



中华人民共和国国家标准

GB/T 6113.102—2008/CISPR 16-1-2:2006
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 1-2 部分：无线电骚扰和抗扰度测量设备 辅助设备 传导骚扰

Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods—
Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus—
Ancillary equipment—Conducted disturbances

(CISPR 16-1-2:2006, 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 人工电源网络	2
5 电流探头和电压探头	8
6 用于传导电流抗扰度测量的耦合单元.....	10
7 用于信号线测量的耦合单元.....	11
8 模拟手和串联 RC 元件	14
附录 A(规范性附录) 人工电源网络(第 4 章)	17
附录 B(资料性附录) 电流探头的结构、频率范围和校准(第 5 章)	23
附录 C(资料性附录) 电流注入耦合单元的结构,频率范围 0.15 MHz~30 MHz(第 6 章)	30
附录 D(资料性附录) 用于传导电流抗扰度测量的耦合单元的工作原理和举例(第 6 章)	34
附录 E(规范性附录) 不对称人工网络(AAN)的参数的测量和举例	36
附录 F(规范性附录) 用于同轴和屏蔽电缆测量的人工网络(AN)的参数的测量和举例	41
附录 G(资料性附录) 容性电压探头的结构和评价(第 5.2.2 条)	43
附录 H(资料性附录) V 型人工电源网络的电源和受试设备/接收机端口之间基本去耦因子 引入的原理	49
附录 I(资料性附录) V 型人工电源网络输入阻抗引入相角允差的说明	50
附录 NA(资料性附录) GB/T 6113.102—2008 与 GB/T 6113.1—1995 有关章条的对照	52

前 言

GB/T 6113.102 等同采用 CISPR 16-1-2:2006《无线电骚扰和抗扰度测量设备和测量方法规范 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》(1.2 版)。

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。我国依据等同原则,将陆续完成相应国家标准的制修订工作。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)¹⁾ 无线电骚扰和抗扰度测量设备和测量方法规范 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) 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
	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

旧标准编号和名称	新标准编号和名称
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
<p>1) 黑体字为该标准的本部分。 2) 待制定。 注 1:表中除 GB/T 6113.102 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:CISPR 16 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。</p>	

与 CISPR 16-1-2:2006(1.2 版)相比,GB/T 6113.102 主要进行了如下编辑性修改:

1. 术语 3.1、3.2 和 3.3,分别增加了“并列”术语:对称电压/差模电压、不对称电压/共模电压和非对称电压/V 端子电压,以避免读者在后面的叙述中混淆,而且也与 GB/T 6113.2 保持一致;
2. 表 3~表 6 的编号依次改为表 1~表 4,表 1 和表 2 分别改为表 5 和表 6;
3. 表 1~表 6 的标题重新命名,使之更加清晰,也便于使用;
4. 对标准正文和附录中的公式按顺序进行了编排;
5. 原文图 4 中 N 线上的 R_5 应为 R_3 ,特作更正;
6. 增加了新旧版本国家标准的对照表,以方便读者使用。

GB/T 6113 的本部分自发布之日起,与 GB/T 6113.101—2008、GB/T 6113.103—2008、GB/T 6113.104—2008 和 GB/T 6113.105—2008 组合在一起替代 GB/T 6113.1—1995。

与 GB/T 6113.1—1995 对应内容相比,本部分(GB/T 6113.102)主要发生如下的变化:

1. 增加了新旧版本的对照表,以方便读者使用;
2. 增加 AMN, AAN, ISN, CDN 和 LCL 等 5 个术语;
3. 在第 4.1~4.4 条增加了包含有人工电源网络特性参数——模和相角的规范在内的 4 张表,便于与图对照和使用;
4. 增加了表 6 V 型网络的最小隔离度(minimum isolation);
5. 增加了对 V 型人工电源网络的分压系数的校准方法;
6. 增加了容性电压探头的构造和要求;
7. 增加了模拟手和串联 RC 元件。

本部分的附录 A、附录 E 和附录 F 为规范性附录,附录 B、附录 C、附录 D、附录 G、附录 H、附录 I 和附录 NA 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、信息产业部电子第五研究所、东南大学、中国计量科学研究院、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、国家无线电监测中心、上海市计量测试技术研究院。

本部分主要起草人:陈俐、朱文立、陈世钢、张林昌、崔强、蒋全兴、杨春荣、寿建霞、谢鸣、龚增、王铮、张科。

引 言

GB/T 6113.102 为基础标准 GB/T 6113 的组成部分。本部分包括 8 章和 10 个附录。主要涉及 9 kHz~1 GHz 频率范围传导骚扰和抗扰度测量用的辅助设备的技术规范。这些辅助设备包括：人工电源网络、电流探头和电压探头、传导抗扰度测量用的耦合单元、测量信号线用的耦合装置，以及人工手和串联 RC 组件等。此外，还在作为资料性的附录中给出了有关辅助设备的构造、工作原理、实例、性能参数的设置和确认或校准等信息。

无线电骚扰和抗扰度测量设备和 测量方法规范

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

1 范围

GB/T 6113 的本部分为基础标准,规定了 9 kHz~1 GHz 频率范围射频骚扰电压和骚扰电流测量用辅助设备的特性和性能。本部分包括以下辅助设备的规范:人工电源网络、电流探头和电压探头、电流注入耦合单元。

本部分的所有要求应在测量设备的 CISPR 指示范围内所有测量频率上的所有电压和电流电平都应得到满足。

无线电骚扰和抗扰度测量方法在 GB/T 6113.201~6113.204 中给出,有关无线电骚扰的更详尽的信息在 GB/Z 6113.3 中给出。

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 6113.201—2008 无线电骚扰和抗扰度测量设备和测量方法规范 第 2-1 部分:无线电骚扰和抗扰度测量方法 传导骚扰测量(CISPR 16-2-1:2003,IDT)

GB/Z 6113.3—2006 无线电骚扰和抗扰度测量设备和测量方法规范 第 3 部分:无线电骚扰和抗扰度测量技术报告(CISPR 16-3:2003,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、统计学和限值建模 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、统计学和限值建模 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)

GB 9254—1998 信息技术设备的无线电骚扰限值和测量方法(CISPR 22:1997,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 中的术语和定义和下列术语和定义适用于本部分。

3.1

对称(差模)电压 symmetric (differential mode) voltage

在两线电路中(如单相电源),对称电压指出现在两线间的射频骚扰电压。有时也称为差模电压。如果用 V_a 表示其中一个电源端子与地之间的电压矢量, V_b 表示另一个电源端子与地之间的电压矢量,那么对称电压即差模电压为 V_a 与 V_b 矢量之差,即: $V_a - V_b$ 。

3.2

不对称(共模)电压 asymmetric (common mode) voltage

指出现在两电源端子电气中点与地之间的射频骚扰电压。有时也称为共模电压,其值为 V_a 与 V_b 矢量之和的一半,即 $(V_a + V_b)/2$ 。

3.3

非对称(V端子)电压 unsymmetric (V-terminal) voltage

指 3.1 和 3.2 中定义的 V_a 或 V_b 矢量电压的幅度。该电压用 V 型人工电源网络来测量。

3.4

人工电源网络(AMN) artificial mains network(AMN)

在射频范围内向受试设备端子之间提供一规定阻抗,并能将试验电路与供电电源上的无用射频信号隔离开来,进而将骚扰电压耦合到测量接收机上。人工电源网络有两种基本类型:分别用于耦合非对称电压的 V 型和用于耦合对称电压和不对称电压的 Δ 型。线路阻抗稳定网络(LISN)和 V 型人工电源网络可替换使用。

3.5

不对称人工网络(AAN) asymmetric artificial network(AAN)

用于测量非屏蔽对称信号(例如电信)线上的共模电压(或将共模电压注入到非屏蔽信号线上)同时具有抑制差模信号功能的网络。

注:术语“Y 网络”是 AAN 的同义词。

3.6

阻抗稳定网络(ISN) impedance stabilization network(ISN)

为 EUT 提供稳定阻抗的人工网络。通常作为 AAN 的同义词,例如在 GB 9254 中。

3.7

耦合/去耦网络(CDN) coupling/decoupling network(CDN)

用于测量其中一个电路上的信号并防止另一个电路上的信号被测量到,或者用于将信号注入到其中一个电路上并防止该信号耦合到另一个电路上的人工网络。

3.8

纵向转换损耗(LCL) longitudinal conversion loss(LCL)

在一个单端口或双端口网络中,由互连线上的纵向(不对称模式)信号在网络的端子上产生无用横向(对称模式)信号程度的量度(其比值用 dB 表示)。

(定义来自 ITU-T 建议书 O.9¹⁾)

4 人工电源网络

人工电源网络应能在射频范围内向受试设备端子提供一规定阻抗,并能将试验电路与供电电源上的无用射频信号隔离开来,进而将骚扰电压耦合到测量接收机上。

人工电源网络有两种基本类型:用于耦合非对称(V端子)电压的 V 型和分别用于耦合共模电压和差模电压的 Δ 型。

1) ITU-T Recommendation O.9, Measuring arrangements to assess the degree of unbalance about earth.

对于每根电源线人工电源网络都配有三个端:连接供电电源的电源端、连接受试设备的设备端和连接测试设备的骚扰输出端。

注1:附录A给出了一些人工电源网络的电路示例。

注2:本章规定了人工电源网络的阻抗和隔离要求及相应的测量方法。与人工电源网络有关的不确定度的一些背景资料和原理在GB/Z 6113.401的6.2.3条和GB/T 6113.402中给出。

4.1 人工电源网络阻抗

人工电源网络的阻抗规范包括当骚扰输出端端接 $50\ \Omega$ 负载阻抗时在受试设备端测得的相对于参考地的阻抗的模和相角两个部分。

人工电源网络EUT端的阻抗定义为对受试设备呈现的终端阻抗。因此,当骚扰输出端没有与测量接收机相连时,该输出端应端接 $50\ \Omega$ 阻抗。为保证接收机端口具有准确的 $50\ \Omega$ 终端阻抗,可在网络的内部或者外部使用10 dB的衰减器,衰减器的驻波比(从任何一端看进去的)应小于或等于1.2。该衰减应包括在电压分压系数的测量中(见第4.10条)。

对于其他任意大小的外部阻抗,AMN的EUT端口的每个端子(PE除外)与参考地之间的阻抗都应满足第4.2条,或第4.3条,或第4.4条,或第4.5条,或第4.6条的相应要求,这也包括相应的电源端子与参考地之间的短路情况。这一要求在人工电源网络在其额定工作条件下连续电流达到规定的最大值时的所有温度上也应得到满足。对于规定的最大峰值电流,这一要求也应满足。

当人工电源网络的相角不满足规范要求时,应按GB/T 6113.402对测得的相角进行不确定度的预评估。如果测得相角的偏差超过了规定的允差,其评估不确定度则可参见附录I给出的有关相角的不确定度贡献的计算指南。

注:由于受试设备的连接器对于直到30 MHz的射频并没有进行优化,因此必须使用专用的测量适配器来进行短路以实现网络阻抗的测量。网络分析仪的OSM(开路/短路/匹配)校准用来规范适配器的特性,同时将适配器的插入损耗和插头的长度也一并考虑进去。

4.2 $50\ \Omega/50\ \mu\text{H}+5\ \Omega$ 型人工电源网络(适用于9 kHz~150 kHz)

表1和图1a)示出了9 kHz~150 kHz频率范围内网络阻抗(模和相角)随频率变化的特性曲线。实际中,网络阻抗的模的允差为 $\pm 20\%$,相角的允差为 $\pm 11.5^\circ$ 。

表1 $50\ \Omega/50\ \mu\text{H}+5\ \Omega$ 型网络阻抗的模和相角(见图1a))
(适用于9 kHz~150 kHz频率范围)

频率/MHz	阻抗的模/ Ω	相角/ $^\circ$
0.009	5.22	26.55
0.015	6.22	38.41
0.020	7.25	44.97
0.025	8.38	49.39
0.030	9.56	52.33
0.040	11.99	55.43
0.050	14.41	56.40
0.060	16.77	56.23
0.070	19.04	55.40
0.080	21.19	54.19
0.090	23.22	52.77
0.100	25.11	51.22
0.150	32.72	43.35

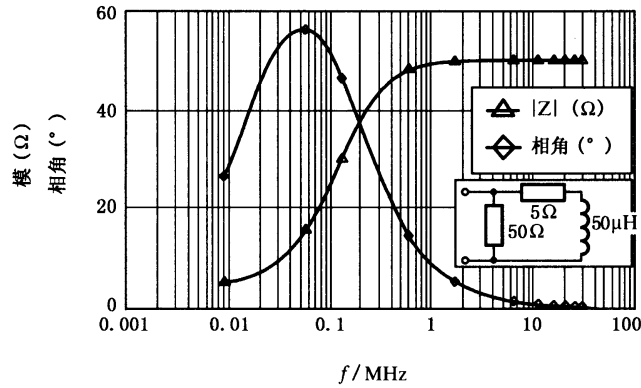
注:如果此类人工电源网络满足本条和4.3条的阻抗(模和相角)要求,那么该网络也可用于150 kHz~30 MHz的频率范围。

4.3 50 Ω/50 μHV 型人工电源网络(适用于 0.15 MHz~30 MHz)

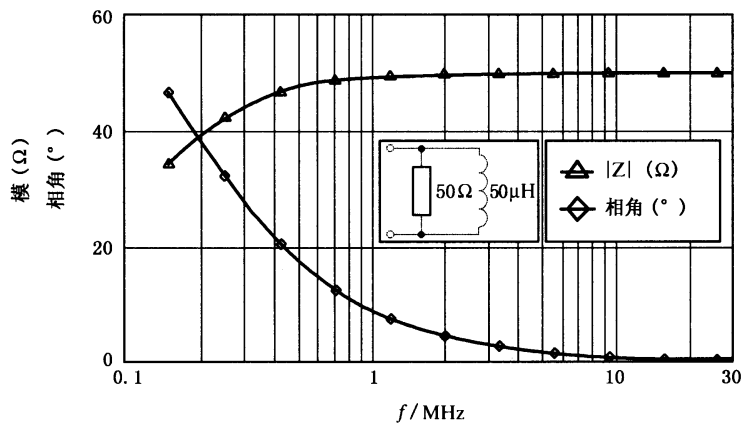
表 2 和图 1b)示出了在 0.15 MHz~30 MHz 频率范围内网络阻抗(模和相角)随频率变化的特性曲线。实际中,网络阻抗的模的允差为±20%,相角的允差为±11.5°。

4.4 50 Ω/5 μH+1 ΩV 型人工电源网络(适用于 150 kHz~100 MHz)

表 3 和图 2 示出了在 150 kHz~100 MHz 频率范围内网络阻抗(模和相角)随频率变化的曲线。实际中,模的允差为±20%,相角的允差为±11.5°。



a) 频段 A(频率范围为 9 kHz~150 kHz)(见第 4.2 条)



b) 频段 B(0.15 MHz~30 MHz)(见第 4.3 条)

图 1 V 型人工电源网络的阻抗(模和相角)

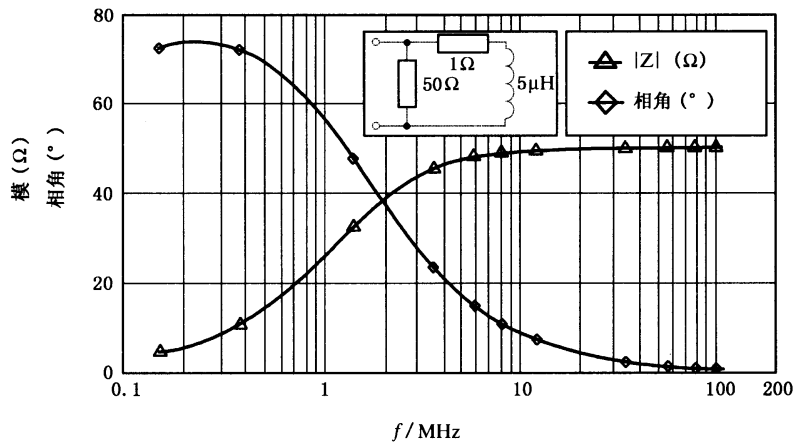


图 2 频段 B 和频段 C(0.15 MHz~108 MHz)V 型人工电源网络的阻抗(模和相角)(见第 4.4 条)

表 2 50 Ω /50 μ HV 型网络阻抗的模和相角(见图 1b))
(适用于 0.15 MHz~30 MHz 频率范围)

频率/MHz	阻抗的模/ Ω	相角/ $^\circ$
0.15	34.29	46.70
0.17	36.50	43.11
0.20	39.12	38.51
0.25	42.18	32.48
0.30	44.17	27.95
0.35	45.52	24.45
0.40	46.46	21.70
0.50	47.65	17.66
0.60	48.33	14.86
0.70	48.76	12.81
0.80	49.04	11.25
0.90	49.24	10.03
1.00	49.38	9.04
1.20	49.57	7.56
1.50	49.72	6.06
2.00	49.84	4.55
2.50	49.90	3.64
3.00	49.93	3.04
4.00	49.96	2.28
5.00	49.98	1.82
7.00	49.99	1.30
10.00	49.99	0.91
15.00	50.00	0.61
20.00	50.00	0.46
30.00	50.00	0.30

4.5 150 Ω V 型人工电源网络(适用于 150 kHz~30 MHz)

该人工电源网络阻抗的模应为 $(150 \pm 20)\Omega$,相角不得超过 20° 。

4.6 150 Ω Δ 型人工电源网络(适用于 150 kHz~30 MHz 频率范围)

该人工电源网络在其端子之间和两端子相连后与参考地之间的阻抗的模应为 $(150 \pm 20)\Omega$,相角不得超过 20° 。

测量对称电压时,需要使用屏蔽的、平衡的变压器。为了避免阻抗网络产生明显的变化,该变压器的输入阻抗在所关注的频率上不得低于 $1\ 000\ \Omega$ 。由测量接收机测得的电压取决于该网络的元件值和变压比。网络应校准。

4.6.1 150 Ω Δ 型人工电源网络的平衡

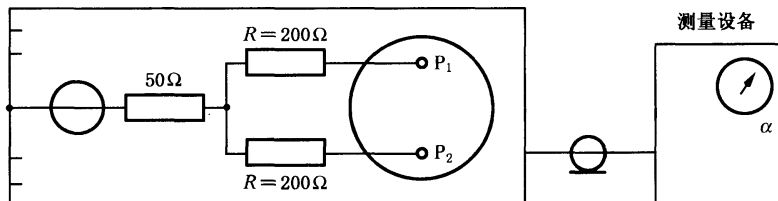
包括该网络和通过变压器连接的测量接收机在内的系统的平衡应做到:当存在不对称电压时,对称电压的测量应基本上不受影响。测量网络的平衡特性应按图 3 所示的电路进行。

将内阻抗为 $50\ \Omega$ 的发生器输出大小为 U_a 的电压注入到两个大小为 $200\ \Omega \pm 1\%$ 的电阻的公共点与参考地之间。这两个电阻的另一端连接到人工电源网络的设备端。

在测量对称电压的位置上测量电压 U_s 。 U_a/U_s 之比应大于 $20:1$ (26 dB)。

表 3 $50\ \Omega/5\ \mu\text{H} + 1\ \Omega$ V 型网络阻抗的模和相角(见图 2)
(适用于 $150\ \text{kHz} \sim 100\ \text{MHz}$ 频率范围)

频率/MHz	阻抗的模/ Ω	相角/ $^\circ$
0.15	4.70	72.74
0.20	6.19	73.93
0.30	9.14	73.47
0.40	12.00	71.61
0.50	14.75	69.24
0.70	19.82	64.07
1.00	26.24	56.54
1.50	33.94	46.05
2.00	38.83	38.15
2.50	41.94	32.27
3.00	43.98	27.81
4.00	46.33	21.63
5.00	47.56	17.62
7.00	48.71	12.80
10.00	49.35	9.04
15.00	49.71	6.06
20.00	49.84	4.55
30.00	49.93	3.04
50.00	49.97	1.82
100.00	49.99	0.91
108.00	49.99	0.84



R —— $200\ \Omega \pm 1\%$;

P_1, P_2 ——连接受试设备端子。

图 3 差模电压测量布置的平衡的检查方法

4.7 隔离

4.7.1 要求

为了确保在所有测试频率上电源侧的无用信号和供电电源的未知阻抗不影响测量,当 EUT 端口相关端子端接给定的终端时,每一个电源端子与接收机端口之间应满足基本隔离(去耦因子)要求。此要求仅适用于 V 型人工电源网络本身,不包括额外的外部电缆和滤波器。

表 4 V 型网络的最小隔离度

条款	V 型网络的类型	频率范围/MHz	最小隔离度/dB
4.2	50 Ω/50 μH+5 Ω	0.009~0.05	0~40*
		0.05~30	40
4.3	50 Ω/50 μH	0.15~30	40
4.4	50 Ω/5 μH+1 Ω	0.15~3	0~40*
		3~108	40

注：带有 * 的值表示：最小隔离度随着频率的对数线性增加。

注：可能需要在人工电源网络外部施加额外的滤波来抑制电源端口的骚扰(具体要求见 GB/T 6113.201)。

4.7.2 测量程序

试验布置见附录 H 中的图 H.1。进行隔离测量时，首先测量 50 Ω 负载阻抗上的电压 U_1 ，这时的信号源阻抗为 50 Ω。然后将此信号源连接在相关电源端子和参考地之间，受试设备端口的相关端子应端接 50 Ω，此时测量接收机端口(端接 50 Ω 的阻抗)的输出电压为 U_2 。第 4.1 条提及 10 dB 衰减器的衰减应增加到隔离要求中。对于所有的电源与受试设备的端子，都应满足这一隔离要求。如果其他的电源端子的终端影响隔离的测量结果，那么当这些电源端子开路和短路时，此也应满足该隔离要求。

应满足式(1)：

$$U_1 - U_2 \geq F_D + A \quad \dots\dots\dots(1)$$

式中：

U_1 ——电源端子的参考电压，dB(μV)；

U_2 ——接收机端口的输出电压，dB(μV)；

F_D ——基本的隔离(去耦因子)要求，dB；

A ——内置衰减器的衰减，dB。

注：由于受试设备的插头对于直到 30 MHz 的无线电频率并没有进行优化，因此必须使用专用的测量适配器来进行短路以实现网络阻抗的测量。测量 U_1 必须通过与信号源相连的测量适配器来进行。

4.8 电流负载能力和串联电压降

最大连续电流和最大峰值电流应予以规定。

当流经受试设备的连续电流达到最大时，施加到受试设备上的电压不得小于人工电源网络电源端电压的 95%。

4.9 加以改进的参考地连接

某些类型设备的测试要求在第 4.2 条和第 4.3 条人工电源网络中的参考地线按照相应产品说明书的要求有一定的阻抗插入。插入点分别为图 4 和图 5 中参考地线所标的 × 处。插入阻抗或者为 1.6 mH 感抗或者为第 4.2 条和第 4.3 条相应频段要求的阻抗。

注：为安全起见，应省略 4.2 中所提及的 5 Ω 电阻。

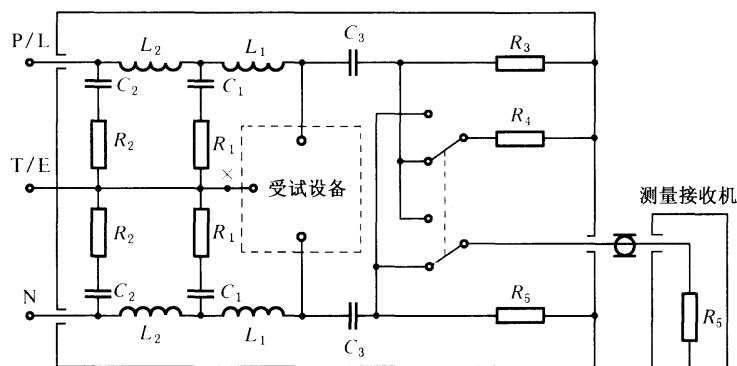


图 4 50 Ω/50 μH+5 Ω V 型人工电源网络电路图示例(见第 4.2 条和第 A.2 章)

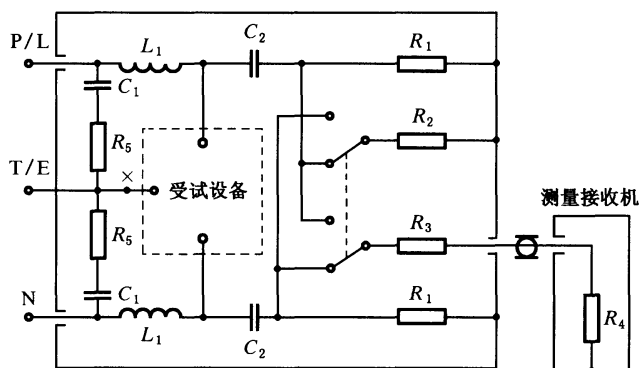


图 5 50 Ω/50 μH, 50 Ω/5 μH + 1 Ω 或 150 Ω V 型人工电源网络示例
(分别见第 4.3、4.4、4.5 条和第 A.3、A.4、A.5 章)

4.10 V 型人工电源网络分压系数的校准

应测量 V 型网络 EUT 端口和 RF 输出端口间的分压系数;并计入骚扰电压测量中。测量分压系数的测量程序见 A.8。

5 电流探头和电压探头

5.1 电流探头

用专门改进的卡式电流传感器就可以测量线上的不对称骚扰电流,而不需要与导线导电接触,也不用改变其电路。这种方法的实用性是不言而喻的;复杂的导线系统、电子线路等的测量可以在不打乱正常工作或正常布置的状态下进行。电流探头的构造应能方便地卡住被测导线,被测导线充当一匝的初级线圈,次级线圈则包含在电流探头中。

可以制造用于 30 Hz~1 000 MHz 频率范围测量的电流探头。当测量常规电源系统 100 MHz 以上的驻波电流时,应将电流探头置于电流的最大位置。

电流探头的设计应使其在通带内具有平坦的频响。低于通带的频率范围,仍可进行精确测量,只是由于转移阻抗的减小降低了灵敏度。高于通带的频率范围,由于电流探头产生的谐振,测量不再准确。

电流探头附加屏蔽结构后,就可以测量共模骚扰电流或者差模骚扰电流。附录 B 的第 B.5 章给出了一些构造的细节。

5.1.1 构造

电流探头的构造应保证其在不断开电源线的情况下进行测量。

附录 B 中包含一些典型的电流探头结构。

5.1.2 特性

插入阻抗: $\leq 1 \Omega$ 。

转移阻抗²⁾: $(0.1 \sim 5) \Omega$, 在平坦线性范围; $(0.001 \sim 0.1) \Omega$, 低于平坦线性范围(电流探头端接 50Ω)。

附加的并联电容: 在电流探头外壳与被测导线之间, 小于 25 pF 。

频率响应: 在规定的频率范围内校准转移阻抗。

探头频率范围的典型值分别为:

100 kHz~100 MHz;

100 MHz~300 MHz;

200 MHz~1 000 MHz。

脉冲响应: 待定。

磁饱和: 应规定误差不超过 1 dB 时初级导线中最大直流或最大交流电源电流值。

2) 也可以使用转移阻抗的倒数——转移导纳(单位 dBS)。当用分贝表示时,测量接收机的读数应加上导纳。为了校准转移阻抗(或转移导纳),必要时可使用一个为此而设计的夹具(见附录 B)。

转移阻抗允差:待定。

外部磁场的影响:当将载流导线从探头孔径内移至探头外附近时,指示器应至少减少 40 dB。

电场的影响:对于 10 V/m 以下的电场不敏感。

位置的影响:使用探头时,任何尺寸的导线放置在孔径内任何部位,在 30 MHz 以下,小于 1 dB;在 (30~1 000)MHz 范围内,小于 2.5 dB。

电流探头的口径:至少 15 mm。

5.2 电压探头

5.2.1 高阻抗电压探头

图 6 给出的电路用来测量电源线与参考地之间的电压。电压探头由一个隔直电容器 C 和一个电阻组成,该电阻使得电源线与地线之间总的电阻为 1 500 Ω。此探头也可以用来测量其他线上的电压,此时可能需要增加探头的输入阻抗,以避免对高阻抗电路的加载。为安全起见,电感可跨接在测量接收机的输入端(与地之间),其感抗 X_L 远远大于 R。

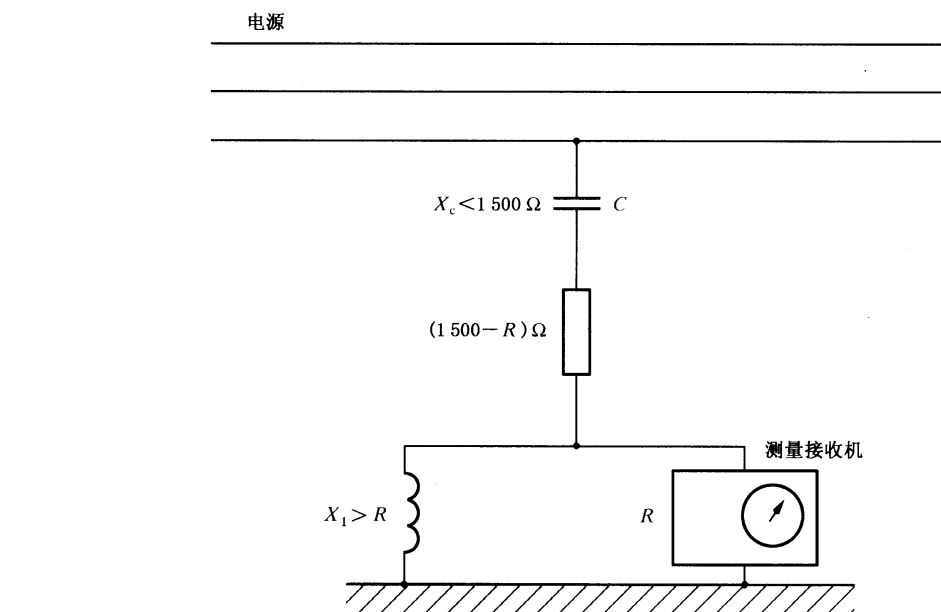
电压探头的插入损耗应在 9 kHz~30 MHz 的频率范围 50 Ω 系统中校准。任何测量用保护装置对测量准确度的影响都不得超过 1 dB,否则应予以校准。在有强背景噪声时应注意确保骚扰电平得到准确的测量。

连接探头的导线、被测电源线和参考地之间形成的环应尽可能的小,以减小强磁场的影响。

5.2.2 容性电压探头

利用呈夹子状的电容耦合装置,可以在不与源导线直接进行电连接和不调整电路的情况下就可以测量电缆的不对称骚扰电压。这种方法的便捷性是不言而喻的;对复杂电线系统、电子电路等,可以在不中断 EUT 正常工作或结构时,或在不切断电缆(以便插入测量装置)时就可以进行测量。容性电压探头的结构允许它可以方便地卡住被测导线。

容性电压探头用于 150 kHz~30 MHz 内传导骚扰的测量,它在测量频率范围内的频率响应几乎是平坦的。分压系数定义为电缆上的骚扰电压与测量接收机输入电压的比值,其大小与电缆的类型有关。在规定的频率范围内对每种类型的电缆,都用附录 G 的方法对该参数都进行校准。



注: $V = \frac{1500}{R} U$ 。

式中:

V——骚扰电压;

U——测量设备的输入电压。

图 6 电源射频电压测量电路(见第 5.2.1 条)

可能需要对容性电压探头采取额外的屏蔽,以便对来自电缆周围的不对称(共模)信号提供足够的隔离(见第 5.2.2.2 条中的“电场的影响”)。附录 G 给出了隔离的测量方法与结构的例子。

这种容性电压探头可以用于电信端口骚扰的测量。最小的可测电平典型值为 44 dB μ V。

5.2.2.1 结构

容性电压探头应做成可以在不断开被测电缆时就能进行电压测量。图 7 中的电路可用于电缆和参考地间电压的测量。探头包括容性耦合夹,它同跨阻放大器相连。该放大器的输入阻抗 R_p 与电抗 X_c 相比时应足够大以得到平坦的频率响应。

附录 G 提供了有关容性电压探头典型结构和验证的说明。

5.2.2.2 要求

附加的并联电容容量:在容性电压探头接地端和受试电缆间,小于 10 pF。

频率响应:在规定的频率范围内校准电压分压系数 $F_a = 20 \lg |V/U|$ dB,见图 7。

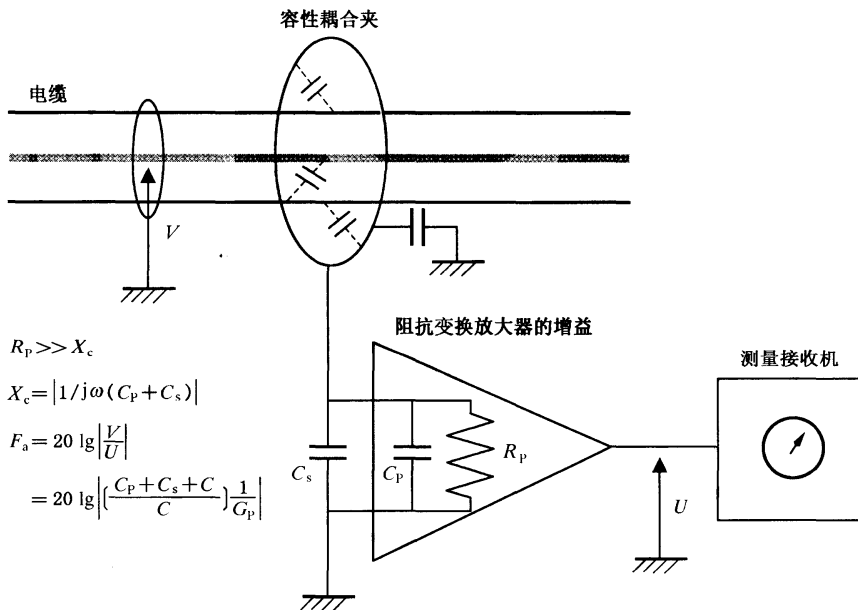
脉冲响应:对 GB/T 6113.101 附录 B 和附录 C 方法所确定的 B 频段脉冲能保持线性。

电场的影响:当电缆从容性电压探头移开后电压指示值减少至少 20 dB。测量方法见附录 G。

(由与探头附近的其他电缆发生的静电耦合引起)

容性电压探头口径或开口: 至少 30 mm

(当两个同轴电极在缝隙处打开时的口径,见图 G.1)



- G_p ——跨阻放大器的增益;
- C ——电缆和夹子之间的电容;
- C_s ——探头和地之间的电容;
- C_p ——跨阻放大器的电容;
- R_p ——跨阻放大器的电阻;
- V ——骚扰电压;
- U ——测量接收机输入端的电压。

图 7 电缆与参考地之间的电压测量电路

6 用于传导电流抗扰度测量的耦合单元

耦合单元用于将骚扰电流注入到受试引线上,并把来自与受试设备相连的其他引线和设备的电流

影响隔离开来。至少在 30 MHz 以下,采用 150 Ω 源阻抗可使下面两个量存在良好的对应关系,即作用于实际装置的射频骚扰场强和用注入方法产生同样的影响所必须施加的电动势值。设备的抗扰度用电动势值来表征。附录 C 和附录 D 分别给出了各种类型的耦合单元的工作原理和示例及其结构。

6.1 特性

耦合单元的性能在(0.15~30)MHz 频率范围内用阻抗来检验;在(30~150)MHz 频率范围内用插入损耗来检验。

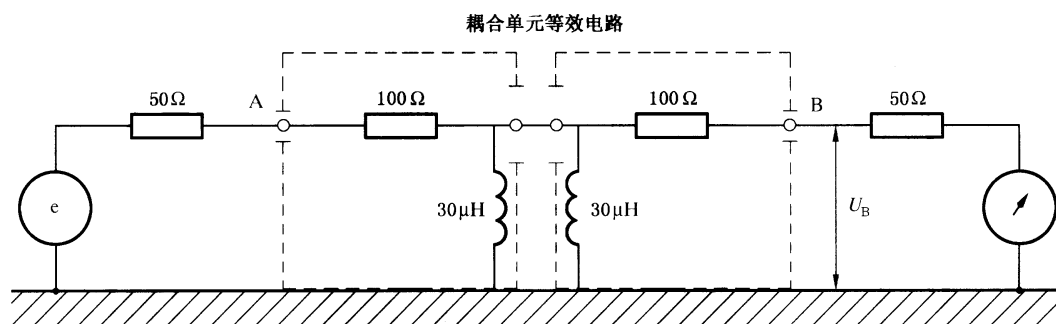
6.1.1 阻抗

在(0.15~30)MHz 频率范围内,受试设备的骚扰信号注入点与耦合单元地之间测得的总的不对称阻抗(射频扼流圈与 150 Ω 阻性骚扰源阻抗并联)的模为(150 \pm 20) Ω ,相角不得超过 $\pm 20^\circ$ (该阻抗与 150 Ω 的 V 型人工电源网络的阻抗相同,见第 4.4 条)。

例如,对于 A 型和 S 型耦合单元,其注入点是指输出连接器的屏蔽层;对于 M 型和 L 型的耦合单元,其注入点是指公共输出端。

6.1.2 插入损耗

在(30~150)MHz 频率范围,两个相同的耦合单元串联后的插入损耗应在(9.6~12.6)dB 范围内,测试布图如图 8 所示。



注：两个单元之间的连接线应尽可能短(≤ 1 cm)。

图 8 用于核查耦合单元插入损耗的测量布置图(频率范围:30 MHz~150 MHz)

在(30~150)MHz 频率范围内,按照图 8 测得的一对耦合单元的插入损耗 U_G/U_B 应在(9.6~12.6)dB 之间。 U_G 为信号发生器与测量接收机直接相连时从测量接收机得到的读数; U_B 为插入耦合单元后从测量接收机得到的读数。

7 用于信号线测量的耦合单元

信号线的骚扰电动势可以通过测量传导骚扰电压或骚扰电流来评估。信号线的抗扰度可以通过注入传导骚扰电压或骚扰电流来评估。为此,需要相应的耦合装置在信号线上将骚扰分量从有用信号中分离出来进行测量。该装置可以同时用来进行电磁发射和抗扰度测量(包括差模和共模,电压和电流)。这种测量的典型装置有电流探头和不对称人工网络(AAN 或 Y 型网络)。

注 1: 信号线传导抗扰度测量装置 AAN 的要求参见 GB/T 17626.6³⁾。(AAN 是一种特殊形式的“耦合/去耦装置”[所以也称耦合/去耦网络(CDNs)])。一个符合骚扰测量要求的 AAN 也能同时满足抗扰度测试的要求。

注 2: 信号线包括通信线以及可能与通信线连接的设备端子。

注 3: 术语“不对称电压”和“共模电压”与“对称电压”和“差模电压”一样是同义词,定义见第 3 章。

注 4: 就 V 型网络和 Δ 型网络而言,术语“不对称人工网络(AAN)”是“Y 型网络”的同义词。T 型网络是一种特殊形式的 Y 型网络。

当使用电流探头进行测量但限值是以电压为单位给出时,电压限值必须除以信号线阻抗或终端阻抗(该终端阻抗在详细的测量程序中进行规定)以获得相应的电流限值。该阻抗可以是详细的测量程序中所要求的共模阻抗。

3) GB/T 17626.6 电磁兼容(EMC) 试验和测量技术 射频场感应的传导骚扰抗扰度。

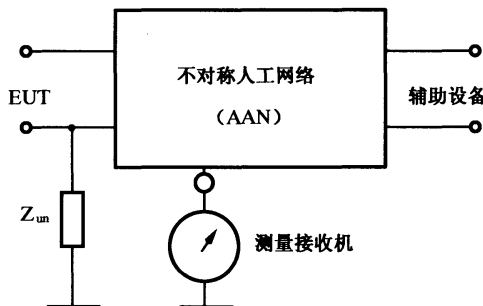
第 7.1 条规定了不对称(共模)人工网络(AAN)的规范。对 AAN 来说,差模对共模的抑制比 (V_{dm}/V_{cm})是不对称人工网络至关重要的参数。该参数通过纵向转换损耗(LCL)来表述。附录 E 给出了一个不对称人工网络和相应的检验和校准程序要求的实例。

7.1 不对称人工网络的要求(AAN 或 Y 型网络)

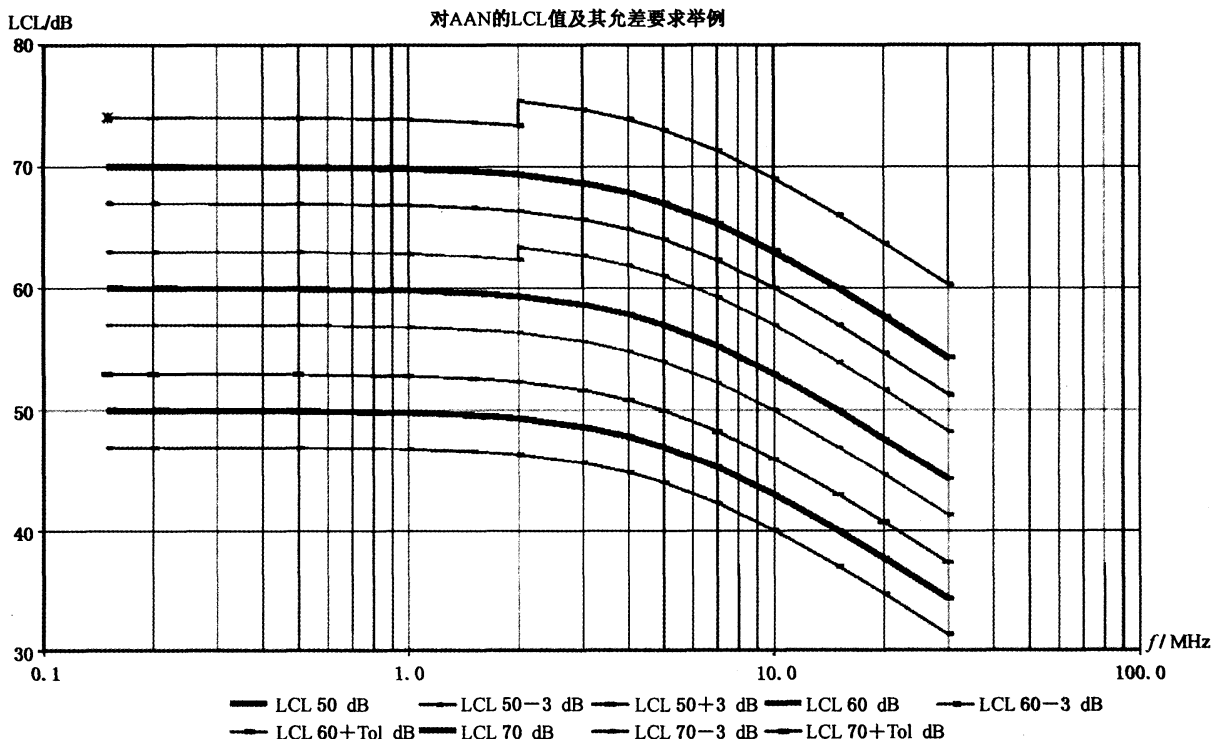
不对称人工网络(AAN)用来测量(或注入)非屏蔽平衡信号线(如电信线)上的共模电压,同时用来抑制差模信号。

注:在 GB 9254 中这种网络被称为阻抗稳定网络(ISN)。

图 9a)为通用的不对称人工网络电路示意图。



a) 由一个最基本的对称网络和一个(可选的)非平衡网络 Z_{un} 组成的不对称人工网络 (AAN 或 Y 型网络)及其端口的原理电路图



注 1: 例如,可按下式定义:

$$LCL = LCL_{if} - 10 \lg \left[1 + \left(\frac{f}{f_{corner}} \right)^2 \right] \pm Tol (dB)$$

式中:

LCL_{if} ——在低频点的 LCL 值,如 50 dB;

f ——频率,MHz;

f_{corner} ——转折频率,如:5 MHz;

Tol ——LCL 值的允差,如 3 dB。

注 2: 50 dB,60 dB 和 70 dB 的理想值在图中用粗线表示,其允差用细线表示。

b) AAN(Y 型网络)的纵向转换损耗(LCL)示意图

图 9 AAN 的纵向转换损耗的电路原理图及 LCL 要求举例

用于不对称(共模)骚扰测量的 AAN 的规范应覆盖不对称骚扰电压和发射有用信号的频率范围。该规范在表 5 中给出。

表 5 共模骚扰电压测量用不对称人工网络的规范

a.	不对称骚扰电压测量用基本网络的终端阻抗 ^a ● 幅度 ● 相位	150 Ω±20 Ω 0°±20°
b.	在网络 EUT 端口的纵向转换损耗(LCL) ^b	9 kHz~150 kHz; 待定; 0.15 MHz~30 MHz; 由相应的产品标准规定, 如图 9b)所示 ^c
c.	AE 端口与 EUT 端口之间的共模信号的去耦衰减	9 kHz~150 kHz; 待定; 0.15 MHz~1.5 MHz; >35 dB~55 dB 随频率的对数呈线性增加; >1.5 MHz; >55 dB
d.	AE 端口与 EUT 端口之间的对称电路插入损耗	<3 dB ^d
e.	EUT 端口与测量接收机端口之间的不对称电路分压系数, 该值应加到测量接收机读数中	典型值: 9.5 dB ^e
f.	网络的对称负载阻抗	待定 ^f
g.	有用信号(模拟或数字)的传输带宽	待定 ^g
h.	频率范围 ^h (1) 发射 (2) 抗扰度	(0.009) 0.15 MHz~30 MHz 参见 GB/T 17626.6
<p>^a AAN 的不对称阻抗通常会受到图 9a)所示的附加的不平衡网络的影响。本部分规定的阻抗允差是针对基本网络的。如果不平衡网络附加的阻抗和相位的影响是可以忽略的, 那么所给出的允差可以适用于包含有不平衡网络的 AAN。若非如此, 例如, 不平衡网络使得阻抗的改变超过 10 Ω 或相位的改变超过 10°, 则产品标准应在规定阻抗和相位允差时计入该影响, 这是因为需给 AAN 的制造商留下一些允差的空间。</p> <p>^b 确定仪器符合性目前有不同的方法: 用一个 LCL 值高于信号线实际需求的 AAN, 或直接用 LCL 去模拟现有电信类的线路。</p> <p>^c 图 9b)给出的带允差修正的 LCL 值是来自 CISPR 22:1997 的一个修订案的草案。其他的 LCL 值可由未来的产品标准来规定。因此, 本部分给出的 LCL 值的规格只是一个例子。通常, LCL 的允差应考虑三个因素: 基本 AAN 的 LCL 值的残差、不对称网络 Z_m 与标称值的偏离、LCL 值测量的不确定度。产品标准中给出的允差应考虑: 可接受的允差应随所要求的 LCL 值和不同的频率而变化。图 9b)给出了一个合理的允差的示例。</p> <p>^d 实际的参数取决于(被测的)传输系统的规格和要求。有时(被测的)传输系统允许插入损耗超过 6 dB。AAN 的插入损耗取决于整个平衡电路的源阻抗和负载阻抗。阻抗的高低决定了插入损耗的大小, 具体值由制造商提供, 例如 100 Ω。另外, 制造商规定 AAN 平衡电路中的相位特性是有用的。</p> <p>^e 应该按照图 E.6 的测量布置图测量分压系数来对 AAN 进行校准。</p> <p>^f 取决于网络系统的参数, 如: 100 Ω 或 600 Ω。</p> <p>^g 取决于网络系统对平衡传输信号的插入损耗参数, 如: ≤2 MHz 或 ≤100 MHz。</p> <p>^h 若需覆盖全部的频率范围可能需要多个网络。</p>		

7.2 对同轴和其他屏蔽电缆的人工网络的要求

同轴电缆和其他屏蔽电缆用的人工网络用于(如: 通讯或射频)电缆屏蔽层非对称(共模)电压的测量(或注入), 同时允许通信或射频信号通过。其要求在表 6 中给出。

注 1: 在 GB 9254 中这类网络被称为同轴电缆或屏蔽电缆阻抗稳定网络(ISN)。

表 6 同轴电缆和其他类型的屏蔽电缆测量用人工网络的规范

a.	共模骚扰电压测量用的基本网络终端阻抗 ^a ● 幅度 ● 相位	150 Ω±20 Ω 0°±20°
b.	AE 端口与 EUT 端口之间的共模信号的去耦衰减 ^b	9 kHz~150 kHz: 待定, 0.15 MHz~30 MHz: >40 dB
c.	EUT 端口与 AE 端口之间的对(通信或射频)有用信号的插入损耗和传输带宽,包括特征阻抗	依系统要求而定 ^c
d.	EUT 端口与测量接收机端口之间的非对称电路的分压系数,该值应加到测量接收机读数中	典型值:9.5 dB ^d
e.	频率范围 (1)发射 (2)抗扰度	(0.009) 0.15 MHz~30 MHz 参见 GB/T 17626.6
<p>^a 人工网络的阻抗由(网络内部)扼流圈和电缆过壁连接器对地电容与 150 Ω 电阻的并联来决定。</p> <p>^b 由于 AE 端口同轴电缆的屏蔽层是直接与人工作网络的金属壳体连接,所以人工网络自身的去耦衰减不是问题。电磁发射(或抗扰度)测试时若按照这样的布置,最小的去耦衰减将能得到保证。</p> <p>^c 在 EUT 端口与 AE 端口之间的对(通信或射频)有用信号的插入损耗和传输带宽与屏蔽层和芯线导体之间的特征阻抗同样不是本部分的内容。它们应当根据系统的要求来确定。</p> <p>^d 人工网络的校准应通过测量分压系数来实现,该测量是按照图 F.2 的测量布置来进行的。</p>		

8 模拟手和串联 RC 元件

8.1 引言

在一些产品技术规范中,对没有地线与 EUT 金属部分连接且正常使用时为手持的 EUT,要求使用模拟手。带金属涂层的塑料机壳可能也要使用模拟手。模拟手用于 150 kHz~30 MHz(5 MHz~30 MHz是最关键的频率)的传导发射试验,以模拟操作人员手部对测量的影响。需要带模拟手评估的设备类型有:电动工具、家用设备,例如手持式搅拌器、电话、游戏杆、键盘等。

8.2 模拟手和 RC 元件的结构

模拟手中有个规定尺寸的金属箔(带),它被按规定的方式放在或缠绕在设备上通常被使用者接触的部分。

金属箔按规定的方式借助一个 RC 组件连到骚扰测量系统的参考点,该组件含有一个 C=220 pF±20%的电容串联一个 510 Ω±10%的电阻(见图 10a)。

模拟使用者手持设备手柄或设备机身的金属箔带通常 60 mm 宽。对键盘,可以用一个金属箔,或更可行地是用一个最大尺寸为 100 mm×300 mm 的金属板来放在键盘的上面。图 10 和图 11 给出了示例。

RC 组件和金属箔之间的连接线的长度应为 1 m。如果试验布置需要更长的连接线,则测量频率接近 30 MHz 时,该线的总电感应小于 1.4 μH。

当将整根互连线看作自由空间的一根线,传导发射试验的上限频率为 30 MHz 时,连接线的电感 L 应小于 1.4 μH。对于给定长度的连接线,由该要求和式(2)可以算出线的最小直径(单位:m):

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{4l}{d}\right) - 1 \right] \quad (\text{H}) \quad \dots\dots\dots(2)$$

式中:

μ——介电常数,大小为 4π×10⁻⁷ H/m;

l——线的长度,m;

d ——线的直径, m。

注: 当满足电感 $1.4 \mu\text{H}$ 的要求时, RC 网络的这个阻抗(指感抗)在 30 MHz 时将起主导作用。

8.3 模拟手的使用

当线长不超过 1 m 时, RC 组件和参考地之间连接线的最大长度要求将得到满足。例如, RC 组件既可以靠近金属箔放置也可以靠近参考点放置。如何选择取决于金属箔放置处骚扰源的内部共模阻抗(通常未知)、由互连线及其环境组成的传输线的特性阻抗。如果将发射测量的频率限制到 30 MHz, 则 RC 组件的位置就不重要了。RC 组件的一个实际位置(还考虑到复现性这一点)是位于人工电源网络或线路阻抗模拟网络的内部。

当测量电源的传导发射时, 参考点为人工电源网络(AMN)的参考地。当测量信号线或控制线上的发射时, 参考点为线路阻抗稳定网络(LISN)的参考地。使用模拟手的一般原则是: RC 组件的 M 端子应连到受试设备上任何暴露的、不旋转的金属部分, 以及连到所有随设备提供的固定或可拆卸手柄上缠绕的金属箔。表面有涂层或漆的金属件被认为是暴露的金属部分, 应直接与 RC 部件相连。

以下内容详细描述了模拟手的使用说明:

- a) 如果设备外壳全部为金属且已接地时, 则无需使用模拟手。
- b) 如果设备的外壳为绝缘材料, 则应将金属箔缠绕在手柄 B(图 10c))和第二手柄 D(如果有)上。还应在马达定子铁芯部位用 60 mm 宽的金属箔缠绕机身 C(见图 10c)), 或缠绕在变速器上(如果这样能得到更高的骚扰电平)。应将所有的这些金属箔(适用时还包括金属环或套管 A)一起连到 RC 组件的 M 端子。
- c) 如果设备外壳的一部分为金属, 另一部分为绝缘材料且为绝缘手柄时, 应在手柄 B 和 D(图 10c))处用金属箔缠绕。如果马达处的机身是非金属的, 则用 60 mm 宽的金属箔在马达定子铁芯位于的机身 C 处缠绕; 或缠绕在变速器上(如果是绝缘承重材料且测出了更大的骚扰电平)。机身的金属部分 A、缠绕手柄 B 和 D 的金属箔以及机身 C 处的金属箔相连后再连到 RC 组件的端子 M。
- d) 当 II 类设备(没有地线)有 A 和 B 两个绝缘手柄和金属机身 C 时, 例如电锯(图 10c)), 应将金属箔缠绕在手柄 A 和 B。在 A 和 B 处的金属箔和金属机身 C 相连后再连到 RC 组件的 M 端子。
- e) 图 11 给出了针对电话手柄和键盘的例子。对于电话手柄, 60 mm 宽的金属箔缠绕在手柄上并有一些重叠。对键盘, 金属箔或印制电路板应尽量覆盖整个按键区。当使用印制电路板时, 应将金属一面放在键盘上, 但尺寸不得超过 $300 \text{ mm} \times 100 \text{ mm}$ 。

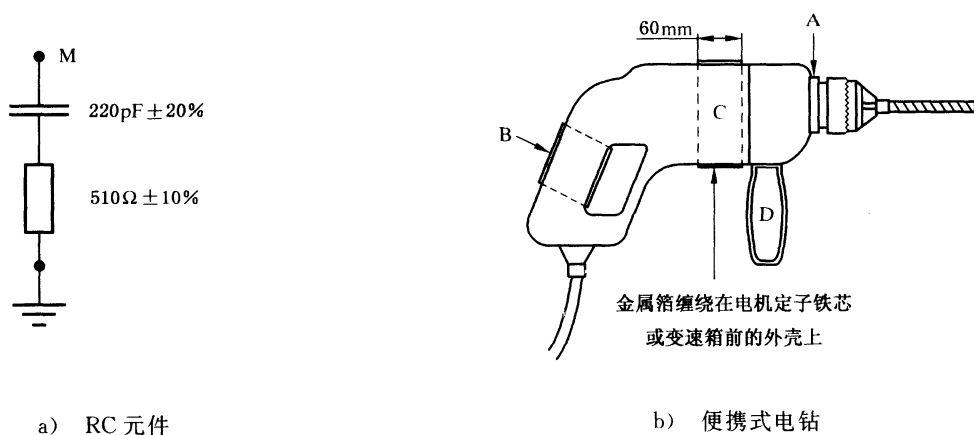
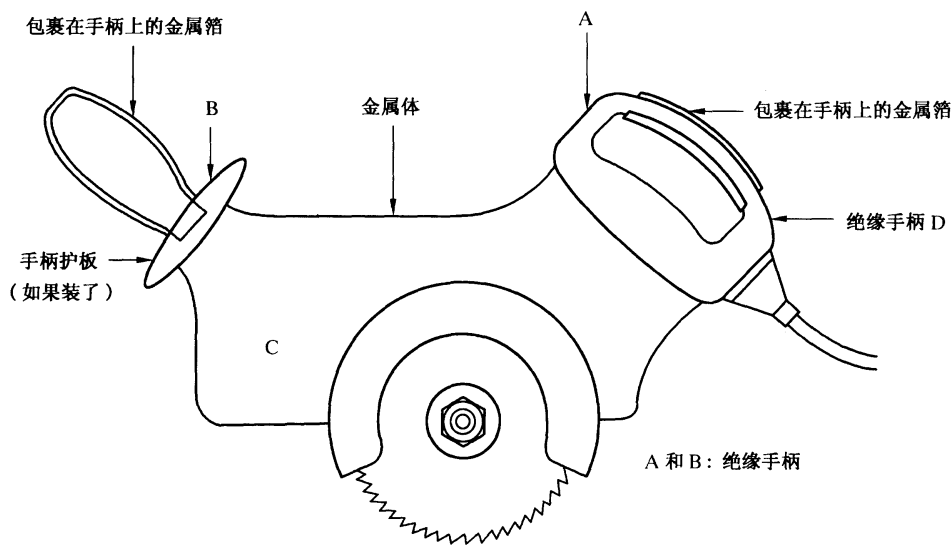
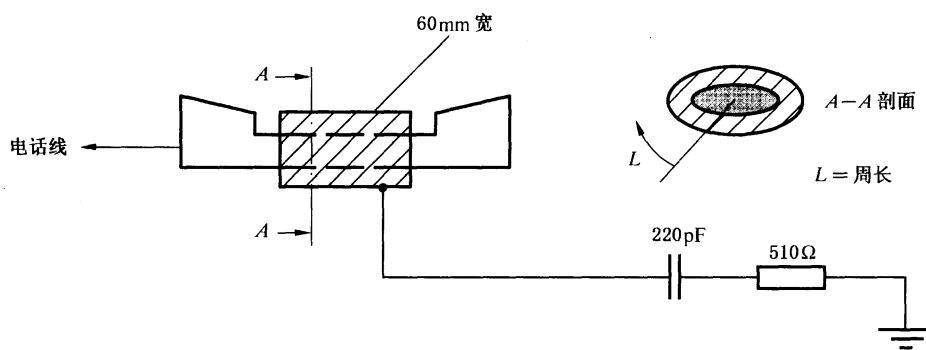


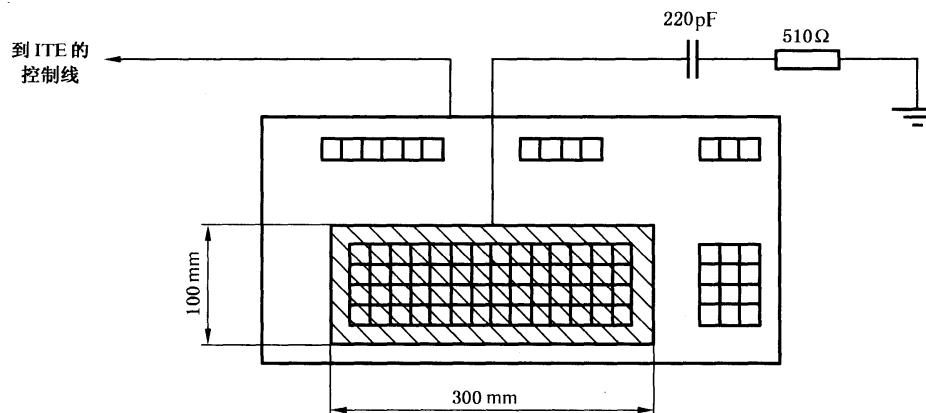
图 10 模拟手的应用



c) 便携式电锯
图 10 (续)



a) 模拟手应用于电话手柄



b) 模拟手应用于典型的键盘

模拟手包括一个金属箔,其尺寸如下:

a) 60 mm 宽,长度大于 L	指设备工作时需手持的那部分,或最大四个面(即一周)
b) 300 mm×100 mm	对键盘,金属箔应覆盖整个按键;或当键盘尺寸大于金属箔的最大尺寸时,覆盖部分键盘

图 11 模拟手应用于 ITE 的示例

附 录 A
(规范性附录)
人工电源网络
(第 4 章)

本附录进一步给出了用于射频电压测量的人工电源网络的有关资料和数据。人工电源网络的工作频率范围为 9 kHz~100 MHz,载流能力为 500 A。其中包括用于测量每根电源线与参考地之间的电压的 V 型网络和用于测量每根电源线之间的对称电压及电源线电气中点与参考地之间的不对称电压的 Δ 型网络。

A.1 概述

人工电源网络电路必须首先保证在其工作频率范围内提供规定的阻抗,其次还必须对电网中的寄生信号提供充分的隔离(至少应比测量接收机的测量电平低 10 dB),此外,还必须能够阻止电源电压施加到测量接收机的输入端。对每根电源线(单相两线制和三相四线制)都应做这样的处理:在用开关把测量接收机与受试电源线连接的同时,应为其他电源线提供正确的终端。下面给出的电路都具备这些功能。这些电路适用于单相两线制。扩展到三相四线制的使用也是容易实现的。

A.2 50 Ω /50 μ H+5 Ω V 型人工电源网络示例

图 4 给出了一个适用电路,其元件值列于表 A.1 中。图中 L_1, C_1, R_1, R_4 和 R_5 规定了网络阻抗, L_2, C_2 和 R_2 将电源寄生信号和电源阻抗的变化隔离开来, C_3 用来去除测量接收机和电源电压之间的耦合。这种结构使用时最大电流容量为 100 A。

表 A.1 50 Ω /50 μ H+5 Ω V 型人工电源网络的元件值

元件	数值
R_1	5 Ω
R_2	10 Ω
R_3	1 000 Ω
R_4	50 Ω
R_5	50 Ω (测量接收机的输入阻抗)
C_1	8 μ F
C_2	4 μ F
C_3	0.25 μ F
L_1	50 μ H
L_2	250 μ H

在 9 kHz~150 kHz 频率范围内的最低端, C_3 的 0.25 μ F 容量具有不可忽略的阻抗。除非另有规定,否则必须对该阻抗进行修正。

由于 C_1 和 C_2 的电容量很大,为了安全起见,网络盒壁应牢固焊接到参考地或者使用一个电源隔离变压器。

在 9 kHz~150 kHz 频率范围内,电感 L_2 的 Q 值不得低于 10。实际中,把相线和中线支路的两个电感线圈按相反的方向串联耦合(共用铁芯扼流圈)比较有利。

第 A.7 章给出了电感 L_1 的实用结构。对于工作电流大于 25 A 的设备, L_2 的结构也许不满足要

求。这种情况下,隔离部分 L_2, C_2 和 R_2 都可省去。其影响是当频率低于 150 kHz 时,网络的阻抗特性可能会超出第 4.2 条中的规定,并且电源噪声的隔离也不够充分。

这种电路同样可以满足第 4.3 条中对 50 Ω /50 μH V 型人工电源网络规定的要求。

A.3 50 Ω /50 μH V 型人工电源网络示例

表 A.2 列出了图 5 电路图中的元件值。 L_1, C_1, R_2, R_3 和 R_4 规定了网络阻抗。与图 4 示例不同,由于这个电路能够满足阻抗特性,所以没有隔离部分。然而,在电网噪声电平高的情况下,需用一只滤波器以减少寄生信号电平。这样构造的网络,使用时最大的电流容量达 100 A。

表 A.2 50 Ω /50 μH V 型人工电源网络的元件值

元件	数值
R_1	1 000 Ω
R_2	50 Ω
R_3	0 Ω
R_4	50 Ω (测量接收机的输入阻抗)
R_5	0 Ω
C_1	1 μF
C_2	0.1 μF
L_1	50 μH

由于 C_1 具有较大的电容量,所以,为安全起见,网络盒壁应与参考地可靠连接或者使用电源隔离变压器。

第 A.7 章给出了适用于电感 L_1 的结构。

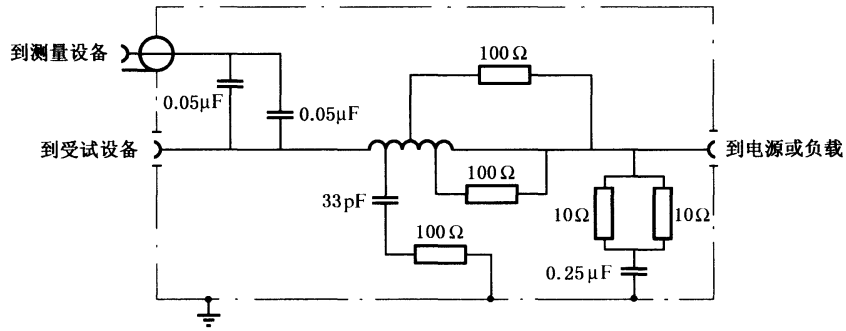
A.4 50 Ω /5 μH +1 Ω V 型人工电源网络示例

表 A.3 列出了图 5 所示电路的元件值,适用于 150 kHz~30 MHz 频率范围,电流最大容量可达 400 A。

表 A.3 50 Ω /5 μH +1 Ω V 型人工电源网络的元件值

元件	数值
R_1	1 000 Ω
R_2	50 Ω
R_3	0 Ω
R_4	50 Ω (测量接收机的输入阻抗)
R_5	1 Ω
C_1	2 μF (最小值)
C_2	0.1 μF
L_1	5 μH

图 A.1 给出了另外一种 50 Ω /5 μH +1 Ω V 型人工电源网络的电路图适用于 150 kHz~100 MHz 频率范围,电流最大容量可达 500 A。



注：线圈细节：5 μH，用 φ6 mm 的导线在 φ50 mm 的骨架上绕 18 匝，抽头在 3.5 匝、9 匝和 13.5 匝处。

图 A.1 用于低阻抗电源装置的 50 Ω/5 μH + 1 Ω V 型人工电源网络的电路图示例

A.5 150 Ω V 型人工电源网络示例

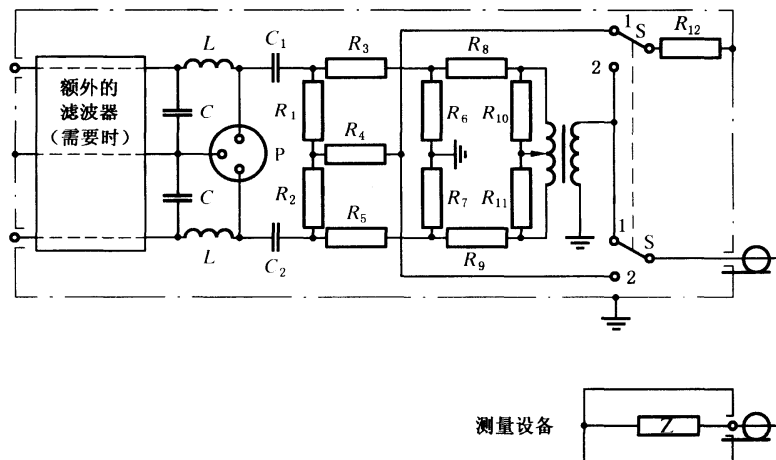
图 5 给出了该网络的电路图。表 A.4 给出了组成该电路的元件值。

表 A.4 150 Ω V 型人工电源网络元件值

元件	数值
R_1	1 000 Ω
R_2	150 Ω
R_3	100 Ω
R_4	50 Ω(测量接收机的输入阻抗)
R_5	0 Ω
C_1	1 μF
C_2	0.1 μF
L_1	能够达到规定阻抗的适当的值

A.6 150 Ω Δ 型人工电源网络示例

图 A.2 给出了一个适用的电路。表 A.5 给出了电路的元件值。



- P——受试设备插座；
- 1——对称分量；
- 2——不对称分量。

图 A.2 用于具有非平衡输入的测量设备的 Δ 型人工电源网络示例

表 A.5 150 Ω Δ 型人工电源网络元件值

元件	数值
R_1, R_2	118.7(120) Ω
R_3, R_5	152.9(150) Ω
R_4	390.7(390) Ω
R_6, R_7	275.7(270) Ω
R_8, R_9	22.8(22) Ω
R_{10}, R_{11}	107.8(110) Ω
R_{12}	50 Ω
C_1, C_2	0.1 μF
L, C	能够达到规定阻抗的适当的值

注 1: 假定平衡—不平衡变压器的匝数比为 1:2.5, 具有中心抽头。
注 2: 括号内的电阻值为允差 $\pm 5\%$ 的电阻系列中最近的优选值。

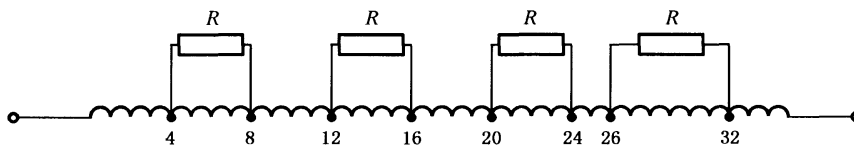
按电路图中的电阻值(括号内的数)计算出的网络性能如下:

衰减:	对称	20(20)dB
	不对称	20(19.9)dB
网络阻抗:	对称	150(150) Ω
	不对称	150(148) Ω

A.7 用于人工电源网络的 50 μH 电感线圈的设计

A.7.1 电感线圈

组成电感的螺线管线圈示于图 A.3。它是由 35 匝直径为 6 mm 的单层铜线以 8 mm 的间距缠绕在一个绝缘材料的线圈架上构成的, 金属壳外的感抗大于 50 μH , 金属壳内的感抗为 50 μH 。



注: 多个电阻 $R(430 \Omega \pm 10\%)$ 分别接于 4 匝与 8 匝处, 12 匝与 16 匝处, 20 匝与 24 匝处, 26 匝与 32 匝处。感抗为 50 μH 。

图 A.3 50 μH 电感电路示意图

电感线圈的直径为 130 mm, 为了改善电感线圈缠绕的电气稳定性, 在线圈支架上刻有 3 mm 深的螺旋槽, 并将金属线置于槽中。

为了改善电感线圈的高频特性, 可以采用线圈分段法缠绕。每段四匝, 且每段与 430 Ω 的电阻并联。这样能够抑制线圈内部的谐振, 否则谐振将会在一定频率范围内导致输入阻抗偏离规定的数值。

A.7.2 电感线圈盒

电感线圈以及网络中其他的元件都要安装在一金属盒上, 然后将其用金属盖扣紧。底部和侧面的金属盖应打孔, 以增加热耗散。盒子的几何尺寸为 360 mm \times 300 mm \times 180 mm。图 A.4 给出了结构示意图。

注: 建议网络负载终端应尽可能靠近线圈盒的一角, 以便在两个或两个以上的网络之间可用短线将它们的终端与用于连接受试设备的电源插座连接起来。

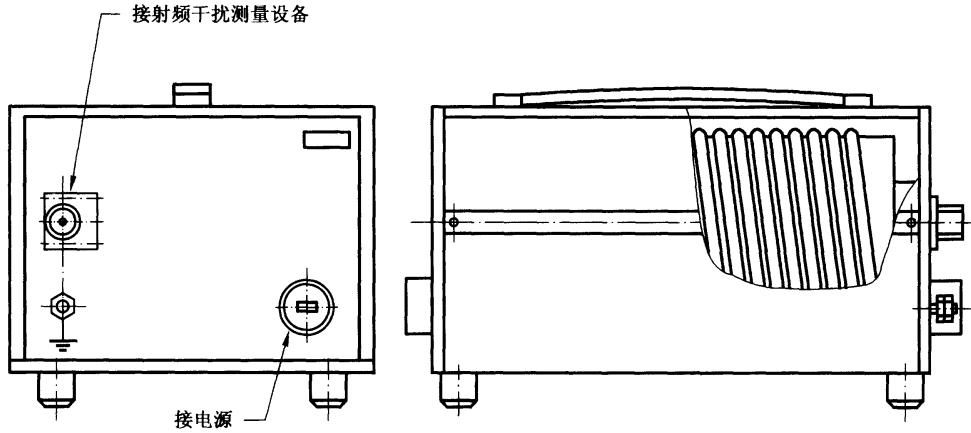
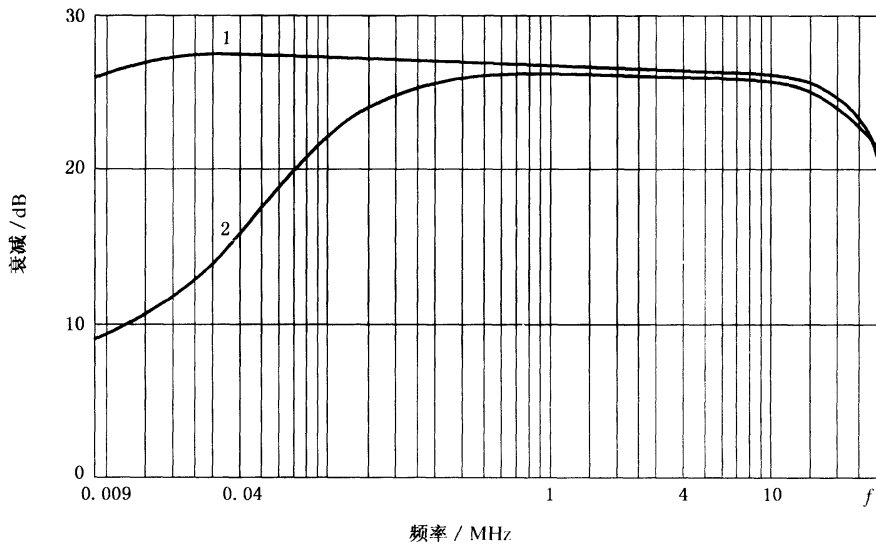


图 A.4 人工电源网络的全视图

A.7.3 电感线圈的隔离

当图 4 中的电路采用电感线圈,且又省去隔离部分 L_2 、 C_2 和 R_2 时,电网上的信号衰减如图 A.5 所示。此衰减曲线是在电源终端与无线电干扰测量设备的终端之间测定的。曲线 1 表示电源终端信号发生器的内阻抗为 $50\ \Omega$ 的情况,曲线 2 表示信号发生器的内阻抗随人工电源网络输入阻抗模的标称值而变化的情况(见图 A.5)。



曲线 1—— $Z_{\text{gen}} = R_{\text{gen}} = 50\ \Omega$;

曲线 2—— $Z_{\text{gen}} = |Z_{\text{inAMN}}|$

图 A.5 人工电源网络滤波器的衰减特性

A.8 V 型人工电源网络分压系数的测量

可以用图 A.6a)和图 A.6b)给出的试验布置来确定每种 V 型网络的分压系数。用网络分析仪,或信号发生器和测量接收机或带高阻(低电容)探头的 RF 电压表,在每根线上对每种内部连接(例如手动或远端切换)进行测量。EUT 端口没有连到 RF 端口的所有线都应端接 $50\ \Omega$ 。

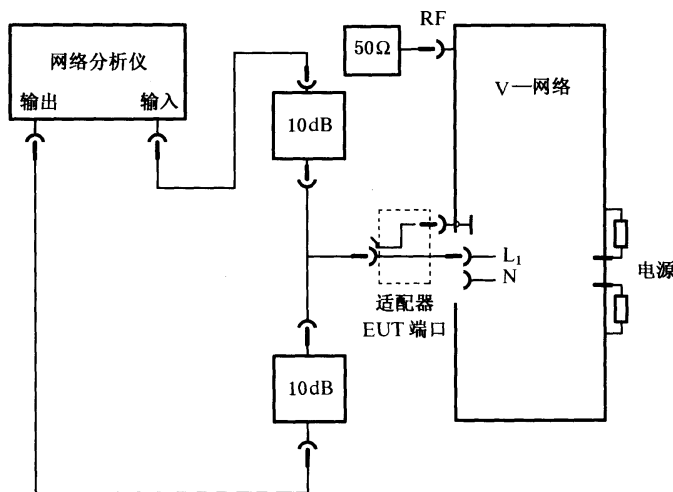


图 A. 6a 网络分析仪归一化的测试配置

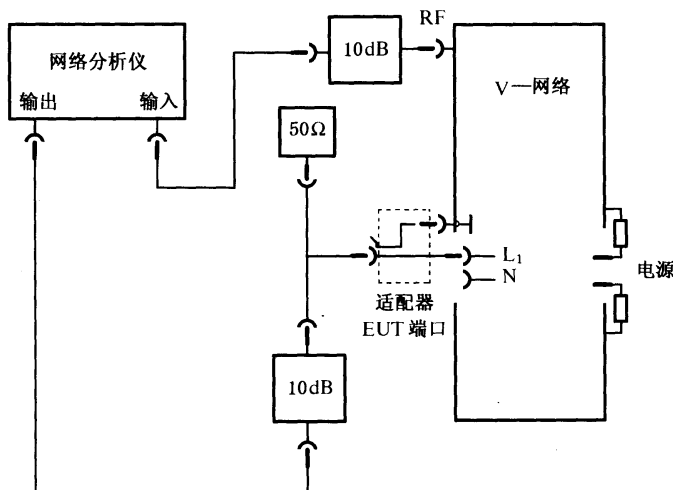


图 A. 6b 用网络分析仪测量分压系数的测试配置

由于 EUT 端口的输入阻抗与频率相关,所以需要用在 EUT 端口处测得的电平对网络分析仪来进行归一化。

如果使用信号发生器和带高阻探头的 RF 电压表,则信号需经一个 $50\ \Omega$ 衰减器向 EUT 端口馈入, RF 端口用 $50\ \Omega$ 负载端接。通过在 EUT 和 RF 端口的两次测量可以确定分压系数。

EUT 端口处使用的适配器的结构对校准起着关键的作用。其连接必须是低阻抗的, T 型连接器必须尽可能靠近 EUT 端口和接地端子。10 dB 衰减器用来提供准确的 $50\ \Omega$ 源和负载阻抗以便得到准确的测量。

电源端口的每根线应该用相对机壳具有 $50\ \Omega$ 的负载端接。

对 $150\ \Omega$ 的 V 型网络,必须考虑 EUT 端口和测量接收机端口之间(即 $150\ \Omega/50\ \Omega$)的分压系数。

附录 B

(资料性附录)

电流探头的结构、频率范围和校准

(第 5 章)

B.1 电流探头物理和电气方面的考虑

电流探头的物理尺寸应能容纳被测的最粗电缆,电气上应能承受流经电缆的最大功率电流并满足被测信号的频率范围。

电流探头通常呈环状,被测导线应放置在环的中心位置。现有的要求和制造厂的规范表明电流探头的环内径为 2 mm~30 cm。把次级线圈放置在环体内,以此来实现卡式电流钳的功能。把环形铁芯和线圈屏蔽起来,以阻止静电耦合。屏蔽的间隙应不致使传感器中匝数缩减太多。

用于干扰测量的典型电流探头的次级匝数为 7~8 匝。它是一个最佳匝数比,能够获得最宽的平坦频率范围和 1 Ω 或更低的插入阻抗。在 100 kHz 以下的频率范围,使用硅钢片铁芯。在 100 kHz~400 MHz 频率范围,使用铁氧体芯;在 200 MHz~1 000 MHz 频率范围,使用空心,并配有平衡—不平衡 50 Ω 输出变换器。图 B.1 示出了典型电流探头的结构示意图。

电流探头通常作为骚扰测量的传感部件。因此,电流探头被设计成将骚扰电流转变成测量接收机可以检测的电压。电流探头的灵敏度可方便地用转移阻抗表示。转移阻抗定义为次级电压(一般跨接 50 Ω 电阻负载)与初级电流之比,有时也用转移导纳表示。

电流探头和测量接收机的总灵敏度也是测量接收机灵敏度的函数。导线中最小可测骚扰电流为测量接收机灵敏度(V)与电流探头转移阻抗(Ω)之比。例如:如果使用灵敏度为 1 μV 测量接收机和转移阻抗为 10 Ω 的电流探头,那么最小可测电流为 0.1 μA。然而,如果使用灵敏度为 10 μV 测量接收机和转移阻抗为 1 Ω 的电流探头,则最小可测电流为 10 μA。为了得到最高灵敏度,转移阻抗应尽可能的高。

转移阻抗通常用相对 1 Ω 的分贝(dB)表示。这是一个便于与更通用的骚扰分贝单位(相对于 1 μV 或 1 μA)发生相关的单位(相对 1 Ω 的 Z_T 分贝数可表示为 $20\lg Z_T$)。

B.2 电流探头的等效电路

根据一般变压器的理论,电流探头可以用精确的等效电路表示。由于从许多的标准教材⁴⁾可以看到,在此不必重复该电路。经过对精确电路及其导出方程大量简化,转移阻抗可以从下述方程求出:

高频时:

$$Z_T = \frac{\omega M}{\left[\left(\frac{\omega L}{R_L} \right)^2 + (\omega^2 LC - 1)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \dots\dots\dots (B.1)$$

中频时:

$$Z_T = \frac{MR_L}{L} (\text{当 } \omega^2 LC = 1 \text{ 时}) \dots\dots\dots (B.2)$$

低频时:

$$Z_T = \frac{\omega M}{\left[\left(\frac{\omega L}{R_L} \right)^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}}} \dots\dots\dots (B.3)$$

4) MIT staff; Magnetic Circuits and Transformers, John Wiley & sma, Inc, New Nork, N. Y., 1947.

式中：

Z_T ——转移阻抗；

M ——初级和次级线圈之间的互感；

L ——次级线圈电感；

R_L ——次级负载阻抗(通常 50Ω)；

C ——次级分布电容；

ω ——角频率(单位:rad/s)。

从上述方程可以得出如下结论：

- a) 负载恒定时,中心频率最大转移阻抗直接正比于互感与次级感抗之比(R_L 为常量)；
- b) 当次级分布电容的容抗与负载电阻相等时,出现高频率半功率点。

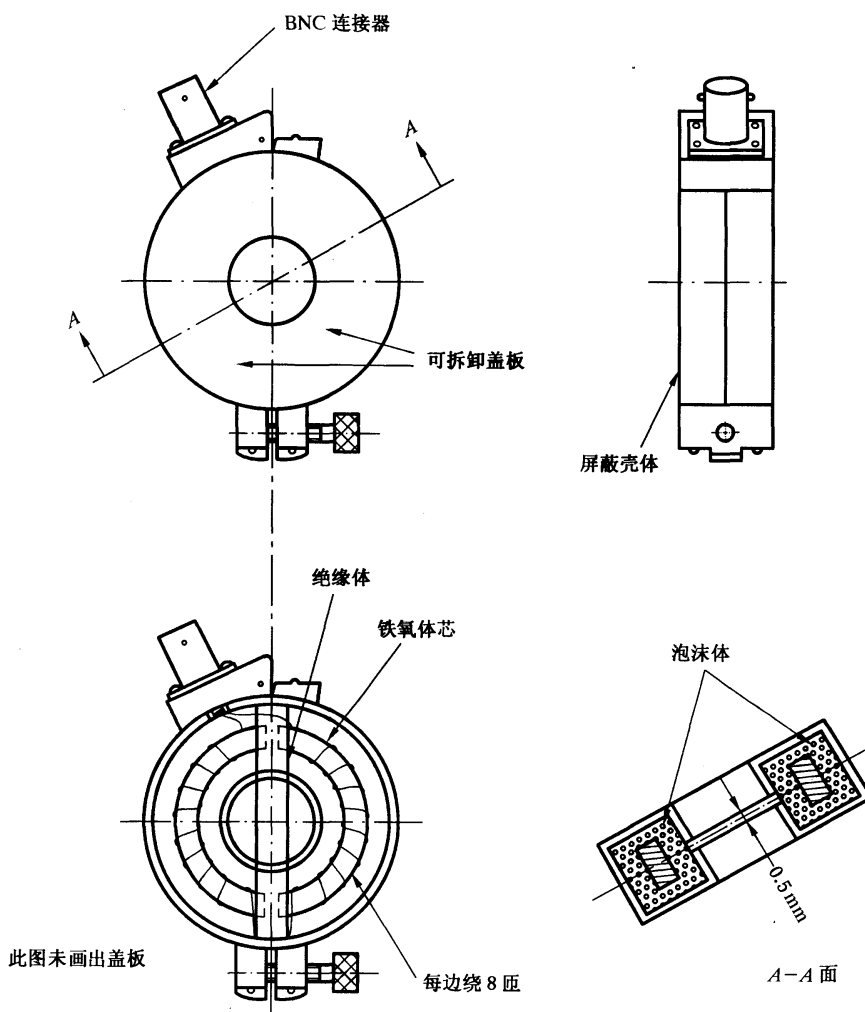


图 B.1 典型电流探头结构示意图

B.3 电流探头测量中的有害效应

因为电流探头基本上是一个环形变换器,所以次级阻抗会反射到初级。对于匝数为 8,负载为 50Ω 的次级线圈,典型的插入阻抗约为 1Ω 。只要被测电路的源和负载阻抗之和大于 1Ω ,那么电流探头的应用不会明显改变初级电流。然而,如果电路的源阻抗和负载阻抗之和小于其插入阻抗,那么电流探头的使用就可能明显地改变初级电流。

一种用来测量初级电源线上骚扰电流的电流探头,其载流范围可达直流 300 A 或者交流 100 A。电流探头也可以用来测量产生于器件外部周围的强磁场。电流探头的转移阻抗必须不受电源电流或磁通密度的影响。因此,磁路的设计应不使其出现磁饱和。由于交流电源电流的频率可能在 20 Hz~15 kHz 范围,所以在这些频率上,电流探头的输出很可能损坏与其相连的接收机的输入电路。可行的解决办法是在电流探头与接收机之间插入一个电源频率的抑制滤波器。图 B.2 示出了一个截止频率为 9 kHz 高通滤波器。

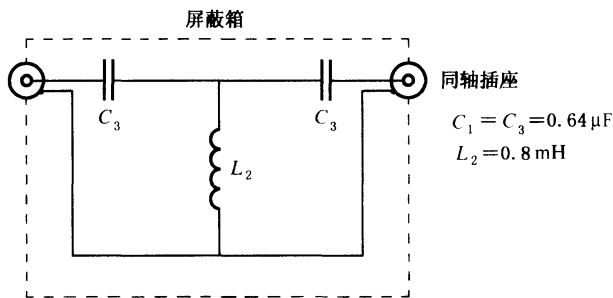


图 B.2 截止频率为 9 kHz 高通滤波器

B.4 电流探头典型的频响特性

图 B.3 示出了电流探头典型的频率特性,在通带 100 kHz~100 MHz 和 (30~300) MHz 以及 (200~1 000) MHz 范围内具有平坦的特性。

B.5 电流探头的屏蔽结构

带有导电(例如,铜、黄铜等)屏蔽结构的电流探头可以用来测量两线(相线和中线)电路中的共模和差模骚扰电流。这种方式适用于 100 kHz~20 MHz 频段,其基本特性就是一个改进了的含有高通滤波器的射频电流探头。高通滤波器的目的是为了保证在电流探头的输出端有效地抑制电源频率电流。测试布置见 GB/T 6113.201。

B.5.1 理论模型

图 B.4a)给出了用于电流测量的人工电源网络装置。

骚扰电流的分量: I_1 为电源线相线电流, I_2 为电源线中线电流, I_C 为共模电流, I_D 为差模电流。

注:假设 I_1 和 I_2 之间的相角为零。这是导线长度小于 1 m、频率低于 30 MHz 的情况。

从图 B.4a)和图 B.4b)可以看出上述电流之间存在如下关系:

$$I_1 = I_C + I_D \quad \dots\dots\dots (B.4)$$

$$I_2 = I_C - I_D \quad \dots\dots\dots (B.5)$$

$$2I_C = I_1 + I_2 \quad \dots\dots\dots (B.6)$$

$$I_D = I_1 - I_2 \quad \dots\dots\dots (B.7)$$

因此,若只想得到共模电流,则环绕导线的卡式电流钳的输出应为 I_1 和 I_2 之和,而 I_1 与 I_2 之差仅为对称电流的输出。因为对于共模电流方程中的系数为 2,所以仅对共模电流的测量应减去 6 dB 的修正值(见图 B.4b)。

B.5.2 屏蔽结构

所需要的附加屏蔽如图 B.5。其尺寸大小是相对于具有直径为 51 mm 的中心孔径电流探头标出的。对于其他大小的电流探头,其尺寸按比例标出。

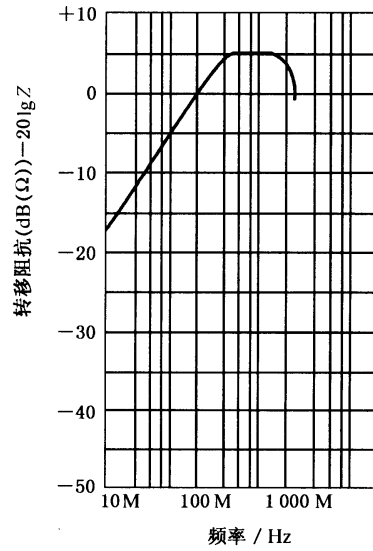
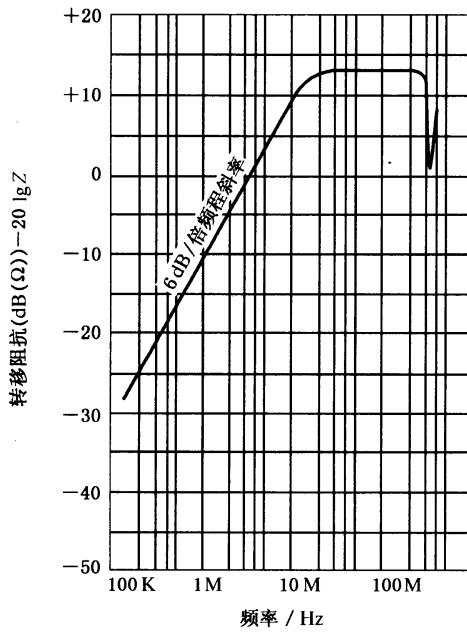
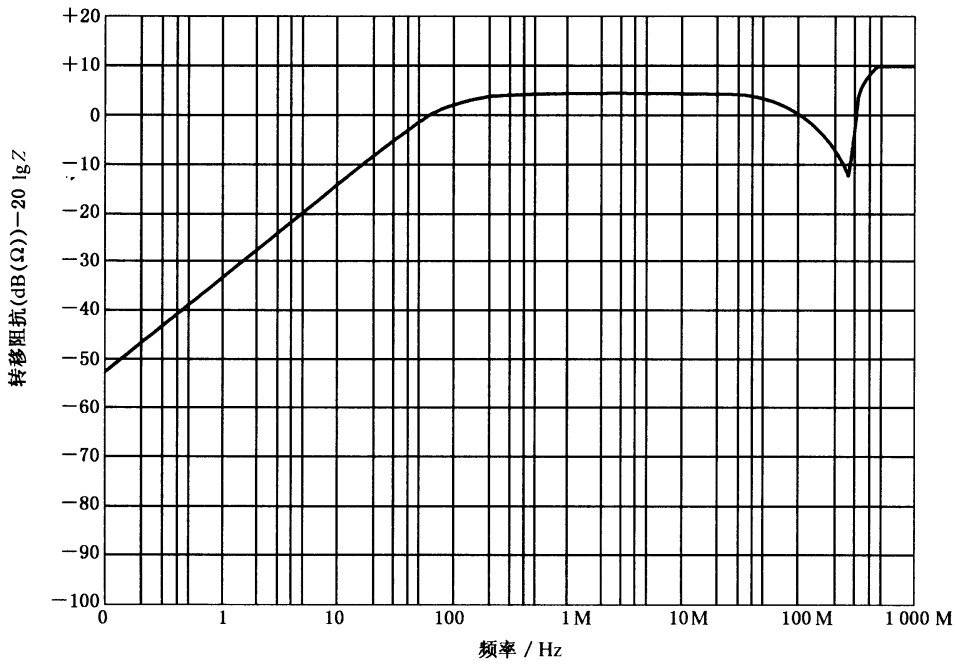


图 B.3 典型电流探头的转移阻抗(见第 B.4 章)

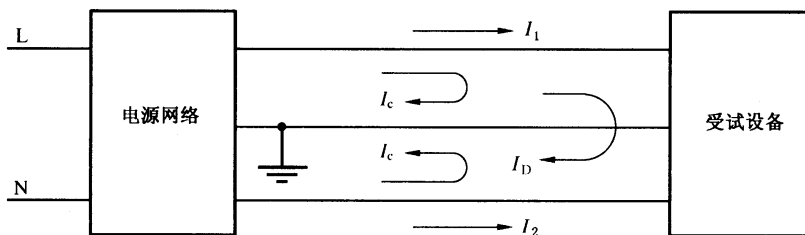
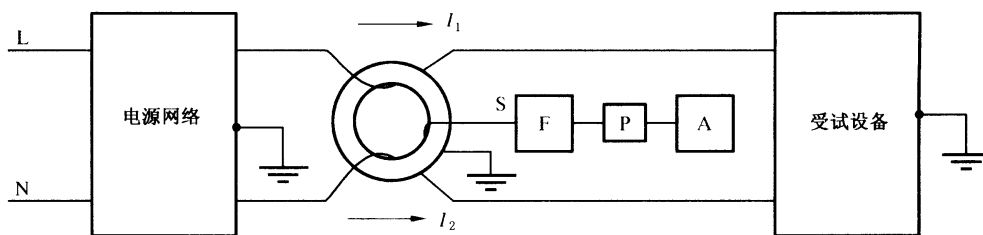


图 B.4 a) 骚扰电流测试电路图



S——次级；
 F——高通滤波器；
 P——衰减器；
 A——分析仪或接收机。

图 B.4 b) 区分共模和差模噪声的测试电路图

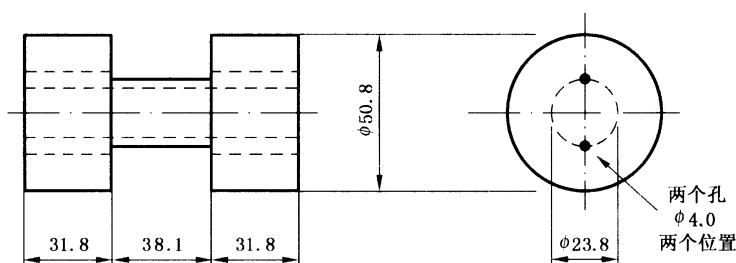


图 B.5 用于电流变换器的屏蔽结构图

(材料应呈高电导性,例如铜或黄铜)

这种结构用来放置电流探头内的未屏蔽导线,并且当电流探头输出单点接地时,它可以对任何外部的耦合提供附加的屏蔽。将 0.75 mm^2 的绝缘多股线穿过铜屏蔽体上的孔洞,并用接线柱固定在两端。其中一端与来自人工电源网络的屏蔽引线相连,另一端与来自受试设备的屏蔽引线相连。屏蔽体的中心孔径由绝缘胶带构成,以便绝缘多股线能紧固在截槽中,于是,当电流探头被扣紧时,使得屏蔽体的这一部分能够与电流探头紧密结合。

屏蔽体的放置应使引线垂直于探头一分为二的截面。此外,保证图 B.5 所示的屏蔽结构与电流探头壳体的绝缘,以防止电流探头壳体中的气隙被短路也是很重要的。

B.5.3 高通滤波器

如果需要,在电流探头的输出与测量接收机之间插入一个高通滤波器,该滤波器可以是测量接收机的一个组成部分(见图 B.2 和图 B.4b))。

B.6 电流探头的校准

电流探头的校准可以用一个夹具来进行。该夹具由同轴适配器的两半组成。当将电流探头装配其上时,便形成了一根同轴线:包裹着电流探头的为外导体,穿过探头口径的为内导体(见图 B.8)。

校准等效电路示于图 B.6。当同轴线匹配良好时,流经内导体的电流 I_p 可通过测量线上的电压 V_1 来计算。如果探头用金属体作为屏蔽体就应考虑将夹具设计成性能良好的同轴线。如果电流探头的电压输出为 V_2 ,转移导纳可由下式算出:

$$k = V_1 - V_2 - 34 \dots\dots\dots (B.8)$$

式中:

k ——转移导纳,dBS;

V_1 ——同轴线上的射频电压, dB μ V;

V_2 ——探头输出的射频电压, dB μ V;

系数 34 对应于 50 Ω 的负载阻抗。

转移导纳 k 通常用来计算被测电流 I_P 的值(单位 dB μ A), 公式如下:

$$I_P = V_2 + k \quad \dots\dots\dots (B.9)$$

式中:

I_P ——dB μ A;

V_2 ——dB μ V;

k ——dBS。

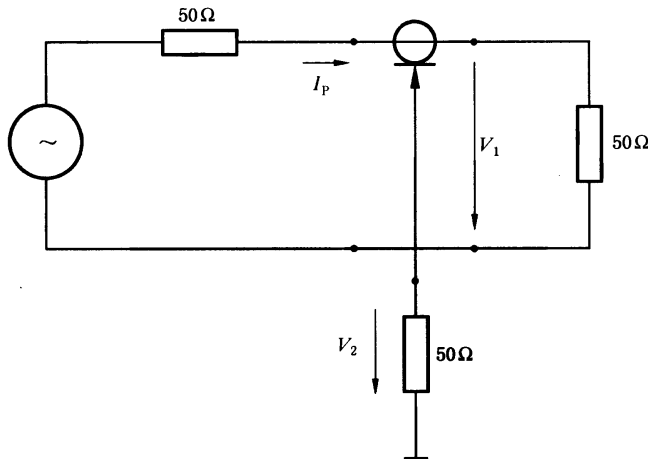


图 B.6 用于电流探头系数 k 测量的带有同轴适配器和电流探头的电路图

图 B.7 示出了典型的校准结果。图 B.8a)和图 B.8b)分别示出了同轴适配器夹具的回波损耗和照片。

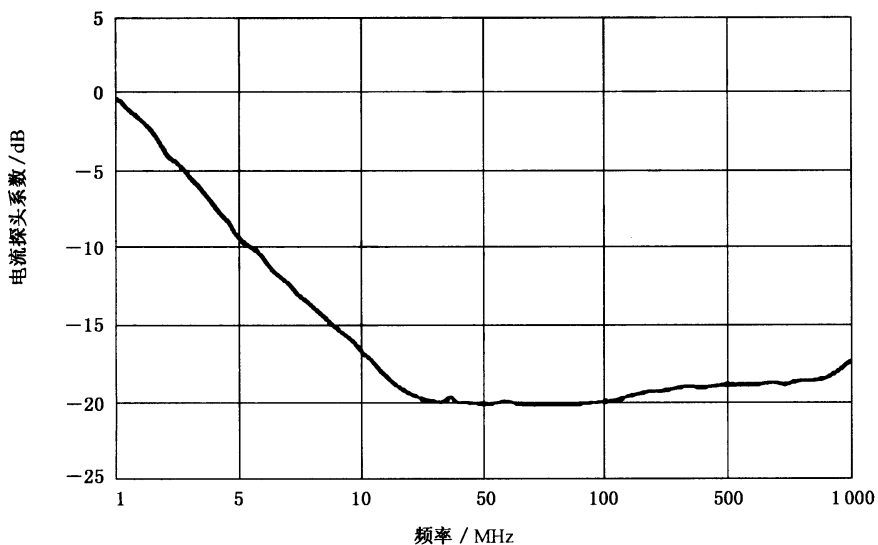


图 B.7 作为频率函数的电流探头系数 k

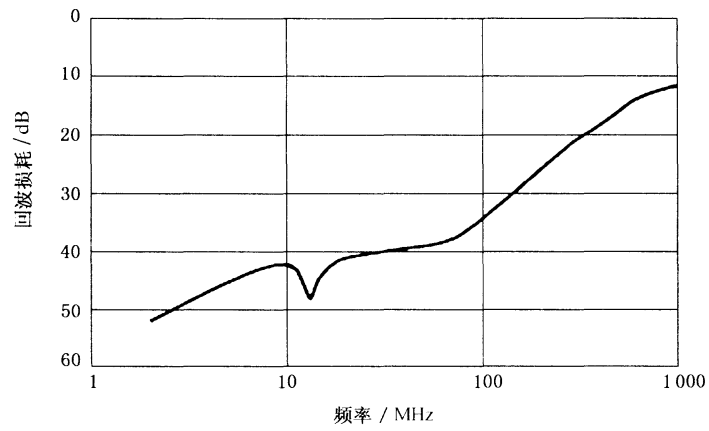


图 B.8 a) 回波损耗

同轴适配器(见图 B.8b))端接 $50\ \Omega$ 、内有电流探头时的回波损耗。电流探头也端接 $50\ \Omega$ 。

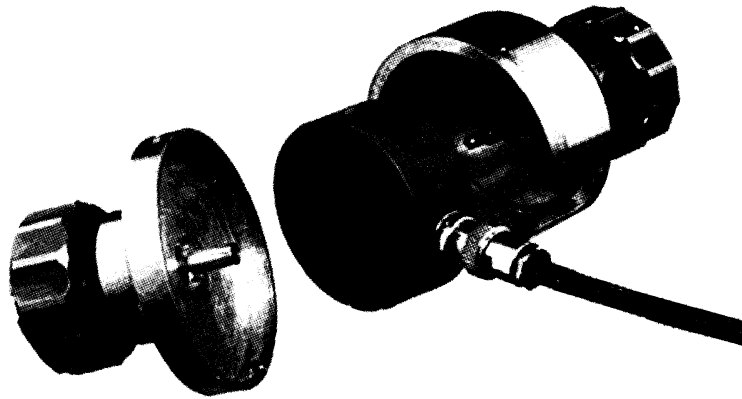


图 B.8 b) 同轴适配器两半之间的电流探头

附录 C

(资料性附录)

电流注入耦合单元的结构, 频率范围 0.15 MHz~30 MHz

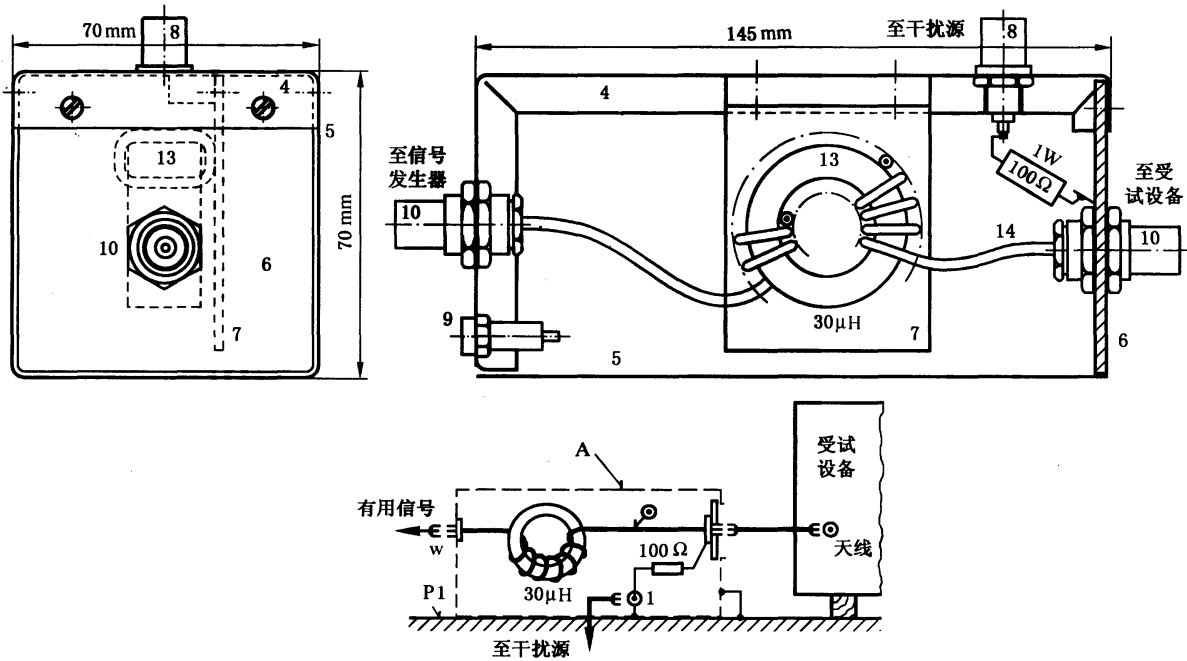
(第 6 章)

C.1 用于同轴天线输入的 A 型耦合单元

A 型耦合单元的电路和结构示意图与图 C.1 所示的 A 型单元相似, 只是所用的电感值为 280 μH 。
280 μH 电感的结构:

磁芯: 将材料为 4C6 的(或等效的)2 个铁氧体环叠在一起。其外径为 36 mm, 内径为 23 mm, 厚度为 30 mm。

绕组: 用全屏蔽的小型同轴电缆绕 28 匝, 例如线径为 0.9 mm, 其外包有外径为 1.5 mm 的绝缘塑料护套的微型同轴电缆。



- 4,5——金属盒(145 mm×70 mm×70 mm),5 连接到接地平板 P1;
- 6——前面板(绝缘材料);
- 7——扼流圈的支架板;
- 8——BNC 同轴连接器,50 Ω ;
- 9——接地插座;
- 10——BNC 同轴连接器;
- 13——4C6 型铁氧体环($\varnothing 36 \times \varnothing 23 \times 15$ mm),用同轴电缆缠绕 14 匝;
- 14——同轴电缆;外径 2.4 mm;
- P1——接地平板。

图 C.1 用于同轴输入的 A 型耦合单元的电路和结构示例(见第 C.1 和 D.2 章)

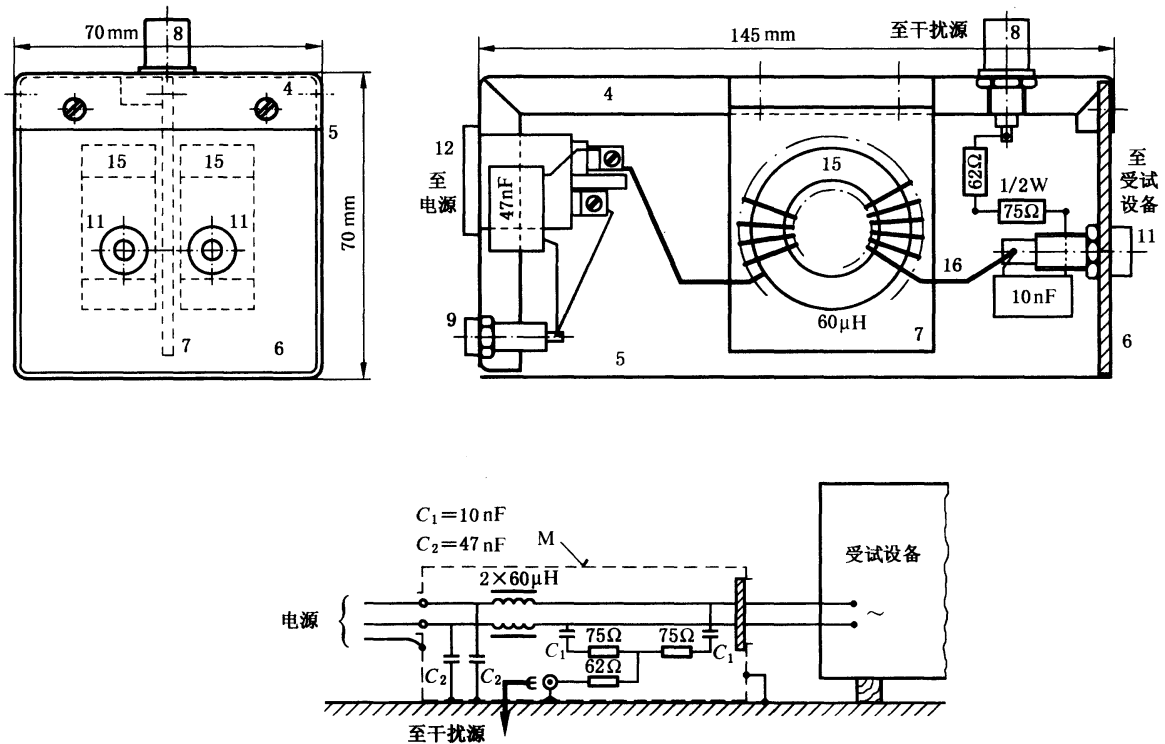
C.2 用于电源线的 M 型耦合单元

M 型耦合单元的电路和结构示意图与图 C.2 所示的 M 型耦合单元相似,只是所用的电感值为 $560\ \mu\text{H}$,电容 C_1 为 $0.1\ \mu\text{F}$, C_2 为 $0.47\ \mu\text{F}$ 。

$560\ \mu\text{H}$ 电感的结构:

磁芯:2 个材料为 4C6 的(或等效的)铁氧体环叠在一起。其外径为 $36\ \text{mm}$,内径为 $23\ \text{mm}$,厚度为 $30\ \text{mm}$ 。

绕组:用绝缘铜绕线绕 40 匝,线径为 $1.5\ \text{mm}$ 。



- 4~9——见 A 型耦合单元;
- 11——受试设备的电源插座(两个绝缘香蕉插头);
- 12——电源插座(2P+地);
- 15——两个 4C6 型铁氧体环($\text{O}36 \times \text{O}23 \times 15\ \text{mm}$),每个 20 匝;
- 16——绝缘铜线,外径 $\text{O}0.8\ \text{mm}$ 。

图 C.2 用于电源线的 M 型耦合单元的电路和结构示例(见第 C.2 和 D.2 章)

C.3 用于扬声器引线上的 L 型耦合单元

L 型耦合单元的电路和结构示意图与图 C.3 所示的 L 型耦合单元相似,只是使用了两个大小为 $560\ \mu\text{H}$ 电感, C_1 为 $47\ \text{nF}$, C_2 为 $0.22\ \mu\text{F}$ 。

$560\ \mu\text{H}$ 扼流圈的结构:

磁芯:一个材料为 4C6 的(或等效的)铁氧体环。其外径为 $36\ \text{mm}$,内径为 $23\ \text{mm}$,厚度为 $15\ \text{mm}$ 。

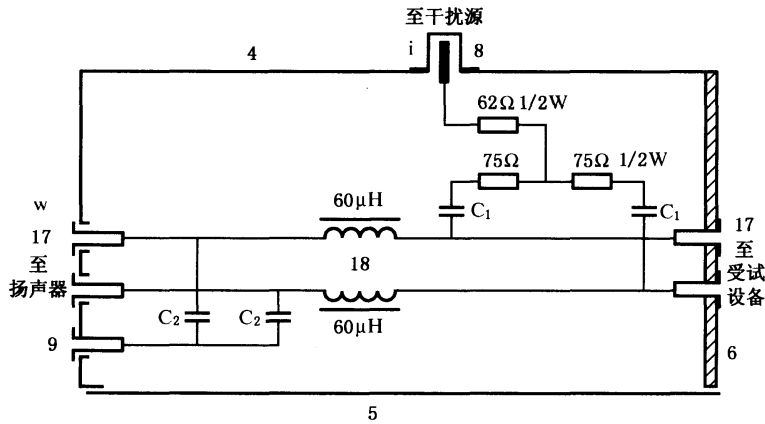
绕组:用漆绝缘双股并行的绕线绕 56 匝,线径为 $0.4\ \text{mm}$ 。

注:4C6 型磁性铁氧体的特性:

相对起始磁导率—— $\mu_r = 120$

损耗因子—— $2\ \text{MHz}$ 时 $\tan\delta/\mu_r < 40$, $10\ \text{MHz}$ 时 $\tan\delta/\mu_r < 100$

电阻率—— $\rho = 10\ \text{k}\Omega\text{m}$



- 4、5、6、8、9——见 A 型耦合单元(包括结构);
- 17——绝缘香蕉插座;
- 18——两个 $60\ \mu\text{H}$ 电感, 每个电感:
磁芯: 一个 4C6 型铁氧体芯($\text{Ø}36 \times \text{Ø}23 \times 15\ \text{mm}$);
匝数: 外径为 1.2 mm 铜绝缘线绕 20 周;
电感安装: 见 M 型单元;
- $C_1 = 10\ \text{nF}$ $C_2 = 47\ \text{nF}$

图 C.3 用于扬声器引线的 L 型耦合单元的电路图(见第 D.2 章)

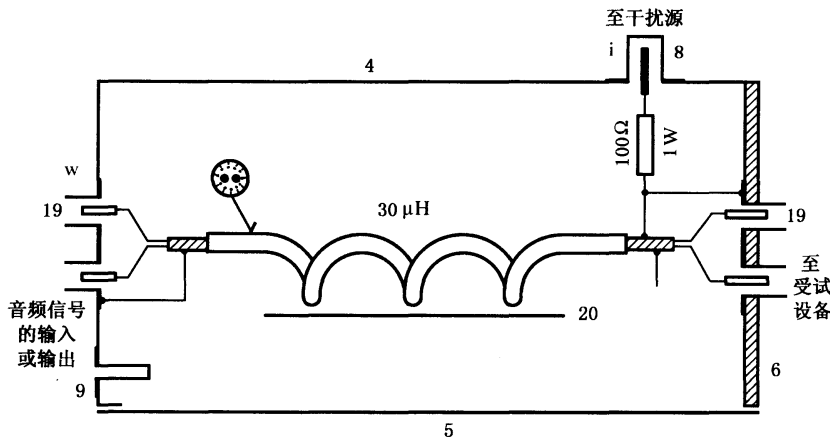
C.4 用于音频信号的 Sw 型耦合单元

Sw 耦合单元的电路和结构示意图与图 C.4 所示的 SW 型耦合单元相似, 只是使用了第 C.1 章中所述的 $280\ \mu\text{H}$ 电感。屏蔽电缆可以是音频类型, 其直径不应大于 2.1 mm。

注: 如果受试设备使用的双声道信号电缆是连在一起的, 那么第 C.1 章所述的 A 型耦合单元正可用于此。

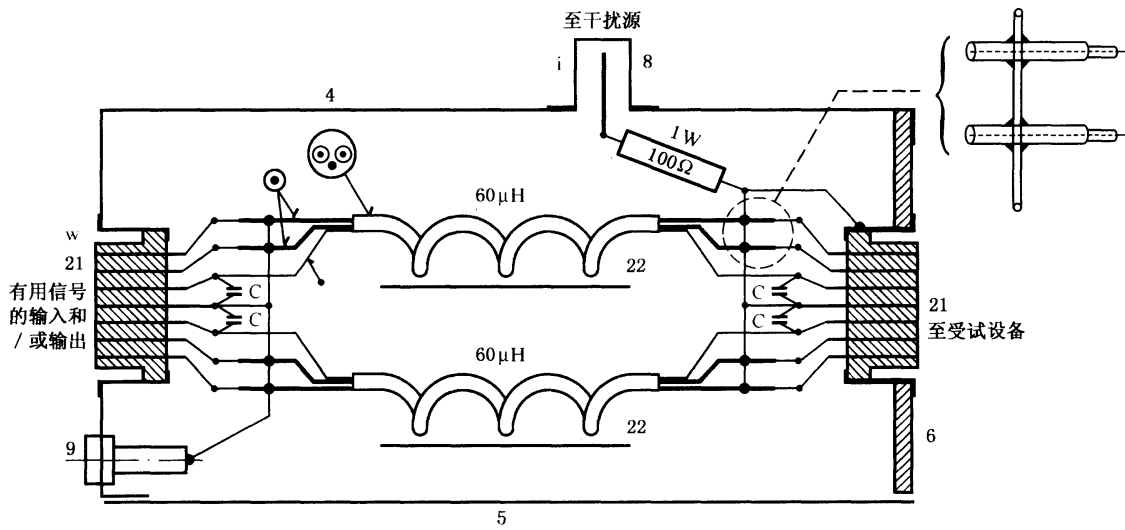
C.5 用于音频视频和控制信号的 Sw 型耦合单元

Sw 型耦合单元的电路和结构示意图与图 C.5 所示的单元相似, 只是使用了第 C.2 章中所述的 $560\ \mu\text{H}$ 电感。三线电缆的外径不应超过 1.5 mm。这可用下述方法实现: 用 2 根 UT-20 型微型同轴电缆(直径为 0.6 mm)和一根直径为 0.3 mm 的漆绝缘铜线。



- 4、5、6、8、9——见 A 型耦合单元;
- 19——插座;
- 20—— $30\ \mu\text{H}$ 电感,
电感铁芯: 一个 4C6 型铁氧体环($\text{Ø}36 \times \text{Ø}23 \times 15\ \text{mm}$);
线圈: 屏蔽双绞线电缆绕 14 匝, 绝缘外径 2.8 mm。
电感安装: 见 A 型单元。

图 C.4 用于音频信号的 Sw 型耦合单元的电路图和简化结构示意图(见第 D.2 章)



4、5、6、8、9——见 A 型耦合单元；

21——多芯插座(如 7 针的 DIN 插座)；

22——两个 $60 \mu\text{H}$ 电感,每个电感含有一个材料为 4C6 的铁氧体环($\text{O}36 \times \text{O}23 \times 15 \text{ mm}$),

线圈:用三线电缆绕 20 圈；

电缆:由两个外径为 0.9 mm 的 UT-34 型微型同轴电缆和一根直径为 0.4 mm 的漆包线组成,三线
电缆的外径为 2.4 mm。

电感安装:见 M 型单元；

$C=1 \text{ nF}$ (如信号源许可还可更大些)

图 C.5 用于音频、视频和控制信号的 Sw 型耦合单元的电路图和简化结构示意图(见第 D.2 章)

附录 D

(资料性附录)

用于传导电流抗扰度测量的耦合单元的工作原理和举例

(第 6 章)

D.1 工作原理

图 D.1 说明了工作原理。电感 L 对注入电流呈高阻抗。滤波器 L/C₂ 用来隔离测试设备(有用信号发生器或辅助设备);如果是交直流两用的,则可将 C₁ 短路, C₂ 去除。骚扰电流由源阻抗为 50 Ω 的信号发生器提供,并通过 100 Ω 的电阻 R₁ 和隔直电容 C₁(如果需要的话)将其注入到导线或同轴电缆屏蔽层。

D.2 耦合单元的类型及其结构

使用下面类型的耦合单元:

A 型:射频同轴单元用于射频范围载有有用信号的同轴线的抗扰度测量。其结构详图示于图 C.1。

将 100 Ω 的电阻(与 50 Ω 骚扰信号源形成 150 Ω 的源阻抗)连接到耦合单元同轴输出连接器的屏蔽层上。

M 型:M 型单元用于电源线的抗扰度测量。其结构详图示于图 C.2。骚扰电流通过连接于两线之间的 100 Ω 等效电阻不对称地注入电源线。这种单元与△型人工电源网络相似,从受试设备端看,则呈现 150 Ω 阻性的对称和不对称的等效阻抗。

L 型:L 型单元用于扬声器引线的抗扰度测量,其结构详图示于图 C.3。骚扰源阻抗的构成与 M 型单元相同。

Sw 和 Sr 型:这两种类型的耦合单元是为音频、视频和其他辅助设备引线的抗扰度测量而设计的。它们采用多芯型单元,以便适应多种不同芯数、不同结构连接器的测量需求。如下所述:

Sw 型:这种单元为音频、射频、控制和其他信号提供通路。这种情况下,为了确保骚扰信号直接注入到受试设备,需要滤波。其结构详图示于图 C.4。图中绕在磁环上的屏蔽双芯线,可为音频信号提供简单的滤波。对于多引线电缆,由于结构上的原因,可将引线分成单股后再绕到磁环上(见图 C.5)。上述两种情况,骚扰电流通过 100 Ω 的电阻注入到输出连接器屏蔽外壳和接地点以及屏蔽引线的屏蔽层,然后通过电容器注入到其他(未屏蔽的)引线。

Sr 型:Sr 型单元设计用于不要求有信号通路的场合。电缆中所有的引线都应端接匹配的负载阻抗。其结构详图示于图 D.2。骚扰电流通过 100 Ω 电阻注入到连接器的接地屏蔽壳和接地插针上,同时也注入到那些接有负载电阻(R₁~R_n)的对应点上。注意图 C.4 和图 C.5 示出的单元如能正确端接负载也可用于此目的。

如果骚扰信号发生器的源阻抗不是 50 Ω,就应调整串联电阻的阻值以得到要求的 150 Ω。

图 C.1~图 C.5 和图 D.1、图 D.2 示出的射频扼流圈,在 1.5~150 MHz 的频率范围,其电感值为 30 μH,或 2 个 60 μH 的并联值;在 0.15~30 MHz 频率范围,其电感值为 280 μH 或 2 个 560 μH 的并联值。附录 C 描述了扼流圈的结构。

为了尽可能地减小耦合单元输出端的分布电容,设计阶段就应引起重视。注意对于那些耦合单元的金属壳体,应采用大截面积铜编织带将其可靠地连接到接地平板。

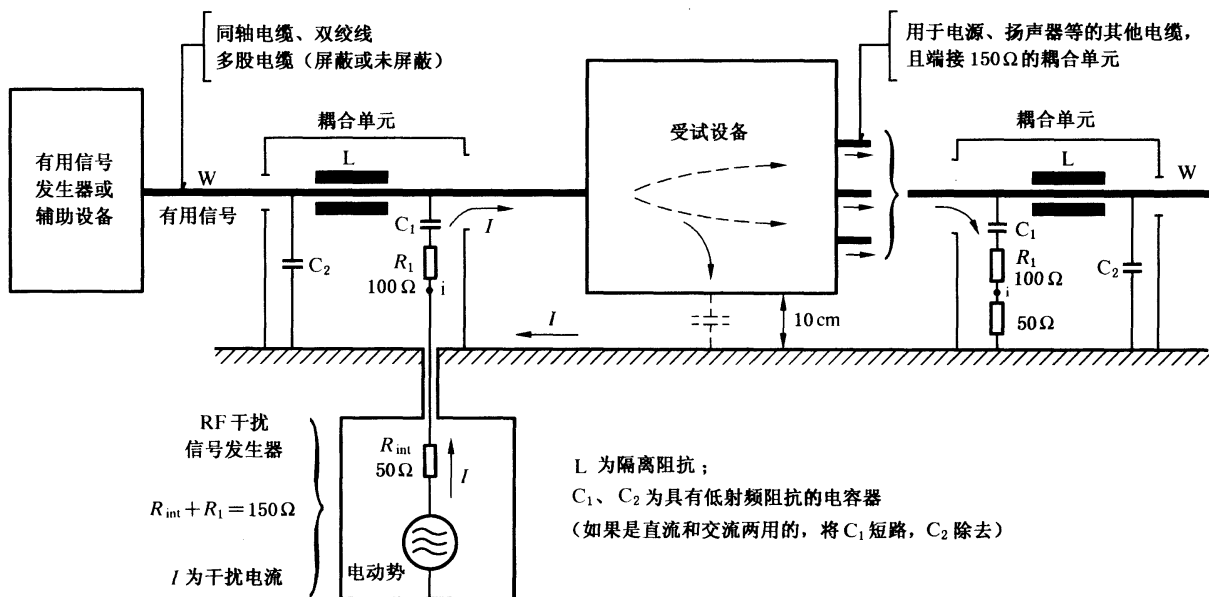
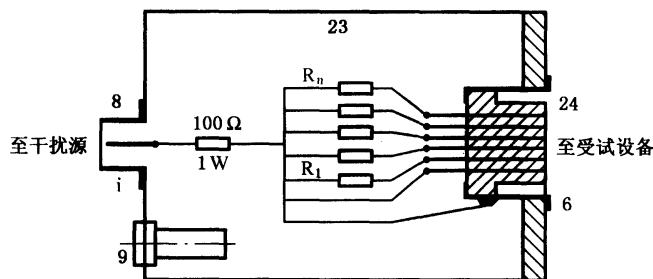


图 D.1 电流注入方法的一般原理图(见 D.1 章)



6、8、9——见 A 型耦合单元； 23——金属箱 100 mm×55 mm×55 mm；

24——多芯连接器插座； $R_1 \sim R_n$ ——匹配负载阻抗

例如：用于音频设备的 Sr 型耦合单元的匹配负载阻抗：

电磁拾音头：2×2.2 kΩ 晶体拾音头：2×470 kΩ

传声器： 2×600 Ω 调谐器： 2×47 kΩ

磁带录音机：4×47 kΩ 音频信号输入/输出端口：4×47 kΩ

图 D.2 带有负载阻抗的 Sr 型耦合单元的电路和简化结构示意图(见 D.2 章)

附录 E

(规范性附录)

不对称人工网络(AAN)的参数测量和举例

E.1 不对称人工网络举例:T型网络

图 E.1 给出了一个不对称人工网络(AAN)的例子——T型网络,该网络具有端子 a_1 和端子 b_1 (用于与 EUT 某一信号端口的对线连接)以及与参考地相连的端子 RG(适用的话,该端子还与安全地或 EUT 的其他接地连接器相连)。

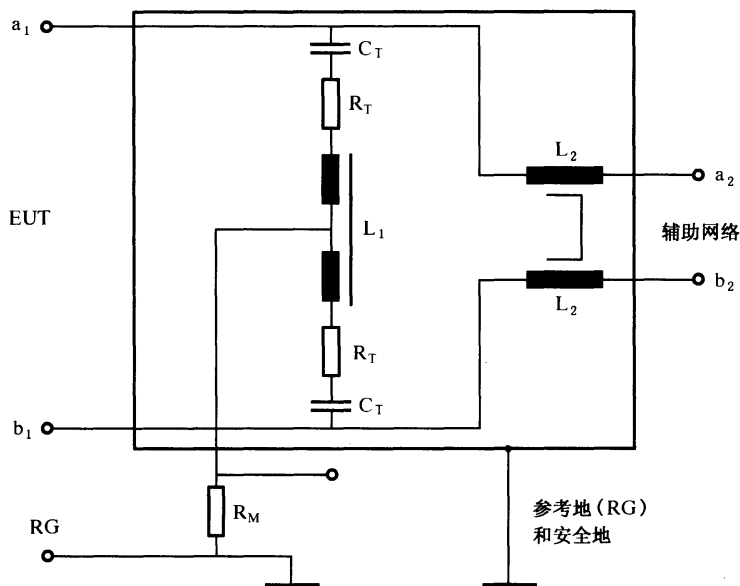


图 E.1 用于单一对线测量的 T 型网络的电路示例

EUT 正常工作所需的平衡传输信号被连接到端子 a_2 和 b_2 上。通过双扼流圈 L_1 可以对不对称骚扰分量进行测试。两个线圈的设计使得对称电流被高阻抗所抑制,对不对称电流(流过 R_M 的电流)该阻抗则可忽略不计。

对不对称/共模骚扰电压,网络的终端阻抗为 $150\ \Omega$,该阻值是由不对称电流电路中并联的两个 R_T ($200\ \Omega$)电阻再与 R_M ($50\ \Omega$)串连得到的。电阻 R_M 通常是接收机的输入阻抗,所以典型情况下未经修正的接收机读数会比 EUT 端的实际的不对称骚扰值低 $9.5\ \text{dB}$ 。电容 C_T 的作用是隔离直流电流,因此该网络在直流供电的情况下也不会导致电阻损坏,电感 L_1 也不会因此饱和而失效。

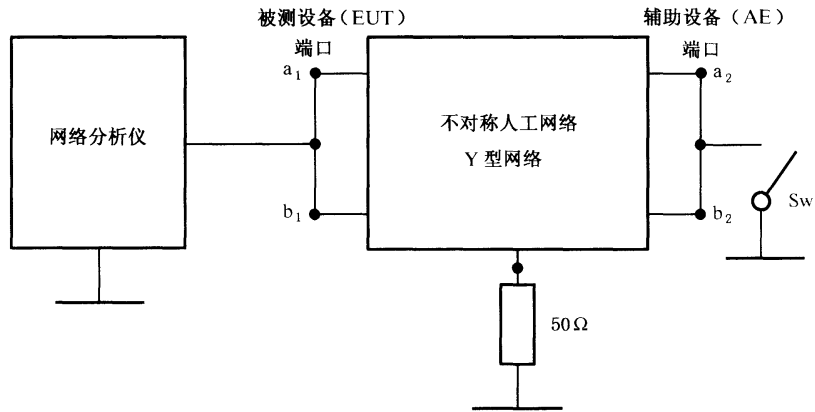
通常,不对称人工网络(AAN)连接在 EUT 与辅助设备之间。

E.2 不对称人工网络(AAN)参数的测量

为了确定与本部分第 7.1 条要求的符合性,采用针对以下参数的测试程序:

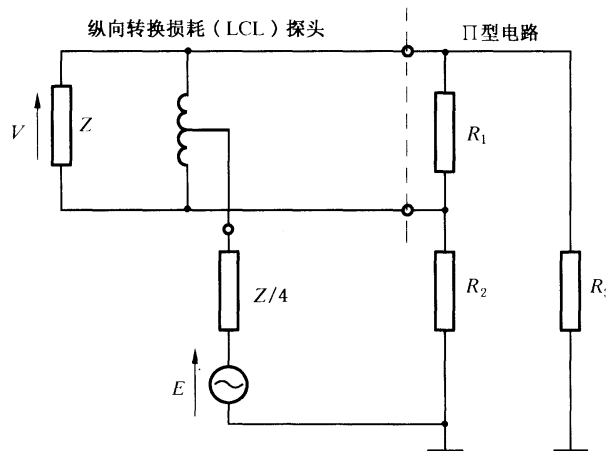
- 终端阻抗:端子 a_1 与端子 b_1 连接在一起时与 RG 端子之间的阻抗。该阻抗应在端子 a_2 、 b_2 与接地端子 RG 开路 and 短路两种状态下分别进行测量(见图 E.2)。
- 纵向转换损耗(LCL):Y 型网络抑制参数应按照图 E.3c)所示的方法进行测量。网络分析仪(NA)将输出信号施加到纵向转换损耗探头上。该探头的残留纵向转换损耗必须比不对称人工网络(AAN)要求的纵向转换损耗至少高 $10\ \text{dB}$ 。纵向转换损耗探头的校验见图 E.3a),纵向转换损耗探头的校准见图 E.3b)。
- 去耦衰减:应按图 E.4 所示的方法测量去耦衰减。

- d) 对称(平衡)电路的插入损耗:应按图 E. 5 所示的方法测量平衡电路的插入损耗。
Y 型网络的插入损耗测试需用两个纵向转换损耗探头作为平衡—不平衡转换器使用。两个相同的平衡—不平衡转换器相串联以分别测出其各自的插入损耗。平衡—不平衡转换器应做到,在 0.15 MHz~30 MHz 频率范围,两个平衡—不平衡转换器合成的插入损耗小于 1 dB。
- e) 不对称电路的分压系数(Y 型网络的校准):按图 E. 6 所示的方法测量不对称电路的分压系数。
- f) 对称负载阻抗及传输带宽:该参数依系统不同而不同。Y 型网络针对某一特定阻抗在考虑传输带宽影响时可达最优。传输带宽可以按图 E. 5 所示的测试布置图通过测量某一特定的对称负载阻抗而得出。



注:对于有多组对线的 ANN(即多于一组),应分别测量每一组对线,测量时,所有的 EUT 端口线以及所有的 AE 端口线应分别连在一起。

图 E. 2 终端阻抗测量布置图



注:当端接一个由 R_1 、 R_2 和 R_3 ($R_2 = R_3$) 组成的最小化的 LCL 的 Π 型电路时(它包括 AAN 的额定对称阻抗 $Z \left(= \frac{R_1 \cdot (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} \right)$ 和 $150 \Omega \left(= \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} \right)$ 的不对称阻抗),理想状态下,探头应有 20 dB 的残留纵向转换损耗,或高于被测的纵向转换损耗的最大值。当 $Z = 100 \Omega$ 时: $R_1 = 120 \Omega$, $R_2 = R_3 = 300 \Omega$ 。

纵向转换损耗探头应工作在具有大小等于 $Z/4$ 的不对称源阻抗的状态下。

当 $Z = 100 \Omega$ 时, $Z/4 = 25 \Omega$ 。

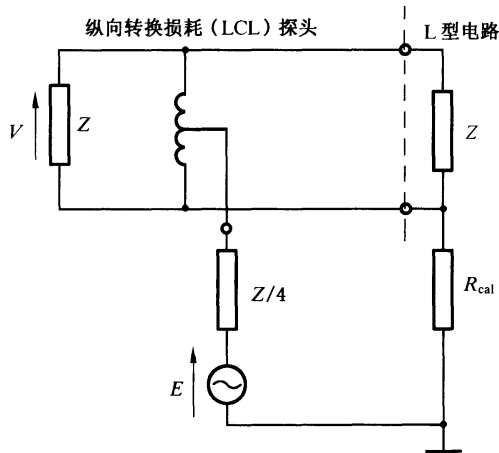
为得到最佳的复现性,通过互换 Π 型电路与 LCL 探头平衡端子的连接方式,可以使探头的 LCL 值达到最大。

定义:纵向转换损耗(LCL) = $20 \lg \left| \frac{E}{V} \right|$ (dB) (引自 ITU-T 建议书 G. 117)

LCL 探头应该有合适的结构使 LCL 探头能使用普通网络分析仪进行测量。在文献[1]中给出了 LCL 探头的示例。

a) LCL 探头校验布置

图 E. 3 用 LCL 探头进行的 LCL 值测量(包括探头的校验和校准)

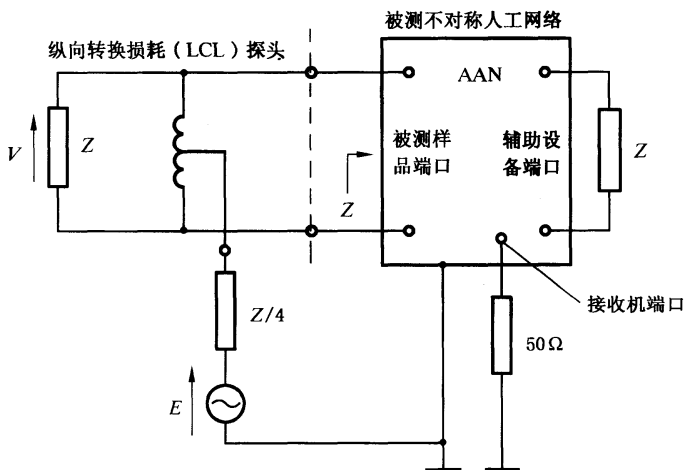


注: $LCL_L = 20 \lg \left| \frac{(R_{sym} // Z) + 4R_{cal} + Z}{2(R_{sym} // Z)} \right| \text{ dB}$

图 E. 3b 所示的 LCL 的测量不确定度受到 L 型电路的准确度和探头的 LCL 残留值的影响。改变 LCL 探头相对于 L 型电路的连接方向,就可得到某些校准的不确定度。

L 型网络举例:当 $Z=100 \Omega, R_{sym}=100 \Omega, R_{cal}=750 \Omega$ 时,得到的 LCL 值为 29.97 dB,约等于 30 dB。

b) LCL 探头校准测试图(L 型电路)



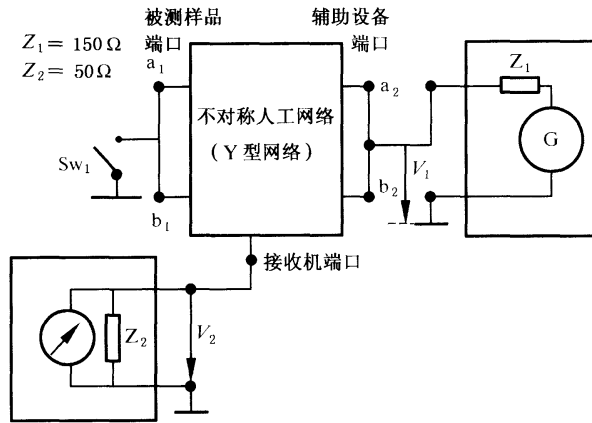
注 1: LCL 的定义参见图 E. 3a)。

注 2: 基于被测纵向转换损耗(LCL)与探头纵向转换损耗(LCL) 残留值密切相关,在 EUT 端口,通过互换 LCL 探头与 EUT 的连接端子,并对两次测量结果取平均值后可以提高测试的准确度。

注 3: 对于有多组对线的 AAN(即多于一组),应分别测量每一组对线的 LCL,其他所有对线应通过各自的共模阻抗 Z 进行端接,以防影响被测对线。

c) AAN 网络的 LCL 测量布置

图 E. 3 (续)



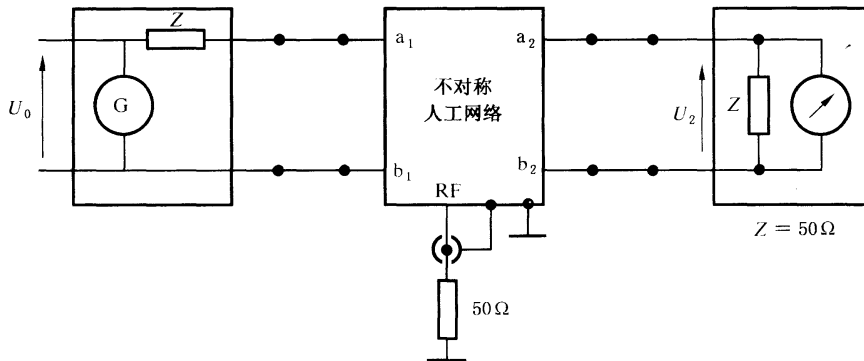
注 1: 去耦衰减应该在 Sw₁ 开、关两个位置上分别进行测量。

注 2: 对于有多组对线的 AAN(即多于一组), 测量时 EUT 端口的所有的线和 AE 端口的所有的线应分别各自连接在一起。

注 3: a_{vdiv} 是按图 E.6 测得的分压系数。

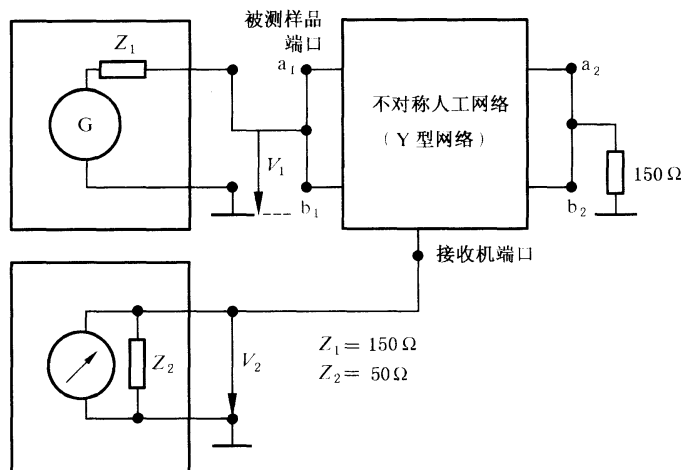
图 E.4 对 AAN 的 AE 端口与 EUT 端口之间不对称信号去耦衰减(隔离度)测量布置图

$$a_{\text{decoup}} = 20 \lg \left| \frac{V_1}{V_2} \right| - a_{\text{vdiv}} \quad (\text{dB})$$



注: 对于有多组对线的 ANN(即多于一组), 应分别测量每一组对线

图 E.5 AAN(对称信号)插入损耗的测量布置



注: 如果不对称人工网络(AAN)结构更为复杂(如:多于一组对线), 那么测量时 EUT 端口的所有的线和 AE 端口的所有的线应分别各自连接在一起。

图 E.6 AAN 的不对称电路分压系数校准布置图

$$a_{\text{vdiv}} = 20 \lg \left| \frac{V_1}{V_2} \right| \quad (\text{dB})$$

E.3 参考文献

- [1] MACFARLANE, IP. A Probe for the Measurement of Electrical Unbalance of Networks and Devices. *IEEE Trans. EMC*, Feb. 1999, Vol. 41, No. 1, p. 3-14.

附录 F

(规范性附录)

用于同轴和屏蔽电缆测量的人工网络(AN)的参数的测量和举例

F.1 用于同轴和其他类型的屏蔽电缆测量的人工网络的描述

图 F.1 给出了用于同轴电缆测量的人工网络的示例,它由微型同轴电缆(微型的半刚性固体铜屏蔽或微型的双绞屏蔽同轴电缆)绕制在铁氧体磁环上组成的内置共模扼流圈构成。

如果不需要高的屏蔽衰减,内置的共模扼流圈可以使用绝缘的双绞线(其中一根绝缘线与同轴电缆的内芯线相连,另一根绝缘线与同轴电缆的屏蔽层相连)绕制在一个普通的磁芯(如铁氧体环)上构成。

对多芯屏蔽电缆,内置的共模扼流圈可由多根绝缘的信号线与一根绝缘的屏蔽线或者由一根多芯屏蔽电缆在磁芯上绕制而成。

F.2 用于同轴和屏蔽电缆测量的人工网络的参数的测量

- 终端阻抗:测量终端阻抗是指测量过壁连接器上的同轴电缆的屏蔽层(没有附加的 EUT 电缆)与参考地连接器之间的阻抗,此时,接收机端口端接 $50\ \Omega$ 匹配阻抗。
- 分压系数:人工网络的分压系数的测量应该按照图 F.2 所示的布置进行。

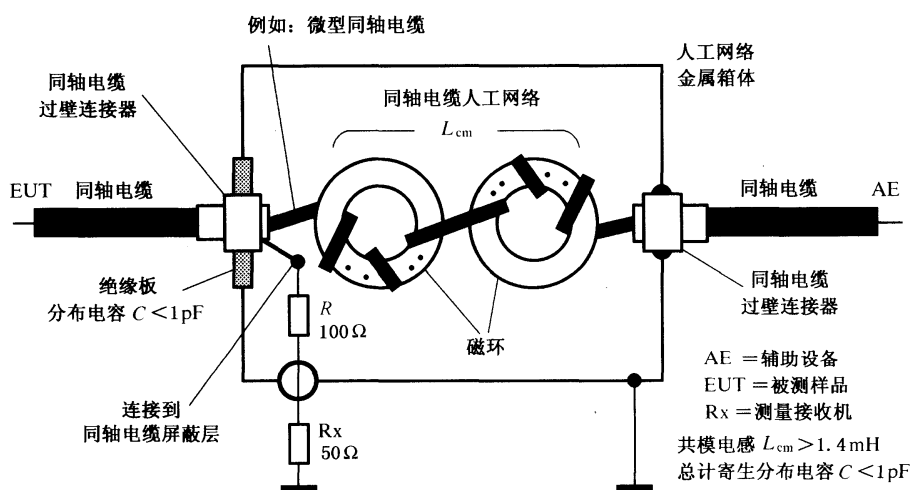


图 F.1 用于同轴电缆测量的人工网络示例

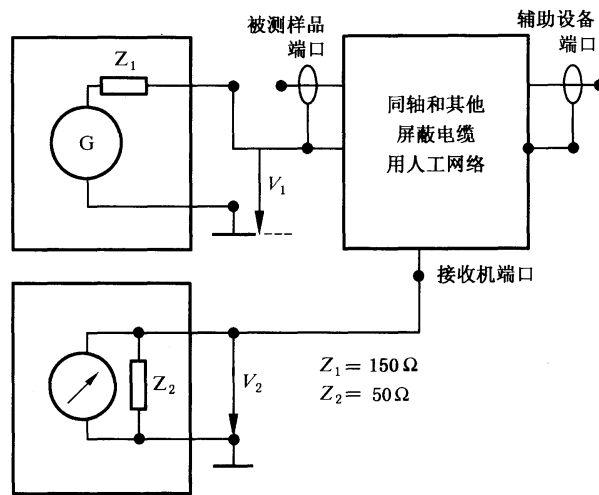


图 F.2 用于同轴和屏蔽电缆测量的人工网络的分压系数测试布置

$$\text{电压分压系数: } a_{\text{vdiv}} = 20 \lg \left| \frac{V_1}{V_2} \right| \quad (\text{dB})$$

附录 G

(资料性附录)

容性电压探头的结构和评价

(第 5.2.2 条)

G.0 引言

本附录提供容性电压探头(CVP)校准方法的示例。只要其校准方法的不确定度与本附录所提供的校准方法的不确定度相当,也可以使用其他的校准方法。

G.1 容性电压探头的物理和电气考虑

图 G.1 给出了容性电压探头的结构。它由两个同轴电极、一个接地端、一个电缆夹具和一个跨阻放大器组成。外电极用于静电屏蔽,以降低沿着电缆外皮的静电耦合引起的测量误差。

图 G.2 为探头的等效电路。当电缆和地之间存在电压时,在内电极和外电极间将产生一个静电感应电压。该电压由一个高输入阻抗放大器检测出,然后经过跨阻放大器变换成低阻抗。其输出由一个测量接收机测量。

G.2 分压系数频率响应的确定

图 G.3 为测量容性电压探头频率响应的测试布置。电压探头依照以下程序来验证。

a) 准备一根与 EUT 实际使用相同的电缆。

注:如果该探头用来测量几种类型的电缆,则应针对一些典型的电缆类型来校准并给出校准结果。虽然从方程(G.3)可以估算出分压系数(F_s),但还是建议对每一根电缆的 F_s 进行实际测量。

b) 将校准夹具放在参考地平面上,如图 G.3 所示。

c) 将电缆两端连到校准夹具的内端口(端口-1,端口-2)(见图 G.3)。

d) 将探头放在校准单元里,调整电缆使其通过探头中心。

注意:如果校准夹具的端板离电压探头的两端太近,分布电容将增加,这会在较高频率对校准产生负面影响。

如果校准夹具的端板离电压探头的两端太远,则校准夹具又可能会在较高频率形成驻波。这些驻波对校准也会产生负面作用。

e) 将探头的接地端与校准夹具的内部接地端连接。将校准夹具的外部接地端与参考地平面连接。接地条应做到低电感、尽可能短并尽量远离电压探头口径。

f) 将输出阻抗为 $50\ \Omega$ 的信号发生器通过一个 10 dB 的衰减器连到端口-1 的外端口。

g) 将一个输入阻抗为 $50\ \Omega$ 的电平表连到端口-2 的外端口,用 $50\ \Omega$ 负载端接了探头的输出端口。在规定的频率范围内测量电平 V 。

h) 将电平表连到探头的输出端口,用 $50\ \Omega$ 负载端接端口-2 的外端口。在规定的频率范围内测量电平 U 。

i) 用测量值计算分压系数 $F_s = 20 \lg|V/U|$ 。

G.3 确定外部电场影响的测量方法

G.3.1 外部电场的影响

外部电场的影响可通过和靠近探头的其他电缆的静电耦合来实现。图 G.4 为静电耦合模型及其

等效电路。#2 电缆上的共模电压 V_x 和 #1 电缆的电压 V 通过电容 C_x 和 C 出现在高阻电压探头的输入端子上,见图 G.4(a)。可用静电屏蔽来降低由 C_x 带来的耦合,但由于静电屏蔽的不完整,在外电极和其他电缆(C_x')之间的静电耦合使得外电场的影响仍然存在,见图 G.4(b)。G.3.2 提供了评估外电极和其他电缆间静电耦合影响的测量程序。应注意,电压 V 受 V_x 的影响,除非 $|Z_s| \ll |1/(j\omega C_c)|$ 。

G.3.2 确定外部电场影响的测量方法

由于静电屏蔽的作用有限,由静电耦合引起的外电场的影响可用图 G.5 中的测试布置来测量。测量程序如下:

- a) 用 G.2 中的方法测量分压系数, $F_a = 20 \lg |V/U|$ 。
- b) 将容性电压探头放在电缆的旁边,距离“ s ”为 1 cm(见图 G.5)。
- c) 将探头的接地端口连到校准单元的内部接地端口,校准单元的外部端口连到参考接地平面。
- d) 将输出阻抗为 50 Ω 的信号发生器通过 10 dB 衰减器连到端口-1 的外端口。
- e) 将输入阻抗为 50 Ω 的测量接收机连到端口-2 的外端口,用 50 Ω 负载端接了探头的输出端口。在规定的频率范围内测量电平 V_s 。
- f) 将测量接收机连到探头的输出端口,用 50 Ω 负载端接了端口-2 的外端口。在规定的频率范围内测量电平 U_s 。
- g) 外部电场影响减少的量 F_s 由测量值 V_s 、 U_s 通过 $F_s = F_a / (V_s/U_s)$ 计算来确定。

G.4 脉冲响应

容性电压探头是包含骚扰接收机在内的测量系统的一部分。它不能影响第 4 章描述的测量接收机的性能。由于容性电压探头内含有有源电路,所以应测量探头的脉冲响应。其响应可用 GB/T 6113.101 附录 B 和附录 C 中描述的 B 频段脉冲发生器来测量。

注:用脉冲发生器来测量脉冲响应是困难的。用峰值等于脉冲峰值的正弦连续波测量探头的线性特性,也就测试了探头的脉冲性能。这是可以实现的,因为探头内没有检波器和带通滤波器。由于信号发生器和测试夹具间使用同轴电缆,所以可能需要使用衰减器来减小反射信号的大小。如果不用使频率响应平坦化,则可不使用衰减器。

脉冲发生器的脉冲响应在 0.15 MHz~30 MHz 是 0.316 mVs,见 GB 6113.101 表 B.1。脉冲信号发生器的频谱在 30 MHz 以下实际上为常数。下式近似给出了脉冲的宽度:

$$\tau = 1/(\pi f_m) \quad \dots\dots\dots (G.1)$$

式中 f_m 为 30 MHz,因此得到 $\tau = 0.0106 \mu s$ 。

脉冲幅度 A 由下式给出:

$$A = 0.136/\tau = 29.8 \text{ V} \quad \dots\dots\dots (G.2)$$

这意味着容性电压探头在 30 V 以下都应呈线性。

当信号发生器的幅度为 30 V 时,可用测量分压系数 F_a 来验证其线性特性。

G.5 影响分压系数的因素

容性电压探头(CVP)的分压系数取决于受试电缆的半径和该电缆在探头内电极中所处的位置。虽然骚扰测量需要用到分压系数值,但要想计算出所有类型电缆的系数可能是困难的。为评估电缆结构对分压系数的影响而进行了一项研究。

对分压系数依赖性的研究采取了测量与理论分析相结合的方法。图 G.6 表明电缆在(探头)电极内位置变化时导致分压系数偏离的情形。图 G.6 中,“ a ”表示电缆的半径,“ b ”表示内电极的内半径,“ c ”表示外电极(静电屏蔽)的内半径,“ g ”表示内电极中心到电缆中心的间距。实验中,用一根铜棒来

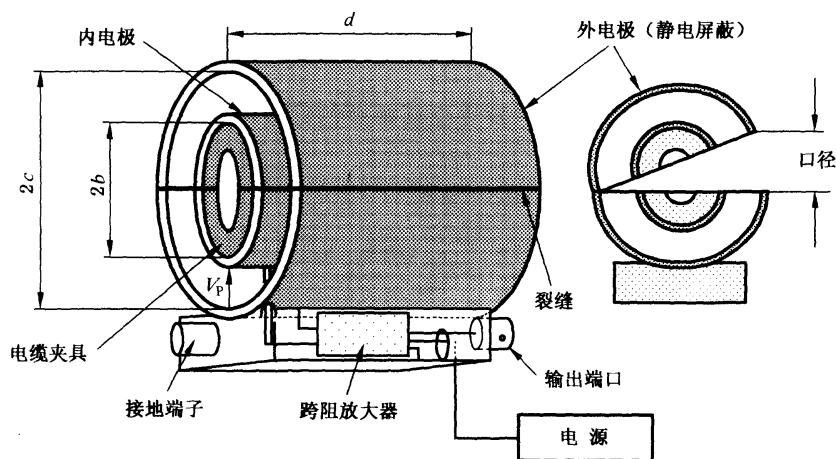
代替电缆。用横轴来表示间隔比 $g/(b-a)$ ；实线表示根据内电极和电缆间电容变化得到的计算结果，圆点表示测量值。结果发现，测量数据和计算数据吻合得很好。当间隔比小于 0.8 时，容性电压探头的灵敏度并不取决于电缆在内电极所处位置的变化。因此，为了减小测量误差，受试电缆应调整到从探头的中心通过。

图 G.7 表明分压系数对电缆半径的依赖性。纵轴表示分压系数 F_a 的偏离，实线表示根据以下公式计算的结果：

$$F_a = \frac{\left\{ 1 + \frac{1}{C_p} \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{b}{a}} d \right\}}{\left\{ 1 + \frac{1}{C_p} \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{b}{a_{ref}}} d \right\}} \dots\dots\dots (G.3)$$

式中 ϵ 为介电常数， a_{ref} 为用作基准的电缆半径，其他常数见图 G.1 的定义。跨阻放大器的增益 C_p 由测量得出。

圆点和菱形点表示了一些电缆的测量结果。每根电缆的等效半径以电缆中所包含的每一根线所组成的表面积为取值，再与对应铜棒表面积的值来比较。电缆中含有的线的数目在 1~12 之间。图 G.7 表明计算值和利用铜棒进行的测量结果十分吻合。因此，实际电缆测量的结果与计算值之间的偏离在 2 dB 之内。该研究结果表明，分压系数可以用式 (G.3) 和各电缆的表面积近似计算得出。



注意：

- a) 电缆夹具用于将受试电缆固定在探头的中心。可将其看作介质。它将增大受试电缆和电压探头内电极间的电容。
- b) 需要对外部电场进行隔离，以使得电源线拾取的信号不会耦合到电压探头的电路当中。

图 G.1 容性电压探头的结构

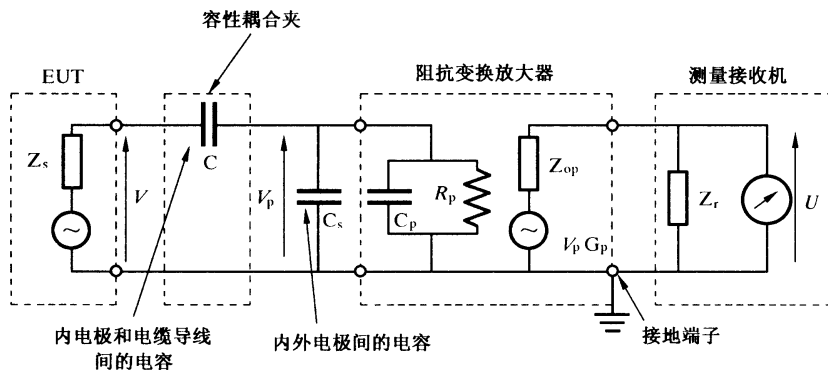


图 G.1 结构中的典型值

<p>b 25 mm</p> <p>c 55 mm</p> <p>d 100 mm</p> <p>C 8 pF (电缆直径为 26 mm)</p> <p>C_s 7 pF</p>	<p>C_p 5 pF</p> <p>R_p 1 MΩ</p> <p>$Z_s \ll 1/(j\omega C)$</p> <p>$R_p \gg 1/(j\omega(C_s + C_p))$</p> <p>$Z_{op} = Z_r = 50 \Omega$</p>
--	---

典型值不是要求的/规定的值,符合 5.1.2 中“特性”的其他组合也是可接受的。

图 G.2 容性电压探头的等效电路

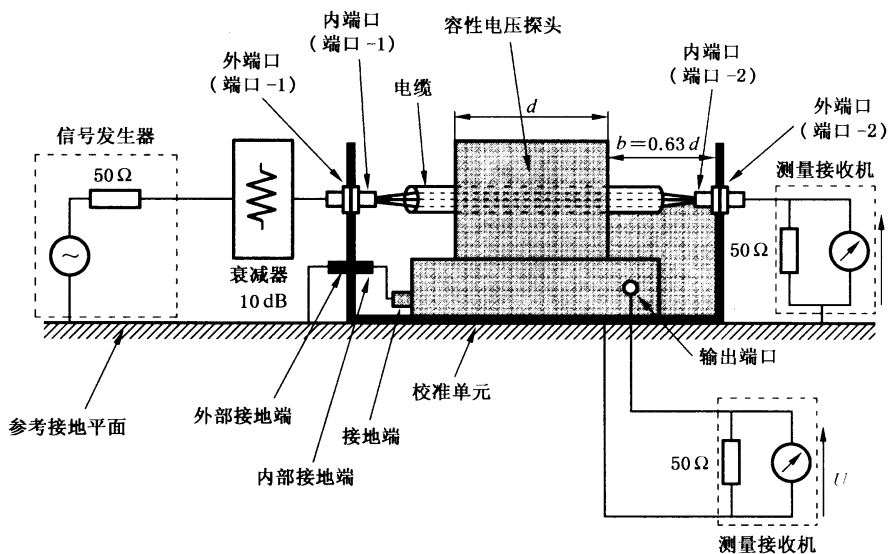
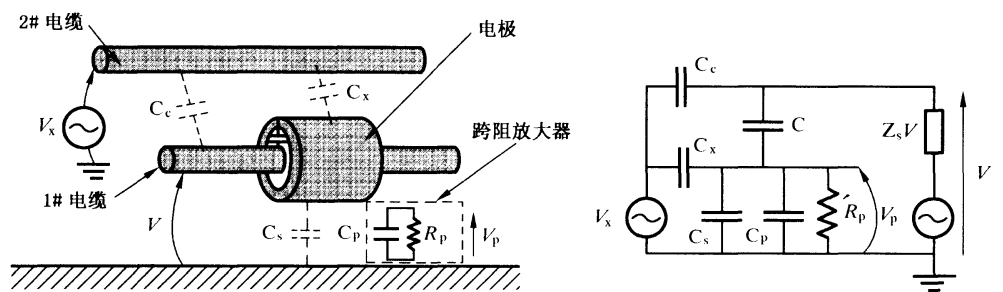
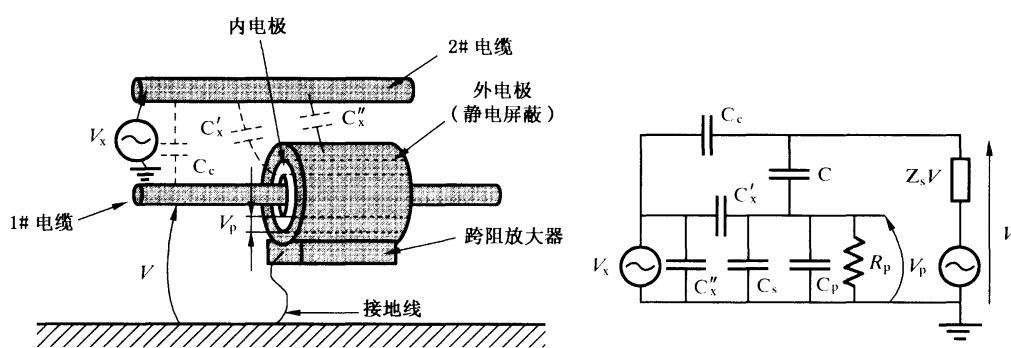


图 G.3 校准频率响应的试验布置

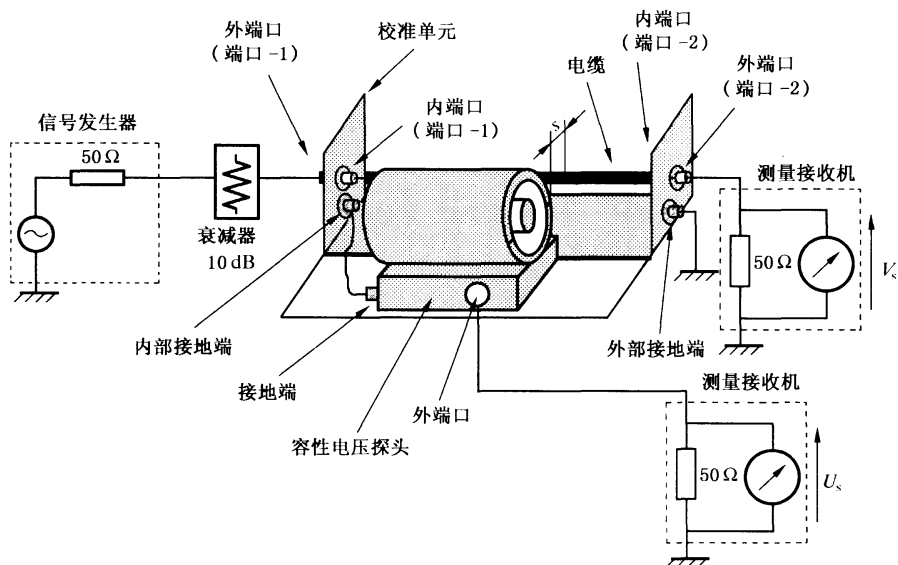


a) 无静电屏蔽的容性电压探头



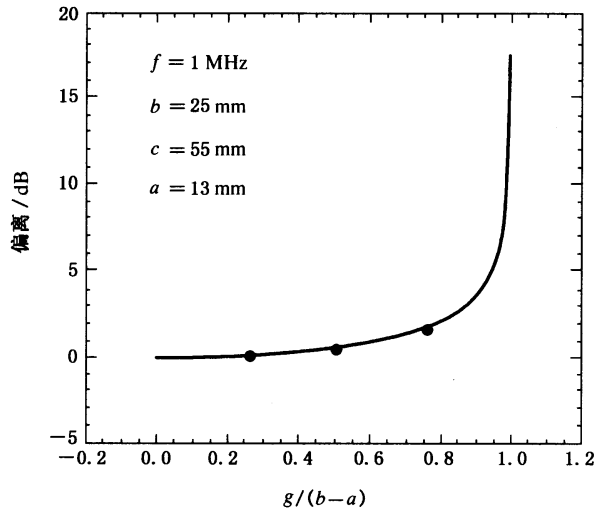
b) 带静电屏蔽的容性电压探头

图 G.4 静电耦合模型及其等效电路



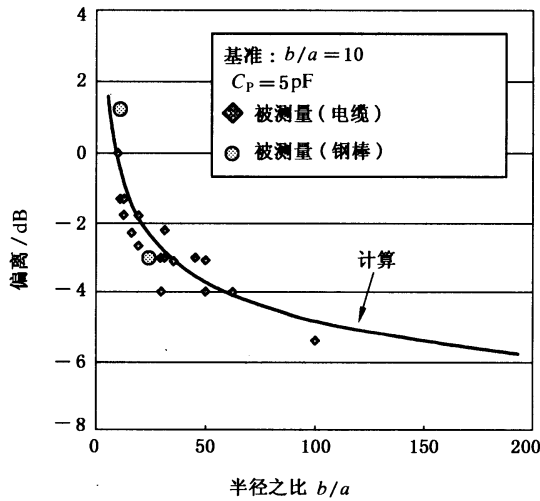
s ——电缆和探头外侧的距离。

图 G.5 利用屏蔽来减少由静电耦合引起的外部电场的影响的试验布置



a ——电缆的半径；
 b ——内电极的内半径；
 c ——外电极的内半径；
 d ——内电极中心到电缆中心的间距。

图 G.6 电缆位置变化时导致的转换系数偏离



a ——电缆半径；
 b ——内电极的内半径。

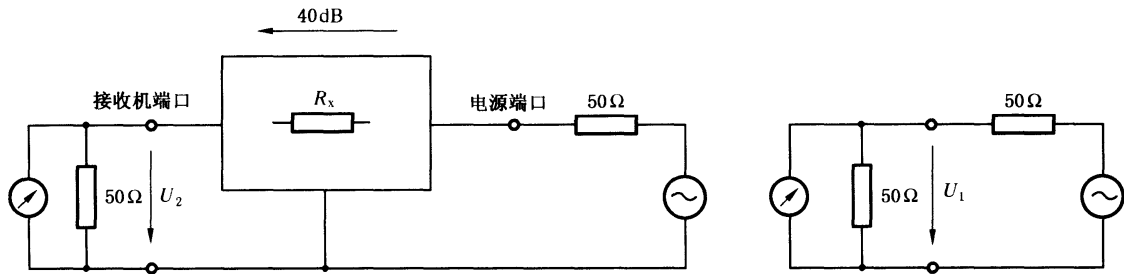
注：纵轴表示测量和计算得出的分压系数 F_v 相对于 $b/a=10$ 时的偏离。

图 G.7 受电缆半径影响的研究结果

附录 H (资料性附录)

V 型人工电源网络的电源和受试设备/接收机端口之间基本去耦因子引入的原理

为了减小未知的实际电源阻抗对 V 型人工电源网络阻抗的影响,对于给定的 EUT 端口的终端,可以对电源端口和接收机端口之间的基本去耦因子(隔离度)作出规定。对于不同类型的 V 型人工电源网络之间的差异也必须给予考虑。



U_1 ——用 $50\ \Omega$ 端接源测得的电压;

U_2 ——EUT 端口或者接收机端口的电压;在 4.7.2 条中, U_2 为接收机端口的电压。

图 H.1 隔离度(去耦因子)测量布置

例如,如果 $R_x = 4\ 950\ \Omega$ 就可以满足 40 dB 的隔离度($20\ \lg(U_1/U_2)$)要求。如果电源端口的阻抗为短路或开路,EUT 端口的阻抗会有 1% 的变动。因此,为了将电源阻抗对人工电源网络阻抗的影响控制在 1% 以下,则需要具有 40 dB 大小的隔离度(第 4.7 条给出了详细的测量程序)。GB/T 6113.402 的不确定度计算是基于 20% 的阻抗允差和不考虑电源端口的影响的情况下作出的。确保电源端口没有影响是不现实的。然而可以通过 40 dB 的隔离,1% 的阻抗允差来控制对电源端口的影响,也就是说,例如,如果人工电源网络的阻抗允差的不确定度贡献为 2.6 dB,那么未知的电源端口终端的不确定度贡献就可以达到 0.13 dB 量级(0.13 dB 已包括在上述的 2.6 dB 中,因此不必再加上)。

此外,40 dB 的隔离有助于限制电源端口的终端对分压系数的影响,并且有助于保持来自电源端口的骚扰低于临界电平。进一步的抑制可通过额外的滤波手段来实现。

注:此处临界电平是指相关标准在电源端口允许的最大环境噪声电平。

从制造商反应的情况可知,40 dB 的隔离要求就可以容易地得到满足。如果仍不能满足 40 dB 的要求,那么只要通过诸如在电源端口终端和地之间增加电容的方法即可满足要求。

附录 I
(资料性附录)

V型人工电源网络输入阻抗引入相角允差的说明

在 GB/T 6113.402 中, U_{CISPR} 值的计算基于“不确定度圆” ΔZ_{in} (见图 I.1)的假设, ΔZ_{in} 也被重新定义为阻抗允差圆。

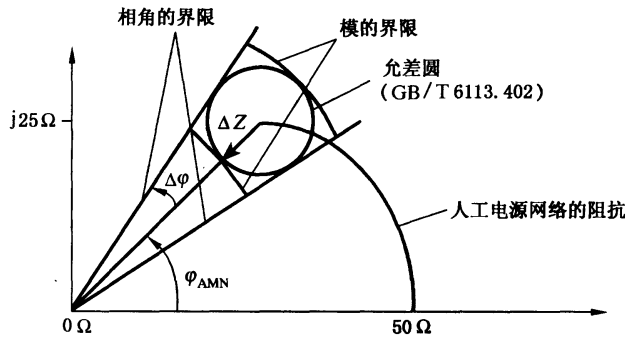


图 I.1 阻抗模和相角允差的定义

然而现有的网络分析仪没有规定阻抗允差圆。为了实现这个功能需要额外的软件。合理的作法是在现有阻抗允差的规范的基础上增加相角允差的规范。运用三角函数, 从 $|\Delta Z|/|Z|=0.2$ 可得 $\Delta\varphi=11.54^\circ$ 。

GB/Z 6113.401 被认为是使用 V 型人工电源网络进行的传导发射测量的不确定度和复现性的理论基础。为了说明由于与 V 型人工电源网络规定的相角存在偏差所带来的影响, 那么可以使用 GB/Z 6113.401 的式(14)。

$$\frac{\Delta U_m}{U_{mt}} = \frac{Z_{d0} + Z_{13}}{Z_d + Z_{in}} \left(\frac{\Delta\alpha}{\alpha_0} + \frac{\Delta U_d}{U_{d0}} \right) + \frac{Z_{d0}}{Z_d + Z_{in}} \left(\frac{\Delta Z_{in}}{Z_{13}} - \frac{\Delta Z_d}{Z_{d0}} \right) \dots\dots\dots (I.1)$$

式中:

U_{mt} —— 在理想情况下 CISPR 接收机电压读数的真值电平;

Z_{13} —— V 型人工电源网络的理想阻抗;

Z_{in} —— $Z_{13} + \Delta Z_{in}$;

Z_{d0} 、 U_{d0} —— 骚扰源(即受试设备)参数的真值;

α_0 —— V 型人工电源网络分压系数的真值;

ΔU_m 、 $\Delta\alpha$ 、 ΔU_d 、 ΔZ_{in} 、 ΔZ_d —— 与真值或理想值的偏差。

由于我们关注的是相角允差对不确定度的影响, $\Delta\alpha$ 、 ΔU_d 和 ΔZ_d 的贡献可设为 0, 从 GB/Z 6113.401 中的式(16)可得:

$$\frac{\Delta U_m}{U_{mt}} = \frac{Z_{d0}}{Z_d + Z_{in}} \left(\frac{\Delta Z_{in}}{Z_{13}} \right) = c_2 \cdot \frac{\Delta Z_{in}}{Z_{13}} \dots\dots\dots (I.2)$$

GB/Z 6113.401 的图 15 示出了对于 $|Z_{13}/Z_{d0}|$ 的不同值, 系数 c_2 的绝对值作为阻抗 Z_{in} 和 $Z_{d0} = Z_{EUT}$ 的相角差 $\varphi = \varphi_{Z_{in}} - \varphi_{d_0} = \varphi_{AMN} - \varphi_{EUT}$ 的函数。

针对数组不同的 $\varphi_{EUT}(0^\circ, -45^\circ, -90^\circ)$ 、 $\varphi_{AMN}(0^\circ, 30^\circ, 46^\circ)$ 、 $|Z_{13}/Z_{d0}|(0.1, 0.2, 0.4, 0.8, 1.0, 1.4)$ 和 $\Delta\varphi_{AMN}(-23^\circ, -11.5^\circ, 11.5^\circ, 23^\circ)$, 使用电子数据表可以计算出系数 c_2 的绝对值。为了进行此研究, 因子 $\Delta Z_{in}/Z_{13}$ 的绝对值已设为 0.2(即阻抗模允差的最大值), 即:

$$\frac{\Delta U_m}{U_{mt}} = |c_2| \cdot 0.2 \dots\dots\dots (I.3)$$

为了比较相角偏差而带来的电压偏差,使用下式进行对数计算:

$$\text{电平偏差} = 20 \lg\left(1 - \frac{\Delta U_m}{U_{m1}}\right) \dots\dots\dots (I.4)$$

已经对 $\Delta\varphi_{AMN} = -23^\circ$ 和 -11.5° 的电平偏差结果进行了比较,对 $\Delta\varphi_{AMN} = 11.5^\circ$ 和 23° 的电平偏差结果也作了比较,也就是,电平偏差_(23°) - 电平偏差_(11.5°)。

由此,可以得到下列结果:

对于 $\varphi_{EUT} = 0^\circ$ 和 $\varphi_{AMN} = 0^\circ$: 电平偏差_(23°) - 电平偏差_(11.5°) = 0.018 dB(最大值)。

对于 $\varphi_{EUT} = -45^\circ$ 和 $\varphi_{AMN} = 46^\circ$: 电平偏差_(23°) - 电平偏差_(11.5°) = 0.27 dB(最大值)。

对于 $\varphi_{EUT} = -45^\circ$ 和 $\varphi_{AMN} = 30^\circ$: 电平偏差_(23°) - 电平偏差_(11.5°) = 0.86 dB(最大值)。

对于 $\varphi_{EUT} = -90^\circ$ 和 $\varphi_{AMN} = 46^\circ$: 电平偏差_(23°) - 电平偏差_(11.5°) = 3.07 dB(最大值)。

对 $\Delta\varphi_{AMN} = 11.5^\circ$ 和 23° 引入的电平偏差的比较表明:测量的复现性不但受到 V 型人工电源网络阻抗的影响,而且还受到频率(确定 φ_{AMN})和相角 φ_{EUT} 的影响。读者通过观察 GB/Z 6113.401 的图 15 可容易地理解这一点。

结论:以上研究表明仅规定 V 型人工电源网络的输入阻抗的模是不够的。引入 V 型人工电源网络输入阻抗的相角允差的限值 $|\Delta\varphi_{AMN}|_{\text{最大值}} = 11.5^\circ$ 的规定并不会引起制造方面的问题,反而可以改善相同的受试设备测量的复现性。

附录 NA

(资料性附录)

GB/T 6113.102—2008 与 GB/T 6113.1—1995 有关章条的对照

本部分与 GB/T 6113.1—1995 有关章条的对照表：

GB/T 6113.102—2008		GB/T 6113.1—1995		备注
章	条	章	条	
1		1		
2		2		
3	3.1~3.3	3	3.8~3.10	
	3.4~3.8			
4	4.1~4.9	10	10.1~10.9	
	4.10			
5	5.1~5.2.1	11	11.1~11.2	
	5.2.2			
6		17		
7		19		
8				
附录 A	A.1~A.7	附录 F	F1~F7	
	A.8			
附录 B		附录 G		
附录 C		附录 M		
附录 D		附录 N		
附录 E				
附录 F				
附录 G				
附录 H				
附录 I				
附录 NA				

中 华 人 民 共 和 国
国 家 标 准
无线电骚扰和抗扰度测量设备和
测量方法规范
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 6113.102—2008/CISPR 16-1-2:2006

*

中国标准出版社出版发行
北京复兴门外三里河北街 16 号
邮政编码:100045

网址 www.spc.net.cn

电话:68523946 68517548

中国标准出版社秦皇岛印刷厂印刷

各地新华书店经销

*

开本 880×1230 1/16 印张 3.75 字数 104 千字

2008 年 5 月第一版 2008 年 5 月第一次印刷

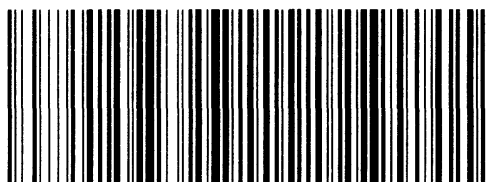
*

书号:155066·1-31201 定价 42.00 元

如有印装差错 由本社发行中心调换

版权专有 侵权必究

举报电话:(010)68533533



GB/T 6113.102-2008