



中华人民共和国电子行业标准

SJ/T 11211 — 1999
idt IEC444 - 5: 1995

石英晶体元件参数的测量 第 5 部分：采用自动网络分析 技术和误差校正确定等效 电参数的方法

Measurement of quartz crystal unit parameters
Part 5: Method for the determination of equivalent electrical
parameters using automatic network analyzer
techniques and error correction

1999 - 08 - 26 发布

1999 - 12 - 01 实施

中华人民共和国信息产业部 发布

目 次

前言

IEC 前言

| | |
|-----------------------------|------|
| 1 范围 | (1) |
| 2 引言 | (1) |
| 2.1 概述 | (1) |
| 2.2 导纳测量法 | (2) |
| 2.3 导纳分析和等效电路参数的估算 | (4) |
| 2.4 引用标准 | (4) |
| 3 测量程序 | (4) |
| 3.1 概述 | (4) |
| 3.2 环境控制 | (4) |
| 3.3 校准 | (4) |
| 3.4 激励电平 | (5) |
| 3.5 C_0 测量 | (5) |
| 3.6 测量频率的选择 | (5) |
| 3.7 数据采集 | (5) |
| 3.8 数据修正 | (6) |
| 3.9 导纳计算 | (6) |
| 3.10 导纳分析和等效电路参数的计算 | (6) |
| 4 导纳测量法的选择 | (6) |
| 4.1 概述 | (6) |
| 4.2 单端口 s 参数反射法的优缺点 | (6) |
| 4.3 两端口 s 参数传输法的优缺点 | (6) |
| 4.4 直接传输法的优缺点 | (7) |
| 5 校准技术 | (7) |
| 5.1 s 参数法 | (7) |
| 5.2 直接传输法 | (7) |
| 5.3 校验 | (7) |
| 6 低频测量 | (8) |
| 7 导纳分析和等效电路参数的估算 | (8) |
| 7.1 一般最小二乘拟合法 | (8) |
| 7.2 线性最小二乘拟合法 | (9) |
| 7.3 圆拟合法 | (10) |
| 7.4 两点迭代法 | (12) |

| | |
|-------------------------|------|
| 8 测量误差, 仪器和测试架 | (14) |
| 8.1 测量 | (14) |
| 8.2 测量条件 | (14) |
| 8.3 重现性 | (14) |
| 8.4 测量和测试架 | (14) |
| 图 | (16) |
| 附录 A (标准的附录) 校准 | (26) |
| 附录 B (提示的附录) 低频测量 | (35) |
| 附录 C (提示的附录) 文献目录 | (37) |

广东省网络空间安全协会受控资料

前 言

本标准等同采用 IEC 444—5:1995《石英晶体元件参数的测量：采用自动网络分析技术和误差校正确定等效电参数的方法》。

这样，使我国石英晶体元件参数测量的电子行业标准与 IEC 石英晶体元件参数的测量标准相一致，以适应此领域中国际技术交流和经济贸易往来迅速发展的需要，便于我国生产的这类产品质量水平达到国际通用要求并在国际市场流通。

本标准与下述五项电子行业标准构成石英晶体元件参数测量的完整系列标准。

SJ/Z 9154.1-87 用 π 型网络零相位法测量石英晶体元件参数 第一部分：用 π 型网络零相位法测量石英晶体元件谐振频率和谐振电阻基本方法

(idt IEC 444-1:1986)

SJ/Z 9154.2-87 用 π 型网络零相位法测量石英晶体元件参数 第二部分：测量石英晶体元件动态电容的相位偏置法 (idt IEC 444-2:1980)

SJ/Z 9154.3-87 用 π 型网络零相位法测量石英晶体元件参数 第三部分：利用有并电容 C_0 补偿的 π 型网络相位法测量频率达 200MHz 的石英晶体元件两端网络参数的基本方法 (idt IEC 444-3:1986)

SJ/T 11210—1999 石英晶体元件参数的测量 第四部分：频率达 30MHz 石英晶体元件负载谐振频率 f_L 和负载谐振电阻 R_L 的测量方法及其他导出参数的计算 (idt IEC 444-5-1988)

SJ/T 11212—1999 石英晶体元件参数的测量 第六部分：激励电平相关性 (DLD) 的测量 (idt IEC 444-6-1995)

本标准的附录 A 为标准的附录。

本标准的附录 B 为提示的附录。

本标准的附录 C 为提示的附录。

本标准由电子工业部标准化研究所归口。

本标准由国营北京晨星无线电器材厂负责起草。

本标准主要起草人：章怡、宋佩钰、邓鹤松、边一林。

IEC 前 言

1) IEC (国际电工委员会) 是由各国家电工委员会 (IEC 国家委员会) 组成的世界性标准化组织。IEC 的目的是促进电工电子领域中标准化问题的国际合作。为此目的, 除其他活动外, IEC 发布国际标准。国际标准的制定由技术委员会承担, 对所涉及内容关切的任何 IEC 国家委员会均可参加国际标准的制定工作。与 IEC 有联系的任何国际、政府和非官方组织也可以参加国际标准的制定。IEC 与国际标准化组织 (ISO) 根据两组织间协商确定的条件保持密切的合作关系。

2) IEC 在技术问题上的正式决议或协议是由对这些问题特别关切的国家委员会参加的技术委员会制定的, 对所涉及的问题尽可能地代表了国际上的一致意见。

3) 这些决议或协议以标准、技术报告或导则的形式发布, 以推荐的形式供国际上使用, 并在此意义上, 为各国家委员会认可。

4) 为了促进国际上的统一, 各 IEC 国家委员会有责任使其国家和地区标准尽可能采用 IEC 标准。IEC 标准与相应国家或地区标准之间的任何差异均应在国家或地区标准中指明。

国际标准 IEC 444-5 是由 IEC 第 49 频率控制和选择用压电与介电器件技术委员会制定的。

本标准构成石英晶体元件参数的测量系列标准的第 5 部分。

IEC 444-1 构成第一部分: 用 π 型网络零相位法测量石英晶体元件谐振频率和谐振电阻的基本方法 (第二版, 1986)。

IEC 444-2 构成第二部分: 测量石英晶体元件动态电路的相位偏置法 (第一版, 1980)。

IEC 444-3 构成第三部分: 利用有并电容 C_0 补偿的 π 型网络相位法测量频率达 200MHz 的石英晶体元件两端网络参数的基本方法 (第一版, 1986)。

IEC 444-4 构成第四部分: 频率达 30MHz 石英晶体元件负载谐振频率 f_L , 负载谐振电阻 R_L 的测量方法和其他导出参数的计算

IEC 444-6 构成第六部分: 激励电平相关性 (DLD) 的测量

本标准文以下列文件为依据:

| DIS | 表决报告 |
|-------------|-------------|
| 49 (CO) 248 | 49 (CO) 268 |

表决批准本标准的详细资料可在上表列出的表决报告中查阅。

附录 A 构成标准的组成部分。

附录 B 和附录 C 仅供参考。

石英晶体元件参数的测量
第5部分：采用自动网络分析技术和
误差校正确定等效电参数的方法

SJ/T 11211—1999
idt IEC444—5:1995

Measurement of quartz crystal unit parameters
Part 5: Method for the determination
of equivalent electrical parameters
using automatic network analyzer
techniques and error correction

1 范围

本标准规定了采用线性等效电路确定石英晶体谐振器的最佳表达方法。该表达方法以采用自动误差校正的矢量网络分析仪测量的电参数为基础。本标准确定等效电参数的方法以测量串联谐振附近的器件导抗为基础。本标准未直接涉及表征与一个串联的负载电容共同工作的器件参数这一进一步的问题，尽管我们承认某些应用要求这种参数。同样的测量仪器和基本相同的测量类型的为完整表征测试负载电容夹具以及负载电容夹具和晶体元件的串联组合的参数提供了手段。

2 引言

2.1 概述

2.1.1 本标准规定了使用自动矢量网络分析仪器确定电压石英晶体元件电参数值的方法。S参数系统的推荐程序是使用屏蔽的开路、短路、电阻性端接和（传播法时）直接连接。为50Ω系统设计的同轴开路短路和电阻性端接很容易得到，并且在很宽的频率范围内能够通过国家标准阻抗校准。现在适合校准测试架的直通连接必须由用户或供应商校准；然而校准技术是众所周知的。直接传输（ π 网络）法用的非同轴标准电阻器也已商品化，但它不容易追溯到国家标准。关于应用本标准的进一步的指南可参见 IEC 1080。

2.1.2 测量程序包括在规定的频率点用几种测量方法之一测量晶体谐振器的阻抗，判读数据分析和等效电路参数计算（图1）。

2.1.3 本标准涉及的测量方法用于提供等效电路参数的基准值。制造厂和用户可以采用其他的测量方法，但由此获得的数值应与用标准方法测量获得的数值有对应关系。

2.1.4 本标准仅涉及石英晶体谐振器线性等效电路的表达，线性电路最多在谐振频率的百分之几这一很窄的频段内有效。

2.1.5 一般来说会出现一些非线性度，电路参数可能与激励电平有很大关系。若非线性效应非常大，则得到的电路表达式可能不通用。

2.1.6 通常等效电路用于表征一个独立的振动模式，但偶尔在紧靠主谐振处可能产生附加的振动模式；那么可以用更复杂的电路表达式，本标准未考虑这个问题，请参见参考文献 [1] *。

2.2 导纳测量法

2.2.1 描述图 3 和图 4 的等效电路元件时使用下列术语：

C_0 为静电容（单端口模式）；

C_{01} 为电极与外壳间电容；

C_{02} 为静电容（简化的两端口模式）；

C_{03} 为电极与外壳间电容；

G_0 为与 C_0 有关的电导；

G_{01} 为与 C_{01} 有关的电导；

G_{02} 为与 C_{02} 有关的电导；

G_{03} 为与 C_{03} 有关的电导；

R_1 为动态电阻；

L_1 为动态电感；

C_1 为动态电容；

$\omega_s = \frac{1}{(L_1 C_1)^{1/2}}$ 为串联谐振频率 (rads/s)。

图 3 和图 4 的等效电路用传输导纳函数 Y_{12} 在整个导纳平面上描述出一个圆轨迹，如图 5a 所示。导纳圆轨迹转换到阻抗 ($z = 1/Y$) 平面也是一个圆轨迹，如图 5b 所示。与上述电路有关的六个特征频率是：

f_s 为串联谐振频率；

f_m 为最大导纳（最小阻抗）频率；

f_r 为谐振频率（零相位）；

f_a 为反谐振频率（零相位）；

f_p 为并联谐振频率（无损耗）；

f_n 为最小导纳（最大阻抗）频率。

这些频率中，只有串联谐振频率基本与静电容值无关，而且由于它受杂散电容的影响很小，因此它是制订技术规范时所选择的参数。 f_s 与其他特征频率的关系可参见 IEC 302 或 EIA 512 (1985)。

* 方括号中的数字参见附录 C 中参考文献号。

2.2.2 三种基本的测量方法 (见图 2a) 是:

a) 单端口反射法; 晶体谐振器用一个单端口器件表示, 其中一个电极加电, 其余电极和晶体元件外壳接地。

在反射法测量中导纳 Y 能够用测量的 S_{11} 值计算出来。

$$R_0 Y = \frac{1 - S_{11}}{1 + S_{11}} \dots\dots\dots (2.1)$$

注: R_0 是系统校准中使用的标准端接电阻的值。

b) 两端口传输法; 晶体谐振器看作一个两端口器件, 其中两个电极加电, 其他电极和晶体元件外壳接地。

在传输法中图 4 中两端口电路和传输导纳是

$$Y_{12} = - \left[G_{02} + j\omega C_{02} + \frac{1}{R_1 + j\omega L_1 + 1/j\omega C_1} \right] \dots\dots\dots (2.2)$$

通过导纳和分布参数之间的关系, 我们可以按上述方法定量表示 Y 。

$$\begin{aligned} R_0 Y &= R_0 \left[G_{02} + j\omega C_{02} + \frac{1}{R_1 + j\omega L_1 + 1/j\omega C_1} \right] \\ &= \left[\frac{2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{21}S_{12}} \right] \dots\dots\dots (2.3) \end{aligned}$$

Y 很容易由测量的 S 参数计算出来。

c) 直接幅度/相位传输法; 晶体谐振器看作一个图 3 的两端点器件, 其中的传输夹具使用 IEC 444-1 * 规定的电阻性元件。器件的阻抗由通过夹具的信号幅度和相位确定。使用标准公式, 将该阻抗转换为导纳。

$$Y = G_0 + j\omega C_0 + \frac{1}{R_1 + j\omega L_1 + 1/j\omega C_1} \dots\dots\dots (2.4)$$

2.2.3 由于校准时仅使用同轴可溯源标准阻抗, S 参数反射测量可能是最准确的。 S 参数两端对测量提供了器件的大部分信息, 而直接传输法确定器件的互阻抗。

2.2.4 等效电路有效性的约束条件

上述等效电路中隐含下列近似条件:

- a) 假设集总电路表达式有效;
- b) 假设器件非常近似于一个理想无损耗元件, 因此所有有效谐振具有高 Q 品质因数。

然而在窄的带宽内, 在谐振频率的百分之几的频率范围上图 6 和图 7 的电路提供了多数情况下对谐振状态的很好的表征。

2.2.5 准确度和可追溯性

测量的准确度和可追溯性与校准元件有直接关系, 并在很大程度上取决于实际应用的网络分析系统。然而系统应符合附录 A 中给出的理论模型, 因此它应是一个具有高准确度 (A/R 等) 比例模型的线性矢量检测系统; 此外还要求频率源可溯源到国家频率标准。

2.2.6 设备

对于数据采集、误差校正、导纳计算和晶体元件参数的估算, 使用计算机控制仪器是基本要求。误差校正由于表征测量电路的需要。这是通过使用已知的阻抗标准校准实现的。对随后进行的导纳计算要求采集大量的测量点数据。

2.2.7 其他器件的应用

本标准尤其适合单个谐振器测量，但许多技术可直接应用于更复杂的器件，如双极点和单片滤波器；这些普遍的应用在适用的地方指出。

2.3 导纳分析和等效电路参数的估算

晶体元件等效电路的导纳分析有四种方法（见图 2b）。若待测晶体元件用标准等效电路描述，且器件特性是线性的，则四种方法是等效的。

a) 一般最小二乘法

这是能在各种情况下应用的最通用的非线性技术。该方法能够测量复杂谐振，如非谐波。

b) 线性最小二乘法

本方法是使导纳的测量值和理论值之间加权差的平方和最小，适用于单谐振模式。

c) 圆周拟合法

本方法将晶体谐振器导纳圆右侧上的奇数等间距点拟合成圆（ $\pm 45^\circ$ ）。

d) 两点迭代法

本方法可能是最快的方法并能用于生产。它包括获得位于谐振器导纳圆的 $\pm 45^\circ$ 处的两个频率。计算出的晶体元件参数用于再估计这两个频率的更好的值。连续迭代直至估计达到规定的误差之内。

2.4 引用标准

下列标准所包含的条文，通过在标准中引用而构成本标准的条文。本标准出版时，所示版本均有效。所有标准都会被修订，使用本标准的各方应探讨、使用下列标准最新版本的可能性。IEC 和 ISO 成员国存有现行有效国际标准。

IEC 302:1969 工作频率达 30MHz 的压电振子的标准定义和测量方法

IEC 1080:1991 石英晶体元件等效电参数测量指南

EIA 512:1985 1kHz 至 1GHz 石英晶体元件等效电参数的标准测量方法

3 测量程序

3.1 概述

石英晶体元件等效电路参数的确定程序见图 8。建议晶体元件外壳接地。若是玻壳，晶体元件应配有接地屏蔽罩。

3.2 环境控制

所有晶体器件至少都在一定程度上受温度、温度变化率和激励电平的影响。因此在测量期间必须使器件避免温度变化，且在测量时测出尽可能接近器件的实际温度，以便针对两次测量的温差修正测量值。也应注意确保测量时所加的激励电平是器件规定的激励电平。尤其是当测量低频高 Q 值器件时，由于需要较长的等待时间，因此，另一个可能的误差源是测量过程中不可避免的小温度漂移。记录第一个数据和最后一个数据期间内的这种小的环境条件漂移将造成导纳轨迹的失真。采用一级近似，上述误差能够基本避免。最小二乘估算法能有效地使获得的平均数据达到上述要求，因此对温度漂移的影响可相当好地补偿。

3.3 校准

每种校准方法在第 5 章规定。

3.4 激励电平

对下一步的测量，必须按功率或电流规定该晶体元件在 f_s 处的激励电平。这要求设置信号发生器的输出电平。若已知晶体元件 R_1 的合理估算值，则可用以计算激励电平。另一方面，从初始扫描到谐振，可以快速估算 R_1 的值。

3.5 C_0 测量

3.5.1 对于低频单端口测量， C_0 的阻抗可能大于 50Ω 。它导致低灵敏度，因此不能得到可用的静电电容的估算值。可以在远离谐振并较高的频率点单独测量 C_0 以改善灵敏度。但有可能该频率点的有效静电电容不同于谐振点的静电电容。对于大多数常用型号的晶体元件，在约低于 100MHz 的频段内 C_0 基本保持不变。在较高的频率点，建议在谐振频率的百分之几的频率范围内测量 C_0 和其他动态参数。如果晶体元件影响宽带电路的特性，可能必须在宽频范围内确定动态参数。

3.5.2 直接测量引线间的 C_0 值可采用以下两种方法之一。

a) 对于达 30MHz 的晶体元件，在稍高于 30MHz 的五个频率点（如 30.1 ， 30.2 ， 30.3 ， 30.4 ， 30.5MHz ）测量，应采用五个值中最接近的三个值的平均数做为最佳估算值。

b) 对于 30MHz 以上晶体元件，建议采用三次配对测量，每对频率位于串联谐振频率 f_s 的等距位置，如 $f_s (1 \pm 0.05)$ ， $(f_s \pm 0.06)$ 和 $f_s (1 + 0.07)$ 。对于每对频率，用较低频率和较高频率计算得到 C_0 的平均值，然后用其中最接近的两个数的平均值作为最佳估算值。

在进行上述 a) 或 b) 的测量之前，应先证实测量频率点晶体元件不存在寄生谐振。

3.5.3 当规范要求或传输夹具的模拟试验中测量两引线对外壳的电容值时（通常设计 C_{12} 和 C_{23} ）应使用一个有防护装置的电容电桥做单独测量。

3.6 测量频率的选择

获得晶体元件谐振的导纳数据可以采用两种可供选择的方法。第一种方法是多频率法，采用 7.1 和 7.2 规定的最小二乘拟合 7.3 规定的导纳圆拟合均可。

本标准建议总共采用九个频率点，选择在 Y 平面（见图 5a）的顺时针半圆轨迹上确定的跨导点，也就是应位于串联谐振频率中心“Q 带宽”内的几个频率。因此测量方案必须对串联谐振的频率进行预搜索，然后建立待测量频率阵列，它以操作者提供的 Q 值估算或由数据的估算为基础。为方便，测量频率点可以等间隔，并且所有点应在 f_s 的 $(\pm f_s/2Q)$ 范围内。此范围外增加的点也能使用，只是增加了晶体元件动态参数的一点信息。若希望检测微弱的无用模式，测量频率的较密间隔和较宽的频率覆盖范围是很有用的。对于一般用途，9 至 15 个数据点足够，且能迅速测量。但对于较高的准确度，采用 20 至 30 个数据，同时还要有稳定的环境条件。

第二种方法是 7.4 规定的两点迭代法。

3.6 数据采集

建议使用 C.W. 测量模式（而不用扫描模式），并要求由 Q 估算值计算的足够的置位时间。这样做有两个原因。首先，对于大多数信号源，缓慢扫描将降低频率准确度，第二，高 Q 晶体器件在起振后需要一段时间才达到平衡条件。在这种步进频率模式中包括三种不同的延时：程序执行后频率源达到稳定的规定值的一段时间 T_{ms} ，接收新的频率达到稳定的一段时间 T_{rc} 。还有当前一个晶体元件的频率响应衰减而新的频率响应建立并达到平衡的一段延迟时间 T_r 。高 Q 值晶体元件低频率点处， T_r 可能有几百毫秒，甚至几秒。

安装在两端口传输夹具的晶体元件等效电路的分析表明,施加信号后约 $2.5 (Q_{eff}/f_s)$ 的时间内新的响应将在初始值的 0.1% 以内建立,此处 Q_{eff} 为晶体元件测试架的负载 Q 值。在同一时间内,相位瞬变将衰减至初始值的约 0.1 度以内。对于大多数用途,这一精密度足够;然而对于最高的精密度,建议这一时间间隔扩展到至少 $3.5 (Q_{eff}/f_s)$,这样不会由于瞬变现象而造成数据的显著失真。因此该方法应把频率源置到规定的频率,再在测量系统响应前等待一段时间 $T_d = T_{sm} + T_r$ 。这段时间内应进行几次测量,并记录其平均值,以便由电噪声和数字转换器误差造成的随机偏差减到最小 - 待平均的实际读数可以作为响应幅度的函数,随信号的减小而相关的噪声电平增加。

另外,反复测量每个频率直至相位响应达到稳定后确定频率的步进等级。而且建议用几个读数的平均值以使随机和量子化噪声的影响减至最小。

3.8 数据修正

在 S 参数法中,数据必须借助误差真值表的方法修正。方法在附录 A 中讨论。直接传输法不需要此程序。

3.9 导纳计算

对于 S 参数法,此计算由标准 S 参数 - Y 参数转换公式给出。对于直接传输法,附录 A 中给出了计算程序要点。

3.10 导纳分析和等效电路参数的计算

各种计算方法参见第 7 章。

4 导纳测量方法的选择

4.1 概述

对于绝大多数谐振器,单端口或两端口特性是相当满意的。如果要给出更复杂的描述,应考虑两端口传输法作为首选参照标准。然而某些情况下,单端口技术可以提供更接近最终使用的近似使用条件。

4.2 单端口 S 参数反射法的优缺点

- a) 由于校准仅需要使用同轴基准阻抗,本方法可提供更好地准确度和可追溯性。
- b) 对于低 R_1 晶体元件,本方法较传输法灵敏度高,较两端口 S 参数传输测量的测量速度快,因为误差修正较简单且测量响应时间较短。
- c) 对于 R_1 很高的晶体元件,本方法不太令人满意,虽然达 $1k\Omega$ 时的值也能接受。
- d) 本方法将器件作为双端元件描述,在某些应用中可能不适当。
- e) 对 $100kHz$ 以下频率点准确度较差。

4.3 两端口 S 参数传输法的优缺点

- a) 将晶体元件等效为一个三端器件,可以获得更多的信息。
- b) 容易测量高 R_1 的晶体元件。
- c) 测量和校准较复杂,校准时可能存在某些附加的误差。
- d) 对于低 R_1 的晶体元件,本方法的灵敏度较差。
- e) 若测量频率范围包括反谐振频率,则可以获得很准确的静电容值。
- f) 频率低于 $100MHz$ 时准确度较差。

4.4 直接传输法的优缺点

- a) 本方法是原 IEC 444-1 中方法的扩展, 而且包括全部校准和自动控制。基本设备已是现成的。
- b) 容易测量高 R_1 的晶体元件。
- c) 对于低 R_1 的晶体元件, 本方法的灵敏度较低。
- d) 校准使用专用的非同轴基准阻抗。
- e) 如果外壳接地或外壳包括 C_0 悬空, 则测量的电极-外壳的电容值 C_0 和 C_{03} 将是不相关的。
- f) 本方法快速, 适用于生产测量。
- g) 测量低频时准确。

5 校准技术

5.1 S 参数法

5.1.1 校准程序的基本原理是以 RF 测量系统的假设误差模型为基础, 其参数可以由已知标准的测量而确定 [3]。当校准完成且已知误差参数后, 器件实测时的系统误差可在得出计算结果时被消除。

5.1.2 既定的晶体元件测量技术的准确度和可追溯性最终取决于自动误差修正程序的准确性; 附录 A 给出了误差模型公式并叙述了相应的校准程序。

5.1.3 如本章所述, 任何能够进行两端口测量的网络分析仪都适用于单端口测量, 尽管这种使用不一定必然存在。

5.1.4 校准的频率范围取决于所用的设备和用途。至少应包括预期测量的频率范围。误差项通常是平滑而缓慢随频率而变化的, 只需要在该函数允许准确度的频率范围内获取足够密的频率间隔总的的数据。给出需要的频率极限值, 程序应能主动选择适于校准的频率, 另外为制定频率表, 程序应设定适用的仪器置位, 包括电源电平、扫描速率、检测带宽和需取平均值的读数数目 (如果选择 C.W 模式)。

5.2 直接传输法

基于校准的基本原理是计算晶体元件测量夹具的阻抗值。它采用已知阻抗如标称的短路、开路和标准电阻 (25Ω 或 50Ω)。详见附录 A。

5.3 校验

5.3.1 软件系统的第三个重要功能是校准已知元件的整个频率范围内的测量能力, 以验证仪器的性能和校准项的准确度在要求的偏差内。图 9 是参数法的这种程序的流程图。对于直接传输法可采用类似的算法。该程序的输入信息应包括频率范围和测量点的数目、测量点的激励电平、输出参数、互阻抗、互导纳、输入阻抗等。该程序应采用“校准”键程序预先储存的系统误差项, 而“测量”键程序使用误差修正和参数转换程序。待用元件与系统的连接必须位于测量基准平面上。

5.3.2 验证可以通过在校准步骤中测量引出端、校准中使用短路或使用特制元件, 如封闭在与待测量晶体元件相同型号外壳内的 R-C 网络。使用校准器件时测量参数应转换为输入阻抗和输出阻抗 Z_{11} 和 Z_{22} , 因为使用这些器件传输, 阻抗基本为零。与晶体元件外壳有源引线之间串联连接 R-C 网络的器件应具有 Y_{12} (或 $z = 1/Y_{12}$)。这种器件提供了非常方便的验证, 但它通常最适于内部使用, 因为它必须用一个验证得很好的系统做几次测量进行初始

校准。

5.3.3 例如，若使用验证程序测量用于校准仪器的标准引出端器件，该仪器具有极接近于50Ω的阻抗和已知准确度，则预计其无源分量小于电阻项的0.2%。若测量标准短路电路，则预计给出的 Z_{11} 和 Z_{22} 实部和无源阻抗分量精确到0.1%。

5.3.4 希望不要在与进行校准测量完全相同的频率点进行验证测量，以便也能够检查内插算法的准确度。

5.3.5 对于某些仪器制造厂提供的网络分析仪系统，具有这些功能的软件系统工具已商品化。

6 低频的测量

6.1 100kHz以下的频率测量有两点特殊的困难，首先振子的阻抗电平可能非常高，它在50Ω系统中产生极大的插入损耗，第二，网络分析仪测试部分的反射计在低频时可能没有反射。

6.2 因此建议使用幅度/相位传输法。对于高 R_1 器件，也建议使用对晶体元件引出端呈现高阻抗的夹具。为避免仪器的低电平，要求使用与变量器匹配的阻抗。如希望使用 S 参数法，附录B中给出了某些基本细节。

7 导纳分析和等效电路参数的估算

7.1 一般最小二乘拟合法

7.1.1 根据一般准则，等效电路参数的值定义为使以下函数值最小

$$E = \sum_i W_i |Y_i - Y_i^A|^2 = \sum_i W_i ((G_i - G_i^A)^2 + (B_i - B_i^A)^2) \dots\dots\dots (7.1)$$

式中： $Y_i = G_i + jB_i$ 和 W_i 为加权系数。

Y_i 代表导纳的理论值， Y 代表测量频率 ω_i 处的计算值，并表示为 G_0 ， G_ω ， R_1 ， L_1 和 C_1 的参数值； Y_i^A 表示由误差修正过的 S 参数导出的 ω_i 处 Y 的测量值。对于反射法和传输测量法 Y 基本上是相同的函数，并且此参数现在被称为 G_0 ， C_0 ， R_1 ， L_1 ， C_1 。可以采用可供选用的 W_i 的值；若通过在远离谐振处测量确定 C_0 和 G_0 ，则选择 $W_i = 1$ 通常是最适合的；若 C_0 是通过在谐振附近测量而计算得出，且必须保证反谐振点能精确描述，则应当使用 $W_i = |Y_i^A|^{-1}$ 这一选择。

7.1.2 函数 E 具有下列性质

a) 因
$$\sum_i W_i |Y_i - Y_i^A|^2 = \sum_i W_i |Y_i^A|^2 \left| \frac{Y_i}{Y_i^A} - 1 \right|^2$$

对 Y 的相对误差加权到足够大地紧靠近串联谐振（式中 Y_i^A 是最大值）。

b) Y 的实部和虚部都采用。

c) 若选择 W_i 为 $|Y_i^A|^{-1}$ ，如它是在 W_i 测量点的范围内，就保证反谐振频率的理论值和实验值的一致性很好。

7.1.3 偶尔无用模式可能出现在离主谐振很近处，以致使用单模等效电路有问题；这时可

以采用包括几个谐振臂的更通用的图 6 和图 7 的电路。等效电路参数可以按上述使 E 最小的方法确定，但现在最小化要考虑变量增加的数目。该公式的同时最小化是解决这一问题唯一最满意的方法。

7.2 线性最小二乘法拟合步骤

7.2.1 数据似合的推荐方法是多方面的且容易推广，但最小化的方式只能用迭代步骤完成。建议本方法的数学工具对某些用户可能不实用，为此给出某些替代的非迭代步骤。

7.2.2 所有非迭代（线性）方法都使用至少两次拟合操作，它们不容易推广到更复杂的问题中，如两个谐振的拟合，它需要更复杂的非线性逼近。为了保持完全一致，最好选择尽可能符合一般非线性判据的线性方法。

7.2.3 在谐振附近最好的近似值是当忽略并电导 G_0 时传输导纳的实部分量。

$$\omega C_0 = \omega_s C_0 = B_0 \dots\dots\dots (7.2)$$

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} = 2 (\omega - \omega_s) L_1 \dots\dots\dots (7.3)$$

式中 $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$

是互导纳的实部，当任一并电导可忽略不计时。

因此 $B = B_0 - \frac{2 (\omega - \omega_s) L_1}{R_1^2 + 4 (\omega - \omega_s)^2 L_1^2} = B_0 - 2 (\omega - \omega_s) \cdot \frac{L_1}{R_1} \cdot G \dots\dots\dots (7.4)$

式中 $G = R_1 / (R_1^2 + 4 (\omega - \omega_s)^2 L_1^2)$

因此 E 的表达式可写为

$$E = \sum_i W_i \left[(G_i - G_i^A)^2 + \left[B_0 - 2 (\omega_i - \omega_s) \frac{L_1}{R_1} G_i - B_i^A \right]^2 \right] \dots\dots\dots (7.5)$$

7.2.4 为了获得适用的表达式，可以假定 G_i 和 G_i^A 之差能够忽略，

$$G_i = G_i^A$$

若 $E = \sum_i W_i \left[B_0 - 2 (\omega_i - \omega_s) \frac{L_1}{R_1} G_i^A - B_i^A \right]^2 \dots\dots\dots (7.6)$

7.2.5 定义三个独立变量

$$P_1 = -4\pi \frac{L_1}{R_1}$$

$$P_2 = \frac{2\omega_s L_1}{R_1} = \frac{4\pi f_s L_1}{R_1} \dots\dots\dots (7.7)$$

$$P_3 = B_0$$

有 $E = \sum_i W_i \left((p_1 f_i + p_2) G_i^A + p_3 - B_i^A \right)^2 \dots\dots\dots (7.8)$

对上式的最小化条件

$$\frac{\partial E}{\partial p_1} = \frac{\partial E}{\partial p_2} = \frac{\partial E}{\partial p_3} = 0$$

给出线性方程

$$\begin{aligned} & \left[\sum_i W_i (f_i G_i^A)^2 \right] p_1 + \left[\sum_i W_i f_i (G_i^A)^2 \right] p_2 + \left[\sum_i W_i f_i G_i^A \right] p_3 = \sum_i W_i f_i G_i^A B_i^A \\ & \left[\sum_i W_i f_i (G_i^A)^2 \right] p_1 + \left[\sum_i W_i (G_i^A)^2 \right] p_2 + \left[\sum_i W_i G_i^A \right] p_3 = \sum_i W_i G_i^A B_i^A \dots\dots\dots (7.9) \end{aligned}$$

$$[\sum_i W_i f_i G_i^A] p_1 + [\sum_i W_i G_i^A] p_2 + [\sum_i W_i] p_3 = \sum_i W_i B_i^A$$

从数值条件的观点看，建议解上述等式时使用的测量频率范围为非常靠近 f_i 的几个基准值。

7.2.6 若将上面确定的 ω_i 和 L_1/R_1 值代入 E 的精确表达式，则 C_0 和 R_1 可由另一种求 E 最小值的方法获得。

若 $T = [\omega - \frac{\omega_i^2}{\omega}] \times \frac{L_1}{R_1}$ 且 $U = \frac{1}{1+T^2}$ and $V = TU$ (7.10)

则 $G = G_0 + \frac{U}{R_1} B = \omega C_0 - \frac{V}{R_1}$ (7.11)

$$E = \sum_i W_i \left[\left(G_0 + \frac{U_i}{R_1} - G_i^A \right)^2 + \left(\omega_i C_0 - \frac{V_i}{R_1} - B_i^A \right)^2 \right] \dots\dots\dots (7.12)$$

对应于 G_0 、 C_0 和 R_1 ，得到 $[\sum_i W_i] G_0 + [\sum_i W_i U_i] \times \frac{1}{R_1} = \sum_i W_i G_i^A$

$$[\sum_i W_i \omega_i^2] C_0 - [\sum_i W_i \omega_i V_i] \times \frac{1}{R_1} = \sum_i W_i \omega_i B_i^A \dots\dots\dots (7.13)$$

$$[\sum_i W_i U_i] G_0 - [\sum_i W_i \omega_i V_i] C_0 + \sum_i [W_i U_i] \times \frac{1}{R_1} = \sum_i W_i (U_i G_i^A - V_i B_i^A)$$

7.2.7 当然此步骤不能确定 E 的真实最小值；由 E 的近似表达式求最小值找到两个参数，然后固定这两个参数不变，对精确表达式求最小值找到其他参数。以上运算步骤汇总如下。

7.2.8 推荐的线性步骤

- a) 设 $G_1 = G_i^A$ ，建立 E 的近似表达式。
- b) 对近似表达式求极小值，以确定 B_0 、 L_1/R_1 和 ω_i 。
- c) 固定 L_1/R_1 和 ω_i ，对 E 的精确表达式求极小值，以确定 G_0 、 C_0 和 R_1 。

7.2.9 回复到步骤 a) 重复以上运算顺序并使用已计算出的 G_1 近似值代替用 G_i^A 近似的 G_i 。然后重复步骤 a)、b) 和 c)，逐次重复直至参数值到符合规定的限值内。若 C_0 已由非谐振测量确定，则它的值可以常数代入上述表达式，并仅对其他各变量进行极小值运算。

7.3 圆拟合法

7.3.1 概述

另一种线性步骤是圆拟合法，它可能是最简单也最有效的数据拟合方法。

由全面校正的 S 参数或在几个频率上测量的幅值/相位数据计算出导纳相量 $-Y_{21}$ 。用这些数值在 Y 平面上建立最佳拟合圆轨迹方程。

该方程可表示为

$$\left[G - G_0 - \frac{1}{2R_1} \right]^2 + (B - B_0)^2 = \frac{1}{4R_1^2} \dots\dots\dots (7.14)$$

因此在以半径为 $1/2R_1$ ，以 $(G_0 + 1/2R_1, B_0)$ 为圆心的圆轨迹上的点 (G_i, B_i) 就是 $-Y_{21}$ 的实部和虚部。

若将该表达式展开，得到

$$\left[G_0^2 + B_0^2 + \frac{G_0}{R_1} \right] - G \left[2G_0 + \frac{1}{R_1} \right] + G^2 + B^2 - 2BB_0 = 0 \dots\dots\dots (7.15)$$

若参数 p_1 、 p_2 和 p_3 定义为

$$p_1 = - \left[G_0^2 + B_0^2 + \frac{G_0}{R_1} \right] \cdot p_2 = 2G_0 + \frac{1}{R_1} \cdot p_3 = 2B_0$$

则有

$$\begin{aligned} & \sum_i \left[\frac{1}{4R_1^2} - \left[G_i^A - G_0 - \frac{1}{2R_1} \right]^2 - (B_i^A - B_0)^2 \right]^2 \dots\dots\dots (7.16) \\ & = \sum_i (p_1 + p_2 G_i^A + p_3 B_i^A - (G_i^A)^2 - (B_i^A)^2)^2 \end{aligned}$$

或上述表达式对 p_1, p_2 和 p_3 求最小值, 则得到 p_1, p_2 和 p_3 的线性方程组, 且

$$\begin{aligned} B_0 &= \frac{p_3}{2} \cdot R_1 = \frac{1}{2} \left[p_1 + \left[\frac{p_2}{2} \right]^2 + B_0^2 \right]^{-1/2} \\ G_0 &= \frac{1}{2} \left[p_2 \cdot \frac{1}{R_1} \right] \dots\dots\dots (7.17) \end{aligned}$$

并由下式给出圆半径

$$Rad = \frac{1}{2R_1} = \left[p_1 + \left[\frac{p_2}{2} \right]^2 + B_0^2 \right]^{1/2} \dots\dots\dots (7.18)$$

7.3.2 估算 C_0 和 G_0

静态并电容由下式确定

$$C_0 = \frac{B_0}{\omega}$$

无论是否零相位条件, C_0 都很容易确定; 若半径小于 B_0 , 则圆轨迹不与实轴相交, 因此晶体元件决不会产生零相位。 G_0 是并电导, 它可以包含也可以不包含在等效电路中。当然, 若 G_0 小于 0.0001% 半径, 由于忽略 G_0 存在而产生的误差就无意义了。

7.3.3 估算 R_1, C_1, L_1, f_s

导纳圆的几何测量并不直接给出关于频率或动态电感的信息。这些参数要由 Z 平面电抗函数的计算中找出。首先, 按下述方式在 Y 平面圆上“平滑”测量数据: 沿导纳圆的半径将测量的 $-Y_{21}$ 移到圆轨迹上。由圆心看出去, 测量点的角度由下式计算

$$\varphi = \arctan \left[(B_i - B_c) / (G_i - G_c) \right] \dots\dots\dots (7.19)$$

式中 $B_c = B_0, G_c = G_0 + 1/2R_1$ (即 B_c 和 G_c 是圆心的同一个纵座标)。

从电纳分量中减去 B_0 , 变换圆轨迹使其圆心位于 G 轴, 这样除去 C_0 的影响。平滑过的各点的新轨迹计算如下

$$\begin{aligned} G'_i &= G_c + Rad \times \cos(\varphi) \dots\dots\dots (7.20) \\ B'_i &= Rad \times \sin(\varphi) \end{aligned}$$

则对应于上述数据的电抗函数由拟合的数值得到

$$X'_i = -B'_i / (G'^2_i + B'^2_i) \dots\dots\dots (7.21)$$

对电抗函数微分, 得到频率的多项式关系式:

$$df(X') = \alpha_1 + \alpha_2 X' + \alpha_3 X'^2 + \alpha_4 X'^3 = f - f_{ref} \dots\dots\dots (7.22)$$

式中 f_{ref} 是选取的测量的最低频率。

式中 7.22 的系数 α_i 可用最小二乘法确定。

由该表达式, $df_s = \alpha_1$ 作为串联谐振频率是变换过的圆轨迹通过实轴的处的频率。则 $f_s = df_s + f_{ref}$ 就是串联谐振频率。动态电感由该函数 $X' = 0$ (串联电阻) 的导数确定。

$$df/dX' = \alpha_2 + 2\alpha_3 X' + 3\alpha_4 X'^2$$

或者在 f_s 处, $df_s/dX' = \alpha_2$, 并利用窄带近似

$$L_1 = 1 / (4\pi\omega_2) \dots\dots\dots (7.23)$$

若有必要,可以利用 f_s , R_1 , L_1 , C_0 (和 G_0 , 若该值有效) 的这些值作为迭代非线性拟合步骤的起始点。因此对于大多数应用,考虑上述的线性圆周拟合程序就足够了;而且当要求足够短的计算时间时,它可以仅作为必要的计算方法。对于可能的最高准确度来说,当由于其他因素造成的偏移保持在有效的控制值以内时,应规定非线性方法的其他补充作为参数优化的最终阶段。

7.4 两点迭代法

7.4.1 概述

本方法给出了在最少两个测量频率时晶体元件值的明确解法。对于迭代逼近法,可使用更多的测量频率,一直迭代到达到最终数值的规定的再现性为止。

通过在不同的频率 ω_1 和 ω_2 时两次复数测量得出阻抗,能计算出四个基本参数

$$Z_x(\omega_i) = \text{Re} [Z_x(\omega_i)] + j \text{Im} [Z_x(\omega_i)] \dots\dots\dots (7.24)$$

$$i = 1, 2$$

$$\text{Re} [Z_x(\omega_1)] \dots\dots\dots (7.25)$$

$$\text{Im} [Z_x(\omega_1)] \dots\dots\dots (7.25)$$

$$\text{Re} [Z_x(\omega_2)]$$

$$\text{Im} [Z_x(\omega_2)]$$

由这四个数值:

能计算 L_1 , C_1 , R_1 和 C_0 。

7.4.2 C_0 和 G_0 的估计

然而 C_0 值不能由 ω_1 和 ω_2 导出。它的测量必须在距被测晶体元件谐振足够远处的一个或多个频率点测量。由于晶体元件的动态支路具有很高的阻抗而可以忽略,这样测量就减少到纯电容的测量(见 3.5.2)。

应当注意,测量频率不能与振荡的无用模重合。

根据测量电压,电容 C'_0 由下式计算出:

$$C'_0 = -\text{Im} (Z_x) / (\omega_{c_0} (\text{Re} (Z_x)^2 + \text{Im} (Z_x)^2)) \dots\dots\dots (7.26)$$

式中 ω_{c_0} 是 C_0 的测量频率。

上述计算的电容 C'_0 也包括测试架的串扰电容 C_{∞} 。该电容值须在另外的 ω_{c_0} 测量,即公式 7.26 当 π 网络开路时确定。晶体元件的 C_0 是 $C'_0 - C_{\infty}$ 之差。理想情况下上述公式的实部应为零;然而我们能看到,由于测量的不准确度,即 90° 相角附近或 G_0 不能忽略等造成附加的并联损耗电阻。

可按下式计算 G_0

$$G_0 = \frac{\text{Re} (Z_x)}{\text{Re} (Z_x)^2 + \text{Im} (Z_x)^2} \dots\dots\dots (7.27)$$

由该数值可看到,在不同测量时有相当大的差异,并可能出现负值。它仅在数据的精确拟合时使用;不应作为晶体元件规范项目。

7.4.3 估计 R_1 , C_1 , L_1 , F_s

由已知的 C_0 , 可计算其余的电路参数。在两个测量频率 ω_1 和 ω_2 时,完整的晶体元件导纳是

$$Y(\omega_1) = \frac{1}{\operatorname{Re}[Z(\omega_1)] + j\operatorname{Im}[Z(\omega_1)]} = a_1 + jb_1 \quad \dots\dots\dots (7.28)$$

$$Y(\omega_2) = \frac{1}{\operatorname{Re}[Z(\omega_2)] + j\operatorname{Im}[Z(\omega_2)]} = a_2 + jb_2 \quad \dots\dots\dots (7.29)$$

且

$$a_1 = \frac{\omega_1^2 R_1 C_1^2}{(1 - \omega_1^2 L_1 C_1)^2 + \omega_1^2 R_1^2 C_1^2} \quad \dots\dots\dots (7.30)$$

$$b_1 = \frac{\omega_1 (C_1 + C_0) - \omega_1^3 (2L_1 C_0 C_1 + L_1 C_1^2 - R_1^2 C_1^2 C_0) + \omega_1^5 L_1^2 C_1^2 C_0}{(1 - \omega_1^2 L_1 C_1)^2 + \omega_1^2 R_1^2 C_1^2} \quad \dots (7.31)$$

$$a_2 = \frac{\omega_2^2 R_1 C_1^2}{(1 - \omega_2^2 L_1 C_1)^2 + \omega_2^2 R_1^2 C_1^2} \quad \dots\dots\dots (7.32)$$

$$b_2 = \frac{\omega_2 (C_1 + C_0) - \omega_2^3 (2L_1 C_0 C_1 + L_1 C_1^2 - R_1^2 C_1^2 C_0) + \omega_2^5 L_1^2 C_1^2 C_0}{(1 - \omega_2^2 L_1 C_1)^2 + \omega_2^2 R_1^2 C_1^2} \quad \dots (7.33)$$

式 7.30 至 7.33 含有三个未知数 L_1, C_1, R_1 , 第四个参数 C_0 已确定。解上述方程求 L_1, C_1, R_1 , 得

$$L_1 = \frac{\omega_1 b_1^* - \omega_2 b_2^*}{\omega_1^2 - \omega_2^2} \quad \dots\dots\dots (7.34)$$

$$C_1 = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_1^2 \omega_2 b_2^* - \omega_2^2 \omega_1 b_1^*} \quad \dots\dots\dots (7.35)$$

$$R_1 = \frac{(a_1^* + a_2^*)}{2} \quad \dots\dots\dots (7.36)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \quad \dots\dots\dots (7.37)$$

从而

$$a_i^* + jb_i^* = \frac{1}{a_i + j(b_i - \omega_i C_0)} \quad \dots\dots\dots (7.38)$$

R_1 由两次测量的算术平均值计算得到。

从数据单上给出的标称频率和预计的 Q 值, 计算两个频率 f_1 和 f_2 , 它们预计在导纳圆右侧相对于标称频率约 $\pm 45^\circ$ 处。测量这两个频率的幅值和相位, 并由此计算 L_1, C_1 和 R_1 的第一次估计值。

根据上述数值使用式 7.37, 能计算出串联谐振频率 f_s 。

估计出的参数 L_1, C_1 和 R_1 的准确度很大程度上依赖于两个频率的位置, 它们可能远离第一次估计程序的最优点频率。然而, 由这里的 L_1, C_1 推导出的 f_s 已经达到精确值约 $\pm 1 \times 10^{-6}$ 以内, 即使 f_1 和 f_2 位置相当不对称。由以上数据, 可计算两个新的频率, 它们位于更准确地距 f_s 相位偏差 $\pm 45^\circ$ 的位置 (在导纳圆右侧的位置)。它们相对于 f_s 的对称性更好。

现在, 在两个新频率处进行新的测量, 并计算动态参数, 由此可计算新的谐振频率 f_s' , 用这个值与第一个假设值 f_s 比较, 频差 $f_s' - f_s$, 即得出已达到的准确度的有关信息。

要使误差最小, 应根据 f_s 附近的频率计算 f_s 和 R_1 , 而在 $\pm 45^\circ$ 相角偏差点分别计算 C_1 和 L_1 。

这个程序可重复下去，直至 f_i 和动态参数连续测量的差值达到规定的误差值以内，例如 f_i 误差为 $\pm 1 \times 10^{-7}$ ，其他参数误差为 0.2%。

8 测量误差，仪器和测试架

8.1 概述

晶体元件参数测量的绝对准确度，与之相反的再现性很难定义。它在任何物理测量中通常应是推荐的，最终结果仅在上述某一测量程序的输出范围内有意义。这一点对晶体元件等效电路参数尤为重要，不同的程序将给出差别相当不同但相容的结果。进一步的误差处理能在参考文献 [6]，[7] 和 [8]。

8.2 测量条件

用户通常希望覆盖激励电平和温度范围进行测量，并且在任何精密测量中，都应规定这些参数值。对于一般用途，测量的频率应均匀分布在导纳平面圆轨迹的 $\pm 90^\circ$ 之间（见式 7.14）；它们是电导 G 降至其峰值的一半处的值。对于每个谐振测量点的数目没有严格规定，大多数用途 9 个参数足够了。在某些条件下，使用不同的数目和分布点才可能满足要求，如果是这样，应当明确作出规定。

8.3 再现性

8.3.1 再现性是可以相当精确也可以确定的一个因数，它不但取决于被测晶体元件，还取决于测量的参数。注意，应在相同的激励电平下进行测量，因为当激励电平改变时，几乎所有晶体元件的频率和电阻呈现非线性变异性。这种激励电平效应造成由于接收等效电路的偏差产生测量阻抗微小的系统误差。因此如果某一测量是为了修正在不同时间得到的另一次测量数据，则两次测量必须在相同的条件下进行。

8.3.2 对晶体元件的错误测量或不适当地选择测量参数，为能向操作者告警，建议任何程序都应包含使用优化参数值并图形显示测量响应值和计算响应值。通过显示测量的 Y -值和根据获得的参数而计算出的 Y -值之间的残差来估算拟合的好坏是很有用的方法。应使用展宽的标度尺绘出与频率增量对应的矢量差幅值的曲线。

8.4 测量和测试架

8.4.1 概述

由于使用校准程序，因此只要求符合很通用的测量夹具说明。误差模型算出夹具底面与用于校准的基准平面间的最大误差。在使用具有特殊封装形状的电气端子情况时，可以使用其他类型的夹具。但这些夹具必须符合本条规定的下列要求。

a) 夹具的测量平面和校准平面必须是共用的基准面，且在校准平面和晶体元件之间不可以插入另外安装夹具。

b) 校准平面必须与短路、开路和通路的匹配接端直接连接。

c) 晶体元件引线的夹持点应尽可能靠近测量平面。接触面应镀高导电性、不生锈且耐磨损的材料，如金或铂-金合金。

d) 除非另有规定，测量平面应位于距晶体元件底面（即露出的晶体元件引线与测量平面之间）2mm 距离。夹具应有 2mm 厚的并与适用的夹持装置一体的垫片，以便晶体元件可位于规定的位置，且金属外壳可在靠近引线处接地。

e) 用于连接夹具和网络分析仪的任何线缆均应为半刚性的。

f) 无论测量系统是何时装配的, 使用前均应该校准。

8.4.2 采用 S 参数系统的考虑和典型的测试架

a) 测试系统应能从网络分析仪的端口正常匹配连接到夹具的基准面。通过测量夹具和连接线缆能够降低有效方向性和系统的源匹配。当线长度达到四分之一波长奇数倍时, 这点尤为明显。因此到基准平面的匹配连接应具有足够高的质量, 以保证方向性和源匹配在任何工作频率点不会低于推荐的极限值。最基本的是不得以任何方式改变系统的校准与实际器件的测量之间的电结构或物理结构。系统的稳定性甚至比匹配重要得多。

b) 对于两端口传输测量, 金属晶体元件外壳应接地, 晶体元件引线应插在同轴测量接口的插针槽的中心点。

c) 对于单端口反射测量, 金属晶体元件外壳和一个晶体引线应接地; 其余引线应插入同轴测量接口中心的插针槽内。

d) 典型的测试架如图 10、图 11、图 12 所示。测量平面是 APC-3.5 或 APC-7 均可, 且校准元件能直接拧上; 夹具与网张分析仪的连接是通过精密 N 型连接器。晶体元件外壳的引线可以插进连接器的中心插针槽; 可买到不同中心距范围包括了所有商品化外壳型号的连接器的。

图 10 是 APC-3.5 传输夹具; 它的一侧可在本体上滑动用于不同的插针槽间距, 并有一个接地夹使晶体元件外壳接地。

图 11 是几乎同样的 APC-7 传输测量夹具, 它更适于测量较大的晶体元件。

图 12 是反射测量夹具, 它的接地插针槽用滑动的 APC-7 面代替接地夹。

为耐久性和可靠性, 所有夹具及边同的校准元件采用不锈钢, 它们能对任何实际的晶体元件进行反射法测量和传输法测量。

机械固定是指要求夹具内部 50Ω 线里有一个锐弯接头, 另外夹具材料的电阻率可能相对高, 但这类缺陷并不重要, 因为它们都包含在误差模型中。

e) 图 13 和图 14 示出了方式稍有不同的测试架, 它允许使用可由国家标准实验室认可的标准 APC-3.5 同基准阻抗器校准。图 13 的单端口反射测量夹具使用了一个可移动的扩展底平面, 安装它时, 可使接地的插座连接器准确安装以适应各种不同的晶体元件外壳基座。当移动扩展的底平面时, APC-3.5 连接器适合于安装同轴阻抗其元件 (短路、开路 and 50Ω 负载)。采用标准 N 型连接器的意思是易于与不同的参数支路连接。图 14 的两端口传输夹具具有结构上的类似性, 只是扩展的底平面片上分别钻进两个同轴插座适配器, 以对试的特殊晶体元件基座提供精确的插孔位置。用同轴 APC-3.5 标准校准时, 将适配器取下。还有一个特殊的螺母, 允许校准时适配器直接连接“零长度”直通线。可以获得完整的上述夹具的图纸, 溯源校准技术已由美国国家标准和技术研究院审查并批准。

测试架和与之配套的校准适配器已商品化。这些夹具是为某一类型外壳设计的“固定形式”夹具, 它们具有相同的有效插孔间距。要使校准标准与测试插座连接, 需要配有插孔的特殊适配器。然而在测试插座基准平面呈现的阻抗的实际值是能测量的, 从而测量能够被检查并溯源。这些型号的夹具与图 14 的极为相似, 只是扩展的底平面在校准步骤中不能移动。这些夹具对于车间工人大量测量很方便, 也不要求调试, 并且插座间距是精确地控制的, 因此使晶体元件外壳不受损伤。需要时, 通过适当地定位固定插座和接地插座的位置能够用其

中一个有效的插座进行单端口反射测量。

f) 从道理上讲，测量结果与所用的测量夹具型号有一些关系，例如，用 APC-7 测量的晶体参数与用 APC-3.5 得到的结果稍有不同。但一阶效应很可能修正数百 pF 数量级的电容 C_{01} 和 C_{03} ，在所有的实际应用中它们都被忽略。

8.4.3 直接传输系统的夹具。

已商品化的直接传输测量夹具的典型图如图 15 所示。它是一个刃边夹具并包含两个符合 IEC444-1 的厚膜 π 网络。

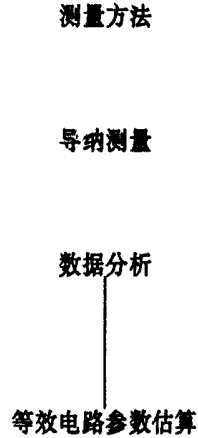


图 1 测量顺序

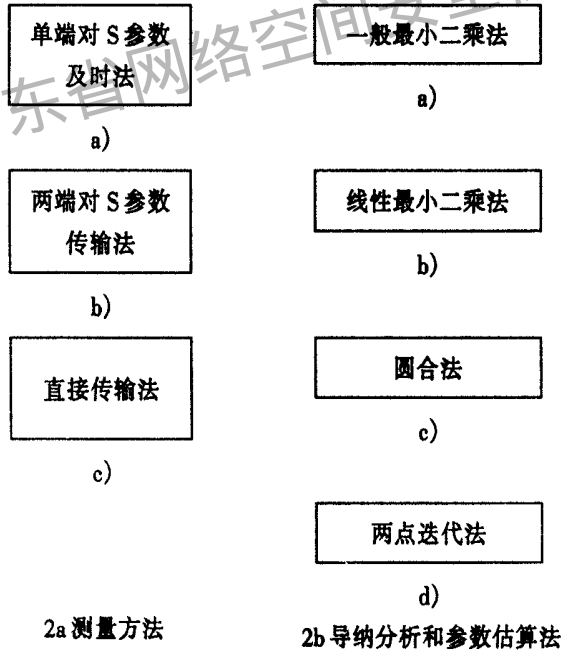


图 2 测量方法，导纳分析和参数估计技术

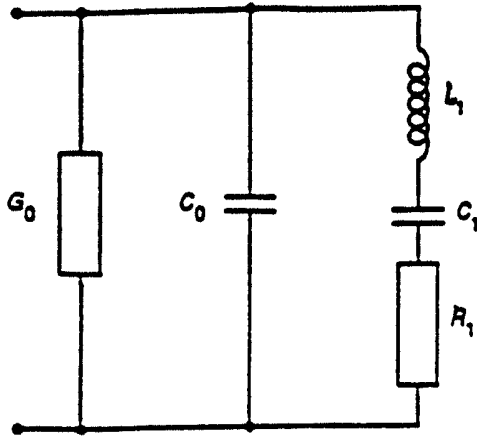


图3 单模石英晶体元件的单端对等效电路

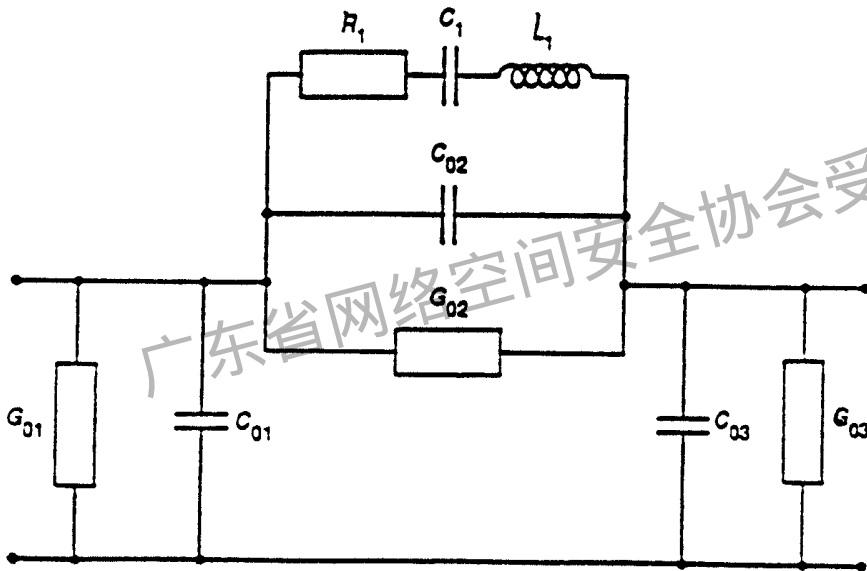
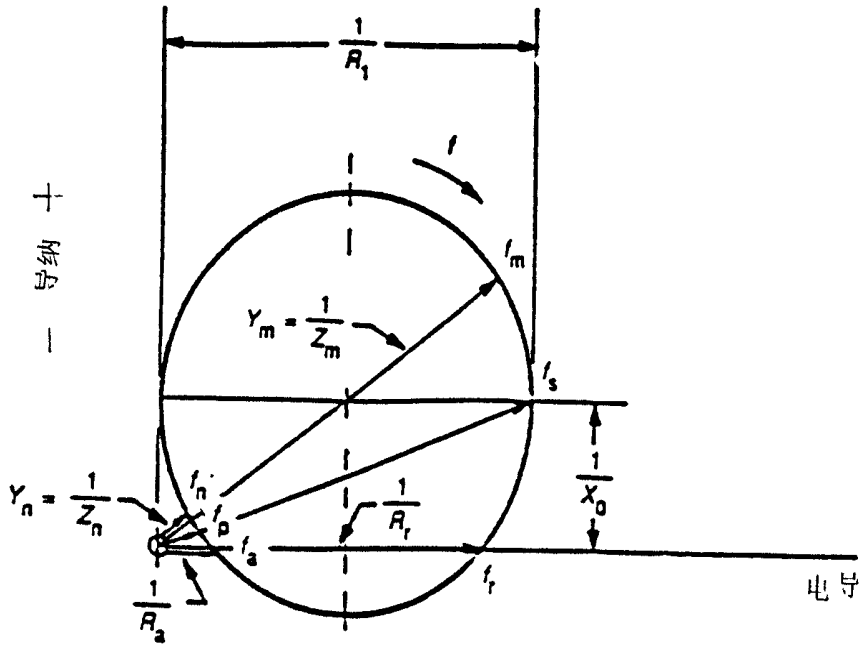
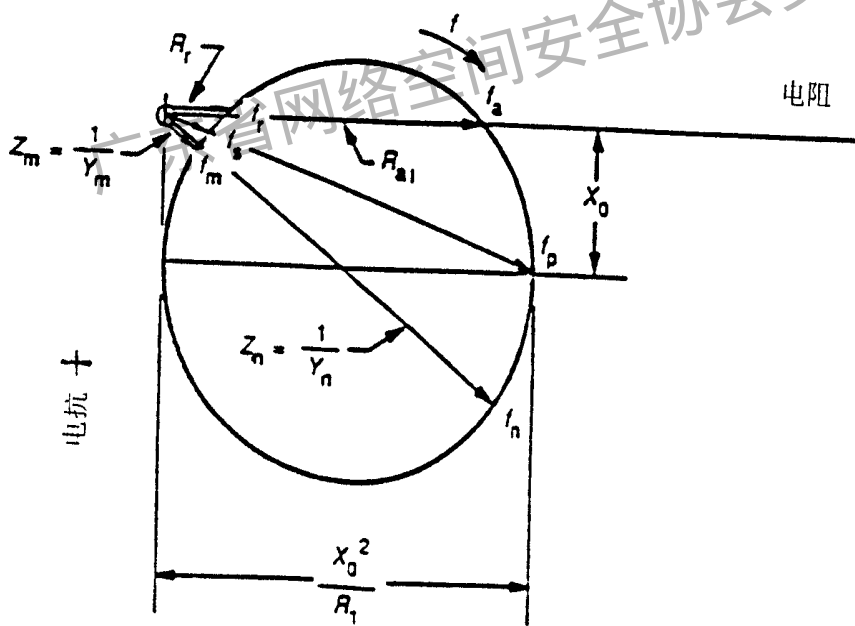


图4 单模石英晶体元件的两端对等效电路



5a 导纳平面



5b 阻抗平面

图5 石英晶体元件独立振动模附近频率的石英晶体元件导纳圆和阻抗圆

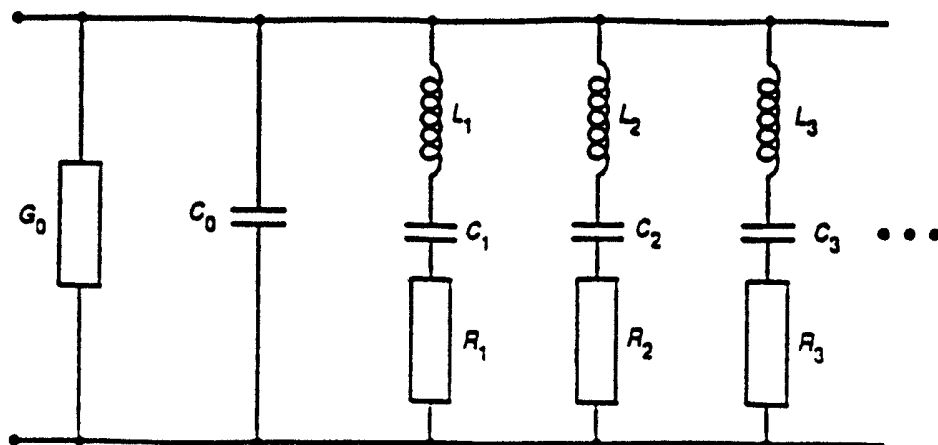


图6 通用多谐振的单端对等效电路

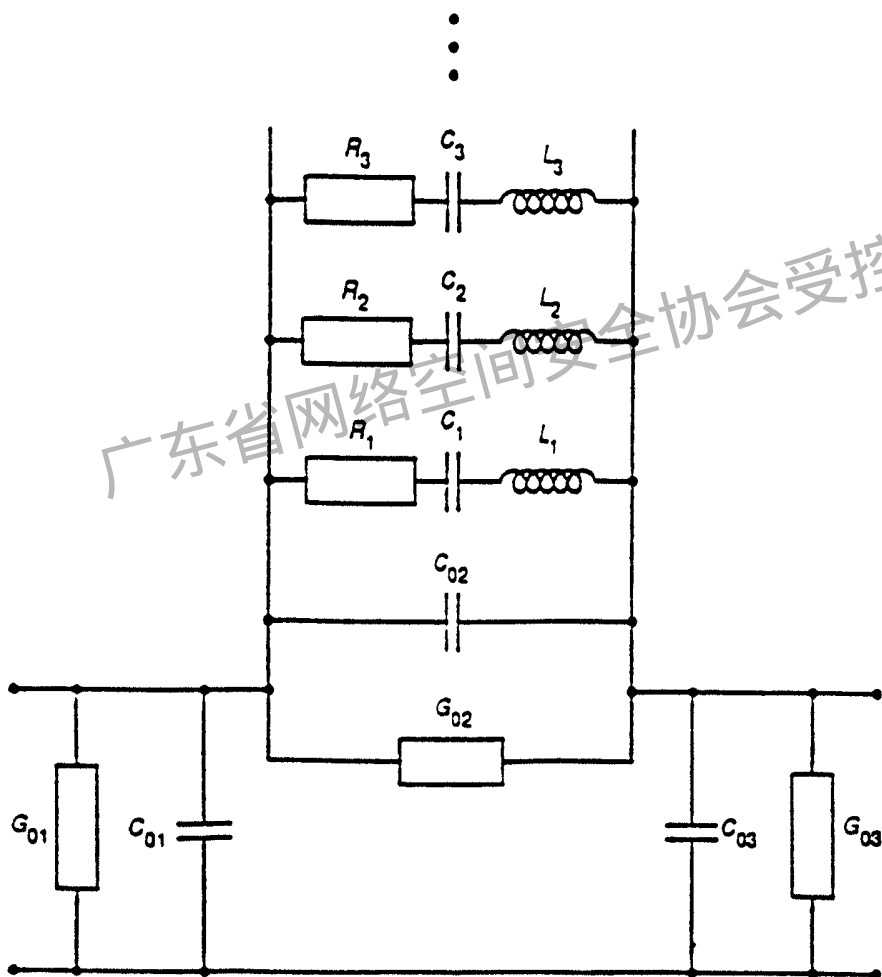


图7 多谐振的两端对等效电路

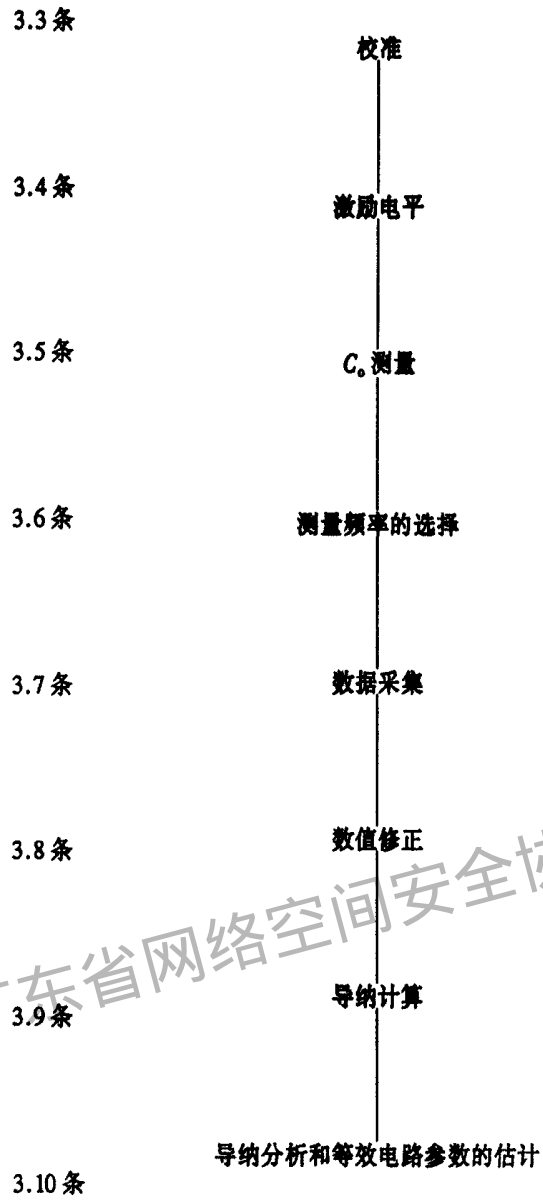


图8 确定石英晶体元件等效电路参数的步骤

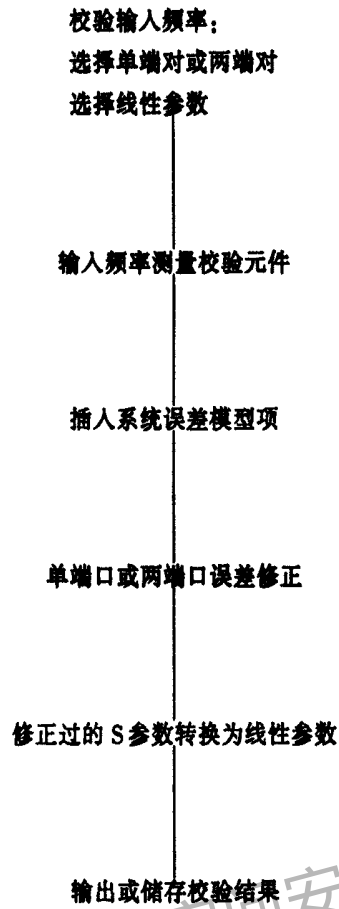
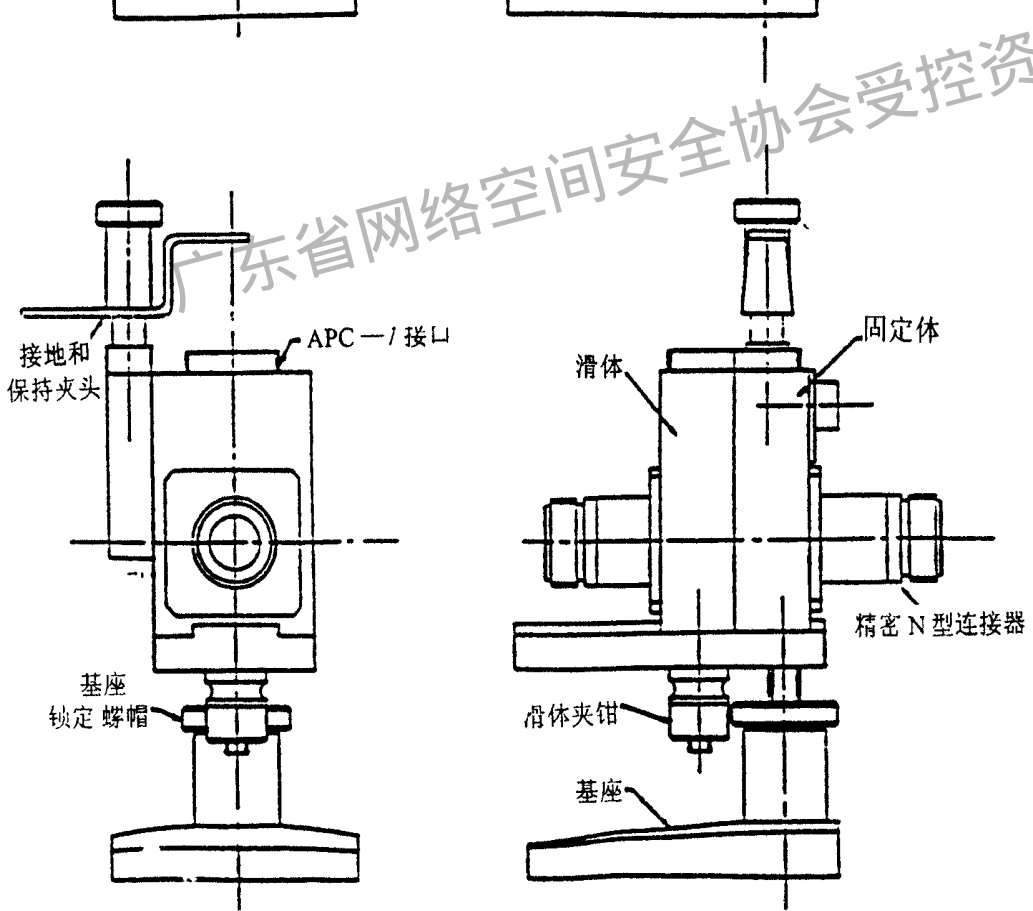
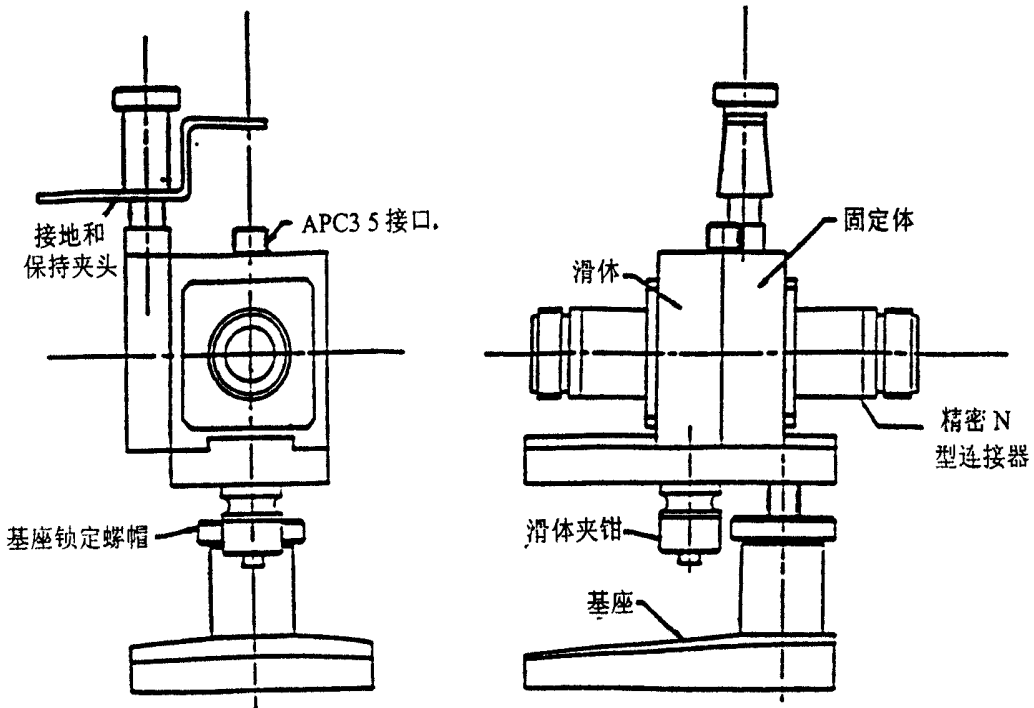


图9 S参数测量的校验值

广东省网络空间安全协会受控资料



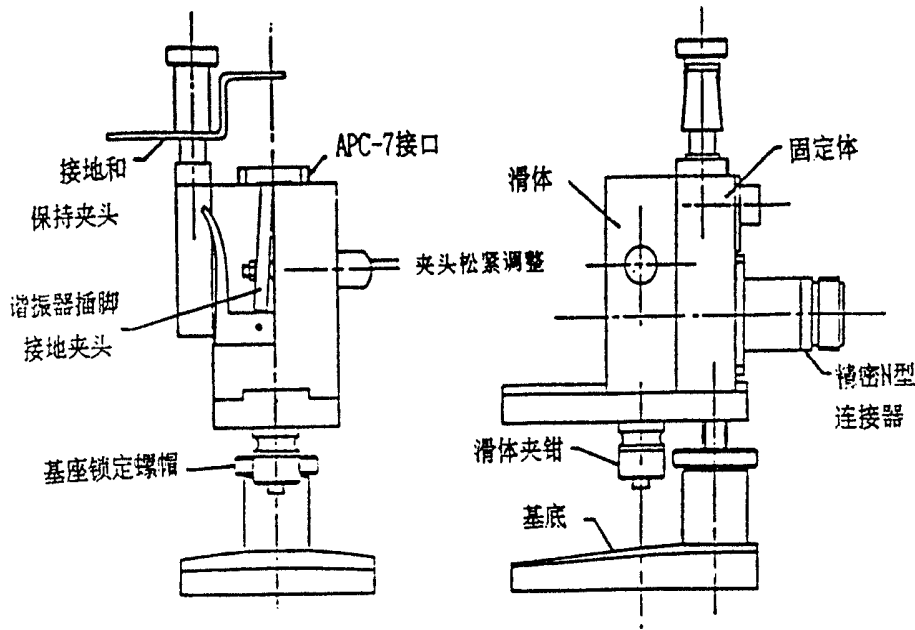


图 12 APC-7 反射夹具

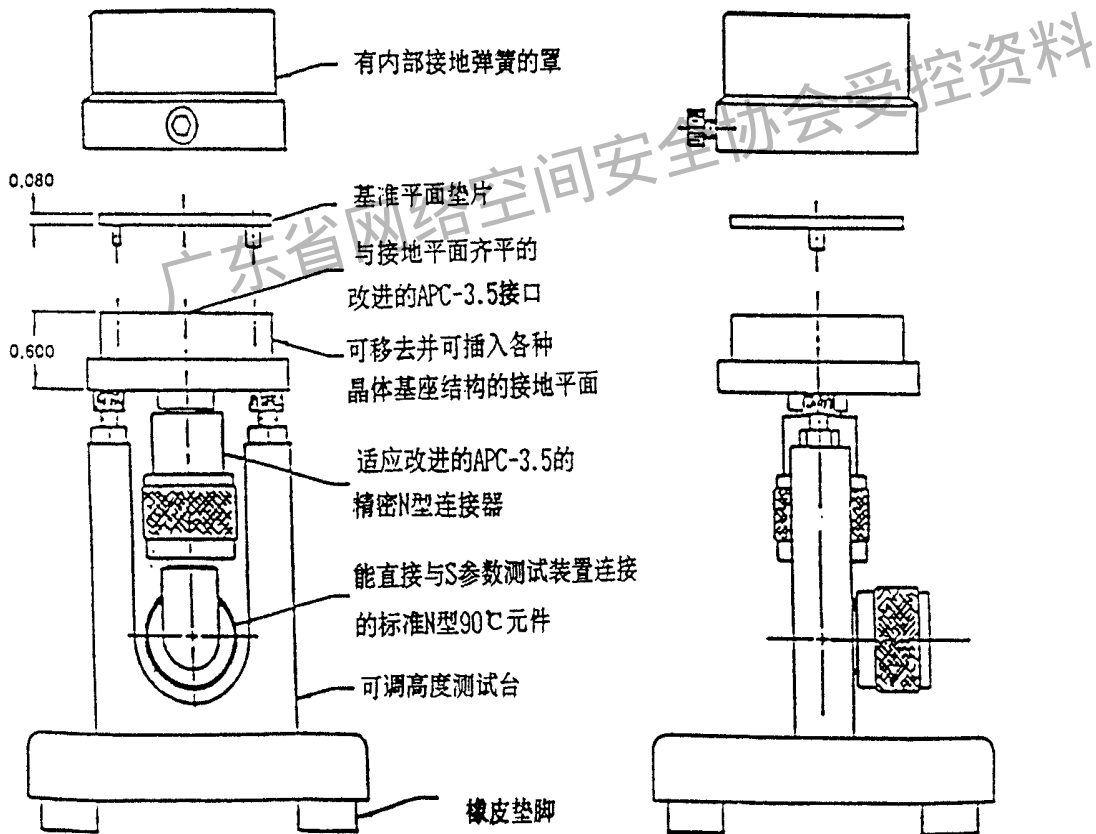


图 13 APC-3.5 单端对夹具

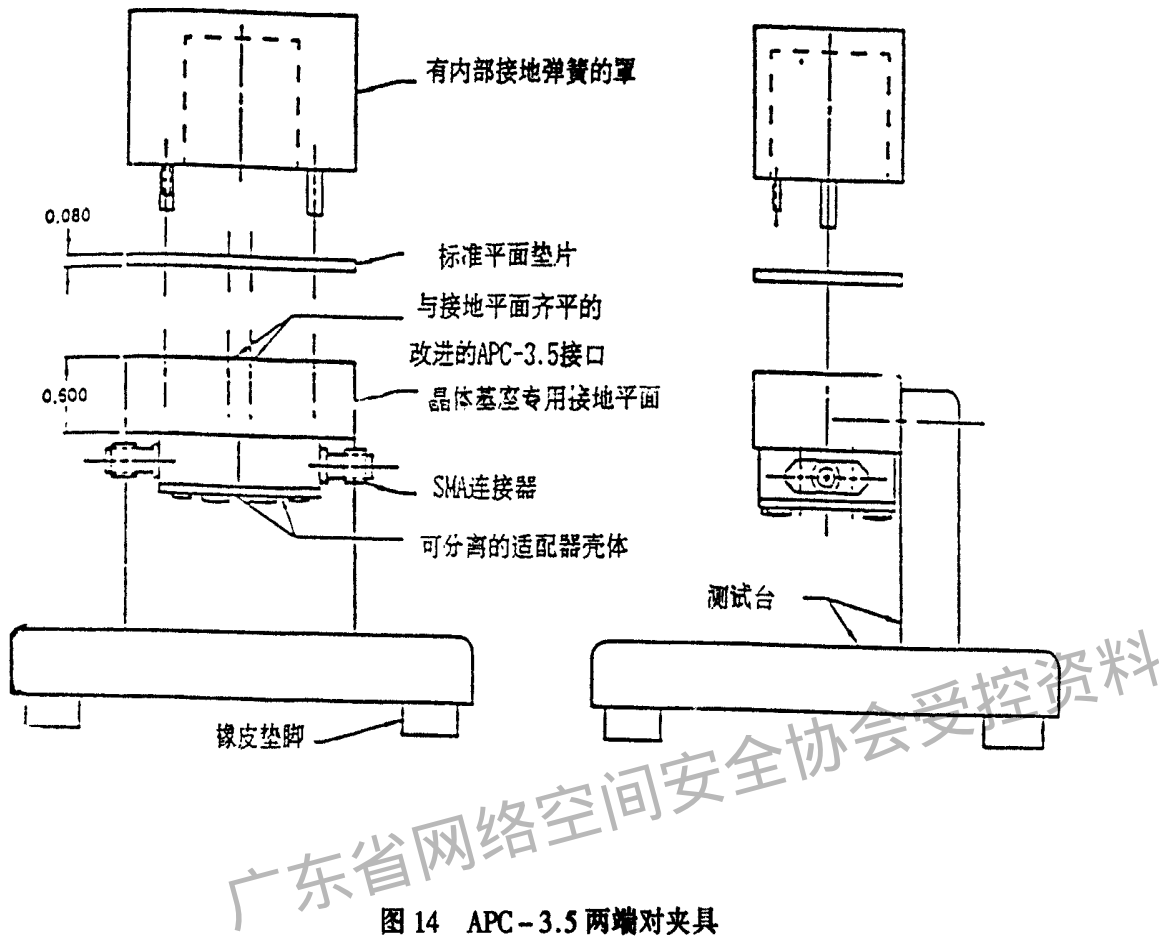


图 14 APC-3.5 两端对夹具

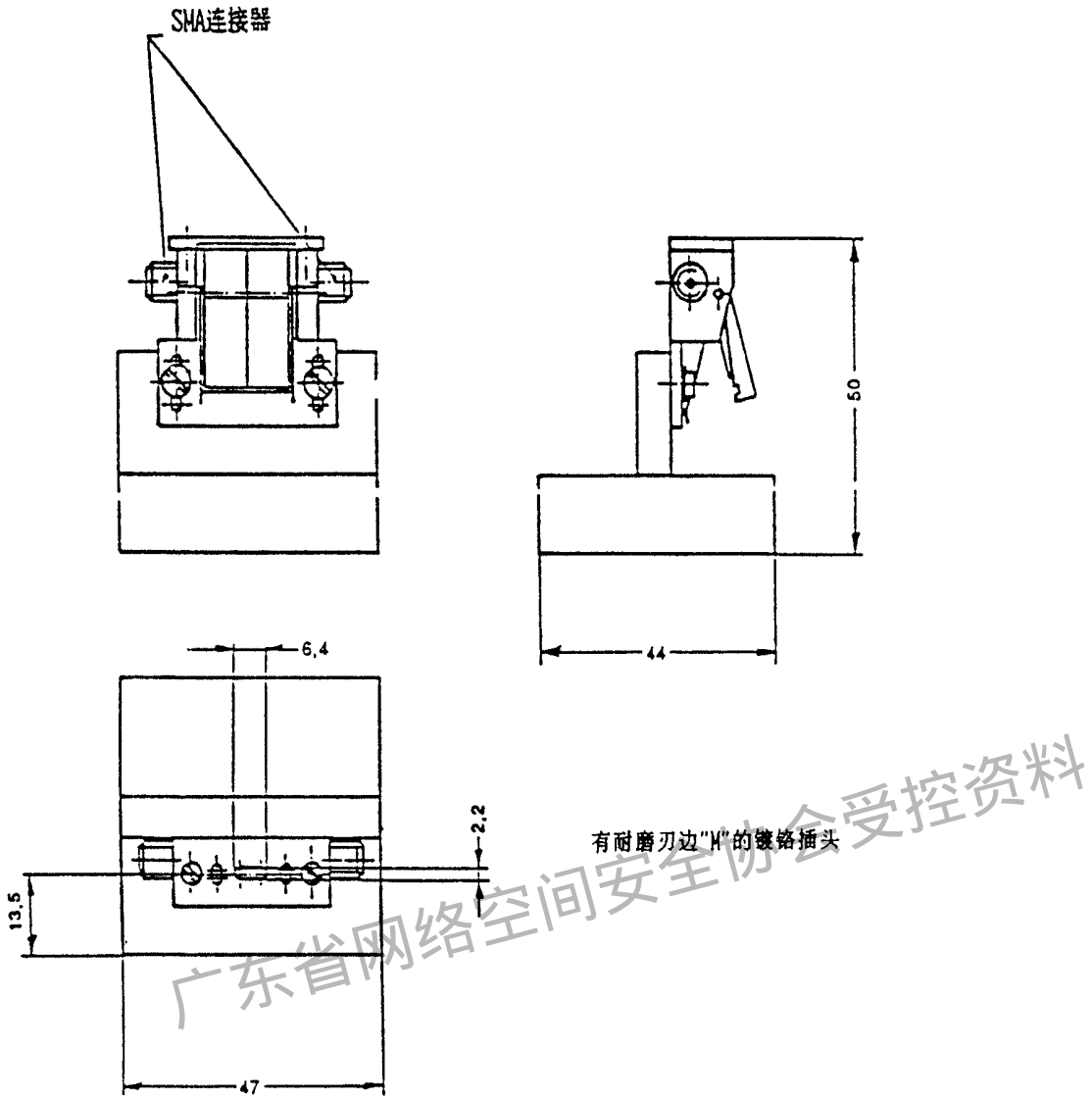


图 15 直接传输测量夹具

附 录 A
(标准的附录)
校 准

A1 单端对 S 参数反射误差技术

A1.1 单端对网络分析仪的示意图如图 A1 所示。

A1.2 频率源最好是一个具有 0.1Hz 分辨率的可编程频率合成器, 尽管对 10MHz 以上最广泛的测量而言, 可以采用 1Hz 分辨率。

A1.3 测量接口应为 7mm 或 3.5mm 的 50Ω 同轴通用精密连接器 (GPC) (通常的商品如 APC-7 或 APC-3.5 连接器)。

A1.4 双向耦合器可以有許多实现方式 (使用定向耦合器、定向电桥、混合网络、功率分配器等); 规定的条件只有其特性和响应为线性即可, 但作为通用的规则, 测量端的电压驻波比应优于 1.2:1, 且有效方向性应超过 20dB。

A1.5 测量的 S 参数 S_{11}^M 相对于真实 S 参数 S_{11}^A , 单端对分析仪的误差公式是

$$S_{11}^M = e_{00} + \frac{e_{01} S_{11}^A}{1 - e_{11} S_{11}^A} \quad \text{..... (A.1)}$$

公式 A.1 中有三个独立参数, e_{00} , e_{11} 和 e_{01} , 它们可通过三个反射标准测量而确定。

A1.6 若我们假定标准具有反射值 ρ_1 , ρ_2 和 ρ_3 , 且产生的测量值是 M_1 , M_2 和 M_3 , 则

$$M_i = e_{00} + \frac{e_{01} \rho_i}{1 - e_{11} \rho_i} \quad \text{..... (A.2)}$$

上述公式可解得 e_{00} , e_{11} 和 e_{01} , 即

$$\begin{aligned} e_{00} &= \beta^{-1} [P_1 P_2 (M_2 - M_1) M_3 + P_2 P_3 (M_3 - M_2) M_1 + P_3 P_1 (M_1 - M_3) M_2] \\ e_{11} &= \beta^{-1} [P_3 (M_1 - M_2) + P_2 (M_3 - M_1) + P_1 (M_2 - M_3)] \quad \text{..... (A.3)} \\ e_{01} &= \beta^{-2} [(P_1 - P_2) (P_2 - P_3) (P_3 - P_1) (M_1 - M_2) (M_2 - M_3) (M_3 - M_1)] \end{aligned}$$

式中 $\beta = [P_1 P_2 (M_2 - M_1) + P_2 P_3 (M_3 - M_2) + P_3 P_1 (M_1 - M_3)] \quad \text{..... (A.4)}$

A1.7 在要求的测试频率下做了全部校准测量后, 可以测量实际器件且由下式整理出真实的反射系数

$$S_{11}^A = \frac{(S_{11}^M - e_{00})}{e_{11} (S_{11}^M - e_{00}) + e_{01}} \quad \text{..... (A.5)}$$

A1.8 校准使用的三个标准应包括: 短路终端, 开路终端和匹配的 50Ω 负载终端。

A1.9 短路和开路可认为是绝对标准, 因为它们的电性能直接与机械尺寸有关且不必做另外的校准。

A1.10 短路终端的理想反射系数是 $\rho = -1.0$; 对于高质量的同轴短路终端, 由有限电阻产生的 ρ 的误差在高达 1GHz 的频率范围内不超过 10^{-4} 。

A1.11 开路终端的情况不如短路终端令人满意, 基本是由辐射和附加电容的影响造成的。通常采用同轴屏蔽以降低辐射, 但 1GHz 以下频率无此必要。对于屏蔽的 APC-7 开路终端, 常假定附加电容为 0.079; 对于 APC-3.5 插孔, 该电容减少 2 倍; 若不使用屏蔽, 这些修正可能受些影响。给定附加电容 C , 反射系数为:

$$\rho = e^{-j\varphi} \text{ where } \varphi = 2\arctan(\omega CR), R = 50\Omega$$

A1.12 匹配的 50Ω 终端的反射系数通常是 $\rho = 0$ ；系统的有效阻抗电平设定为 50Ω 负载终端，该元件的任何误差均直接影响测量的动态参数。对于大多数商品化的终端，校准公式中反射系数 ρ 取零将导致百分之几的误差。因此应特殊规定 50Ω 负载的校准并测量公式 (A.3) 中使用的 ρ 值；用此方法能使阻抗的不准确度达到约 $\pm 3 \times 10^{-3}$ 。

A2 两端对 S 参数传输误差技术

A2.1 典型的两端对系统如图 2 所示；它由一个频率源、三个测量通道和一个可使频率源和检测头在被试器件 (DUT) 的两侧之间转换的可转换 S 参数测试装置组成；两张图分别绘出两种可能的测试装置的结构。

A2.2 推荐的 12 项误差模型见图 A3 的流程图；每一个测试装置的结构由两个 6 项模型组成。这 12 项参数是：

$$e_{00}, e_{01}, e_{11}, e_{30}, e_{32}, e_{22}, e'_{33}, e'_{32}, e'_{22}, e'_{03}, e'_{01}, e'_{11}.$$

测量的 S 参数 S^M 与真实的 S 参数 S^A 之间的关系是

$$\begin{aligned} S_{11}^M &= e_{00} + e_{01} \frac{S_{11}^A - e_{22} |S^A|}{1 - e_{11} S_{11}^A - e_{22} S_{22}^A + e_{11} e_{22} |S^A|} \\ S_{21}^M &= e_{30} + e_{32} \frac{S_{21}^A}{1 - e_{11} S_{11}^A - e_{22} S_{22}^A + e_{11} e_{22} |S^A|} \\ S_{12}^M &= e'_{03} + e'_{01} \frac{S_{12}^A}{1 - e'_{11} S_{11}^A - e'_{22} S_{22}^A + e'_{11} e'_{22} |S^A|} \dots\dots\dots (A.6) \\ S_{22}^M &= e'_{33} + e'_{32} \frac{S_{22}^A - e'_{11} |S^A|}{1 - e'_{11} S_{11}^A - e'_{22} S_{22}^A + e'_{11} e'_{22} |S^A|} \end{aligned}$$

$$|S^A| = S_{11}^A S_{22}^A - S_{12}^A S_{21}^A$$

$$\begin{aligned} S_{11}^A &= \frac{1}{D} \left[\left(\frac{S_{11}^M - e_{00}}{e_{01}} \right) \left(1 + \frac{(S_{22}^M - e'_{33}) e'_{22}}{e'_{32}} \right) - e_{22} \left(\frac{S_{21}^M - e_{30}}{e_{32}} \right) \left(\frac{S_{12}^M - e'_{03}}{e'_{01}} \right) \right] \\ S_{21}^A &= \frac{1}{D} \left[\left(\frac{S_{21}^M - e_{30}}{e_{32}} \right) \left(1 + \frac{(S_{22}^M - e'_{33}) (e'_{22} - e_{22})}{e'_{32}} \right) \right] \dots\dots\dots (A.7) \\ S_{12}^A &= \frac{1}{D} \left[\left(\frac{S_{21}^M - e'_{03}}{e'_{01}} \right) \left(1 + \frac{(S_{11}^M - e_{00}) (e_{11} - e'_{11})}{e_{01}} \right) \right] \\ S_{22}^A &= \frac{1}{D} \left[\left(\frac{S_{22}^M - e'_{33}}{e'_{32}} \right) \left(1 + \frac{(S_{11}^M - e_{00}) e_{11}}{e_{01}} \right) - e'_{11} \left(\frac{S_{21}^M - e_{30}}{e_{32}} \right) \left(\frac{S_{12}^M - e'_{03}}{e'_{01}} \right) \right] \end{aligned}$$

式中

$$D = \left(1 + \frac{(S_{11}^M - e_{00}) e_{11}}{e_{01}} \right) \left(1 + \frac{(S_{22}^M - e'_{33}) e'_{22}}{e'_{32}} \right) - \left(\frac{S_{21}^M - e_{30}}{e_{32}} \right) \left(\frac{S_{12}^M - e'_{03}}{e'_{01}} \right) e_{22} e'_{11} \dots\dots\dots (A.8)$$

A2.3 若 $S_{12}^A = S_{21}^A = 0$ ，则式 A.6 中 S_{11}^M 的表达式减小到 A.1 给出的表达式；因此 e_{00} ， e_{01} 和 e_{11} 通过采用对 1 端的单端对校准程序确定。同样 e'_{33} ， e'_{32} 和 e'_{22} 可以采用对 2 端的相同程序确定。

A2.4 用未连接的 $S_{12}^A = S_{21}^A = 0$ 的端测量 S_{12}^M 和 S_{21}^M 得到 e_{30} 和 e_{33} ；这一测量中，一个端或两个端最好使用 50Ω 负载终端。在需考虑的频率范围内，这些泄漏项 e_{30} 和 e'_{13} 通常远离系统的本底噪声，若在这种情况下，它们可完全从模型中略去。

A2.5 将 1 端连接到 2 端测量所有 4 个 S 参数可以确定其余项。最好用 S 矩阵做直接连接或通过精确长度的空气线连接

$$\begin{pmatrix} 0 & e^{-j\varphi} \\ e^{-j\varphi} & 0 \end{pmatrix} \quad \varphi = \text{相位延迟}$$

实际上这不可能，但若做校准且其 S 参数已知可用任一段连接线。因 e_{00} , e_{01} 和 e_{11} 已确定，由 S_{11}^1 的表达式得到 e_{22} 值，然后用 S_{11}^1 的表达式得到 e_{32} 。用同样的方法，从 S_{22}^2 和 S_{12}^2 的表达式得到 e'_{11} 和 e'_{01} 。

A2.6 确定 12 项与频率对应的误差参数后，可以用公式 A.7 由测量值 S_{11}^M 计算真实的分散参数 S_{11}^A 。

A2.7 有些情况下，可转换的测试装置可能不能用。这种情况下可以仅用图 A2 中的一种结构。某些双通道系统可以用，但这种情况要求测试装置加装开关，以便当 S_{11} 的变为 S_{22} 的测量时（或 S_{22} 变为 S_{11} ），在有方向的耦合器之间转换检测头。这就是说，误差模型中的参数可能不用改变就能改变。为此建议，精密传输测量不使用双通道分析仪。

A3 直接传输测量

A3.1 典型的直接传输测量系统如图 A4 所示。戴维宁等效电路在图 A5 中给出。一个具有阻抗 Z_i 的电源 E 为阻抗网络 Z_j 和 Z_L 提供激励。 E 与测量的基准电压 V_a 有直接关系，它是一个复数。网络的输出等效为与测量的电压有关的阻抗 Z_L 。

A3.2 定义

$$Z'_m = \frac{Z_m Z_f}{Z_m + Z_f} \dots\dots\dots (A.9)$$

式中： Z_m 是放入夹具的器件阻抗， Z_f 是夹具非常小的分布阻抗。

对任一阻抗 Z'_m , V_b 由下式给出

$$V_b = \frac{Z_L}{Z_j + Z'_m} \cdot E \dots\dots\dots (A.10)$$

式中 $Z_j = Z_i + Z_L$ and $E = KV_a \dots\dots\dots (A.11)$

因此，对于两个已知的阻抗 Z_1 和 Z_2 ，跨接夹具的阻抗变成 Z'_1 和 Z'_2 。

$$V_{b1} = \frac{Z_L}{Z_j + Z'_1} KV_{a1} \text{ and } \dots\dots\dots (A.12)$$

$$V_{b2} = \frac{Z_L}{Z_j + Z'_2} KV_{a2} \dots\dots\dots (A.13)$$

式中 $V_{ba1} (Z_j + Z'_1) = V_{ba2} (Z_j + Z'_2) \dots\dots\dots (A.14)$

式中，插入 Z_1 时， $V_{ba1} = \frac{V_b}{V_a}$ ；插入 Z_2 时， $V_{ba2} = \frac{V_b}{V_a}$ ，由此得

$$V_{ba1} = \left(\frac{Z_j + Z'_2}{Z_j + Z'_1} \right) V_{ba2} \dots\dots\dots (A.15)$$

整理得

$$Z_j = \frac{Z'_1 V_{ba1} - Z'_2 V_{ba2}}{V_{ba2} - V_{ba1}} \dots\dots\dots (A.16)$$

即

$$K = \frac{Z_L}{Z_j + Z_L} V_{ba1} \dots\dots\dots (A.17)$$

最后对于未知阻抗 Z_u ，夹具两端的阻抗变为 Z'_u

$$Z'_u = (Z_j + Z'_1) \frac{V_{ba1}}{V_{ba2}} - Z_j \dots\dots\dots (A.18)$$

式中 $V_{ba2} = V_b/V_a$

因此需计算夹具的阻抗 Z_f ，以修正校准阻抗 Z_1 和 Z_2 及测量阻抗 Z_u 。实际上可将 Z_f 认为是 0.1pF 左右的纯电容，可用式 A.15 计算出足够准确度的数值；式中 Z_2 为开路时阻抗， Z_3 为短路时阻抗， Z_3 为假定值。该式重写为

$$Z_{ba2} = \frac{Z_j + Z_f}{Z_j} V_{ba2} \dots\dots\dots (A.19)$$

式中，短路时 $V_{ba2} = V_b/V_a$ ；开路时 $V_{ba2} = V_b/V_a V_a$ 。再重写为

$$Z_f = Z_j \left(\frac{V_{ba2}}{V_{ba1}} - 1 \right) \dots\dots\dots (A.20)$$

A3.3 因此校准程序要求两个已知阻抗和一个夹具阻抗的近似值 Z_j 。它可以是由先前的校准或它的直流值而得到的计算值。建议校准阻抗为一个模拟为具有很小电感值的短路片，和一个 25Ω 和 50Ω 的电阻。适用的电阻是图 A.6 所示的薄膜结构电阻。100MHz 以下频率时也能使用图 A.7 所示改进的 SMS 引出端电阻。

校准程序是放入短路 Z_1 并在预计的频率范围调整电压，然后放入 Z_2 并在相同的频率范围内测量 V_{ba2} 。

最后测量空着的夹具并测量 V_{ba2} 。用式 A.20 计算假定了 Z_j 值的 Z_f 值。再用该值式 A.16 计算 Z'_1 和 Z'_2 ，在频率范围内 Z_j 能准确地确定。

对最高的准确度，可将上述 Z_j 值代入式 A.20 再计算 Z_f 。这一过程可一直迭代下去，直到 Z_f 和 Z_j 不再进一步变化为止。

最后用式 A.18 在晶体的谐振范围内测量晶体的阻抗。用串联与并联的换算得到阻抗。由该阻抗减去夹具的分布阻抗 $Y_f = 1/Z_f$ 得到晶体阻抗。

A4 插入法的使用

对每个频率点要求测量三次，以便对直接传输法、单端对 S 参数反射法的三个误差项和两端对 S 参数的 12 个误差项进行修正；这些矢量修正项是测量频率的函数。理想情况下，系统应在器件要进行测量的每个频率点都校准，但这既要求每个测量点测量前都要求再校准，又妨碍大批数据的储存。因此建议在几个规定的频率点校准系统，并在其他的插入频率点减小误差参数值。这样仅要求不经常的校准和有限的的数据储存。使用的校准点的数量和密度取决于实际的设备，但应选择使插入曲线能跟踪误差参数的全部有效值的变化。

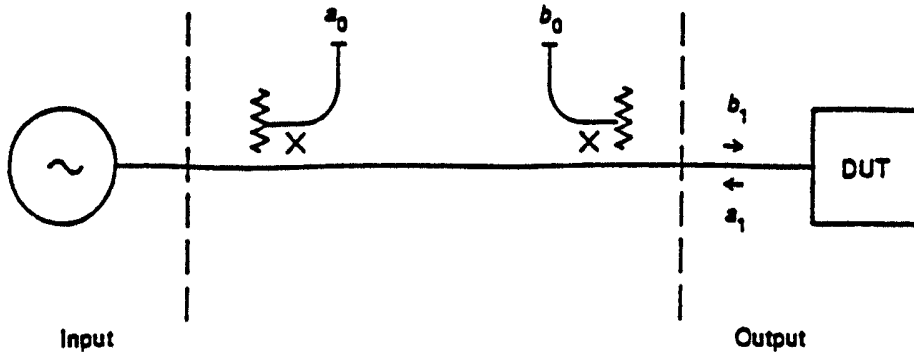


图 A1 简化的单端对网络分析仪

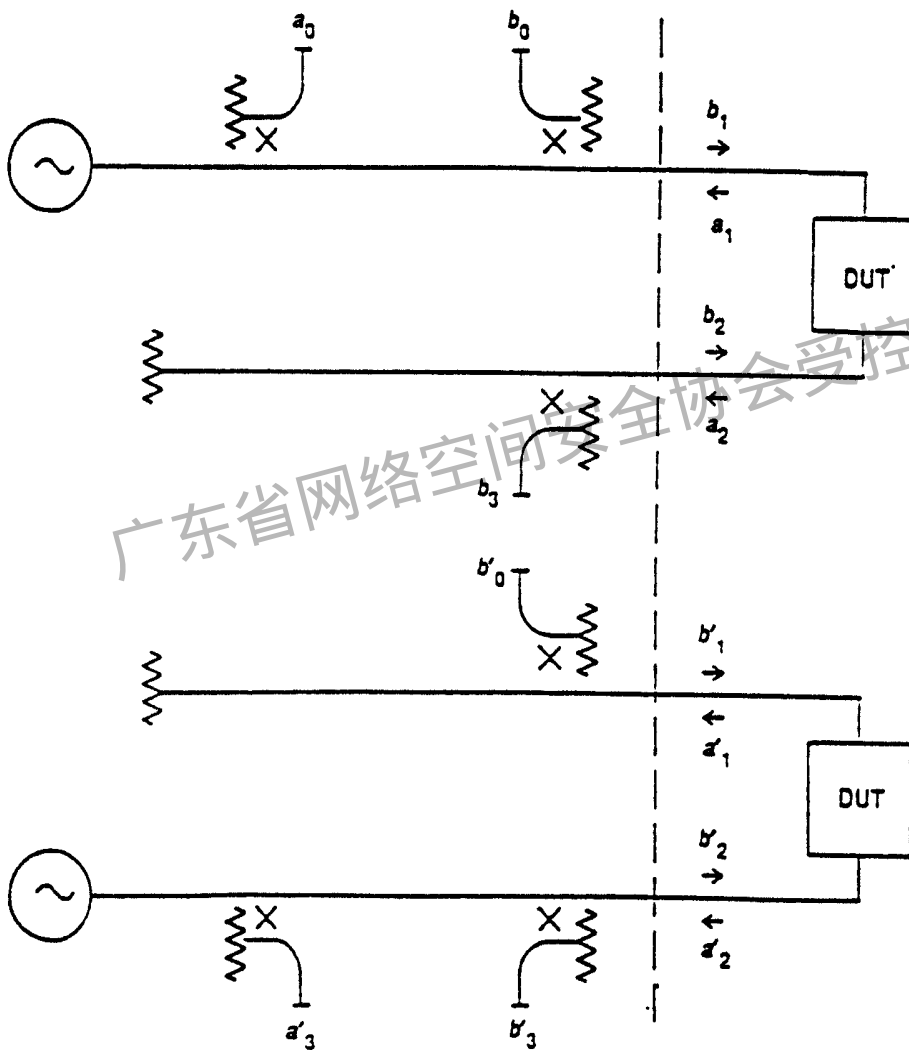


图 A2 简化的两端对三通道网络分析仪

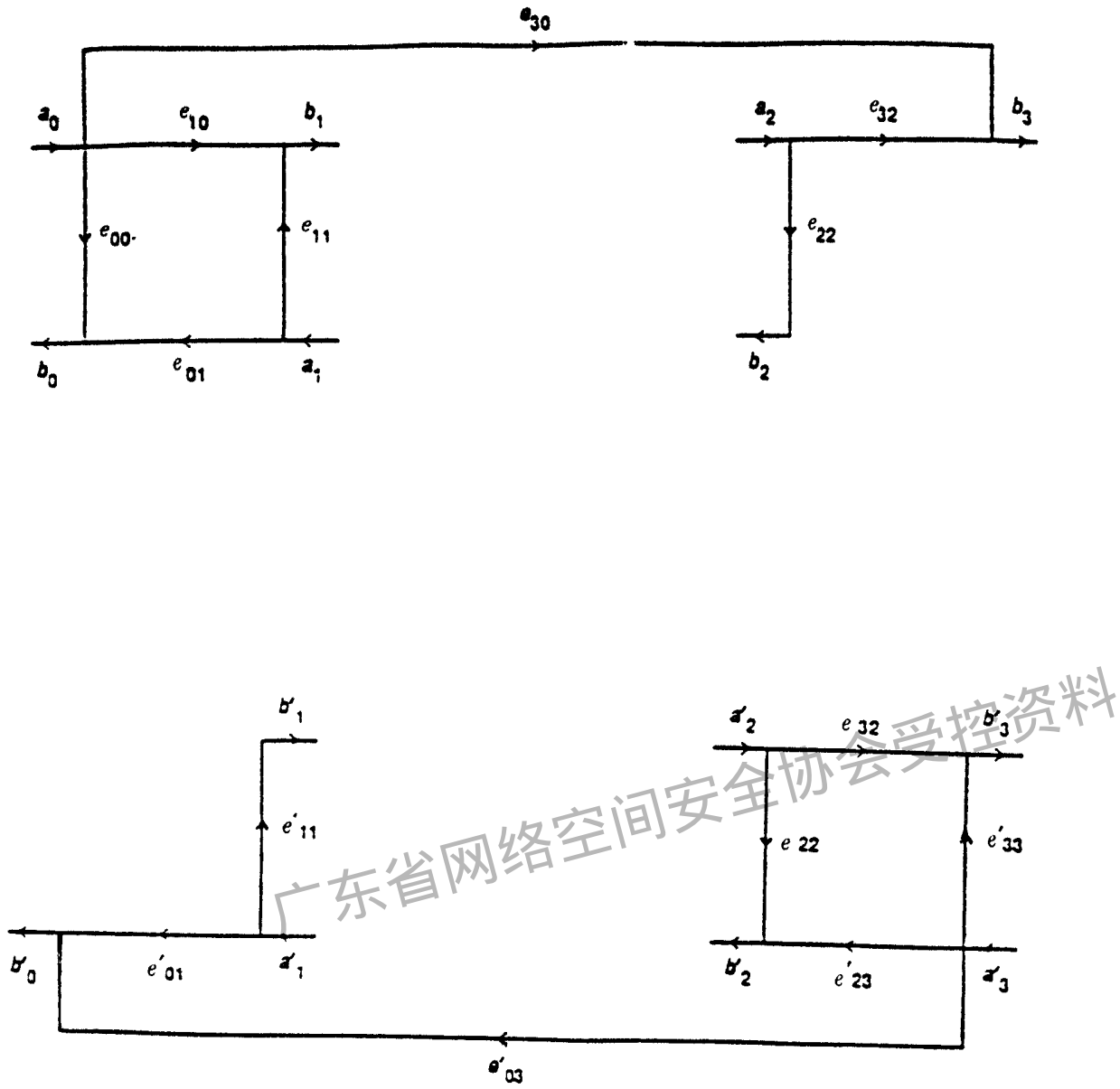


图 A3 建议的 12 项误差模型信号流向图

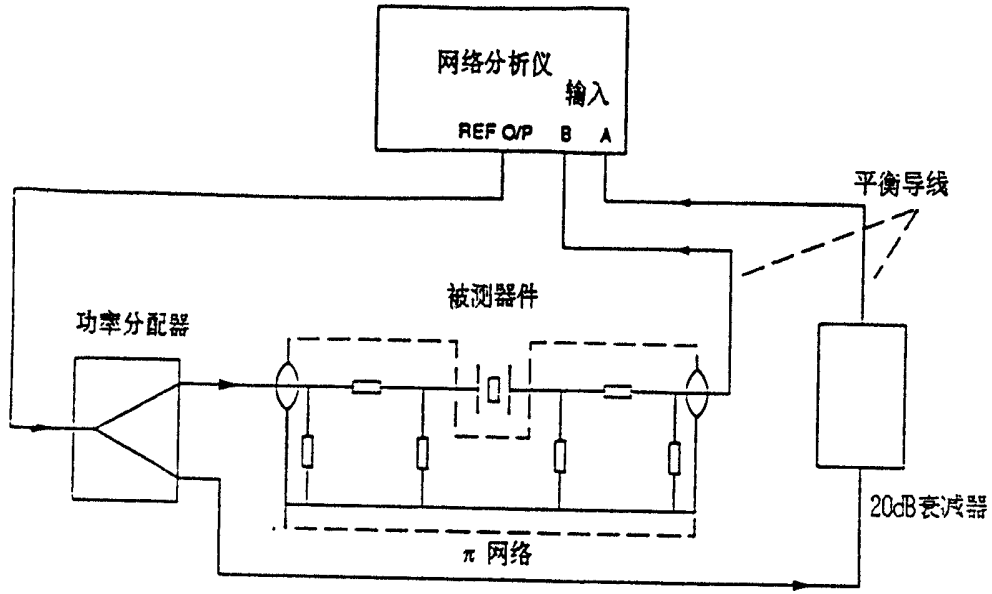


图 A4 典型的直接传输系统

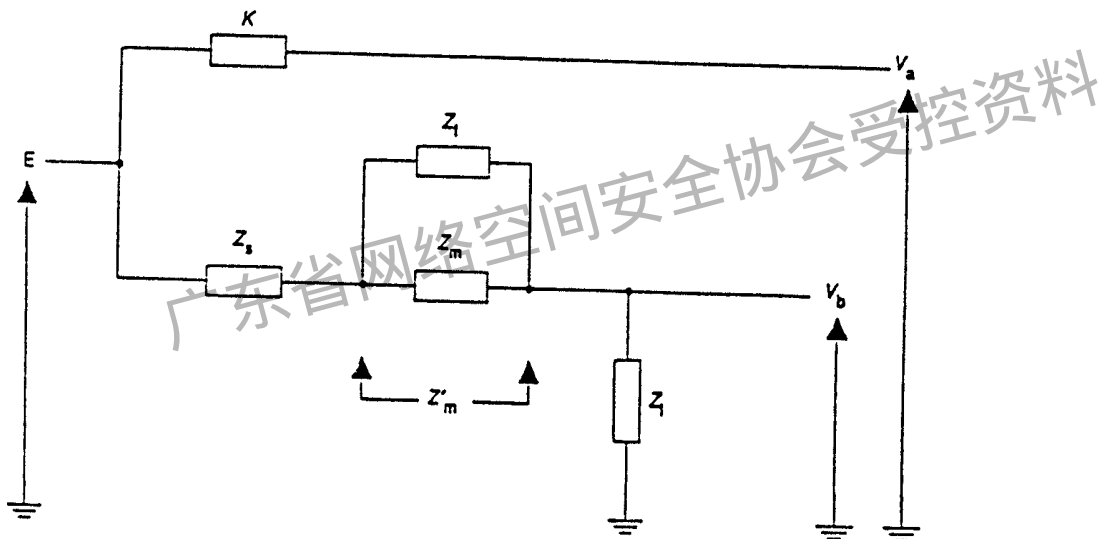
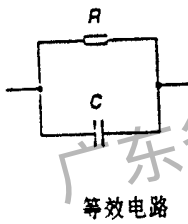
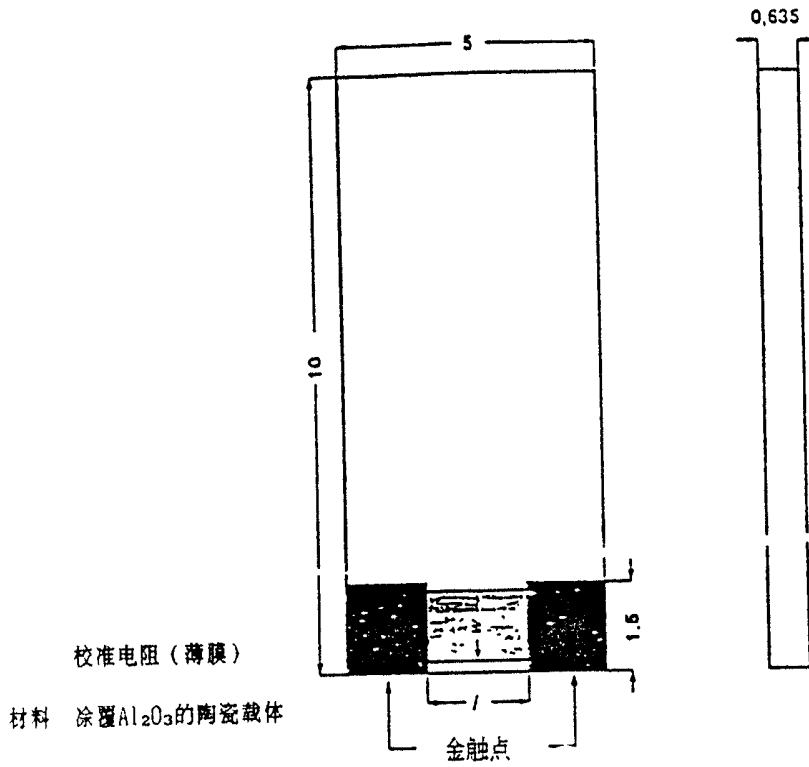
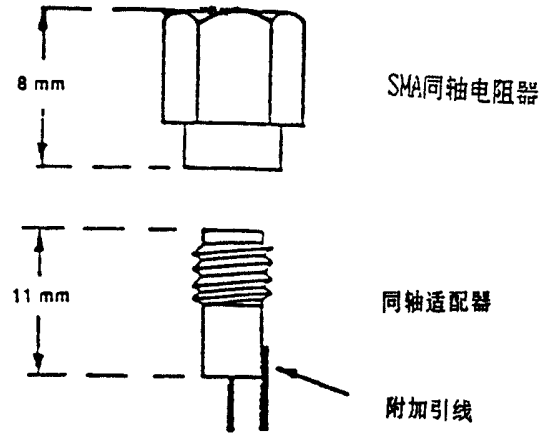


图 A5 直接传输法的等效电路



| 校准电阻的机械和电气尺寸 | | | |
|------------------|----------|----------|----------|
| R (Ω) | L (mm) | W (mm) | C (pF) |
| 12.5 | 0.417 | 1.5 | 0.1 |
| 25 | 0.833 | 1.5 | 0.07 |
| 50 | 1.667 | 1.5 | 0.05 |
| 75 | 2.0 | 1.2 | 0.047 |
| 100 | 2.0 | 0.9 | 0.047 |

图 A6 薄膜校准电阻



广东省网络空间安全协会受控资料

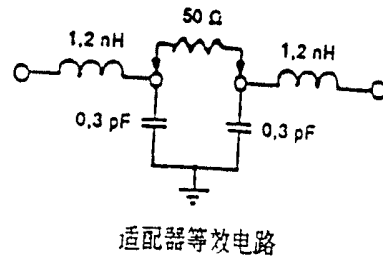


图 A7 改进的 SMA 端接电阻

附 录 B
(提示的附录)
低频测量

B1 可替代的定向电桥

B1.1 S 参数测试设备装置的制造厂一般都规定一个最低的截止频率，但采用误差修正通常可在此频率点以下很好工作，某些情况下可低至 20kHz 以下。然而当耦合器的有效方向性低于 20dB 以下时，应采用可替代的程序。该方法依具体情况可能包括使用特殊结构的低频定向电桥，或使用具有完全误差修正的直接传输法。

B1.2 若建立适用的定向电桥，则可与标准阻性功率分配器配合使用，如图 B1 所示。如上所述，尽管图 A3 中的 6 项误差模型适用于此情况，为第二次测量二个 S 参数，还是需要反向 DUT。

B1.3 许多供应商可制造或者接受订购具有很好的低至几 kHz 频率响应的变量器。适用的定向电桥结构在图 B2 和 B3 中示出。

B1.4 图 B2 的电路具有理想 S 参数矩阵

$$\begin{Bmatrix} 0 & -1/2 & 1/2 & 0 \\ -1/2 & 1/2 & 0 & 1/2 \\ 1/2 & 0 & 1/2 & 1/2 \\ 0 & 1/2 & 1/2 & 0 \end{Bmatrix}$$

端 4 与端 1、端 3 与端 2 理论上是隔离的。被测器件应接入端 3，端 2 接 50Ω 负载或用于连接基准，而不是连接图 B1 所示的电阻性功率分配器。应在端 4 检测反射信号，且由于端 1 与端 4 间的隔离有赖于变量器的平衡，即使在变量器的插入损耗增加的频率点仍能很好地保持有效的方向性。

B1.5 图 B3 示出了使用 1:1 变量器的可替代电路，其理论值的 S 参数矩阵

$$\begin{Bmatrix} 0 & -1/2 & 0 \\ 1/2 & 0 & 1/2 \\ 0 & 1/2 & 0 \end{Bmatrix}$$

如前所述，器件接入端 2，且端 1 与端 3 之间隔离，因此在非常低的频率时应具有优良的有效方向性

B2 阻抗变换

50Ω 测试系统的定向电桥和直接传输法技术已经用图示说明。然而这两种情况下均能使用阻抗变换改善灵敏度。例如，用变量器将电源和探头在测试端的阻抗升到 5000Ω。全部校准均能用如前所述的开路、短路及透线进行。现在使用的引出端与变换了的阻抗匹配，此时为 5000Ω。当频率低于 100kHz 或 150kHz 时，适用的基准阻抗可采用薄膜型电阻制造，这种电阻在低频时电抗很小。将无量纲的 S 参数转换为导纳或阻抗时必须使用这些引出端的实际

值，但本方法将变量器并入系统的误差模型中，以便测量步骤不受影响。

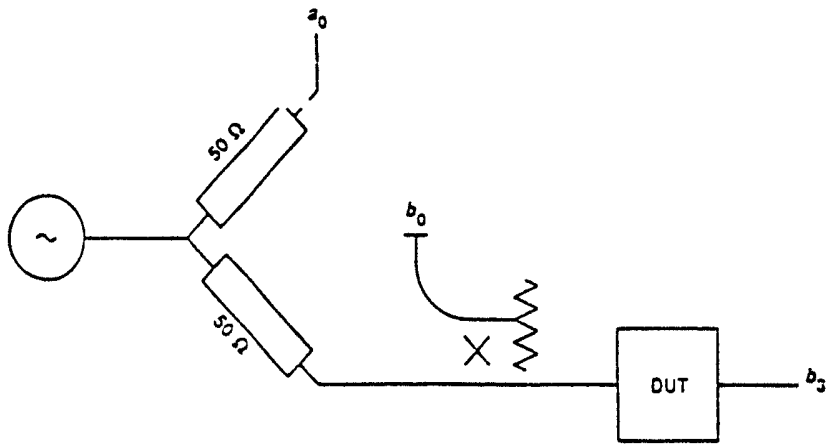


图 B1 低频测量的简化网络分析仪系统

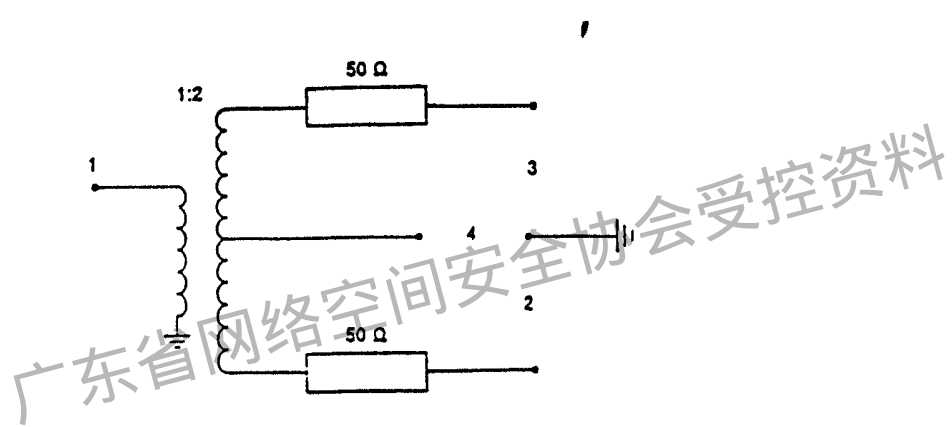


图 B2 低频测量时的 1:2 定向电桥

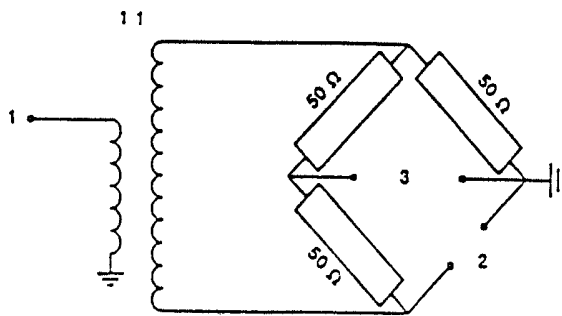


图 B3 低频测量的 1:1 定向电桥

附 录 C
(提示的附录)
参 考 文 献

- [1] LLOYD P., Equations governing the electrical behaviour of an arbitrary piezoelectric resonator having N electrodes, BSTJ46, p.1881 - 1900 (1967) .
- [2] TEMES G.C. and LAPATRAJ.W., Circuit Synthesis and Design, McGraw - Hill (1977) .
- [3] HACKBORN R.A., " An automatic network analyzer system" Microwave Journal, P.45 - 52 (May 1968) .
- [4] IEEE Standard for precision coaxial connectors, IEEE Trans.IM - 17, p.206 - 218 (1968) .
- [5] REHNMARK S., On the calibration process of automatic network analyzer systems, IEEE Trans., MTT - 22, 4, p.457 - 458 (1974)
- [6] SMITH W.L., An overview of a proposed standard method for the measurement of the equivalent electrical parameters of quartz crystal units up to 1 GHz, Proc.of the 6th Quartz Devices Conference, p.1 - 42 (1984)
- [7] SMITH W.L., EIA Standard 512: Some further discussion and comment, Proc.of the 7th Quartz Devices Conference, P.13 - 51 (1985) .
- [8] MALOCHA D.C., BELKERDID M.and PARK K., Quartz crystal resonator Parameter sensitivity study - A first order analysis, Proc.of the 11th Quartz Devices Conference, P.69 - 75 (1989)
- [9] OILLIAMSON R.J., An improved method for measuring quartz crystal Parameters, IEEE Trans.on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol.UFFC - 34, 6, P.681 - 689 (Nov.1987) .
- [10] PEACH R.C.and MORRIS S.E., A system for precision parameter measurement on quartz crystal resonators and bipoles.39th Annual Frequency Control Symposium (AFCS), (1985) .
- [11] PEACH R.C., Network analyzer techniques for the determination of crystal resonator circuit parameters, Int.Conf.on Frequency Control and Synthesis (April1987) .
- [12] NEUBIG B.W., Measurement of Quartz Crystal Units up to 500MHz and above by use of a π - Network with error correction, Proc.11th Quartz Devices Conference, Vol.1, P.60 ff.Kansas City (1989)
- [13] NEUSCHELER F., Schwingquarz - Daten mit Netzwerk - Analysatoren gemessen, Elektronik 19, P.145 - 162 (Sept. (1987) .
- [14] WOJCICKI M., A new single port reflection method for measurement of crystal unit equivalent parameters in very wide frequency range, Proc.International Conference of Frequency Control and Synthesis.University of Surrey (April (1987) .
- [15] WOJCICKI M., A method for measurement of quartz resonator parameters in wide frequency range, Doctor Thesis, The Warsaw Technical University (1989) .