	0.12	0.13	0.14
40	20.60	0.025	0.024	0.054	0.005	0.059	0.105	0.14	0.16	0.16
45	20.70	0.013	0.028	0.055	0.013	0.036	0.121	0.14	0.16	0.17
50	21.12	0.001	0.033	0.048	0.016	0.010	0.106	0.12	0.14	0.15
60	22.13	0.002	0.044	0.051	0.005	0.027	0.049	0.09	0.10	0.11
70	21.76	0.019	0.050	0.050	0.038	0.061	0.058	0.12	0.14	0.14
80	20.93	0.014	0.041	0.038	0.039	0.104	0.098	0.16	0.18	0.19
90	21.49	0.011	0.012	0.035	0.011	0.121	0.084	0.15	0.18	0.18
100	22.97	0.007	0.021	0.036	0.027	0.106	0.056	0.13	0.15	0.15
120	25.16	0.008	0.039	0.012	0.018	0.051	0.092	0.12	0.13	0.14
140	27.20	0.043	0.043	0.047	0.029	0.055	0.055	0.11	0.13	0.14
160	26.44	0.030	0.032	0.046	0.023	0.097	0.097	0.15	0.18	0.18
180	27.52	0.021	0.021	0.039	0.029	0.086	0.086	0.13	0.16	0.16
200	29.37	0.015	0.015	0.029	0.017	0.057	0.057	0.09	0.10	0.11
250	30.43	0.035	0.019	0.038	0.027	0.089	0.072	0.13	0.15	0.15
300	32.47	0.010	0.008	0.016	0.020	0.075	0.076	0.11	0.13	0.13
400	34.90	0.042	0.054	0.008	0.016	0.084	0.092	0.14	0.16	0.17
500	37.02	0.005	0.006	0.047	0.009	0.068	0.069	0.11	0.12	0.13
600	38.35	0.000	0.004	0.013	0.012	0.075	0.075	0.11	0.12	0.13
700	39.59	0.002	0.046	0.017	0.008	0.080	0.072	0.12	0.14	0.14
800	40.91	0.004	0.051	0.008	0.009	0.071	0.075	0.12	0.13	0.14
900	41.84	0.005	0.018	0.025	0.009	0.075	0.068	0.11	0.12	0.13
1 000	42.71	0.011	0.062	0.004	0.010	0.079	0.075	0.13	0.15	0.15
ΔSA /dB 最大值		0.043	0.062	0.056	0.039	0.121	0.121	0.16	0.18	0.19

注: 本表中的最后一行给出了每列的最大值。第 3 列至第 8 列中小数点后面的第三位数字没有实际意义, 仅给出来与计算值相比较。

C.1.3.3 h_{rc} 和 Δh_{rc} 的计算(表 C.3)

本条考虑在 4.4.3.2a) 和 4.4.5 条中规定的 $h_{r,max}(f_s)$, 通过搜索当 $h_r > 1$ m 时 SA 中第一个锐最大值的程序可以求得它的值。要仔细判断最大值, 即与接收天线处相互抵消的直射波和非直射波有关的最大值。4.4.3.2a) 条中规定的 h_{rc} 在频率 f_s 处的结果(见 4.5.3.2 条)在表 C.3 中给出。

表 C.3 中也给出了测量不确定度的计算结果, $\Delta h_{r,max}$, 类似于 C.1.3.2 条, 使用了表 2 给出的容差。在计算 $h_{r,max}$ 的情况下, 仅 Δh_r 、 Δd 和 Δf 是值得注意的部分。求得 Δh_{rc} 的最大值为 0.02 m (CL=95%), 这就是为什么在 4.5.2.5 条中提到了 0.025 m 这个值的原因。

表 C.3 数值计算举例, 计算 h_{rc} 和 Δh_{rc} (见 C.1.3.3)

频率/MHz 4.4.3.2a)	h_{rc}/m	Δh_r $\Delta h_{rc}/m$	Δd $\Delta h_{rc}/m$	Δf $\Delta h_{rc}/m$	RSS $\Delta h_{rc\Sigma}/m$	95% $\Delta h_{rc}/m$
300	2.630	0.014	0.010	0.004	0.017	0.020
600	1.284	0.006	0.005	0.005	0.010	0.011
900	1.723	0.008	0.009	0.002	0.013	0.015
最大值	—	0.014	0.010	0.005	0.017	0.020

C.1.3.4 f_c 和 Δf_c 的计算(表 C.4)

本条考虑在 4.4.3.2b) 和 4.4.6 条中规定的 $f_{max}(h_r, f_s)$, 通过搜索当规定组合 $\{h_r, f_s\}$ 时 SA 中的最大值的程序可以求得它的值。应注意尖锐的最大值的发现, 即与接收天线处相互抵消的直射波和非直射波有关的最大值。在 4.4.3.2b) 条中所规定的组合条件下的 f_c 的结果(见 4.5.3.3 条)在表 C.4 中给出。

表 C.4 数值计算举例, 计算 f_c 和 Δf_c (见 C.1.3.4)

频率/高度/ MHz/m 4.4.3.2 b)	f_c/MHz	Δh_r $\Delta f_c/f_c$	Δh_i $\Delta f_c/f_c$	Δd $\Delta f_c/f_c$	RSS $\Delta f_{c\Sigma}/f_c$	95% $\Delta f_c/f_c$
300/2.65	297.4	0.004	0.006	0.005	0.009	0.010
600/1.30	592.6	0.008	0.005	0.004	0.010	0.012
900/1.70	912.1	0.006	0.005	0.004	0.009	0.010
最大值	—	0.008	0.006	0.005	0.010	0.012

表 C.4 中也给出了测量不确定度的计算结果, $\Delta f_c/f_c$, 类似于 C.1.3.2 条, 使用了表 2 给出的容差。在计算 f_{max} 的情况下, 仅 Δh_r 、 Δh_i 和 Δd 是值得注意的部分。求得 Δf_c 的最大值为 0.012 f_c (CL=95%), 这就是为什么在 4.5.2.7 条中提到了 0.015 f_c 这个值的原因。

C.2 数值计算

本条给出了另外一种可用的计算天线阻抗、天线总长度和最小场地衰减的方法。该方法使用可在 PC 机上运行的基于矩量法的商业计算机程序, 这种程序的一个例子就是 MININEC [C.6, C.7]。这种方法不用假设线天线上的电流分布为正弦分布。

在程序中, 为便于分析, 天线用分成几段的直导线来表示。为了获得精确的结果, 所分的线段的长度是很重要的, 与波长相比既不能太长也不能太短, 并且线段的长度要大于线段的直径。每半个波长长度的导线分成大约 30 段会给出较好的结果。

为了核对所选择的分段是否合适, 可以研究当线段数增加时计算的阻抗和电流是否会收敛。该程序允许在模型中包含无限大的理想导电接地平面, 也允许在导线上的某一点馈入电压并在导线上的某一点连接集总参数负载阻抗。

C.2.1 天线的输入阻抗

从程序的运行结果可以直接得到天线馈电点处的输入阻抗 Z_a 。

C.2.2 试验天线的总长度

所选择的天线长度要使天线在自由空间中发生谐振(也就是具有零输入电抗),该长度可以反复选择。程序从天线的长度等于半波长开始运行以确定输入电抗。如果输入电抗是正的,则减小天线的长度;而如果输入电抗是负的,则增加天线的长度。程序从新的天线长度开始重新运行以确定新的天线输入电抗。

改变天线长度和计算由此产生的天线输入电抗,重复上述过程直到输入电抗的模小于 1Ω 。在这个过程中,就可得到天线恰当的长度。

C.2.3 理论上的场地衰减

进入矩量法程序的几何模型由两根在无限大的理想导电接地平面上的导线构成。两根导线具有恰当的长度和间隔。代表发射天线的导线在其中点处馈有电压 $U_f = 1 + j0$ V,代表接收天线的导线具有大小为 Z_{CD} 的负载阻抗(平衡-不平衡转换器、接收天线电缆和接收机级联电路的输入阻抗,见图 C.2)。对程序的运行结果/输出有影响的参数为发射天线的输入阻抗和负载电流的幅度。

场地衰减由下式给出:

$$SA_c = 20 \log_{10} \left\{ \frac{U_f}{|I_2|} \left| \frac{Z_a + Z_{AB}}{Z_a(Z_{AB} + Z_{CD})} \right| \right\} \dots\dots\dots (C.20)$$

式中:

I_2 ——负载电流(见图 C.2);

Z_a ——发射天线的输入阻抗(见 C.2.1 条);

Z_{AB} ——平衡-不平衡转换器、发射天线电缆和信号发生器级联电路的输入阻抗;

Z_{CD} ——平衡-不平衡转换器、接收天线电缆和接收机级联电路的输入阻抗。

上式给出的最小场地衰减如果平衡-不平衡转换器的接头相互连接在一起的话就是合适的。如果改为信号发生器的电缆与接收机连接在一起,那么测量得到的平衡-不平衡转换器的 S 参数也要在场地衰减的计算中考虑进去。

C.3 参考文献

- [C.1] *High-Frequency Models in Antenna Investigations*, Brown & King, Proc. IRE, vol. 22, No. 4, pp 457-480, April 1934.
- [C.2] *Antenna Theory, Analysis and Design*, Balanis C. A., Harper & Row, Section 7.3.2., New York, 1982. (Other text books on antenna theory may provide an expression for the antenna impedance as well.)
- [C.3] *Handbook of Mathematical Functions*, Abramowitz M. and Stegun I. A., Dover, Section 5.2., New York, 1972.
- [C.4] *Formulation of Normalized Site Attenuation in terms of Antenna Impedances*, Sigiura A., Trans. IEEE on EMC, EMC-32, 4, pp 257-263, 1990.
- [C.5] NIST Technical Note 1297, *Guidelines for Evaluating and Expressing the Uncertainty of NIST Measurement Results*, 1994 Edition.
- [C.6] *The MININEC system: Microcomputer Analysis of Wire Antennas*, Rockway J. W., Logan J. C., Daniel W. S. T. and Li S. T., Artech House, London, 1988.
- [C.7] *Low Measurement Uncertainties in the Frequency Range 30 MHz to 1 GHz Using a Calculable Standard Dipole Antenna and a National Reference Ground Plane*, Alexander M. J. and Salter M. J., IEE Proc. Sci. Meas. Technol., vol 143, No. 4, July 1996.

附录 D

(资料性附录)

固定长度偶极子天线的应用(频率范围:30 MHz~80 MHz)

正在考虑中(也可见 4.3.2.2)。

附录 E

(资料性附录)

C.1.3 中用到的 Pascal 语言程序

本附录的目的是使所需要的计算容易实现。后面给出的 Pascal 语言程序(Turbo Pascal 版本 7.0)就是 C.1.3 中用于计算结果的程序。本程序并没有专门进行过优化。

因为本附录给出的这些程序与 C.1 中给出的方程式很近,所以非常便于对照方程式检查。在每个子程序 PROCEDURE 结尾处的{comment}部分给出了该子程序 PROCEDURE 中用到的方程式。在{calculations}后面是“实际的程序”,它仅包括两行,在这两行中对 L_n 和 SA_n 进行了计算。在这段程序前面是{InputData}部分,后面是{Output Data}部分。这两部分可以按照实际计算要求进行修改。

```
PROGRAM analytical_calculation_SA_OATS;
USES crt,dos;
LABEL impedance, calculate;
VAR f,f0,laf,la0,wr,ht,hr,d,rab,xab,rcd,xcd,saf,arc,fir: real;
    yn : char;
```

```
PROCEDURE cprod(r1,i1,r2,i2:real; var rz,iz:real);
begin
rz:= r1 * r2-i1 * i2; iz:= i1 * r2+r1 * i2;
end;{cprod, 复数乘法}
```

```
PROCEDURE fsc(x:real; var fx: real);
var a1,a2,b1,b2,nom,denom:real;
begin
a1:= 7.241 163; a2:= 2.463 936;
b1:= 9.068 580; b2:= 7.157 433;
nom:= x * x * x * x+a1 * x * x+a2;
denom:= x * x * x * x+b1 * x * x+b2;
fx:= nom/denom/x;
end; {fsc,方程式 C.5c}
```

```
PROCEDURE gsc(x:real; var gx: real);
var c1,c2,d1,d2,nom,denom:real;
begin
c1:= 7.547 478; c2:= 1.564 072;
d1:=12.723 684; d2:=15.723 606;
nom:= x * x * x * x+c1 * x * x+c2;
denom:= x * x * x * x+d1 * x * x+d2;
gx:= nom/denom/x/x;
end; {gsc,方程式 (C.5c)}
```

```

PROCEDURE Si(x:real; var six:real);
var fx,gx:real;
begin
if x>=1 then
begin
fsc(x,fx); gsc(x,gx); six:= Pi/2-fx * cos(x)-gx * sin(x);
end;
if x<1 then
six:= x-x * x * x/18+x * x * x * x * x/600-x * x * x * x * x * x * x/35280;
end; {Si, 方程式 (C. 5a)}

```

CISPR 16-1-5 . IEC:2003 - 95 -

```

PROCEDURE Ci(x:real; var cix:real);
var fx,gx,sum: real;
begin
if x>=1 then
begin
fsc(x,fx); gsc(x,gx); cix:= fx * sin(x)-gx * cos(x);
end;
if x<1 then
cix:= 0.577+ln(x)-x * x/4+x * x * x * x/96-x * x * x * x * x * x/4320+x * x * x * x * x * x * x
* x/322560;
end; {Ci,方程式 (C. 5b)}

```

```

PROCEDURE Ra(f,laf:real; var raf:real);
var kx0,g,k,x,cix,ci2x,six,si2x,ssi,sci:real;
begin
kx0:= 377/2/Pi; g:= 0.577; k:= 2 * Pi * f/3E8;
Si(k * laf,six); Ci(k * laf,cix);
Si(2 * k * laf,si2x); Ci(2 * k * laf,ci2x);
ssi:= si2x-2 * six; sci:= g+ln(k * laf/2)+ci2x-2 * cix;
x:= k * laf;
raf:= kx0 * (g+ln(x)-cix+sin(x) * ssi/2+cos(x) * sci/2)/sin(x/2)/sin(x/2);
end; {Ra,自由空间, 方程式 (C. 13)}

```

```

PROCEDURE Xa(f,laf,wr:real; var xaf:real);
var kx0,k,x,cix,ci2x,cixa,six,si2x,ssi,sci:real;
begin
kx0:= 377/4/Pi; k:= 2 * Pi * f/3E8;
Si(k * laf,six); Ci(k * laf,cix);
Si(2 * k * laf,si2x); Ci(2 * k * laf,ci2x);
Ci(2 * k * wr * wr/laf,cixa);
ssi:= 2 * six+cos(k * laf) * (2 * six-si2x);

```

```
sci:= sin(k * laf) * (2 * cix-ci2x-cixa);
x:= k * laf/2;
xaf:= kx0 * (ssi-sci)/sin(x)/sin(x);
end; {Xa, 方程式 (C. 3)}
```

```
PROCEDURE la(f,wr:real; var laf:real);
label again;
var del,lat,lao,xat:real;
begin
del:= 0.1; lat:= 3E8/f/2; lao:= lat;
again:
Xa(f,lat,wr,xat);
lat:= lat-del * lat;
if xat>0 then begin lao:= lat; goto again; end;
lat:= lao+1.1 * del * lao;
Xa(f,lat,wr,xat);
if abs(xat)>0.000 01 then begin del:= del/10; goto again; end;
laf:= lat;
end; {la, length antenna (f), 方程式 (C. 2)}
```

CISPR 16-1-5 . IEC:2003 - 97 -

```
PROCEDURE Rm(r,f,laf,s1,s2,s3,s4:real; var rmf:real);
var k,fac,kcr,kc1,kc2,kc3,kc4,ks1,ks2,ks3,ks4,t1,t2,t3:real;
begin
k:= 2 * Pi * f/3E8; fac:= 377/4/Pi/sin(k * laf/2)/sin(k * laf/2);
Ci(k * r,kcr);
Ci(k * s1,kc1); Ci(k * s2,kc2); Ci(k * s3,kc3); Ci(k * s4,kc4);
Si(k * s1,ks1); Si(k * s2,ks2); Si(k * s3,ks3); Si(k * s4,ks4);
t1:= 2 * (2 * kcr-kc3-kc4);
t2:= cos(k * laf) * (2 * kcr+kc1+kc2-2 * kc3-2 * kc4);
t3:= sin(k * laf) * (ks1-ks2-2 * ks3+2 * ks4);
rmf:= fac * (t1+t2+t3);
end; {R-mutual, 方程式 (C. 14)}
```

```
PROCEDURE Xm(r,f,laf,s1,s2,s3,s4:real; var xmf:real);
var k,fac,ksr,kc1,kc2,kc3,kc4,ks1,ks2,ks3,ks4,t1,t2,t3:real;
begin
k:= 2 * Pi * f/3E8; fac:= 377/4/Pi/sin(k * laf/2)/sin(k * laf/2);
Si(k * r,ksr);
Si(k * s1,ks1); Si(k * s2,ks2); Si(k * s3,ks3); Si(k * s4,ks4);
Ci(k * s1,kc1); Ci(k * s2,kc2); Ci(k * s3,kc3); Ci(k * s4,kc4);
t1:= 2 * (2 * ksr-ks3-ks4);
t2:= cos(k * laf) * (2 * ksr+ks1+ks2-2 * ks3-2 * ks4);
```

```
t3 := sin(k * laf) * (kc1-kc2-2 * kc3+2 * kc4);
xmf := -fac * (t1+t2-t3);
end; {X-mutual, 方程式 (C. 15)}
```

```
PROCEDURE Dist(r, laf; real; var s1, s2, s3, s4; real);
var sqr1, sqr2; real;
begin
sqr1 := sqrt(r * r + laf * laf); sqr2 := sqrt(r * r + laf * laf / 4);
s1 := sqr1 - laf; s2 := sqr1 - laf;
s3 := sqr2 + laf / 2; s4 := sqr2 - laf / 2;
end; {Distances, 方程式 (C. 16)}
```

```
PROCEDURE SA(f, f0, d, ht, hr, arc, fir, rab, xab, rcd, xcd; real; var saf; real);
var r, r11, x11, r12, x12, r13, x13, r14, x14, r22, x22, r24, x24, rrc, irc,
rd, xd, rna, xna, rnb, xnb, rn, xn, s1, s2, s3, s4, wr0, la0, alpha; real;
begin
rrc := arc * cos(fir); irc := arc * sin(fir); alpha := 40;
wr0 := 1.5E8 / f0 / sqrt(exp(alpha)); la(f0, wr0, la0);
Ra(f, la0, r11); Xa(f, la0, wr0, x11); r22 := r11; x22 := x11;
r := sqrt(d * d + (ht - hr) * (ht - hr)); Dist(r, la0, s1, s2, s3, s4);
Rm(r, f, la0, s1, s2, s3, s4, r12); Xm(r, f, la0, s1, s2, s3, s4, x12);
r := 2 * ht; Dist(r, la0, s1, s2, s3, s4);
Rm(r, f, la0, s1, s2, s3, s4, rd); Xm(r, f, la0, s1, s2, s3, s4, xd);
cprod(rrc, irc, rd, xd, r13, x13);
r := sqrt(d * d - (ht + hr) * (ht + hr)); Dist(r, la0, s1, s2, s3, s4);
Rm(r, f, la0, s1, s2, s3, s4, rd); Xm(r, f, la0, s1, s2, s3, s4, xd);
cprod(rrc, irc, rd, xd, r14, x14);
r := 2 * hr; Dist(r, la0, s1, s2, s3, s4);
Rm(r, f, la0, s1, s2, s3, s4, rd); Xm(r, f, la0, s1, s2, s3, s4, xd);
cprod(rrc, irc, rd, xd, r24, x24);
cprod(r12 + r14, x12 + x14, rab + rcd, xab + xcd, rd, xd);
cprod(rab + r11 + r13, xab - x11 + x13, rcd + r22 + r24, xcd - x22 + x24, rna, xna);
cprod(r12 + r14, x12 + x14, r12 + r14, x12 + x14, rnb, xnb);
rn := rna - rnb; xn := xna - xnb;
saf := sqrt((rn * rn + xn * xn) / (rd * rd + xd * xd));
saf := 20 * ln(saf) / ln(10);
end; {SA, 方程式(C. 6) 和 (C. 12)}
```

CISPR 16-1-5 . IEC:2003 - 99 -

```
PROCEDURE YesNo(var rk; char);
begin
repeat
rk := readkey; rk := upcase(rk);
```

```

until (rk='Y') or (rk='N');
writeln(rk);
end; {是/否}

BEGIN
{输入数据}
clrscr;
write('Frequency ( MHz)='); read(f); f:= f * 1E6;
write('Radius Wire Antenna (mm)='); read(wr); wr:= wr * 1E-3;
write('Height Transmitting Antenna (m)='); read(ht);
write('Height Receiving Antenna (m)='); read(hr);
write('Horizontal Antenna Distance (m)='); read(d);
write('Ideal Plane Reflection? (Y/N)='); YesNo(yn); if yn='Y' then
begin arc:=1; fir:= Pi; goto impedance; end;
write('Modulus Reflection Coefficient ='); read(arc);
write('Phase Refl. Coef. (Degrees)='); read(fir); fir:= fir * Pi/180;
impedance;
write('Ideal Antenna Impedance (Y/N)='); YesNo(yn); if yn='Y' then
begin rab:= 100; xab:= 0; rcd:= 100; xcd:= 0; goto calculate; end;
write('R-AB (transmit) (Ohm)='); read(rab);
write('X-AB (transmit) (Ohm)='); read(xab);
write('R-CD (receive) (Ohm)='); read(rcd);
write('X-CD (receive) (Ohm)='); read(xcd);
{计算}
calculate;
f0:=f
la(f0,wr,laf);
SA(f,f0,d,ht,hr,arc,fir,rab,xab,rcd,xcd,saf);
{输出数据}
writeln;
writeln('f( MHz)=',f/1E6;3;0,' La(m)=',laf;3;3,' SAc( dB)=',saf;3;3);
writeln;
END.

```


附录 F
(资料性附录)
确认程序清单

表 F.1 CALTS 确认报告中的项目

参考 4.6.2	项 目	备注
a	通用信息	
a1	地址,CALTS 所在的地点	
a2	地址,CALTS 所有者的电话和传真号码	
a3	地址,对 CALTS 确认报告承担责任的个人或组织的电话和传真号码	可能与 a2 相同
a4	地址,对 CALTS 进行确认的个人或组织的电话和传真号码	可能与 a2 或 a3 相同
a5	a2、a3、a4 中提到的个人或组织的签名	
a6	CALTS 构造和 CALTS 确认中使用的辅助设备的通用描述	使用照片、绘图和部件号码可能会更方便的进行描述
a7	CALTS 确认完成的日期和确认报告的签发日期	
b	确认评估	
b1	确认评估结果	
b2	确定当前 CALTS 确认的有效期	
b3	核对限制条件和配置	
c	试验天线	
c1	核对可计算天线	类型、部件号码
c2	检查天线是否符合标准要求	参考 4.3.2 和表 2 中的值
c3	核对天线所使用的特征阻抗	见 4.3.2.7
d	测试设置	
d1	详细描述测试设置	
d2	检查测试设置是否符合标准要求	参考 4.4.2 和表 2 中的值
e	测量	
e1	如果可能,给出规定频率处偏差的原理	见 4.4.3.3
e2	给出符合 4.4.4 和表 1 的 SA 测量值,并确定 SA 的不确定度	见 4.4.3.1 和 4.4.4
e3	给出天线高度扫描或频率扫描的测量结果和不确定度	见 4.4.3.2 和 4.4.5 或 4.4.6
f	计算场地衰减和允差	见 4.5.2
f1	给出用于计算 SA 和计算高度或频率处标准的最大 SA 的方法	参考附录 C 或计算方法
f2	确定 SA 的理论值和高度或频率判据	
f3	按照表 2 给出的偏差的缺省值或计算值来确定总的测量不确定度	方程式(3)和(4)或(5)

表 F.1 (续)

参考 4.6.2	项 目	备注
g	符合性准则的计算	见 4.5.3
g1	确定 SA 的计算值和测量值的绝对值,及其对应的天线高度或频率	
g2	确定 SA 和天线高度或频率的允差和测量不确定度之间的差值	
g3	使用式(6)和(7)或(8)检查符合性	
h	符合性最终声明	
h1	结果概述,声明在考虑了有效期、给出的限制条件和配置的情况下符合要求	参考 b