



CNAS-GL026

无线电领域测量不确定度评估指南及实例

**Guidance and Illustration on Evaluating
the Uncertainty in Radio Field**

中国合格评定国家认可委员会

前 言

本指南旨在为无线电校准和检测实验室进行不确定度评估提供指导。

本文件是中国合格评定国家认可委员会（CNAS）的指南性文件，只对无线电校准和检测实验室在实施认可准则时提供指引，并不增加对 CNAS-CL01《检测和校准实验室能力认可准则》的要求。

本文件代替 CNAS-GL38:2016《无线电领域测量不确定度评估指南及实例》。

本次修订是按 CNAS 统一要求调整文件编号，内容没有变化。

目 录

前 言	1
1 目的与范围	4
1.1 目的	4
1.2 适用范围	4
2 引用文件	4
3 术语、定义和符号	4
3.1 术语和定义	4
3.2 符号	4
4 无线电校准参数不确定度评估实例.....	5
4.1 功率校准	5
4.2 衰减校准	12
4.3 插入损耗校准.....	19
4.4 脉冲波形参数校准.....	21
4.5 (1-18) GHz 电场探头校准.....	33
4.6 射频电压校准.....	45
4.7 电阻率校准	50
4.8 高频阻抗校准.....	52
4.9 频率校准	52
4.10 射频电流校准.....	54
4.11 天线系数校准.....	56
4.12 电压驻波比校准.....	64
5 无线电检测参数不确定度评估实例.....	66
5.1 峰值功率测量.....	66
5.2 功率谱密度测量.....	71
5.3 邻道功率测量.....	74
5.4 占用带宽/带外发射/频率范围测量.....	76
5.5 传导杂散发射测量.....	77
5.6 互调发射测量.....	82
5.7 频率误差测量.....	89
5.8 频率偏移测量.....	91
5.9 相位误差测量.....	92
5.10 音频失真测量.....	94
5.11 脉冲宽度测量.....	95
5.12 重复频率测量.....	97
5.13 上升/下降沿时间测量.....	98
5.14 接收机灵敏度测量.....	99
5.15 比特消息流测量.....	102
6 不确定度评估和不确定度报告中存在的问题.....	104
6.1 误差和测量不确定度区别理解存在的问题.....	104
6.2 有关数学模型存在的问题.....	105

6.3 有关标准不确定度 A 类评估存在的问题.....	106
6.4 有关 B 类评估存在的问题.....	107
6.5 有关合成标准不确定度存在的问题.....	108
6.6 有关扩展不确定度表示存在的问题.....	109
6.7 CNAS-CL01 中 7.6.3 注 1 条款的理解.....	110
附录 A (资料性附录) 无线电领域相关计算公式.....	111
附录 B (资料性附录) 无线电领域相关单位转换关系.....	112
附录 C (资料性附录) 误码率与信噪比依赖关系.....	113
参考文献.....	114

无线电领域测量不确定度评估指南与实例

1 目的与范围

1.1 目的

本文件是为无线电领域校准和检测实验室提供测量不确定度的评估指南和实例。

1.2 适用范围

本指南描述了无线电领域校准和检测中测量不确定度评估的术语、定义和缩略语，提供了 12 个无线电校准参数的不确定度评估实例、15 个无线电检测参数的不确定度评估实例以及不确定度评估和不确定度报告中存在的问题。

本指南适用于无线电领域校准和检测实验室校准和检测中测量不确定度的评估。

2 引用文件

下列文件中的条款通过引用而成为本文件的条款。本文件中的引用不注明日期，提请各相关方注意引用以下文件的最新版本（包括这些文件的修订案）。

JJF 1059.1-2012 《测量不确定度评定与表示》

JJF 1001 《通用计量术语及定义》

3 术语、定义和符号

3.1 术语和定义

关于不确定度的术语和定义见 JJF 1059.1 《测量不确定度评定与表示》，计量学通用名词术语和定义见 JJF 1001 《通用计量术语及定义》

3.2 符号

为了表征简洁清晰，以下缩略语将在本文中加括号使用。

- c: 基于已知和测量数据计算得到
- d: 从测量设备资料中得到
- m: 测量
- r: 均匀分布
- u: U 形分布

- p: 功率电平值
- v: 电压电平值
- σ : 标准偏差

4 无线电校准参数不确定度评估实例

4.1 功率校准

4.1.1 测量原理

本测量不确定度分析的频率范围是 50MHz~6GHz，功率范围是 0dBm~-120dBm。

根据射频信号发生器校准规范（JJF）中的测量方法，在功率标称值大于等于 -45dBm 时，使用功率传感器校准射频信号发生器的输出功率；在功率标称值小于 -45dBm 时，首先在标称值大于等于 -45dBm 的某个功率点分别使用功率传感器和频谱分析仪进行校准，然后调整频谱仪的读数偏置，使频谱仪与功率传感器读数相等，然后在此基础上，利用频谱仪较好的线性度，校准标称值低于 -45dBm 的功率值。

测试用设备的主要技术指标如下所示：

(1) 功率计 NRVD+NRV-Z5

频率范围：50MHz~6GHz

功率范围：-50dBm~0dBm

校准因子不确定度： $U=2\%$ ($k=2$) (50MHz~6GHz)

线性度： $\pm 0.03\text{dB}$ (-50dBm~0dBm)

(2) 频谱分析仪 E4440A

线性度： $\pm 0.13\text{dB}$

4.1.2 数学模型

基于测量原理，首先考虑的是使用功率传感器校准射频信号发生器的输出功率的不确定度。其数学模型如下（4-1）式所示：

$$P_u = P_s \frac{|1 - \Gamma_u \Gamma_s|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} \quad (4-1)$$

其中 P_u 是指信号源输出功率，即为被校准参量。而 P_s 为测量中功率传感器吸收的功率， Γ_u 是信号发生器输出端口的反射系数， Γ_s 是功率传感器的反射系数。如下图 4-1 所示：

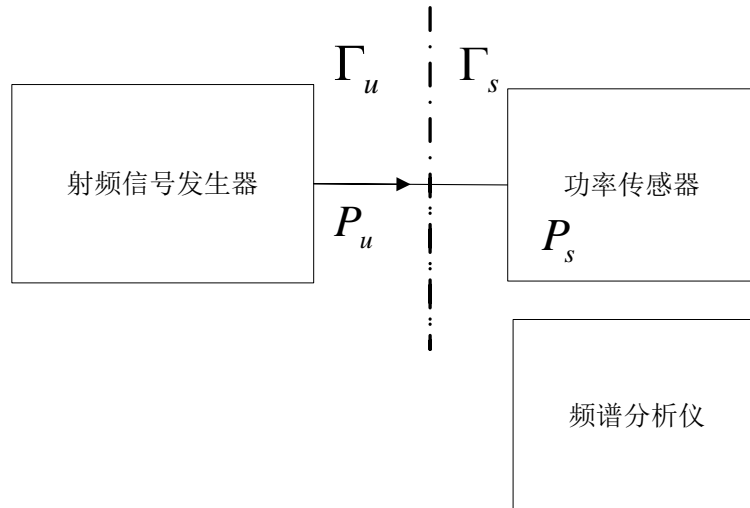


图 4-1 射频功率校准示意图

在一般的测量场景下, Γ_s 远小于 1, 则进行泰勒级数展开且忽略高阶小量, (4-1) 式就可以近似为:

$$P_u = P_s |1 - \Gamma_u \Gamma_s|^2 \quad (4-2)$$

以对数形式表示为:

$$P_u [dBm] = P_s [dBm] + 10 \lg(|1 - \Gamma_u \Gamma_s|^2) [dB] \quad (4-3)$$

将 (4-3) 写成自然对数的形式有:

$$P_u [dBm] = P_s [dBm] + \frac{20 \ln(|1 - \Gamma_u \Gamma_s|)}{\ln 10} [dB] \quad (4-4)$$

(4-4) 式中存在失配误差项 M :

$$M = \frac{20 \ln(|1 - \Gamma_u \Gamma_s|)}{\ln 10} \quad (4-5)$$

在不确定度分析中一般认为 M 是反正弦分布。考虑反射系数的模值, 由于 $|\Gamma_u \Gamma_s| \ll 1$, 则将 (5) 式中自然对数项进行泰勒展开有 $\ln(1 - |\Gamma_u \Gamma_s|) \approx -|\Gamma_u \Gamma_s|$, 且有

$\frac{20}{\ln 10} = 8.68$, 即:

$$M = -8.68 |\Gamma_u| |\Gamma_s| [dB] \quad (4-6)$$

考虑到功率测量线性度引入的误差 ΔL , 则信号发生器的输出功率可由如下公式得到:

$$P_u [dBm] = P_s [dBm] + \Delta L + M [dB] \quad (4-7)$$

在低于-45dBm 的功率点使用频谱仪测量时，是利用频谱仪的线性度，代替功率计进行低量程的测量，但测量过程是一致的，可使用一致的数学模型进行分析。

4.1.3 影响量不确定度分量的评估和计算

4.1.3.1 不确定度来源分析

根据校准规范中的测量方法，在使用频谱分析仪校准时，在使用相同的量程，相同的测量参数设置条件下，频谱分析仪的量程误差，衰减器误差等因素带来的误差可以消除。因此不确定度来源如下：

- (1) 功率计参考电平测量不确定度分量引入的不确定度 u_1 ；
- (2) 功率计校准过程中的连接及读数重复性引入的不确定度 u_2 ；
- (3) 功率计校准过程中由系统失配引入的不确定度 u_3 ；
- (4) 功率计的功率测量线性度引入的不确定度 u_4 ；
- (5) 频谱分析仪的功率测量线性度引入的不确定度 u_5 ；
- (6) 频谱分析仪在校准过程中的连接及读数重复性引入的不确定度 u_6 。
- (7) 功率传感器计量特性随温度漂移引入的不确定度 u_8 。

4.1.3.2 不确定度分析

- (1) 功率计参考电平测量不确定度分量引入的不确定度 u_1

标准功率计在功率参考点上测量结果的不确定度由上一级功率计和功率传感器的校准证书得到： $U=2\%$ ($k=2$)，转化为 dB 单位即 $U \approx 0.086\text{dB}$ ($k=2$)

标准不确定度 $u_1=0.086\text{dB}/2=0.043\text{dB}$

- (2) 功率计校准过程中的连接及读数重复性引入的不确定度 u_2

在被校射频信号发生器输出频率 935.2MHz，功率为-10dBm 处，使用功率计对射频信号发生器输出重复测量 10 次，每次均重新连接后测量。测量结果如下表 4-1 所示：

表 4-1 测量过程中的功率计连接及读数重复性

测量次数	功率计实测值 (dBm)
1	-10.12
2	-10.13
3	-10.10
4	-10.15
5	-10.12
6	-10.07
7	-10.12
8	-10.11
9	-10.11

10	-10.13
----	--------

则单次测量结果的试验标准差 $s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} \approx 0.02\text{dB}$

标准不确定度使用试验标准差表示，则 $u_2 = s = 0.02\text{dB}$

(3) 功率计校准过程中由系统失配引入的不确定度 u_3

由公式 (4-6) 可得失配引入的最大误差 $M_{\max} = 8.68 \max(|\Gamma_s|, |\Gamma_u|)$

对功率计输入端口和射频信号发生器输出端口的驻波比进行测量，得到：

功率探头输入端口电压驻波比 ≤ 1.2 ，即 $|\Gamma_s| \leq 0.091$

射频信号发生器输出端电压驻波比 ≤ 1.3 ，即 $|\Gamma_u| \leq 0.125$

则最大失配误差 $M_{\max} = a_3 = 8.68 \times 0.091 \times 0.125 = 0.099\text{dB}$ ，测量值落在该区间内的概率分布为反正弦分布， $k_3 = \sqrt{2}$

标准不确定度 $u_3 = a_3 / k_3 \approx 0.07\text{dB}$

(4) 功率计的功率测量线性度引入的不确定度 u_4

根据功率计和功率探头的指标说明书，测量线性度最大允许误差： $a_4 = 0.03\text{dB}$ ，

即设测量值落在该区间内的概率分布为均匀分布， $k_4 = \sqrt{3}$ ，标准不确定度分量：

$u_4 = a_4 / \sqrt{3} \approx 0.0173\text{dB}$ 。

(5) 频谱分析仪幅度线性引入的标准不确定度分量 u_5

根据频谱分析仪的指标说明书，其幅度线性准确度为 $\pm 0.13\text{dB}$ ，设测量值落在该区间内的概率分布为均匀分布， $k_5 = \sqrt{3}$ ，

标准不确定度 $u_5 = a_5 / \sqrt{3} \approx 0.075\text{dB}$

(6) 频谱分析仪在校准过程中的连接及读数重复性引入的不确定度 u_6

功率测量范围为 $-45\text{dBm} \sim -110\text{dBm}$ 时：

在射频信号发生器输出频率 935.2MHz ，功率为 -80dBm 和 -100dBm 处，使用频谱分析仪对射频信号发生器重复测量 10 次，每次均重新连接后测量。测量结果如下表 4-2 和表 4-3 所示：

表 4-2 频谱仪测量读数重复性（射频信号发生器示值为 -80dBm ）

测量次数	频谱分析仪实测值 (dBm)
1	-80.17
2	-80.13
3	-80.10
4	-80.15

5	-80.12
6	-80.05
7	-80.12
8	-80.16
9	-80.13
10	-80.13

对于表 4-2 测量数据，则单次测量结果试验标准差

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} \approx 0.033\text{dB}$$

表 4-3 频谱仪测量读数重复性（射频信号发生器示值为-100dBm）

测量次数	频谱分析仪实测值 (dBm)
1	-99.84
2	-99.96
3	-99.86
4	-99.87
5	-99.95
6	-99.88
7	-99.94
8	-99.97
9	-99.89
10	-99.93

对于表 4-3 测量数据，单次测量结果试验标准差 $s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} \approx 0.05\text{dB}$ ，则标

准不确定度使用试验标准差表示，取 $u_6 = s = 0.05\text{dB}$ 。

通过实验分析功率测量范围为-110dBm~-120dBm 时的情况，每次均重新连接后测量。实验数据如表 4-4 所示。

表 4-4 频谱仪测量读数重复性（射频信号发生器示值为-120dBm）

测量次数	频谱分析仪实测值 (dBm)
1	-119.82
2	-119.93
3	-119.86
4	-120.11

5	-119.86
6	-120.01
7	-120.10
8	-119.88
9	-119.77
10	-119.80

对于表 4-4 测量数据，则单次测量结果试验标准差 $s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} \approx 0.12\text{dB}$,

则标准不确定度使用试验标准差表示，则 $u_6 = s = 0.12\text{dB}$ 。

(7) 功率传感器计量特性随温度漂移引入的不确定度 u_7 。

根据功率传感器参数手册，在校准温度变化范围 $\pm 5^\circ$ 时，其功率测量准确度为 $\pm 0.04\text{ dB}$ ，则取温度漂移误差 $a_7 = 0.04\text{ dB}$ ，相应不确定度分量呈均匀分布， $k_7 = \sqrt{3}$ ，则标准不确定度分量为 $u_7 = a_7 / k_7 = 0.023\text{dB}$ 。

以下对各个不确定度分量对应的灵敏度系数进行分析。依据公式所示数学模型，不确定度分量 u_1 、 u_2 、 u_4 、 u_5 、 u_6 、 u_7 均对应 (7) 式中的 $P_s[\text{dBm}]$ ，其灵敏度系数为 1。在分析 u_3 时已经将系数 8.68 考虑进去，无须重复考虑。

4.1.3.3 相关性

通过分析功率计参考电平测量不确定度分量引入的不确定度、功率计校准过程中的连接及读数重复性引入的不确定度、功率传感器计量特性随温度漂移等引入的不确定度等 7 个分量的相关性，可以认为它们相互独立。

4.1.3.4 不确定度合成

(1) 不确定度分量综合表

表 4-5 测量范围：-45dBm 和 -45dBm 以上，不确定度分量综合表

序号	不确定度分量					
	不确定度来源	类型	测量误差或准确度	分布类型	包含因子	标准不确定度
1	功率计参考电平测量	B	0.086dB	/	2	0.043dB
2	功率计校准过程中的连接及读数重复性	A	/	/	/	0.02dB

3	功率计校准过程中系统失配	B	0.099dB	反正弦	$\sqrt{2}$	0.07dB
4	功率计的功率测量线性度	B	0.03dB	均匀	$\sqrt{3}$	0.0173dB
5	功率传感器计量特性随温度漂移引入的不确定度	B	0.04dB	均匀	$\sqrt{3}$	0.023dB

表 4-6 测量范围：-45dBm~-110dBm，不确定度分量综合表

序号	不确定度分量					
	不确定度来源	类型	测量误差或准确度	分布类型	包含因子	标准不确定度
1	功率计参考电平测量	B	0.086dB	/	2	0.043dB
2	功率计校准过程中的连接及读数重复性	A	/	/	/	0.02dB
3	功率计校准过程中系统失配	B	0.099dB	反正弦	$\sqrt{2}$	0.07dB
4	功率计的功率测量线性度	B	0.03dB	均匀	$\sqrt{3}$	0.0173dB
5	频谱分析仪的功率测量线性度	B	0.13dB	均匀	$\sqrt{3}$	0.075dB
6	频谱分析仪在校准过程中的连接及读数重复性	A	/	/	/	0.05dB
7	功率传感器计量特性随温度漂移引入的不确定度	B	0.04dB	均匀	$\sqrt{3}$	0.023dB

表 4-7 测量范围：-110dBm~-120dBm，不确定度分量综合表

序号	不确定度分量					
	不确定度来源	类型	测量误差或准确度	分布类型	包含因子	标准不确定度

1	功率计参考电平测量	B	0.086dB	/	2	0.043dB
2	功率计校准过程中的连接及读数重复性	A	/	/	/	0.02dB
3	功率计校准过程中系统失配	B	0.099dB	反正弦	$\sqrt{2}$	0.07dB
4	功率计的功率测量线性度	B	0.03dB	均匀	$\sqrt{3}$	0.0173dB
5	频谱分析仪的功率测量线性度	B	0.13dB	均匀	$\sqrt{3}$	0.075dB
6	频谱分析仪在校准过程中的连接及读数重复性	A	/	/	/	0.12dB
7	功率传感器计量特性随温度漂移引入的不确定度	B	0.04dB	均匀	$\sqrt{3}$	0.023dB

(2) 合成标准不确定度

测量范围为-45dBm 和-45dBm 以上时，合成标准不确定度 $u_{c1} = \sqrt{\sum_{i=1}^5 u_i^2} \approx 0.089\text{dB}$

测量范围为-45dBm~-110dBm 时，合成标准不确定度 $u_{c2} = \sqrt{\sum_{i=1}^7 u_i^2} \approx 0.127\text{dB}$

测量范围为-110dBm~-120dBm 时，合成标准不确定度 $u_{c3} = \sqrt{\sum_{i=1}^7 u_i^2} \approx 0.167\text{dB}$

(3) 扩展不确定度

取扩展因子 $k=2$ ，扩展不确定度 U 为：

测量范围为-45dBm 和-45dBm 以上时， $U = k \times u_{c1} = 2 \times 0.103 \approx 0.18\text{dB}$

测量范围为-45dBm~-110dBm 时， $U = k \times u_{c2} = 2 \times 0.137 \approx 0.26\text{dB}$

测量范围为-110dBm~-120dBm 时， $U = k \times u_{c3} = 2 \times 0.299 \approx 0.34\text{dB}$

4.2 衰减校准

4.2.1 测量原理

根据 JJG387-2005《同轴电阻式衰减器检定规程》建立的 10kHz~18GHz 衰减标准，采用低中频串联替代法以感应分压器作为标准，示意图如图 4-2 所示：

用一套衰减测量标准校准同轴衰减器。测量方法是在匹配源和匹配负载之间测定衰减量，测量过程中被校准的衰减器在 0dB 和待测档之间切换，在校准过程中要测量的就是该衰减的变化量。

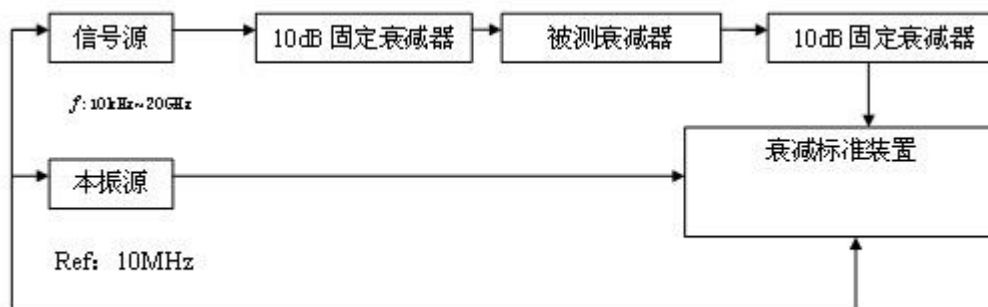


图 4-2 10kHz~18GHz 衰减标准系统示意图

本不确定度分析的频率范围是 10kHz~18GHz，衰减范围是 0dB~100dB。

测试用设备指标

(1) 衰减标准装置。

频率范围：10kHz~18GHz

量程范围：0dB~100dB

不确定度 ($k=2$)

0.003+0.0003×A dB (0dB~80dB)，0.072dB(90dB)，0.143dB(100dB)

(2) 信号源和本振源

幅度稳定度：≤0.001dB/min

信号源最大输出电平：≥10dBm

频率准确度：≤10⁻⁵

频率稳定度：≤10⁻⁶

(3) 10dB 固定衰减器

频率范围：10kHz~18GHz

电压驻波比：≤1.05

4.2.2 数学模型

$$A = A_x + \Delta A_s + \delta_L + \delta_{MIS} + \delta_R \quad (4-8)$$

式中： A_x 是衰减标准装置的测量值；

ΔA_s 是衰减标准装置的测量不确定度引入的影响；

δ_L 是测量通道的泄漏引入的影响；

δ_{MIS} 是系统失配引入的影响；

δ_R 是被测衰减器的测量重复性。

4.2.3 影响量不确定度分量的评估和计算

4.2.3.1 不确定度来源

由数学模型分析得到不确定度来源如下：

- (1) 衰减标准装置的测量不确定度引入的不确定度 u_1 ；
- (2) 测量通道的泄漏引入的不确定度 u_2 ；
- (3) 系统失配引入的不确定度 u_3 ；
- (4) 被测衰减器的测量重复性误差引入的不确定度 u_4 ；

4.2.3.2 不确定度分析

- (1) 衰减标准装置的测量不确定度引入的不确定度 u_1

衰减标准装置的扩展不确定度由上级证书得到：0.003+0.0003×A dB (0dB~80dB)，0.072dB(90dB)，0.143dB(100dB) ($k_1=2$)，则其标准不确定度 u_1 为

$$u_1 = U(\Delta A_s) / k_1 = U(\Delta A_s) / 2 = \begin{cases} (0.0015 + 0.00015 \times A) \text{dB} & 0\text{dB} \sim 80\text{dB} \\ 0.036\text{dB} & 90\text{dB} \\ 0.0715\text{dB} & 100\text{dB} \end{cases}$$

- (2) 测量通道的泄漏引入的不确定度 u_2

泄露是指信号没有经过测量通道而是经过泄漏通道进入了接收机，设泄漏通道的衰减量为 A_L ，测量通道的衰减量为 A ，则最大泄漏误差公式为：

$$\delta_L = 8.686 \times 10^{(A-A_L)/20} \text{ (dB)} \quad (4-9)$$

泄漏误差与接头、电缆及被测衰减器的质量有直接的关系，不同质量的器件引入的泄漏误差差别很大，在不同频率，差别也较大。当使用质量好的接头、电缆、并且用铜箔包裹接头时，泄露 A_L 约为 160dB~180 dB，取 A_L 为 160dB，该项误差服从均匀分布，标准不确定度 u_2 如下表 4-8 所示。

表 4-8 测量通道的泄漏误差引入的不确定度 u_2

标称值 (dB)	δ_L (dB)	k_2	u_2 (dB)
10	2.75E-07	$\sqrt{3}$	1.59E-07
20	8.69E-07	$\sqrt{3}$	5.02E-07
30	2.75E-06	$\sqrt{3}$	1.59E-06
40	8.69E-06	$\sqrt{3}$	5.02E-06

50	2.75E-05	$\sqrt{3}$	1.59E-05
60	8.69E-05	$\sqrt{3}$	5.02E-05
70	2.75E-04	$\sqrt{3}$	1.59E-04
80	8.69E-04	$\sqrt{3}$	5.02E-04
90	2.75E-03	$\sqrt{3}$	1.59E-03
100	8.69E-03	$\sqrt{3}$	5.02E-03

(3) 失配误差引入的不确定度 u_3

在被校准衰减器接入点的源和负载的反射系数经阻抗匹配，其模值已调整到尽可能小。源和负载的反射系数模值以及被校准衰减器的散射系数模值均已测得，但它们的相位是未知的。没有任何相位的信息，就不可能给出失配误差的修正值，但在信息不完全的情况下可用下式估计出失配引入的误差为：

$$\delta_{MS} = 8.686 [|\Gamma_G|^2 (|s_{11b}|^2 + |s_{11e}|^2) + |\Gamma_L|^2 (|s_{22b}|^2 + |s_{22e}|^2) + |\Gamma_G|^2 |\Gamma_L|^2 (|s_{21b}|^4 + |s_{21e}|^4)]^{1/2}$$

失配引入的误差服从反正弦分布，则标准不确定度可用下式表示：

$$u_3 = \frac{8.686}{\sqrt{2}} [|\Gamma_G|^2 (|s_{11b}|^2 + |s_{11e}|^2) + |\Gamma_L|^2 (|s_{22b}|^2 + |s_{22e}|^2) + |\Gamma_G|^2 |\Gamma_L|^2 (|s_{21b}|^4 + |s_{21e}|^4)]^{1/2} \quad (4-10)$$

式中， s_{11b} 、 s_{21b} 和 s_{22b} 为衰减器在参考位置(0 dB)的 S 参数， $s_{11b}=0.048$ ， $s_{21b}=0.95$ ， $s_{22b}=0.01$ ； s_{11e} 、 s_{21e} 和 s_{22e} 为衰减器在测量位置的 S 参数， $s_{11e}=0.048$ ， $s_{21e}=0.031$ ， $s_{22e}=0.01$ ； Γ_G 和 Γ_L 为源端和负载端的反射系数，分别为 $\Gamma_G=0.024$ ， $\Gamma_L=0.024$ 。将上面的值代入(4-10)，

$$u_3 = \frac{8.686 \times 0.024}{\sqrt{2}} [0.048^2 + 0.048^2 + 0.01^2 + 0.01^2 + 0.024^2 \times (0.95^4 + 0.031^4)]^{1/2} \\ = 0.011 \text{ dB}$$

(4) 被测衰减器的测量重复性引入的不确定度 u_4

衰减器的重复性不确定度与衰减器的质量以及测量通道的接头质量有直接的关系，衰减器的重复性不确定度由 A 类统计不确定度给出，但是在衰减实际测量中，由于被测衰减器的重复性不确定度与电压测量不确定度（电压测量分辨率不确定度、整机稳定度不确定度和噪声不确定度）的表现形式一样，很难区分，因此这两部分的不确定度数值用 A 类统计不确定度计算式（4）来给出。

$$u_4 = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (A_i - \bar{A})^2}{n(n-1)}} \quad (\text{dB}) \quad (4-11)$$

式中， A_i 为每次衰减测量结果， \bar{A} 为 n 次测量结果的平均值。

表 4-9 重复性引入的不确定度

次数	10dB	20dB	30dB	40dB	50dB	60dB	70dB	80dB	90dB	100dB
1	9.9431	20.056 2	29.965 4	39.995 3	49.812 8	59.943 9	69.843 3	79.881 2	89.911 6	99.709 8
2	9.9492	20.059 5	29.976 3	39.998 2	49.805 2	59.956 2	69.857 5	79.862 9	89.837 3	99.518 6
3	9.9471	20.057 3	29.965 6	39.983 6	49.809 8	59.947 2	69.866 1	79.841 5	89.854 8	99.942 5
4	9.9443	20.068 7	29.972 7	39.992 7	49.816 3	59.955 6	69.855 4	79.868 9	89.866 3	99.752 1
5	9.9492	20.055 3	29.978 1	39.984 2	49.804 6	59.953 7	69.843 8	79.854 3	89.889 3	99.946 0
6	9.9562	20.057 5	29.956 7	39.996 5	49.804 5	59.944 1	69.856 9	79.875 3	89.838 4	99.788 4
7	9.9441	20.069 2	29.976 8	39.984 1	49.814 7	59.958 5	69.845 2	79.836 4	89.826 8	99.839 3
8	9.9432	20.052 4	29.971 9	39.996 3	49.803 6	59.934 6	69.854 9	79.872 7	89.833 7	99.757 5
9	9.9471	20.058 4	29.976 5	39.985 7	49.813 1	59.954 9	69.863 8	79.867 2	89.852 9	99.815 8
10	9.9453	20.053 2	29.973 5	39.993 9	49.804 2	59.936 1	69.835 2	79.863 7	89.801 7	99.584 6
实验 标准 差	3.98E- 3	5.79E- 3	6.80E- 3	5.93E- 3	4.99E- 3	8.61E- 3	9.91E- 3	1.44E- 2	3.17E0 2	1.37E- 1
u_4	1.26E- 3	1.83E- 3	2.15E- 3	1.88E- 3	1.58E- 3	2.72E- 3	3.13E- 3	4.56E- 3	1.00E- 2	4.34E- 2

4.2.3.3 相关性

通过分析衰减标准装置的测量误差、测量通道的泄漏不确定度、失配误差及被测衰减器的重复性不确定度等引入的不确定度等 4 个分量的相关性,可以认为它们相互独立。

4.2.3.4 不确定度合成

(1) 不确定度分量综合表

表 4-10 不确定度分量综合表

序号	不确定度分量					
	不确定度来源	类型	测量误差或准确度	分布类型	包含因子	标准不确定度
1	衰减标准装置的测量	B	见衰减标准装置的扩展不确定度	/	2	见 u_1
2	测量通道的泄漏	B	见表 4-8	均匀	$\sqrt{3}$	见表 4-8
3	系统失配	B	0.016dB	反正弦	$\sqrt{2}$	0.011dB
4	被测衰减器的测量重复性	A	/	/	/	见表 4-9

(2) 合成标准不确定度:

$$u_c = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + u_4^2}$$

(3) 扩展不确定度

取扩展因子 $k=2$, 扩展不确定度 $U=k \times u_c=2 \times u_c$

衰减测量合成标准不确定度和扩展不确定见下表

表 4-11 衰减测量合成标准不确定度和扩展不确定度

标称值 (dB)	u_1 (dB)	u_2 (dB)	u_3 (dB)	u_4 (dB)	u_c (dB)	U (dB) ($k=2$)
10	0.003	1.59E-07	0.011	1.26E-3	0.011	0.022
20	0.0045	5.02E-07	0.011	1.83E-3	0.012	0.024
30	0.006	1.59E-06	0.011	2.15E-3	0.013	0.026
40	0.0075	5.02E-06	0.011	1.88E-3	0.013	0.026
50	0.009	1.59E-05	0.011	1.58E-3	0.014	0.028
60	0.010	5.02E-05	0.011	2.72E-3	0.015	0.030
70	0.012	1.59E-04	0.011	3.13E-3	0.016	0.032
80	0.0135	5.02E-04	0.011	4.56E-3	0.017	0.034
90	0.036	1.59E-03	0.011	1.00E-2	0.039	0.078
100	0.0715	5.02E-03	0.011	4.34E-2	0.084	0.17

4.3 插入损耗校准

4.3.1 测量原理

使用网络分析仪测量射频器件的插入损耗。首先在网络分析仪两端口进行双端口校准，然后将射频器件连接到网络分析仪校准端面，测量射频器件的插入损耗。

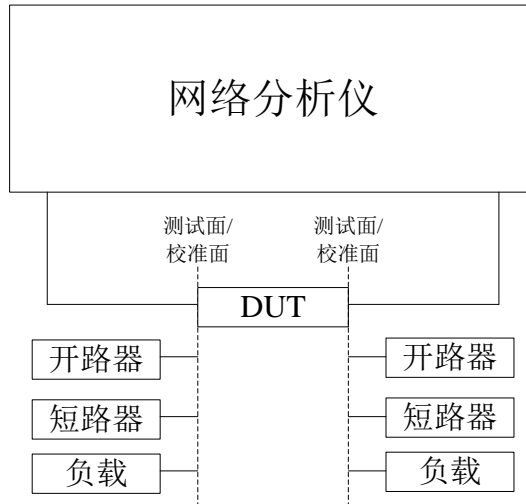


图 4-3 插入损耗系统测量示意图

本不确定度分析的频率范围是 10MHz~3GHz，插入损耗 10dB。

测试用设备指标：

(1) 网络分析仪

频率范围：10MHz~3GHz

量程范围：0dB~100dB

测量最大允许误差：0.06dB

4.3.2 数学模型

$$L = L_x + \Delta L_s + \delta_{MS} + \delta_R \quad (4-11)$$

式中： L_x 是网络分析仪的测量值；

ΔL_s 是网络分析仪传输损耗测量最大允许误差引入的影响；

δ_{MS} 是系统失配引入的影响；

δ_R 是射频器件插入损耗的测量重复性。

4.3.3 影响量不确定度分量的评估和计算

4.3.3.1 不确定度来源

由数学模型分析得到不确定度来源如下：

(1) 网络分析仪测量最大允许误差引入的不确定度 u_1 ；

- (2) 系统失配误差引入的不确定度 u_2 ;
- (3) 校准过程中的连接及读数重复性引入的不确定度 u_3 ;

4.3.3.2 不确定度分析

- (1) 网络分析仪测量最大允许误差引入的不确定度 u_1 ;

根据网络分析仪的指标说明书，双端口校准后，当插入损耗为 10dB 时其测量最大允许误差 $a_1=0.06\text{dB}$ ，即设测量值落在该区间内的概率分布为均匀分布， $k_1=\sqrt{3}$ ，标准不确定度分量： $u_1=a_1/k_1\approx 0.035\text{dB}$

- (2) 系统失配误差引入的不确定度 u_2

网络分析仪源和接收机的反射系数模值以及被校射频器件的散射系数模值均已测得，但它们的相位是未知的。没有任何相位的信息，就不可能给出失配误差的修正值，但在信息不完全的情况下可用下式估计出失配引入的误差为：

$$\delta_{MS} = 8.686[|\Gamma_G|^2|\Gamma_{DG}|^2 + |\Gamma_L|^2|\Gamma_{DL}|^2]^{1/2}$$

式中， Γ_G 和 Γ_L 分别为网络分析仪源和接收机的反射系数，网络分析仪经过双端口校准后 $\Gamma_G=0.01$ ， $\Gamma_L=0.01$ ； Γ_{DG} 和 Γ_{DL} 分别为射频器件输入端口和输出端口的反射系数，由测量得到 $\Gamma_{DG}=0.09$ ， $\Gamma_{DL}=0.09$ 。

失配引入的误差服从反正弦分布，则标准不确定度分量：

$$u_2 = \frac{8.686}{\sqrt{2}} [|\Gamma_G|^2|\Gamma_{DG}|^2 + |\Gamma_L|^2|\Gamma_{DL}|^2]^{1/2}$$

- (3) 校准过程中的连接及读数重复性引入的不确定度 u_3 ;

使用网络分析仪在 1GHz 频率点，对射频器件的插入损耗重复测量 10 次，每次均重新连接后测量。测量结果如下表所示：

表 4-12 插入损耗测量读数重复性

测量次数	插入损耗实测值 (dBm)
1	-10.07
2	-10.09
3	-10.10
4	-10.11
5	-10.08
6	-10.12
7	-10.10
8	-10.14
9	-10.10

10	-10.08
----	--------

则单次测量结果试验标准差 $s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} \approx 0.021\text{dB}$

标准不确定度使用试验标准差表示，则 $u_3 = s = 0.02\text{dB}$

4.3.3.3 相关性

通过分析网络分析仪测量最大允许误差、系统失配及校准过程中的连接及读数重复性引入的不确定度等 3 个分量的相关性，可以认为它们相互独立。

4.3.3.4 不确定度合成

(1) 不确定度分量综合表

表 4-13 不确定度分量综合表

序号	不确定度分量					
	不确定度来源	类型	测量误差或准确度	分布类型	包含因子	标准不确定度
1	网络分析仪测量最大允许误差	B	0.06dB	均匀	$\sqrt{3}$	0.035dB
2	系统失配	B	0.011dB	反正弦	$\sqrt{2}$	0.008dB
3	校准过程中的连接及读数重复性	A	/	/	/	0.021dB

(2) 合成标准不确定度

合成标准不确定度 $u_c = \sqrt{\sum_{i=1}^3 u_i^2} \approx 0.042\text{dB}$

(3) 扩展不确定度

取扩展因子 $k=2$ ，扩展不确定度 U 为：

$$U = k \times u_c = 2 \times u_c = 0.09\text{dB}$$

4.4 脉冲波形参数校准

4.4.1 测量原理

对示波器进行校准时，主要校准项目有：垂直幅度、时间周期、频带宽度和脉冲响应。

垂直幅度的校准方法是将示波器校准仪输出的方波信号,在匹配的条件下连接到示波器输入端,设置校准仪输出信号幅度,通过调整示波器垂直偏转因数,使脉冲波形清晰显示在屏幕上,幅度约占屏幕的 80%,直接在示波器上读取脉冲幅度值。

时间周期的校准方法是将示波器校准仪输出的周期信号,在匹配的条件下连接到示波器输入端,按校准规范要求设置校准仪输出信号周期和示波器水平偏转因数,记录示波器上的周期显示值。

频带宽度的校准方法是将示波器校准仪输出的正弦波频率设为基准频率(依据说明书要求设置),在匹配的条件下连接到示波器输入端,记录信号幅度;改变正弦波频率,当波形幅度比基准频率时的幅度下降 3dB 时,记录示波器校准仪频率,此频率为示波器带宽。

脉冲响应的校准方法是将示波器校准仪输出的快前沿信号,在匹配的条件下接入示波器输入端,适当调整示波器设置,将上升沿拉开,测量上升时间。

具体设置和校准方法见 JJF 1057—1998 《数字存储示波器校准规范》。

本不确定分析的范围如下:

垂直幅度: 12mV~3V

时间周期: 6ns~600ms

频带宽度: 1.7GHz

脉冲上升时间: 不小于 200ps

阻抗: 50 Ω

校准所用示波器校准仪(9500B)技术指标:

(1) 方波电压:

幅度范围: 40μV~5V (50 Ω)

最大允许误差: $\pm (0.1\% \times \text{幅度} + 10\mu\text{V})$

(2) 时标输出:

周期: 450.5ps~9.009ns(正弦波); 9.0091 ns~55s(脉冲)

最大允许误差: $\pm 0.25\text{ppm} (< 83\mu\text{s})$; $3\text{ppm} (> 83\mu\text{s})$

脉冲波上升时间: 1ns

(3) 稳幅正弦波:

频率范围: 0.1Hz~3.2GHz

幅度范围: 5mV~5V (0.1Hz~550MHz); 5mV~3V (550MHz~2.5GHz);

5mV~2V (2.5GHz~3.2GHz)

相对于参考频率的平坦度: $\pm 2.0\%$ (0.1Hz~300MHz); $\pm 3\%$ (300MHz~550MHz);

$\pm 3.5\%$ (550MHz~1.1GHz); $\pm 5.0\%$ (1.1GHz~3.2GHz)

(4) 快沿功能:

幅度: 25mV~2V (50 Ω)

上升时间: 70ps

上升时间准确度：12ps

4.4.2 数学模型

(1) 垂直幅度

基于测量原理，其数学模型如下（4-12）式所示：

$$A_x = A_0 + A_1 + A_2 \quad (4-12)$$

其中： A_x 示波器显示的幅度值； A_0 示波器校准仪设置的幅度值； A_1 阻抗不匹配对测量结果的影响量； A_2 示波器不稳引入的影响量或由分辨力引入的影响量。

由于校准中使用了示波器校准仪配置的专用探头和连接线，因此连接线引入的不确定度可忽略。

$$\text{阻抗不匹配对测量结果的影响量 } A_1 = \left(\frac{2R_x}{R_0 + R_x} - 1 \right) \times A_0$$

其中： R_x 示波器阻抗值； R_0 示波器校准仪阻抗值。

公式（4-12）改写为：

$$A_x = \frac{2R_x}{R_0 + R_x} \times A_0 + A_2 \quad (4-13)$$

由于仪器的接口阻抗值比较稳定，可认为 $u(R_x) \approx 0$ ； R_0 引入的不确定度 $u(R_0)$ 的影响在 A_0 的不确定度 $u(A_0)$ 中能够体现。 A_2 与 A_0 之间没有值得考虑的相关性，因此可按公式（4-13）进行不确定度合成：

$$u^2(A_x) \approx u^2(A_0) + u^2(A_2) \quad (4-14)$$

(2) 时间周期

基于测量原理，其数学模型如下（4-15）式所示：

$$T_x = T_0 + \Delta T \quad (4-15)$$

其中： T_x 示波器显示时间周期值； T_0 示波器校准仪设置的周期； ΔT 由触发等不稳定因素产生的影响量或由分辨力引入的影响量。

由于 T_0 与 ΔT 之间没有值得考虑的相关性，因此按公式（4-16）进行不确定度合成：

$$u^2(T_x) = u^2(T_0) + u^2(\Delta T) \quad (4-16)$$

(3) 频带宽度

基于测量原理，其数学模型如下（4-17）式所示：

$$f_x = f_0 + \Delta f + f_1 \quad (4-17)$$

其中： f_x 示波器频带宽度； f_0 示波器校准仪设置频率； Δf 由示波器校准仪平坦度产生的影响量； f_1 由示波器不稳定或分辨力产生的影响量。

由于 f_0 、 Δf 、 f_1 没有值得考虑的相关性，因此按公式（4-18）进行不确定度合成：

$$u^2(f_x) = u(f_0)^2 + u^2(\Delta f) + u^2(f_1) \quad (4-18)$$

(4) 脉冲上升时间

基于测量原理，其数学模型如下（4-19）式所示：

$$t_x = \sqrt{t_s^2 - t_0^2} \quad (4-19)$$

其中： t_x 示波器实际上升时间； t_s 示波器显示的上升时间； t_0 示波器校准仪快沿脉冲的上升时间。

由于 t_s 和 t_0 之间没有值得考虑的相关性，因此不确定度按公式（4-20）合成：

$$u^2(t_x) = \frac{t_s^2 u(t_s)^2 + t_0^2 u^2(t_0)}{t_s^2 - t_0^2} \quad (4-20)$$

4.4.3 影响量不确定度分量的评估和计算

4.4.3.1 垂直幅度

(1) 不确定度来源

根据数学模型，垂直幅度测量的标准不确定度分量有：

- 示波器校准仪幅度误差引入的不确定度分量 $u(A_0)$ ；
- 示波器不稳定引入的不确定度分量或由分辨力引入的不确定度分量 $u(A_2)$

(2) 不确定度分析

① 示波器校准仪幅度误差引入的不确定度分量 $u(A_0)$

按 B 类方法评定。根据示波器校准仪说明书给出的技术指标，方波电压输出最大允许误差为： $\pm (0.1\% \times \text{幅度} + 10\mu\text{V})$ ，得到区间半宽度 $a = 0.1\% \times \text{幅度} + 10\mu\text{V}$ 。假

定在该区间内为均匀分布，取 $k = \sqrt{3}$ ，得到 $u(A_0) = \frac{a}{k}$ 。在示波器校准仪设置幅度

分别为 12mV、120mV、3V 时，得到的 $u(A_0)$ 值如下：

表 4-14 示波器校准仪设置幅度分别为 12mV、120mV、3V 时 $u(A_0)$ 值

测试点	12mV	120mV	3V
$u(A_0)$	12.7 μ V	75.1 μ V	1.73mV

② 示波器不稳定引入的不确定度分量或或由分辨力引入的不确定度分量 $u(A_2)$

按 A 类方法评定。对示波器校准仪输出的方波信号进行多次（10 次）重复测量，每次测量重新接线，重新设置。测量值（示波器设置 16 次平均）如下：

表 4-15 不确定度分量 $u(A_2)$ 测试值

测试点	12mV	120mV	3V
测试结果	11.92mV	119.2mV	2.980V
	11.88mV	119.2mV	2.980V
	11.92mV	119.2mV	2.980V
	11.92mV	119.2mV	2.980V
	11.88mV	119.2mV	2.980V
	11.92mV	119.2mV	2.980V
	11.88mV	119.2mV	2.980V
	11.88mV	119.2mV	2.980V
	11.88mV	119.2mV	2.980V
	11.92mV	119.2mV	2.980V
平均值	11.90mV	119.2mV	2.980V
实验标准偏差 $s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}}$	21 μ V	/	/
分辨力	/	0.05mV	0.5mV

以单次测量值作为测量结果，对 12mV 测试点， $u(A_2) = s$ ；对 120mV 和 3V 测试点，由示波器分辨力引入的不确定度为： $u(A_2) = \frac{\text{分辨力}}{\sqrt{3}}$ ；120mV 测试点：

$$u(A_2) = 29\mu V；3V \text{ 测试点：} u(A_2) = 0.29mV$$

4.4.3.2 时间周期

(1) 不确定度来源

根据数学模型，时间周期测量的标准不确定度分量有：

- 示波器校准仪时标周期误差引入的不确定度分量 $u(T_0)$ ；
- 由触发等不稳定因素或由分辨力引入的不确定度分量 $u(\Delta T)$

(2) 不确定度分析

① 示波器校准仪周期误差引入的不确定度分量 $u(T_0)$

按 B 类方法评定。根据示波器校准仪说明书给出的技术指标，时标最大允许误差： $\pm 0.25ppm (< 83\mu s)$ ； $\pm 3ppm (> 83\mu s)$ 可知，区间半宽度 $a = 0.25ppm (< 83\mu s)$ 或

$a = 3ppm (> 83\mu s)$ 。假定在该区间内为均匀分布，取 $k = \sqrt{3}$ ，得到 $u(T_0) = \frac{a}{k}$ 。

在示波器校准仪时标周期分别为 10ns、240 μs 、600ms 时，得到的 $u(T_0)$ 如下：

表 4-16 不确定度分量 $u(T_0)$ 测量值

测试点	10ns	240 μs	600ms
$u(T_0)$	可忽略	0.42ns	1.04 μs

② 由触发等不稳定因素或由分辨力引入的不确定度分量 $u(\Delta T)$

对示波器校准仪输出的时标信号进行多次（10 次）重复测量。测量值（示波器设置 16 次平均）如下：

表 4-17 不确定度分量 $u(\Delta T)$ 测量值

测试点	6ns	240 μs	600ms
测试结果	6.002 ns	240.0 μs	600.0ms
	6.011 ns	240.0 μs	600.0ms
	5.999 ns	240.0 μs	600.0ms

	6.001 ns	240.0μs	600.0ms
	6.013 ns	240.0μs	600.0ms
	6.005 ns	240.0μs	600.0ms
	5.993 ns	240.0μs	600.0ms
	6.006 ns	240.0μs	600.0ms
	5.997 ns	240.0μs	600.0ms
	6.005 ns	240.0μs	600.0ms
平均值	6.003ns	240.0μs	600.0ms
实验标准偏差 $s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}}$	6.1ps	/	/
示波器分辨力	/	0.05μs	0.05ms

以单次测量值作为测量结果，对 6ns 测试点，按 A 类方法评定，得到 $u(A_2) = s$ ；

对于 240μs 和 600ms 测试点，由示波器分辨力引入的不确定度为：

$$u(A_2) = \frac{\text{分辨力}}{\sqrt{3}}; \text{240}\mu\text{s 测试点: } u(A_2) = 29\text{ns}; \text{600ms 测试点: } u(A_2) = 29\mu\text{s}$$

4.4.3.3 频带宽度

(1) 不确定度来源

根据数学模型，频带宽度测量的标准不确定度分量有：

- 示波器校准仪频率误差引入的不确定度分量 $u(f_0)$
- 由示波器校准仪平坦度引入的不确定度分量 $u(\Delta f)$
- 由示波器不稳定或分辨力引入的不确定度分量 $u(f_1)$

(2) 不确定度分析

① 示波器校准仪频率误差引入的不确定度分量 $u(f_0)$

按 B 类方法评定。根据示波器校准仪说明书给出的技术指标，稳幅正弦波输出频率最大允许误差： $\pm 0.25\text{ppm}$ 可知，区间半宽度 $a = 0.25\text{ppm}$ ；。假定在该区间内

为均匀分布，取 $k = \sqrt{3}$ ，得到 $u(T_0) = \frac{a}{k} = 0.144ppm$ 。对 1.7GHz 频率，换算

成绝对频率值 $u(T_0) = 245Hz$

② 由平坦度引入的不确定度分量 $u(\Delta f)$

首先测量出示波器带宽附近频率与显示波形幅度变化关系，得到如下结果（示波器设置 16 次平均）：

表 4-18 不确定度分量 $u(\Delta f)$ 测量值

频率 幅度	基准频率 点 (1MHz)	1.72GHz	1.74GHz	1.76 GHz
200 mV/div	1.17V	0.839V	0.827V	0.817V

假定在 1.72GHz~1.76 GHz 频率范围内，频率变化与幅度变化呈线性，根据测试数据计算变化斜率为：18MHz/mV。

根据示波器校准仪说明书给出的技术指标：相对于参考频率的平坦度 $\pm 5.0\%$

(1.1GHz~3.2GHz)；在测试点为 1.17V 时，可能引入的误差为：5.85mV，导致的频率误差为： $18MHz / mV \times 5.85mV = 0.105GHz$ ，取 $a = 0.105GHz$

假定在此误差范围内为均匀分布，取 $k = \sqrt{3}$ ，得到 $u(\Delta f) = \frac{a}{k} = 60.8MHz$

③ 由示波器不稳定或分辨力引入的不确定度分量 $u(f_1)$

对示波器带宽进行 10 次测量，结果如下：

表 4-19 不确定度分量 $u(f_1)$ 测量值

幅度	带宽 (GHz)									
200 mV/div	1.7	1.7	1.7	1.7	1.7	1.7	1.7	1.7	1.7	1.7

分辨力为：0.05GHz；由分辨力引入的不确定度 $u(f_1) = \frac{0.05GHz}{\sqrt{3}} = 29MHz$

4.4.3.4 脉冲上升时间

(1) 不确定度来源

根据数学模型，脉冲上升时间测量的标准不确定度分量有：

- 示波器校准仪上升时间引入的不确定度分量 $u(t_0)$

- 由脉冲抖动及示波器不稳定引入的不确定度分量 $u(t_s)$

(2) 不确定度分析

① 示波器校准仪快沿脉冲上升时间引入的不确定度分量 $u(t_0)$

按 B 类方法评定。根据示波器校准仪说明书给出的技术指标，快沿脉冲上升时间 70ps, 准确度 12ps 可知，区间半宽度 $a = 12ps$ 。假定在该区间内为均匀分布，取

$$k = \sqrt{3}, \text{ 得到 } u(t_0) = \frac{a}{k} = 6.9ps。$$

② 由脉冲抖动及示波器不稳定引入的不确定度分量 $u(t_s)$

对示波器校准仪输出的时快沿脉冲上升时间进行多次（10 次）重复测量。测量结果如下：

表 4-20 不确定度分量 $u(t_s)$ 测量值

上升时间 (ps)									
203	204	210	205	207	206	203	208	204	203
平均值：205.3ps									
实验标准偏差 $s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} = 2.4ps$									

以单次测量值作为测量结果，按 A 类方法评定，得到 $u(t_s) = s$ ；

4.4.4 不确定度合成

4.4.4.1 垂直幅度

(1) 不确定度分量列表

表 4-21 不确定度分量列表

序号	不确定度分量						
	不确定度来源	类型	测量误差或准确度	分布类型	包含因子	测试点	标准不确定度
1	示波器校准仪幅度误差	B	$\pm(0.1\% \times \text{幅度} + 10\mu V)$	均匀	$\sqrt{3}$	12mV	12.7 μV
						120mV	75.1 μV
						3V	1.73 mV
2	被测仪表不稳定	A	/	/	/	12mV	21 μV
						120mV	29 μV

						3V	0.29mV
--	--	--	--	--	--	----	--------

(2) 合成标准不确定度

表 4-22 按照公式 (4-14) 计算合成标准不确定度

测试点	12mV	120mV	3V
$u_c(A_x)$	24.5 μ V	80.5 μ V	1.73mV

(3) 扩展不确定度

表 4-23 取扩展因子 $k=2$, 扩展不确定度 $U(A_x)$

测试点	12mV	120mV	3V
$U(A_x)$	0.05mV	0.2mV	3mV

4.4.4.2 时间周期

(1) 不确定度分量列表

表 4-24 不确定度分量列表

序号	不确定度分量						
	不确定度来源	类型	测量误差或分辨力	分布类型	包含因子	测试点	标准不确定度
1	示波器校准仪时标周期误差	B	$\pm 0.25\text{ppm}$ ($<83\mu\text{s}$); $\pm 3\text{ppm}$ ($>83\mu\text{s}$)	均匀	$\sqrt{3}$	6ns	/
						240 μs	0.42ns
						600ms	1.04 μs
2	不稳定因素或分辨力	A	/	/	/	6ns	6.1ps
		B	0.05 μs	均匀	$\sqrt{3}$	240 μs	29ns
		B	0.05ms	均匀	$\sqrt{3}$	600ms	29 μs

(2) 合成标准不确定度

表 4-25 按照公式 (4-16) 计算合成标准不确定度

测试点	6ns	240 μs	600ms
$u_c(T_x)$	6.1ps	29ns	29 μs

(3) 扩展不确定度

表 4-26 取扩展因子 $k=2$, 扩展不确定度 $U(T_x)$

测试点	6ns	240 μ s	600ms
$U(T_x)$	12ps	58ns	58 μ s

4.4.4.3 频带宽度

(1) 不确定度分量列表

表 4-27 不确定度分量列表

序号	不确定度分量						
	不确定度来源	类型	测量误差或分辨率	分布类型	包含因子	信号幅度	标准不确定度
1	示波器校准仪频率误差	B	$\pm 0.25\text{ppm}$	均匀	$\sqrt{3}$	1.2V	245Hz
2	示波器校准仪输出信号平坦度	/	/	/	/	1.2V	61MHz
3	示波器分辨率	B	0.05GHz	均匀	$\sqrt{3}$	1.2V	29MHz

(2) 合成标准不确定度

按照公式 (4-18) 计算合成标准不确定度, 得到如下结果: $u_c(f_x)=68\text{MHz}$

(3) 扩展不确定度

取扩展因子 $k=2$, 扩展不确定度 $U(f_x)$ 为: $U(f_x) = 0.1\text{GHz}$

4.4.4.4 脉冲上升时间

(1) 不确定度分量列表

表 4-28 不确定度分量列表

序号	不确定度分量					
	不确定度来源	类型	测量误差或准确度	分布类型	包含因子	标准不确定度
1	示波器校准仪快沿脉冲上升	B	12	均匀	$\sqrt{3}$	6.9ps

	时间					
2	脉冲抖动 及示波器 不稳定	A	/	/	/	2.4ps

(2) 合成标准不确定度

按照公式 (4-20) 计算合成标准不确定度, 得到如下结果: $u_c(t_x) = 3.6ps$

(3) 扩展不确定度

取扩展因子 $k=2$, 扩展不确定度 $U(t_x)$ 为: $U(t_x) = 7ps$

4.4.5 不确定度报告

4.4.5.1 垂直幅度

表 4-29 垂直幅度测量结果

测试点	12mV	120mV	3V
测试结果	11.90mV	119.2mV	2.980V
扩展不确定度 U ($k=2$)	0.05mV	0.1mV	3mV

4.4.5.2 时间周期

表 4-30 时间周期

测试点	6ns	240 μ s	600ms
测试结果	6.003 ns	240.0 μ s	600.0ms
扩展不确定度 U ($k=2$)	12ps	58ns	58 μ s

4.4.5.3 频带宽度

示波器带宽 1.7GHz, 扩展不确定度 $U = 0.1GHz$, $k=2$

4.4.5.4 脉冲上升时间

按公式 (4-19) 计算示波器上升时间, 得:

$$t_x = \sqrt{t_s^2 - t_0^2} = \sqrt{203^2 - 70^2} = 191ps$$

不确定度报告:

示波器上升时间 191ps, 扩展不确定度 $U = 7ps$, $k=2$

4.5 (1-18) GHz 电场探头校准

4.5.1 测量原理

(1-18)GHz 功率密度标准装置是用来校准电场探头的装置, 是依据标准场法原理建立, 即通过标准增益喇叭天线向自由空间区域发射微波信号, 在此区域建立一个功率密度已知的标准场, 标准场微波信号通过实验和理论计算得出。

(1-18)GHz 标准装置由微波信号源、功率放大器、定向耦合器、标准增益喇叭天线和微波暗室等组成, 如图 4-4 所示。自由空间的功率密度和场强可以根据公式 (4-21) 和 (4-22) 计算得出。

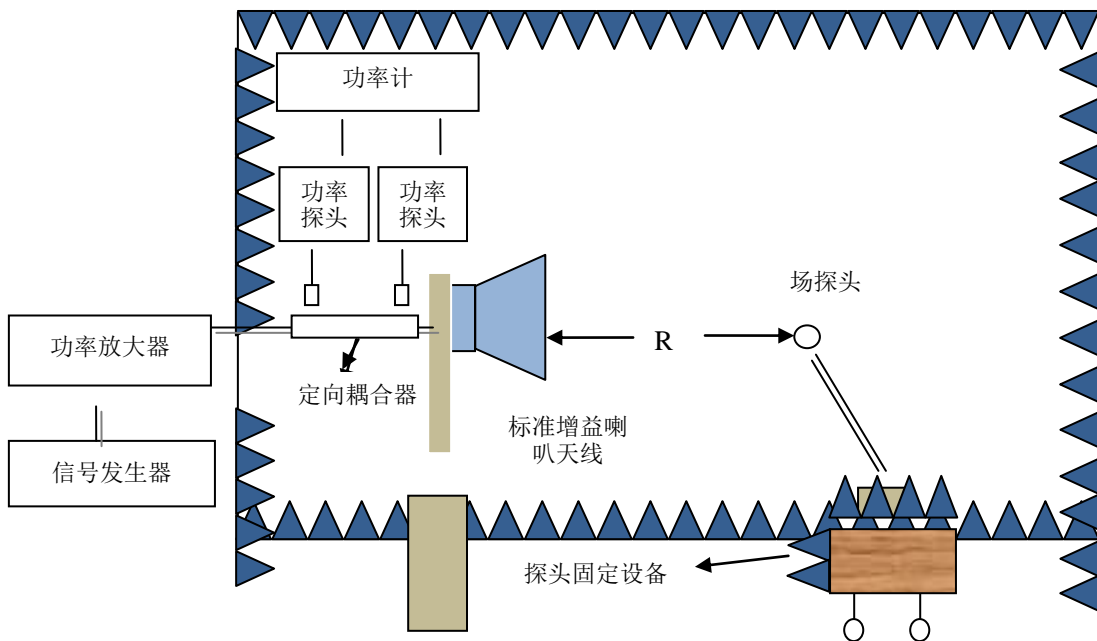


图 4-4 1-18GHz 功率密度标准装置

功率密度表达式:

$$S = \frac{GP_{net}}{4\pi R^2} \quad (4-21)$$

其中:

S 为功率密度;

G 为发射天线增益;

P_{net} 为发射天线馈入的净功率;

R 为测试距离即发射天线口面到探头的校准距离。

场强表达式:

$$E = \sqrt{\frac{\eta P_{net} G}{4\pi R^2}} \quad (4-22)$$

式中：

E 自由空间电场强度 (V/m)；

P_{net} 发射天线馈入的净功率 (W)；

G 发射天线的增益 (无量纲)；

R 从发射天线口面到发射天线主轴上某一接收点的距离 (m)；

η 传播媒介的固有阻抗 (Ω)。

4.5.2 数学模型

不确定度评定实验中，所有的测量数据都是用美国 Amplifier Research 公司的 FL7018 电场探头实测得到，场强示值单位是 V/m，实验时施加的标准场为 20V/m 左右的场强。使用标准增益喇叭天线在全电波暗室内校准场探头时，主要测量不确定度的影响量如下：

- (1) 定向耦合器的前向和反向的耦合系数
- (2) 定向耦合器的直通特性
- (3) 定向耦合器端口与功率传感器、标准增益喇叭天线和电缆之间的失配
- (4) 功率计和功率探头的不确定度
- (5) 电缆的绕曲和发热影响
- (6) 由非理想的暗室环境（反射）引起的驻波（多路径效应）
- (7) 探头固定设备
- (8) 探头放置位置的不确定度
- (9) 发射天线的增益
- (10) 重复性

IEEE Std 1309-2005 9kHz-40GHz 电磁场传感器和探头（天线除外）校准的 IEEE 标准的附录 D 中的 D.4.2.5 使用喇叭天线进行探头校准的标准场评估一节给出了确定喇叭天线轴线上的电场的计算公式，

$$E = \frac{1}{d} \sqrt{\frac{\eta_0 P_{net} g}{4\pi}} \quad \text{V/m} \quad (4-23)$$

式中：

η_0 是自由空间波阻抗，377 Ω

g 是天线的增益

d 是距天线口径处的距离

P_{net} 是由上面公式描述的方法确定的净功率 (W)

根据场强和功率密度计算公式以及增加修正项的方式, 我们可以大致得到微波场强校准的不确定度评定模型, 它属于透明箱加黑箱模型。

$$E = E_{Read} + \delta_{Mis-J1} + \delta_{Mis-J2} + \delta_{Mis-J3} + \delta_{Loss} + \delta_{Fwd} + \delta_{Rev} + \delta_{Spac} + \delta_{Align} + \delta_{Sens} + \delta_{Meter} + \delta_{Ref} + \delta_{Therm} + \delta_{Flex} + \delta_{VSWR} + \delta_{Master} + \delta_{Gain} \quad (4-24)$$

式 (4-24) 中各影响量的含义如下:

E_{Read} 一场强读数 (测量重复性);

δ_{Mis-J1} 一定向耦合器 (J1 端口) 与功率放大器处的失配引起的不确定度;

δ_{Mis-J2} 一定向耦合器 (J2 端口) 与标准增益喇叭连接处的失配引起的不确定度;

δ_{Mis-J3} 一定向耦合器 (J3 端口) 与正向功率探头处的失配不确定度;

δ_{Mis-J4} 一定向耦合器 (J3 端口) 与正向功率探头处的失配不确定度;

δ_{Loss} 一由定向耦合器插入损耗校准引入的不确定度;

δ_{Fwd} 一由定向耦合器前向耦合系数校准引入的不确定度;

δ_{Rev} 一由定向耦合器反向耦合系数校准引入的不确定度;

δ_{Spac} 一间距误差引入的不确定度;

δ_{Align} 一对准误差引入的不确定度;

δ_{Sens} 一由功率探头线性误差引入的不确定度;

δ_{Meter} 一由功率线性测量误差引入的不确定度;

δ_{Ref} 一残余地面反射不确定度;

δ_{Therm} 一同轴电缆发热不确定度;

δ_{Flex} 一同轴电缆挠曲不确定度;

δ_{VSWR} 一由多路径反射引起的不确定度;

δ_{Master} 一由探头固定设备引起的不确定度;

δ_{Gain} 一由标准增益喇叭误差引入的不确定度。

4.5.3 影响量不确定度分量的评估和计算

以下进行不确定度评定的实验中，选取 2.45GHz 频点为例。探头距标准增益喇叭天线口面的距离分别是 1.1m。喇叭天线极化方向为水平极化。

4.5.3.1 定向耦合器各端口连接处的失配

(1) 定向耦合器输入端口 J_1 和电缆连接处的失配不确定度 δ_{Mis-J1}

定向耦合器 DC7154A 的输入端口 J_1 在使用时与固定的电缆相连接，其电压驻波比数据均由计量院信电所微波室提供，利用公式 $\delta_{Mis} = 1 \pm \Gamma_1 \times \Gamma_2$ 可计算出 δ_{Mis-J1} 。

表 4-30 定向耦合器（ J_1 端口）与电缆处的失配引起的不确定度

频率	反射系数		电压驻波比		失配误差		灵敏系数	包含因子	标准不确定度	
	电缆	耦合器 J_1	电缆	耦合器 J_1						
GHz					dB	dB			dB	dB
2.45	0.017	0.020	1.03	1.04	-0.003	0.003	1	1.414	-0.002	0.002

(2) 定向耦合器输出端口 J_2 与标准增益喇叭连接处的失配 δ_{Mis-J2}

定向耦合器 DC7154A 的输入端口 J_2 在使用时与标准增益喇叭天线相连接，其电压驻波比数据均由计量院信电所微波室提供，利用公式 $\delta_{Mis} = 1 \pm \Gamma_1 \times \Gamma_2$ 可计算出 δ_{Mis-J2} 。

表 4-31 定向耦合器（ J_2 ）与标准增益喇叭连接处的失配引起的不确定度

频率	反射系数		电压驻波比		失配误差		灵敏系数	包含因子	标准不确定度	
	天线	耦合器 J_2	天线	耦合器 J_2						
GHz					dB	dB			dB	dB
2.45	0.163	0.010	1.39	1.02	-0.014	0.014	1	1.414	-0.010	0.010

(3) 定向耦合器前向耦合端口 J_3 与功率探头 Z51 连接处的失配不确定度 δ_{Mis-J3}

定向耦合器 DC7154A 的输入端口 J_3 在使用时与功率探头 NRV-Z51 相连接，其电压驻波比数据均由计量院信电所微波室提供，利用公式 $\delta_{Mis} = 1 \pm \Gamma_1 \times \Gamma_2$ 可计算出 δ_{Mis-J3} 。

表 4-32 定向耦合器（ J_3 ）与功率探头 NRV-Z51 连接处的失配误差

频率	反射系数		电压驻波比		失配误差	灵敏	包含因子	标准不确定度	
	探头	耦合	探头	耦合					

	Z51	器 J ₃	Z51	器 J ₃			系 数			
GHz					dB	dB			dB	dB
2.45	0.070	0.024	1.15	1.05	-0.015	0.015	1	1.414	-0.010	0.010

(4) 定向耦合器反向耦合端口 J₄ 与功率探头 Z55 连接处的失配不确定度 δ_{Mis-J4}

定向耦合器 DC7154A 的输入端口 J₄ 在使用时与功率探头 NRV-Z55 相连接，其电压驻波比数据均由计量院信电所微波室提供，利用公式 $\delta_{Mis} = 1 \pm \Gamma_1 \times \Gamma_2$ 可计算出 δ_{Mis-J4} 。

表 4-33 定向耦合器（J₄ 端口）与功率探头 NRV-Z55 连接处的失配误差

频率	反射系数		电压驻波比		失配误差		灵 敏 系 数	包 含 因 子	标准不确定度	
	探头 Z55	耦 合 器 J ₄	探头 Z55	耦 合 器 J ₄						
GHz					dB	dB			dB	dB
2.45	0.065	0.038	1.14	1.08	-0.022	0.022	1	1.414	-0.015	0.015

4.5.3.2 定向耦合器插入损耗引入的不确定度 δ_{Loss}

计算馈入到标准增益喇叭天线的净功率需用到定向耦合器 DC7154A 的插入损耗 $S_{(J2-J1)}$ ，测试数据及扩展不确定度由计量院信电所微波室提供，具体如下：

表 4-34 定向耦合器插入损耗校准引入的不确定度

频率 GHz	插入损耗 dB	扩展 不确定度 dB	分布	包含因子	敏感因子	标准 不确定度 dB
2.45	0.20	0.10	正态	2	1	0.05

4.5.3.3 定向耦合器前向和反向耦合系数校准引入的不确定度 δ_{Fwd} 和 δ_{Rev}

计算馈入到标准增益喇叭天线的净功率需用到定向耦合器 DC7154A 的前向耦合系数 $S_{(J3-J1)}$ 和反向耦合系数 $S_{(J4-J2)}$ ，其测试数据及扩展不确定度由计量院信电所微波室提供，具体如下：

表 4-35 定向耦合器前向和反向耦合系数校准引入的不确定度

频率	前向 耦合系数	反向 耦合系数	扩展 不确定 度	分布	包含因子	敏感因子	标准 不确定度
----	------------	------------	----------------	----	------	------	------------

GHz	dB	dB	dB	正态	2	1	dB
2.45	40.30	39.66	0.20	正态	2	1	0.10

4.5.3.4 间距不确定度 δ_{Spac}

校准探头时，由于在不同的测试频点需要更换发射喇叭天线，并且测试距离也要相应调整，由测试间距引入的偏差应作为一项不确定度来源。该值是由被测探头与发射天线口面具有 $\pm 2\text{cm}$ 的间距误差时实测获得的。

表 4-36 间距误差引入的不确定度

频率	场强			最大偏差	灵敏系数	包含因子	标准不确定度
	-2cm	参考点	+2cm				
GHz	V/m	V/m	V/m	dB			dB
2.45	18.11	18.37	18.71	0.159	1.0	1.732	0.092

4.5.3.5 对准不确定度 δ_{Align}

校准探头时，由于在不同的频点需要更换发射喇叭天线，并且测试距离也要相应调整，由被测探头偏离发射喇叭天线轴线引入的偏差应作为一项不确定度来源。该值是由受试探头位于发射天线轴线上被测点垂直面上平行地面和垂直地面两个方向上偏移 $\pm 2\text{cm}$ 时实测得到。

表 4-37 垂直地面方向上间距 2cm 对准误差（上下）引入的不确定度

频率	场强			最大偏差	灵敏系数	包含因子	标准不确定度
	-2cm	参考点	+2cm				
GHz	V/m	V/m	V/m	dB			dB
2.45	18.65	18.48	18.28	0.080	1.0	1.732	0.046

表 4-38 平行地面方向上间距 2cm 对准误差（左右）引入的不确定度

频率	场强			最大偏差	灵敏系数	包含因子	标准不确定度
	-2cm	参考点	+2cm				
GHz	V/m	V/m	V/m	dB			dB
2.45	18.41	18.36	18.31	0.024	1.0	1.732	0.014

4.5.3.6 功率测量不确定度

(1) 功率探头功率测量不确定度 δ_{Sens}

功率探头 Z51 和 Z55 功率测量不确定度 δ_{Sens} 由计量院信电所微波室提供, 功率探头 Z51 和 Z55 在 1GHz-11GHz 频率范围内的校准因子扩展测量不确定度都为 2.0% ($k=2$)。换算成标准不确定度如下表。下表中的校准因子可作为实测功率的修正值。

表 4-39 由功率探头功率测量误差引入的不确定度

频率	校准因子		最大允许误差值		分布	包含因子	敏感因子	标准不确定度		扩展不确定度 ($k=2$)	
	C_{Z51}	C_{Z55}	%	dB				%	dB	%	dB
GHz			%	dB				%	dB	%	dB
2.45	99.8%	98.3%	1.732	0.076	矩形	1.732	1	1.0	0.044	2.0	0.088

(2) 功率探头线性不确定度 δ_{Meter}

功率探头 Z51 和 Z55 功率线性测量不确定度 δ_{Meter} 由计量院信电所微波室提供, 功率探头 Z51 和 Z55 在 50MHz 频率下的线性测量不确定度都为 0.025 ($k=2$), 由于对于功率探头线性测量我们现有的测量能力只能在 50MHz 下进行, 所以引用此数据作为功率线性不确定度来源考虑。

表 4-40 由功率探头功率线性测量误差引入的不确定度

频率	最大允许误差值	分布	包含因子	敏感因子	标准不确定度	扩展不确定度 ($k=2$)
GHz	dB				dB	dB
2.45	0.0216	矩形	1.732	1	0.0125	0.025

4.5.3.7 残余地面反射不确定度 δ_{Ref}

尽管微波功率密度校准装置的发射天线和受试探头都是放在全电波暗室内, 理想情况下室内各个面的反射很小, 基本与自由空间相似。校准时, 受试探头除了接受来自发射天线的直射波外, 还有来自地面以及其它面的反射波, 我们这里主要是评价由残余地面反射引入的不确定度。具体做法是将吸波尖劈放在发射喇叭天线与受试探头之间的地面上, 在几个不同位置上放置吸波尖劈对于实际的场强测量值几乎没有影响, 因此, 我们暂且忽略此项误差引入的不确定度。

4.5.3.8 同轴电缆发热不确定度 δ_{Therm}

通常微波功率密度校准系统的发射喇叭天线需要馈入较大功率的信号，该信号将会在连接发射天线和功率放大器的低损耗电缆上产生一定的能量损耗，从而导致信号电缆发热，在 IEEE1309-2005 的附录 H 中，此项误差的最大允许值为 0.15dB。然而，我们这套系统将定向耦合器直接与发射喇叭天线相连，由功率计检测正向功率，通过计算和控制馈入给发射喇叭天线的净功率得到所需的校准场强，功率放大器与定向耦合器之间的电缆发热对校准场强的大小没有影响，有效避免了同轴电缆发热引入的不确定度。

因此，这套系统没有因同轴电缆发热引入的不确定度。

4.5.3.9 同轴电缆挠曲不确定度 δ_{Flex}

与前面提到的一样，由于定向耦合器直接与发射喇叭天线相连，功率放大器与定向耦合器之间的电缆挠曲对校准场强的大小没有影响，因此，这套系统没有因同轴电缆挠曲引入的不确定度。

4.5.3.10 多路径反射不确定度 δ_{SWR}

多路径反射误差可以用由非理想暗室环境（反射）引起的驻波来表示，也就是通常用于衡量暗室性能的静区反射率电平。IEEE1309-2005 标准推荐适合于探头校准的全电波暗室最小尺寸（即，内部工作空间）是 4m（长）×2m（宽）×2m（高），暗室的场地电压驻波比应该小于 ±0.5dB。

场地电压驻波比测试步骤：

将电场探头放在将被用于校准的位置。沿着发射喇叭天线的视轴方向改变探头的极化和位置，以确定房间的 VSWR。对于场地 VSWR 测试和探头校准，应该使用同样的发射天线。图 4-4 举例说明了这个布置，其中 L_0 是从喇叭天线的口径处到探头校准点的距离，定义为位置 0。应该将场探头的几何中心放在这个点。在表 12 中列出了探头沿视轴方向移动所推荐的最大步进值 ΔL 和推荐的距位置 0 的最小总距离 L 。

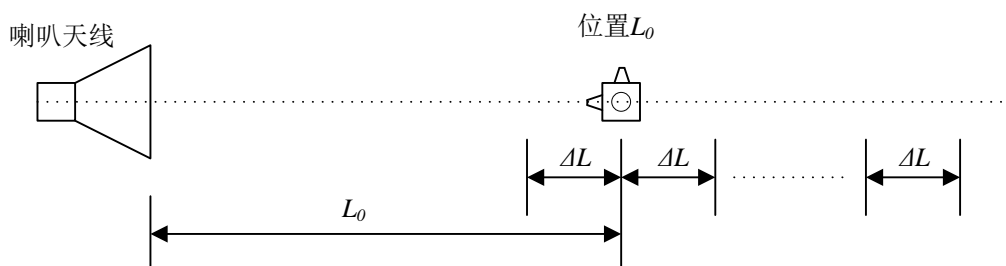


图 4-4 暗室校验测试的测试布置

表 4-41 探头移动的最大步进值和最小总长度

频率范围	ΔL	L
------	------------	---

(GHz)	(cm)	(cm)
<2	5	±30
2~4	2.5	±15
4~8	1.25	±7
>8	1	±6

在每个频点，由式（4-25）得到的 S_{VSWR} 应该小于 ± 0.5 dB。

$$S_{VSWR,dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{V_{\max}}{V_{\min}} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{E_{\max}}{E_{\min}} \right) = V_{\max,dB} - V_{\min,dB} = E_{\max,dB} - E_{\min,dB} \quad (4-25)$$

为了消除场强读数由于接收和发射天线间距的变化引起的自由空间传输损耗的影响，可利用式（4-26）来修正式（4-25）中的场强读数，以得到准确的 S_{VSWR} 。

$$E' = E + 20 \cdot \log \left(\frac{D}{D_{ref}} \right) (dB) \quad (4-26)$$

式中： D_{ref} —图 2 中的 L_0 ；

D —发射天线和探头的实际间距；

E —实测的场强读数；

E' —修正后的场强值。

我们依据上述步骤在 2.45GHz 校准频率点对暗室进行了评估，修正前和修正后的数据如下表。

表 4-42 2.45GHz 探头各个移动点的场强值

频率	L_0-6	L_0-5	L_0-4	L_0-3	L_0-2	L_0-	L_0	L_0+	L_0+2	L_0+3	L_0+4	L_0+5	L_0+6
	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ		Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
GHz	V/m	V/m	V/m	V/m	V/m	V/m	V/m	V/m	V/m	V/m	V/m	V/m	V/m
2.45	21.4	20.9	20.7	20.1	19.8	19.5	19.0	18.8	18.4	18.0	17.9	17.3	17.0
	5	8	0	9	2	8	7	2	8	7	4	9	4

表 4-43 修正后的 2.45GHz 探头各个移动点的场强值

频率	L_0-6	L_0-5	L_0-4	L_0-3	L_0-2	L_0-	L_0	L_0+	L_0+2	L_0+3	L_0+4	L_0+5	L_0+6
	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ		Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
GHz	dB	dB	dB	dB	dB	dB	dB	dB	dB	dB	dB	dB	dB
2.45	25.3	25.3	25.4	25.4	25.5	25.6	25.6	25.6	25.7	25.7	25.8	25.7	25.7
	6	9	9	9	4	4	1	9	2	2	3	4	4

由表 4-43 中的数据可计算出：2.45GHz，移动的 12 个位置与参考位置相比场强值的最大偏差。

表 4-44 由多路径反射引起的不确定度

最大偏差	分布	包含因子	灵敏系数	标准不确定度
dB				dB
0.248	矩形	1.732	1	0.143

4.5.3.11 探头固定设备的影响 δ_{Master}

为了确定探头固定设备的影响程度，我们采用泡沫聚苯乙烯支撑物与其进行对比测试。

表 4-45 由探头固定设备引起的不确定度

频率	场强值		偏差	分布	包含因子	灵敏系数	标准不确定度
	探头固定设备	泡沫支撑物					
GHz	V/m	V/m	dB				dB
2.45GHz	20.30	19.34	0.421	矩形	1.732	1	0.243

4.5.3.12 标准增益喇叭增益的不确定度

此项误差为标准增益喇叭制造商的误差。最小值被认为是 0.5dB，但可能高达 1dB。通过查阅文献，我们得知采用全波积分数值计算方法得到的喇叭天线近场增益值与在标准天线校准场地得到的增益值的最大偏差为 ± 0.5 dB。

表 4-46 由标准增益喇叭误差引入的不确定度

最大允许误差值	分布	包含因子	灵敏系数	标准不确定度
dB				dB
0.5	矩形	1.732	1	

4.5.3.13 测量重复性 E_{Read}

测量重复性测试数据举例：

表 4-47 测量重复性

频率	次数										标准偏差
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
GHz											

											dB
2.45	18.79	18.47	18.43	18.41	18.35	18.36	18.36	18.37	18.5	18.51	0.132

4.5.3.14 不确定度合成

下面是 2.45GHz 功率密度标准装置的不确定度汇总表，其中不包括 A 类重复性的不确定度分项。

表 4-48 2.45GHz 标准装置的不确定度汇总表

#	不确定度来源 (影响因素)	值 (dB)	分布	除数 (根据分布)	敏感系数 C_i	不确定度 u_i (dB)
1A	定向耦合器输入端口 J1 与电缆连接处失配	0.003	U-形	1.414	1	0.002
1B	定向耦合器输出端口 J2 与标准增益喇叭连接处的失配	0.014	U-形	1.414	1	0.010
1C	定向耦合器前向端口 J3 与功率探头 Z51 连接处的失配	0.015	U-形	1.414	1	0.010
1D	定向耦合器反向端口 J4 与功率探头 Z55 连接处的失配	0.022	U-形	1.414	1	0.015
2	定向耦合器插入损耗校准	0.100	正态	2	1	0.050
3A	定向耦合器前向耦合系数校准	0.200	正态	2	1	0.100
3B	定向耦合器反向耦合系数校准	0.200	正态	2	1	0.100
4	间距误差	0.159	矩形	1.732	1	0.092
5A	对准误差(上下)	0.080	矩形	1.732	1	0.046
5B	对准误差(左右)	0.024	矩形	1.732	1	0.014
6A	前向功率探头 Z51 功率测量	0.076	矩形	1.732	1	0.044
6B	反向功率探头 Z55 功率测量	0.076	矩形	1.732	1	0.044
6C	前向功率探头 Z51 功率线性	0.022	矩形	1.732	1	0.012
6D	反向功率探头 Z55 功率线性	0.022	矩形	1.732	1	0.012
7	残余地面反射	0	矩形	1.732	1	0
8	同轴电缆发热	0	矩形	1.732	1	0
9	同轴电缆挠曲	0	矩形	1.732	1	0

10	多路径反射	0.248	矩形	1.732	1	0.143
11	探头固定设备	0.421	矩形	1.732	1	0.243
12	标准增益喇叭的增益计算	0.500	矩形	1.732	1	0.289
	合成标准不确定度 $u_c(y)$					0.45
	扩展不确定度 $U = 2u_c(y), k = 2$					0.90

若将标准装置的不确定度加上测量重复性的不确定度，2.45GHz 重复性不确定度按 0.2dB 计算，且数值用百分数来表示的话，具体如下：

表 4-49 2.45GHz 校准结果的不确定度汇总表

#	不确定度来源 (影响因素)	值 (%)	分布	除数 (根据分 布)	敏 感 系 数 c_i	不确定度 u_i (%)
1A	定向耦合器输入端口 J1 与电 缆连接处失配	0.0345	U-形	1.41	1	0.02
1B	定向耦合器输出端口 J2 与标 准增益喇叭连接处的失配	0.1613	U-形	1.41	1	0.11
1C	定向耦合器前向端口 J3 与功 率探头 Z51 连接处的失配	0.1728	U-形	1.41	1	0.12
1D	定向耦合器反向端口 J4 与功 率探头 Z55 连接处的失配	0.2536	U-形	1.41	1	0.18
2	定向耦合器插入损耗校准	0.5773	正态	1	1	0.58
3A	定向耦合器前向耦合系数校 准	1.1579	正态	1	1	1.16
3B	定向耦合器反向耦合系数校 准	1.1579	正态	1	1	1.16
4	间距误差	1.8474	矩形	1.73	1	1.07
5A	对准误差(上下)	0.9253	矩形	1.73	1	0.53
5B	对准误差(左右)	0.2767	矩形	1.73	1	0.16
6A	前向功率探头 Z51 功率测量	0.8788	矩形	1.73	1	0.51
6B	反向功率探头 Z55 功率测量	0.8788	矩形	1.73	1	0.51
6C	前向功率探头 Z51 功率线性	0.2536	矩形	1.73	1	0.15

6D	反向功率探头 Z55 功率线性	0.2536	矩形	1.73	1	0.15
7	残余地面反射	0.0000	矩形	1.73	1	0.00
8	同轴电缆发热	0.0000	矩形	1.73	1	0.00
9	同轴电缆挠曲	0.0000	矩形	1.73	1	0.00
10	多路径反射	2.8964	矩形	1.73	1	1.67
11	探头固定设备	4.9663	矩形	1.73	1	2.87
12	标准增益喇叭的增益计算	5.9254	矩形	1.73	1	3.43
13	重复性	2.3293	正态	1	1	2.33
合成标准不确定度 $u_c(y)$						5.77
扩展不确定度 $U = 2u_c(y), k = 2$						11.54

4.6 射频电压校准

由前所述，整个定度装置有五个微电位计，因此需要传递五次。

4.6.1 高频电压国家基准对微电位计传递时的不确定度分析

4.6.1.1 在 1000MHz; 100mV 上 GDY 高频电压国家基准对 WD2-11 微电位计传递时的误差分析：

$$S_1 = \frac{V_{rr} (|z| + R_1)}{IR_o |Z|} - 1 \quad (4-26)$$

式中： V_{rr} —— 高频电压标准值；

$|Z|$ —— 折合到 R_1 上的 NRVD 输入阻抗；

R_1 —— 微电位计圆盘电阻值，

I —— 直流替代电流

(1) GDY 高频电压国家基准的误差 ε_{11} ：按 GDY 技术指标，在 $f \leq 1000\text{MHz}$, $V=100\text{mv}$ 时， $\varepsilon_{11} \leq \pm 0.40\%$ 。

(2) 过渡指示器的误差 ε_{12} ：NRVD 毫伏表在一个测试周期内（5 个频率点），NRVD 不稳定性 $\leq \pm 0.1\%$ 。

(3) WD2-11 微电位计电热指示器的误差 ε_{13} ：微电位计 WD2-11 工作于额定值时用 33420A 纳伏表指示，因为及时进行高频一直流替代，3-5 分钟内其变化量不超过 ± 2 字误差为 $< \pm 0.01\%$ ，我们取 $\varepsilon_{13} \leq \pm 0.02\%$ 。

(4) 直流替代时, 对应于 E_1 的替代电流 I_1 的误差 ε_{14} : 用 3458A 数字电压表在 0.01 级的标准电阻 R_0 上读电压值, 电阻误差 $< \pm 0.01\%$, 电压误差 $< 0.01\%$, 现取 $\varepsilon_{14} \leq \pm 0.02\%$ 。

(5) 微电位计园盘阻 R_1 的测量误差 ε_{16} : 由上图可知, 测 R_1 是用 I、V 法。

a. I 值的测量是在 0.01 级标准电阻 R_0 上读出电压值, 电阻误差 $\leq \pm 0.01\%$, 电压误差 $\leq \pm 0.01\%$ 。

b. V 用 34420A 纳伏表测量, 误差为 $\leq \pm 0.01\%$

a 和 b 合成取 $\varepsilon_{15} \leq \pm 0.03\%$ 。

(6) 环境温度变化对 R_1 引起的误差 ε_{16} : 在一个频率点上作三次循环测量 S 值后进行 R_1 测量。对 0.1 欧姆以上的园盘电阻实测温度系数为 $< \pm 0.05\%/^{\circ}\text{C}$, 若控制环境温度变化小于 $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ 则引起误差 $\leq \pm 0.025\%$, 现取 $\varepsilon_{16} \leq \pm 0.03\%$ 。

(7) 连接误差 ε_{17} : $\varepsilon_{17} \leq \pm 0.01\%$

(8) 过渡指示器输入阻抗测量不准引入的误差 ε_{18} : NRVD 三通头 (带负载) 的输入阻抗 Z 用 R/S 公司的网络分析仪 ZVA8 测试, 误差为 $\delta_Z \pm (0.5 \sim 1)\%$ 。

由此而产生的加载修正误差 ε_{18} 可用下式求出:

$$\varepsilon_{18} = \frac{R_1}{R_1 + |Z|} \cdot \delta_Z \quad (4-27)$$

式中: $Z-Z'$ 折算到 R_1 上的阻抗绝对值。代入各有关数值, 可得 $\varepsilon_{18} < \pm 0.05\%$ 。误差项列成表 4-50

表 4-50 各误差项列表

序号 j	误差来源	不确定度 e_j		置信因子 k_j
		系统	随机	
1	GDY	0.0040	0.0001	$\sqrt{3}$
2	过渡指示器	0.0010		$\sqrt{3}$
3	热电势指示	0.0002		$\sqrt{3}$
4	替代电流	0.0002		$\sqrt{3}$
5	园盘电阻	0.0003		$\sqrt{6}$
6	温度变化	0.0003		$\sqrt{3}$
7	连接	0.0005		$\sqrt{3}$
8	Z 测不准			$\sqrt{3}$
$u (k=2)$		0.24%		
$U (k=2)$		0.48%		

4.6.1.2 在 $f < 30\text{MHz}$ ； 100mV 上 GDY 高频电压国家基准对 WD2-11 微电位计传递时的不确定度分析方法同上。

GDY 高频电压国家基准的误差为 0.25%， $k=3$

将各误差项列成表 4-51。

表 4-51 误差表

序号 j	误差来源	不确定度		置信因子
		系统	随机	
1	GDY	0.0025		3
2	过渡指示器	0.0010		$\sqrt{3}$
3	热电势指示	0.0002		$\sqrt{3}$
4	替代电流	0.0002		$\sqrt{3}$
5	圆盘电阻	0.0003		$\sqrt{6}$
6	温度变化	0.0003		$\sqrt{6}$
7	连接		0.0001	$\sqrt{3}$
8	Z 测不准	0.0005		$\sqrt{3}$
				$\sqrt{3}$
$u (k=2)$		0.10%		
$U (k=2)$		0.20%		

4.6.2 微电位计之间逐级传递的不确定度分析

4.6.2.1 在 1000MHz ； 10mV 上 WD2-11 微电位计对 WD2-12 微电位计传递的误差分析：

如前节所述 S 值的计算公式如下：

$$S = \frac{I_o}{I_x} \cdot \frac{R_o}{R_x} \cdot \frac{R + |z|}{R_o + |z|} \cdot (1 + S_o) - 1 \quad (4-28)$$

式中： S_o ——标准微电位计的高频直流差

I_o ——标准微电位计的直流电流

R_o ——标准微电位计的圆盘电阻值

I_x ——被检微电位计的直流电流

R_x ——被检微电位计的圆盘电阻值

$|z|$ ——过渡指示器输入阻抗折算到电阻端面的阻抗值

由此可知，微电位计的主要误差，由下列几部分组成：

(1) 微电位计的误差 ε_{21} ： $\varepsilon_{21} \leq \pm 0.48\%$ 。

(2) 过渡指示器 NRVD 的误差 ε_{22} ：NRVD 的过渡指示 $> 10.00\text{mV}$ ，考虑到是及时替代和指示器非线性，我们取 $\varepsilon_{22} \leq \pm 0.1\%$

(3) WD2-11 热电势 E_1 的指示误差 ε_{23} ：WD2-11 工作于额定值的 $1/10$ ， $E_1 > 100.00\mu\text{V}$ ，由于是及时替代，34420A 仪器本身变化 ± 2 字，并考虑到温漂可能的影响，取 $\varepsilon_{23} \leq \pm 0.06\%$ 。

(4) WD2-12 热电势 E_2 的指示误差 ε_{24} ：WD2-12 工作于额定值， $E_2 > 11.000\text{mV}$ ，热电势大而又为及时替代，取 $\varepsilon_{24} \leq \pm 0.03\%$ 。

(5) 直流替代时，对应于 E_1 、 E_2 的替代电流 I_1/I_2 的误差 ε_{25} ： I_1 和 I_2 都是 3458A 数字电压表在标准电阻 R_0 上读数， I_1/I_2 读数的比值取决于读数的相对变化，即误差取决于随机量的变化，在取五位稳定读数时，末位变化 $2\sim 3$ 个字，为 $< \pm 0.03\%$ 。我们取 $\varepsilon_{25} \leq \pm 0.06\%$ 。

(6) WD2-11 和 WD2-12 的圆盘电阻 R_1/R_2 的测量误差 ε_{26} ：由上图可知，它们是分别用 IV 法测量的，实质上是测电流比和电压比。在取五位稳定读数时，末位变化 $2\sim 3$ 字，电流比误差 $< \pm 0.03\%$ 。对于电压比，是用 34420A 纳伏表读数；误差 $\leq \pm 0.04\%$ ，合成取 $\varepsilon_{26} \leq \pm 0.1\%$ 。

(7) 环境温度变化对 R_1 、 R_2 引起的误差 ε_{27} ： R_1 (2.7Ω) R_2 (1Ω) 的电阻温度系数为 $< 0.05\%/^\circ\text{C}$ 温度变化在 $\pm 0.5^\circ\text{C}$ 时，合成取 $\varepsilon_{26} \leq \pm 0.05\%$ 。

(8) 连接误差 ε_{28} ： $\varepsilon_{28} \leq \pm 0.05\%$ 。

(9) 过渡指示器输入阻抗测不准引入的误差 ε_{29} ：它可以由下式求出：

$$\varepsilon_{29} = \frac{R_1 - R_2}{(R_1 + z)(R_2 + z)} \delta z \quad (4-29)$$

当 $R_1 = R_2$ 时， δz 不引入误差，当 $R_1 \neq R_2$ 时，分别引入的误差总是同方向的，合成误差比最大的单个误差小。代入各有关数值， $R_1 = 2.7\Omega$ ， $R_2 = 1\Omega$ ， $\delta z \leq 0.01$ ， $|z| \approx 50\Omega$ ，可得 $\varepsilon_{29} < \pm 0.03\%$

将各项误差列入表 4-52 中。

4.6.2.2 WD2-12 微电位计逐级传递到 WD2-15 微电位计，其误差分析与处理与上述叙述相同，请见表 4-52。在电压量程降低时，有些误差相应放宽。

表 4-52 WD2-12 至 WD2-15 各级微电位计的误差项和误差处理

电压范围 误差项	WD2-12 10mv~1mv	WD2-13 1mv~100 μ v	WD2-14 100 μ v ~10 μ v	WD2-15 10 μ v~1 μ v	置信因子
前级误差	0.0048	0.0059	0.0075	0.0093	$\sqrt{3}$
过渡指示	0.0010	0.0020	0.0020	0.0030	$\sqrt{3}$
前级热电势	0.0006	0.0006	0.0006	0.0006	$\sqrt{3}$
本级热电势	0.0003	0.0003	0.0003	0.0003	$\sqrt{3}$
替代电流比值	0.0006	0.0010	0.0010	0.0010	$\sqrt{6}$
电阻比值	0.0010	0.0010	0.0010	0.0030	$\sqrt{6}$
温度系数	0.0005	0.0010	0.0015	0.0015	$\sqrt{3}$
连接	0.0005	0.0010	0.0010	0.0010	$\sqrt{3}$
阻抗	0.0003	0.0002	0	0	$\sqrt{3}$
$u (k=2)$	0.29%	0.38%	0.47%	0.59%	/
$U (k=2)$	0.59%	0.75%	0.93%	1.18%	

4.6.2.3 在 $f < 30\text{MHz}$ ；微电位计之间逐级传递的不确定度分析方法同上。误差分析和处理结果请见表 4-53

表 4-53 误差分析和处理结果

电压范围 误差项	WD2-12 10mv~1mv	WD2-13 1mv~100 μ v	WD2-14 100 μ v ~10 μ v	WD2-15 10 μ v~1 μ v	置信因子
前级误差	0.0020	0.0030	0.0047	0.0064	$\sqrt{3}$
过渡指示	0.0010	0.0020	0.0020	0.0030	$\sqrt{3}$
前级热电势	0.0006	0.0006	0.0006	0.0006	$\sqrt{3}$
本级热电势	0.0003	0.0003	0.0003	0.0003	$\sqrt{3}$

替代电流比值	0.0006	0.0010	0.0010	0.0010	$\sqrt{6}$
电阻比值	0.0010	0.0010	0.0010	0.0030	$\sqrt{6}$
温度系数	0.0005	0.0010	0.0015	0.0015	$\sqrt{3}$
连接	0.0005	0.0010	0.0010	0.0010	$\sqrt{3}$
阻抗	0.0003	0.0002	0	0	$\sqrt{3}$
$u(k=2)$	0.15%	0.23%	0.32%	0.44%	/
$U(k=2)$	0.30%	0.47%	0.64%	0.88%	

说明几点：

(1) 前级误差项中的置信因子统一取为 $\sqrt{3}$ ，便于计算和列表。这样取数的结果，使误差更为放大一些，所以是允许的。

(2) 从 GDY 传递开始，直到 WD2-15，由于各种的传输距离 δ 相等（20mm），故不带入传输线效应误差，未列入误差项。

(3) 按理论分析，微电位计圆盘电阻由于自身电感影响能使用的最高频率为 4.6×10^6 MHz，由于趋肤效应影响，能使用的最高频率为 1.1×10^6 MHz，真空热偶的使用频率也能到 5.7×10^3 MHz，因此，微电位计在 $f \leq 30$ MHz 使用时，公认其 S 值是很小的。

(4) 综上所述，将高频小电压标准的高频-直流差不确定度汇总为表 4-54：

注：为了方便计算并留有余量，将高频-直流差不确定度结果取整并加以适当放大

表 4-54 高频-直流差不确定度

频率范围 电压范围	$f \leq 30$ MHz	$f \leq 1000$ MHz
100mV~10mV	0.2	1
10mV~1mV	0.3	1.2
1mV~100 μ V	0.5	1.5
100 μ V~10 μ V	1.0	2.0
10 μ V~1 μ V	2.0	3.0

4.7 电阻率校准

4.7.1 本装置主要有两套设备（数字电压表和多功能校准器）组成，另外有一台测厚仪对样品厚度进行测量。数字电压表和多功能校准器都由电磁处进行周期检定，测厚仪虽然不是每年进行周期检定，但在使用前进行临时校准（用长度处校准的标准量块），它们的不确定度一般都在万分之几。作为检定/校准标准样片时，它们属于 B

类合成不确定度，具体到我们的装置上，考虑到接线、换向开关等可能产生的误差，采用模拟电路法进行实验，在 12 个样片中得到的最大 V/I 比误差为 $\pm 0.13\%$ ，这项误差由数字电压表和多功能校准器产生。

4.7.2 厚度误差项。我们使用的测厚仪为中原仪器公司生产的 DGS—6B 型测厚仪，使用标准量块校准，考虑到出现最坏的情况，测量绝对误差为 $1\ \mu\text{m}$ ，所以厚度误差 $v_{\omega} \pm 0.16\%$

4.7.3 探针修正系数误差项：

对我们所使用的 FL11 探头进行实际测量，按公式 $\bar{v}_{\text{FSP}} = \bar{1.14} (\delta_s / S)$ 计算得到 $V_{\text{FSP}} = 0.26\%$

4.7.4 厚度修正系数误差项：

按 $V_{\text{F}} (W/\bar{S}) = 2 \ln 2 (VW^2 + \delta \frac{2}{S})^{1/2}$ 公式计算，把实测值代入后

$$V_{\text{F}} (W/\bar{S}) = 0.28\%$$

4.7.5 受温度影响所带来的温度系数误差项：

由于我们实际测量采用两级恒温，最坏的情况可能引起 $\Delta T \pm 0.2^\circ\text{C}$ ，根据硅片电阻率的温度系数为 0.8% 每度， $V_{\text{FT}} = \pm 0.17\%$ 。

其它各项误差，如光照、直径修正系数等经实测和计算，其误差都比较小，小于 $\pm 0.1\%$ ，因此都可以忽略不计。

4.7.6 对标准样片进行 10 次测量，得到的标准偏差属于 A 类不确定度分量，用 V_{A} 表示经实测 12 个样片最大的 V_{A} 为 0.5%。

4.7.7 上面 1 至 5 项所带来的误差属于 B 类，用 V_{B} 表示，对 V_{B} 各项进行合成计算：

$$\begin{aligned} V_{\text{B}} &= [V_{\text{V}}^2 / I + V^2 \omega + V^2 F_{\text{SP}} + V^2 (\omega / \bar{S}) + V^2 \text{FT}]^{1/2} \% \\ &= [(\pm 0.13)^2 + (\pm 0.15)^2 + (\pm 0.26)^2 + (\pm 0.28)^2 + (\pm 0.17)^2]^{1/2} \% \\ &= 0.46\% \end{aligned}$$

所以装置的合成不确定度：

$$V_{\text{C}} = (V_{\text{A}}^2 + V_{\text{B}}^2)^{1/2} = (0.005^2 + 0.0046^2)^{1/2} = 0.68\%$$

装置检定/校准结果的扩展不确定度：

取置信水准 $P=99.5\%$ ，范围因子 $K=2$ ，

因此装置的扩展不确定度为： $V=2V_c=2 \times 0.0068=1.36\%$
为保险起见，因此确定装置的总不确定度为 1.5%。

4.8 高频阻抗校准

(四端对标准电阻器高频阻抗模值的测量不确定度)

目前一般采用自校准之后的阻抗分析仪对四端对四端对标准电阻器的高频阻抗进行测量，自校准后的阻抗测量仪测量高频阻抗的相对标准不确定度评定按下式

$$u_r^2(Z_m) = u_B^2(Z_m) + u_A^2(Z_m) \quad (4-30)$$

其中 u_B 是指阻抗测量结果的 B 类不确定度， u_A 是指阻抗测量结果的 A 类不确定度， Z_m 为高频阻抗的模值。根据阻抗测量仪的自校准原理 u_B 可根据下式计算得到

$$u_B^2(Z_m) = (E_n^2 + E_{iosc}^2 + E_p^2) / 3 + ((Z_s / Z_m)^2 + (Y_o \cdot Z_m)^2) / 2 \quad (4-31)$$

其中 E_n 、 E_{iosc} 、 E_p 分别为阻抗测量仪的接收机噪声、信号源不稳和接收机非线性带来的相对误差，服从矩形分布； Z_s 为自校准后的剩余串联阻抗， Y_o 为自校准后的剩余并联导纳，服从反正弦分布。

以常用的阻抗测量仪 HP 4285 为例，当信号源输出电压设置为 1V，平均设置为 32 次，积分时间设置为“长”，在仪器端口，用四端对短路器和开路器进行自校准后，对应的各项不确定度分量如表 4-55 所示，根据公式(4-31)求得的不同阻值下的 B 类相对标准不确定度如表 4-56 所示。

表 4-55 不确定度来源分量

Freq (MHz)	E_n (%)	E_{iosc} (%)	E_p (%)	Z_s (m Ω)	Y_o (nS)
0.1	0.05	0.05	0.075	0.6	0.5
1	0.05	0.05	0.1	0.6	5
10	0.1	0.1	0.3	1.0	50

表 4-56 不同阻值下的 B 类相对标准不确定度

Freq (MHz)	1 Ω	10 Ω	100 Ω	1000 Ω	10k Ω	100k Ω
0.1	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001
1	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001
10	0.002	0.002	0.002	0.002	0.002	0.004

4.9 频率校准

4.9.1 测量原理

按图 4-5 所示连接仪器。

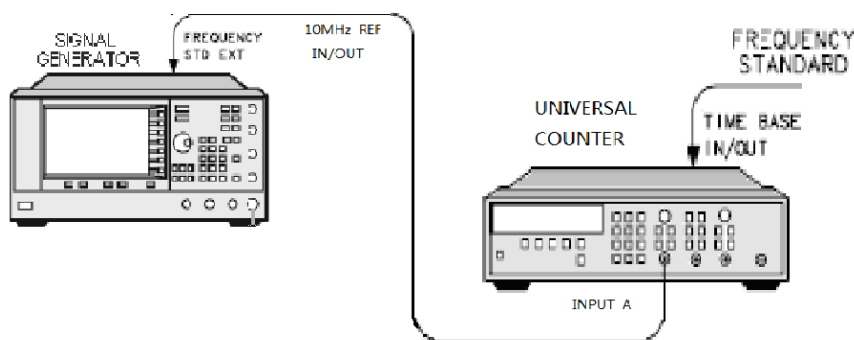


图 4-5 参考频率的校准仪器连接图

将计数器的频标设为外频标。如果计数器的外频标值需要设置，则将其设为频标输出的频率值。

将计数器显示的频率值设置的数据位数为 0.1Hz 或 0.01Hz 位。

4.9.2 影响量不确定度分量的评估和计算

4.9.2.1 不确定度来源

温度变化、频率计参考频率、频率计分辨率、被测晶振的测量重复性、数据修约。

4.9.2.2 不确定度分析

(1) 温度变化

说明书给出的 20℃ 到 30℃ 温度变化引入的频率变化为 $\pm 1 \times 10^{-8}$ ，假设实验室温度变化为 2℃，频率最大变化为 $\pm 2 \times 10^{-9}$ ，按均匀分布， $k=$ ，标准不确定度分量 $=1.2 \times 10^{-9}$ 。

(2) 频率计参考频率

频率计参考晶振的频率准确度为 5×10^{-9} ，即不确定度为 5×10^{-9} ，按均匀分布， $k=$ ，标准不确定度分量 $=2.9 \times 10^{-9}$ 。

3.1.2.1.3 频率计分辨率

频率计测量 10MHz 时，分辨力为 0.01Hz，引入的量化误差为 $\pm 5 \times 10^{-10}$ ，按均匀分布， $k=$ ，标准不确定度分量 $=2.9 \times 10^{-10}$ 。

3.1.2.1.4 测量重复性

采用 A 类方法进行评定，假设根据贝塞尔公式算出其引入的不确定度为 $=1.6 \times 10^{-9}$ 。

(3) 数据修约

由于参考频率的测量值只取到 0.1Hz 位，所以由数据修约引入的误差为 5×10^{-9} ，按均匀分布， $k=$ ，标准不确定度分量 $=2.9 \times 10^{-9}$ 。

(4) 计算合成不确定度

由于各输入量值间相互独立，则合成不确定度计算得 4.6×10^{-9}

4.9.2.3 不确定度合成

取 $k=2$ ，则扩展不确定度： $U=1 \times 10^{-8}$

4.10 射频电流校准

对 RF 电流的测量可以方便地使用电流钳来进行。其中，信号源的稳定性、阻抗的匹配、电流探头、接收机读数等因素构成 RF 电流测量不确定度的主要来源。

RF 电流校准测量结果不确定度评定实例

4.10.1 测量系统

示意框图如下：

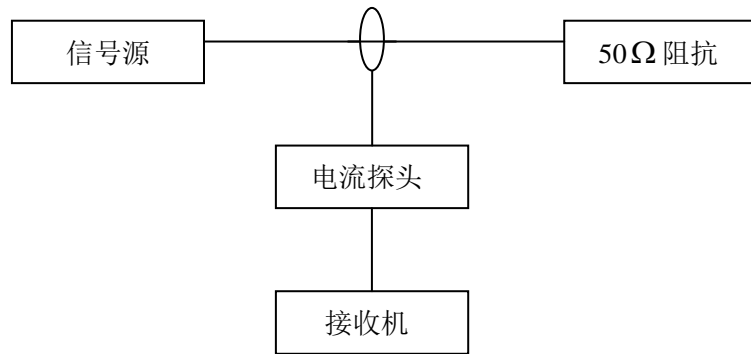


图 4-6 测量系统示意图

其中，信号源到 50Ω 阻抗的连接线缆使用自制的屏蔽线缆，在使用电流探头的地方线缆不屏蔽，将电流探头置于此处后，采用锡泊纸将其屏蔽后再进行射频电流的测量。

4.10.2 不确定度分量的识别与量化

4.10.2.1 A 类不确定度

对线缆上发出的射频电流进行 6 次独立等精度测量，运用 Bessel 公式得到以实验标准差表示的单次测量结果的标准不确定度 $u(x_i)$ ，它服从正态分布， $k=1$ 。

表 4-57 测量数据 单位： $dB\mu A$

x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6
51.53	51.50	51.54	51.46	51.58	51.52

$$\text{平均值 } \bar{x} = \frac{1}{6} \sum_{i=1}^6 x_i \approx 51.52 \text{ dB}$$

$$\text{方差 } s^2(x_6) = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 = 0.00036 \text{ dB}$$

$$\text{标准差 } u(x_1) = s(x) = s(x_6) / \sqrt{6} = 0.008 \text{ dB}$$

4.10.2.2 B类不确定度

(1) 信号源的准确度。信号源的幅值稳定性很好，但幅值准确度却较低，在其技术说明书中给出的指标为 1.0 dB ，因此其标准不确定取为 1.0 dB ，符合矩形分布， $k = \sqrt{3}$ 。

(2) 阻抗匹配，传输射频信号的时候，如果阻抗不匹配就会发生反射，从而造成传输线上的电流受到影响。

连接线缆可以看成是一个两端口网络，可以用 S 参数来表征，对网络引入失配的修正 δM 如下：

$$\delta M = 20 \lg[(1 - \Gamma_e S_{11})(1 - \Gamma_r S_{22}) - S_{21}^2 \Gamma_e \Gamma_r]$$

可以确认其极值将不大于：

$$\delta M^\pm = 20 \lg[1 \pm (|\Gamma_e| |S_{11}| + |\Gamma_r| |S_{22}| + |\Gamma_e| |\Gamma_r| |S_{11}| |S_{22}| + |\Gamma_e| |\Gamma_r| |S_{21}|^2)]$$

考虑最坏的情况，假设 $\Gamma_e = 1$ ， $|S_{11}| \ll 1$ ， $|S_{22}| \ll 1$ ， $|S_{21}| \approx 1$ ， $\Gamma_r \ll 0.09$

计算得出： $\delta M^\pm = 20 \lg(1 \pm 0.09) = -0.82 \sim 0.75$ 可能值的宽度不大于 1.57 dB ，

半宽度为 0.78 dB ，服从反正弦分布， $k = \sqrt{2}$ 。

(3) 电流探头，由校准证书可知，电流探头插入损耗带来的不确定度为 2.0 dB ，分布因子 $k=2$ 。

(4) 接收机衰减，本次测试运用的接收机衰减带来的标准不确定度由校准证书可知为 0.2 dB ，分布因子 $k=2$ 。

4.10.3 标准不确定度汇总表

表 4-58 校准 RF 电流不确定度评定

不确定度来源 X_i	评定方法	x_i 的不确定度		分布因子 k	c_i	$u(x_i)$ dB	$u^2(x_i)$ dB
		最大误差 dB	概率分布				
接收机读数	A	计算标准差获得				0.008	0.000064
信号源准确度	B	1.0	矩形	$\sqrt{3}$	1	0.58	0.34

阻抗匹配	B	0.78	反正弦	$\sqrt{2}$	1	0.55	0.30
电流探头	B	2.0	正态	2	1	1.0	1.0
接收机衰减	B	0.2	正态	2	1	0.1	0.01

合成标准不确定度的计算

$$u_c(y) = \sqrt{\sum_i c_i^2 u^2(x_i)} = 1.28 \text{dB}$$

扩展不确定度按下式计算

$$U_{LAB} = 2 u_c(y) = 2.56 \text{dB} \quad (k \text{ 取 } 2)$$

4.11 天线系数校准

4.11.1 测量原理

由公式 4-32、4-33、4-34 可得天线系数测量引入的不确定度贡献为：

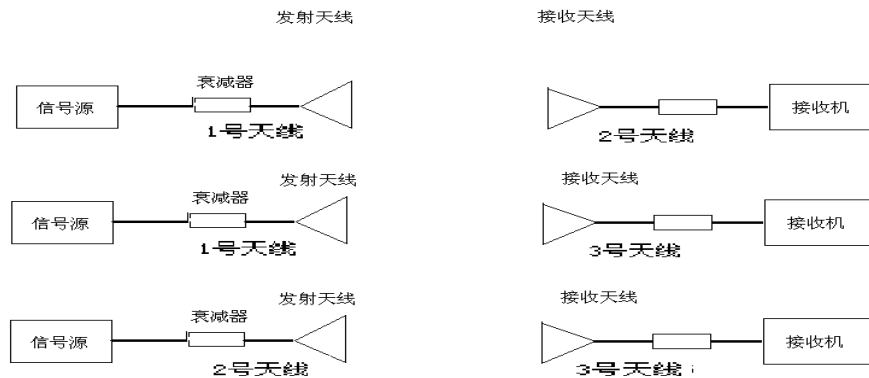


图 4-7 天线系数测量引入的不确定度示意图

4.11.2 数学模型

$$AF_1 = \frac{1}{2}(L_{12} + L_{13} - L_{23}) - \frac{1}{2}(K_{012} + K_{013} - K_{023}) \quad (4-32)$$

$$AF_2 = \frac{1}{2}(L_{12} + L_{23} - L_{13}) - \frac{1}{2}(K_{012} + K_{023} - K_{013}) \quad (4-33)$$

$$AF_3 = \frac{1}{2}(L_{13} + L_{23} - L_{12}) - \frac{1}{2}(K_{013} + K_{023} - K_{012}) \quad (4-34)$$

$$u_{AF}^2 = c_{12}^2 u^2(L_{12}) + c_{13}^2 u^2(L_{13}) + c_{23}^2 u^2(L_{23}) + c_{K_{12}}^2 u^2(K_{12}) + c_{K_{13}}^2 u^2(K_{13}) + c_{K_{23}}^2 u^2(K_{23}) \quad (4-35)$$

式中： $c_{12} = c_{13} = c_{23} = c_{K_{12}} = c_{K_{13}} = c_{K_{23}} = \frac{1}{2}$

$u(L_{12})$, $u(L_{13})$ 和 $u(L_{23})$ 分别为测量场地插入损耗 L_{12} , L_{13} 和 L_{23} 引入的不确定度分量。由于三组场地插入损耗的条件几乎一致, 这样 $u(L_{12})$, $u(L_{13})$ 和 $u(L_{23})$ 认为是一样的, 我们有 $u(L_{12})=u(L_{13})=u(L_{23})$; 类似的考虑, $u(K_{12})=u(K_{13})=u(K_{23})$ 。

因此 (4-35) 式最终简化为:

$$u_{AF} = \frac{1}{2} \sqrt{3u^2(L) + 3u^2(K)} \quad (4-36)$$

4.11.3 影响量不确定度分量的评估和计算

4.11.3.1 场地插入损耗不确定度分析

下面具体分析 (4-36) 中的各分量

对 $u(L_{ij})$ 的贡献的各部分为:

$$L_{ij} = V_{dc} - V_{ij} + \delta_{dc} + \delta_{mdc} + \delta_{apc} + \delta_{rl} + \delta_{amc} + \delta_{ma} + \delta_{cr} + \delta_{am} + \delta_{map} + \delta_{rm}$$

下面逐项评定各个不确定度项的量值。

表 4-59 各个贡献分量的含义:

V_{dc}	直接连接测量的接收机测量值
V_{ij}	插入喇叭天线 i 和 j 后的接收机测量值
δ_{dc}	直接连接 (未插入收、发天线), 测量 V_{dc} (校准测量) 引起的插入损耗 L_{ij} 的偏差
δ_{mdc}	直接连接直通连接器测量 V_{dc} 时适配器的失配引起的插入损耗 L_{ij} 的偏差
δ_{apc}	喇叭天线的实际对应频点的相位中心与天线校准时参考的天线口面距离 R 的偏差引起的插入损耗 L_{ij} 的偏差
δ_{rl}	接收机刻度线性引起的插入损耗 L_{ij} 的偏差
δ_{amc}	喇叭天线间的多次反射影响——多路径耦合, 引起的插入损耗 L_{ij} 的偏差
δ_{ma}	天线测量时天线端口的失配, 引起的插入损耗 L_{ij} 的偏差
δ_{cr}	由于暗室的反射, 引起的插入损耗 L_{ij} 的偏差
δ_{am}	由于两天线对不正, 引起的插入损耗 L_{ij} 的偏差
δ_{map}	由于线极化天线对间的极化失配, 引起的插入损耗 L_{ij} 的偏差
δ_{rm}	系统进行多次测量时出现的波动, 即重复测量引起的插入损耗 L_{ij} 的

偏差

(1) 直接连接直通连接器测量 Vdc (校准测量) 引起的插入损耗 L_{ij} 的不确定度 u_{dc}

由于直通连接测量时, 直通连接器电缆布置, 每次连接的不一致性; 同时由于信号源幅度稳定性、频谱分析仪电平测量等因素, 将导致直通连接测量会有一些的波动偏差, 这样我们将这种变化归结到直通连接引起的插损变化, 我们依据实际校准天线的频段, 1~18GHz 的范围内每 0.1GHz 步进, 测量直通结果, 并进行 10 次的测量, 然后针对对应的频点进行比较, 对应每一频点, 取 10 次的结果的最大偏差, 然后对所有频点取偏差最大的值, 通过实际测量, 我们得到 $\Delta_{\max dc} = 0.26dB$, 其半宽为 $\delta_{dc} = 0.26/2 = 0.13dB$, 服从矩形分布, 则:

$$u_{dc} = \delta_{dc} / \sqrt{3} = 0.13/1.73 \approx 0.08dB ;$$

(2) 直接连接直通连接器测量 Vdc 时适配器的失配引起的插入损耗 L_{ij} 的不确定度 u_{mdc}

由于直通连接测量时, 直通连接器可看成一个双端口网络, 对应的就会有相应的 S 参数, 由于实际的直通连接器的端口并非理想的, 它总有反射, 根据微波衰减测量的理论, 失配修正是:

$$\delta M = 20 \log[(1 - \Gamma_e S_{11})(1 - \Gamma_r S_{22}) - S_{21}^2 \Gamma_e \Gamma_r] \quad (4-37)$$

这里: Γ_e 是向信号源端看进去的端口反射系数;

Γ_r 是向接收机端看进去的端口反射系数;

S_{11} 、 S_{22} 、 S_{21} 、 S_{12} 是二端口网络一直通连接器对应的 4 个 S 参数;

直接处理 δM 是非常复杂困难的, 但是极端的值 δM_{\pm} 是不会比下式大:

$$\delta M_{\pm} = 20 \log[1 \pm (|\Gamma_e S_{11}| + |\Gamma_r S_{22}| + |\Gamma_e S_{11}| |\Gamma_r S_{22}| + |S_{21}|^2 |\Gamma_e \Gamma_r|)] \quad (4-38)$$

其宽度为 ($\delta M_{+} - \delta M_{-}$):

$$\delta M_{+} - \delta M_{-} = 20 \log \left\{ \frac{[1 + (|\Gamma_e S_{11}| + |\Gamma_r S_{22}| + |\Gamma_e S_{11}| |\Gamma_r S_{22}| + |S_{21}|^2 |\Gamma_e \Gamma_r|)]}{[1 - (|\Gamma_e S_{11}| + |\Gamma_r S_{22}| + |\Gamma_e S_{11}| |\Gamma_r S_{22}| + |S_{21}|^2 |\Gamma_e \Gamma_r|)]} \right\} \quad (4-39)$$

我们依据实际校准天线的频段, 在 1~18GHz 的范围内每 0.05GHz 步进, 测量直通连接器的 4 个 S 参数, 以及向信号源、接收器看进去的反射系数, 然后针对对应的频点依据公式 (4-39) 计算, 我们得到 $\Delta_{\max mdc} = 0.39dB$, 其半宽为 $\delta_{mdc} = \Delta_{\max mdc} / 2 \approx 0.2dB$, 其分布为矩形分布, 则 $u_{mdc} = \delta_{mdc} / \sqrt{3} = 0.2/1.73 \approx 0.14dB$;

(3) 喇叭天线的相位中心与天线校准时参考的天线口面距离 R 的偏差引起 L_{ij} 的偏差的不确定度 u_{apc}

天线间隔距离和相位中心:

相关文献给出了角锥喇叭天线的相位中心的公式,它也可以用在 DRH 天线中。在测量中最重要的 E 面,归一化到波长在等式(14)中给出:

$$\frac{\Delta_1}{\lambda} = \left(\frac{l_e}{\lambda}\right) \left[1 - x \frac{\cos(\pi x^2/2)C(x) + \sin(\pi x^2/2)S(x)}{C^2(x) + S^2(x)}\right] \quad (4-40)$$

$$x = \frac{(b/\lambda)}{\sqrt{2(l_e/\lambda)}};$$

这里

$S(x) = \int_0^x \sin(\frac{\pi t^2}{2}) dt$ 是菲涅尔正弦函数; $C(x) = \int_0^x \cos(\frac{\pi t^2}{2}) dt$ 是菲涅尔余弦函数;

对于想要降低由于喇叭相位中心引起的不确定度时,可用等式(14)确认;然而对于用于 EMC 辐射骚扰测量的目的,以喇叭天线的前端口面间的距离为两个相位中心的距离而引入的天线系数的误差是足够小的,忽略的这一项可以添加到不确定度项中,因而对于 DRH 两个天线的距离就用口面间的距离来代替,依据 CISPR/A/905/CD 提供的案例,带入的场地插入损耗的不确定度分量为 0.4dB,按矩形分布分析,得到

$$u_{apc} = 0.4/1.73 = 0.23dB$$

(4) 接收机刻度线性引起的插入损耗 L_{ij} 偏差的不确定度 u_{r1}

由于在实际的校准测量中,在 1~18GHz 频率范围内,直通测量和天线测量的幅度在 (1~18) GHz 频段范围内插入损耗最小变化也达 2.5 dB 以上,由于是相对比值测量,因而接收机的刻度线性将是影响测量结果的主要因素,从我们使用的 E4447 频谱仪相应的证书和手册上可知,在整个动态范围内,接收机的线性度为 ± 0.13 dB,

$$\text{即 } \delta_{r1} = 0.13dB \text{ 其分布为矩形分布,则: } u_{r1} = \delta_{r1}/\sqrt{3} = 0.13/1.73 \approx 0.08dB$$

(5) 喇叭天线间的多次反射影响——多路径耦合,引起的插入损耗 L_{ij} 的不确定度 u_{amc}

一对被测量的喇叭天线对,在两个喇叭间会出现多次的反射,这种反射还包括相应的其他支撑设备的影响,当我们只是用一个单值距离来确认自由空间的 AF 时,由于喇叭间的反射将会产生很大的影响。这种影响将直接影响到测量值的准确性,为了找出这种反射对插入损耗的影响。我们针对测量频点的波长,可以在 3 米距离的增量分别为 0、 $1/4\lambda$ 、 $1/2\lambda$ 、 $3/4\lambda$ 、 λ 等 5 个位置上测量,然后推算到同一间距上的结果,其测量结果如下表:

表 4-2 发射天线固定,接收天线在 5 个位置测量的结果

在所选取的频段上取偏差最大的 $\Delta_{\max amc} = 0.35dB$, 其半宽为

$$\delta_{amc} = \Delta_{\max amc} / 2 \approx 0.18dB$$

其分布为矩形分布，则： $u_{amc} = \delta_{amc} / \sqrt{3} = 0.18 / 1.73 \approx 0.10dB$ ；

(6) 天线测量时天线端口的失配，引起的插入损耗 L_{ij} 的不确定度 u_{ma}

同 4.1.2 节直接连接直通连接器测量 V_{dc} 时适配器的失配引起的插入损耗 L_{ij} 的不确定度 u_{mdc} 类似我们依据实际校准天线的频段，在 1~18GHz 的范围内每 0.05GHz 步进，测量三个喇叭天线的端口反射系数，对于每一次场地插入损耗的测量，我们取对应发射天线的反射系数为 S_{11} 、接收天线的反射系数为 S_{22} ，至于 S_{21} 和 S_{12} ，由于对于 EMC 天线 AF 的不确定度要求的宽松，我们并不需要修正，只需要对误差进行评估，这样，我们只需要确认 S 参数的模值，这里 S_{21} 和 S_{12} 是实际我们要测的，这样我们就取对误差贡献最大的 S_{21} 和 S_{12} ，从公式 (13) 可见，我们取 S_{21} 模值大的，在 1~18GHz 频段 3 米距离上 S_{21} ，至少可达 25dB 以上，据此利用 4.1.2 节中相应的公式可得到 $\Delta_{\max ma} = 0.41dB$ ，其半宽为 $\delta_{ma} = \Delta_{\max ma} / 2 \approx 0.2dB$ ，其分布为矩形分布，则：

$$u_{ma} = \delta_{ma} / \sqrt{3} = 0.2 / 1.73 \approx 0.14dB。$$

(7) 由于暗室的反射，引起的插入损耗 L_{ij} 的不确定度 u_{cr}

在暗室中校准喇叭天线时，一般我们希望暗室应当满足自由空间的要求，即在暗室的 6 个反射面的反射均可以忽略不计，但是实际当中，由于暗室建造自身的原因，以及使用当中出现的暗室吸波材料性能下降等问题，使得暗室在某些频点的反射是不可能完全忽略的，至少应当在测量结果的不确定度评定当中要考虑到暗室反射对天线测量的影响，为了找出暗室反射对天线对插损测量的影响，我们采用的方法是保持天线对的相对位置、间距固定，然后在暗室常用位置的前、后、左、右的 4 个不同位置测量，然后平均结果。位置和平均的次数依赖于暗室本身的质量。这对本天线校准系统，我们在转台中轴线的常用位置、左右 10cm 的位置，沿中轴线后延 30cm 的 4 个位置，取水平和垂直两个极化方式在 1~18GHz 频段每隔 0.1GHz 分别测量，其测量结果见下表 4-60

表 4-60 暗室不同区域由于反射引起的测量结果的变化

(1~18) GHz 频段上的不同位置的最大偏差	位 置	
	前移 10cm 后移 30cm	左右各移 10cm
水平极化	0.364dB	0.377 dB

垂直极化	0.362dB	0.369 dB
------	---------	----------

由上表可知 $\Delta_{\max cr} = 0.38dB$ ，其半宽为 $\delta_{cr} = \Delta_{\max cr} / 2 \approx 0.19dB$ ，其分布为矩形分布，则： $u_{cr} = \delta_{cr} / \sqrt{3} = 0.19 / 1.73 \approx 0.11dB$ 。

(8) 由于两天线对不正引起的插入损耗 L_{ij} 的偏差的不确定度 u_{am}

由于我们测量的是方向性天线在天线主轴方向上的天线系数或增益，这就需要将校准的天线对之间对正，当对不正时，将会出现测量不到主轴方向上的最大值，其测量结果将会引入误差，这里我们用实验的方法，确认出由于天线没有对正引起的测量结果的偏差。依据本校准系统转台的特点，我们在发射天线固定不动的情况下，将接收天线分别水平左右偏离 5mm，上下偏离 5mm，以及中心 5 个位置测量，然后调整极化方式，在另一种极化方式下进行同样的实验（如水平极化、换成垂直极化）。对这两组数据分别取偏差的最大值。根据试验结果得到 $\Delta_{\max am} = 0.35dB$ ，

其半宽为 $\delta_{am} = \Delta_{\max am} / 2 \approx 0.18dB$ ，其分布为矩形分布

则： $u_{am} = \delta_{am} / \sqrt{3} = 0.18 / 1.73 \approx 0.10dB$ ；

(9) 由于线极化天线对间的极化失配引起的插入损耗 L_{ij} 的偏差的不确定度 u_{map}

线极化天线对间的极化匹配，是天线校准中一个非常重要的问题，我们在校准测量中已经通过机械定位和电调整方式来确认极化匹配，但实际中极化匹配是不可能完全实现的，其对天线校准会有影响，这里为了确认这种影响，利用铅垂定位，使天线对的极化匹配，然后进行测量，之后利用天线极化器，使接收天线左右分别转动 1 度角，这里选 1 度是可以明显看出偏转，然后在 1~18GHz 频段内针对每一个测量频点，取三组数据的最大偏差 $\Delta_{\max map} = 0.19dB$ ，其半宽为 $\delta_{map} = \Delta_{\max map} = 0.19dB$ ，其分布为矩形分布，则：

$u_{map} = \delta_{map} / \sqrt{3} = 0.19 / 1.73 \approx 0.11dB$ ；

(10) 重复测量引起的插入损耗 L_{ij} 偏差的不确定度 u_{rm}

天线对间的插入损耗测量的重复性不确定度与天线本身的质量以及测量校准中使用的接头质量，场地影响都有直接的关系，天线对间的插入损耗测量的重复性不确定度由 A 类统计不确定度给出，因此这部分的不确定度数值用 A 类统计不确定度计算公式 (4-41) 来给出。

$$u_{rm} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (L_{ij} - \bar{L})^2}{(n-1)}} \quad (\text{dB}) \quad (4-41)$$

在 (1~18) GHz 频段, 分别每隔 0.1GHz 测量场地插损 L_{ij} 这样的试验重复 10 次, 处理的测量结果-应用 (4-41) 式得到单次测量的标准差, 我们取在整个频段最大的为最终的贡献 $u_{rm} = 0.16\text{dB}$ 。

(11) 场地插入损耗的合成标准不确定度 u_{ISL}

依据公式可知: $u(L_{ij}) = \sqrt{u_{dc}^2 + u_{mdc}^2 + u_{apc}^2 + u_{nl}^2 + u_{amc}^2 + u_{mc}^2 + u_{cr}^2 + u_{am}^2 + u_{map}^2 + u_{mm}^2}$, 则

$$u(L_{ij}) = 0.381\text{dB}, \text{ 对应的 } u_{ISL} = \frac{\sqrt{3}}{2} u(L_{ij}) = 0.324\text{dB}$$

4.11.3.2 由系数 K_{0ij} 引入的天线系数的不确定度

由公式 4-32、4-33、4-34、4-35 可知, 系数 K_{0ij} 与校准信号的频率、校准天线的口面距离相关。

这里与 K_{0ij} 相关的分量分别为频率 f 和距离 R , 由于频率和距离间相互独立不相关, 则 $u(K_{0ij}) = \sqrt{u_f^2 + u_R^2}$; 下面将分别讨论;

(1) 频率读出精度引入的不确定:

由式 (4-35) $K_{0ij} = 20\log_{10}\left(\frac{300}{f_{MHz}} \frac{Z_0}{\eta}\right) - 20\log_{10}\left(\frac{1}{d}\right)$ 可知, 频率分量对天线系数的贡

献分量为: $D_{Kf} = 10 \times \log_{10}\left(\frac{300}{f_{MHz}} \frac{Z_0}{\eta}\right)$, 本校准场地环境, 为近似自由空间, 则

$D_{Kf} = 16 - 10 \times \log(f_{MHz})$, 与频率相关的不确定度分量:

$$u(D_{Kf}) = \frac{\partial D_{Kf}}{\partial f} \cdot u(f) = \frac{10}{\ln(10)} \cdot \frac{u(f_{MHz})}{f_{MHz}} = 4.3 \times \frac{u(f_{MHz})}{f_{MHz}} \quad (\text{dB})$$

对于本测量系统, 我们使用的接收机为 E4447 高性能频谱接收机, 信号源为 8257D, 同时我们用频谱仪的参考时钟作为外同步信号, 保证了接收机和信号源的频率同步, 针对频谱仪 E4447, 其频率读出精度:

$\pm (\text{marker frequency} \times \text{frequency reference accuracy} + 0.25 \text{ percent} \times \text{span} + 5 \text{ percent} \times \text{RBW} + 2 \text{ Hz} + 0.5 \times \text{horizontal resolution}^*)$ 。从 E4447 技术手册得

到：其参考频率的准确度达 1×10^{-8} ，span 采用100kHz、RBW=2kHz，水平分辨率
 $=\text{span}/600=166.667$ ，在则 $u(f_{\text{MHz}}) \approx 1.106 \times 10^{-6} \approx 0\text{dB}$ ，由频谱分析仪和信号源频率读
 出精度引入的不确定度可以忽略不计； $u_f \approx 0$

(2) 测量距离引入的不确定度

依据公式 4-32、4-33、4-34、4-35，天线口面间距对天线系数与的贡献分量为：

$$D_R = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{R} \right)$$

这里 R 是口面距离， D_R 为距离对天线系数的贡献分量；

$$\text{则与距离相关的不确定度分量为： } u(D_R) = \frac{\partial D_R}{\partial R} \cdot u(R) = \frac{10}{\ln(10)} \cdot \frac{u(R)}{R} ;$$

$$\text{对于最坏的情况 } R=1\text{m, 则 } u(D_R) = \frac{\partial D_R}{\partial R} \cdot u(R) = \frac{10}{\ln(10)} \cdot \frac{u(R)}{R} = 4.3u(R)$$

由此引起的天线系数的不确定度 $u_R(\text{dB}) = 4.3u(R)$ ，其中 R 为实际的距离， $u(R)$ 则是
 距离的偏差，对于本校准系统，被校对象间的间隔距离使用 D2 型高精度激光测距仪，
 依据使用的测距仪的测量准确度以及使用情况，设距离测量偏差在 $\pm 0.005\text{m}$ ，当距离
 出现偏差时，其分布为矩形分布则 $u(R) = 0.005/1.73 = 0.003\text{m}$ ，，则由距离偏差引入的
 AF 的测量标准不确定度为 $u_R = 4.3 \times u(R) = 4.3 \times 0.03 = 0.012(\text{dB})$

$$\text{则： } u(K) = \sqrt{3} \times u(K_{0ij}) = \sqrt{3(u_f^2 + u_R^2)} \approx 0.02\text{dB}$$

4.11.3.3 天线系数 AF 校准结果的合成标准不确定度和扩展不确定度

根据上述分析，天线系数的合成标准不确定度为：

$$u_{AF} = \sqrt{u_{ISL}^2 + u^2(K)}$$

表 4-61 天线系数测量结果不确定度汇总表

不确定度来源	不确定度分量 (+/- dB)	系数	分布类型	标准不确定度 u_i (+/- dB)	灵敏系数 c_i	$c_i u_i$ (+/- dB)
场地插入损耗测量						
直接测量（校准测量） u_{dc}	0.13	1.73	矩形分布	0.08	0.5	0.04

直接测量的失配 u_{mdc}	0.20	1.41	U-型分布	0.14	0.5	0.07
喇叭天线的相位中心 u_{apc}	0.4	1.73	矩形分布	0.23	0.5	0.12
接收机线性 u_{rl}	0.13	1.73	矩形分布	0.08	0.5	0.04
喇叭天线的多路径耦合 u_{apc}	0.18	1.73	矩形分布	0.10	0.5	0.05
天线测量的失配 u_{ma}	0.20	1.41	U-型分布	0.14	0.5	0.07
暗室反射 u_{ar}	0.20	1.73	矩形分布	0.12	0.5	0.06
天线对不正 u_{am}	0.18	1.73	矩形分布	0.10	0.5	0.05
天线极化失配 u_{map}	0.19	1.73	矩形分布	0.11	0.5	0.06
重复测量 u_{rm}	0.16	2	正态分布	0.08	0.5	0.04
喇叭天线场地插入损耗的合成标准不确定度 $u(L_{i,j})$						0.32
频率	0.00	1.73	矩形分布	0	4.3	0
距离误差	0.014	1.73	矩形分布	0.01	4.3	0.012
喇叭天线系数 F_a 的合成标准不确定度, u_{Af}						0.32
喇叭天线系数 F_a 的合成扩展不确定度, U_{Af} , ($k=2$)						0.65

4.12 电压驻波比校准

(单端口器件的电压驻波比)

目前一般采用自校准之后的网络分析仪对单端口器件的电压驻波比进行测量,自校准后的网络分析仪测量反射系数的不确定度评定按下式

$$u^2(\Gamma_m) = u_B^2(\Gamma_m)^2 + u_A^2(\Gamma_m) \quad (4-42)$$

其中 u_B 是指反射系数测量结果的 B 类不确定度, u_A 是指反射系数测量结果的 A 类不确定度, Γ_m 为反射系数的模值。根据网络分析仪的自校准原理, u_B 可根据下式计算得到

$$u_B^2(\Gamma_m) = (\delta + \tau_1 \Gamma_m + \mu_1 \Gamma_m^2 + D_A \Gamma_m)^2 / 4 \quad (4-43)$$

其中 δ 为剩余方向性, μ 为剩余源匹配, τ 为剩余反射扫迹, D_A 为网络分析仪在对应反射电平下的动态准确度, 均为正态分布。

电压驻波比与反射系数模值的关系如式(4-44)，根据不确定度传播律，电压驻波比的测量不确定度可以用式(4-45)表示

$$VSWR = \frac{1 - \Gamma_m}{1 + \Gamma_m} \quad (4-44)$$

$$u(VSWR) = \frac{2}{(1 - \Gamma_m)^2} u(\Gamma_m) \quad (4-45)$$

以常见的网络分析仪 HP 8722ES 为例，在中频带宽设置为 30Hz，信号源输出电平设置为-10dBm，用 3.5mm 校准件 85053D 在仪器端口进行自校准后， u_B 的各不确定度来源分量如表 4-62 所示，根据公式(4-43)计算得到的反射系数模值的 B 类评定标准不确定度如表 4-63 所示，根据公式(4-45)计算得到的驻波比的 B 类评定标准不确定度如表 4-64 所示。

表 4-62 u_B 的各不确定度来源分量

	1GHz	10GHz	20GHz
δ	0.0025	0.0025	0.010
$\mu 1$	0.004	0.007	0.010
$\tau 1$	0.001	0.002	0.005
D_A	1.70E-03	1.70E-03	1.70E-03

表 4-63 不同反射系数模值下的 u_B

反射系数 模值	1GHz	10GHz	20GHz
0.01	0.003	0.003	0.010
0.1	0.003	0.003	0.011
0.2	0.003	0.004	0.012
0.3	0.004	0.004	0.013
0.4	0.004	0.005	0.014
0.5	0.005	0.006	0.016
0.9	0.009	0.013	0.027

表 4-64 不同反射系数模值下的驻波比的 B 类评定标准不确定度

反射系数模 值	驻波比	1GHz	10GHz	20GHz
0.01	1.02	0.005	0.005	0.021
0.1	1.22	0.007	0.007	0.027

0.2	1.50	0.010	0.011	0.037
0.3	1.86	0.015	0.017	0.053
0.4	2.33	0.024	0.028	0.079
0.5	3.00	0.040	0.049	0.127
0.9	19.00	1.870	2.643	5.340

5 无线电检测参数不确定度评估实例

5.1 峰值功率测量

5.1.1 测量原理

该项测量以 WCDMA 手机最大发射功率测量为例，通过衰减网络与综合测试仪或功率计连接，从而测得被测设备的峰值功率。测试连接原理框图如图 5-1 所示。

衰减网络可以包括衰减器、滤波器、功分器、单向器、环形器等无源或有源器件，测试时根据规范要求设计链路结构。本例被测设备为手机，最大发射功率小于 30dBm，衰减网络中使用 20dB 衰减器，选用功率计作为测量仪表。

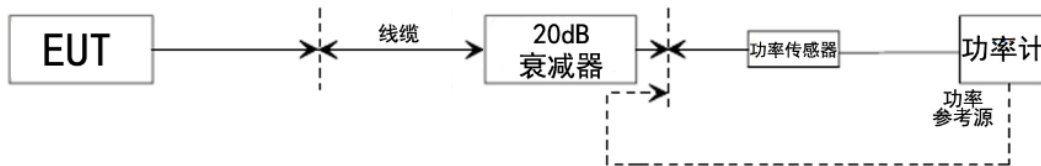


图 5-1 手机射频参数测量连接图

5.1.2 数学模型

$$P = P_0 + \Delta P + \delta P_S + \delta P_M + \delta P_T + \delta P_V + \delta P_D \quad (5-1)$$

式中 P_0 ——实际测得功率值

ΔP ——链路损耗补偿值

δP_S ——测试仪表、器件精度引入的修正值

δP_M ——失配损耗引入的修正值

δP_T ——环境温度变化引入的修正值

δP_V ——被测样供电电压变化引入的修正值

δP_D ——时间周期变化引入的修正值

5.1.3 影响量不确定度分量的评估和计算

对数学模型（5-1）中等式右侧的各影响量的不确定度分量进行评估和计算。

5.1.3.1 功率值 P_0 引入的不确定度分量 $u(P_0)$

该项不确定度分量的评估要求在重复性条件下，将同一被测手机进行 10 次独立测量，测得值 P_0 (m) 列于表 5-1

表 5-1 峰值功率 测量结果 信道	测量结果 (dBm)				
Ch9737	22.4	22.3	22.3	22.4	22.4
	22.3	22.3	22.4	22.4	22.3

算术平均值： $\bar{P} = 22.35\text{dBm}$

$$\text{实验标准差: } s(P) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} = 0.052\text{dBm}$$

由于被测手机和测量仪表都比较稳定，在实际应用中通常以单次测量值作为最终的测量结果，所以在不确定度评估时采用单次测量的实验标准差来表示标准不确定度，即标准不确定度： $u(P_0) = s(P) = 0.052\text{dBm}$ 。

据表 B-1 中功率%与 dB 的单位转换关系，

$$u(P_0) = \frac{s(P)}{|\bar{P}|} \times 100\% \times \frac{1}{23.0} = \frac{0.052}{22.35} \times 100\% \times \frac{1}{23.0} = 0.010\text{dB}$$

5.1.3.2 测试仪表、器件精度引入的不确定度分量 $u(\delta P_s)$

(1) 功率计及功率传感器

- 功率计参考电平 $\pm 1.2\%(p)(d)(r)$

$$u_{\text{参考电平}} = \frac{1.2}{\sqrt{3} \times 23.0} = 0.03\text{dB}$$

- 校准因子 $\pm 2.3\%(p)(d)(r)$

$$u_{\text{校准因子}} = \frac{2.3}{\sqrt{3} \times 23.0} = 0.058\text{dB}$$

- 测量范围变更误差（一次变更） $\pm 0.5\%(p)(d)(r)$

$$u_{\text{范围变更}} = \frac{0.5}{\sqrt{3} \times 23.0} = 0.013\text{dB}$$

- 测量线性因子 $\pm 0.5\%$ (p)(d)(r)

$$u_{\text{线性因子}} = \frac{0.5}{\sqrt{3} \times 23.0} = 0.013\text{dB}$$

- 校准时的失配

- 参考源反射系数 0.024(d)

- 功率传感器反射系数 0.070(d)

$$u_{\text{校准失配}} = \frac{0.024 \times 0.07 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.01\text{dB}$$

噪音忽略不计，则

$$u_{\text{功率计及功率传感器}} = \sqrt{u_{\text{参考电平}}^2 + u_{\text{校准因子}}^2 + u_{\text{范围变更}}^2 + u_{\text{校准因子}}^2 + u_{\text{校准失配}}^2}$$

$$= \sqrt{0.03^2 + 0.058^2 + 0.013^2 + 0.013^2 + 0.01^2} = 0.069\text{dB}$$

(2) 衰减器

查 20dB 衰减器技术资料，其精度是为 $\pm 0.6\text{dB}$ (d)(r)

$$u_{\text{衰减器}} = \frac{0.6}{\sqrt{3}} = 0.346\text{dB}$$

不确定度分量 $u(\delta P_s)$

$$u(\delta P_s) = \sqrt{u_{\text{功率计及功率传感器}}^2 + u_{\text{衰减器}}^2} = \sqrt{0.069^2 + 0.346^2} = 0.353\text{dB}$$

5.1.3.3 链路损耗 ΔP 引入的不确定度分量 $u(\Delta P)$

本例采用参考电缆校准法，即引入一根参考电缆，进行两次功率测量，再将两次测量值相减，得到被校链路的损耗值 ΔP ，链路结构如图 5-2、图 5-3 所示。



图 5-2 第一次测量链路结构图



图 5-3 第二次测量链路结构图

本不确定度分量主要由失配引入，其中 20dB 衰减器 VSWR=1.2，

- 信号源反射系数 0.07(d)
- 功率传感器反射系数 0.07(d)
- 20dB 衰减器反射系数 0.09(c)

不确定度分析考虑两部分

第一次，信号源与功率计直连作为参考测量，如图 5-2 所示

$$u_{m\text{参考}} = \frac{0.07 \times 0.07 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.030\text{dB}$$

第二次，在参考测量的链路中加入衰减网络，本例中将线缆损耗忽略不计，根据公式 (A-2)，20dB 衰减网络的 S 参数为 0.1。如图 5-3 所示

$$u_{m\text{信号源-衰减器}} = \frac{0.07 \times 0.09 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.039\text{dB}$$

$$u_{m\text{衰减器-功率传感器}} = \frac{0.09 \times 0.07 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.039\text{dB}$$

$$u_{m\text{信号源-功率传感器}} = \frac{0.07 \times 0.07 \times 0.1 \times 0.1 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.0003\text{dB}$$

$$\begin{aligned} \text{则 } u_{c\text{失配}} &= \sqrt{u_{m\text{参考}}^2 + u_{m\text{信号源-衰减器}}^2 + u_{m\text{衰减器-功率传感器}}^2 + u_{m\text{信号源-功率传感器}}^2} \\ &= \sqrt{0.030^2 + 0.039^2 + 0.039^2 + 0.0003^2} = 0.063\text{dB} \end{aligned}$$

考虑功率计的测量范围变更和测量线性因子的不确定度因素，则

$$u(\Delta P) = \sqrt{u_{c\text{失配}}^2 + u_{\text{范围变更}}^2 + u_{\text{线性因子}}^2} = \sqrt{0.063^2 + 0.013^2 + 0.013^2} = 0.066\text{dB}$$

5.1.3.4 失配损耗引入的不确定度分量 $u(\delta P_M)$

如图 5-1 所示，由于被测手机 (EUT)、衰减网络、测试仪表 (功率计) 的阻抗不匹配，造成失配，从而造成测量结果的分散性。本例中衰减网络中仅考虑 20dB 衰减器，忽略线缆的损耗。

- EUT 反射系数 0.5(d)，参考 ETSI TR 100 028-2 table F.1
- 功率传感器反射系数 0.07(d)
- 20dB 衰减器反射系数 0.09(d)
- 20dB 衰减器 S 参数值 0.1(m)

$$u_{\text{EUT-衰减器}} = \frac{0.5 \times 0.09 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.277\text{dB}$$

$$u_{\text{衰减器-功率传感器}} = \frac{0.09 \times 0.07 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.039 \text{dB}$$

$$u_{\text{EUT-功率传感器}} = \frac{0.5 \times 0.07 \times 0.1 \times 0.1 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.002 \text{dB}$$

$$\begin{aligned} \text{则 } u(\delta P_M) &= \sqrt{u_{\text{EUT-衰减器}}^2 + u_{\text{衰减器-功率传感器}}^2 + u_{\text{EUT-功率传感器}}^2} \\ &= \sqrt{0.277^2 + 0.039^2 + 0.002^2} = 0.280 \text{dB} \end{aligned}$$

5.1.3.5 环境温度变化引入的不确定度分量 $u(\delta P_T)$

在测试期间，实验室可控温度范围为 1°C ，根据 ETSI TR 100 028 表 F.1

- 均值 $4\%(p)/^\circ\text{C}$
- 标准差 $1.2\%(p)/^\circ\text{C}$

$$u(\delta P_T) = \frac{1^\circ\text{C} \times \sqrt{(4.0\% / ^\circ\text{C})^2 + (1.2\% / ^\circ\text{C})^2}}{\sqrt{3} \times 23.0} = 0.10 \text{dB}$$

5.1.3.6 被测样品供电电压变化引入的不确定度分量 $u(\delta P_V)$

在测试期间，实验室供电电压可控范围为 0.1V ，根据 ETSI TR 100 028 表 F.1

- 均值 $10\%(p)/\text{V}$
- 标准差 $3\%(p)/\text{V}$

$$u(\delta P_T) = \frac{0.1\text{V} \times \sqrt{(10\% / \text{V})^2 + (3\% / \text{V})^2}}{\sqrt{3} \times 23.0} = 0.026 \text{dB}$$

5.1.3.7 时间周期变化引入的不确定度分量 $u(\delta P_D)$

根据 ETSI TR 100 028 表 F.1，时间周期误差为 $2\%(d)(p)(\sigma)$

$$u(\delta P_D) = \frac{2\%}{23.0} = 0.087 \text{dB}$$

5.1.4 不确定度概算

表 5-2 峰值功率测量不确定度概算表

分量	概率分布	灵敏系数	不确定度分量值 (dB)
$u(P_0)$	正态	1.0	0.010

$u(\delta P_s)$	均匀	1.0	0.353
$u(\Delta P)$	正态	1.0	0.066
$u(\delta P_M)$	反正弦	1.0	0.280
$u(\delta P_T)$	均匀	1.0	0.100
$u(\delta P_V)$	均匀	1.0	0.026
$u(\delta P_D)$	均匀	1.0	0.087
合成标准不确定度 $u_c(P)$			0.475
扩展不确定度 $U(k=2)$			1.0

5.2 功率谱密度测量

5.2.1 测量原理

该项测量以 2.4GHz 无线局域网设备最大功率谱密度测量为例，通过射频电缆、衰减器将被测移动台与频谱分析仪连接，从而测得被测设备的最大功率谱密度。测试连接原理框图如图 5-4 所示。本例以 Agilent E4440A 综合测试仪为测量仪表。

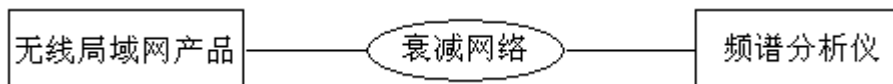


图 5-4 无线电局域网产品功率谱密度测量连接图

5.2.2 数学模型

$$P = P_0 + \Delta P + \delta P_s + \delta P_M + \delta P_T + \delta P_V \quad (5-2)$$

式中 P_0 ——实际测得功率值

ΔP ——链路损耗补偿值

δP_s ——测试仪表自身精度引入的修正值

δP_M ——失配损耗引入的修正值

δP_T ——环境温度变化引入的修正值

δP_V ——被测样供电电压变化引入的修正值

5.2.3 影响量不确定度分量的评估和计算

对数学模型（5-2）中等式右侧的各影响量的不确定度分量进行评估和计算。

5.2.3.1 功率值 P_0 引入的不确定度分量 $u(P_0)$

该项不确定度分量的评估要求在重复性条件下，将同一被测手机进行 10 次独立测量，测得值如表 5-3

表 5-3 功率谱密度测量结果

数据速率：1Mbps；调制方式：DBPSK

工作频率	测量结果 (dBm/MHz)				
2.412GHz	7.0	6.5	7.4	6.0	7.1
	6.8	7.0	6.3	6.5	7.5

算术平均值： $\bar{P} = 6.81$ dBm/MHz

$$\text{实验标准差: } s(P) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} = 0.482 \text{ dBm/MHz}$$

标准不确定度:

$$u(P_0) = \frac{s(P)}{|\bar{P}|} \times 100\% \times \frac{1}{23.0} = \frac{0.482}{6.81} \times 100\% \times \frac{1}{23.0} = 0.308 \text{ dB}$$

5.2.3.2 失配损耗引入的不确定度分量 $u(\delta P_M)$

依据 5.1.3.2 节测量方法，通过试验得 2.4GHz 无线局域网产品的驻波比典型值 $VSWR_{\text{源}} = 3.5$ 。查 Agilent E4440A 技术资料，得到 $VSWR_{\text{负载}} = 1.2$

根据公式（A-3）计算反射系数，

$$\text{得 } \Gamma_{\text{源}} = 0.556$$

$$\Gamma_{\text{负载}} = 0.091$$

设源与负载之间的链路衰减为 0.8dB，根据公式（A-2），S 参数值为

$$S_{21} = S_{12} = 0.912$$

根据失配不确定度分量计算公式

$$u_{\text{源-负载}} = \frac{|\Gamma_{\text{源}}| \times |\Gamma_{\text{负载}}| \times |S_{21}| \times |S_{12}| \times 100\%}{\sqrt{2}}$$

$$= \frac{0.556 \times 0.091 \times 0.912 \times 0.912 \times 100\%}{\sqrt{2}} = 2.976\%$$

根据表 B-1 中电压%与 dB 的单位转换关系

$$u(\delta P_M) = \frac{2.976}{11.5} \% = 0.259\text{dB}$$

5.2.3.3 链路损耗 ΔP 引入的不确定度分量 $u(\Delta P)$

根据 5.1.3.3 节分析与计算方法，取典型值 $u(\Delta P) = 0.1\text{dB}$

5.2.3.4 测试仪表精度引入的不确定度分量 $u(\delta P_s)$

查 AgilentE4440A 技术资料，该型频谱分析仪 95%置信概率的不确定度为 0.24dB

$$u(\delta P_s) = \frac{0.24}{1.96} = 0.122\text{dB}$$

5.2.3.5 环境温度变化引入的不确定度分量 $u(\delta P_T)$

在测试过程中，实验室可控温度范围为 1°C ，根据 ETSI TR 100 028 表 F.1，给出功率与环境温度相关的标准偏差的依赖关系是 1.2% （功率）/ $^\circ\text{C}$ ，即

$$u(\delta P_T) = \frac{1^\circ\text{C} \times 1.2\% / ^\circ\text{C}}{\sqrt{3} \times 23} = 0.030\text{dB}$$

5.2.3.6 被测样供电电压变化引入的不确定度分量 $u(\delta P_V)$

在测试期间，实验室供电电压可控范围为 0.1V ，根据 ETSI TR 100 028 表 F.1，给出载波功率与被测样供电电压相关的标准偏差的依赖关系是 3% （功率）/ V ，即

$$u(\delta P_T) = \frac{0.1\text{V} \times 3\% / \text{V}}{\sqrt{3} \times 23} = 0.008\text{dB}$$

5.2.4 不确定度概算

表 5-4 功率谱密度测量不确定度概算表

分量	概率分布	灵敏系数	不确定度分量值 (dB)

$u(P_0)$	正态	1.0	0.308
$u(\delta P_M)$	反正弦	1.0	0.259
$u(\Delta P)$	正态	1.0	0.100
$u(\delta P_s)$	均匀	1.0	0.122
$u(\delta P_T)$	均匀	1.0	0.030
$u(\delta P_V)$	均匀	1.0	0.008
合成标准不确定度 $u_c(P)$			0.433
扩展不确定度 $U(k=2)$			0.9

5.3 邻道功率测量

5.3.1 测量原理

该项测量以 WCDMA 手机邻道功率抑制比 (ACLR) 测量为例, 通过射频电缆、衰减器将被测手机与综合测试仪或者频谱分析仪连接, 从而测得被测设备的邻道功率抑制比。测试连接原理框图如图 5-1 所示。本例以 Agilent E5515C 综合测试仪为测量仪表。

5.3.2 数学模型

$$P = P_0 + \delta P_C + \delta P_A \quad (5-3)$$

式中 P_0 ——实际测得 ACLR

δP_C ——载波功率测量引入的修正值

δP_A ——邻道功率测量引入的修正值

5.3.3 影响量不确定度分量的评估和计算

对数学模型 (5-3) 中等式右侧的各影响量的不确定度分量进行评估和计算。

5.3.3.1 测量值 P_0 引入的不确定度分量 $u(P_0)$

该项不确定度分量的评估要求在重复性条件下，将同一被测手机进行 10 次独立测量，测得值如表 5-5

表 5-5 邻道功率测量结果

Ch9737	测量结果 (dB)				
5MHz	-40.9	-40.7	-40.8	-41.2	-41.1
offset	-40.9	-40.9	-41.2	-41.2	-41.1

频偏 5MHz:

算术平均值: $\bar{P} = -41.0$

$$\text{实验标准差: } s(P) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} = 0.183$$

标准不确定度: $u(P_0) = u(\bar{P}) = 0.183 \text{ dB}$

5.3.3.2 载波功率测量引入的不确定度分量 $u(\delta P_C)$

根据第 5.1.4 节峰值功率测量不确定度评估得到的合成标准不确定度，取

$$u(\delta P_C) = 0.475 \text{ dB}$$

5.3.3.3 邻道功率测量引入的不确定度分量 $u(\delta P_A)$

根据第 5.1.4 节峰值功率测量不确定度评估得到的合成标准不确定度，取

$$u(\delta P_A) = 0.475 \text{ dB}$$

5.3.4 不确定度概算

表 5-6 邻道功率测量不确定度概算表

分量	概率分布	灵敏系数	不确定度分量值 (dB)
$u(P_0)$	正态	1.0	0.183
$u(\delta P_C)$	正态	1.0	0.475
$u(\delta P_A)$	正态	1.0	0.475
合成标准不确定度			0.696

$u_c(P)$	
扩展不确定度 $U(k=2)$	1.4

5.4 占用带宽/带外发射/频率范围测量

5.4.1 测量原理

该项测量以 WCDMA 手机占用带宽测量为例，通过射频电缆、衰减器将被测移动台与综合测试仪连接，从而测得被测设备的占用带宽。测试连接原理框图如图 5-1 所示。本例以 Agilent E5515C 综合测试仪为测量仪表。

5.4.2 数学模型

$$F = F_0 + \delta F_S + \delta F_T \quad (5-4)$$

式中 F_0 ——实际测得误差值

δF_S ——测试仪表自身精度引入的修正值

δF_T ——环境温度变化引入的修正值

5.4.3 影响量不确定度分量的评估和计算

对数学模型（5-4）中等式右侧的各影响量的不确定度分量进行评估和计算。

5.4.3.1 误差值 F_0 引入的不确定度分量 $u(F_0)$

该项不确定度分量的评估要求在重复性条件下，将同一被测手机进行 10 次独立测量，测得值如表 5-7 所示

表 5-7 占用带宽测量结果

Channel	测量结果 (MHz)				
Ch9737	4.16	4.16	4.16	4.16	4.16
	4.16	4.16	4.16	4.16	4.16

算术平均值： $\bar{F} = 4.16$

$$\text{实验标准差: } s(F) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} = 0$$

$$u(F_0) = u(\bar{F}) = 0$$

5.4.3.2 测试仪表精度引入的不确定度分量 $u(\delta F_s)$

查 Agilent E5515C 综合测试仪的技术资料，有

$$u(\delta F_s) = \frac{60}{\sqrt{3}} = 34.63 \text{ kHz}$$

5.4.3.3 环境温度引入的不确定度分量 $u(\delta F_T)$

根据参考资料，环境温度变化引起的允差 0.01ppm

本实验室可控环境温度变化范围为：3℃

WCDMA 手机测量信道中心频率为 1947.4MHz

$$\text{则 } u(\delta F_T) = \frac{0.01 \times 10^{-6} \times 1947.4 \times 10^6 \text{ Hz} / ^\circ\text{C} \times 3^\circ\text{C}}{\sqrt{3}} \approx 33.73 \text{ Hz} = 0.034 \text{ kHz}$$

5.4.4 不确定度概算

表 5-8 占用带宽测量不确定度概算表

分量	概率分布	灵敏系数	不确定度分量值 (kHz)
$u(F_0)$	正态	1.0	0
$u(\delta F_s)$	均匀	1.0	34.63
$u(\delta F_T)$	均匀	1.0	0.034
合成标准不确定度 $u_c(F)$			34.63
扩展不确定度 $U(k=2)$			69

5.5 传导杂散发射测量

5.5.1 测量原理

该项测量以 WCDMA 手机传导杂散发射测量为例，测试连接原理框图如图 5-1 所示。网络模拟器与被测设备建立通信链路，频谱分析仪进行杂散信号的测量。本例以 Agilent E5515C 综测仪作为网络模拟器、Agilent E4440A 频谱分析仪为主要测量仪表。

网络模拟器用于与被测终端建立通信链路，对测量结果的分散性没有影响。

本例 EUT 为 WCDMA 手机，最大发射功率较小，为了满足部分高指标频段的测量要求，使用滤波器组以提高测量动态范围。若 EUT 为大功率设备，则如图 5-5 中在 EUT 后加上衰减器。不确定度评估中增加对衰减器的精度和失配因素的分析 and 计算，具体可参考“峰值功率测量”用例的不确定度分析。

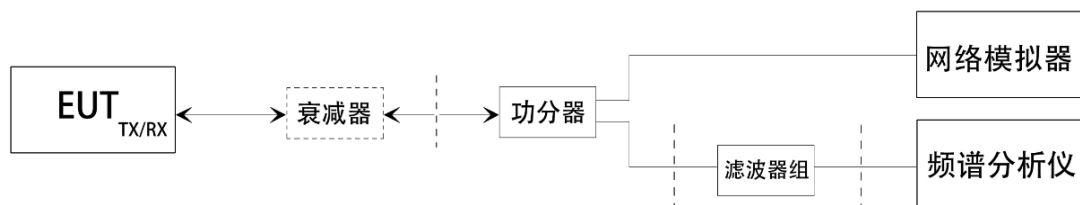


图 5-5 大功率设备传导杂散发射测量连接图

5.5.2 数学模型

$$P = P_0 + \Delta P + \delta P_S + \delta P_M + \delta P_T + \delta P_V + \delta P_D \quad (5-5)$$

式中 P_0 ——实际测得功率值

ΔP ——链路损耗补偿值

δP_S ——测试仪表、器件精度引入的修正值

δP_M ——失配损耗引入的修正值

δP_T ——环境温度变化引入的修正值

δP_V ——被测样供电电压变化引入的修正值

δP_D ——时间周期变化引入的修正值

5.5.3 影响量不确定度分量的评估和计算

对数学模型（5-5）中等式右侧的各影响量的不确定度分量进行评估和计算。

5.5.3.1 功率值 P_0 引入的不确定度分量 $u(P_0)$

该项不确定度分量的评估要求在重复性条件下，将同一被测手机进行 10 次独立测量，测得值 $P_0(m)$ 列于表 5-9

表 5-9 传导杂散发射测量结果

Channel	测量结果 (dBm)				
Ch9737	-39.7	-40.1	-40.4	-39.8	-40.5

	-39.5	-40.2	-40.5	-40.7	-39.8
--	-------	-------	-------	-------	-------

算术平均值: $\bar{P} = -40.12\text{dBm}$

$$\text{实验标准差: } s(P) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} = 0.405 \text{ dBm}$$

$$u(P_0) = \frac{s(P)}{|\bar{P}|} \times 100\% \times \frac{1}{23.0} = \frac{0.405}{40.12} \times 100\% \times \frac{1}{23.0} = 0.044 \text{ dB}$$

5.5.3.2 测试仪表、器件精度引入的不确定度分量 $u(\delta P_s)$

(1) 频谱分析仪

查 AgilentE4440A 技术资料, 该型频谱分析仪 95%置信概率的不确定度为 0.24dB(d)(σ)

$$u_{\text{频谱仪}} = \frac{0.24}{1.96} = 0.122\text{dB}$$

(2) 功分器

查功分器技术资料, 有

- 带内波动 0.3dB(p)(d)(r)

$$u_{\text{带内波动}} = \frac{0.3}{\sqrt{3}} = 0.173\text{dB}$$

- 幅度平衡度 0.3dB(p)(d)(r)

$$u_{\text{幅度平衡度}} = \frac{0.3}{\sqrt{3}} = 0.173\text{dB}$$

$$\text{则 } u_{\text{功分器}} = \sqrt{u_{\text{带内波动}}^2 + u_{\text{幅度平衡度}}^2} = \sqrt{0.173^2 + 0.173^2} = 0.245\text{dB}$$

不确定度分量 $u(\delta P_s)$

$$u(\delta P_s) = \sqrt{u_{\text{频谱仪}}^2 + u_{\text{功分器}}^2} = \sqrt{0.122^2 + 0.245^2} = 0.274\text{dB}$$

5.5.3.3 链路损耗 ΔP 引入的不确定度分量 $u(\Delta P)$

如图 5-3, 根据 5.1.3.3 节分析与计算方法

本不确定度分量主要由失配引入, 将功分器与滤波器组等器件作为一个衰减网络, 输入端口 VSWR=1.3(m),

- 信号源反射系数 0.07(d)
- 功率传感器反射系数 0.07(d)
- 衰减网络反射系数 0.13(c)

不确定度分析考虑两部分

第一部分，信号源与功率计直连作为参考测量，如图 5-2 所示

$$u_{m\text{参考}} = \frac{0.07 \times 0.07 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.030\text{dB}$$

第二部分，在参考测量的链路中加入衰减网络，本例中将线缆损耗忽略不计，根据公式 (A-2)，衰减网络取 1dB 损耗，S 参数为 0.89。如图 5-3 所示

$$u_{m\text{信号源-衰减网络}} = \frac{0.07 \times 0.13 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.056\text{dB}$$

$$u_{m\text{衰减网络-功率传感器}} = \frac{0.13 \times 0.07 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.056\text{dB}$$

$$u_{m\text{信号源-功率传感器}} = \frac{0.07 \times 0.07 \times 0.89 \times 0.89 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.024\text{dB}$$

$$\begin{aligned} \text{则 } u_{c\text{失配}} &= \sqrt{u_{m\text{参考}}^2 + u_{m\text{信号源-衰减网络}}^2 + u_{m\text{衰减网络-功率传感器}}^2 + u_{m\text{信号源-功率传感器}}^2} \\ &= \sqrt{0.030^2 + 0.056^2 + 0.056^2 + 0.024^2} = 0.088\text{dB} \end{aligned}$$

考虑功率计的测量范围变更和测量线性因子的不确定度因素，则

$$u(\Delta P) = \sqrt{u_{c\text{失配}}^2 + u_{\text{范围变更}}^2 + u_{\text{线性因子}}^2} = \sqrt{0.088^2 + 0.013^2 + 0.013^2} = 0.090\text{dB}$$

5.5.3.4 失配损耗引入的不确定度分量 $u(\delta P_M)$

如图 5-1 所示，由于被测手机 (EUT)、功分器、衰减网络、测试仪表 (频谱分析仪) 的阻抗不匹配，造成失配，从而造成测量结果的分散性。本例中衰减网络中仅考虑滤波器组，忽略线缆的损耗。

反射系数：

- EUT 反射系数 0.7(d)，参考 ETSI TR 100 028-2 table F.1
- 功分器反射系数 0.099(m)，VSWR=1.22(d)
- 衰减网络反射系数 0.333(m)，VSWR=2.0(d)
- 频谱分析仪反射系数 0.091(m)，VSWR=1.2(d)

S 参数：

- 功分器 S 参数 0.912(m)，插入损耗 0.8dB(d)
- 衰减网络 S 参数 0.794(m)，损耗 2dB(d)

- EUT 与频谱分析仪之间的链路 S 参数 0.724(m)，损耗 2.8dB(d)
则

$$u_{\text{EUT-功分器}} = \frac{0.7 \times 0.099 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.426 \text{dB}$$

$$u_{\text{功分器-衰减网络}} = \frac{0.099 \times 0.333 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.203 \text{dB}$$

$$u_{\text{衰减网络-频谱仪}} = \frac{0.333 \times 0.091 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.186 \text{dB}$$

$$u_{\text{EUT-衰减网络}} = \frac{0.7 \times 0.333 \times 0.912 \times 0.912 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 1.192 \text{dB}$$

$$u_{\text{功分器-频谱仪}} = \frac{0.099 \times 0.333 \times 0.794 \times 0.794 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.128 \text{dB}$$

$$u_{\text{EUT-频谱仪}} = \frac{0.7 \times 0.091 \times 0.724 \times 0.724 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.205 \text{dB}$$

$$\text{则 } u(\delta P_M) = \sqrt{0.426^2 + 0.203^2 + 0.186^2 + 1.192^2 + 0.128^2 + 0.205^2} = 1.318 \text{dB}$$

5.5.3.5 被测样供电电压变化引入的不确定度分量 $u(\delta P_V)$

在测试期间，实验室供电电压可控范围为 0.1V，根据 ETSI TR 100 028 表 F.1

- 均值 10%(p)/V
- 标准差 3%(p)/V

$$u(\delta P_T) = \frac{0.1V \times \sqrt{(10\%/V)^2 + (3\%/V)^2}}{\sqrt{3} \times 23.0} = 0.026 \text{dB}$$

5.5.3.6 时间周期变化引入的不确定度分量 $u(\delta P_D)$

根据 ETSI TR 100 028 表 F.1，时间周期误差为 2%(d)(p)(σ)

$$u(\delta P_D) = \frac{2\%}{23.0} = 0.087 \text{dB}$$

5.5.4 不确定度概算

表 5-10 传导杂散发射测量不确定度概算表

分量	概率分布	灵敏系数	不确定度分量值 (dB)
----	------	------	--------------

$u(P_0)$	正态	1.0	0.044
$u(\delta P_s)$	均匀	1.0	0.274
$u(\Delta P)$	正态	1.0	0.090
$u(\delta P_M)$	反正弦	1.0	1.318
$u(\delta P_V)$	均匀	1.0	0.026
$u(\delta P_D)$	均匀	1.0	0.087
合成标准不确定度 $u_c(P)$			1.353
扩展不确定度 $U(k=2)$			2.7

5.6 互调发射测量

5.6.1 测量原理

该项测量以 WCDMA 手机互调发射，本例选取三阶互调，干扰信号频偏 5MHz 情况下互调信号的测量来进行不确定度评估分析，测试连接框图如图 5-6 所示。本例以 Agilent E5515C 综测仪作为网络模拟器、Agilent E4440A 频谱分析仪为主要测量仪表。

网络模拟器用于与被测终端建立通信链路，对测量结果的分散性没有影响。功率计用作监控干扰信号大小，对测量结果的分散性没有影响。

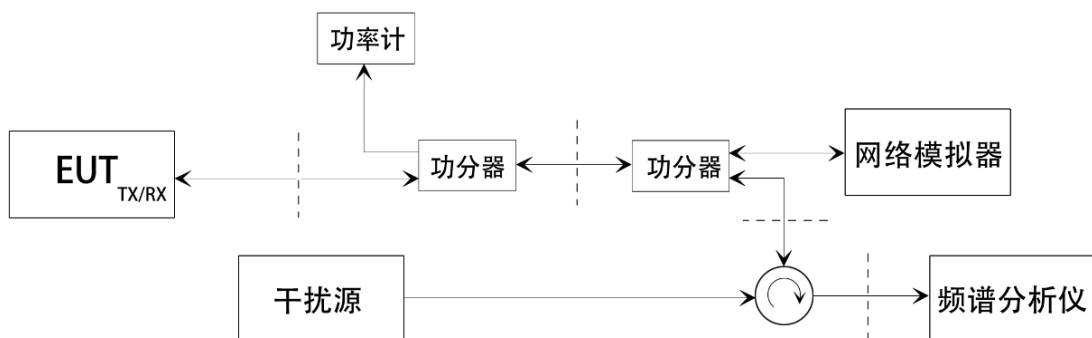


图 5-6 互调发射测量连接图

如图 5-7 所示，当 EUT 为大功率设备时，需增加衰减器以保证各种测量设备工作在线性区。当干扰源无法提供测量所需的干扰信号功率时，还需增加功率放大器。

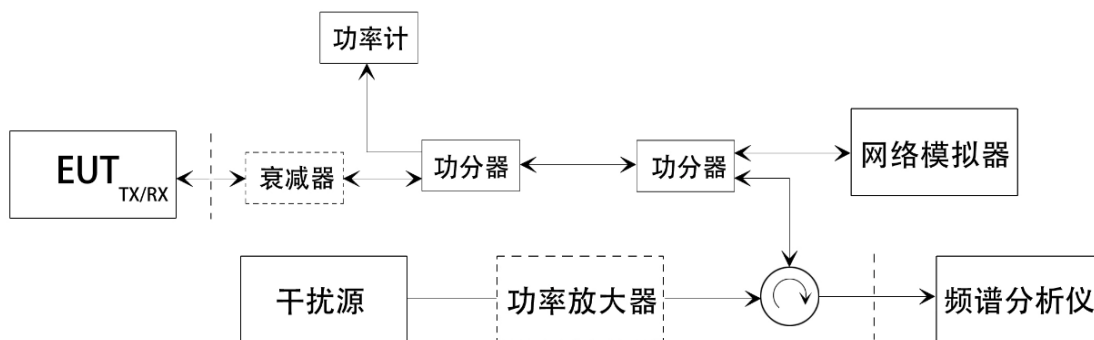


图 5-7 大功率设备互调发射测量连接图

5.6.2 数学模型

$$P = P_0 + \Delta P + \delta P_S + \delta P_M + \delta P_T + \delta P_V \tag{5-6}$$

式中 P_0 ——实际测得功率值

ΔP ——链路损耗补偿值

δP_S ——测试仪表自身精度引入的修正值

δP_M ——失配损耗引入的修正值

δP_T ——环境温度变化引入的修正值

δP_V ——被测样供电电压变化引入的修正值

5.6.3 影响量不确定度分量的评估和计算

对数学模型（5-6）中等式右侧的各影响量的不确定度分量进行评估和计算。

5.6.3.1 功率值 P_0 引入的不确定度分量 $u(P_0)$ 。

该项不确定度分量的评估要求在重复性条件下，将同一被测手机进行 10 次独立测量，测得值列于表 5-11。

表 5-11 互调发射测量结果

Ch9737		测量结果 (dB)				
互调	干扰频偏					
三阶	5MHz	-40.6	-41.2	-41.7	-41.3	-40.7
		-40.9	-40.6	-40.8	-42.3	-41.4

算术平均值： $\bar{P} = -41.15\text{dB}$

$$\text{实验标准差: } s(P) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} = 0.548 \text{ dB}$$

$$u(P_0) = 0.548 \text{ dB}$$

5.6.3.2 测试仪表、器件精度引入的不确定度分量 $u(\delta P_s)$

(1) 频谱分析仪

查 AgilentE4440A 技术资料, 该型频谱分析仪 95%置信概率的不确定度为 0.24dB(d)(σ)

$$u_{\text{频谱仪}} = \frac{0.24}{1.96} = 0.122 \text{ dB}$$

(2) 功分器

查功分器技术资料, 有

- 带内波动 0.3dB(p)(d)(r)

$$u_{\text{带内波动}} = \frac{0.3}{\sqrt{3}} = 0.173 \text{ dB}$$

- 幅度平衡度 0.3dB(p)(d)(r)

$$u_{\text{幅度平衡度}} = \frac{0.3}{\sqrt{3}} = 0.173 \text{ dB}$$

$$\text{则 } u_{\text{功分器}} = \sqrt{u_{\text{带内波动}}^2 + u_{\text{幅度平衡度}}^2} = \sqrt{0.173^2 + 0.173^2} = 0.245 \text{ dB}$$

不确定度分量 $u(\delta P_s)$

$$u(\delta P_s) = \sqrt{u_{\text{频谱仪}}^2 + u_{\text{功分器}}^2} = \sqrt{0.122^2 + 0.245^2} = 0.274 \text{ dB}$$

5.6.3.3 链路损耗 ΔP 引入的不确定度分量 $u(\Delta P)$

如图 5-3, 根据 5.3.3 节分析与计算方法

本不确定度分量主要由失配引入, 将功分器与滤波器组等器件作为一个衰减网络, 输入端口 VSWR=1.3(m),

- 信号源反射系数 0.07(d)
- 功率传感器反射系数 0.07(d)
- 衰减网络反射系数 0.13(c)

不确定度分析考虑两部分

第一部分，信号源与功率计直连作为参考测量，如图 5-2 所示

$$u_{m\text{参考}} = \frac{0.07 \times 0.07 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.030\text{dB}$$

第二部分，在参考测量的链路中加入衰减网络，本例中将线缆损耗忽略不计，根据公式 (A-2)，衰减网络取 1dB 损耗，S 参数为 0.89。如图 5-3 所示

$$u_{m\text{信号源-衰减网络}} = \frac{0.07 \times 0.13 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.056\text{dB}$$

$$u_{m\text{衰减网络-功率传感器}} = \frac{0.13 \times 0.07 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.056\text{dB}$$

$$u_{m\text{信号源-功率传感器}} = \frac{0.07 \times 0.07 \times 0.89 \times 0.89 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.024\text{dB}$$

$$\begin{aligned} \text{则 } u_{c\text{失配}} &= \sqrt{u_{m\text{参考}}^2 + u_{m\text{信号源-衰减网络}}^2 + u_{m\text{衰减网络-功率传感器}}^2 + u_{m\text{信号源-功率传感器}}^2} \\ &= \sqrt{0.030^2 + 0.056^2 + 0.056^2 + 0.024^2} = 0.088\text{dB} \end{aligned}$$

考虑功率计的测量范围变更和测量线性因子的不确定度因素，则

$$u(\Delta P) = \sqrt{u_{c\text{失配}}^2 + u_{\text{范围变更}}^2 + u_{\text{线性因子}}^2} = \sqrt{0.088^2 + 0.013^2 + 0.013^2} = 0.090\text{dB}$$

5.6.3.4 失配损耗引入的不确定度分量 $u(\delta P_M)$

如图 5-6 所示，由于被测手机 (EUT)、功分器、衰减网络、测试仪表 (频谱分析仪) 的阻抗不匹配，造成失配，从而造成测量结果的分散性。本例中衰减网络中仅考虑滤波器组，忽略线缆的损耗。

反射系数：

- EUT 反射系数 0.7(d)，参考 ETSI TR 100 028-2 table F.1
- 功分器反射系数 0.099(m)，VSWR=1.22(d)
- 衰减网络反射系数 0.333(m)，VSWR=2.0(d)
- 频谱分析仪反射系数 0.091(m)，VSWR=1.2(d)

S 参数：

- 功分器 S 参数 0.912(m)，插入损耗 0.8dB(d)
- 衰减网络 S 参数 0.794(m)，损耗 2dB(d)
- EUT 与频谱分析仪之间的链路 S 参数 0.724(m)，损耗 2.8dB(d)

则

$$u_{\text{EUT-功分器}} = \frac{0.7 \times 0.099 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.426 \text{dB}$$

$$u_{\text{功分器-衰减网络}} = \frac{0.099 \times 0.333 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.203 \text{dB}$$

$$u_{\text{衰减网络-频谱仪}} = \frac{0.333 \times 0.091 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.186 \text{dB}$$

$$u_{\text{EUT-衰减网络}} = \frac{0.7 \times 0.333 \times 0.912 \times 0.912 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 1.192 \text{dB}$$

$$u_{\text{功分器-频谱仪}} = \frac{0.099 \times 0.333 \times 0.794 \times 0.794 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.128 \text{dB}$$

$$u_{\text{EUT-频谱仪}} = \frac{0.7 \times 0.091 \times 0.724 \times 0.724 \times 100}{\sqrt{2} \times 11.5} = 0.205 \text{dB}$$

$$\text{则 } u(\delta P_M) = \sqrt{0.426^2 + 0.203^2 + 0.186^2 + 1.192^2 + 0.128^2 + 0.205^2} = 1.318 \text{dB}$$

5.6.3.5 被测样供电电压变化引入的不确定度分量 $u(\delta P_V)$

在测试期间，实验室供电电压可控范围为 0.1V，根据 ETSI TR 100 028 表 F.1

- 均值 10%(p)/V
- 标准差 3%(p)/V

$$u(\delta P_T) = \frac{0.1V \times \sqrt{(10\%/V)^2 + (3\%/V)^2}}{\sqrt{3} \times 23.0} = 0.026 \text{dB}$$

5.6.3.6 时间周期变化引入的不确定度分量 $u(\delta P_D)$

根据 ETSI TR 100 028 表 F.1，时间周期误差为 2%(d)(p)(σ)

$$u(\delta P_D) = \frac{2\%}{23.0} = 0.087 \text{dB}$$

5.6.3.7 失配损耗引入的不确定度分量 $u(\delta P_M)$

如图 5-8 所示，由于被测移动台（源）、链路、测试仪表（负载）的反射系数阻抗不匹配，造成失配，从而引入不确定度分量。测得各接口的电压驻波比

$VSWR_{input} = 1.069$, $VSWR_{output} = 1.469$, 取源测驻波比典型值 $VSWR_{源} = 3.01$, 查 Agilent E4440A 技术资料, 得到 $VSWR_{负载} = 1.2$ 。

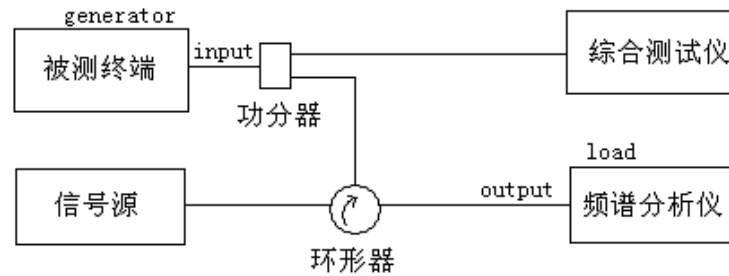


图 5-8 互调发射测量失配损耗技术原理图

根据公式 (A-3) 计算反射系数, 得到

$$\Gamma_{input} = 0.033, \Gamma_{output} = 0.190, \Gamma_{远} = 0.501, \Gamma_{负载} = 0.091$$

在源和控制箱之间、控制箱和负载之间, 测量时为直接相连, 因而取 $S_{21} = S_{12} = 1$; 设在源和负载之间的链路衰减为 8dB, 根据公式 (A-2), S 参数值为

$$S_{21} = S_{12} = 0.398$$

根据公式(A-2)和表 B-1

$$u_{源-衰减网络} = \frac{0.501 \times 0.033 \times 1 \times 1 \times 100}{\sqrt{2}} \% = 1.169\%$$

$$u_{衰减网络-负载} = \frac{0.19 \times 0.091 \times 1 \times 1 \times 100}{\sqrt{2}} \% = 1.223\%$$

$$u_{源-负载} = \frac{0.501 \times 0.091 \times 0.398 \times 0.398 \times 100}{\sqrt{2}} \% = 0.511\%$$

$$\text{则 } u(\delta P_M) = \sqrt{1.169^2 + 1.223^2 + 0.511^2} = 1.767\% \approx \frac{1.767}{11.5} \text{ dB} = 0.154 \text{ dB}$$

5.6.3.8 链路损耗 ΔP 引入的不确定度分量 $u(\Delta P)$

根据 1.3.3 节分析与计算方法, 取典型值

$$u(\Delta P) = 0.1 \text{ dB}$$

5.6.3.9 测试仪表精度引入的不确定度分量 $u(\delta P_s)$

查 Agilent E4440A 技术资料, 该型频谱分析仪 95% 置信概率的不确定度为 0.24dB

$$u(\delta P_s) = \frac{0.24}{1.96} = 0.122\text{dB}$$

5.6.3.10 环境温度变化引入的不确定度分量 $u(\delta P_T)$

在测试期间，实验室可控温度范围为 1°C ，根据 ETSI TR 100 028 表 F.1，给出载波功率与环境温度相关的标准偏差的依赖关系是 1.2% （功率）/ $^\circ\text{C}$ ，即

$$u(\delta P_T) = \frac{1^\circ\text{C} \times 1.2\% / ^\circ\text{C}}{\sqrt{3} \times 23} = 0.030\text{dB}$$

5.6.3.11 被测样供电电压变化引入的不确定度分量 $u(\delta P_V)$

在测试期间，实验室供电电压可控范围为 0.1V ，根据 ETSI TR 100 028 表 F.1，给出载波功率与被测样供电电压相关的标准偏差的依赖关系是 3% （功率）/ V ，即

$$u(\delta P_T) = \frac{0.1\text{V} \times 3\% / \text{V}}{\sqrt{3} \times 23} = 0.008\text{dB}$$

5.6.4 不确定度概算

表 5-12 互调发射测量不确定度概算表

分量	概率分布	灵敏系数	不确定度分量值 (dB)
$u(P_0)$	正态	1.0	0.548
$u(\delta P_M)$	反正弦	1.0	0.154
$u(\Delta P)$	正态	1.0	0.100
$u(\delta P_s)$	均匀	1.0	0.122
$u(\delta P_T)$	均匀	1.0	0.030
$u(\delta P_V)$	均匀	1.0	0.008
合成标准不确定度 $u_c(P)$			0.591
扩展不确定度 $U(k=2)$			1.2

5.7 频率误差测量

5.7.1 测量原理

该项测量以 WCDMA 手机频率误差测量为例，通过射频电缆、衰减器将被测移动台与综合测试仪连接，从而测得被测设备的频率误差。测试连接原理框图如图 5-1 所示。本例以 Agilent E5515C 综合测试仪为测量仪表。

5.7.2 数学模型

$$F = F_0 + \delta F_S + \delta F_T \quad (5-7)$$

式中 F_0 ——实际测得误差值

δF_S ——测试仪表自身精度引入的修正值

δF_T ——环境温度变化引入的修正值

5.7.3 影响量不确定度分量的评估和计算

对数学模型（5-7）中等式右侧的各影响量的不确定度分量进行评估和计算。

5.7.3.1 误差值 F_0 引入的不确定度分量 $u(F_0)$

该项不确定度分量的评估要求在重复性条件下，将同一被测手机进行 10 次独立测量，测得值如表 5-13

表 5-13 频率误差测量结果

信道	测量结果 (Hz)				
Ch9737	-2.1	-2.9	-1.9	-3.1	-4.3
	5.2	4.3	-2.1	-3.0	-2.5

算术平均值： $\bar{F} = -1.24 \text{ Hz}$

$$\text{实验标准差: } s(F) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} = 3.238 \text{ Hz}$$

由于被测手机和测量仪表都比较稳定，在实际应用中通常以单次测量值作为最终的测量结果，所以在不确定度评估时采用单次测量的实验标准差来表示标准不确定度，即

标准不确定度： $u(F_0) = s(F) = 3.238 \text{ Hz}$

5.7.3.2 测试仪表精度引入的不确定度分量 $u(\delta F_s)$

查 Agilent E5515C 技术资料, 取均匀分布。

仪表允差为: 5Hz+时基允差(d)(r)

时基允差为: 0.005ppm(d)(r)

即 1947.4MHz: $0.005 \times 10^{-6} \times 1947.4 \times 10^6 \approx 9.7\text{Hz}$

$$\text{则 } u(\delta F_s) = \frac{5+9.7}{\sqrt{3}} = 8.487\text{Hz}$$

5.7.3.3 环境温度引入的不确定度分量 $u(\delta F_T)$

在测试期间, 实验室可控温度范围为 1°C , 根据 ETSI TR 100 028 表 F.1

- 均值 0.02ppm/ $^\circ\text{C}$ (d)(r)
- 标准差 0.01ppm/ $^\circ\text{C}$ (d)(r)

EUT 选择 WCDMA 手机, 信道 ch9734 的频点 $F=1947.4 \times 10^6\text{Hz}$, 则

$$\begin{aligned} u(\delta P_T) &= \frac{1^\circ\text{C} \times \sqrt{(0.02\text{ppm} \times F / ^\circ\text{C})^2 + (0.01\text{ppm} \times F / ^\circ\text{C})^2}}{\sqrt{3}} \\ &= \frac{1^\circ\text{C} \times \sqrt{(0.02 \times 10^{-6} \times 1947.4 \times 10^6 \text{Hz} / ^\circ\text{C})^2 + (0.01 \times 10^{-6} \times 1947.4 \times 10^6 \text{Hz} / ^\circ\text{C})^2}}{\sqrt{3}} \\ &= 25.14\text{Hz} \end{aligned}$$

5.7.4 不确定度概算

表 5-14 频率误差测量不确定度概算表

分量	概率分布	灵敏系数	不确定度分量值 (Hz)
$u(F_0)$	正态	1.0	3.238
$u(\delta F_s)$	均匀	1.0	8.487
$u(\delta F_T)$	均匀	1.0	25.14
合成标准不确定度 $u_c(F)$			26.73
扩展不确定度 $U(k=2)$			53

5.8 频率偏移测量

5.8.1 测量原理

该项测量以调频手持台的调制限制测量为例，通过向发射机加载音频振荡器，并与频谱分析仪连接，从而测得被测设备的频率偏移。测试连接原理框图如图 5-9 所示。本例以 Agilent E4440A 频谱分析仪为测量仪表。



图 5-9 调频手持台测量连接图

5.8.2 数学模型

$$F = F_0 + \delta F_s \quad (5-8)$$

式中 F_0 ——实际测得误差值

δF_s ——测试仪表自身精度引入的修正值

5.8.3 影响量不确定度分量的评估和计算

对数学模型（5-8）中等式右侧的各影响量的不确定度分量进行评估和计算。

5.8.3.1 误差值 F_0 引入的不确定度分量 $u(F_0)$

该项不确定度分量的评估要求在重复性条件下，将同一被测手机进行 10 次独立测量，测得值如表 5-15

表 5-15 频率偏移测量结果

测试频率	测试结果 (kHz)				
460.025MH	4.3	4.2	4.3	4.2	4.2
z	4.2	4.2	4.3	4.3	4.2

算术平均值： $\bar{F} = 4.24$ kHz

$$\text{实验标准差: } s(F) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} = 0.052 \text{ kHz}$$

标准不确定度： $u(F_0) = s(F) = 0.052$ kHz

5.8.3.2 测试仪表精度引入的不确定度分量 $u(\delta F_s)$

查 Agilent E4440A 技术资料, 频率基准精度为 0.22ppm

$$\text{则 } u(\delta F_s) = \frac{0.22 \times 10^{-6} \times 460.025 \times 10^6}{\sqrt{3}} = 0.058 \text{ kHz}$$

5.8.3.3 环境温度变化引入的不确定度分量 $u(\delta F_T)$

在测试过程中, 实验室可控温度范围为 1°C , 根据 ETSI TR 100 028 表 F.1, 给出频率与环境温度相关的标准偏差的依赖关系是 $0.01\text{ppm}/^\circ\text{C}$, 即

$$u(\delta P_T) = \frac{1^\circ\text{C} \times 0.01 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C} \times 460.025 \times 10^6}{\sqrt{3}} = 2.656 \text{ Hz} \approx 0.003 \text{ kHz}$$

5.8.4 不确定度概算

表 5-16 频率偏移测量不确定度概算表

分量	概率分布	灵敏系数	不确定度分量值 (kHz)
$u(F_0)$	正态	1.0	0.052
$u(\delta F_s)$	均匀	1.0	0.058
$u(\delta F_T)$	均匀	1.0	0.003
合成标准不确定度 $u_c(F)$			0.078
扩展不确定度 $U(k=2)$			0.16

5.9 相位误差测量

5.9.1 测量原理

该项测量以 GSM 手机 RMS 相位误差测量为例, 通过射频电缆、衰减器将被测移动台与综合测试仪连接, 从而测得被测设备的 RMS 相位误差。测试连接原理框图如图 5-1 所示。本例以 Agilent E5515C 综合测试仪为测量仪表。

5.9.2 数学模型

$$F = F_0 + \delta F_s \quad (5-9)$$

式中 F_0 ——实际测得误差值

δF_s ——测试仪表自身精度引入的修正值

5.9.3 影响量不确定度分量的评估和计算

对数学模型（5-9）中等式右侧的各影响量的不确定度分量进行评估和计算。

5.9.3.1 误差值 F_0 引入的不确定度分量 $u(F_0)$

该项不确定度分量的评估要求在重复性条件下，将同一被测手机进行 10 次独立测量，测得值如表 5-17 所示

表 5-17 相位误差测量结果

Channel	测量结果 (°)				
900MHz	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
	1.0	1.0	1.0	0.9	1.0

算术平均值： $\bar{F} = 0.99^\circ$

$$\text{实验标准差: } s(F) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} = 0.032^\circ$$

$$u(F_0) = 0.032^\circ$$

5.9.3.2 测试仪表精度引入的不确定度分量 $u(\delta F_s)$

查 Agilent E5515C 综合测试仪的技术资料，峰值相位误差最大允许误差是 1°

$$u(\delta F_s) = \frac{1}{\sqrt{3}} = 0.577^\circ$$

5.9.4 不确定度概算

表 5-18 相位误差测量不确定度概算表

分量	概率分布	灵敏系数	不确定度分量值 (°)
$u(F_0)$	正态	1.0	0.032
$u(\delta F_s)$	均匀	1.0	0.577

合成标准不确定度 $u_c(F)$	0.578
扩展不确定度 $U(k=2)$	1.2

5.10 音频失真测量

5.10.1 测量原理

该项测量以调频手持台的音频失真测量为例，通过向发射机加载音频振荡器，并与失真仪连接，从而测得被测设备的音频失真。测试连接原理框图如图 5-10 所示。本例以 Aeroflex 3920 失真仪为测量仪表。



图 5-10 调频手持台测量连接图

5.10.2 数学模型

$$F = F_0 + \delta F_s \quad (5-10)$$

式中 F_0 —— 实际测得误差值

δF_s —— 测试仪表自身精度引入的修正值

5.10.3 影响量不确定度分量的评估和计算

对数学模型（5-10）中等式右侧的各影响量的不确定度分量进行评估和计算。

5.10.3.1 误差值 F_0 引入的不确定度分量 $u(F_0)$

该项不确定度分量的评估要求在重复性条件下，将同一被测手机进行 10 次独立测量，测得值如表 5-19

表 5-19 音频失真测量结果

测试频率	测试结果(%)				
460.025MH	1.7	1.6	1.6	1.7	1.7
z	1.6	1.6	1.7	1.6	1.6

算术平均值： $\bar{F} = 1.64\%$

$$\text{实验标准差: } s(F) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} = 0.052\%$$

$$\text{标准不确定度: } u(F_0) = s(F) = 0.052\%$$

5.10.3.2 测试仪表精度引入的不确定度分量 $u(\delta F_s)$

查 Aeroflex 3920 技术资料, 准确度为 0.5%, 则

$$\text{则 } u(\delta F_s) = \frac{0.5}{\sqrt{3}} = 0.289\%$$

5.10.4 不确定度概算

表 5-20 音频失真测量不确定度概算表

分量	概率分布	灵敏系数	不确定度分量值 (%)
$u(F_0)$	正态	1.0	0.052
$u(\delta F_s)$	均匀	1.0	0.289
合成标准不确定度 $u_c(F)$			0.294
扩展不确定度 $U (k=2)$			0.6

5.11 脉冲宽度测量

5.11.1 测量原理

该项测量以船用雷达的脉冲宽度测量为例。测试连接原理框图如图 5-11 所示。本例以 TDS220 示波器为测量仪表。

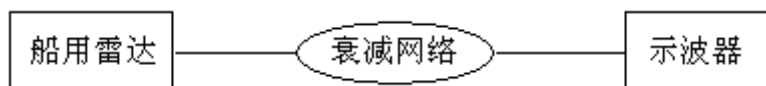


图 5-11 船用雷达测量连接图

5.11.2 数学模型

$$F = F_0 + \delta F_s \quad (5-11)$$

式中 F_0 ——实际测得误差值

δF_s ——测试仪表自身精度引入的修正值

5.11.3 影响量不确定度分量的评估和计算

对数学模型（5-11）中等式右侧的各影响量的不确定度分量进行评估和计算。

5.11.3.1 误差值 F_0 引入的不确定度分量 $u(F_0)$

该项不确定度分量的评估要求在重复性条件下，将同一被测手机进行 10 次独立测量，测得值如表 5-21

表 5-21 脉冲宽度测量结果

工作模式	测试结果 (ns)				
0.50us/11	531.0	530.8	530.9	530.8	531.1
00Hz	530.7	530.8	530.9	530.7	530.9

算术平均值： $\bar{F} = 530.86 \text{ ns}$

$$\text{实验标准差: } s(F) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} = 0.126 \text{ ns}$$

标准不确定度： $u(F_0) = s(F) = 0.126 \text{ ns}$

5.11.3.2 测试仪表精度引入的不确定度分量 $u(\delta F_s)$

查 TDS220 技术资料，最大允许误差为 2ns，则

$$\text{则 } u(\delta F_s) = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.155 \text{ ns}$$

5.11.4 不确定度概算

表 5-22 脉冲宽度测量不确定度概算表

分量	概率分布	灵敏系数	不确定度分量值 (ns)
$u(F_0)$	正态	1.0	0.126
$u(\delta F_s)$	均匀	1.0	1.155
合成标准不确定度			1.162

$u_c(F)$	
扩展不确定度 $U(k=2)$	2.3

5.12 重复频率测量

5.12.1 测量原理

该项测量以船用雷达的重复频率测量为例。测试连接原理框图如图 5-11 所示。本例以 TDS220 示波器为测量仪表。

5.12.2 数学模型

$$F = F_0 + \delta F_s \quad (5-12)$$

式中 F_0 ——实际测得误差值

δF_s ——测试仪表自身精度引入的修正值

5.12.3 影响量不确定度分量的评估和计算

对数学模型 (5-12) 中等式右侧的各影响量的不确定度分量进行评估和计算。

5.12.3.1 误差值 F_0 引入的不确定度分量 $u(F_0)$

该项不确定度分量的评估要求在重复性条件下, 将同一被测手机进行 10 次独立测量, 测得值如表 5-23

表 5-23 重复频率测量结果

工作模式	测试结果 (Hz)				
0.50us/1100	1099.98	1099.99	1099.99	1099.98	1099.96
Hz	1099.99	1099.98	1099.98	1099.98	1099.99

算术平均值: $\bar{F} = 1099.982\text{Hz}$

$$\text{实验标准差: } s(F) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} = 0.009\text{Hz}$$

标准不确定度: $u(F_0) = s(F) = 0.009\text{Hz}$

5.12.3.2 测试仪表精度引入的不确定度分量 $u(\delta F_s)$

查 TDS220 技术资料，最大允许误差为 1Hz，则

$$\text{则 } u(\delta F_s) = \frac{1}{\sqrt{3}} = 0.577\text{Hz}$$

5.12.4 不确定度概算

表 5-24 重复频率测量不确定度概算表

分量	概率分布	灵敏系数	不确定度分量值 (Hz)
$u(F_0)$	正态	1.0	0.009
$u(\delta F_s)$	均匀	1.0	0.577
合成标准不确定度 $u_c(F)$			0.577
扩展不确定度 $U(k=2)$			1.2

5.13 上升/下降沿时间测量

5.13.1 测量原理

该项测量以船用雷达的脉冲上升时间测量为例。测试连接原理框图如图 5-11 所示。本例以 TDS220 示波器为测量仪表。

5.13.2 数学模型

$$F = F_0 + \delta F_s \quad (5-13)$$

式中 F_0 ——实际测得误差值

δF_s ——测试仪表自身精度引入的修正值

5.13.3 影响量不确定度分量的评估和计算

对数学模型 (5-13) 中等式右侧的各影响量的不确定度分量进行评估和计算。

5.13.3.1 误差值 F_0 引入的不确定度分量 $u(F_0)$

该项不确定度分量的评估要求在重复性条件下，将同一被测手机进行 10 次独立测量，测得值如表 5-25

表 5-25 脉冲上升时间测量结果

工作模式	测试结果(ns)				
0.50us/1100	24.8	25.0	25.0	24.8	25.0
Hz	24.9	24.8	25.0	24.8	24.8

算术平均值: $\bar{F} = 24.89 \text{ ns}$

$$\text{实验标准差: } s(F) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} = 0.099 \text{ ns}$$

标准不确定度: $u(F_0) = s(F) = 0.099 \text{ ns}$

5.13.3.2 测试仪表精度引入的不确定度分量 $u(\delta F_s)$

查 TDS220 技术资料, 最大允许误差为 2ns, 则

$$\text{则 } u(\delta F_s) = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.155 \text{ ns}$$

5.13.4 不确定度概算

表 5-26 上升时间测量不确定度概算表

分量	概率分布	灵敏系数	不确定度分量值 (ns)
$u(F_0)$	正态	1.0	0.099
$u(\delta F_s)$	均匀	1.0	1.155
合成标准不确定度 $u_c(F)$			1.159
扩展不确定度 $U (k=2)$			2.3

5.14 接收机灵敏度测量

5.14.1 测量原理

该项测量以 GSM 手机绝对参考灵敏度测量为例, 通过逼近法, 不断调节发射机的输出功率, 跟踪接收机测得的误码率, 在达到标准规定的误码率限值时, 此时发射机的输出功率即为绝对灵敏度。通过射频电缆、衰减器将被测移动台与综合测试仪连

接，在环回模式下进行测试。测试连接原理框图如图 5-1 所示。本例以 Agilent E5515C 综合测试仪为测量仪表。

5.14.2 数学模型

$$P = P_0 + \delta B_0 + \delta B_S + \delta B_G \quad (5-14)$$

式中 P_0 ——测量得到的功率值，与逼近法的功率步长、统计重复性等因素相关

δB_0 ——E5515C 综测仪输入比特流数目相关因素所引入的修正值

δB_S ——E5515C 综测仪的 BER 测量分辨率所引入的修正值

δB_G ——E5515C 综测仪的调制功率输出所引入的修正值

5.14.3 影响量不确定度分量的评估和计算

对数学模型（5-14）中等式右侧的各影响量的不确定度分量进行评估和计算。

5.14.3.1 功率值 P_0 引入的不确定度分量 $u(P_0)$

该项不确定度分量的评估要求在重复性条件下，将同一被测手机进行 10 次独立测量，测得值如表 5-27 所示

表 5-27 绝对接收机灵敏度测量结果

满足灵敏度条件下的接收功率 (dBm)				
-113.1	-112.9	-113.0	-113.3	-113.2
-113.2	-113.2	-113.3	-113.2	-113.0

算术平均值： $\bar{P}_0 = -113.14\text{dBm}$

$$\text{实验标准差: } s(P_0) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} = 0.135\text{dBm}$$

$$u(P_0) = \frac{s(P)}{|\bar{P}|} \times 100\% \times \frac{1}{23.0} = \frac{0.135}{113.14} \times 100\% \times \frac{1}{23.0} = 0.005\text{dB}$$

5.14.3.2 误差值 B_0 引入的不确定度分量 $u(\delta B_0)$

参考 ETSI TR 100 028 标准，误码率 BER 的不确定度分量与比特流的数目有关，查 E5515C 的技术资料，静态参考灵敏度的测试比特数目为 260，且测试限值为 2.439%，带入公式（A-4）则

$$u_{BER} = \sqrt{\frac{0.02439(1-0.02439)}{260}} = 9.57 \times 10^{-3}$$

由于 GMSK 为一种连续调制技术，将不确定度转换为电平值，对应于 BER=2.439%，从图 C-1 得信噪比 SNR_b=2.0；根据表 B-1，由 power%转换为 dB 的转换因子为 23.0

$$u_{power} = \left[\frac{9.57 \times 10^{-3}}{1.2 \times 2.439 \times 10^{-2} \times 2.0} \right] \times 100\% = 16.35\% \approx \frac{16.35}{23.0} dB = 0.71 dB$$

即 $u(\delta B_0) = 0.71 dB$

5.14.3.3 仪表的 BER 测量分辨率所引入的不确定度分量 $u(\delta B_s)$

查 E5515C 技术资料，仪器分辨率为 0.01%，则

$$u(\delta B_s) = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2\sqrt{3}} = 2.89 \times 10^{-5}$$

转换为电平值

$$u(\delta B_s) = \left[\frac{2.89 \times 10^{-5}}{1.2 \times 2.439 \times 10^{-2} \times 2.0} \right] \times 100\% = 0.049\% power \approx \frac{0.049}{23.0} dB = 0.002 dB$$

5.14.3.4 仪表的调制功率输出所引入 $u(\delta B_G)$

查 E5515C 技术资料，仪表功率最大允差为 1.09dB

$$u(\delta B_G) = \frac{1.09}{\sqrt{3}} = 0.63 dB$$

5.14.4 不确定度概算

表 5-28 绝对接收机灵敏度测量不确定度概算表

分量	概率分布	灵敏系数	不确定度分量值 (dB)
$u(P_0)$	正态	1.0	0.005
$u(\delta B_0)$	正态	1.0	0.71
$u(\delta B_s)$	均匀	1.0	0.002
$u(\delta B_G)$	均匀	1.0	0.63

合成标准不确定度 $u_c(B)$	0.95
扩展不确定度 $U(k=2)$	1.9

5.15 比特消息流测量

5.15.1 测量原理

在无线电检测中，比特消息流测试主要是对 BER 的测量。本项以 GSM 手机静态参考灵敏度测量为例，网络模拟器发射标准规定大小的下行功率，此时测得手机比特误码率，以测得的比特误码率来判定手机接收机灵敏度是否满足标准中的限值。本例以 Agilent E5515C 综合测试仪来模拟网络发射下行功率，采用环回模式。测试连接原理框图如图 5-1 所示。

5.15.2 数学模型

$$B = B_0 + \delta B_S + \delta B_G \quad (5-15)$$

式中 B_0 ——实际测得误码率（BER）值

δB_S ——E5515C 综测仪的 BER 测量分辨率所引入的修正值

δB_G ——E5515C 综测仪的调制功率输出所引入的修正值

5.15.3 影响量不确定度分量的评估和计算

对数学模型（5-15）中等式右侧的各影响量的不确定度分量进行评估和计算。

5.15.3.1 误差值 B_0 引入的不确定度分量 $u(B_0)$

比特误码率 BER 的测试为两点分布，其分布函数为

$$P(x) = \frac{N!}{x!(N-x)!} \times BER^x (1-BER)^{N-x} \quad (5-16)$$

其中，N 为总的接收到的比特数目，x 为其中的删除比特。当 N 比较大时，分布可以近似为高斯分布，此时误码率 BER 的标准不确定度为

$$u_{BER} = \sqrt{\frac{BER(1-BER)}{N}} \quad (5-17)$$

误码率 BER 是信噪比 SNR_b 的函数，对应于各类调制技术，BER 的依赖函数为

$$BER(SNR_b) = 0.5 \times \operatorname{erfc}(\sqrt{SNR_b}) \quad (5-18)$$

其中 $\operatorname{erfc}(x)$ 定义为

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$$

由于公式 (5-18) 为非线性函数, 计算复杂, 根据图 C-1 拟合, 有近似依赖函数:

$$\frac{d(BER)}{d(SNR_b)} \approx 1.2 \times BER \quad (5-19)$$

则将 BER 的不确定度转换成功率的不确定度的转换公式为:

$$u_{power} = \left[\frac{u_{BER}}{\frac{d(BER)}{d(SNR_b)} \times SNR_b} \right] \times 100\% \approx \frac{u_{BER}}{1.2 \times BER \times SNR_b} \times 100\% \quad (5-20)$$

以 GSM 移动台为例, 根据 E5515C 的相关资料, 静态参考灵敏度的测试比特数目为 260, 且测试限值为 2.439%, 根据公式 (5-17),

$$u_{BER} = \sqrt{\frac{0.02439(1-0.02439)}{260}} = 9.57 \times 10^{-3}$$

由于 GMSK 为一种连续调制技术, 将不确定度转换为电平值, 对应于 $BER=2.439\%$, 从图 C-1 得信噪比 $SNR_b=2.0$; 根据表 B-1, 由 power% 转换为 dB 的转换因子为 23.0

$$u_{power} = \left[\frac{9.57 \times 10^{-3}}{1.2 \times 2.439 \times 10^{-2} \times 2.0} \right] \times 100\% = 16.35\% \approx \frac{16.35}{23.0} dB = 0.71 dB$$

即 $u(\delta B_0) = 0.71 dB$

5.15.3.2 仪表的 BER 测量分辨率所引入的不确定度分量 $u(\delta B_s)$

查 E5515C 技术资料, 仪器分辨率为 0.01%, 则

$$u(\delta B_s) = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2\sqrt{3}} = 2.89 \times 10^{-5}$$

转换为电平值

$$u(\delta B_s) = \left[\frac{2.89 \times 10^{-5}}{1.2 \times 2.439 \times 10^{-2} \times 2.0} \right] \times 100\% = 0.049\% \text{ power} \approx \frac{0.049}{23.0} dB = 0.002 dB$$

5.15.3.3 仪表的调制功率输出所引入 $u(\delta B_G)$

查 E5515C 技术资料，仪表功率最大允差为 1.09dB

$$u(\delta B_G) = \frac{1.09}{\sqrt{3}} = 0.63dB$$

5.15.4 不确定度概算

表 5-29 接收机静态参考灵敏度测量不确定度概算表

分量	概率分布	灵敏系数	不确定度分量值 (dB)
$u(B_0)$	正态	1.0	0.71
$u(\delta B_S)$	均匀	1.0	0.002
$u(\delta B_G)$	均匀	1.0	0.63
合成标准不确定度 $u_c(B)$			0.95
扩展不确定度 $U (k=2)$			1.9

6 不确定度评估和不确定度报告中存在的问题

6.1 误差和测量不确定度区别理解存在的问题

接受过测量不确定度培训的人都知道测量不确定度理论是在误差理论上发展起来的，它正是针对误差理论的局限性，从 1963 年提出不确定度概念到 1993 年才由七个国际权威学术机构正式确定予以推广应用。测量不确定度理论不能代替误差理论，误差理论有它的应用领域和场合，两者既有区别也有联系，不能混淆，更不能混为一谈。个别不确定度评估报告还在用随机不确定度和系统不确定度的概念，有些不确定度分量不是标准差，实际上还是最大允许误差。

测量不确定度的定义是“根据所用到的信息，表征赋予被测量量值分散性的非负参数”（JJF1059-2012）。该参数的评估方法有 A 类和 B 类之分，但这两类不确定度都用标准差表征。随机和系统误差是两类性质不同的误差，而 A 类评估与 B 类评估标准不确定度只是评估方法不同而已，所以简单地说 A 类和 B 类不确定度不是很确切，严格说应是 A 类评估和 B 类评估标准不确定度。

评估测量不确定度必须始终记住一句话：它是用标准差表示的分散性。误差不具备这一特点，把测量仪器的某一特定量值的示值误差作为不确定度来源的人不是个别的，实际上仪器一经校准，其某一个示值与校准值的差，即示值误差就确定下来了，它不会成为造成测量分散性的来源，而测量仪器的最大允许示值误差才是不确定度的来源之一，它就是仪器误差这一影响量可能值分布区间的半宽 a ，最大允许误差除以包含因子 k 就转化成了标准差，亦即由它引入的 B 类评估标准不确定度为

$$u(x) = \frac{MPE}{\sqrt{3}}$$

在评估测量不确定度时我们要找的是某个会造成不可修正的分散性的影响量，而不是可以修正的变化量或漂移量。对于这一要点在下面的叙述中还会举例强调。

在理解误差和不确定度的异同时，有一点是很重要的，即不确定度和误差来源的分析基本上是一致的，但不确定度分量的合成不同于误差合成，它必须是标准差的合成，两者是有本质区别的，也就是说，误差必须转换成标准差才能作为合成标准不确定度的一个分量，在一些评估报告中确实存在把误差直接作为不确定度分量的差错。

6.2 有关数学模型存在的问题

建立数学模型对于合理评估测量不确定度是至关重要的。评估不确定度追求的是合理性和可靠性，而建立了一个合理的数学模型是实现这一目标的关键所在。如何体现数学模型的合理性呢？一是对被测量的测量结果的分散性有贡献的输入量（影响量）既不遗漏也不重复；二是输入量中尽量不包括或少包括相关量；三是尽可能明确具体地建立输出量 Y 和输入量之间的函数关系。针对上述三条要求，目前发现存在的问题有

(1) 机械地把数学模型等同于根据测量原理建立的被测量的计算公式。

如上述，在校准领域通常要评估的是某个参数的示值误差的测量不确定度，按示值误差的定义，它只与示值及其校准值有关。但确定示值误差是个量值比较的过程，如果忽略该比较过程引入的影响量，则必然会遗漏一些很重要的输入量

(2) 片面理解了数学模型中输出量与输入量之间的“数学函数”关系。

当然建立输出量与输入量之间的数学函数关系是必要的。因为只有有了这一关系才能通过求输出量对各个输入量的偏导数得到各个输入量的灵敏系数，有了灵敏系数才能和与之对应的标准不确定度 $u(x_i)$ 相乘 $(\partial y / \partial x_i u(x_i))$ ，以便将 $u(x_i)$ 的单位转化为 y 的单位，才能成为 $u_c(y)$ 的一个分量。但是过分强调模型的数学特性也是不可取的，其实把数学模型理解为“测量模型”也许更切实际，对有些影响量，非要建立其与输出量的确切的函数关系是不现实的，只能把它们当作修正值或修正因子写进模型（如果没有加入修正项时的模型为加或减的形式，可以加入修正值，该值的

数学期望等于零。加入它对测量结果的大小没有影响，但对其测量不确定度的影响不能不考虑，

6.3 有关标准不确定度 A 类评估存在的问题

在作标准不确定度的 A 类评估时，按照 JJF1059 所说应在重复性或复现性条件下得出 n 个独立观测的结果 x_1, x_2, \dots, x_n ，进而按贝塞尔公式或按极差法计算随机变量的单次测量结果的实验标准差 $s(x_k)$ ，它表征了在其平均值 \bar{x} 上下的分散性。

(1) 没有注意到观测列的独立性条件

有些评估人员在作 A 类评估时注意了重复性条件，却忽视了这 n 此观测的独立性条件，这会使 $s(x_k)$ 明显降低，独立性首先体现在每次测量均应重新开始重新调整到起始状态，正如 JJF1059 所说如果测量仪器的调零是测量程序的一部分，则重新调零就应成为确保独立性的条件之一，保证独立性为的就是能使这 n 个观测值能充分反映其分散性。现在很多测量是由自动化的仪表完成的，例如在用气象色谱仪测试时已由过去的人工进样改成了自动进样，这样当然会明显减小测量的分散性，但这时如何确保其每次观测的独立性是要注意的。另外也应注意不能把由仪器随机取样得到的 n 个数和 n 次重复测量得到的 n 个观测值混为一谈。

(2) 不能正确区分单次测量实验标准差和平均值的实验标准差。

如上述 $s(x_k)$ 为单次测量结果的实验标准差有些对数理统计比较陌生的评估人员凭直觉经常会提出一个问题，单次测量怎么会有标准差呢？实际上由从贝塞尔公式计算 $s(x_k)$ 的步骤可以看出 $s(x_k)$ 是由 n 个残差平方取平均值算出来的，表达的是 n 个独立观测值彼此之间的分散性， $s(x_k)$ 体现的正是这 n 个数的共性。通常可以用 $s(x_k)$ 表征测量仪器的重复性，若仪器比较稳定，则 $s(x_k)$ 可以保持相当长时间不变，也就是说在以后相当长一段时间内如果用同一仪器作同类测量可以直接引用 $s(x_k)$ 作 A 类评估的数据，而不必每次测量都要重新作 A 类评估。

JJF1059 还说：“通常以独立观测列的算术均值作为测量结果，则该测量结果的标准不确定度为 $s(\bar{x}) = \frac{s(x_k)}{\sqrt{n}} = u(\bar{x})$ ”。有很多人误解了这句话开头的“通常”两个字，不恰

当地认为 A 类评估标准不确定度就应该是 $u(\bar{x})$ ，实际上这句话没有具体指明通常以多少次观测的算术平均值作为测量结果。正确的理解应是作 A 类评估时，为使得得到

的 $u(x_k)$ 更可靠, 观测次数应足够多, 例如 $n > 6$, 但平时实验作校准或检测时不可能都用 n 此观测的平均值作测量结果, 如这时采用 m 次测量的平均值作为测量结果, 则 $u(\bar{x})$ 应是 $u(\bar{x}) = \frac{s(x_k)}{\sqrt{m}}$, 式中 m 通常取 2 或 3, 很少发生 $m=n$ 的情况, 因为正如上述 n 是不能太小的, 否则所得到的 $s(x_k) = u(x_k)$, 除了本身会存在较大的不确定度外 (自由度 $v_A = n - 1$) 还存在与 n 有关的系统误差, 所以在欧洲一些国家的资料中规定为使 $u(x_k)$ 达到可以和 B 类评估基本一致的可信度, 要在用贝塞尔公式算得出的 $s(x_k)$ 上根据 n 的取值乘一个安全补偿因子 (t 因子), 例 $n=5$, t 因子为 1.14, $n=10$, $t=1.06$ 。特别当 A 类评估标准不确定度分量在合成标准不确定度中起主导作用时, n 更不能太小 (n 至少应大于 6, 最好不小于 10)。因此考虑到检测或校准的成本和花费的时间因素, 平时不可能取 n 次测量的平均值作测量结果, 只有当某个测量结果涉及到法律责任或重大经济利益时, 承担检测或校准的实验室为降低风险不得不针对该次检测或校准的具体对象作一次 A 类评估且采用 $m=n$ 的平均值作测量结果。

实际上在数学模型中无论 A 类还是 B 类评估, 需要评估的都是输入量的估计值的标准不确定度, 因此首先要明确其估计值是如何得到的, 若估计值是单次测量的结果, 则应乘以 $s(x_k)$, 若估计值是 3 次测量的平均值则应乘以 $\frac{s(x_k)}{\sqrt{3}}$ 作为标准不确定度。通常在检定或校准测量器具时就需要取 3 次平均值作为测量结果。

6.4 有关 B 类评估存在的问题

B 类评估的信息来源很多, 除了从仪器校准证书能得到某个输入量 x 的由仪器误差引入的扩展不确定及其包含因子 (这时应注意核实证书上提供的 U 或者 U_p 是否是你要的评估的那个量值或参数的扩展不确定度, 目前我国校准实验室出具的校准证书很少能提供每一个示值误差的不确定度的, 往往提供的是计量标准装置的不确定度) 还可来自于各种仪器说明书、标准、手册以及经验或实验数据, 由这些数据就可知道某个影响量的可能值分布区间的半宽度, 即最大允许误差的绝对值“ a ”, 知道了这个 a 值, 再根据对该变量在区间内的概率分布估计出包含因子 k 即可按 $u_B(x) = \frac{a}{k}$ 求得 B 类评估标准不确定度。

有些评估人员没有注意到“ a ”值是该影响量的最大允许误差的绝对值而不是影响量本身的值。例如在有些情况下, 一些物理常数 (膨胀系数、温度系数) 本身也是影响量, 评估人员想法查到了该系数的数据便不加分析地认为该数据就是要找的 a

值，实际上为实施 B 类评估我们关心的不是该系数本身而是它的误差或它的变化区间，例如“18GHz 频率点功率传感器的校准”，其中参考传感器的漂移 δ_{k_D} 引入的标准不确定度属 B 类评估。能获得的信息是由每年的校准历史数据可知参考传感器校准因子的漂移率为每年-0.002，其变化在 ± 0.004 范围内。具体到这个实例所采用的参考传感器是半年前校准的，因此可估计其漂移应为 -0.001 ± 0.002 ，于是 $\delta_{k_D} = -0.001$ ，而

$$u(\delta_{k_D}) = \frac{0.002}{\sqrt{3}} = 0.001155。这里要注意无论漂移量还是它的变化范围都是取一年数据的一半，这是因为漂移和它的变化范围都是根据历年校准数据统计得出的，假设漂移是单向的，而变化是按作一次测量所需时间为间隔把一年或半年划分为很多区段，取这些小区段的变化量最大者作为“a”值，因此时间段越长出现大的“a”值的可能性越大。$$

另外，有评估人员在某个影响量 a 值无法直接从有关资料中查到时就不考虑这一影响量了，这是不可取的。实际上有关某个输入量对输出量影响的实验室研究成果是可以利用的，甚至评估人员通过实验自己就能求得 a 值。

此外，有评估人员在某个影响量 a 值无法直接从有关资料中查到时就不考虑这一影响量了，这是不可取的。实际上有关某个输入量对输出量影响的实验室研究成果是可以利用的，甚至评估人员通过实验自己就能求得 a 值。

6.5 有关合成标准不确定度存在的问题

测量结果 y 的合成标准不确定度 $u_c(y)$ 的计算公式为

$$u_c(y) = \sqrt{\sum_{i=1}^N \left[\frac{\partial f}{\partial x_i} \right]^2 u^2(x_i) + 2 \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{\partial f}{\partial x_j} r(x_i, x_j) u(x_i) u(x_j)}$$

(1) 公式中的 $\frac{\partial f}{\partial x_i} = c_i$ 为灵敏系数，有时 $u(x_i)$ 很小，但 c_i 很大，则 $u_i(y) = c_i u(x_i)$ 就

不一定很小，因此作 B 类评估时不能因 $u(x_i)$ 很小而过早地将其忽略不计。

(2) 灵敏系数虽然是个系数，但它是具有单位的。 $u(x_i)$ 只有乘以 c_i 才可以将该影响量的标准不确定的单位转换成 y 的单位，才能成为合成标准不确定度的一个分量，加以合成。

(3) 合成前必须确保所有分量都用标准差表示，如存在不用标准差表示的分量（例如仍是最大允许误差没有除以相应的包含因子）须将其换算成标准不确定度。

(4) 在上述合成标准不确定度的公式中包含了由输入量之间相关而引入的相关项。通常在确定数学模型时就应通过选择测量方法尽量避免模型中包含具有相关性的输入量，即尽量选择不相关的输入量，但有时不一定能如愿，这时决不能因为相关系数 $r(x_i, x_j)$ 难以求得就不考虑相关性的影响。但是对相关系数作某种近似处理还是允

许的，如可以判定相关性很弱时可以假设 $r(x_i, x_j) = 0$ ，若判定 x_i, x_j 强相关而且正相关时，可假设 $r_{i,j} = +1$ ，负相关而且强相关时 $r_{i,j} = -1$ 。

6.6 有关扩展不确定度表示存在的问题

6.6.1 要区分 U 和 U_p 的不同应用场合

(1) 通常检测报告在需要给出扩展不确定度时，一般采用 $U(k=2)$ 表示，也不必评估各分量及合成标准不确定度的自由度。

(2) 对于有量值传递任务的检定和校准实验室，当可以判断 y 的分布接近正态分布时（相互独立的分量较多，它们之间的大小也比较接近时）应评估各分量及合成标准不确定度的自由度， k_p 采用 t 分布临界值，即 $k_p = t_p(\nu_{eff})$ ，扩展不确定度采用 U_p 。

(3) 为使给出的测量结果的质量水平能够相互比较，ILAC 发布了有关校准的不确定度的政策。其中规定校准实验室的“校准和测量能力”（CMC）采用 U ， $k=2$ 表示。

6.6.2 对 U 和 U_p 的异同理解不到位，应用中时有混淆。

(1) 当设定 $k=2$ ， $U=2 \times u_c(y)$ ，按照 JJF1059 的说法“可以期望在 $y-u$ 至 $y+u$ 的区间包含了测量结果可能值的较大部分。”这里并没有明确以哪个概率 p 包含了测量结果的可能值。实际上只有估计的自由度不太小（例如不小于 15）的情况下这个区间才对应约 95% 的置信概率，有些评估人员不了解这一前提条件，误以为设定了 $k=2$ 就意味着给出的 U 就可以提供大约 95% 的置信概率。往往在给出了 U 或 U_{rel} 的具体数值后总要加一句话：对应大约 95% 的置信概率，或者干脆用 $U_{95}, k=2$ 加以表示，这都是不可取的。简单地说 U 应和 k 对应， U_p 则和 k_p 对应。

(2) 在无法判断被测量接近于何种分布时，扩展不确定度可以采用 U 表示，同时设定 $k=2$ ，实际上正式由于无法判断 y 的分布，即无法根据所要求的置信水平求出包含因子 k 的值，只能假设一个 k 值（大多数情况下 $k=2$ ）而且可以认为其置信概率不会低于 95%。对于工程应用的测量而言，人们实际上并不需要将 k 值计算得非常准确，只需一个大致不低于某个置信水平即可。

(3) 和上述无法判断 y 的分布相反，如果可以确定 y 可能值的分布不是正态分布而是接近于某种其他分布，则绝不应按 $k=2 \sim 3$ 或 $k_p = t_p(\nu_{eff})$ 计算 U 或 U_p 。例如

可以肯定 y 可能值的分布近于矩形分布则对应 U_{95} , k 应取为 1.65, 显然它和假设 $k=2$ 得到的 U 的差别是很大的。

(4) 估计值 y 的数值和它的 U 或 U_p 的数值都不应给出过多的位数。通常 U 或 U_p 最多只能取两位有效数字, 而且测量结果的末位应与测量不确定度得末位对齐。很多评估人员没有注意到这一规定, 生怕有效数字取得少了会影响评估的 U 或 U_p 的精确程度。当然评估测量不确定度中间计算过程不确定度可以多取一位。

(5) 有些评估人员对评估得到的有效数字超过两位的 U 或 U_p 不知如何处理。例如测量频率的 $U=382\text{Hz}$, 有效数字为三位。这时可以利用 SI 单位制的词头代表的因数加以转换 U 可以用 0.38kHz 或 $3.8\times 10^2\text{Hz}$ 表述。

6.7 CNAS-CL01 中 7.6.3 注 1 条款的理解

在认可准则 CL01 的 7.6.3 注 1 中提出:“某些情况下, 公认的检测方法对测量不确定度主要来源的值规定了限值, 并规定了计算结果的表示方式, 实验室只要遵守检测方法和报告要求, 即满足 7.6.3 条款的要求。”

对这一规定的适用范围也是评估人员和评审员应该了解和掌握的。通常, 测量不确定度评估是由有经验的校准或检测人员实施的。对于他们来说, 分析不确定度来源并进行合理评估并不困难。但在某些特殊情况下却只有制定检测标准的人才能掌握必要的信息, 分析不确定来源并进行评估。电磁暴露 SAR 值参数检测就属于这一情况。另外在一些特殊的检测领域, 例如在电磁兼容抗扰度的几个瞬态特性(静电放电、浪涌和电快速瞬变脉冲群)的测试中, 很难建立重复性条件也很难确定作 B 类评估应确定的 a 值。唯一能核查的只有为进行这三个特性测试而必须配备的静电放电发生器等瞬态电信号源的示值误差是否超差。对于这些情况, 评审员不能强求实验室提供有关参数的测量不确定度, 只要按照认可准则要求做了即可。

附录 A (资料性附录) 无线电领域相关计算公式

A.1 相关计算公式

- ◆ 失配误差的标准偏差

$$u_M = \frac{|\Gamma_{\text{源}}| \times |\Gamma_{\text{负载}}| \times |S_{21}| \times |S_{12}| \times 100\%}{\sqrt{2}} \quad (\text{A-1})$$

- ◆ S 参数, 其中损耗网络的插入损耗 L

$$S = 10^{\frac{-L}{20}} \quad (\text{A-2})$$

- ◆ 反射系数 Γ

$$\Gamma = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (\text{A-3})$$

- ◆ 误码率的标准不确定度

$$u_{BER} = \sqrt{\frac{BER(1 - BER)}{N}} \quad (\text{A-4})$$

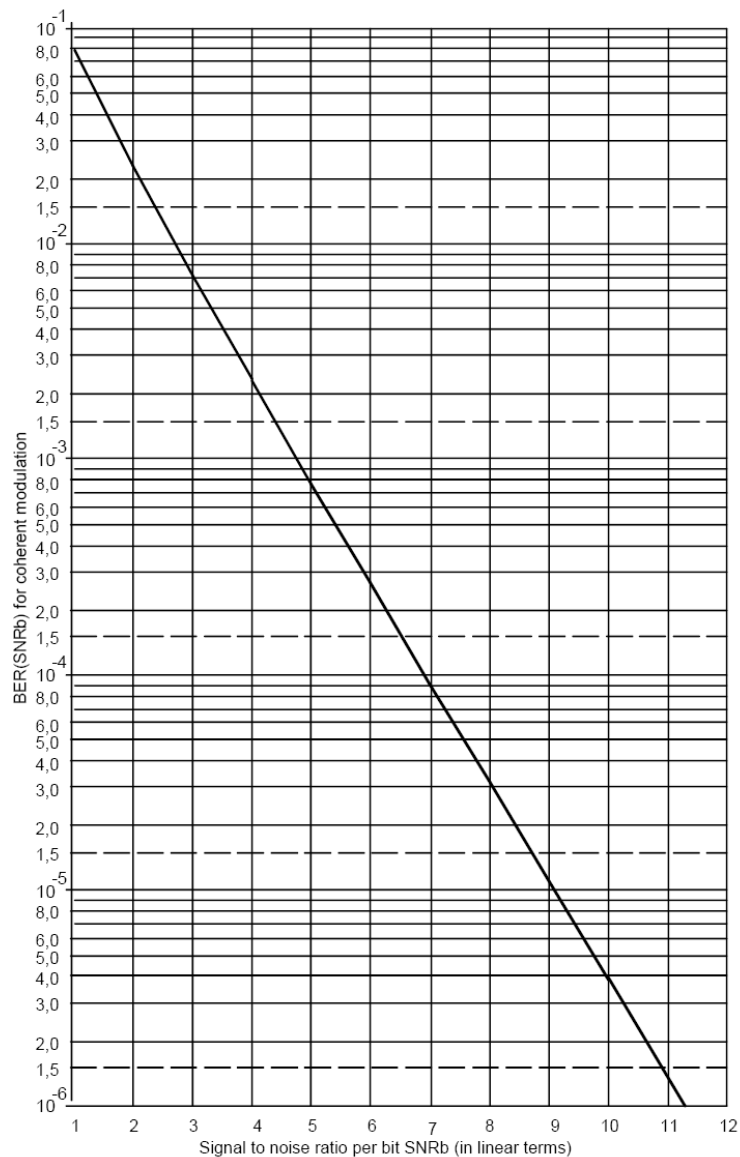
附录 B（资料性附录） 无线电领域相关单位转换关系

表 B-1 无线电领域标准不确定度单位转换关系

转换前单位	转换因子	转换后单位
dB	11.5	电压%
dB	23.0	功率%
功率%	0.0435	dB
功率%	0.5	电压%
电压%	2.0	功率%
电压%	0.0870	dB

附录 C (资料性附录) 误码率与信噪比依赖关系

图 C-1 误码率与信噪比依赖关系



图中 BER: Bit Error Rate -- 误码率

SNR_b : Signal to noise ratio per bit-- 信噪比

参考文献

- [1] ETSI TR 100 028-1 “Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Uncertainties in the measurement of mobile radio equipment characteristics; Part 1”
- [2] ETSI TR 100 028-2 “Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Uncertainties in the measurement of mobile radio equipment characteristics; Part 2”