

亚太赫兹频段介电性能的共面波导测量

许吉^{1,2}, 苏江涛^{1**}, 刘来君^{3***}, 汪洁¹, 贺永宁⁴, 李永东⁵, 王领航⁶, 王大威^{2*}

¹杭州电子科技大学射频电路与系统教育部重点实验室, 浙江 杭州 310018;

²西安交通大学微电子学院金属材料强度国家重点实验室, 陕西 西安 710049;

³桂林理工大学材料科学与工程学院, 广西 桂林 541004;

⁴西安交通大学电子与信息工程学院, 陕西 西安 710049;

⁵西安交通大学电子物理与器件教育部重点实验室, 陕西 西安 710049;

⁶西安交通大学电子与信息工程学院电子陶瓷与器件教育部重点实验室, 国际电介质研究中心, 陕西 西安 710049

摘要 利用共面波导的 S 参数建立了一种计算亚太赫兹频率下材料介电常数实部和虚部的模型, 并给出了该模型的详细推导过程和应用实例。基于该模型, 利用测试得到的共面波导的 S 参数计算了 200 GHz 下衬底材料的介电常数, 计算值与理论结果相符。建立的模型可广泛应用于各类材料在亚太赫兹频段介电性能表征。

关键词 太赫兹技术; 亚太赫兹; 介电常数; 保角变换法; 共面波导; S 参数

中图分类号 TN822+.4

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201946.0614037

Sub-Terahertz Measurement of Dielectric Properties Using Coplanar Waveguide

Xu Ji^{1,2}, Su Jiangtao^{1**}, Liu Laijun^{3***}, Wang Jie¹, He Yongning⁴, Li Yongdong⁵,
Wang Linghang⁶, Wang Dawei^{2*}

¹Ministry of Education Key Lab of RF Circuits and System, HangZhou DianZi University,
Hangzhou, Zhejiang 310018, China;

²School of Microelectronics and State Key Laboratory for Mechanical Behavior of Materials, Xi'an Jiaotong University,
Xi'an, Shaanxi 710049, China;

³College of Materials Science and Engineering, Guilin University of Technology, GuiLin, Guangxi 541004, China;

⁴School of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an, Shaanxi 710049, China;

⁵Key Lab for Physical Electronics and Devices of the Ministry of Education, Xi'an Jiaotong University,
Xi'an, Shaanxi 710049, China;

⁶Electronic Materials Research Laboratory, Key Laboratory of the Ministry of Education & International Center for
Dielectric Research, School of Electronic and Information Engineering,
Xi'an Jiaotong University, Xi'an, Shaanxi 710049, China

Abstract This study proposes a model to measure the real and imaginary parts of the permittivity of a dielectric material using the S -parameters of a coplanar waveguide (CPW), and discusses the detailed derivation and application of the proposed model. Based on this model, the permittivity of the substrate material is calculated at 200 GHz using the measured S -parameters of the CPW. The calculated result agrees well with the theoretical value. The proposed model can be employed to characterize the dielectric properties of many materials within the sub-terahertz frequency regime.

Key words terahertz technology; sub-terahertz; permittivity; conformal transformation method; coplanar waveguide; S -parameter

OCIS codes 040.2235; 350.4010; 230.7390

收稿日期: 2019-01-14; 修回日期: 2019-03-29; 录用日期: 2019-04-08

基金项目: 国家自然科学基金(11574246, U1537210, 11564010, 61827806, 61871161)、重点实验室开放基金(ZX160203307003/001)、浙江省自然科学基金(LY17F010017, LZ17F010001)

* E-mail: dawei.wang@mail.xjtu.edu.cn; ** E-mail: jtsu@hdu.edu.cn; *** E-mail: ljliu2@163.com

1 引 言

近年来,随着手机 5G 通讯、雷达、导航等的发展,寻找新的具有更低功耗的材料来满足信号在太赫兹^[1]条件下高精度、高分辨率的传输已成为目前的研究热点^[2-4]。但是在较高的频率下,作为信号传输载体的传输线,由于阻抗不连续而引起的串扰会严重影响信号的完整性,从而导致传输失真。因此,在设计微波器件时,为保证更小的功耗和更高的传输效率,通常要求器件尽可能满足阻抗匹配。但是要精确得到传输线的特征阻抗,必须提供介电性能(包括介电常数和介电损耗)与频率的关系。不仅如此,明确特定频率范围内材料精确的介电性能^[5-6]也是功能器件设计的基础。

传统的测量介电性能的方法包括传输/反射法和谐振腔法^[7-8]。其中:传输/反射法可分为同轴线波导法、微带线法、共面波导^[9](CPW)法以及传输线终端法;谐振腔法可分为圆柱形高 Q 腔法、谐振腔微扰法和介质谐振器法。对于微带线法,电场和磁场都是散射的,因此很难获得精确的能量传播。对于共面波导法,能量主要集中于两个带隙中,因此其能量损耗非常低,这就使得相邻的共面波导间具有良好的屏蔽,所以集成度高,芯片面积更小,被广泛应用于射频和微波电路中。然而,利用共面波导结构测量材料在亚太赫兹频段的介电性能尚未见到公开的报道。

本课题组认为可以利用共面波导结构测试材料的介电性能。首先,根据理论分析得出共面波导结构的入射及反射特性参数(S 参数)与该共面波导结构衬底材料介电常数之间关系的计算公式;其次,为验证公式的准确性及其在实际应用中的可行性,使用矢量网络分析仪对共面波导进行测试,获得共面波导结构在 0~40 GHz 频段的 S 参数,然后通过所提出的计算公式得到衬底的介电常数(包括实部和虚部),将计算值与衬底材料的真实介电常数进行对比,确定计算公式的合理性和精确度。由于本文所使用的矢量网络分析仪的频率只能达到 67 GHz,因此采用仿真的方法外推了高频条件(亚太赫兹频段)下模型的正确性,同时对高介电常数材料(特别是铁电材料)也进行了验证。验证过程如下:对实验结构进行建模,基于 40 GHz 以下对 SiO_2 介电常数的仿真结果评价所建模型的正确性;在仿真中改变模型的频率和介电常数,得到高频下的 S 参数,将该 S 参数带入本文推导的公式中,计算得到衬底材料的

介电常数。将通过公式计算得到的介电常数与介电常数的输入值进行对比,验证公式的正确性,同时评价采用该公式推算亚太赫兹频段下材料介电常数的实用性。

2 实验方法

2.1 样品的制作

图 1(a)为共面波导结构,包含表面金属和衬底介质,其中表面金属分别为接地极和信号线。共面波导由两个宽度为 g 的凹槽组成,两个凹槽中间为金属信号线(宽度为 s)。共面波导表面的金属电极采用电沉积法制得的金属铝,衬底为二氧化硅材料。主要采用金属蒸镀法制备测试用共面波导结构,制作流程如图 1(b)~(f)所示。

2.2 样品的测量

在高频下,微波矢量网络分析仪(VNA)比阻抗分析仪具有更高的敏感性和更大的动态范围。由于共面波导的尺寸均为微米级,因此在进行 S 测试时需要借助外接同轴线、探针等其他级联设备,如图 2 所示。本次测试主要采用矢量网络分析仪(Agilent N5247A)进行,其频率范围为 0.1~67 GHz。

校准是微波矢量网络分析仪测试过程的重要一步,本实验主要采用 SOLT(Short-Open-Line-Thru)的校准方法,以便将参考平面从微波矢量网络分析仪端口移至探针尖端。由于样品的尺寸较小,为保证测量的准确性和可重复性,需将共面波导样品固定在测试台上,然后用探针进行测试。探针测试示意图如图 3 所示,其中黑色区域为探针,圆圈标明的部分为 CPW 结构。

3 理论分析

3.1 S 参数和特征阻抗之间的关系

微波网络常用 S 参数表示,对于二端口网络,通常采用(1)式所示的矩阵表征其端口特性,其中, S_{11} 为端口 2 匹配时端口 1 的反射系数, S_{21} 为端口 2 匹配时的正向传输系数, S_{22} 为端口 1 匹配时端口 2 的反射系数, S_{12} 为端口 1 匹配时的反向传输系数。图 4 为二端口传输线 S 参数的理论模型,其中,DUT 是待测的共面波导样品, a_1 、 b_1 为端口 1 的入射波和反射波, a_2 、 b_2 为端口 2 的入射波和反射波, Z 为特征阻抗, Γ 为反射系数。

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

反射系数 Γ 为

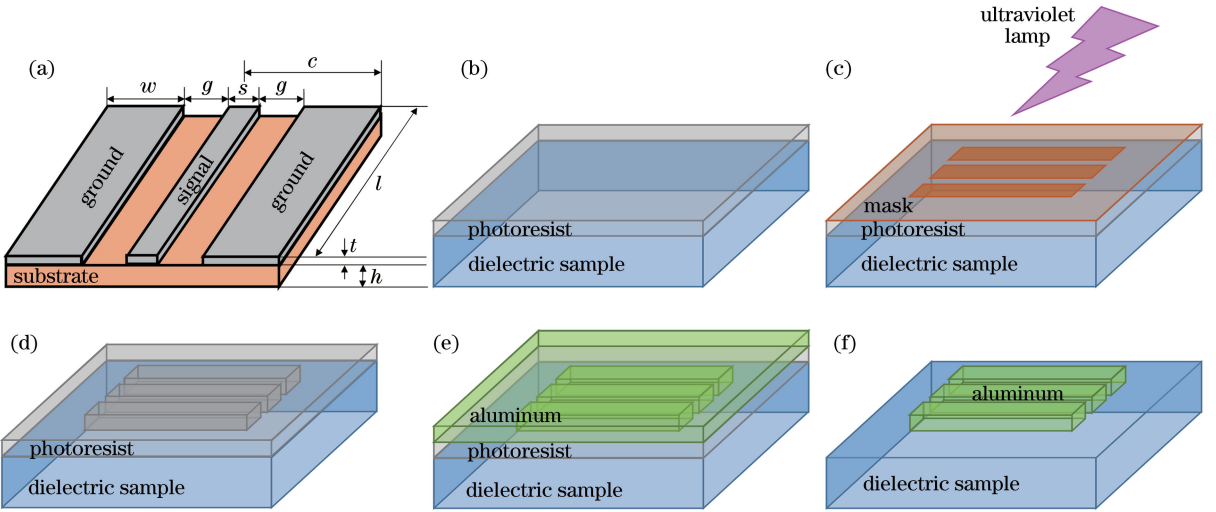


图 1 共面波导结构示意图及样品的制备过程。(a)结构示意图;(b)涂光刻胶;

(c)覆盖掩模板并在紫外灯下曝光;(d)刻蚀未被曝光的部分;(e)蒸镀铝电极;(f)除胶

Fig. 1 Structural diagram of the CPW and the fabrication process of sample. (a) Structural diagram; (b) photoresist coating; (c) mask covering and exposure under ultraviolet lamp; (d) etching of unexposed part; (e) deposited Al electrode; (f) photoresist removing

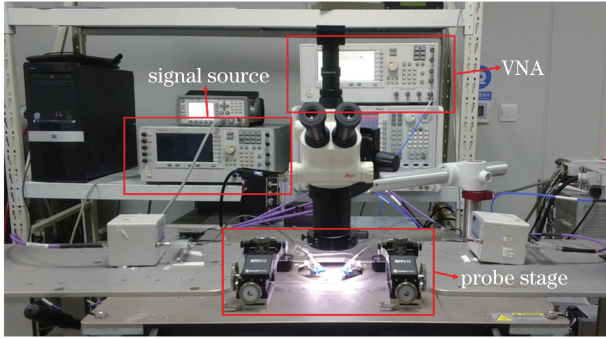


图 2 微波矢量网络分析仪测试平台

Fig. 2 Measurement platform with VNA

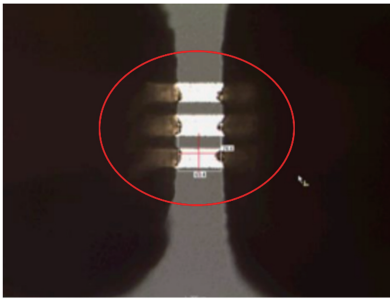


图 3 探针测试示意图

Fig. 3 Schematic of measurement using probe

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}, \quad (2)$$

式中: Z_0 为同轴线的特征阻抗,也称为匹配阻抗,通常情况下, $Z_0 = 50 \Omega$ 。

当端口 2 阻抗匹配时(端口 2 接匹配负载 Z_0), S_{11} 即可作为端口 1 的反射系数, $S_{21} = 0$ 。此时, DUT 的特征阻抗 Z 为

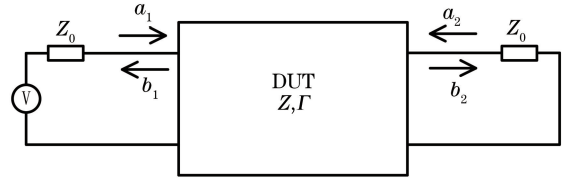


图 4 二端口网络的 S 参数模型

Fig. 4 S-parameter model of 2-port network

$$Z = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}. \quad (3)$$

然而,当 DUT 的几何形状和衬底材料变得复杂时(比如 CPW、接地共面波导等),上述方法就不够精确了。由于材料的介电性能是与频率相关的,因此在一个频段内很难使阻抗完全匹配,需要采用另一种方法来处理这一问题。为了降低阻抗匹配对测试精确度的影响,本课题组提出了出新的计算方法来提高精确度。该方法需要求解集成电路互连信号传输的电报方程,因此需要先了解基于 S 参数的互连测试结构特征。用二端口网络表示单线互连传输,并在可控($Z_0 = 50 \Omega$)特征阻抗微波测量系统中进行测试。根据文献[10]所述,在 Z_0 阻抗系统中,用传播参数 γ 、阻抗 Z 以及特征阻抗 Z_0 测得的有损非匹配传输线的 S 参数响应为

$$\mathbf{S} = \frac{1}{D_s} \begin{bmatrix} (Z^2 - Z_0^2) \sinh(\gamma l) & 2ZZ_0 \\ 2ZZ_0 & (Z^2 - Z_0^2) \sinh(\gamma l) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

式中: $D_s = 2ZZ_0 \cosh(\gamma l) + (Z^2 - Z_0^2) \sinh(\gamma l)$, l 为共面波导的长度。因此,将(4)式中 S 参数的表

达式通过矩阵 $\begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_0 \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix}$ 进行转

换^[11]。据此可得特征阻抗的计算公式如下:

$$Z^2 = Z_0^2 \frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2} \quad (5)$$

由(5)式可知,只要通过二端口网络测得 DUT 的 S 参数,就可得到其特征阻抗。

3.2 特征阻抗和介电常数之间的关系

共面波导的基本模型假设衬底厚度无限大,且接地极宽度无限大,但这样的结构对实际应用带来了极

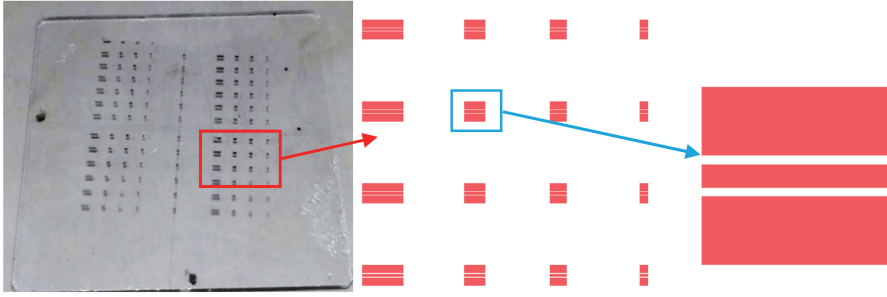


图5 实验样品

Fig. 5 Experimental sample

为了使计算更加简单,定义共面波导的介电常数为 ϵ_{eff} ,衬底的相对介电常数为 ϵ_r 。介电常数 ϵ_{eff} 、相速 v_p 和特征阻抗 Z 可分别表示为

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{C}{C_a}, \quad (6)$$

$$v_p = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}, \quad (7)$$

$$Z = \frac{1}{C v_p}, \quad (8)$$

式中: c_0 为电磁波在真空中的速度,并且 $c_0 = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$,其中 μ_0 为真空中的磁导率, ϵ_0 为真空中的介电常数; C 为单位长度传输线的整体电容; C_a 为在只有空气的条件下单位长度传输线的电容。真空

中的波阻抗 $Z' = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \Omega$ 。

本实验采用接地极宽度有限且衬底厚度也有限的共面波导结构,根据保角变换法,将共面波导的电容分为两部分进行处理,一部分为金属线与上半平面空气区域组成的单位电容 C_1 ,另一部分为金属线与下半平面电介质区域组成的单位电容 C_2 ,则 $C = C_1 + C_2$,其中

$$C_1 = 2C_{11} = 4\epsilon_0 \frac{K(k_1)}{K'(k_1)}, \quad (9)$$

大不便。因此,在实际应用中,为了保证共面波导在集成电路中使用时可实现的最大线密度和电路的最优尺寸,也为了使共面波导的特征阻抗计算更加精确,接地极的宽度通常设置为信号线宽度的3倍,且衬底的厚度也是有限的。本实验主要采用衬底厚度为 h ,接地极宽度 $w = 3s$ 的 CPW 结构,如图1所示。

图5为实验样品图。为了得到共面波导结构特征阻抗与衬底介电常数之间的关系,采用基于保角变换法的准静态分析法^[12]对结构二者进行分析,具体做法如下:

式中: $K(\cdot)$ 和 $K'(\cdot)$ 为第一类椭圆积分; $k_1 = \frac{a}{b} \sqrt{\frac{1-b^2/c^2}{1-a^2/c^2}}$, $a = \frac{1}{2}s$, $b = \frac{1}{2}s + g$, c 为共面波导宽度的一半,如图1(a)所示。 $K(\cdot)$ 和 $K'(\cdot)$ 之间的关系为

$$K'(k_1) = K(k'_1), k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2}, \quad (10)$$

同时,电介质区域的单位电容 C_2 为

$$C_2 = 2\epsilon_0 (\epsilon_r - 1) \frac{K(k_2)}{K'(k_2)}, \quad (11)$$

式中: $k_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{2h}\right) \sqrt{1 - \sinh^2\left(\frac{\pi b}{2h}\right) / \sinh^2\left(\frac{\pi c}{2h}\right)}}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h}\right) \sqrt{1 - \sinh^2\left(\frac{\pi a}{2h}\right) / \sinh^2\left(\frac{\pi c}{2h}\right)}}$ 。

根据以上分析,通过共面波导的特征阻抗得到衬底电介质的介电常数 ϵ_r 为

$$\epsilon_r = 2 \left\{ \left[\frac{30\pi}{Z} \cdot \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \right]^2 - 1 \right\} \cdot \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \cdot \frac{K'(k_2)}{K(k_2)} + 1. \quad (12)$$

最后,联合(5)式和(12)式,对通过测试得到的 S 参数进行计算即可得到衬底的介电常数 ϵ_r 。

4 实验与仿真实证

下面将通过两种方法对上面提出的测试方法与

计算公式进行验证。由于本实验采用的矢量网络分析仪的最高频率为 67 GHz,且该仪器在 40 GHz 以下具有较高的精度,因此首先采用实验的方法验证第 3 节中(12)式在 0~40 GHz 的正确性;然后利用仿真软件,将(12)式的适用性拓展到 200 GHz,验证其在亚太赫兹频段内的正确性。

4.1 实验验证

采用微波矢量网络分析仪(Agilent N5247A)对实验制备的共面波导结构进行测试,获得 S 参数。本次实验采用的共面波导衬底为多晶二氧化硅,其介电常数为 3.9(已知),而且在亚太赫兹频率范围内随频率的变化很小。

为验证第三节提出的根据 S 参数计算介电常数的方法,通过实验测量以 SiO_2 为衬底的 CPW 的 S 参数,对(5)式和(12)式进行检验。其中,共面波导的几何尺寸给出了 k_1 和 k_2 ,据此可得(12)式中 $K(k_1)$ 、 $K(k_2)$ 等的值。实验测得的 S 参数用来计算(12)式中所需的 Z 值。计算所得结果如图 6 所示,该结果与已知的介电常数基本吻合。

4.2 仿真验证

根据文献[13-15]可知,当频率大于 100 GHz 时,利用 S 参数将微波传导等效为二端口传输网络是可行的,且此时共面波导等效电路中的 RLC 参数并不会太大改变,因此(5)式和(12)式仍适用于高频情况。为了更进一步验证所提方法对高频下较大介电常数的适用性,采用建模仿真的方法,采用仿真所得 S 参数和所提公式计算共面波导衬底的介电常数 ϵ_r ,比较 ϵ_r 和输入介电常数 ϵ'_r 之间的误差,以验证其适用性。图 7 给出了仿真验证的基本流程,

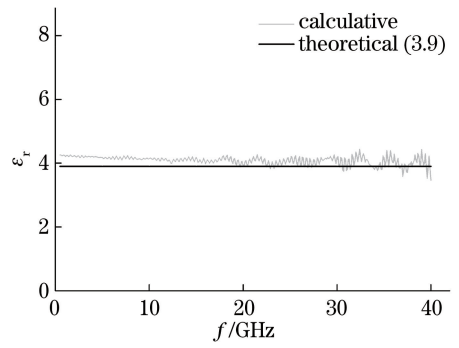


图 6 以二氧化硅为衬底的共面波导的计算结果
Fig. 6 Calculated results of CPW on silica substrate

具体做法如下:首先,采用结构相同但介电常数不同的衬底材料进行仿真,其中金属信号线宽度 $s = 90 \mu\text{m}$,间距 $g = 25 \mu\text{m}$ 。为减小传输线的能量损耗,接地极金属带宽度为三倍的金属信号线宽度,即 $w = 270 \mu\text{m}$ 。在亚太赫兹频率频段,材料介电常数的大小主要取决于电子极化和离子位移极化。本次仿真选取了三种不同的介电常数, $\epsilon_r = 10$, $\epsilon_r = 100$, $\epsilon_r = 1000$ 进行仿真。尽管材料的介电常数在亚太赫兹频段不太可能超过 100,但为了验证本课题组提出的模型,选用如上三种介电常数的材料。通过提取仿真得到的 S 参数,采用第 3 节中的公式进行计算,得出相应频率下的特征阻抗 Z 和介电常数 ϵ_r ,如图 8 所示。左侧为特征阻抗 Z 的值,右侧为介电常数 ϵ_r 的值; $\epsilon_{r, \text{real}}$ 为介电常数的实部, $\epsilon_{r, \text{imag}}$ 为介电常数的虚部, $\epsilon_{r, \text{abs}}$ 为介电常数的模值, ϵ'_r 为介电常数的输入值; Z_{real} 为特征阻抗的实部, Z_{imag} 为特征阻抗的虚部, Z_{abs} 为特征阻抗的模值, Z' 为特征阻抗的输入值。当频率低于 10 GHz 时,特征阻抗会受到衬

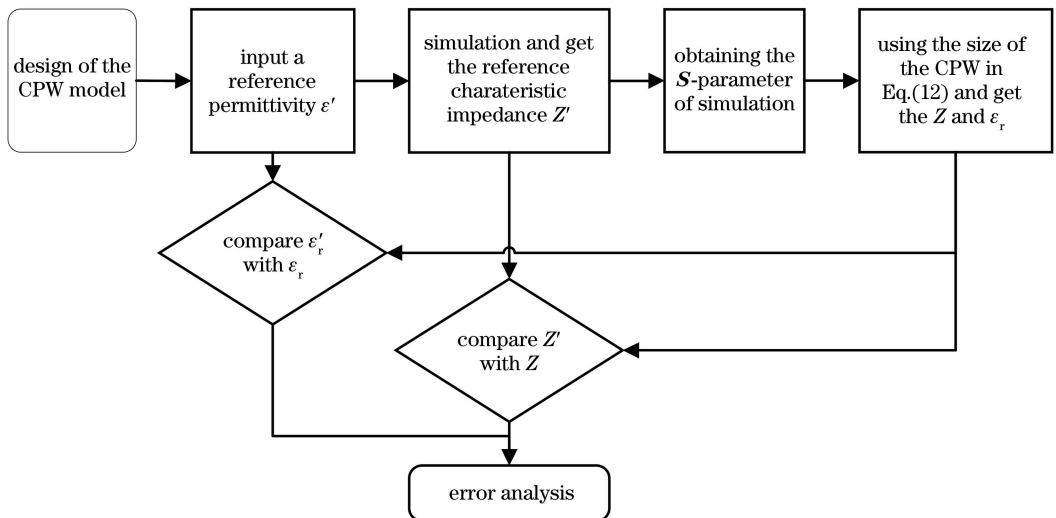


图 7 分析方法流程图

Fig. 7 Flow chart of the analysis method

底寄生电感的影响^[16],导致该频段特征阻抗的实部 Z_{real} 随频率的增加而下降。相应地,介电常数的实部 ϵ_{real} 随频率的增加而上升。为此分析了10 GHz以上时的计算误差,误差的计算公式为

$$E_{\text{min}} = \frac{X_{\text{min}} - X_{\text{real}}}{X_{\text{real}}} \times 100\%, \quad (13)$$

$$E_{\text{max}} = \frac{X_{\text{max}} - X_{\text{real}}}{X_{\text{real}}} \times 100\%, \quad (14)$$

式中: E_{min} 、 E_{max} 分别为误差的最小值和最大值; X_{max} 、 X_{min} 分别为特征阻抗或介电常数值的最大值和最小值; X_{real} 为理想值(计算特征阻抗误差时为 Z 的仿真值 Z' ; 计算介电常数误差时为 ϵ_r 的输入值 ϵ_r')。

由表1可知,介电常数的大小不会影响计算的精确度,且在亚太赫兹频段,该模型计算得到的介电常数的误差均控制在5%以内。

表1 不同介电常数下模型的计算误差

Table 1 Calculation errors of model under different permittivities

ϵ_r'	Z'/Ω	$[E_{\text{min}}, E_{\text{max}}]$	
		Z	ϵ_r
10	43.3713	[0.4429%, 3.6982%]	[-1.8621%, 3.3422%]
100	14.3173	[0.4431%, 3.6983%]	[-1.7657%, 3.0101%]
1000	4.54798	[0.4430%, 3.6982%]	[-1.7561%, 2.9769%]

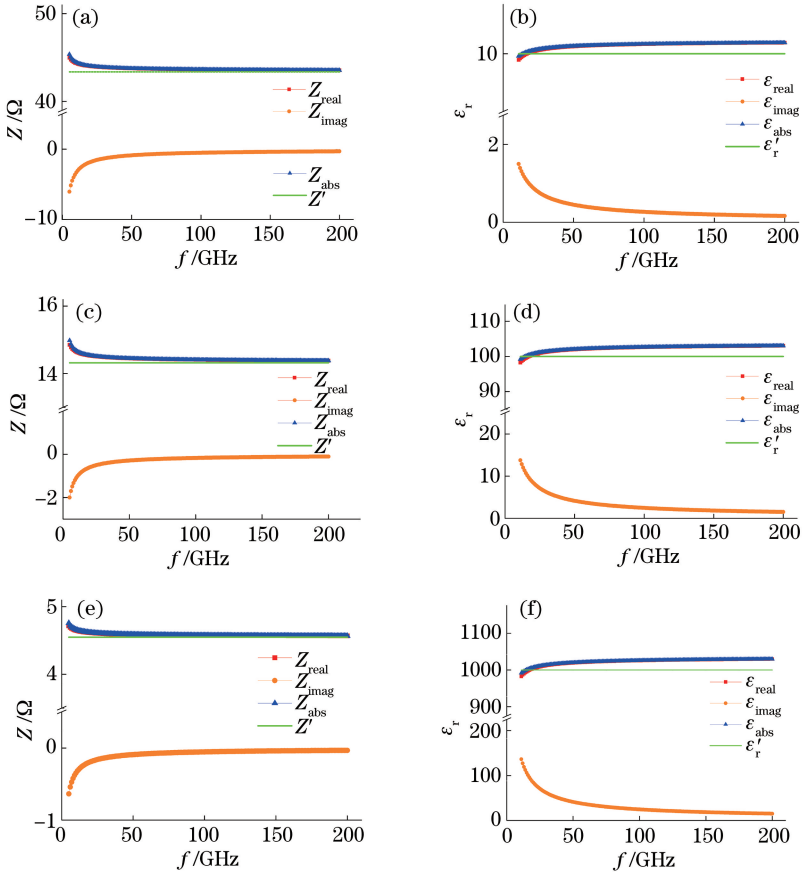


图8 不同介电常数输入值 ϵ_r' 下计算得到的特征阻抗和介电常数。(a)(b) $\epsilon_r' = 10$; (c)(d) $\epsilon_r' = 100$; (e)(f) $\epsilon_r' = 1000$

Fig. 8 Calculated characteristic impedance and permittivities under different input ϵ_r' .

(a)(b) $\epsilon_r' = 10$; (c)(d) $\epsilon_r' = 100$; (e)(f) $\epsilon_r' = 1000$

5 结 论

本课题组提出了基于共面波导的 S 参数(在网络分析仪上测得)来获取衬底材料介电性能

和测试方法。通过实验验证了模型的可行性,并测试了二氧化硅在1~40 GHz范围内的介电常数,模型计算结果与实验值相符。通过对共面波导进行仿真,进一步验证了模型在高频条件下(亚太赫兹频

段)的适用性,并且介电常数的计算误差在5%以内。建立的模型有望应用于介质材料在亚太赫兹频段介电性能的精确测量,可大幅提高测试的效率和精度。

参 考 文 献

- [1] Li X L, Li B. Review on progress of real-time THz sensing and imaging technology [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2012, 49(9): 090008.
李昕磊, 李彪. 实时太赫兹探测与成像技术新进展 [J]. *激光与光电子学进展*, 2012, 49(9): 090008.
- [2] Wang D, Bokov A A, Ye Z G, *et al.* Subterahertz dielectric relaxation in lead-free Ba(Zr, Ti)O₃ relaxor ferroelectrics [J]. *Nature Communications*, 2016, 7: 11014.
- [3] Akyildiz I F, Jornet J M, Han C. Terahertz band: next frontier for wireless communications [J]. *Physical Communication*, 2014, 12: 16-32.
- [4] Koenig S, Lopez-Diaz D, Antes J, *et al.* Wireless sub-THz communication system with high data rate [J]. *Nature Photonics*, 2013, 7(12): 977-981.
- [5] Liang L R, Wei A X, Mo Z. Bi_{3.95}Er_{0.05}Ti₃O₁₂ thin films synthesized by pulsed laser deposition technique and their dielectric properties at room temperature [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2018, 45(9): 0902002.
梁立容, 魏爱香, 莫忠. 室温脉冲激光沉积法合成 Bi_{3.95}Er_{0.05}Ti₃O₁₂ 薄膜及其介电性能研究 [J]. *中国激光*, 2018, 45(9): 0902002.
- [6] Dai X S, Zhao Z Y, He X Y, *et al.* Terahertz dielectric properties of CaCu₃Ti₄O₁₂ ceramics [J]. *Acta Optica Sinica*, 2015, 35(5): 0516005.
代秀松, 赵振宇, 何晓勇, 等. CaCu₃Ti₄O₁₂ 陶瓷在太赫兹频段的介电特性研究 [J]. *光学学报*, 2015, 35(5): 0516005.
- [7] Gong S L. Measurement of dielectric properties of BST using the cavity perturbation technique at microwave frequencies [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2009: 2-8.
龚淑亮. 高介电常数 BST 微波参数谐振腔法测量 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2009: 2-8.
- [8] Yang M H. Study of microwave dielectric measurement method and its application [D]. Shenyang: Shenyang University of Technology, 2018: 17-28.
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: 17-28.
- [9] Wen C P. Coplanar-waveguide directional couplers [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1970, 18(6): 318-322.
- [10] Gupta K C, Grag R, Chada R. Computer aided design of microwave circuits [M]. Dedham, MA: Artech House, Inc., 1981: 25-43.
- [11] Eisenstadt W R, Eo Y. S-parameter-based IC interconnect transmission line characterization [J]. *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, 1992, 15(4): 483-490.
- [12] Gupta R, Bahl I, Bozzi M. Microstrip lines and slotlines [M]. Boston & London: Artech House, 1996: 386-389.
- [13] Deo P, Mirshekar-Syahkal D, Seddon L, *et al.* Microstrip device for broadband (15-65 GHz) measurement of dielectric properties of nematic liquid crystals [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2015, 63(4): 1388-1398.
- [14] Ocket I, Song L, Grillet D, *et al.* Dielectric characterization of biological liquids and tissues up to 110 GHz using an LTCC CPW sensor [C] // 2013 IEEE Topical Conference on Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems, January 20-23, 2013, Austin, TX, USA. New York: IEEE, 2013: 43-45.
- [15] Hammou D, Djeraji T, Nedil M, *et al.* Considerations for on-wafer millimeter-wave measurements on thin ceramic substrate [J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2016, 65(2): 441-447.
- [16] Williams D F, Arz U, Grabinski H. Characteristic-impedance measurement error on lossy substrates [J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2001, 11(7): 299-301.