

悬置共面波导的特性阻抗*

阮成礼**

(电子科技大学应用物理所 成都 610054)

【摘要】 悬置共面波导兼有鳍线和悬置带线的优点。文中用共形变换技术分析悬置共面波导,得到严格的解,考虑有限厚度基片情况下给出了悬置共面波导的有效介电常数,单位长度电容和特性阻抗的闭合表达式。

关键词 悬置共面波导; 有效介电常数; 单位长度电容; 特性阻抗; 共形映射; 严格解
中图分类号 TN015; TN811

近几年共面波导(CPW)受到愈来愈多的重视^[1-5], 主要是因为相对于常规微带线来说, CPW 用于砷化镓单片微波集成电路(GaAs MMIC)时有它的优点。对于各种两端器件, 无论是有源或是无源两端器件, 都很容易实现串联或并联连接, 也很容易提高电路密度。为了提高 GaAs MMIC 的机械强度, 在介质基片背面增加了金属接地板, 它既提高了电路的机械强度又提高了电路的功率容量^[1], 还可以实现共面/微带混合电路。但也有一个副作用, 即导致微带模的出现^[2]。抑制微带模的方法有两种: 一种是直接增加半导体基片的厚度, 对于半导体基片这一点是很困难的; 另一种是让 GaAs 生长在 Si 基片上, 然后把整个电路放置在金属接地板上。用 CPW 传输 ps 或亚 ps 脉冲时, 有几个因素影响脉冲失真^[5]: 1) 模式色散; 2) 导体和电介质的损耗; 3) 材料谐振, 其中最主要的因素是模式色散。要抑制模式色散, 可以采用较薄的介质基片, 以提高主模的截止频率, 但对于 GaAs MMIC 来说, 降低半导体基片厚度有一定的极限, 为此 Alessandri 等人提出了悬置共面波导(SCPW)结构^[6]。SCPW 在毫米波应用时有很宽的频带, 易于安装器件和基片。分析表明, 它可以把主模截止频率从 20 GHz 提高到 100 GHz 附近, 因此 SCPW 是一种很有前途的传输毫米波和 ps 及亚 ps 脉冲的传输线。为了降低 CPW 的介质损耗和辐射损耗, Dib 等人还提出了一种微屏蔽线^[3]。它是把共面波导的金属带制备在介质薄膜上, 膜下面是金属腔, 它的优点是不需要借助于空气桥或通过孔来实现等电位连接, 它有很宽的阻抗范围。Dib 在分析时完全忽略了介质薄膜对传输参数的影响。

分析 CPW 有许多种方法, 主要有推广的横向谐振法、谱域法、变分法、点匹配法、矩形边界分区法和共形映射技术^[6-13]等。用得最多的是共形映射技术, 它能给出解析的闭合解, 对计算机优化设计非常方便。Yamashita 用半解析的方法分析悬置带线^[4], Qian 用数值方法分析 SCPW 的色散特性^[5], 并做了实验研究, 到目前为止尚未见有文献给出 SCPW 的解析闭合解, 特别是介质基片厚度不能忽略的情况。本文详细分析了 SCPW 的基本参数, 严格考虑了有限厚度介质基片对 SCPW 基本参数的影响, 给出了解析的闭合表达式。

1 分析

Collin 给出的 TEM 传输线特性阻抗公式为^[17]

$$Z_c = \frac{1}{vC_0} \quad (1)$$

式中 v 是电介质中电磁波的相速; C_0 是 TEM 传输线的单位长度电容。当电介质不是处处均匀时, 例如微带线、共面带线、槽线以及 CPW 等传输线, 引入有效相对介电常数 ϵ_c 非常方便, 这时 TEM 传输线的单位长度电容可表示为

$$C = \epsilon_c C_0 \quad (2)$$

1998年8月28日收稿, 1998年9月24日修改定稿

* 高校博士点专项科研基金资助项目, 基金号: 9561406

** 男 54岁 教授 博士生导师

相应的有效电介质中电磁波相速为

$$v_e = \frac{v}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (3)$$

TEM 传输线的特性阻抗为

$$Z = \frac{Z_c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (4)$$

从式(2)-(4)可以看出 C 、 v_e 和 Z 都与有效相对介电常数 ϵ_e 有一个简单关系，因此对于各种类型的 TEM 传输线，只要求出它的有效相对介电常数，其他各基本参数都容易求出。

图 1 绘出 SCPW 的剖面图，它由常规共面波导 (CPW) 上下各用一矩形腔屏蔽起来而形成的，上下腔的宽和高可以不同。SCPW 单位长度总电容是上半平面电容和下半平面电容之和^[3]。上半平面电容 C_1 可通过两次共形映射求得，首先把矩形区域映射为 t 平面的上半平面，然后再把 t 平面上半平面映射为矩形区域，如图 2 所示。用变换

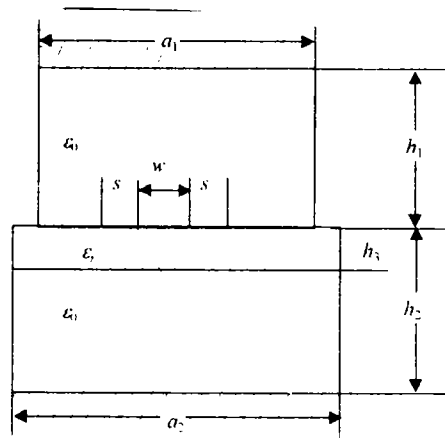


图 1 悬置共面波导(SCPW)

$$Z = \beta \operatorname{sn}^{-1}(t, r_i) = \beta \int' \frac{dt}{\sqrt{(1-t^2)(1-\gamma_i^2 t^2)}}$$

可求得 C_1 为

$$C_1 = \frac{2\epsilon_0 K(\zeta_i)}{K(\zeta_i')} \quad (5)$$

$$\zeta_i = \frac{\operatorname{sn}(w/2\beta_i)}{\operatorname{sn}(w+2s)/2\beta_i} \quad (6)$$

$$\zeta_i' = \sqrt{1-\zeta_i^2} \quad (7)$$

$$\beta_i = \frac{a_i}{2K(\gamma_i)} \quad (8)$$

$$\gamma_i = \frac{(e^{m_i/2h_i} - 2)^2}{(e^{m_i/2h_i} + 2)^2} \quad \frac{1}{2} \leq \gamma_i^2 \leq 1 \quad (9)$$

$$\gamma_i' = \frac{(e^{2m_i/a_i} - 2)^2}{(e^{2m_i/a_i} + 2)^2} \quad 0 \leq \gamma_i'^2 \leq \frac{1}{2} \quad (10)$$

其中 $\gamma_i' = \sqrt{1-\gamma_i^2}$, $i=1,2$, $i=1$ 求上半平面, $i=2$ 求下半平面电容。而 $\operatorname{sn}(\theta)$ 是 Jacobi 椭圆函数，它可由文献[15]的程序求出， $K(\zeta)$ 是第一类完全椭圆积分，而式 (9)、(10) 是根据近似求出的，该公式的误差小于 3×10^{-6} 。

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \right) \quad \frac{1}{2} \leq k^2 \leq 1 \quad (11)$$

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k}} \right) \quad 0 \leq k^2 \leq \frac{1}{2}$$

下半平面电容也可以表示为两部分之和，一部分是拿走介质基片而求得的下半平面电容 C_2 ；另一部分是介质极化电容 C_3 ，它是假设电场都压缩在介质基片内，介质基片厚度为 h_3 ，介电常数为 $(\epsilon_r - 1)$ 而求出的共面波导单位长度电容。前者电容 C_2 可用公式(5)-(10)求出，只要将相应的腔体高 h_2 ，腔体宽 a_2 代入即可。而 C_3 可通过一系列共形映射求出：首先把介质基片的矩形区域映射为 t_2 平面的下半平面，在 t_2 平面上的边值问题是两边接地板宽度为有限值的 CPW 问题^[2]。由于对称性取一半研究，用 $t_3 = t_2^2$ 把

1/4 平面映射为 t_3 平面的半平面, 然后再映射为矩形区域, 如图 3 所示, 由此可求得

$$C_3 = 2\epsilon_0(\epsilon_r - 1) \frac{K(\zeta_3)}{K(\zeta_3')} \quad (12)$$

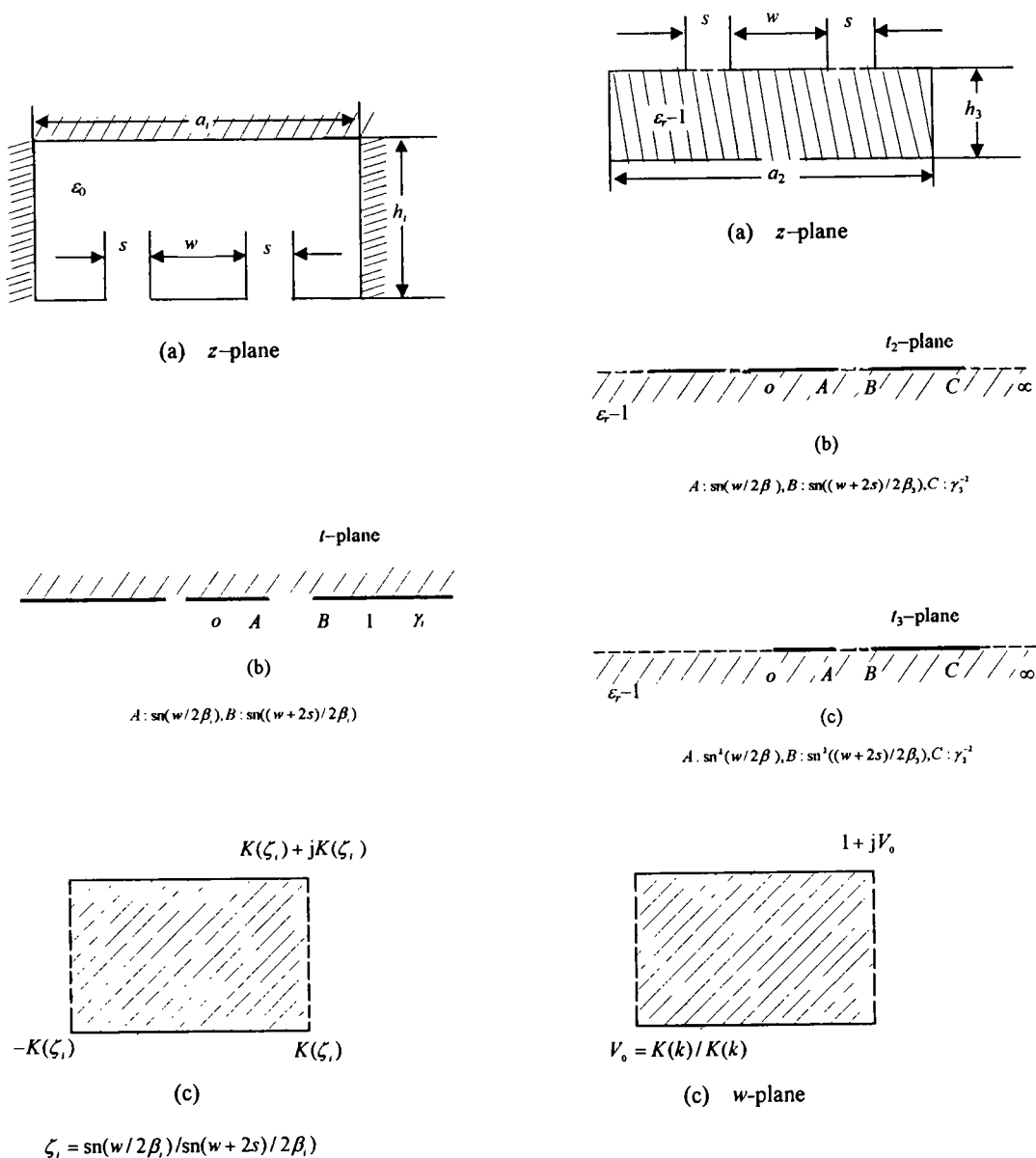


图 2 求解 C_1 和 C_2 的共形映射

图 3 求解 C_3 的共形映射

$$\zeta_3 = \frac{\text{sn}(w/2\beta_3)}{\text{sn}(w+2s)/2\beta_3} \sqrt{\frac{1-\gamma_3^2 \text{sn}^2(w+2s)/2\beta_3)}{1-\gamma_3^2 \text{sn}^2(w/2\beta_3)}} \quad (13)$$

$$\zeta_3' = \sqrt{1-\zeta_3^2} \quad (14)$$

$$\beta_3 = \frac{a_2}{2K(\gamma_3)} \quad (15)$$

$$\gamma_3 = \frac{(e^{m_2/2h_3} - 2)^2}{(e^{m_2/2h_3} + 2)^2} \quad \frac{1}{2} \leq \gamma_3^2 < 1 \quad (16)$$

$$\gamma_3' = \frac{(e^{2\pi h_3/a_2} - 2)^2}{(e^{\pi h_3/a_2} + 2)^2} \quad 0 \leq \gamma_3^2 < \frac{1}{2} \quad (17)$$

在求出各部分电容 C_1 , C_2 和 C_3 之后, SCPW 的单位长度电容 C 为各部分电容之和

$$C = 2\varepsilon_0 \frac{K(\zeta_1)}{K(\zeta_1')} + 2\varepsilon_0 \frac{K(\zeta_2)}{K(\zeta_2')} + 2\varepsilon_0(\varepsilon_r - 1) \frac{K(\zeta_3)}{K(\zeta_3')} \quad (18)$$

$$\varepsilon_e = 1 + (\varepsilon_r - 1)p \quad (19)$$

$$p = \frac{K(\zeta_3)}{K(\zeta_3')} \frac{1}{\frac{K(\zeta_1)}{K(\zeta_1')} + \frac{K(\zeta_2)}{K(\zeta_2')}} \quad (20)$$

SCPW 的特性阻抗为

$$Z = \frac{60\pi / \sqrt{\varepsilon_e}}{\frac{K(\zeta_1)}{K(\zeta_1')} + \frac{K(\zeta_2)}{K(\zeta_2')}} \quad (21)$$

当 $h_2 = h_1$, $a_2 = a_1$ 时有 $\zeta_1 = \zeta_2$

$$C = 4\varepsilon_0 \frac{K(\zeta_1)}{K(\zeta_1')} + 2\varepsilon_0(\varepsilon_r - 1) \frac{K(\zeta_3)}{K(\zeta_3')} \quad (22)$$

$$\varepsilon_e = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(\zeta_3)}{K(\zeta_3')} \frac{K(\zeta_1')}{K(\zeta_1')} \quad (23)$$

$$Z = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}} \frac{K(\zeta_1')}{K(\zeta_1')} \quad (24)$$

2 结 论

悬置共面波导兼有鳍线和悬置带线的优点, 在结构上和性能上都特别适合于毫米波电路, 但它的基本参数至今尚未得到解析的闭合表达式, 为了便于计算机优化设计, 本文用共形映射技术分析 SCPW 的传输特性, 充分考虑了有限厚度介质基片的作用, 给出了 SCPW 的单位长度电容, 有效介电常数和特性阻抗的闭合表达式, 文所给方法也可以用来分析悬置带线和微带/共面带线^[6,12]。

参 考 文 献

- 1 Ghione G, Naldi C. Coplanar waveguides for MMIC applications. effect of upper shielding, conductor backing, finite-extent ground planes, and line-to-line coupling. IEEE Trans, 1987, MTT-35(3): 260
- 2 Bedair S S, Woff I. Fast, accurate and simple approximate analytic formulas for calculating the parameters of suspended coplanar waveguides for MMIC's. IEEE Trans, 1992: MTT-40(1): 41
- 3 Dib N I, Katehi L P B. Impedance calculation for the microshield line. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1992, 2(10): 406
- 4 Gevorgian S S. Basic characteristics of two layered substrate coplanar waveguides. Electronics Letters, 1994, 30(15): 1 236
- 5 Qian Y, Yamashita E, Atsuki K. Modal dispersion, control and distortion suppression of picosecond pulses in suspended coplanar waveguides. IEEE Trans, 1992, MTT-40(10): 1 903
- 6 Alessandri F, Gooble U, Melai F, Sorrentino R. Theoretical and experimental characterization of nonsymmetrically shielded coplanar waveguides for millimeter-wave circuits. IEEE Trans, 1989, MTT-37(12): 2 020
- 7 Davies J B, Mirshekar D. Spectral domain solution of arbitrary coplanar transmission lines with multilayer substrate. IEEE Trans, 1977, MTT-25: 143
- 8 Jansen R. Hybrid mode analysis of end effects of planar microwave and millimeterwave transmission lines.

- Proc IEE, 1981, 128:77
- 9 Kitazawa T, Hayashi Y. Quasistatic and hybrid mode analysis of shielded coplanar waveguide with thick metal coating. Proc IEE, 1981, 134: 321
 - 10 Kitazawa T, Hayashi Y. Variational method for coplanar waveguide with anisotropic substrate. IEE Proc, 1987, 134: 7
 - 11 Rowe D A, Lao B Y. Numerical analysis of shielded Coplanar waveguide with anisotropic substrate. IEE Proc, 1987, 134:7
 - 12 Yamashita E, Li K R, Suzuki Y. Characterization method and simple design formulas of MCS lines proposed for MMIC's. IEEE Trans, 1987, MTT-35(12): 1 355
 - 13 Veyres C, Hanna V F. Extension of the application of conformal mapping techniques to coplanar lines with finite dimensions. Int J Electronics, 1980, 48(1): 47
 - 14 Yamashita E, Nakajima M, Atsuki K. Analysis method for generalized suspended striplines. IEEE Trams, 1986, MTT-34(12): 1 459~1 463
 - 15 Press W, Flannery B, Teukolsky S, Vetterling W. Numerical recipes, the art of scientific computing. Cambridge: Cambridge Univ Press, 1986: 188
 - 16 Hilberg W. From approximations to exact relations for characteristic impedances. IEEE Trans, 1969, MTT-17: 259
 - 17 Collin R E. Field theory of guided waves, 2nd edition. IEEE Press, 1991: 249

Basic Parameters of Suspended Coplanar Waveguides

Ruan Chengli

(Inst. of Appl. Phys., UEST of China Chengdu 610054)

Abstract suspended coplanar waveguide have the advantages of both finline and suspended stripline. In this paper suspended coplanar waveguides are analyzed using conformal mapping techniques, and the exact solutions are obtained. Analytic closed-form expressions for the effective dielectric constant, the capacitance per unit length and the characteristic impedance of the suspended coplanar waveguides with dielectric substrate of finite thickness are given.

Key words suspended coplanar waveguide; effective dielectric constant; capacitance per unit length; characteristic impedance; conformal mapping; exact solution