

DOI: 10.13382/j.jemi.B2306264

高频板材的复介电常数测量方法研究*

陈佳慧¹ 杜宏宇¹ 任英杰² 周蓓² 杨蓉¹ 刘傲¹ 万发雨¹
(1. 南京信息工程大学 南京 210044; 2. 浙江华正新材料股份有限公司 杭州 311100)

摘要:复介电常数是高频板材最重要的参数之一,准确测量高频板材的介电常数和损耗,对板材的实际应用十分重要。为了获得板材的损耗特性,设计了一种基于微带线的传输线路,并对长度分别为 25.4 和 127 mm 的微带传输线进行仿真、加工和测试,得到 DC-20GHz 内的回波损耗 S_{11} 和插入损耗 S_{21} ,测试数据表明, S_{11} 值测试结果在 -15 dB 以下,且在 20 GHz 下传输线的插入损耗为 24.02 dB/m。通过加工误差分析,电路参数变化 50 μm 时,DC-20GHz 内仿真 $S_{11\text{max}}$ 变化可达到 6 dB 左右。最后结合谐振环法对同一种板材进行测试,得到板材的相对介电常数和损耗角正切。结果表明该方法得到的损耗角正切精确度较高,且在 2、10 和 20 GHz 频段下误差小于 10%。

关键词:复介电常数;高频板材;损耗;微带传输线

中图分类号: TN806; TM934.32 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1025

Research on the measurement of complex permittivity of high-frequency substrate

Chen Jiahui¹ Du Hongyu¹ Ren Yingjie² Zhou Bei² Yang Rong¹ Liu Ao¹ Wan Fayu¹

(1. Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China;

2. Zhejiang Huazheng New Material Group Co., Ltd., Hangzhou 311100, China)

Abstract: Complex permittivity is a crucial parameter for high-frequency substrate. Precise measurement of dielectric constant and loss is essential for the practical application of high-frequency substrate. A transmission line circuit based on microstrip lines was designed to obtain the loss characteristics of the substrate. Microstrip transmission lines of 25.4 and 127 mm in length were simulated, fabricated, and measured to obtain the return loss S_{11} and insertion loss S_{21} within DC-20GHz. The measured data indicates that the results of S_{11} are below -15 dB, and the insertion loss of the transmission line is 24.02 dB/m at 20 GHz. By processing error analysis, the change of simulated $S_{11\text{max}}$ within DC-20GHz can reach about 6 dB when circuit parameters changed by 50 μm . Finally, the relative dielectric constant and loss tangent of the substrate are obtained by combining the resonant ring method with the same substrate. The results demonstrate that this method yields a high degree of accuracy for the loss tangent, with an error of less than 10% at 2, 10 and 20 GHz.

Keywords: complex permittivity; high-frequency substrate; loss; microstrip transmission line

0 引言

随着通信市场的快速发展,高频板材的市场需求量逐渐增加,对频谱资源的需求正逐步向超高频段扩展,同时这也对高频板材的性能提出了更高的要求。高频板材具有尺寸小、效率高且宽带匹配容易的优点,在航天国

防、生物医学、微波通信、遥控遥测等多个领域得到了广泛应用^[1]。介电常数和损耗是描述电磁场与高频板材相互作用最基本的特征参数,高频下电路信号的传输速度与介电常数有直接关系,而信号的传输损失与板材损耗角正切成正比^[2],高频性能不好的传输线会导致信号完整性变差。在实际应用中,由于不同的生产厂家、加工技术、生产批次以及环境因素的改变等,都会造成板材

复介电常数的一致性欠佳,从而导致电路特性的差异,甚至性能恶化^[3,4]。因此,为了满足现阶段高性能高频板材的生产需求,在微波乃至毫米波频率范围如何快速、准确、便捷地测出高频板材的复介电常数对生产稳定、良好性能的高频板材具有十分重要的意义。

高频板材复介电常数的测试方法有很多^[5-6],就其原理而言,主要分为网络参数法和谐振法两大类^[7-8]。网络参数法是将待测材料装入测试传感器中,用仪器测量得到复反射参数和复散射参数等表征其网络特性的参量,然后利用传输/反射法^[9]、自由空间法^[10]、终端开路法^[11]等得到板材的复介电常数^[12]。网络参数法对损耗的测量灵敏度不高,测量精度易受到限制,所以主要用于高损耗板材的电磁参数测试,其成本较低,操作简单快捷。谐振法是将待测材料分别置于封闭或开放式谐振腔中,或者将材料制作成微波谐振腔或谐振器,根据测试的谐振频率和品质因数,推算出板材的复介电常数。谐振法主要包括谐振环法^[13]、谐振腔法^[14]以及传输线谐振器法(微带线、带状线、共面波导等)^[15],其适用于低损耗板材电磁参数的测试,测量结果较为精确。

随着微波技术的发展,板材复介电常数的测量取得了一定的进展。如 Kams 等^[16]基于矩形波导谐振腔及其相关谐振模式提出一种测量复介电常数的系统,对谐振腔进行修改,引入高密度聚乙烯夹具,以在谐振腔的中心支撑待测材料,但该方法对测试夹具精度和尺寸要求很高,测试过程较复杂。电子科技大学陈宗^[17]采用同轴终端开路法测试了几种液晶材料在常态下的介电常数,该方法不适合低损耗材料测试和宽频带应用,且测试精度低。目前,Ahmed 等^[18]提出使用微波全息技术对 X 波段物体进行无损介电测量和成像,但待测样品大小有限,无法完全避免绕射造成的干扰,绕射场进入收发天线后会影响测试结果,需准确控制天线与样品的距离。Shim 等^[19]提出利用开放式同轴探头测量人工组织模拟材料的复介电常数,对于固体材料,探头与样品间的空隙可能造成严重的误差,且样品必须有足够的厚度。此外,在实际应用中,大多需要对覆铜板材的复介电常数进行测试。

本文主要采用微带传输线结构测试某国产覆铜板材的插入损耗,该方法具有宽频带特性,且精确度较高,操作简便,并结合谐振环法^[20]得出复介电常数,可用于工厂大规模监控覆铜板板材的性能。

1 传输线原理分析

1.1 微带传输线结构

微带线是微波技术中比较常用的一种平面传输线,且具有重量轻、频段宽、制作工艺简单等优点,图 1(a)所示为微带传输线结构的 3D 示意图,图 1(b)所示为微带

传输线结构的截面图。微带传输线将宽度为 w 的导电印制在厚度为 h 、相对复介电常数为 ε_r 的介质基片上,金属接地板敷在介质基片的下表面,中心导带和接地板的厚度为 t 。微带线的传输模式为准 TEM 模,在低频情况下,微带线可以近似为 TEM 模传输线。随着频率的升高,边界条件发生改变,会产生色散效应。

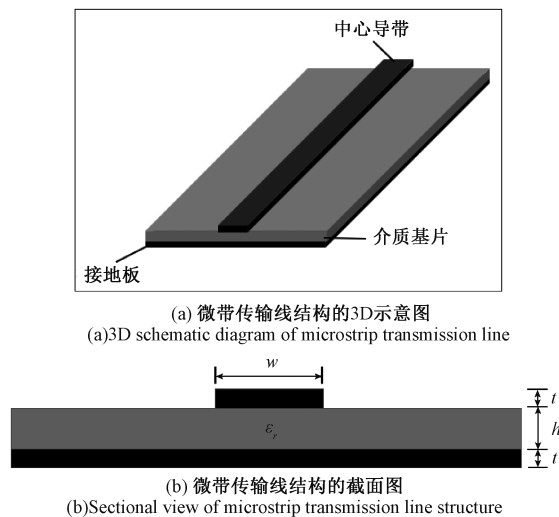


图 1 微带传输线结构

Fig. 1 Microstrip transmission line structure

1.2 测试原理

复介电常数 ε 是高频板材的一个重要特性参数,在外加电磁场作用下, ε 能够反映出高频板材的材料特性,其可以表示为^[21]:

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (1)$$

其中,实部 ε' 是介电常数,虚部 ε'' 是损耗因子。高频板材在外加电磁场作用下,介电常数 ε' 表示板材保持电荷的能力,而损耗因子 ε'' 反映了板材能量损失的大小。复介电常数还可以进一步表示为^[21]:

$$\varepsilon = \varepsilon_0(\varepsilon'_r - j\varepsilon''_r) = \varepsilon_0\varepsilon_r \quad (2)$$

其中, ε_r 是相对复介电常数, ε'_r 是相对复介电常数的实部, ε''_r 是相对复介电常数的虚部, ε_0 是真空中介电常数。相对复介电常数 ε_r 表示为^[3]:

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = \varepsilon'_r - j\varepsilon''_r = \varepsilon'_r(1 - j\tan\delta) \quad (3)$$

其中, $\tan\delta$ 是损耗因子与介电常数的比值,即损耗角正切。

传输线的损耗 α 可以由下式得出:

$$\alpha = \frac{S_{21}^{L2} - S_{21}^{L1}}{L2 - L1} \text{ (dB/m)} \quad (4)$$

其中, $L1$ 和 $L2$ 是同一传输线结构的两个不同尺寸, S_{21}^{L1} 和 S_{21}^{L2} 是插入损耗值。

根据厚度效应,微带传输线的有效介电常数 ε_e 与相

对介电常数 ε'_r 的关系为^[22]:

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon'_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon'_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} - \frac{\varepsilon'_r - 1}{4.6} \cdot \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (5)$$

微带传输线的特性阻抗 Z_0 可以表示为:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln \left(\frac{8}{w_e/h} + 0.25 \frac{w_e}{h} \right), w/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}} \left[\frac{w_e}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w_e}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1}, w/h \geq 1 \end{cases} \quad (6)$$

其中:

$$\frac{w_e}{h} = \frac{w}{h} + \frac{\Delta w}{h} \quad (7)$$

$$\frac{\Delta w}{h} = \begin{cases} \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right), w/h \leq \frac{1}{2\pi} \\ \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right), w/h \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (8)$$

工作频率提高时, ε_e 和 Z_0 都会改变, 发生色散效应。考虑色散效应后, 微带传输线的有效介电常数为^[23]:

$$\varepsilon_e(f) = \varepsilon'_r - \frac{\varepsilon'_r - \varepsilon_e(f=0)}{1 + P(f)} \quad (9)$$

其中, f 为工作频率, 单位为 GHz。

$$P(f) = P_1 P_2 [(0.1844 + P_3 P_4) 10fh]^{1.5763} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} P_1 &= 0.27488 + [0.6315 + 0.525/(1 + 0.157fh)^{30}] (w/h) - 0.065683 \exp(-8.7513w/h) \\ P_2 &= 0.33622 [1 - \exp(-0.03442\varepsilon'_r)] \\ P_3 &= 0.0363 \exp(-4.6w/h) \{1 - \exp[-(fh/3.87)^{4.97}]\} \\ P_4 &= 1 + 2.751 \{1 - \exp[-(\varepsilon'_r/15.916)^8]\} \end{aligned} \quad (11)$$

考虑色散效应后, 微带传输线的特性阻抗为^[24]:

$$Z_0(f) = Z_{0r} - \frac{Z_{0r} - Z_0}{1 + G(f/f_p)^2} \quad (12)$$

其中, Z_{0r} 表示导带宽 w , 介质基片高 $2h$ 的微带线特性阻抗的两倍, 且:

$$G = \left[\frac{Z_0 - 5}{60} \right]^{\frac{1}{2}} + 0.004Z_0 \quad (13)$$

$$f_p = 0.397764Z_0/h \quad (14)$$

对于微带传输线电路, 其损耗主要包括导体损耗和介质损耗两个部分。对于低损耗传输线, 损耗通常可以表示为:

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c \quad (15)$$

其中, α_d 为介质损耗, α_c 为导体损耗。导体损耗是导体不理想的情况下, 存在直流电阻, 在电流通过时发热

而引起的损耗。 $w/h \geq 1$ 时, 微带传输线的导体损耗为^[25]:

$$\alpha_c = 6.1 \times 10^{-5} A \frac{R_s Z_0(f) \varepsilon_e(f)}{h} \left(\frac{w_e}{h} + \frac{0.667 \frac{w_e}{h}}{\frac{w_e}{h} + 1.444} \right) \quad (\text{dB/m}) \quad (16)$$

其中, R_s 为导体表面电阻, 且:

$$A = 1 + \frac{h}{w_e} \left(1 + \frac{1}{\pi} \ln \frac{2B}{t} \right) \quad (17)$$

$$B = \begin{cases} 2\pi w, & w/h \leq \frac{1}{2\pi} \\ h, & w/h \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (18)$$

介质损耗是材料在电场作用下, 由于介质电导和介质极化的滞后效应, 在其内部引起的能量损耗。微带传输线的介质损耗可以表示为:

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\varepsilon'_r}{\sqrt{\varepsilon_e}} \frac{\varepsilon_e - 1}{\varepsilon'_r - 1} \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \quad (\text{dB/m}) \quad (19)$$

其中, λ_0 为自由空间波长。上述除式(10)、(11)中 h 以 cm 为单位外, 其他公式中均以 mm 为单位。

2 传输线模型仿真设计

微带传输线在线路损耗方面有一定优势, 本文建立了微带传输线模型。采用厚度为 0.254 mm, 相对介电常数约为 3.6, 损耗角正切约为 0.004 的某国产高频板材作为测试样品。传输线长度分别为 25.4 和 127 mm, 如图 2 所示为微带传输线结构的仿真设计模型。传输线结构采用了通孔, 以减少辐射损耗, 改善传输线性能。图 3 所示为微带传输线连接端及参数设置的示意图, 微带传输线两端过渡段的设计主要用于改善同轴连接器与传输线连接端的阻抗匹配问题。微带传输线的基本参数设置如表 1 所示。

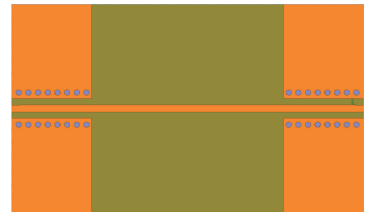


图 2 微带传输线仿真模型图

Fig. 2 Microstrip transmission line simulation model

微带传输线分别在 25.4 和 127 mm 板长下的回波损耗 S_{11} 和插入损耗 S_{21} 曲线的仿真结果如图 4 所示, 仿真频率范围在 0~20 GHz, 由仿真结果得到 DC-20 GHz 内的

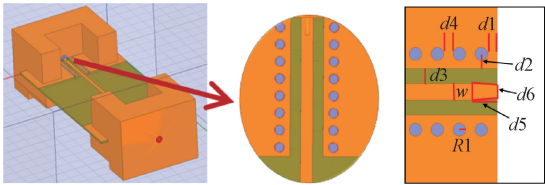


图3 微带传输线连接端及参数示意图
Fig. 3 Diagram of microstrip transmission line connection terminal and parameters

表1 基本参数设置

Table 1 Basic parameter settings (mm)

基本参数	设置数值	基本参数	设置数值
板宽	15	孔与缝隙边缘距离 d_2	0.45
板长	25.4/127	缝隙宽 d_3	0.35
带线宽 w	0.51	孔距 d_4	0.4
通孔半径 R_1	0.25	过渡段长 d_5	0.8
孔与边距离 d_1	0.3	过渡段宽 d_6	0.46
介质厚度 h	0.254	金属厚度 t	0.018

S_{11} 和 S_{21} ,并计算出 20GHz 下微带传输线单位长度的插入损耗,仿真数据如表 2 所示。

表2 微带传输线仿真数据

Table 2 Microstrip transmission line simulation data

板长/mm	S_{11max}/dB	S_{21}/dB (20 GHz)	$S_{21}/(\text{dB/m})$ (20 GHz)
25.4	-23.96	-0.65	23.72
127	-23.47	-3.06	

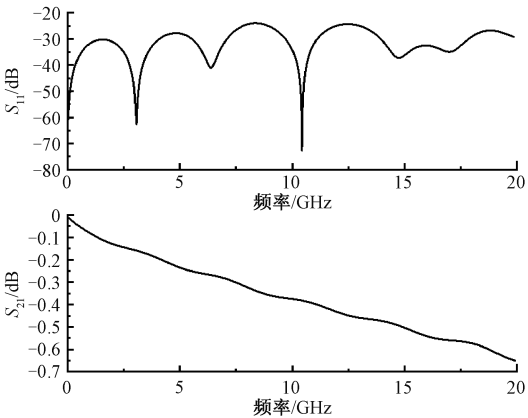
本节给出了微带传输线的仿真模型,并仿真出 DC-20 GHz 内的 S_{11} 和 S_{21} 。从仿真结果可以看出,微带传输线的回波损耗 S_{11} 在 20 GHz 带宽内小于 -23 dB,20 GHz 下的损耗为 23.72 dB/m。

3 传输线的测试结果和误差分析

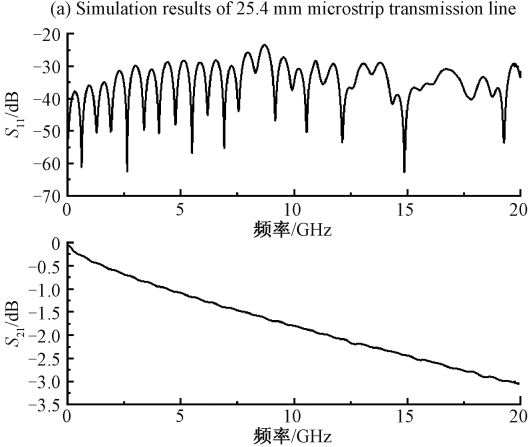
3.1 微带传输线电路的测试结果

为了进一步验证微带传输线电路的性能,加工制作了上述传输线结构,传输线实物如图 5 所示,实物结构与仿真结构参数一致,传输线电路长宽尺寸分别为 25.4 mm×15 mm 和 127 mm×15 mm。

本文基于以上传输线结构对国内某高频板材进行测试,测试采用 2.4-JFD0830 连接器和安捷伦 E8363C 矢量网络分析仪,测试前对测试系统进行了校准。图 6 给出了测试装置图。测试频率范围在 10 MHz~20 GHz,测试结果如图 7 所示,由测试结果可以得到 DC-20 GHz 内的 S_{11} 和 S_{21} ,并计算出 20 GHz 下微带传输线单位长度的插入损耗,测试数据如表 3 所示。



(a) 25.4 mm 微带传输线仿真结果



(b) 127 mm 微带传输线仿真结果

(b) Simulation results of 127 mm microstrip transmission line

图4 微带传输线仿真结果

Fig. 4 Microstrip transmission line simulation results

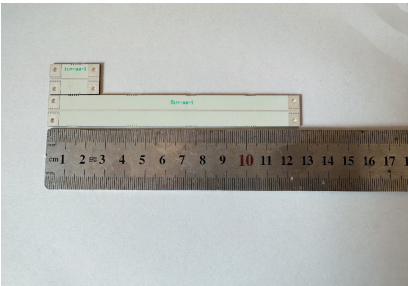


图5 微带传输线实物图

Fig. 5 Microstrip transmission line physical diagram

表3 微带传输线测试数据

Table 3 Microstrip transmission line measured data

板长/mm	S_{11max}/dB	S_{21}/dB (20 GHz)	S_{21}/dB (20 GHz) (考虑连接器)	$S_{21}/(\text{dB/m})$ (20 GHz)
25.4	-16.57	-1.25	-0.61	24.02
127	-17.75	-3.69	-3.05	



图 6 微带传输线测试图

Fig. 6 Microstrip transmission line test diagram

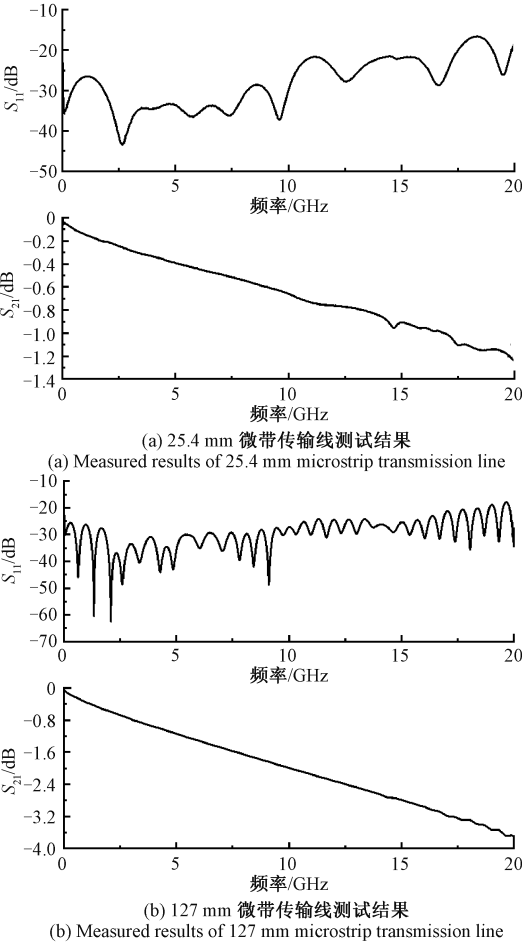


图 7 微带传输线测试结果

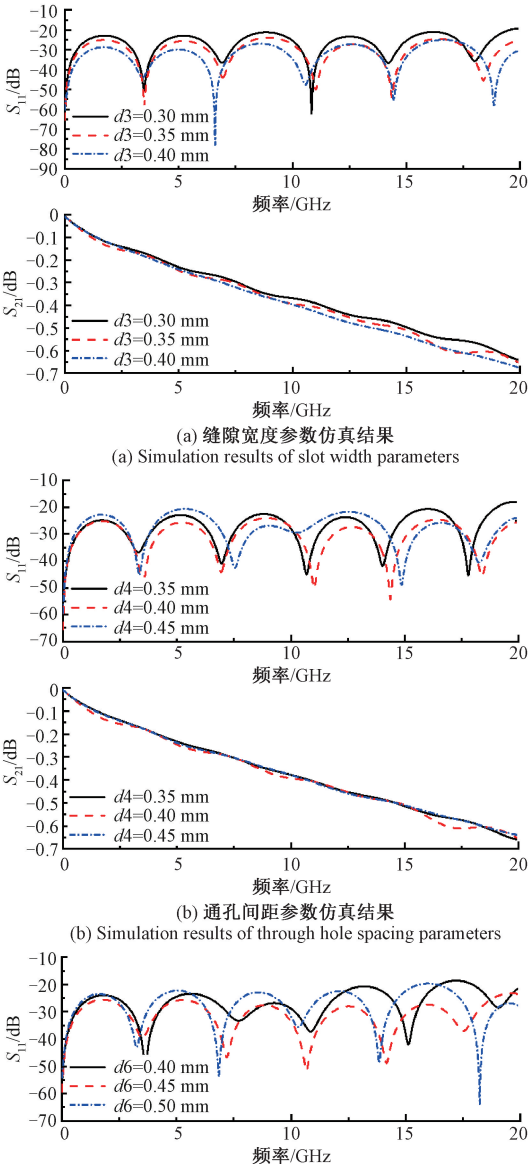
Fig. 7 Microstrip transmission line measured results

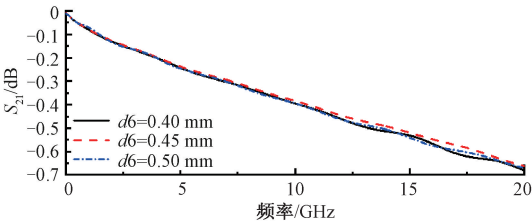
由表 2 和 3 对比可知,在 20 GHz 下传输线测试单位长度的插入损耗与仿真结果差异较小。而 S_{11} 和 S_{21} 测试结果与仿真结果差异较大,可能是加工误差、连接器损耗、铜箔的表面粗糙度等原因造成的。由于仿真时并未考虑连接器的具体损耗值,根据表 3 的测试值,可以得到连接器在 20 GHz 下的损耗在 0.65 dB 左右,这是造成 S_{21} 测试值和仿真值有偏差的主要原因。从表 3 可以看出,在考虑连接器损耗的影响后,20 GHz 下的 S_{21} 测试值与仿真值一致性较好。由于测试过程使用相同的连接器,

因此连接器损耗对单位长度的插入损耗影响较小。微带传输线在 DC-20GHz 内的 S_{11} 值测试结果在 -15 dB 以下,且传输线测得在 20 GHz 下的插入损耗为 24.02 dB/m,与表 2 中仿真结果对比,误差范围在 ± 0.3 dB/m。

3.2 微带传输线电路的加工误差分析

对比表 2 和 3 可以看到,微带传输线在 DC-20GHz 内的实测 S_{11} 和 S_{21} 与仿真结果偏差较大。考虑加工误差会对测试结果造成影响,本次加工精度在 $\pm 50 \mu\text{m}$,基于本次加工的主要参数值变化 $\pm 50 \mu\text{m}$,对 25.4 mm 的微带传输线进行参数仿真分析,参数仿真结果如图 8 所示,由仿真结果得到 DC-20 GHz 内的 S_{11} 和 S_{21} 值,仿真数据如表 4 所示。参数仿真结果表明,加工误差对 S_{21} 值的影响较小,而对 S_{11} 值影响较大,当缝隙宽度、通孔间距及过渡段宽参数变化 $50 \mu\text{m}$ 时,20 GHz 带宽内 S_{11} 的最大值变化可以达到 6 dB 左右。





(c) 过渡段宽参数仿真结果
(c) Simulation results of transition section width parameters

图 8 微带传输线参数仿真结果

Fig. 8 Parameter simulation results of microstrip transmission line

表 4 传输线参数仿真数据

Table 4 Transmission line parameter simulation data			
仿真参数	设置数值/mm	S_{11max}/dB	S_{21}/dB (20 GHz)
缝隙宽度 $d3$	0.30	-19.53	-0.64
	0.35	-23.96	-0.65
	0.40	-25.03	-0.67
通孔间距 $d4$	0.35	-17.94	-0.67
	0.40	-23.96	-0.65
	0.45	-20.54	-0.64
过渡段宽 $d6$	0.40	-18.57	-0.67
	0.45	-23.20	-0.65
	0.50	-19.62	-0.66

4 结合谐振环法构成复介电常数

根据谐振环法,可以得到 DC-20GHz 内的相对介电常数,谐振环电路模型如图 9 所示。基于相对介电常数约为 3.6,损耗角正切约为 0.004 的某国产高频板材,根据谐振环电路分别在 2、10、20 GHz 测试的谐振频率,可以得到相对介电常数 ε'_r 。仿真和测试的对比结果如图 10 所示,数据如表 5 所示。

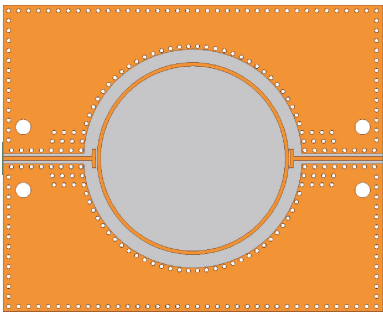
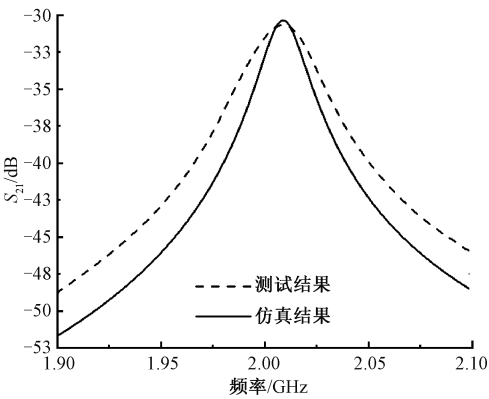


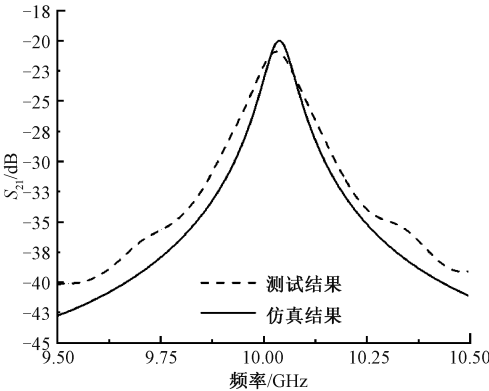
图 9 谐振环电路仿真模型

Fig. 9 Resonant ring circuit simulation model

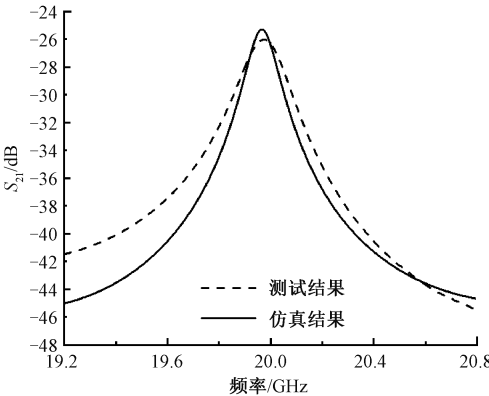
从表 5 中的数据可以看出,谐振环电路的测试频率与仿真频率差异较小,测试与仿真谐振频率在 2、10 和 20 GHz 分别相差 1、8、9 MHz,相对介电常数 ε'_r 分别为



(a) 2 GHz 仿真和测试结果对比结果
(a) 2 GHz simulation and measured comparison results



(b) 10 GHz 仿真和测试结果对比结果
(b) 10 GHz simulation and measured comparison results



(c) 20 GHz 仿真和测试结果对比结果
(c) 20 GHz simulation and measured comparison results

图 10 谐振环仿真和测试对比结果

Fig. 10 Comparison results of resonant ring simulation and measured

3.596、3.607、3.597, ε'_r 的误差范围在 ± 0.007 。在文献[20]中,当谐振环电路在 2 GHz 下结构参数变化 $\pm 50 \mu\text{m}$ 时,谐振频率最大变化为 10 MHz,则 ε'_r 变化 ± 0.04 ,而 2 GHz 下测试 ε'_r 误差在 ± 0.004 ,因此,误差范围在加工精度范围内变化。电路最终的系统误差可能来源于加工误差和测试误差,其中测试误差可能是网络分析仪测量误差和连接器造成的误差等。

表 5 谐振环电路仿真和测试数据
Table 5 Resonant ring circuit
simulation and measured data

频率/GHz	仿真频率/GHz	测试频率/GHz	$\Delta f_0/\text{MHz}$	ε'_r
2	2.008	2.009	1	3.596
10	10.038	10.030	8	3.607
20	19.966	19.975	9	3.597

由 3.1 节的损耗测试结果,结合测得的相对介电常数和 1.2 节的测试原理,可以得到微带传输线分别在 2、10 和 20 GHz 下的损耗角正切,如表 6 所示。由测试结果可知,随着频率的升高,微带传输线单位长度的插入损耗逐渐增加,损耗角正切值也随之增大,这与微波理论相吻合。微带传输线在 2、10 和 20 GHz 附近的损耗角正切值误差小于 10%,测试精度较高。

表 6 微带传输线的损耗角正切测试结果
Table 6 Loss tangent measured results of
microstrip transmission line

频率/GHz	$S_{21}/(\text{dB}\cdot\text{m}^{-1})$	$\alpha_d/(\text{dB}\cdot\text{m}^{-1})$	$\tan\delta$
2	3.550	1.143	0.003 559
10	13.071	7.116	0.004 150
20	24.016	14.845	0.004 312

根据相对介电常数和损耗角正切的测试结果,可以得到该国产高频板材分别在 2、10 和 20 GHz 下的相对复介电常数,如表 7 所示,相对复介电常数 ε_r 的实部在各频率处结果较为接近。由于损耗角正切值的增大,相对复介电常数的虚部也随着频率的升高而增大。表 7 中的数据表明,该方法的测试精度满足实际应用需求。

表 7 板材在 2、10 和 20 GHz 下的相对复介电常数
Table 7 Relative complex permittivity of
substrate at 2, 10 and 20 GHz

频率/GHz	ε'_r	$\tan\delta$	ε_r
2	3.596	0.003 559	3.596-j0.012 8
10	3.607	0.004 150	3.607-j0.014 9
20	3.597	0.004 312	3.597-j0.015 5

5 结 论

本文采用微带线结构设计了一种测试高频板材损耗的传输线。由于连接器损耗和加工误差的存在,测试的 S_{11} 和 S_{21} 值与仿真值偏差较大,通过使用同一对连接器,可以减小单位长度插入损耗的测试结果与仿真结果的差异。最后结合谐振环法对同一种板材进行仿真、加工和测试,得到板材的相对介电常数和损耗角正切。通过测

试验证,该微带传输线电路测得的损耗角正切与参考值差异较小,在 2、10 和 20 GHz 下的误差小于 10%,符合预期设计要求。本文采用的复介电常数测量方法可实现对高频板材介电性能的检测和生产控制。

参考文献

[1] 王一丁.微波材料电磁参数测量装置的研究与设计[D].兰州:兰州大学,2020.
WANG Y D. Research and design of measuring device for electromagnetic parameters of microwave materials [D]. Lanzhou: Lanzhou University, 2020.

[2] 王佩佩,廖丽,唐章宏,等.微带线法测量微波材料的复介电常数[J].安全与电磁兼容,2019(1):53-56.
WANG P P, LIAO L, TANG ZH H, et al. Measurement of complex permittivity of microwave materials by microstrip line method[J]. Safety and EMC, 2019(1): 53-56.

[3] 卜玲慧,向博,窦文斌.微波印刷电路板基片复介电常数测量研究[J].宇航计测技术,2013,33(5):12-18.
BU L H, XIANG B, DOU W B. Investigation on the measurement of complex permittivity of substrate of microwave printed circuit board [J]. Journal of Astronautic Metrology and Measurement, 2013, 33(5): 12-18.

[4] 张永华,刘立国.带状线法测试高频印制板基材复介电常数研究[J].印制电路信息,2018,26(8):21-26.
ZHANG Y H, LIU L G. The study of strip-line test of high frequency substrate complex permittivity [J]. Printed Circuit Information, 2018, 26(8): 21-26.

[5] 杨茗惠.微波测量介电常数方法研究及应用[D].沈阳:沈阳工业大学,2018.
YANG M H. Study of microwave dielectric measurement method and its application [D]. Shenyang: Shenyang University of Technology, 2018.

[6] 谢科涵.多尺寸同轴材料微波介电常数的测量方法研究[D].成都:电子科技大学,2018.
XIE K H. Research on microwave complex permittivity measurement method of multi-size coaxial material [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2018.

[7] 王益.高温介质材料介电性能终端短路法测试系统研究[D].成都:电子科技大学,2012.
WANG Y. Study on the terminal short circuit test system for dielectric properties of high temperature dielectric materials [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2012.

- [8] 张文喜,郑庆瑜,郑彩平.带状线法测量微波材料的复介电常数[J].中国电子科学研究院学报,2014,9(2):136-139,144.
- ZHANG W X, ZHENG Q Y, ZHENG C P. Strip-line test methods for plural permittivity of microwave material[J]. Journal of China Academy of Electronics and Information Technology, 2014, 9(2): 136-139,144.
- [9] 江子奇,赵锐,郭荣斌,等.低损耗材料高温介电性能测试系统设计与实现[J].电子测量技术,2020,43(13):182-186.
- JIANG Z Q, ZHAO R, GUO R B, et al. Design and implementation testing system for high temperature dielectric properties of low loss materials[J]. Electronic Measurement Technology, 2020, 43(13): 182-186.
- [10] JUNG S, CHOO M, LEE J Y, et al. Free-space permittivity measurement for inhomogeneous PSV-coated Si-wafer at frequencies from 75 GHz to 325 GHz[C]. 2019 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS), 2019:1-3.
- [11] KIM K, KIM N, HWANG S H, et al. A miniaturized broadband multi-state reflectometer integrated on a silicon MEMS probe for complex permittivity measurement of biological material[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2013, 61(5): 2205-2214.
- [12] 张永华.高频PCB材料复介电常数测试技术研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2014.
- ZHANG Y H. Research on complex permittivity test technology of high frequency PCB material[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2014.
- [13] RASHIDIAN A, ALIGODARZ M T, KLYMYSHYN D M. Dielectric characterization of materials using a modified microstrip ring resonator technique[J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2012, 19(4): 1392-1399.
- [14] 彭小苗,颜锦奎.同轴谐振腔测量片状介质材料的介电常数[J].电子测量技术,2022,45(17):1-6.
- PENG X M, YAN J K. Measurement of dielectric constant of flake dielectric materials by coaxial resonant [J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(17): 1-6.
- [15] ACEVEDO-OSORIO G, REYES-VERA E, LOBATO-MORALES H. Dual-band microstrip resonant sensor for dielectric measurement of liquid materials[J]. IEEE Sensors Journal, 2020, 20(22): 13371-13378.
- [16] KAMS D C, WEATHERALL J C, GRECA J, et al. Millimeter-wave resonant cavity for complex permittivity measurements of materials [C]. 2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium-IMS, 2018: 1006-1009.
- [17] 陈宗.液晶材料的介电性能测量与测试系统设计研究[D].成都:电子科技大学,2019.
- CHEN Z. Design and research of liquid crystal dielectric parameter measurement and test system [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2019.
- [18] AHMED A, KUMARI V, SHEORAN G. Non-destructive dielectric measurement and mapping using microwave holography [C]. 2022 2nd Asian Conference on Innovation in Technology, 2022: 1-4.
- [19] SHIM J Y, CHUNG J Y. Complex permittivity measurement of artificial tissue emulating material using open-ended coaxial probe [J]. IEEE Sensors Journal, 2020, 20(9): 4688-4693.
- [20] 刘傲,陈佳慧,任英杰,等.基于谐振环法板材介电常数高精度测试研究[J].电子测量与仪器学报,2022,36(11):42-49.
- LIU AO, CHEN J H, REN Y J, et al. Research on high-precision measurement of substrate dielectric constant based on resonant ring method[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022, 36(11): 42-49.
- [21] 王娇.基于谐振环法的微波基材参数的测量技术研究[D].苏州:苏州大学,2014.
- WANG J. The study of complex permittivity of microwave substrate based on microstrip ring resonator [D]. Suzhou:Soochow University, 2014.
- [22] ZHANG Y, ZHANG J Y, YUE R F, et al. Loss analysis of thin film microstrip line with low loss at D band[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(8): 2421-2430.
- [23] ZAHEDI A, BOROUMAND F A, ALIAKBARIAN H. Complex dielectric constant extraction of substrate materials using cross-resonator method [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2022, 71: 1-9.
- [24] KUMAR R R, SINGH S P, SAHAY P, et al. Study of frequency control over loss of wave energy passing through microstrip line transmission structure [C]. 2021 4th International Conference on Recent Trends in Computer Science and Technology, 2022:369-372.
- [25] DEFFENBAUGH P I, WELLER T M, CHURCH K H.

Fabrication and microwave characterization of 3-D printed transmission lines [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015, 25(12): 823-825.

作者简介



陈佳慧, 2021 年于南京信息工程大学获得学士学位, 现为南京信息工程大学硕士研究生, 主要研究方向为微波技术、材料测试。

E-mail: cjhdfuu@163.com

Chen Jiahui received her B. Sc. degree from Nanjing University of Information Science and Technology in 2021. Now she is a M. Sc. candidate in Nanjing University of Information Science and Technology. Her main research interests include microwave technology and material measurements.



万发雨 (通信作者), 2005 年于安徽工程大学获得学士学位, 2008 年于上海大学获得硕士学位, 2011 年于法国鲁昂大学获得博士学位, 现为南京信息工程大学教授, 主要研究方向为静电放电、电磁兼容、射频测量、负群时延电路等。

E-mail: fayu.wan@nuist.edu.cn

Wan Fayu (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Anhui Polytechnic University in 2005, M. Sc. degree from Shanghai University in 2008 and Ph. D. degree from University de Rouen Normandie in 2011, respectively. Now he is a full professor in Nanjing University of Information Science and Technology. His main research interests include electrostatic discharge, electromagnetic compatibility, RF measurements and negative group delay circuits.