

面向 CAD 的非对称共面波导模型及分析

房少军,王百锁

(大连海事大学 信息工程学院,辽宁大连 116026)

摘 要: 本文首次提出了一个上下屏蔽的多层介质非对称共面波导模型,并进行了分析.给出了它的有效介电常数,单位长度电容和特性阻抗的解析表达式.并且对由模型所演变出的一个具体实例进行了数值计算和实验测试.最后对该模型所能够演变出的具体 CPW 的种类进行了归纳与分类.

关键词: 共面波导 (CPW); 保角变换; 非对称; 模型; 测试

中图分类号: TN811.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 06-0804-04

A CAD-Oriented Model for Asymmetric Ally Shielded Multilayered CPW

FANG Shao-jun, WANG Bai-suo

(Information College, Dalian Maritime University, Dalian, Liaoning 116026, China)

Abstract: A CAD-oriented model for asymmetrically shielded multilayered CPW is first presented and analyzed. The analytic expressions for its relative effective permittivity, capacitance per unit length and characteristic impedance are given. A practical case deduced from the model is calculated numerically and measured experimentally. Finally the kinds of CPW, which can be deduced from the model, are concluded and classified.

Key words: CPW; conformal transformation; asymmetry; model; measuring

1 引言

共面波导在微波集成电路中有着重要的应用,尤其是近年来随着毫米波与亚毫米波技术的发展,共面波导 (CPW) 受到了愈来愈多的重视^[1]. 相对于常规微带线来说,共面波导用于砷化镓单片微波集成电路 (GaAs MMIC) 时有着明显的优点:对于各种两端器件,无论是有源的或是无源的,都很容易实现串联或者并联而不必在基片上钻孔;寄生参量小;容易提高集成电路密度;色散特性也好于微带线^[2]. 为了使电路易于散热以增大电路的功率容量,文献[3,4]提出了在 CPW 介质基片的背面增加了金属接地板,这样既有利于电路散热又提高了 GaAs MMIC 的机械强度,此外还可以实现共面微带混合电路. 共面波导不仅可以应用到微波集成电路中,还可以应用到毫米波和光学集成电路中^[5~9].

将全波分析方法用于共面波导的研究可以在很宽的频带范围内得到高精度的解^[5]. 但是保角变换方法易于得到封闭形式的解析解,特别适合于建立 CAD 软件包,而且在 20GHz 以内的频率范围,可以达到与全波分析相比拟的精度^[6]. 目前已经采用保角变换方法推出了耦合 CPW^[7],金属导带的损耗^[8]和多层介质基片 CPW^[9]的解析表达式,说明保角变换在建立 CAD 模型方面具有的重要地位.

然而目前的研究大部分限于对称共面波导. 但是,即使我们按对称结构来设计 CPW,真正制作出来的 CPW 也大多是非

对称的. 实际上非对称 CPW 与两端器件连接时有着更大的灵活性,在某些特殊情况下也需要非对称结构的共面波导;另外,对称 CPW 可以视为非对称 CPW 的特例. 因此对非对称共面波导的研究更具有有一般性,因而更加有意义. 法国学者 V Fouad Hanna 于 1981 年首先提出了非对称共面波导 (ACPW) 的概念^[10];随后,文献[11,12]分析了 ACPW.

值得注意的是,目前出现了许多 CPW 的修正结构. 每一种修正结构的 CPW 都有自己的 CAD 模型,如果能够根据各种修正结构的 CPW 提出一种面向 CAD 的统一 CPW 模型,将为我们建立 CPW 的 CAD 软件包提供更大的方便.

然而,构造一个能够把所有的 CPW 结构都包含在内的物理模型是不可能的,但是这种建立统一 CPW 模型的思路无疑对研究 CPW 的 CAD 软件是非常重要的. 基于这种想法,本文研究了多种 CPW^[1~13],提出了一个“上下屏蔽多层介质非对称 CPW”模型,如图 1 所示. 这个模型具有六层介质,并且有上下屏蔽板,六层介质的相对介电常数分别为 $\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3, \epsilon_4, \epsilon_5, \epsilon_6$. 本模型包括了多种在以往文献中出现过的共面波导结构. 如果给定某种具体条件,可以从这个模型中导出相应的具体结构的共面波导. 因而这个模型特别适合于建立共面波导的 CAD 软件包. 在下面的分析中,考虑到共面波导的横截面尺寸较小,我们忽略了由于 $\epsilon_1 - \epsilon_2$ 而产生的场纵向分量的影响,并且近似地认为两个缝隙 ($-b_1, -a$) 和 (a, b_2) 为磁壁.

收稿日期:2001-05-16;修回日期:2001-11-20

基金项目:交通部“跨世纪优秀专业人才培养”资助项目 (No. 95-05-04-29);交通部重点科技资助项目 (No. 95-06-02-17)

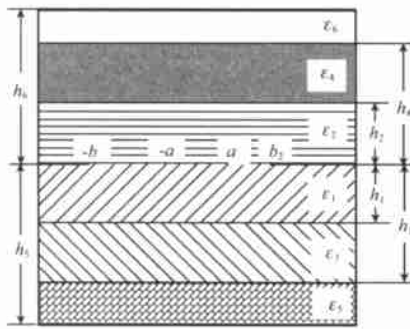


图 1 上下屏蔽多层非对称 CPW 模型结构图

2 理论分析

为了采用保角变换方法求解上下屏蔽多层非对称 CPW 模型的单位长度电容,把图 1 所示的模型分解为图 2 给出的六个部分.通过分析可知,各个部分的等效相对介电常数分别为 $\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3, \epsilon_4, \epsilon_5, \epsilon_6$.

采用各种保角变换对图 2 所示的六个部分进行分析和推导,可以分别求得六个部分的单位长度电容.由所求得的部分单位长度电容,可以得到上下屏蔽多层非对称 CPW 模型的单位长度总电容为

$$C = \sum_{i=1}^6 C_i = 2 \sum_{i=1}^6 C_i \left(\frac{K(k_i)}{K(k_i')} \right) + 0 \left[\frac{K(k_5)}{K(k_5')} + \frac{K(k_6)}{K(k_6')} \right] \quad (1)$$

其中 $K(k_i)$ 和 $K(k_i')$ ($i=1, 2, \dots, 6$) 为第一类完全椭圆积分, k_i 和 k_i' ($i=1, 2, 3, 4$) 为该椭圆积分的模与补模.

$$\begin{cases} k_{2i} = \frac{\sinh\left(\frac{a}{2h_i}\right) \left[1 + \sinh\left(\frac{b_1}{2h_i}\right) \right]}{\sinh\left(\frac{b_1}{2h_i}\right) + \sinh^2\left(\frac{a}{2h_i}\right)}, & i=1, 2, 3, 4 \\ k_{i2} = 1 - k_i^2 \\ = \frac{b_2 b_1 - a^2 \pm [(b_2^2 - a^2)(b_1^2 - a^2)]^{\frac{1}{2}}}{a^2 (b_1 - b_2) (-1)^i}, & i=1, 2, 3, 4 \end{cases} \quad (2)$$

而 k_5 和 k_6 分别由下面的式子给出:

$$\begin{cases} k_5^2 = \frac{(t_4 - t_3)(t_5 - t_2)}{(t_5 - t_3)(t_4 - t_2)} \\ t_2 = \exp\left(-\frac{b_1}{h_5}\right), \quad t_3 = \exp\left(-\frac{a}{h_5}\right) \\ t_4 = \exp\left(-\frac{a}{h_5}\right), \quad t_5 = \exp\left(-\frac{b_2}{h_5}\right) \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} k_6^2 = \frac{(t_4 - t_3)(t_5 - t_2)}{(t_5 - t_3)(t_4 - t_2)} \\ t_2 = \exp\left(-\frac{b_2}{h_6}\right), \quad t_3 = \exp\left(-\frac{a}{h_6}\right) \\ t_4 = \exp\left(-\frac{a}{h_6}\right), \quad t_5 = \exp\left(-\frac{b_1}{h_6}\right) \end{cases} \quad (5)$$

k_5 和 k_6 则为: $k_5^2 = 1 - k_5'^2, k_6^2 = 1 - k_6'^2$.

根据有效介电常数的定义,可得

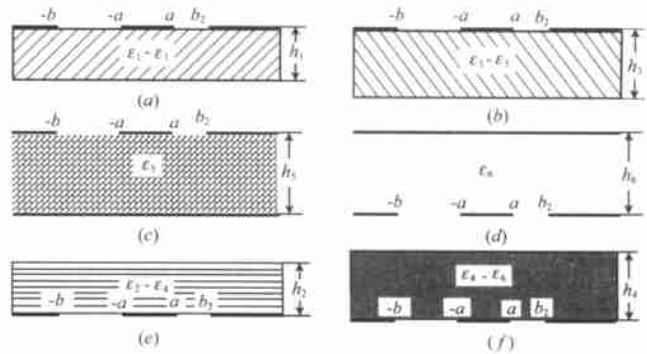


图 2 上下屏蔽多层非对称 CPW 模型结构分解图

$$\epsilon_{eff} = \frac{C(\text{混合介质填充})}{C(\text{空气填充})} = \sum_{i=1}^4 2q_i (i-1+2) + q_5 + q_6 \quad (6)$$

其中填充因子为

$$q_i = \frac{\frac{K(k_i)}{K(k_i')}}{\frac{K(k_5)}{K(k_5')} + \frac{K(k_6)}{K(k_6')}}, \quad i=1, 2, 3, 4, 5, 6 \quad (7)$$

将式(6)和(7)代入式(1),可以求得上下屏蔽多层非对称 CPW 模型的单位长度总电容为:

$$C = 0 \epsilon_{eff} \left[\frac{K(k_5)}{K(k_5')} + \frac{K(k_6)}{K(k_6')} \right] \quad (8)$$

进一步可以求得上下屏蔽多层非对称 CPW 模型的单位长度的特性阻抗为:

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{K(k_5)}{K(k_5')} + \frac{K(k_6)}{K(k_6')} \right]} \quad (9)$$

3 上下屏蔽多层非对称 CPW 模型的一个具体实例

为了说明本文提出模型的正确性,下面讨论在给定条件(CPW 的形状和尺寸)下,由上下屏蔽多层介质非对称 CPW 模型演变出来的一个特例^[14].

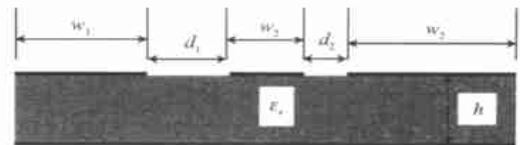


图 3 具有金属底板的非对称 CPW 横截面图

如令图 1 中的上下屏蔽多层介质非对称 CPW 模型的结构参数满足:

$$h_4, h_2, h_h, h_3 = h_1 = h_5, \quad 4 = 6 = 2 = 1, \quad 3 = 5 = 1$$

则模型将演变成具有金属底板的非对称 CPW,如图 3 所示,将图 3 的结构参数代入式(1)~(9),可得

$$C = 0 \left[\frac{K(k_5)}{K(k_5')} + \frac{K(k_6)}{K(k_6')} \right] \quad (10)$$

$$\epsilon_{eff} = q_5 + q_6 \quad (11)$$

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{K(k_5)}{K(k_5')} + \frac{K(k_6)}{K(k_6')} \right]} \quad (12)$$

其中

$$k_6^2 = \frac{2a(b_2 + b_1)}{(b_2 + a)(b_1 + a)} \quad (13)$$

$$k_5^2 = \frac{2\sinh\left(\frac{a}{h_5}\right) \left[\exp\left(\frac{b_2}{h_5}\right) - \exp\left(\frac{b_1}{h_5}\right) \right]}{\left[\exp\left(\frac{b_2}{h_5}\right) - \exp\left(\frac{a}{h_5}\right) \right] \left[\exp\left(\frac{a}{h_5}\right) - \exp\left(\frac{b_1}{h_5}\right) \right]} \quad (14)$$

4 数值计算和测试结果

为了进一步说明本文所给模型的正确性, 本文对第 3 部分中所讨论的实例进行了数值计算和实验测试. 图 4 与图 5 分别给出了本文第 3 部分中的实例即具有金属底板非对称 CPW 的有效介电常数与特性阻抗随结构参数变化的计算曲线. 图中的 a , h 和 b_1 都是对 b_2 归一化的. 由图可知, 当 b_2 一定时, ϵ_{eff} 随介质厚度 h 的增大而减少, 随 b_1 的增大而增大, 而随 a 的增大则有一个极值点. 特性阻抗 Z_0 随 a 的增大而减小, 而随 h 和 b_1 的增大而增大. 图 6、图 7 分别给出了有效介电常数和特性阻抗随介质基片的相对介电常数 ϵ_r 变化的计算曲线. 计算结果表明: 随着相对介电常数的增加, 特性阻抗减少, 而有效介电常数增加. 这些现象的产生是因为 CPW 结构的变化或介质基片的相对介电常数 ϵ_r 变化使分布电容产生了变化, 从而导致 CPW 的特性参数发生变化.

为了验证数值计算的正确性, 本文设计制作了具有金属底板的非对称 CPW, 并进行了测试^[15]. 表 1 给出了三种 CPW 特性阻抗的计算值和测试值. 表中相对误差是按下式定义的:

$$= \frac{\text{理论值} - \text{测试计算值}}{\text{理论值}} \quad (15)$$

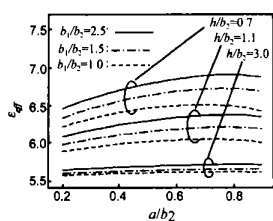


图 4 有效介电常数 ϵ_{eff} 变化曲线 ($\epsilon_r = 10$)

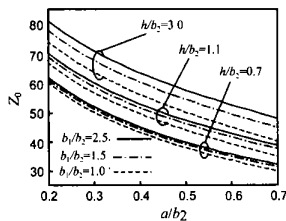


图 5 特性阻抗 Z_0 变化曲线 ($\epsilon_r = 10$)

表 1 具有金属底板非对称 CPW 特性阻抗测试值与理论计算值的比较 (测试频率: 8 GHz)

CPW 结构参数 (mm) ($\epsilon_r = 9.9$, $h = 0.8 \text{ mm}$)	测试、理论值 计算结果 (°)	测试计算结果		相对误差
		驻波比 (测量值)	特性阻抗 (°)	
$d_1 = 0.4$, $d_2 = 0.4$, $w_1 = 9.2$, $w_3 = 9.2$, $w_2 = 0.8$	42.88	1.25	40.03	6.65 %
$d_1 = 0.8$, $d_2 = 0.4$, $w_1 = 8.8$, $w_3 = 9.2$, $w_2 = 0.8$	44.87	1.19	42.14	6.08 %
$d_1 = 1.7$, $d_2 = 0.5$, $w_1 = 8.0$, $w_3 = 9.2$, $w_2 = 0.8$	53.37	1.12	56.18	- 5.27 %

由表可以看出, 本文的计算结果与测试结果具有良好的 consistency, 说明了本文模型的正确性. 应当指出的是, 随着参数 w_1 的减少, 相对误差的符号由正变负, 也就是说随着 w_1 的减少, 测试值逐渐向着大于理论值的方向变化. 这种现象产生的原因是: 在理论计算时, w_1 与 w_3 是无限延伸的, 而实际测试的 CPW 的 w_1 与 w_3 都是有限长的. 随着共面波导两侧接地板宽度 w 的减小, 其单位长度电容减小, 故特性阻抗将上升. 这与文献[16]的结论是一致的.

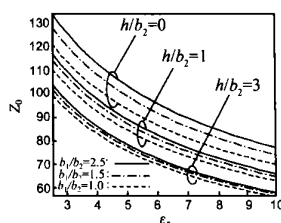


图 6 特性阻抗 Z_0 随 ϵ_r 变化曲线 ($a/b_2 = 0.25$)

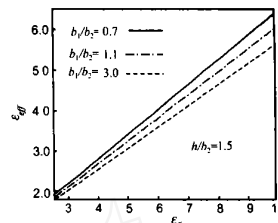


图 7 ϵ_{eff} 随 ϵ_r 变化曲线 ($a/b_2 = 0.25$, $b_1/b_2 = 0.25$)

表 2 由模型到无上屏蔽板多层介质的非对称 CPW 的演变

由模型演变出的 CPW	结构尺寸	由模型演变出的 CPW	结构尺寸
	基本模型		$h_2 \rightarrow \infty$ $\epsilon_2 = 1$
	$h_1, h_2 \rightarrow \infty$ $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 1$		$h_2 \rightarrow \infty$ $\epsilon_2 = 1$ $h_2 = h_1, \epsilon_2 = \epsilon_1$
	$h_1, h_2, h_3 \rightarrow \infty$ $\epsilon_1 = \epsilon_2 = \epsilon_3 = 1$		$h_1, h_2, h_3 \rightarrow \infty$ $\epsilon_1 = \epsilon_2 = \epsilon_3 = 1$ $h_1 = h_2 = h_3, \epsilon_1 = \epsilon_2 = \epsilon_3$
	$h_1 \rightarrow \infty$ $\epsilon_1 = 1$ $h_1 = h_2$ $\epsilon_1 = \epsilon_2$		$h_1 \rightarrow \infty$ $\epsilon_1 = 1$ $h_1 = h_2$ $\epsilon_1 = \epsilon_2$
	$h_1, h_2 \rightarrow \infty$ $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 1$ $h_1 = h_2, \epsilon_1 = \epsilon_2$		$h_1, h_2 \rightarrow \infty$ $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 1$ $h_1 = h_2, \epsilon_1 = \epsilon_2$

表 3 由模型到具有上下屏蔽板非对称 CPW 的演变

由模型演变出的 CPW	结构尺寸	由模型演变出的 CPW	结构尺寸
	基本模型		$h_2 = h_1, \epsilon_2 = \epsilon_1$
	$h_1 = h_2, \epsilon_1 = \epsilon_2$		$h_1 = h_2, \epsilon_1 = \epsilon_2$
	$h_1 = h_2, \epsilon_1 = \epsilon_2$		$h_1 = h_2, \epsilon_1 = \epsilon_2$

表 4 由模型到无上下屏蔽板多层介质非对称 CPW 的演变

由模型演变出的 CPW	结构尺寸	由模型演变出的 CPW	结构尺寸
	基本模型		$h_1, h_2 \rightarrow \infty$ $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 1$
	$h_1, h_2 \rightarrow \infty$ $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 1$		$h_1, h_2 \rightarrow \infty$ $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 1$ $h_1, h_2 \rightarrow \infty$ $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 1$
	$h_1, h_2 \rightarrow \infty$ $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 1$ $h_1 \rightarrow \infty$ $\epsilon_1 = 1$		$h_1, h_2 \rightarrow \infty$ $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 1$ $h_1, h_2 \rightarrow \infty$ $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 1$

5 讨论与结论

本文提出了一个具有屏蔽的多层介质的非对称共面波导模型,该模型也可以扩展到更多的介质层,但是六层介质模型已基本包括了常用的 CPW 结构。通过改变本文模型的结构参数可演变出 20 种非对称 CPW,将它们归纳分类列入到表 2、表 3 和表 4 中。如果令表中 $b_1 = b_2$,便可得到 20 种对称的 CPW。因此本文所提出的 CPW 模型具有高度的概况性。所给出的模型的单位长度电容、有效介电常数及特性阻抗解析表达式均具有一般性,因此适合于建立 CAD 软件包。该模型的正确性已通过实例进行了实验验证。

致谢 本文的测试工作是在信息产业部电子第五十五研究所罗运生总工程师和刘献理教授级高工的帮助下进行的,在此表示衷心的感谢。

参考文献:

- [1] 周希朗. 变型共面波导的保角变换分析 [J]. 通信学报, 1997, 18 (11): 65 - 70.
- [2] G Ghione, C Naldi. Coplanar waveguides for MMIC applications: Effect of upper shielding, conductor backing, finite extent ground planes, and line-to-line coupling [J]. IEEE Trans, 1987, MTT-35 (3): 260 - 267.
- [3] Paucel R A. Design considerations for monolithic microwave circuits [J]. IEEE Trans, 1981, MTT-29 (5): 513 - 534.
- [4] Y C Shih, T Itoh. Analysis of conductor-backed coplanar waveguide [J]. Electron. Lett., 1982, 18 (12): 538 - 540.
- [5] C N Chang. Full-wave analysis of coplanar waveguides by variational conformal mapping technique [J]. IEEE Trans, 1990, MTT-38 (9): 1339 - 1343.
- [6] Bedair S S et al. Fast, accurate and simple approximate analytic formulas for calculating the parameters of suspended coplanar waveguides for MMIC's [J]. IEEE Trans, 1992, MTT-40 (1): 41 - 48.

- [7] X K Kang. Design of Multi-section broadband directional coupler on coplanar Waveguide [A]. 6th International Symposium on Recent Advances in Microwave Technology [C]. Beijing: 电子工业出版社, 1997. 281 - 284.
- [8] G Ghione. A CAD-oriented analytical model for the losses of general asymmetric coplanar lines in hybrid and monolithic MICs [J]. IEEE Trans, 1993, MTT-41 (9): 1499 - 1510.
- [9] S Gevorgian, et al. CAD models for shielded multi-layered CPW [J]. IEEE Trans, 1995, MTT-43 (4): 772 - 778.
- [10] V Fouad Hanna, D Thebault. Analysis of asymmetrical coplanar waveguides [J]. INTJ. Electronics, 1981, 50 (3): 221 - 224.
- [11] V F Hanna, D Thebault. Theoretical and experimental investigation of asymmetric coplanar waveguide [J]. IEEE Trans, 1984, MTT-32 (12): 1649 - 1651.
- [12] T Kitazawa. Quasi-static characteristic of asymmetrical and coupled coplanar type transmission lines [J]. IEEE Trans, 1985, MTT-33 (10): 771 - 778.
- [13] 周希朗, 王曙. 全屏蔽共面波导的准静态分析 [J]. 微波学报, 1999, 15 (3): 234 - 237.
- [14] Fang Shaojun, Wang Baisuo. Analysis of asymmetric coplanar waveguide with conductor backing [J]. IEEE Trans, 1999, MTT-47 (2): 238 - 240.
- [15] 房少军. 非对称共面波导的特性及其场结构的研究 [D]. 大连: 大连海事大学研究生部, 2001.
- [16] 王卫东. MMIC 在片 (On-Wafer) 测试技术研究 [A]. 99 全国微波测试技术学术会议论文集 [C]. 杭州: 中国微波毫米波测试专业委员会, 1999. 1 - 4.

作者简介:



房少军 男, 1957 年出生于山东省淄博市, 1982 年毕业于山东大学无线电电子学专业, 后来在大连海事大学分别获得硕士和博士学位, 现为大连海事大学信息工程学院教授, 发表研究论文 40 多篇, 目前研究领域有微波技术、微波通信、电波与天线。



王百锁 男, 1941 年出生于山西省万荣县, 1964 年毕业于南开大学, 现为大连海事大学信息工程学院教授, 主要从事电磁理论和微波技术等方面的教学与科研工作, 出版学术著作一部, 发表研究论文 60 多篇。