

部真空,溶解空气或气化蒸气形成气泡。这些气泡在车辆重新启动的初始阶段往往会导致输出晃动现象,如果液体为富泡剂溶液,晃动现象则会加剧,仪表的信噪比超出正常使用范围。对于此种情况,首先应在管系高点安装集气器,在停车后和启动前开启排气,其次可根据液体使用性质加入适当的减泡剂,减少气泡数量。

### 3.2 液体中含有固体物质

液体中含有粉状、颗粒、纤维等固体时,固体物质会逐渐沉积,液体裹挟固体物质流动会产生磨损,这些都将降低仪表的信噪比,并且由于固体物质是逐渐沉积或产生磨损,信噪比的变化通常不会出现在调试期,而要运行一段时期后才会显露出来,对应的保证措施详见表2。

表2 液体中夹杂固体物质时信噪比的保证措施

序号	固体物质类型	现象	保证措施
1	粉状、纤维	a. 日积月累的沉积作用,污染电极表面,仪表测值越来越小;b. 导电物质的沉积,电机短路,仪表失效	a. 定期清洗;b. 提高液体流速;c. 更换失效仪表
2	颗粒状	长期的摩擦冲刷使衬里磨损,流通断面形状、面积改变,流线紊乱,仪表精度降低	a. 选择耐磨衬里;b. 更换失效仪表

例如,在电解液、原水、加药水的输送测量中经常发生测管段的沉积和覆盖,当未经过防腐的金属管道逐渐锈蚀时也会出现锈斑沉积,同时还伴有脱落的锈斑颗粒对管道内壁的磨损。为此,这类电磁流量计在使用过程中必须定期清洗,清洗时可提高测量位置流速,也可采用对沉积物具有溶蚀功效的溶剂进行定期冲洗,条件满足时,还可加压增温,促进沉积物的溶解和脱落排出。不容忽视的是,我们需要维护的不仅仅是仪表本身,还有与之相连的管道系统,特别是表前管段。

### 4 结语

通过对电磁流量计的测量原理及信噪比产生因素的分析,对电磁流量计在安装和使用阶段的信噪比保证措施进行了较为系统的总结归纳,以保证电磁流量计稳定可靠的运行,发挥其出色的测量功能。

### 参考文献

- [1] 蔡昌武. 电磁流量计测量值与应用参比值不符的分析[J]. 自动化仪表,2001,22(5):32-35
- [2] 石海林,等. 电磁流量计常见故障检测判别及其解决办法[J]. 自动化仪表,2005,26(8):57-60
- [3] 陈秉光. 电磁流量计应用中有关问题探讨[J]. 计量技术,2003(7):57-58
- [4] 王敏. 电磁流量计使用之“忌”及其对策[J]. 自动化仪表,2005,26(3):60-61
- [5] 李忠虎. 电磁流量计测量误差原因剖析及对策[J]. 计量技术,2006(9):64-66

## 一种矢量网络分析仪测量同轴传输线特性阻抗的方法

卢娟

(深圳市计量质量检测研究院,深圳 518055)

**摘要** 本文提出了一种应用矢量网络分析仪直接测量同轴传输线特性阻抗新方法。通过建立数学模型,推导出特性阻抗的计算公式,然后经验证其方法和测量结果的正确性。

**关键词** 网络分析仪;S参数;特性阻抗;信号流图

**doi:** 10.3969/j.issn.1000-0771.2013.2.08

### 0 引言

传输线是微波技术中最重要的基本元件之一,

它是能够导引电磁波沿一定方向传输的导体、介质或由它们组成的波导系统。同轴传输线属于双导体的传输系统,应用非常广泛。特性阻抗是表征传

输线本身特性的一个重要参量。在普通的无线电波段,均匀无耗传输线的特性阻抗主要由导体的尺寸和相对介电常数决定,与频率无关。然而将传输线系统作为一个二端口网络,用网络分析仪对之进行测量时,一般只能得到二端口网络的S参数,而无法直接得到传输线的特性阻抗。

本文通过建立同轴传输线系统的数学模型,导出特性阻抗的计算公式,并通过实验来进行验证,从而得到用矢量网络分析仪测量特性阻抗的新方法。

## 1 数学模型

用网络分析仪来分析传输线的特性阻抗。图1为接有任意负载的传输线电路,其中 $Z_c$ 为传输线的特性阻抗, $l$ 为传输线的长度; $Z_s$ 为内部源的特性阻抗; $Z_L$ 为端接的负载值; $Z_{in}$ 为从网络分析仪端口朝负载方向看去的等效阻抗,即输入阻抗。那么整个反射信号的流图如图2所示。

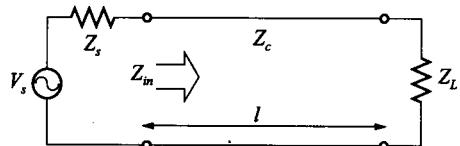


图1 接有任意负载的传输线电路

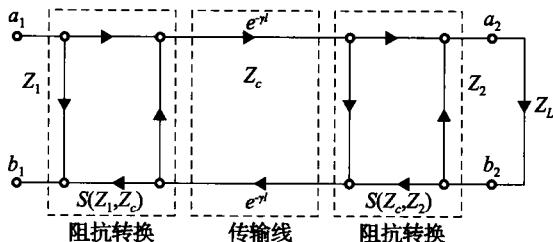


图2 反射标准信号流图

图2中, $a_1$ 和 $b_1$ 分别是被测传输线在参考面入射波和出射波的复数波幅。 $a_2$ 和 $b_2$ 分别是被测传输线在负载端面入射波和出射波的复数波幅。 $Z_1$ 和 $Z_2$ 分别表示传输线两端所连接系统的特性阻抗,其中 $S(Z_1, Z_c)$ 表示 $Z_1$ 和 $Z_c$ 间的失配, $S(Z_c, Z_2)$ 表示 $Z_c$ 和 $Z_2$ 间的失配,其反射系数

$$\Gamma_{nm} = \frac{Z_m - Z_n}{Z_m + Z_n}$$

假设 $Z_s = Z_1 = Z_2 = 50\Omega$ ,图2可以简化为图3, $\Gamma_{in}$ 为参考端面的反射系数。

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} = \rho +$$

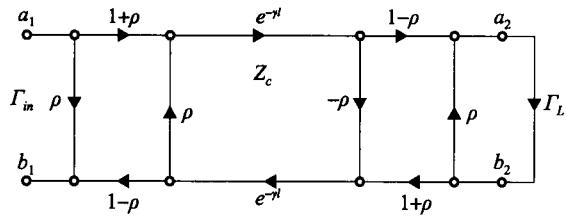


图3 反射标准信号流图

$$\frac{(1 - \rho^2) e^{-2\gamma l} [-\rho(1 - \rho\Gamma_L) + \Gamma_L(1 - \rho^2)]}{1 - \rho e^{-2\gamma l} [\rho - \Gamma_L(1 - \rho^2)] - \rho\Gamma_L} \quad (1)$$

$$\text{式中, } \rho = \frac{Z_c - Z_1}{Z_c + Z_1} = \frac{Z_c - Z_s}{Z_c + Z_s} = \frac{Z_c - 50}{Z_c + 50} \quad (2)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2} = \frac{Z_L - 50}{Z_L + 50} \quad (3)$$

假设 $Z_L = 50\Omega$ ,此时 $\Gamma_L = 0$ ,上式可简化为

$$\Gamma_{in} = \rho - \frac{\rho(1 - \rho^2) e^{-2\gamma l}}{1 - \rho^2 e^{-2\gamma l}} \quad (4)$$

同时,从图1中可以得到输入端反射系数为

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_s}{Z_{in} + Z_s} \quad (5)$$

将式(4)代入式(5),那么输入端输入阻抗为:

$$Z_{in} = Z_s \cdot \frac{1 + \left[ \frac{\rho - \rho(1 - \rho^2) e^{-2\gamma l}}{1 - \rho^2 e^{-2\gamma l}} \right]}{1 - \left[ \frac{\rho - \rho(1 - \rho^2) e^{-2\gamma l}}{1 - \rho^2 e^{-2\gamma l}} \right]} \quad (6)$$

由于传播常数 $\gamma = \alpha + j\beta$ ,假设传输线无耗,衰减因数 $\alpha$ 等于零,此时 $\gamma = j\beta$ , $\beta$ 表示波沿传输线方向传播时单位距离内相位的变化量。当 $e^{-2\gamma l} = e^{-2\beta l} = \pm 1$ 时, $Z_{in}$ 为实数,在网络分析仪阻抗smith圆图上表现为被测电路输入阻抗曲线与实轴交点的电阻值。

当 $e^{-2\gamma l} = 1$ 时,式(6)可简化为

$$Z_{in1} = Z_s \cdot \frac{1 + \left[ \frac{\rho - \rho(1 - \rho^2)}{1 - \rho^2} \right]}{1 - \left[ \frac{\rho - \rho(1 - \rho^2)}{1 - \rho^2} \right]} = Z_s \quad (7)$$

当 $e^{-2\gamma l} = -1$ ,式(6)可简化为

$$Z_{in2} = Z_s \cdot \frac{1 + \left[ \frac{\rho + \rho(1 - \rho^2)}{1 + \rho^2} \right]}{1 - \left[ \frac{\rho + \rho(1 - \rho^2)}{1 + \rho^2} \right]} = Z_s \cdot \left( \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \right)^2 \quad (8)$$

由式(7)和式(8)可得到:

$$Z_{in1} \cdot Z_{in2} = Z_s^2 \cdot \left( \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \right)^2 \quad (9)$$

由式(2)可以得到:

$$Z_s = Z_c \cdot \frac{1-\rho}{1+\rho} \quad (10)$$

将式(10)代入式(9),得到:

$$Z_{in1} \cdot Z_{in2} = Z_c^2 \quad (11)$$

其中  $Z_{in1}$  和  $Z_{in2}$  在网络分析仪阻抗 Smith 圆图上表现为被测电路输入阻抗曲线与实轴的两个交点的电阻值。

由于  $Z_s$  为网络分析仪内部源的特性阻抗,通常为  $50\Omega$ ,代入式(7)和式(8),得到:

$$Z_{in1} = 50\Omega \quad (12)$$

$$Z_{in2} = 50\Omega \times \left( \frac{1+\rho}{1-\rho} \right)^2 \quad (13)$$

从式(12)可以知道其两个交点中必有一个电阻值为  $50\Omega$ 。

## 2 实验验证

用一段标准空气线来验证测试方法的正确性,其中标准空气线内导体型号为 MAURY 2653E,空气线外导体型号为 MAURY 2654A。

首先,用精密测试系统来测量空气线的内外径来计算得到它的特性阻抗作为参考值,实际测得内导体外直径为  $3.882\text{mm}$ ,外导体内直径为  $6.996\text{mm}$ 。从空气线的内外径尺寸可计算得到特性阻抗  $Z_{cref}$  为:

$$Z_{cref} = 60 \times \ln \frac{D}{d} = 60 \times \ln \frac{6.996}{3.882} = 35.34\Omega \quad (14)$$

此方法测量结果的不确定度为  $0.1\%$ ,即阻抗测量的不确定度为:

$$u_{ref} = 0.04\Omega \quad (15)$$

接着,直接用网络分析仪测量空气线的特性阻抗。选取的网络分析仪为 Agilent E8358A,校准件为 Agilent 85050C,将空气线的一端接网络分析仪,另一端接  $50\Omega$  负载。在反射测量的 Smith 圆图中,找到第一个阻抗为非  $50\Omega$  的交点,频率大概在  $990\text{MHz}$  附近。改变频率扫描设置,将开始终止频率点选得靠近该频率( $950 \sim 1000\text{MHz}$ ),频率间隔取得尽可能小,再次对网络分析仪校准,找到这个非  $50\Omega$  的交点,电阻值为  $Z_{in2} = 24.315\Omega$ ,而另一点可根据理论得到  $Z_{in1} = 50\Omega$ 。代入式(11)得到特性阻抗  $Z_c$  为:

$$Z_c = \sqrt{Z_{in1} \cdot Z_{in2}} = \sqrt{50 \times 24.315} = 34.87\Omega \quad (16)$$

网络分析仪校准后在此频段进行反射测量的

不确定度为:

$$u(\Gamma_{in2}) = 0.01 \quad (17)$$

由于网络分析仪 E8358A 的特性阻抗为  $50\Omega$ ,由式(5)可以得到:

$$Z_{in2} = Z_s \cdot \frac{1 + \Gamma_{in2}}{1 - \Gamma_{in2}} = 50\Omega \times \frac{(1 + \Gamma_{in2})}{(1 - \Gamma_{in2})} \quad (18)$$

由于  $Z_c$  的测量不确定度主要来源于  $Z_{in2}$ ,那么此次阻抗测量结果的扩展不确定度为:

$$u(Z_c) = u(Z_{in2}) \quad (19)$$

将式(18)代入式(19),得到:

$$\begin{aligned} u(Z_c) &= u(Z_{in2}) = \frac{d(Z_{in2})}{d\Gamma_{in2}} u(\Gamma_{in2}) \\ &= 50\Omega \times \frac{2}{(1 - \Gamma_{in2})^2} u(\Gamma_{in2}) \end{aligned} \quad (20)$$

将  $Z_{in2} = 24.315\Omega$  代入式(18),得到:

$$\Gamma_{in2} = -0.34 \quad (21)$$

将式(17)和式(21)代入式(20),得到此次阻抗测量结果的扩展不确定度  $u(Z_c)$  为:

$$u(Z_c) = 50\Omega \times \frac{2}{(1 + 0.34)^2} \times 0.01 = 0.6\Omega \quad (22)$$

由于  $|Z_c - Z_{cref}| < \sqrt{u(Z_c)^2 + u_{ref}^2}$ ,因此证明了用矢量网络分析仪直接测量同轴传输线特性阻抗测量结果的正确性。

## 3 结束语

本文推导的前提假设是传输线无耗,然而实际的传输线通常是有耗的,而且随频率的增高而变大。因此,在实际测试中,一般选取从低频段开始被测曲线与实轴的前两个交点,这时候衰减因数近似为零,实验结果也验证了其方法和测量结果的正确性。

## 参考文献

- [1] 闫润卿,李英惠. 微波技术基础(第4版). 北京:北京理工大学出版社,2011
- [2] David M. Pozar. Microwave Engineering (Third Edition). 北京:电子工业出版社,2006
- [3] 刘欣萌,黄辉,编. 网络分析仪检定/校准及测试技术培训教材. 北京:中国计量科学研究院信电所,2007
- [4] 李新伟. 矢网在测量传输线特性阻抗中的应用. 计量与测试技术,2008,35(4)
- [5] 梁军,刘旺,孙圣和. 网络分析仪误差模型及应用. 计量技术,2002(6)
- [6] 陈伟,王桂琼. 传输反射测试仪误差校正分析及其应用. 计量技术,2004(7)

## 微波射频测试仪器使用操作培训

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立, 致力并专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养; 现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地, 推出多套微波射频以及天线设计培训课程, 广受客户好评; 并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书, 帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司, 以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

易迪拓培训课程列表: <http://www.edatop.com/peixun/rfe/129.html>

### 微波射频测量仪器操作培训课程合集



搞硬件、做射频, 不会仪器操作怎么行! 对于射频工程师和硬件工程师来说, 日常电路设计调试工作中, 经常需要使用各种测试仪器量测各种电信号来发现问题、解决问题。因此, 熟悉各种测量仪器原理, 正确地使用这些测试仪器, 是微波射频工程师和硬件工程师必须具备和掌握的工作技能, 该套射频仪器操作培训课程合集就可以帮助您快速熟悉掌握矢量网络分析仪、频谱仪、示波器等各种仪器的原理和使用操作…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/rftest/vna/67.html>

### 矢量网络分析仪使用操作培训课程套装

矢量网络分析仪是最常用的测试仪器是射频工程师和天线设计工程师最常用的测试仪器; 该套培训课程套装是国内最专业、实用和全面的矢量网络分析仪培训教程套装, 包括安捷伦科技和罗德施瓦茨公司矢量网络分析仪的 5 套视频培训课程和一本矢网应用指南教材, 能够帮助微波、射频工程师快速地熟悉掌握矢量网络分析仪使用操作…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/rftest/vna/34.html>



### 示波器使用操作培训课程套装

示波器是硬件和射频工程师几乎在每天的工作中都会用到仪器, 因此掌握示波器的原理并能够正确使用示波器是所有从事电子硬件电路设计和调试的工程师必须具备的最基本的技能。本站推出的示波器视频培训课程套装既有示波器的基本原理以及示波器性能参数对测量结果影响的讲解, 也有安捷伦和泰克多种常用示波器的实际操作讲解, 能够帮助您更加深入地理解手边常用的示波器从而更加正确地使用示波器…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/rftest/osc/49.html>

