

文章编号 1004-924X(2005)02-0158-07

高阻硅上 RF-MEMS 共面波导设计及测量研究

刘泽文, 宣云, 雷啸锋, 李志坚, 刘理天
(清华大学微电子学研究所, 北京 100084)

摘要:设计并实现了基于高阻硅 RF-MEMS(射频-微机电系统)共面波导传输线(CWP),并测量和分析了不同偏压下的特征阻抗值。利用部分电容法和保角变换法得到的分析公式确定了特征阻抗为 $50\ \Omega$ 的共面波导的几何结构尺寸,采用 MEMS 准平面加工工艺在高阻硅衬底上实现了 $2.5\ \mu\text{m}$ 厚的金共面波导结构。在施加不同直流偏压的情况下对所设计的共面波导进行了 S 参数测量。计算了 Winkel 多项式中所有系数的具体表达式,运用该多项式获得了共面波导的特征阻抗,并与传统的特征阻抗提取方法进行了结果比较。实验数据表明,在中心信号线上施加的直流偏压对 S 参数的影响很小,而对共面波导特征阻抗的影响较为明显,当施加的直流偏压从 0 V 变为 38 V 时,特征阻抗的实部会增加,变化幅度小于 $1.2\ \Omega$,虚部会减小,变化幅度小于 $0.8\ \Omega$ 。

关键词:射频;微机电系统;共面波导;特征阻抗

中图分类号:TN402 文献标识码:A

Design and measurement of RF-MEMS CPW on HRS

LIU Ze-wen, XUAN Yun, LEI Xiao-feng, LI Zhi-jian, LIU Li-tian

(*Institute of Microelectronics of Tsinghua University, Beijing 100084, China*)

Abstract: This paper presents the design of RF-MEMS (radio-frequency micro-electro-mechanical system) coplanar-waveguide (CPW) on high resistivity silicon (HRS) and its measurement under different bias-voltage are presented. The dimension of the CPW is designed with partial-capacitance method and conformal mapping method. The designed CPW transmission line is realized on 3 inches HRS wafer with a resistivity of $1\ 000\ \Omega \cdot \text{cm}$. The substrate and metal layer are insulated by $0.8\ \mu\text{m}$ silicon dioxide layer formed by oxygenation. $2.5\ \mu\text{m}$ thick electroplated gold is selected as the material of metal layer. The width of the central signal line is $196\ \mu\text{m}$ and the gap between signal line and ground line is $120\ \mu\text{m}$. The S-parameters measurement of the designed CPW is performed with 0 V and 38 V bias on the central signal line by HP 8722ES network analyzer. The characteristic impedance of designed CPW is extracted using Winkel's method, and the necessary specific polynomial is also given. The extracted parameters show that the influence of bias-voltage on characteristic impedance is observable. When

收稿日期:2005-02-04;修订日期:2005-04-01.

基金项目:国家 973 重点基础研究发展资助项目(No. G1999033105)

the bias-voltage on central signal line is transformed from 0 V to 38 V, the change of the real part of the characteristic impedance is about 1.2Ω , while the image part change is about 0.8Ω .

Key words: radio-frequency; micro-electro-mechanical system; coplanar-waveguide; characteristic impedance

1 引言

RF-MEMS(射频微电子机械系统)是 MEMS 领域的重要研究方向之一。通过使用 MEMS 集成技术,可以将各种微波及毫米波前端子系统与其他平面元件集成在一起,形成更加紧凑而高效的系统^[1]。互连线结构是实现 RF-MEMS 电路的基本构件,常用的互连线结构有微带线和共面波导传输线。

与微带线相比,共面波导传输线有很多优点:传输模式为准 TEM 模式;高频传输特性可以和微带线相比,甚至有时能超越后者^[2];导体电极和地线电极处于同一平面,安装串连或并联形式的元件都不需要在基片上钻孔或者开槽^[3],因此共面波导在 MEMS 系统中得到广泛的应用。

用于 RF-MEMS 系统的共面波导通常制备在低阻硅或者高阻硅衬底上。直接以低阻硅作为衬底会导致很大的介质损耗,为了改善低阻硅上共面波导的性能, Milanovic 等人提出了用体硅工艺在共面波导下刻出 V 形槽,使共面波导悬空以减少损耗^[4],但这种方法工艺复杂且不易控制。后来又出现了在低阻硅和共面波导之间铺垫聚酰亚胺厚膜的方法^[5],但聚酰亚胺层的存在对后续工艺的影响较大。采用表面热氧化后的高阻硅作为共面波导传输线的衬底可以大大减少衬底损耗^[6],而且对后续工艺没有不良影响,因此在高阻硅上制作 RF-MEMS 系统是目前的主要趋势。

很多 RF-MEMS 器件是直接制作在共面波导传输线上的,例如电容耦合式 RF-MEMS 开关,分布式 MEMS 移相器等。这

类器件常常需要在共面波导上施加直流偏压,因此有必要研究直流偏压对共面波导特性的影响。

本文第二部分给出了利用部分电容法和保角变换法进行高阻硅上的共面波导传输线设计的过程和结果;第三部分给出共面波导在施加不同偏压情况下的测量结果。第四部分用传统方法和 Winkel 多项式方法来提取共面波导的特征阻抗,并对共面波导特征阻抗受直流偏压影响的现象进行了讨论。

2 共面波导的设计

共面波导的结构如图 1 所示。

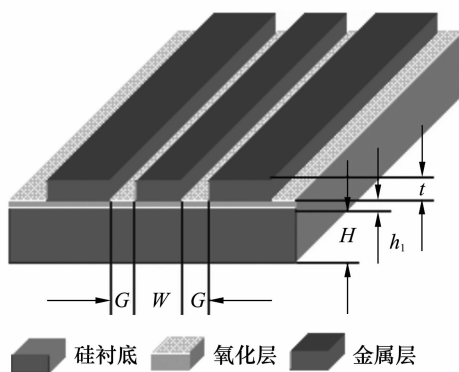


图 1 共面波导的结构示意图

Fig. 1 Structure of CPW

为了减少在导体中的损耗,宜采用高电导率的金属材料作为电极。而考虑到高频下的趋肤效应,金属的厚度应该至少大于两倍的趋肤深度^[7]。采用金作为电极材料,用电镀的工艺形成厚度为 $2.5 \mu\text{m}$ 的金属层。

为了减小衬底带来的损耗,采用 $1\ 000 \Omega \cdot \text{cm}$ 的高阻硅作为衬底,并在其表

面通过热氧化工艺形成 $0.8 \mu\text{m}$ 厚的氧化层。

共面波导的特征阻抗是设计期间必须考虑的因素,它与共面波导的传输性能密切相关。利用部分电容法和保角变换法可以计算出共面波导的特征阻抗。对于在硅氧化层上制作的共面波导,其单位长度电容可以看作由以下三部分组成^[8]:

$$C = C_{cp} + C_t - C_b, \quad (1)$$

其中 C_{cp} 是直接 在硅上制作的同尺寸无厚度共面波导的单位长度电容; C_t 是考虑了金属电极的厚度后,侧壁面积所带来的电容增量; C_b 是当部分硅衬底被替换成氧化层造成的电容减少量。运用保角变换法可以得到它们的表达式^[9]:

$$C_{cp} = 2\epsilon_0(\epsilon_r + 1) \frac{K(k)}{K(k')}, \quad (2)$$

$$C_t = \frac{2\pi\epsilon_0 \left[a_1 - a_2 \ln\left(\frac{W}{G}\right) + a_3 \ln\left(a_4 + \frac{t}{G}\right) \right]}{\ln\left(\frac{4G}{t}\right) + \frac{1}{8}\left(\frac{t}{G}\right)^2}, \quad (3)$$

$$C_b = 2b_1\epsilon_0\epsilon_0 \left[1 + b_2(b_3 - k)^2 \right] \ln\left(1 + \frac{b_4 h_1}{G}\right), \quad (4)$$

其中 $k = W/(W + 2G)$, $k' = (1 - k^2)^{1/2}$, $a_1 = 0.49254$, $a_2 = 0.01709$, $a_3 = 0.21918$, $a_4 = 0.10357$, $b_1 = 0.929$, $b_2 = 0.0564$, $b_3 = 1.3445$, $b_4 = 50.9969$, K 是第一类完全椭圆积分。

假定该尺寸的共面波导放置在自由空间中,它的单位长度电容为^[8]:

$$C_0 = 4\epsilon_0 \frac{K(k)}{K(k')} + C_t, \quad (5)$$

那么共面波导的特征阻抗可以用下式计算^[8]:

$$Z_0 = \frac{1}{c\sqrt{CC_0}}, \quad (6)$$

其中 c 为电磁波在自由空间的传播速度,也就是光速。

如图 2 所示,根据上面的式子,我们计算出当硅衬底厚度为 $400 \mu\text{m}$,氧化层厚度

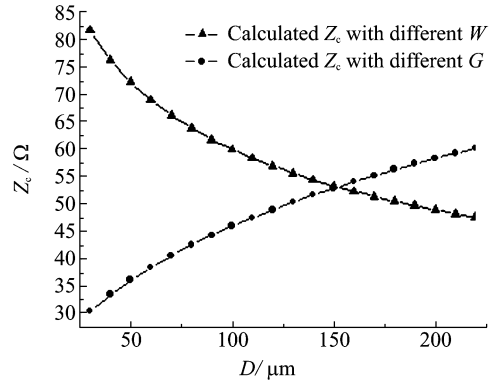


图 2 不同的 W 和 G 对特征阻抗的影响
Fig. 2 Calculated Z_c with different W and G



(a)信号线和测量触点宽度不同的短波导
(a)Short CPW (pad is thicker than signal line)



(b)信号线和测量触点宽度不同的长波导
(b)Long CPW (pad is thicker than signal line)



(c)信号线和测量触点宽度相同的短波导
(c)Short CPW (pad is as thick as signal line)



(d)信号线和测量触点宽度相同的长波导
(d)Long CPW (pad is as thick as signal line)

图 3 需要测量的图形

Fig. 3 Patterns for measurement

为 $0.8 \mu\text{m}$,金属层厚度为 $2.5 \mu\text{m}$ 时,不同的 W 和 G 得到特征阻抗(分别以 $G=120$ 和 $W=200$ 作为基准)。

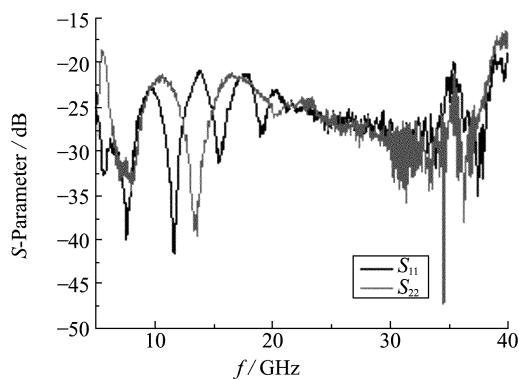
将共面波导的尺寸设计为 $W = 196 \mu\text{m}$, $G=120 \mu\text{m}$,计算得到的特征阻抗为 49.17Ω 。绘制了专用的版图,为了便于共面波导特征阻抗的提取,在版图上采用了 Winkel 提出的陪测图形^[10],待测试的图形如图 3 所示:

其中(a)和(b)是长度不同的共面波导,其信号线和测量触点的宽度不同;(c)和(d)是陪测图形,其信号线和测量触点的宽度一致。利用 MEMS 准平面加工工艺,在 3 英寸圆形高阻硅片衬底上实现了该设计。

3 共面波导的测量

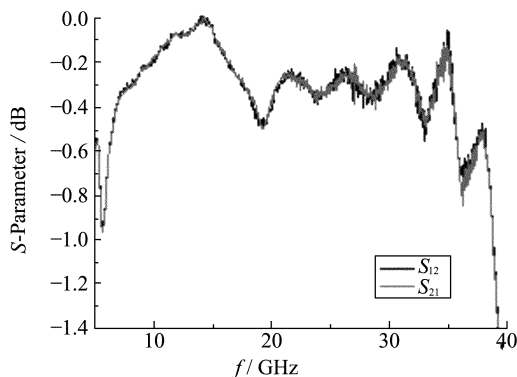
用 HP 8722ES 矢量网络分析仪对所设计的共面波导进行了片上测量,测试频率范围为 $5 \sim 40 \text{ GHz}$ 。测得的 S 参数如图 4 所示:

考虑到有很多 RF-MEMS 器件是直接制作在共面波导上的,在共面波导上施加直流偏压的情况很常见(例如电容耦合式 RF-MEMS 开关和分布式移相等),因此分别对波导中心信号线施加 0 V 和 38 V 直流偏压,测量并比较了它们的 S 参数,如图 5 所示。



(a) S_{11} 和 S_{22}

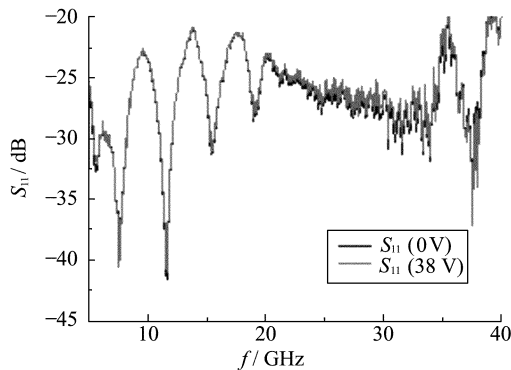
(a) S_{11} and S_{22}



(b) S_{12} 和 S_{21}

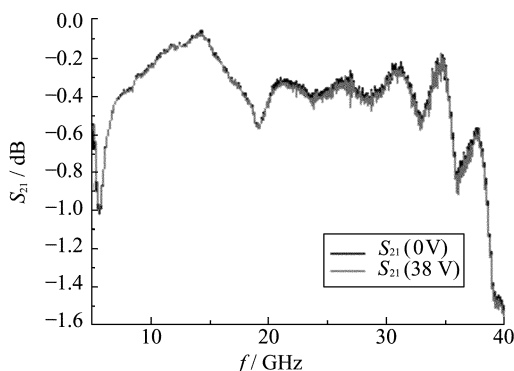
(b) S_{12} and S_{21}

图 4 共面波导的实测 S 参数
Fig. 3 Measured S -parameter of CPW



(a) 对 S_{11} 的影响

(a) Affected S_{11}



(b) 对 S_{21} 的影响

(b) Affected S_{21}

图 5 不同直流偏压对 S 参数的影响
Fig. 5 Influence of bias-voltage on S -Parameter

4 数据分析及讨论

4.1 特征阻抗的提取

利用测得的 S 参数, 可以提取出共面波导的特征阻抗。传统的提取方法是用式 (7) 来直接计算特征阻抗^[11]:

$$Z_c = Z_0 \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}}, \quad (7)$$

其中 Z_0 是测量系统的参考阻抗, 在我们的测试中, 是 50Ω 。用此法提取得到的特征阻抗如图 6 所示。

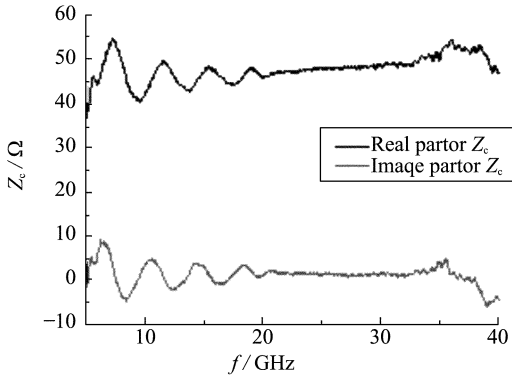


图 6 用传统方法提取的特征阻抗

Fig. 6 Extracted Z_c with conventional method

从图中可以看出, 在小于 20 GHz 频率下, 提取得到的特征阻抗数值并不稳定。因为这种方法并没有考虑在传输线和测量触点之间连接的不连续性^[12], 因此得到的结果可能有较大的误差。

为了获得更准确的结果, 采用 Winkel 等人提出的方法作进一步分析。这种方法需要测量的图形如图 3 所示^[10]。同时测出 (a)、(b)、(c)、(d) 四种图形的 S 参数, 就可以解出共面波导的特征阻抗。由于这种方法用陪测图形的测量数据把触点和传输线间连接的不连续性影响去除了, 因此提取的特征阻抗会更加准确。

在文献^[10]中, 特征阻抗 Z_c 应满足方程:

$$aZ_c^3 + bZ_c^2 + cZ_c + d = 0, \quad (8)$$

根据文献^[10]中的思路, 推导出方程 (8) 中各个系数的具体表达式:

$$a = \cos^2 h^2 r_p l_p [\cos h^2 r_s l_s - \sin h^2 r_s l_s] a_{m_{21}} - \frac{4Z_0^2 a_{m_{12}} \sin h^2 r_p l_p \sin h^2 r_s l_s}{Z_p^2}$$

$$b = \frac{4Z_0^2 a_{m_{12}} \sin hr_p l_p \cos hr_s l_s}{Z_p^2} \times [1 - Z_p \times \sin hr_s l_s (\tan hr_p l_p \sin hr_p l_p + \cos hr_p l_p)]$$

$$c = Z_p^2 a_{m_{21}} \sin h^2 r_p l_p (\sin h^2 r_s l_s - \cos h^2 r_s l_s) - Z_0^2 a_{m_{12}} \cos h^2 r_s l_s (\tan hr_p l_p \sin hr_p l_p + \cos hr_p l_p)^2 + 4Z_0^2 a_{m_{12}} \sin hr_p l_p \cos hr_s l_s \sin hr_s l_s \times \frac{(\tan hr_p l_p \sin hr_p l_p + \cos hr_p l_p)}{Z_p}$$

$$d = Z_0^2 a_{m_{12}} \sin h^2 r_s l_s (\tan hr_p l_p \sin hr_p l_p + \cos hr_p l_p)^2$$

其中 l_0 是触点末端长度, l_p 是触点的过渡区长度, l_s 是信号线的过渡区长度, 如图 7 所示。

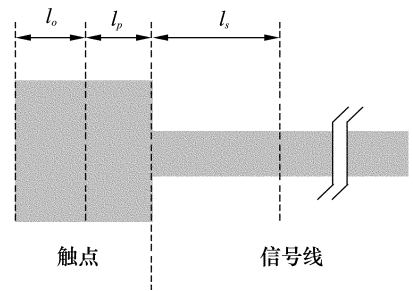


图 7 触点与信号线连接处的结构

Fig. 7 Connection between pad and signal line

$a_{m_{11}}$ 、 $a_{m_{12}}$ 、 $a_{m_{21}}$ 和 $a_{m_{22}}$ 是矩阵 \mathbf{A}_m 的元素, $a_{mp_{11}}$ 、 $a_{mp_{12}}$ 、 $a_{mp_{21}}$ 和 $a_{mp_{22}}$ 是矩阵 \mathbf{A}_{mp} 的元素, r_p 是指与触点同宽的传输线的传输常数, r_s 是指信号线的传输常数, Z_p 为触点处的特征阻抗, Z_0 是测量系统的参考阻抗。

可以将触点中心到触点末端的距离作为 l_0 的长度, 触点中心到信号线端的距离作为 l_p 的长度; l_s 可以是任意一个合理的长度。

矩阵 \mathbf{A}_m 由以下方法得到: 将图 3 中的

(a)和(b)的散射矩阵 S_a 和 S_b 作 $S \rightarrow T$ 的转换,得到(a)和(b)的传输矩阵 T_a 和 T_b ; 将 $T_{ab} = T_b T_a^{-1}$ 作 $T \rightarrow A$ 转换得到矩阵 A_m 。

矩阵 A_{mp} 由以下方法得到:将图 3 中的 (c)和(d)的散射矩阵 S_c 和 S_d 作 $S \rightarrow T$ 的转换,得到(c)和(d)的传输矩阵 T_c 和 T_d ; 将 $T_{dc} = T_d T_c^{-1}$ 作 $T \rightarrow A$ 转换得到矩阵 A_{mp} 。

r_p 可用式(9)求得^[10]:

$$r_p = a \cos h \left[\frac{a_{mp11}}{\Delta l_{dc}} \right], \quad (9)$$

其中 Δl_{dc} 为图 3 中(d)和(c)的长度差。

r_s 可用式(10)求得^[10]:

$$r_s = a \cos h \left[\frac{a_{m11}}{\Delta l_{ba}} \right], \quad (10)$$

其中 Δl_{ba} 为图 3 中(b)和(a)的长度差。

Z_p 可用式(11)求得^[10]:

$$Z_p = \sqrt{Z_0^2 \left[\frac{a_{mp12}}{a_{mp21}} \right]^2 [1 - \tan^2 h^2(r_p l_0)]}, \quad (11)$$

Z_0 在测试系统中,是 50Ω 。

根据前面给出的参数,应用方程(8)可以解出共面波导的特征阻抗,结果如图 8 所示:

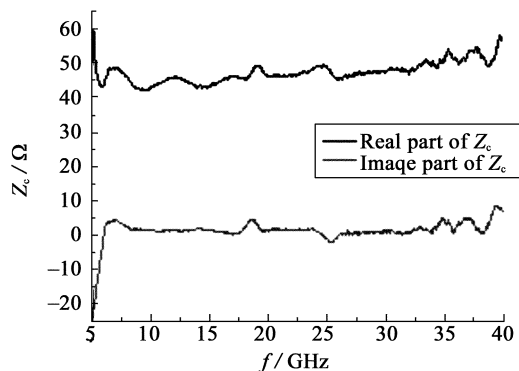


图 8 用 Winkel 方法提取的特征阻抗

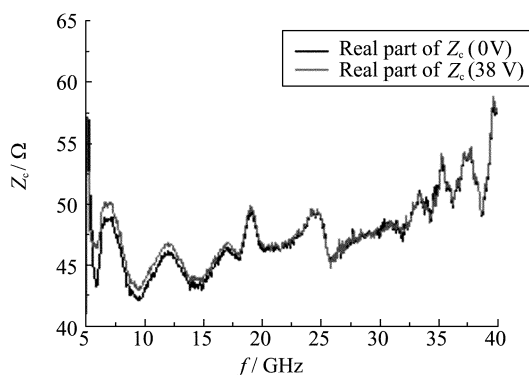
Fig. 8 Extracted Z_c with Winkel's method

比较图 8 和图 6 可以发现,用 Winkel 方法提取得到的特征阻抗在数值上更加稳定,而且和所设计的特征阻抗也更加接近。

4.2 直流偏压的影响

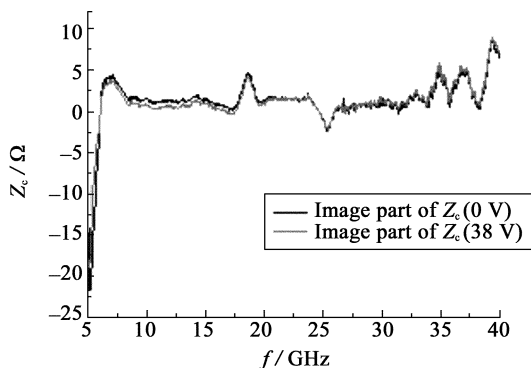
从图 5 可以看到,直流偏压对 S 参数的影响很小,几乎无法观察到。从施加不同偏压得到的 S 参数中提取出特征阻抗,再进行比较,结果如图 9 所示。

如 9 图所示,直流偏压对共面波导的特征阻抗是有一定影响的,这是由于直流偏压会影响衬底中的电荷分布,进而影响共面波导单位长度的电容,特征阻抗也会随之变化。当给中心信号线施加 38 V 直流偏压时,特征阻抗的实部增大,最大增幅不大于 1.2Ω ;同时特征阻抗的虚部减小,最大减幅不大于 0.8Ω 。



(a)对实部的影响

(a)Real part of Z_c



(b)对虚部的影响

(b)Image part of Z_c

图 9 信号线上直流偏压对特征阻抗的影响

Fig. 9 Influence of bias-voltage on Z_c

5 总 结

利用部分电容法和保角变换法对高阻硅上的 RF-MEMS 共面波导传输线进行了设计,并在施加不同直流偏压的情况下,对所设计的共面波导进行了 S 参数测量。给

出了 Winkel 等人提出的求解特征阻抗方法中的具体求解多项式,并用该方法对共面波导的特征阻抗进行了提取,获得了比传统方法更准确的结果。比较了不同直流偏压对共面波导 S 参数和特征阻抗的影响。

参考文献:

- [1] 周兆英,叶雄鹰,崔天宏等.微米纳米技术及微型机电系统[J].光学精密工程,1998,6(1):1-7.
ZHOU Z Y, YE X Y, CUI T H, *et al.* Microtechnology/Nanotechnology and MEMS[J]. *Optics and Precision Engineering*, 1998, 6(1):1-7.
- [2] RASTOGI A K, HARDIKAR S. Characteristics of CPW with thick metal coating [C]. *Infrared and Millimeter Waves*, 2002. *Conference Digest, Twenty Seventh International Conference*, 2002: 345-346.
- [3] 格普塔 K C, 加格 R, 查德哈 R. 微波电路的计算机辅助设计[M]. 北京:科技出版社,1986:43-45.
GEPUTA K C, GAGE R, CHADEHA R. *Computer aided design of microwave circuit* [M]. Beijing: Science and Technology Press, 1986: 43-45. (in Chinese)
- [4] MILANOVIC V, GAITAN M, BOWEN E D, *et al.* Micromachined microwave transmission lines in CMOS technology [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1997, 45(5): 630-635.
- [5] 李炜, 石艳玲. 低阻硅基厚膜聚酰亚胺上共面波导的损耗特性[J]. 固体电子学研究与进展, 2003, 23(3):306-310.
LI W, SHI Y L. Loss performance of CPW with thick polyimide on low-resistivity Si[J]. *Research and Progress of SSE*, 2003, 23(3):306-310. (in Chinese)
- [6] REYES A C, EL-GHAZALY S M. Silicon as a microwave substrate, microwave symposium digest[J]. *IEEE MTT-S International*, 1994, 3:1759-1762.
- [7] REBEIZ G M. RF MEMS: *theory, design, and technology* [M]. John Wiley and Sons, 366-367.
- [8] HUANG Y. Calculation of microwave parameters of CPW with a buffer layer [C]. *2002 3rd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings*, 2002:875-878.
- [9] CHUNG H, CHANG W S C. Modeling and optimization of traveling-wave LiNbO₃ interferometric modulators[J]. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 1991, 27(3):608-617.
- [10] WINKEL T M, DUTTA L S, GRABINSKI H. An accurate determination of the characteristic impedance of lossy lines on chips based on high frequency S-parameter measurement [C]. *Multi-Chip Module Conference*, 1996. *MCMC-96, Proceedings*, 1996 *IEEE*, 1996: 190-195.
- [11] EISENSTADT W R, Eo Y. S-parameter based IC interconnect transmission line characterization[J]. *IEEE Transactions on Components, Hybrid, Manufacturing Technology*, 1992, 15: 483-490.
- [12] WILLIAMS D F, MARKS R B. Accurate transmission line characterization[J]. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 1993, 3(8):247-24.

作者简介:刘泽文,法国巴黎南大学博士,清华大学微电子学研究所副教授,主要从事微电子学及 MEMS 器件研究。