

用耦合谐振环法测量微带基片的介质特性

陈磊^{1,2}, 李斌¹, 薛祝和¹, 范庆元¹

(1. 中国科学院上海天文台, 上海 200030; 2. 中国科学院研究生院, 北京 100049)

摘要: 着重介绍了利用耦合谐振环法测量微带基片介电常数和损耗角正切的技术, 并通过软件仿真及实物测量验证了该方法的正确性及测量精确度。在 1~12 GHz 频率范围内, 介电常数测量不确定度为 $\pm 3\%$, 损耗角正切测量不确定度为 $\pm 30\%$ 。该方法的测量电路易于制备, 对测量环境要求较低, 可用于普通的实验室测试。

关键词: 耦合谐振环; 介电常数; 损耗角正切; 微带基片

中图分类号: TM984.32, TM934.33

1 引言

近年来, 随着微波毫米波技术的不断发展, 微波电路设计走向了集成化、小型化。在微波集成电路的设计制作中, 需要知道微带基片的介质特性。表征微带基片介质特性的两个最重要电参数是介电常数和损耗角正切, 介电常数是决定电路特性阻抗和信号相速度的重要因素, 损耗角正切是电路介质损耗的量度。虽然能够从基片数据手册中查到介电常数和损耗角正切的参考值, 但有时这还不够: 一方面, 由于微带基片的生产工艺、原料配方等因素的影响, 其介质特性参数的离散性较大, 导致某些数据手册给出的误差范围达不到电路设计的精度要求; 另一方面, 在特定的频率或温度下的应用, 数据手册中的参考值未必适用, 例如射电天文接收机系统中的前置低温低噪放, 其工作温度为 $0\sim 70\text{ K}$ ^[1], 而微带基片厂商给出的参考值往往只适用于工业级别的 $-50\text{ }^\circ\text{C}\sim 80\text{ }^\circ\text{C}$ 。所以, 准确测量微带基片的介质特性, 对于设计制作高品质的微带电路是至关重要的。

测量微带基片介电常数和损耗角正切的方法通常有传输法和谐振法^[2]。传输法的基本原理是将整个测试系统作为传输线, 将待测介质作为网络来处理, 通过对 S 参数的测量和对传输或者反射系数的一些计算得到所需的介质特性参数^[3]。传输法的优点是易于理解、测量方便, 但是该方法属于有损测量, 对待测件的制备有很高的要求, 工艺上的细小误差都可能导致计算结果较大的偏差, 另外该方法在低损耗介质的损耗角正切测量方面精度不高。目前在基片介质特性测量中比较常用的是谐振法, 即通过测量串联谐振电路的谐振点及其品质因数来计算基片的介质特性, 最典型的是直接缝隙耦合谐振微带线法^[4], 该方法从 20 世纪 70 年代开始逐步发展和应用, 由于其测试准确度高, 结果稳定可靠, 被美国电子工业联接协会 (IPC) 引为标准^[5]。

收稿日期: 2010-06-07; 修回日期: 2010-07-07

资助项目: 国家自然科学基金-青年科学基金 (10903024)

虽然直接缝隙耦合谐振微带线法测量技术已经十分成熟，但由于两方面原因使得该方法在普通的实验室测试中难以应用：一方面，由于电路的谐振点取决于介质波长，测量频率较低时的介质特性需要较长的谐振线；另一方面，线形谐振结构对外界电磁干扰和耦合负载效应较敏感，因而对测试环境和设备有较高的要求。针对此问题，其中一个解决方案是以环形谐振结构代替线形谐振结构。相比于传统的线形谐振结构，环形谐振结构不仅能有效减小待测谐振电路的尺寸，而且对外界干扰的敏感程度有所降低，但环形微带线带来的弯曲效应对测量精度产生影响。本文将详细介绍耦合谐振环法的基本原理，并通过数值仿真和实物测量验证该方法的测量精度。

2 耦合谐振环法测量原理

介质的性能可由位于介质表面或介质中谐振结构的特性确定^[6]。对于表面蚀刻微带介质基片，可采用如图 1 所示的环形电路，在环的两对称端通过小缝隙耦合到输入、输出微带线，从而构成串联谐振结构。用网络分析仪扫频测出其谐振特性，如谐振频率和品质因数，进而计算出基片的介电常数 ϵ_r 和损耗角正切 $\tan \delta$ 。

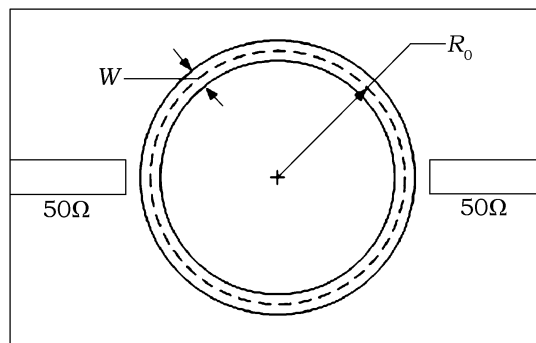


图 1 缝隙耦合谐振环结构

2.1 基片介电常数 ϵ_r 的计算

由于微带电路是表面刻蚀的，电介质没有填充微带的上表面，使得微带线的场分布既包含电介质区域，又包含基片上方的空气区域，导致其行为和分析的复杂化。然而，在绝大多数实际应用中，介质基片是非常薄的（参数 $d \ll$ 介质波长 λ ），因此其场分布与静态情形基本相同^[7]。目前，微带分析使用最多的是惠勒的有效介电常数法，这种方法是在空气微带的惠勒近似变换的基础上，引入“有效介电常数”的概念^[8]。有效介电常数 ϵ_e 与介质基片的介电常数 ϵ_r 有关，并依赖于基片厚度 h 和导体宽度 W 。对于较窄的微带线 ($W/h < 2$)，

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{\ln(\pi/2) + \ln(4/\pi)/\epsilon_r}{\ln(8h/W)} ; \tag{1}$$

对于较宽的微带线 ($W/h > 2$)，

$$\epsilon_e = 1 + q(\epsilon_r - 1) , \tag{2}$$

其中 q 为填充系数:

$$q = 1 - \frac{1}{d} \ln \frac{d+c'}{d-c'} + \frac{0.732}{\varepsilon_r d} \left[\ln \frac{d+c'}{d-c'} - \operatorname{arcch}(0.358d + 0.595) \right] + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r d} \left[0.386 - \frac{1}{2(d-1)} \right], \quad (3)$$

式中 $d = 1 + \sqrt{1+c'^2}$, 而 c' 可由 $\pi W/2h = c' - \operatorname{arcch}(c')$ 求得。

引入有效介电常数 ε_e 的概念后, 微带线的场分布可近似为介电常数为 ε_e 的介质中静态场分布。因此, 信号相速和介质波长可分别表示为:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e}}, \quad (4)$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_e}} = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_e}}. \quad (5)$$

对于图 1 所示谐振环电路, 改变谐振环耦合输入端信号的频率 f , 则在 f 满足谐振环周长 L 等于介质波长 λ 整数倍 (即 $L = n\lambda$) 时, 电路处于谐振状态, 耦合输出最强。通过矢量网络分析仪扫频对电路进行扫频测量, 可以观测到一系列谐振峰。由式 (5) 可知, 对应于每个谐振频率都满足:

$$\varepsilon_e(f) = \left(\frac{nc}{Lf} \right)^2, \quad (6)$$

式中 c 为真空中光速, L 和 f 都已知, n 为谐振阶次, $n = f_1/(f_1 - f_2)$, 其中 f_1 和 f_2 为一组谐振点中相邻的 2 个谐振频率, 且 $f_1 > f_2$ 。

由上面的分析可知, 在扫频测得谐振环电路的各阶谐振点后, 利用式 (6) 可求得微带线的有效介电常数 ε_e , 进而根据 ε_e 与 ε_r 的关系式 (1) 或式 (2) 求出电介质基片的介电常数 ε_r 。

2.2 谐振环的无载品质因数 Q_0

谐振电路的一个重要参量是它的 Q 值 (品质因数), 定义为:

$$Q = \omega \frac{\text{平均存储能量}}{\text{功率损耗}} = \omega \frac{W_m + W_e}{P_1}, \quad (7)$$

式中 W_m 和 W_e 分别是电路的磁场储能和电场储能, P_1 是电路的功率损耗。可见 Q 值是谐振电路损耗的量度——较低的损耗意味着较高的 Q 值。对于图 1 所示的谐振环电路, Q 值和谐振频率有如下关系:

$$Q = \omega \frac{f_n}{BW_{n(3dB)}}, \quad (8)$$

式中 f_n 为电路的第 n 阶谐振频率, $BW_{n(3dB)}$ 是第 n 阶谐振点的半功率相对带宽。

需要注意的是, 从 Q 的定义来看, 它反映的是谐振电路自身的特性, 不包含外电路引起的任何负载效应, 我们称之为无载 Q , 记作 Q_0 。然而通过式 (8) 计算得到的 Q 与外电路存在耦合, 使得其值较 Q_0 有所下降, 称之为有载 Q , 记作 Q_1 。 Q_0 和 Q_1 有如下关系^[9]:

$$Q_0 = \frac{Q_1}{1 - 10^{IL/20}}, \quad (9)$$

式中 IL 为电路谐振时的插入损耗, 可以通过网络分析仪扫频测得。因此, 根据式 (8) 和式 (9) 就可以求得谐振环的无载品质因数 Q_0 。

2.3 基片损耗角正切 $\tan \delta$ 的计算

微带电路的损耗由传导损耗、介质损耗和辐射损耗构成。传导损耗是高频趋肤效应引起的导带和接地板上非理想导体的欧姆损耗; 介质损耗是介质在交变场作用下分子交替极化和晶格来回碰撞而产生的介质热损耗; 辐射损耗是由于导带两侧半开放性引起功率辐射带来的损耗^[10]。在工程应用上, 常常将微带电路封装在金属屏蔽盒中以避免辐射, 因此, 电路的总损耗可近似表示为:

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d, \quad (10)$$

式中 α 为电路的总损耗因子, α_c 和 α_d 分别对应于传导损耗因子和介质损耗因子。由谐振电路品质因数 Q_0 的定义可知, Q_0 也是电路损耗的度量, Q_0 与 α 可通过下式换算^[11]:

$$Q_0 = \frac{\pi f \sqrt{\epsilon_e}}{\alpha c}. \quad (11)$$

因此, 每个损耗分量对测谐振电路的品质因数的影响表示为:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d}. \quad (12)$$

另外, 介质损耗还可以用损耗角正切 $\tan \delta$ 来表征。损耗角正切定义为介质材料有功功率和无功功率之比, $\tan \delta$ 和 α_d 的关系如下:

$$\tan \delta = \frac{1}{\pi} \frac{\epsilon_e \epsilon_r - 1}{\epsilon_r \epsilon_e - 1} \lambda \alpha_d, \quad (13)$$

式中 λ 为介质波长, 可由式 (5) 求出。

综合式 (10) 至式 (13) 可以推得, 只要知道传导损耗因子 α_c , 便可以通过 2.2 节中计算得到的 Q_0 求出损耗角正切 $\tan \delta$ 。

微带线的传导损耗因子可用增量电感法求得^[8]。对于导体带和接地板为同一种金属材料的微带, 其传导损耗因子可求得为:

$$\alpha_c = \begin{cases} \frac{8.68R_s}{2\pi Z_0 h} \left[1 - \left(\frac{W}{4h} \right)^2 \right] \left[1 + \frac{h}{W} + \frac{h}{\pi W} \left(\ln \frac{4\pi W}{t} + \frac{t}{W} \right) \right] & \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \\ \frac{8.68R_s}{2\pi Z_0 h} \left[1 - \left(\frac{W}{4h} \right)^2 \right] \left[1 + \frac{h}{W} + \frac{h}{\pi W} \left(\ln \frac{2h}{t} - \frac{t}{h} \right) \right] & \frac{1}{2\pi} \leq \frac{W}{h} \leq 2 \\ \frac{8.68R_s}{Z_0 h \{W/h + 2/\pi \ln [2\pi e (W/(2h) + 0.94)]\}^2} \cdot \left[\frac{W}{h} + \frac{W/\pi h}{W/(2h) + 0.94} \right] \left[1 + \frac{h}{W} + \frac{h}{\pi W} \left(\ln \frac{2h}{t} - \frac{t}{h} \right) \right] & \frac{W}{h} \geq 2 \end{cases}, \quad (14)$$

式中 Z_0 为微带线的特性阻抗, R_s 为导体材料的表面电阻, 它和导体电导率 σ 以及工作频率 f 有关:

$$R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 / \sigma}. \quad (15)$$

2.4 耦合谐振环法计算步骤

通过前面的讨论, 耦合谐振环法的测量与计算步骤可总结为:

- 1) 选择待测基片制作谐振环电路, 并用网络分析仪进行扫频测量;

2) 利用式 (6) 求出有效介电常数 ϵ_e , 进而根据式 (1) 或式 (2) 求出电介质基片的介电常数 ϵ_r ;

3) 利用式 (8) 计算谐振电路的有载品质因数 Q_{rml} , 然后根据式 (9) 和式 (11) 得到无载品质因数 Q_0 及对应的损耗因子 α ;

4) 通过计算或仿真得到环形微带线的特性阻抗 Z_0 , 利用式 (15) 得到导体表面电阻 R_s , 然后根据式 (14) 求得传导损耗因子 α_c ;

5) 利用式 (10) 求得介质损耗因子, 然后根据式 (13) 得到损耗角正切。

3 HFSS 仿真分析与方法验证

Ansoft HFSS 是世界上第一个商业化的三维结构电磁场仿真软件, 可仿真分析任意三维无源结构的高频电磁场, 直接得到特性阻抗、传播常数、 S 参数及电磁场、辐射场、天线方向图等, 是业界公认的三维电磁场设计和分析的电子设计工业标准^[12]。笔者在 HFSS 环境中进行了一系列的仿真, 用以验证耦合谐振环法的正确性。

谐振环电路的三维仿真模型如图 2 所示。两端馈线特性阻抗为 50Ω , 馈线与环之间的耦合缝隙为 0.1 mm 。为减小谐振环弯曲效应带来的影响, 谐振环微带宽度 W 和环半径 R_0 需满足: $W/R_0 < 0.1$ 。而谐振环半径 R_0 的选择直接影响环的谐振频率, 表 1 为谐振环半径为 15 mm 和 25 mm 时基片介电常数和损耗角正切的设置值与仿真计算值。可见二者吻合度较高。

表 1 电路 HFSS 仿真结果 ($f = 6 \text{ GHz}$)

$R_0=15 \text{ mm}$				$R_0=25 \text{ mm}$			
介电常数		损耗角正切		介电常数		损耗角正切	
设置值	仿真计算值	设置值	仿真计算值	设置值	仿真计算值	设置值	仿真计算值
2.20	2.297	0.000 6	0.000 57	2.20	2.280	0.000 6	0.000 56
3.55	3.619	0.002 4	0.002 56	3.55	3.604	0.002 4	0.002 57
3.66	3.725	0.003 4	0.003 56	3.66	3.710	0.003 4	0.003 57
4.40	4.417	0.020 0	0.020 04	4.40	4.414	0.020 0	0.020 27
6.00	5.894	0.003 5	0.003 88	6.00	5.883	0.003 5	0.003 87

4 基片实测结果及精度分析

4.1 谐振环电路的制作

Rogers 4003C 微波介质基片是一款由玻纤编织布体浸入加有陶瓷的热塑树脂形成刚性层压板, 具有良好的温度一致性及频率稳定性, 因而广泛应用于通信卫星、射电天文接收机、移动基站等高品质微波电路中^[13]。为了进一步检验谐振环法的测量精度, 笔者选用该基片制作了一个简易的谐振环电路。

为减小输入输出端同轴-微带阻抗失配带来的反射, 将两端馈线宽度设为 1.1 mm , 这样馈线的特性阻抗为 50Ω 左右。谐振环半径 R_0 的选择根据工作频率 f 决定, 因为环周长

$L = 2\pi R_0$ 为介质波长 λ 的整数倍时，电路谐振。为减小谐振环弯曲效应带来的影响，需保证 $W/R_0 < 0.1$ 。本电路选取 $W = 1.1 \text{ mm}$, $R_0 = 14.35 \text{ mm}$ 。另外，两端馈线与谐振环的耦合缝隙要适当，过宽的缝隙导致耦合输出的能量过小，过窄的缝隙会带来显著的负载效应，都会导致测量精度降低。经过多次仿真验证，当缝隙宽度 $s = 0.1 \text{ mm}$ 时效果最佳。为减小电路的辐射损耗，将整个电路置于一个屏蔽盒中，图 3 是电路的实物照片。

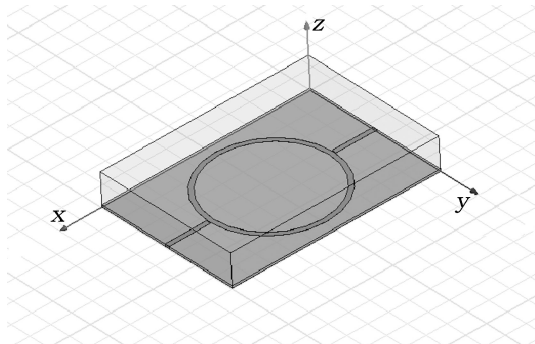


图 2 谐振环电路HFSS仿真模型

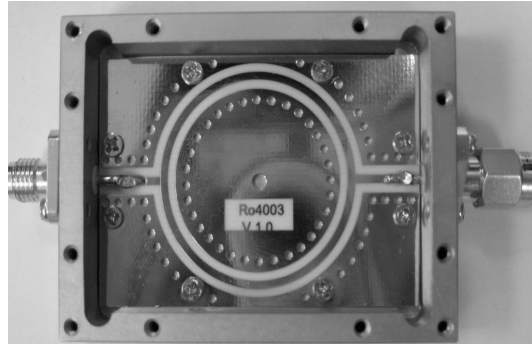


图 3 谐振环电路实物照片

4.2 电路测量结果及分析

利用矢量网络分析仪对谐振环电路进行扫频测量。在测量过程中采用去嵌入的方法消除同轴-微带接头带来的附加效应^[14]。表 2 列出了电路在频点 6 GHz 时重复测量 5 次的结果， ϵ_r 的方均根误差为 0.15%， $\tan \delta$ 的方均根误差为 2.28%，可见，测量结果有较好的重复性。

表 2 电路重复 5 次测量结果 ($f = 6 \text{ GHz}$)

序号	1	2	3	4	5
ϵ_r	3.63	3.63	3.64	3.63	3.64
$\tan \delta$	0.003 1	0.003 0	0.003 1	0.003 2	0.003 1

图 4 和图 5 分别是电路基片介电常数和损耗角正切在 1~12 GHz 内的测量结果，其中实线是从基片数据手册中得到的参考值，黑点是该频率处基片参数实测值。从图 4 可以看到，介电常数的实测值与参考值非常接近，其相对误差仅为 2.3%，且随着频率的增加，介电常数实测值有增大的趋势，这是在用耦合谐振环法进行计算的过程中，由微带线的色散特性带来的方法误差。随着频率的升高，电磁场能量更集中于介质基片内，从而导致有效介电常数 ϵ_e 变大，从式 (1) 或式 (2) 可以看出，基片介电常数 ϵ_r 的计算值也会随之增大。从图 5 可以看到，基片损耗角正切实际测量值高出参考值，其相对误差为 28.74%，且随着频率的增加，其误差有增大的趋势。这是由于随着波长减小，频率增大，传输线物理长度误差对测量结果的影响加大，另外随着频率的升高寄生效应也趋显著，输入输出的特性阻抗对 50 Ω 的偏离也越来越大，因此测量误差变大。

一般来说，微波集成电路中基片的损耗是很低的，谐振器的无载 Q 值通常在 200~500 之间，谐振峰较尖锐，有利于谐振频率的测试。取谐振频率 f_n 的不确定度为 $\pm 2 \text{ MHz}$ ，谐振环半径的不确定度为 $\pm 0.05 \text{ mm}$ ，由于谐振环弯曲效应带来的误差为 0.2%，基片厚度 h 误

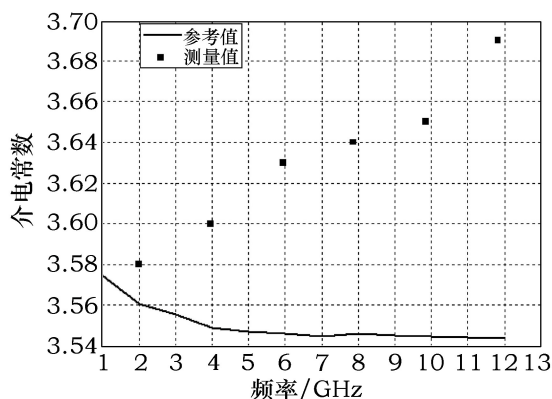


图4 Ro4003C基片介电常数

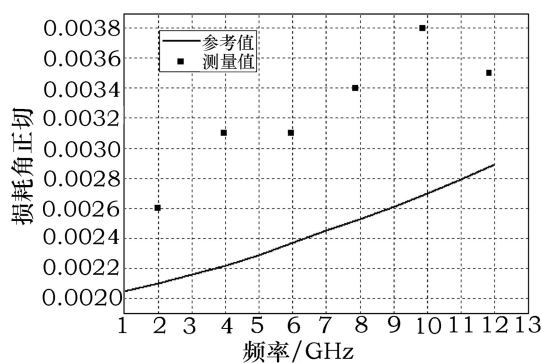


图5 Ro4003C基片损耗角正切

差 $\pm 0.2\%$, 微带线宽度误差为 $\pm 0.2\%$, 从表 2 得到 ϵ_r 的测量随机误差为 0.15% , 则根据误差传递理论^[15], ϵ_r 的测量误差约为 $\pm 3\%$ 。若取 $BW_{n(3dB)}$ 不确定度为 ± 3 MHz, α_c 的误差为 $\pm 12\%$, 由于辐射损耗引起的误差为 $\pm 5\%$, 同轴-微带接头去嵌入计算的误差为 5% , 从表 2 得到的 $\tan \delta$ 测量随机误差为 2.28% , 则根据误差传递理论, $\tan \delta$ 的误差约为 $\pm 30\%$ 。可见图 4 和图 5 所描述的测量结果在其误差范围之内。

5 结束语

本文着重分析了用耦合谐振环法测量微波介质基片的原理。该方法的测量装置易于制备, 测量过程较为简单, 对环境敏感度较低, 并能借助编写的计算软件进行快速运算得到测量结果, 是一种比较可行可靠的测试方法, 可用于普通的实验室测试。本文用大量仿真数据验证了该方法的正确性, 并选取 Ro4003C 介质基片进行实测, 结果表明 ϵ_r 的不确定度优于 $\pm 3\%$, 损耗角正切 $\tan \delta$ 不确定度优于 $\pm 30\%$ 。

参考文献:

- [1] Behrens G, Campbell W, Williams D *et al.* NRAO Internal report, No.306, 1997
- [2] 田步宁, 杨德顺, 唐家明等. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2002, 29(4): 543
- [3] 田步宁, 杨德顺, 唐家明等. 电波科学学报, 2001, 16(1): 57
- [4] Medina J L, Serrano A, Mendieta F J. Microwave Journal, 1993, 36(3): 82
- [5] "Stripline Test for Permittivity and Loss Tangent at X-Band", IPC-TM-650 Test Methods Manual
- [6] 唐宗熙, 张其劭. 电子学报, 1991, (5): 14
- [7] Pozar David M. Microwave Engineering, Third Edition. Publishing House of Electronics Industry, 2006
- [8] 闫润卿, 李英惠. 微波技术基础, 第 3 版. 北京: 北京理工大学出版社, 2008
- [9] 郑武团, 田新华, 申卯兴. 微带介质板介质损耗特性的测量. 中国兵工学会第九届测试技术年会测试技术学报, 1998, (2)
- [10] 唐玉芳. 硕士论文, 南京: 南京理工大学, 2009
- [11] 黄望军. 湖南工程学院学报, 2002, (3): 7
- [12] HFSS Fullbook V10 - User's Guide of HFSS. ANSYS, Inc., 2005
- [13] Data Sheet - RO4000 Series High Frequency Circuit Materials. Rogers Corporation, 2005
- [14] 陈松麟, 梁世光. 微波学报, 2004, 20(3): 58
- [15] 刘振飞, 童明微. 大学物理实验. 重庆: 重庆大学出版社, 1992
- [16] 颜力, 洪伟. 中国科学 E 辑 (信息科学), 2005, 35(10): 7

Measurement of the Dielectric Properties of Microstrip Substrate with the Coupled Resonant-ring Method

CHEN Lei^{1,2}, LI Bin¹, XUE Zhu-he¹, FAN Qing-yuan¹

(1. *Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030;*

2. *Graduate School of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049*)

Abstract: We introduce the technique of measuring dielectric constant and loss tangent of microstrip substrate with the coupled resonant-ring method. The correctness and accuracy of this technique are validated by software simulation and laboratory measurement. In the range of 1~12 GHz frequency, the error of the measured dielectric constant is 3%, and the error of measured loss tangent is 30%. Due to the easy measuring circuit and low environmental requirements, this method can be used for common laboratory measurements.

Key words: Coupled resonant-ring; Dielectric constant; Loss tangent; Microstrip substrate