

共面波导金属条带展宽新公式

蒋振新, 丁桂甫, 杨春生, 张永华, 沈民谊

(上海交通大学微纳米科学研究院薄膜与微细加工技术教育部重点实验室, 上海 200030)

摘 要: 针对需要考虑金属条带厚度效应的共面波导建立了近似的准静态求解模型, 编制了相应的计算机程序, 求出了金属条带展宽的数值解, 接着用最小二乘法和多元曲线拟合进行了处理, 得到了金属条带展宽新的闭定表达式, 并导出了相应的形状比系数、特征阻抗、损耗等闭定表达式。然后用这些表达式计算了特征阻抗及损耗, 并与 K C 格普塔公式的计算值和实验值进行了详细比较, 结果表明新公式的误差降到 K C 格普塔公式的 13.0 ~ 31.3 %。新公式更有利于精确设计金属厚度效应不可忽略的共面波导。

关键词: 共面波导; 金属条带展宽; 特征阻抗; 损耗

中图分类号: TN 817 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 09-1532-04

Novel Correction Formula of Strip Width for CPW with Nonzero Metallization Thickness

JIANG Zhen-xin, DING Gui-fu, YANG Chun-sheng, ZHANG Yong-hua, SHEN Min-yi

(Research Institute of Micro/ Nanometer Science and Technology, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China)

Abstract: Approximate conformal mapping technique has been employed to analyze the effect of finite metallization thickness of CPW theoretically, therefore numerical computations and some corresponding numerical processes are carried out. As a result, a new accurate correction formula of strip width is presented. In addition, the closed form formulas of characteristic impedance and attenuation are derived from it. Finally, the computation results based on these new formulas are compared with those of K. C. Gupta formula's and experimental values. It shows that the errors of new formulas are dramatically decreased, which are only 13.0 ~ 31.3 % of K. C. Gupta formula's. This results suggest that the new formulas will play an important role in characterizing CPW precisely instead of K. C. Gupta formula.

Key words: coplanar waveguide; correction width of strip; characteristic impedance; loss

1 引言

随着毫米波、亚毫米波技术的发展, 共面波导 (CPW) 在微波集成电路 (MMC) 中应用越来越广泛, 它的传输模式为准 TEM 模式, 对于低介电常数衬底其色散可以忽略^[1], 寄生量小^[2]; 与微带线相比, 它还具有很多优点: 容易并联或串连安装集总元件, 无需在衬底上钻孔或挖槽^[1], 只需设计电路各尺寸比例, 便于提高电路的集成度。高度集成化的电路需要小尺寸共面波导传输线, 在毫米波频率范围内, 共面波导接地板到接地板之间的距离典型值为 25 ~ 50 μm , 金属条带厚度值为 0.5 到几个微米, 从而金属厚度效应不能忽略^[3]。有限金属厚度对共面波导的性能有一定影响, 会导致有效介电常数、特征阻抗和金属损耗降低, 传输波长增加^[4]。为了方便设计这种共面波导, 需要给定考虑金属厚度效应后的特征阻抗、传输损耗及散射特性等参数的闭定表达式。然而, 为了保证跟传统共面波导公式的兼容性, 把金属条带厚度看成修正因子便是一条

解决上述问题的途径。K C 格普塔等曾在文献 [1] 中将金属厚度看成金属条带变宽, 而给出了金属条带宽和槽宽的修正表达式, 因而给出了各种性能参数的修正闭定表达式, 但发现修正后特征阻抗的计算值比测量值小, 而导体损耗计算值比测量值大, 即此修正式所导致的金属条带厚度效应偏大。Raine N Simons 和 Yi-Chi Shih 分别在文献 [5, 6] 中列出了十分类似的修正式, 但也指出修正式偏大, 要想精确设计共面波导就必须给出一种更精确的闭定表达式。下文通过保角变换法和数值方法给出了一种比较精确的闭定表达式。

2 条带展宽公式求解

假设共面波导衬底介质的相对介电常数为 ϵ_r , 厚度为无限厚, 接地板向两端无限延伸。为了导出特征阻抗及各种损耗的闭定表达式, 下面用保角变换对它进行准静态分析。共面波导尺寸如图 1 和图 2 所示, 形状比系数 $k = S / (2W + S)$, 金属条带归一化厚度 $k_t = t / (W + 0.5S)$ 。近似认为, 以如图 2 所示

收稿日期: 2003-09-09; 修回日期: 2004-04-01

基金项目: 电科院预研课题 (No. 024130805); 国家自然科学基金课题 (No. 10377009); 国防重点实验室基金项目 (No. 51485020JW301)

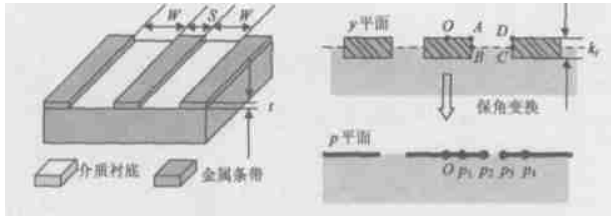


图1 共面波导结构示意图 图2 保角变换示意图

的虚线为界,上半部分被空气填充,下半部分被相对介电常数为 ϵ_r 的介质填充,并假设虚线处为磁壁。

如图2所示的保角变换可将金属条带厚度不为零的共面波导,转化成金属条带厚度为零的共面波导,但中心金属条带和其两端的接地线金属条带都有展宽, p_3/p_2 就是对金属条带厚度修正后的形状比系数 k_e 。保角变换各点前后对应关系如表1。

表1 y 平面各顶点与 p 平面对应关系列表

	O	A	B	C	D
y 平面坐标	0	k	$k - ik/2$	$1 - ik/2$	1
内角		$3/2$	$/2$	$/2$	$3/2$
p 平面坐标	0	p_1	p_2	p_3	p_4

Schwarz-Christoffel 变换式为

$$f(x) = \int_0^x \frac{\sqrt{(y^2 - p_1^2)(y^2 - p_4^2)}}{\sqrt{(y^2 - p_2^2)(y^2 - p_3^2)}} dy \quad (1)$$

对应关系方程组

$$\begin{cases} f(p_1) = k \\ f(p_2) = k - ik/2 \\ f(p_3) = 1 - ik/2 \\ f(p_4) = 1 \end{cases} \quad (2)$$

由于函数 $f(x)$ 的积分式有 p_2, p_3 两个奇点且没有初等函数形式的原函数,十分复杂,因而求解方程组(2)显得异常困难,但可利用高精度的计算机程序解出 p_1, p_2, p_3, p_4 ,从而得到了修正形状比系数 k_e 的数值解。

由 KC 格普塔^[1]提出的修正式

$$k_e = \frac{S +}{S + 2W -} \quad (3)$$

容易得到金属条带展宽表达式

$$= t \frac{2(k_e - k)}{k_t(1 + k_e)} \quad (4)$$

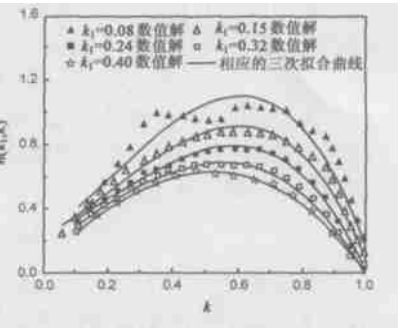
$$\text{令展宽函数 } h(k, k_t) = \frac{2(k_e - k)}{k_t(1 + k_e)} \quad (5)$$

$$\text{那有 } = h(k, k_t) t \quad (6)$$

将用上述方法算出 k_e 的数值解代入式(5)就得到展宽函数 $h(k, k_t)$ 的数值解,最后通过高次曲线拟合可确定其闭定表达式。上述计算处理过程由本文作者精心编写约 1000 行的 C++ 程序执行。计算极为复杂,且对精度要求特别高,计算步长应该取足够短。为了更高效地提高精度,每段的求积公式采用柯特斯公式^[7]。即使采取以上措施,在 Intel 赛扬 1.0GHz CPU、256M 内存的 PC 上运行的结果还是一些不够连续光滑的点,本文采用了五点线性平滑法^[8]进行平滑滤波,得到如图 3 所示的以归一化金属条带厚度 k_t 为参数展宽函数 $h(k, k_t)$

与形状比系数 k 的关系图。可看出,各数据点连续,其连接线也比较光滑,但很难看出其规律,为了得到闭定表达式 $h(k)$,可对其进行非线性拟合处理。经过多次尝试发现,三次表达式已经有很好的拟合效果,各拟合表达式如表 2。

图3 展宽函数与形状比系数关系图

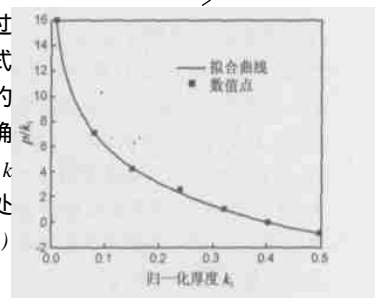
表2 不同归一化金属条带厚度 k_t 的展宽 $h(k)$ 的三次拟合表达式

金属条带归一化厚度 k_t	标识	三次拟合表达式 $h(k)$
0.08	H_5	$-3.99k^3 + 2.52k^2 + 1.38k + 0.23$
0.15	H_4	$-3.60k^3 + 2.45k^2 + 0.97k + 0.23$
0.24	H_3	$-3.27k^3 + 2.30k^2 + 0.70k + 0.25$
0.32	H_2	$-2.00k^3 + 0.51k^2 + 1.31k + 0.15$
0.40	H_1	$-0.93k^3 - 1.03k^2 + 1.86k + 0.07$

然后用上述拟合式确定展宽函数 $h(k, k_t)$ 。鉴于 KC 格普塔修正式中存在自然对数因子,设

$$\left. \begin{aligned} h(k, k_t) &= h_1 + (h_2 - h_1) P(k_t) \\ P(k_t) &= m + n \ln(k_t) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

求解 $P(k_t)$ 可先通过上述 $h_1 \sim h_5$ 五个表达式各取一个具有代表性的值,然后用最小二乘法确定 m 和 n 的值,例如令 $k = 0.63$,五个点如图 4,处理结果 $P(k_t) = 4.4 \ln(k_t) + 4$ 。



最后得到金属条带展宽 闭定表达式

$$\begin{aligned} &= h(k, k_t) t \\ &= (-0.93k^3 - 1.03k^2 + 1.86k + 0.07) t + (1.07k^3 - 1.54k^2 + 0.55k - 0.08) [4.4 \ln(k_t) + 4] t \end{aligned} \quad (8)$$

3 公式应用

3.1 特征阻抗

将式(8)代入式(3)可得到修正形状比系数 k_e 的闭定表达式,再分别代入式(9)、式(10)可求得共面波导上半部分单位长度电容 C_1 和下半部分单位长度电容 C_2

$$C_1 = 2 \int_0^{\infty} \frac{K(k_e)}{K(k_e)} \quad (9) \quad C_2 = 2 \int_0^{\infty} \frac{K(k_e)}{K(k_e)} \quad (10)$$

将 C_1 和 C_2 代入有效介电常数定义得

$$\epsilon_{\text{eff}} = (\epsilon_r + 1)/2 \quad (11)$$

$$Z_c = \frac{1}{(C_1 + C_2) \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}}, \text{ 其中 } c \text{ 为真空光速}^{[9]} \quad (12)$$

将(9)~(11)代入式(12)得到特征阻抗表达式

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \frac{K(k_e)}{K(k_e)} \quad (13)$$

为了验证上述新展宽公式的优越性,下列将它与 KC 格普塔展宽公式的计算结果进行比较. KC 格普塔提出的金属条带展宽公式^[1]为

$$= \frac{1.25t}{[1 + \ln(4S/t)]} \quad (14)$$

将展宽式(14)取代展宽式(8)执行相似的求解过程就可得到 KC 格普塔展宽公式的计算结果.

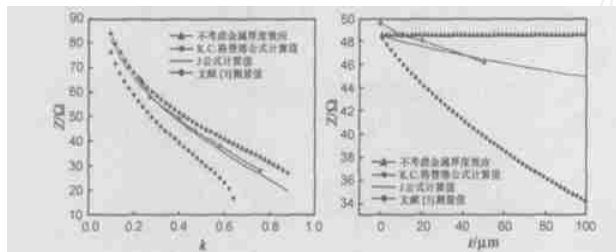


图5 特征阻抗与形状
系数关系图

图6 特征阻抗与金属
条带厚度关系图

图5、6是金属条带展宽式(8)(下称J公式)与KC格普塔展宽公式(14)的计算结果比较图.图5的计算参数^[3]:衬底材料为砷化镓(GaAs),其相对介电常数 $\epsilon_r = 12.9$,损耗角 $\tan \delta = 6 \times 10^{-4}$;导体金属材料为金(Au),表面电阻率 $3.18 \times 10^{-7} \sqrt{f}$;金属条带厚度 t 取为 $3 \mu\text{m}$,中心金属条带宽度固定为 $25 \mu\text{m}$.从图5可见,KC格普塔公式的计算结果比文献[3]中的实验测量值小很多,而在低阻端KC格普塔公式根本不适用;但J公式计算结果与实验数值基本相等.图6的计算参数:衬底介质的相对介电常数 ϵ_r 为20,其厚度为 $100 \mu\text{m}$,槽宽为 $500 \mu\text{m}$,中心金属条带宽度为 $400 \mu\text{m}$.从图6可见,随着金属厚度增大,共面波导厚度的影响越来越不可忽略;KC格普塔公式计算结果与文献[10]中的全波分析数值点相比,远远偏小;当金属厚度为零时,J公式计算值比文献[10]中的全波分析值略小,这是有限衬底介质厚度所致,但从整个趋势来看,J公式计算结果与全波分析数值点基本相符.标准方差见表3,J公式计算值的标准方差分别是KC格普塔公式计算值的13.0%和17.3%.因此,用来计算共面波导的特征阻抗,J公式明显优于KC格普塔公式.

表3 J公式与KC格普塔公式标准方差比较表

	图5标准 方差	图6标准 方差	图7标准 方差	图8标准 方差
KC格普塔公式	12.3	3.94	0.47	1.17
J公式	1.60	0.68	0.14	0.37
J/KC	13.0%	17.3%	29.8%	31.6%

3.2 总体损耗

CPW的损耗主要包括导体损耗、介质损耗两部分.

填充介质为真空时CPW的特征阻抗为

$$Z_{ocp} = \sqrt{\epsilon_r} Z_c \quad (15)$$

将Wheeler增量电感公式^[11]应用到CPW可得导体损耗

公式^[1]

$$\alpha_c = 0.23 \frac{R_s}{Z_{ocp}} \left(\frac{\partial Z_{ocp}}{\partial W} - \frac{\partial Z_{ocp}}{\partial S} - \frac{\partial Z_{ocp}}{\partial t} \right) \quad (16)$$

其中 R_s 为导体的表面电阻率.

介质损耗求解公式为^[12]

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r(\epsilon_r - 1)}{\sqrt{\epsilon_r(\epsilon_r - 1)}} \frac{tg \delta}{0} \quad (17)$$

其中 $\epsilon_r, tg \delta$ 分别为介质材料的相对介电常数和损耗角正切; λ_0 为传输电磁波在自由空间的波长; ϵ_{re} 为共面波导的有效相对介电常数.

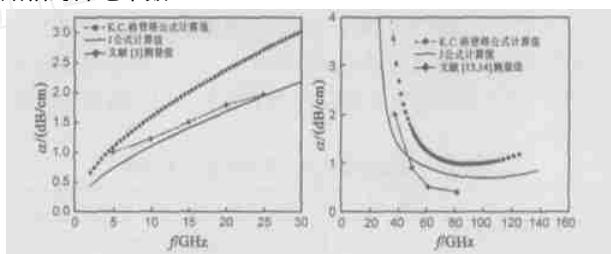


图7 总体损耗与
频率关系图

图8 总体损耗与特征
阻抗关系图

由式(13)、(16)、(17)可得到总体损耗的闭定表达式.计算结果如图7、图8.图7的计算参数与图5相同;图8的计算参数^[13,14]:衬底介质为石英,相对介电常数 ϵ_r 为3.8,损耗角正切 $\tan \delta$ 为 3.3×10^{-4} ;导体金属材料为金(Au),表面电阻率为 $3.18 \times 10^{-7} \sqrt{f}$,金属条带厚度 t 取为 $3 \mu\text{m}$.从图7、图8可看出,KC格普塔公式的计算结果比实验值大,J公式的计算结果与实验值基本吻合.标准方差见表3,J公式计算结果的标准方差分别是KC格普塔公式计算结果的29.8%和31.6%.很明显,用来计算共面波导的总体损耗,J公式比KC格普塔公式更接近测量值.

4 结论

本文针对金属条带厚度不为零的共面波导建立了近似求解模型,用保角变换法对其进行了准静态分析,从而给出了金属条带展宽的非闭定表达式,并用计算机算出了相应的数值解,然后采取了线性平滑法、多元高次曲线拟合处理,得到了共面波导金属条带展宽精确的闭定表达式.并在此基础上给出了特征阻抗和损耗等闭定表达式,最后利用这些表达式计算了特征阻抗和总体损耗,与KC格普塔公式的计算值和实验值进行了比较.结果表明,新展宽公式比KC格普塔展宽公式更精确.

参考文献:

- [1] KC格普塔,R加格,R查德哈.微波电路的计算机辅助设计[M].北京:科学出版社,1986.43-46.
- [2] 房少军,王百锁,金红.具有金属底板非对称波导的研究[J].无线通信,2001,(4):37-39.
- [3] HAYDL W H, KITAZAWA T, BRAUNSTEIN J, et al. Millimeterwave coplanar transmission lines on gallium arsenide, indium phosphide and

- quartz with finite metallization thickness [J]. IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig, 1991, 2: 691 - 694.
- [4] RASTOGI A K, HARDIKAR S. Characteristics of CPW with thick metal coating [A]. Twenty Seventh International Conference on Infrared and Millimeter Waves [C]. Piscataway: IEEE, 2002. 345 - 346.
- [5] RAINEE N S. Coplanar waveguide circuits, components, and systems [M]. New York: A John Wiley & Sons, Inc, Publication, 2001. 225 - 227.
- [6] SHIH Y C. Broadband characterization of conductor-backed coplanar waveguide using accurate on-wafer measurement techniques [J]. Microwave J, 1991, 34(4): 95 - 105.
- [7] 李庆扬, 王能超, 易大义. 数值分析 [M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2001. 120 - 123.
- [8] 陈锺闲. 计算物理学 [M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2001. 70 - 75.
- [9] 闫润清, 李英惠. 微波技术基础 [M]. 北京: 北京理工大学出版社, 1997. 165 - 169.
- [10] KITAZAWA T, HAYASHI Y, SUZUKI M. A coplanar waveguide with thick metal-coating [J]. IEEE MTT, 1976, (9): 604 - 608.
- [11] 吴万春. 微波毫米波与光集成电路的理论基础 [M]. 西安: 西北电讯学院出版社, 1985. 39 - 41.
- [12] 苗敬峰. 毫米波电路 [M]. 南京: 东南大学出版社, 1988. 73 - 78.
- [13] KIM H T, JUNG S, PARK J H, et al. A new micromachined overlay CPW structure with low attenuation over wide impedance ranges and its application to low-pass filters [J]. IEEE Transactions on MTT, 2001, 49(9): 1634 - 1639.
- [14] KWON Y, KIM H T, PARK J H, et al. Low-loss micromachined inverted overlay CPW lines with wide impedance ranges and inherent air-bridge connection capability [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2001, 11(2): 59 - 61.

作者简介:



蒋振新 男, 1979 年 1 月出生于广西桂林市, 硕士, 2001 年毕业于复旦大学物理系, 获学士学位, 2001 年考入上海交通大学微纳米科学研究院, 主要研究方向为射频 MEMS 传输线理论设计和微细加工, 已发表 10 余篇高水平学术论文和申请了两个发明专利. Email: zxjiang8@sina.com



丁桂甫 男, 1963 年 10 月出生于江苏省徐州市, 教授, 博士生导师, 1987 年毕业于复旦大学, 长期从事射频 MEMS 器件设计和微细加工技术的研究, 先后发表学术论文 50 余篇和申请发明专利 11 项 (3 项已获得授权), 参与研究项目“2 毫米电磁型微马研制”获得 1997 年度国家教委科技进步二等奖, “微马达实用化关键技术”先后获得 1999 年度教育部科技进步一等奖和 2000 年度国家科技进步二等奖. Email: gding@sjtu.edu.cn