

非对称宽边耦合 CPW 微波滤波器的散射参数设计*

王安国 吴咏诗 丁润涛

(天津大学电子信息工程学院, 天津, 300072)

陈 蕾 马建军

(南京电子器件研究所, 南京, 210016)

2002-11-13 收稿, 2003-04-04 改稿

摘要: 非对称支持宽边耦合共面波导可看作是非均匀介质中的非对称耦合传输线, 文中在非均匀介质中的非对称耦合传输线散射参数的基础上, 推导出非对称宽边耦合共面波导的散射参数。利用所得散射参数研制了非对称支持宽边耦合共面波导滤波器, 试验结果表明采用散射参数进行电路分析和设计的有效性。设计研制了 $f=3\sim5$ GHz 的带阻滤波器, 采用微波复合介质板 ($\epsilon_r=9.6$ 、厚度为 0.8 mm), 底层填充介质为聚四氟乙烯材料 ($\epsilon_r=2.1$), 上层为空气, 上、下宽边耦合共面波导的中心带宽度为 $w=3$ mm, 槽宽为 $s_g=0.50$ mm, 长为 $l=12.57$ mm。上、下共面波导距离屏蔽盒顶、底的高度为 $h_1=10$ mm。引出线采用微带渐变线进行阻抗匹配。这些为非对称支持宽边耦合共面波导在三维(多层)微波集成电路中的应用奠定了基础。

关键词: 散射参数; 非对称支持; 宽边耦合; 共面波导; 微波滤波器

中图分类号: TN713 文献标识码: A 文章编号: 1000-3819(2003)04-489-07

The Design of Microwave Filters Formed by Asymmetric Broadside-coupled CPW Using S-parameters

WANG Anguo WU Yongshi DING Runtao

(School of Electronic Information Engineering, Tianjin University, Tianjin, 300072, CHN)

CHEN Lei MA Jianjun

(Nanjing Electronic Devices Institute, Nanjing, 210016, CHN)

Abstract: The asymmetric supported broadside-coupled CPW (coplanar waveguides) can be considered as the asymmetric coupled transmission lines in inhomogeneous medium. In this paper, based on the scattering parameters of the asymmetric coupled transmission lines in inhomogeneous medium, the scattering parameters of the asymmetric supported broadside-coupled coplanar waveguides are derived. Using the scattering parameters, the microwave filters formed by the asymmetric supported broadside-coupled coplanar waveguides are designed and manufactured. The experimental results indicate the validity of the s-parameters in the analysis and design of the circuits. The bandstop filter from 3 GHz to 5 GHz is manufactured on the microwave composite dielectric plate ($\epsilon_r=9.6$ and the thickness = 0.8 mm), the filled dielectric material in the lower layer is PTFE ($\epsilon_r=2.1$). The filled dielectric

* E-mail: agwang@tju.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(69771019)

material in the upper layer is air. The center conductor width of broadside-coupled CPW is 3 mm, slot is 0.50 mm, length is 12.57 mm. The top and bottom metallic covering plates are positioned at the distance 10 mm from the surface of the dielectric plate, respectively. The gradual change microstrips are used to match the impedance of input and output port. The theoretical work and practical experience have laid the solid foundation for the application of the asymmetric supported broadside-coupled coplanar waveguides in the three dimensional (multilayer) microwave integrated circuits.

Key words: S-parameters; asymmetric supported; broadside-coupled; CPW; microwave filters

EEACC: 1270

1 引言

宽边耦合共面波导首先由 Hatsuda 提出^[1]。它由三层介质中的两个平行共面波导(CPW)所构成,顶层与底层介质相同时称为对称支持宽边耦合共面波导,不同时则称为非对称支持宽边耦合共面波导。如图 1 所示。

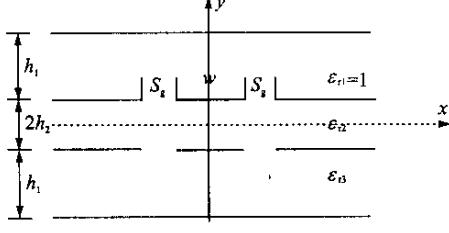


图 1 非对称支持的宽边耦合共面波导截面图

Fig. 1 The cross section of asymmetric supported broadside-coupled coplanar waveguides

宽边耦合共面波导是三维(多层)微波集成电路中的一种新型耦合传输线。非对称支持宽边耦合共面波导(上层、中层与下层介质均不同)则是一种非均匀介质中的非对称耦合传输线。它的底层介质可用石英等以增强机械强度,顶层介质可为空气以便于接入有源器件或集总参数元件,便于电路的结构处理,可以构成有广泛用途的部件,在三维微波集成电路中势必获得广泛应用。

非均匀介质中的非对称耦合传输线,其传播模式可分解为 C 模与 π 模。对于微波领域里广泛使用的 S 参数,一些文章推导了其在一些特定简化条件下的 S 参数。如 Speciale 推导了相合条件下的 S 参数^[2]。Sachse 推导了耦合系数 $k_L = k_C$ 条件下的 S 参数^[3]。

文献[4]则推导了更一般的 S 参数,其 S 参数表达式与正规模式参量相联系,物理概念清晰。

本文用文献[4]的结论,推导了非对称支持宽边耦合共面波导这一非均匀介质中非对称耦合线的 S 参数,并利用所得散射参数设计研制了非对称支持宽边耦合共面波导电路部件,通过实验验证了散射参数在电路分析和设计中的有效性。

2 非均匀介质中非对称耦合线的 S 参数

图 2 所示非均匀介质中非对称耦合线,应用正

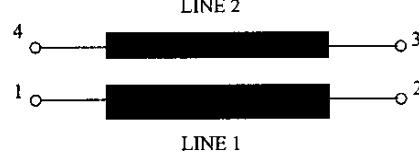


图 2 非均匀介质中非对称耦合线示意

Fig. 2 The asymmetric coupled transmission lines in inhomogeneous medium

规模式参量,其上传播两种传播模式(c 模式和 π 模式)^[5]。 R_c 和 R_π 分别是两种模式下传输线 2 上的电压和传输线 1 上的电压的比值; v_c 和 v_π 为相应的相速度, $z_{c1}, z_{c2}, z_{\pi1}$ 和 $z_{\pi2}$ 为相应的阻抗。

假定传输线 1 的端口 1 和端口 2 联接特性阻抗 $z_1 = \sqrt{z_{c1} z_{\pi1}}$, 传输线 2 的端口 3 和端口 4 联接特性阻抗 $z_2 = \sqrt{z_{c2} z_{\pi2}} = -R_c R_\pi z_1$ 。

对于图 2 所示非均匀介质中非对称耦合线,其 S 参数矩阵为:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$a_i, b_i (i=1, 2, 3, 4)$ 分别为各端口的入射波和反射波; $s_{ij} (i, j=1, 2, 3, 4)$ 为相应的 S 参数。经推

导可得 S 参数矩阵为^[4]：

$$[S] = \begin{bmatrix} \frac{(z'_{c1}^2 - 1)\sinh\gamma_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \gamma_c l)} + \frac{(z'_{\pi1}^2 - 1)\sinh\gamma_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \gamma_\pi l)} & \frac{2z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \gamma_c l)} + \frac{2z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \gamma_\pi l)} \\ \frac{2z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \gamma_c l)} + \frac{2z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \gamma_\pi l)} & \frac{(z'_{c1}^2 - 1)\sinh\gamma_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \gamma_c l)} + \frac{(z'_{\pi1}^2 - 1)\sinh\gamma_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \gamma_\pi l)} \\ \frac{2\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \gamma_c l)} - \frac{2\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \gamma_\pi l)} & \frac{\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}(z'_{c1}^2 - 1)\sinh\gamma_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \gamma_c l)} - \frac{\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}(z'_{\pi1}^2 - 1)\sinh\gamma_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \gamma_\pi l)} \\ \frac{\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}(z'_{c1}^2 - 1)\sinh\gamma_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \gamma_c l)} - \frac{\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}(z'_{\pi1}^2 - 1)\sinh\gamma_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \gamma_\pi l)} & \frac{2\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \gamma_c l)} - \frac{2\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \gamma_\pi l)} \\ \frac{2\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \gamma_c l)} - \frac{2\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \gamma_\pi l)} & \frac{\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}(z'_{c1}^2 - 1)\sinh\gamma_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \gamma_c l)} - \frac{\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}(z'_{\pi1}^2 - 1)\sinh\gamma_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \gamma_\pi l)} \\ \frac{\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}(z'_{c1}^2 - 1)\sinh\gamma_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \gamma_c l)} - \frac{\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}(z'_{\pi1}^2 - 1)\sinh\gamma_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \gamma_\pi l)} & \frac{2\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \gamma_c l)} - \frac{2\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \gamma_\pi l)} \\ \frac{R_c}{|R_\pi|}(z'_{c1}^2 - 1)\sinh\gamma_c l + \frac{|R_\pi|}{R_c}(z'_{\pi1}^2 - 1)\sinh\gamma_\pi l & \frac{2\frac{R_c}{|R_\pi|}z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \gamma_c l)} + \frac{2\frac{|R_\pi|}{R_c}z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \gamma_\pi l)} \\ \frac{2\frac{R_c}{|R_\pi|}z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \gamma_c l)} + \frac{2\frac{|R_\pi|}{R_c}z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \gamma_\pi l)} & \frac{\frac{R_c}{|R_\pi|}(z'_{c1}^2 - 1)\sinh\gamma_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \gamma_c l)} + \frac{\frac{|R_\pi|}{R_c}(z'_{\pi1}^2 - 1)\sinh\gamma_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \gamma_\pi l)} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中 $F(z'_{c1}, \gamma_c l) = 2z'_{c1}\cosh\gamma_c l + (z'_{c1}^2 + 1)\sinh\gamma_c l$, $G(z'_{\pi1}, \gamma_\pi l) = 2z'_{\pi1}\cosh\gamma_\pi l + (z'_{\pi1}^2 + 1)\sinh\gamma_\pi l$

常数分别为 $\epsilon_{r1}, \epsilon_{r3}, \epsilon_{r3} > \epsilon_{r1}, \epsilon_{r2} > \max\{\epsilon_{r1}, \epsilon_{r3}\}$ 。

$$\epsilon_{\text{eff}(c, \pi)} = v_0^2 \frac{(D_1 + D_2) \mp \sqrt{(D_2 - D_1)^2 + 4E_1 E_2}}{2} \quad (4)$$

$$R_{(c, \pi)} = \frac{(D_2 - D_1) \mp \sqrt{(D_2 - D_1)^2 + 4E_1 E_2}}{2E_1} \quad (5)$$

同时, 可以得出两线的模式阻抗分别为:

$$Z_{c1} = \frac{v_{c1}}{i_{c1}} = \frac{v_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}(c)}}} (L_{11} - L_{12}/R_\pi) \quad (6a)$$

$$Z_{c2} = \frac{v_{c2}}{i_{c2}} = -R_\pi R_c Z_{c1} \quad (6b)$$

$$Z_{\pi1} = \frac{v_{\pi1}}{i_{\pi1}} = \frac{v_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}(\pi)}}} (L_{11} - L_{12}/R_c) \quad (6c)$$

$$Z_{\pi2} = \frac{v_{\pi2}}{i_{\pi2}} = -R_\pi R_c Z_{\pi1} \quad (6d)$$

$$D_1 = L_{11}C_{11} - L_{12}C_{12} \quad (7a)$$

$$D_2 = L_{22}C_{22} - L_{12}C_{12} \quad (7b)$$

$$E_1 = L_{12}C_{22} - L_{11}C_{12} \quad (7c)$$

$$E_2 = L_{12}C_{11} - L_{22}C_{12} \quad (7d)$$

$L_{11}, L_{22}, C_{11}, C_{22}$ 分别为上、下共面波导单位长度的

图 1 所示两共面波导间介质的相对介电常数 ϵ_{r2} , 上、下共面波导与地之间填充介质的相对介电

自电感和自电容, $L_{12}, L_{21}, C_{12}, C_{21}$ 分别为上、下共面波导间单位长度的互电感和互电容, 在互易条件下有 $L_{12} = l_{21}, C_{12} = C_{21}$ 。 v_0 为真空中光的速度, $v_0 =$

$$[S] = \begin{bmatrix} \frac{j(z'_{c1}^2 - 1)\sin\beta_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} + \frac{j(z'_{\pi1}^2 - 1)\sin\beta_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} & \frac{2z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} + \frac{2z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} \\ \frac{2z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} + \frac{2z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} & \frac{j(z'_{c1}^2 - 1)\sin\beta_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} + \frac{j(z'_{\pi1}^2 - 1)\sin\beta_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} \\ \frac{2\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} - \frac{2\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} & \frac{j\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}(z'_{c1}^2 - 1)\sin\beta_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} - \frac{j\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}(z'_{\pi1}^2 - 1)\sin\beta_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} \\ \frac{j\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}(z'_{c1}^2 - 1)\sin\beta_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} - \frac{j\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}(z'_{\pi1}^2 - 1)\sin\beta_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} & \frac{2\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} - \frac{2\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} \\ \frac{2\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} - \frac{2\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} & \frac{j\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}(z'_{c1}^2 - 1)\sin\beta_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} - \frac{j\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}(z'_{\pi1}^2 - 1)\sin\beta_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} \\ \frac{j\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}(z'_{c1}^2 - 1)\sin\beta_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} - \frac{j\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}(z'_{\pi1}^2 - 1)\sin\beta_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} & \frac{2\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} - \frac{2\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} \\ \frac{j\frac{R_c}{|R_\pi|}(z'_{c1}^2 - 1)\sin\beta_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} + \frac{j\frac{|R_\pi|}{R_c}(z'_{\pi1}^2 - 1)\sin\beta_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} & \frac{2\frac{R_c}{|R_\pi|}z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} + \frac{2\frac{|R_\pi|}{R_c}z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} \\ \frac{2\frac{R_c}{|R_\pi|}z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} + \frac{2\frac{|R_\pi|}{R_c}z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} & \frac{j\frac{R_c}{|R_\pi|}(z'_{c1}^2 - 1)\sin\beta_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} + \frac{j\frac{|R_\pi|}{R_c}(z'_{\pi1}^2 - 1)\sin\beta_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} \end{bmatrix} \quad (3)$$

耦合传输线, 它支持两种基本传播模式: 奇模和偶模。在奇模时, 中间介质层的中心(x 轴)为电壁; 在偶模时, 中间介质层的中心(x 轴)为磁壁; 运用保角变换可得:

$$C_o = C_{o1} + C_{o2} \quad (8)$$

$$C_{oi} = 2\epsilon_0\epsilon_{ri}\frac{K(k_{oi})}{K(k'_{oi})} \quad (i = 1, 2) \quad (9)$$

$$k_{oi} = \operatorname{th}\left(\frac{\pi w}{4h_i}\right)/\operatorname{th}\left[\frac{\pi(w + 2s_g)}{4h_i}\right] \quad (10)$$

$K(k)$ 和 $K(k')$ 为第一类椭圆积分及其余式, $k = (1 - k')^{1/2}$ 。 $K(k)/K(k')$ 的表达式为:

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln[2(1 + \sqrt{k})/(1 - \sqrt{k})] & 0.5 \leq k^2 \leq 1 \\ \pi/\ln[2(1 + \sqrt{k'})/(1 - \sqrt{k'})] & 0 \leq k^2 \leq 0.5 \end{cases} \quad (11)$$

式(8), (9)中, C_o 为单位长度上的总电容, C_{o1}, C_{o2} 为上部、中部的奇模电容。

$$C_e = C_{e1} + C_{e2} \quad (12)$$

$$C_{e1} = C_{o1} \quad (13)$$

$$C_{e2} = 2\epsilon_0\epsilon_{r2}\frac{K(k_{e2})}{K(k'_{e2})} \quad (14)$$

$$k_{e2} = \operatorname{sh}\left(\frac{\pi w}{4h_2}\right)/\operatorname{sh}\left[\frac{\pi(w + 2s_g)}{4h_2}\right] \quad (15)$$

$$3 \times 10^8 \text{ (m/s)}.$$

对于对称支持的宽边耦合共面波导(即两共面波导与地导体之间填充的介质相同), 此时为对称

$$\begin{aligned} & \frac{2z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} + \frac{2z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} \\ & \frac{j(z'_{c1}^2 - 1)\sin\beta_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} + \frac{j(z'_{\pi1}^2 - 1)\sin\beta_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} \\ & \frac{j\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}(z'_{c1}^2 - 1)\sin\beta_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} - \frac{j\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}(z'_{\pi1}^2 - 1)\sin\beta_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} \\ & \frac{2\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} - \frac{2\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} \\ & \frac{j\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}(z'_{c1}^2 - 1)\sin\beta_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} - \frac{j\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}(z'_{\pi1}^2 - 1)\sin\beta_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} \\ & \frac{2\sqrt{\frac{R_c}{|R_\pi|}}z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} - \frac{2\sqrt{\frac{|R_\pi|}{R_c}}z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} \\ & \frac{2\frac{R_c}{|R_\pi|}z'_{c1}}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} + \frac{2\frac{|R_\pi|}{R_c}z'_{\pi1}}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} \\ & \frac{j\frac{R_c}{|R_\pi|}(z'_{c1}^2 - 1)\sin\beta_c l}{(1 - R_c/R_\pi)F(z'_{c1}, \beta_c l)} + \frac{j\frac{|R_\pi|}{R_c}(z'_{\pi1}^2 - 1)\sin\beta_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)G(z'_{\pi1}, \beta_\pi l)} \end{aligned} \quad (16)$$

式(12), (13)中, C_e 为单位长度上的总电容, C_{e1}, C_{e2} 为上部、中部的偶模电容。

对于图 1 所示的非对称支持宽边耦合共面波导则为非对称耦合传输线, 式(7)中的各元素为:

$$C_{11} = C_{o1}^a + C_{e2} + C_{12} \quad (16a)$$

$$C_{12} = (C_{o2} - C_{e2})/2 \quad (16b)$$

$$C_{22} = C_{o1} + C_{e2} + C_{12} \quad (16c)$$

$$L_{11} = \frac{C_{22}^a}{v_0^2 [C_{11}^a C_{12}^a - (C_{12}^a)^2]} = \frac{C_{22}^a}{v_0^2 \det(C^a)} \quad (17a)$$

$$L_{22} = \frac{C_{11}^a}{v_0^2 [C_{11}^a C_{22}^a - (C_{12}^a)^2]} = \frac{C_{11}^a}{v_0^2 \det(C^a)} \quad (17b)$$

$$L_{12} = \frac{C_{12}^a}{v_0^2 [C_{11}^a C_{22}^a - (C_{12}^a)^2]} = \frac{C_{12}^a}{v_0^2 \det(C^a)} \quad (17c)$$

$$\det(C^a) = C_{11}^a C_{22}^a - (C_{12}^a)^2 \quad (17d)$$

式(16c)中的 C_{o1} 为考虑了介质 ϵ_{r3} 的电容, 式中电容右上角带“a”标记的代表介质被空气代替之后的电容。

将式(17)代入式(7)有:

$$D_1 = \frac{C_{22}^a C_{11} - C_{12}^a C_{12}}{v_0^2 \det(C^a)} \quad (18a)$$

$$D_2 = \frac{C_{11}^a C_{22} - C_{12}^a C_{12}}{v_0^2 \det(C^a)} \quad (18b)$$

$$E_1 = \frac{C_{12}^a C_{22} - C_{22}^a C_{12}}{v_0^2 \det(C^a)} \quad (18c)$$

$$E_2 = \frac{C_{12}^a C_{11} - C_{11}^a C_{12}}{v_0^2 \det(C^a)} \quad (18d)$$

对于由一段长为 L 的非对称支持宽边耦合共

面波导根据 $\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}$ 及 $v_0 = 1/\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$ 公式, 连同以上非对称支持宽边耦合共面波导的模式阻抗及式(4)、(5), 从非均匀介质中的非对称耦合传输线的 S 参数即可得到非对称支持宽边耦合共面波导的 S 参数。

4 带阻滤波器的设计与研制

在理论分析的基础上, 利用已推导出的非对称支持宽边耦合共面波导的 S 参数, 设计并研制了非对称支持宽边耦合共面波导构成的滤波器。

在 2、4 两端开路(即 $\Gamma=1$)的情况下, 原来的四端口网络退化为二端口网络, 如图 3 所示, 这时

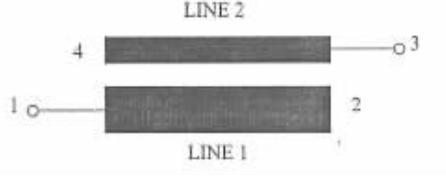


图 3 单节滤波器示意

Fig. 3 One section of the filter



图 4 级联带阻滤波器示意

Fig. 4 The cascade bandstop filter

1、3 端口构成的二端口网络的参量为:

$$b_1 = S'_{11} a_1 + S'_{13} a_3$$

$$b_3 = S'_{31} a_1 + S'_{33} a_3$$

即有: $[S'] = \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{13} \\ S'_{31} & S'_{33} \end{bmatrix}$

其中各元素与原四端口网络的 S 矩阵元素之间的关系为:

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{(1-S_{44})S_{12}^2 + (1-S_{22})S_{14}^2 + 2S_{24}S_{12}S_{14}}{(1-S_{22})(1-S_{44}) - S_{42}S_{24}}$$

$$S'_{13} = S_{13} + \frac{(1-S_{44})S_{12}S_{23} + (1-S_{22})S_{14}S_{43} + S_{24}S_{12}S_{43} + S_{42}S_{23}S_{14}}{(1-S_{22})(1-S_{44}) - S_{42}S_{24}}$$

$$S'_{31} = S_{31} + \frac{(1-S_{44})S_{21}S_{32} + (1-S_{22})S_{41}S_{34} + S_{24}S_{41}S_{32} + S_{42}S_{21}S_{34}}{(1-S_{22})(1-S_{44}) - S_{42}S_{24}}$$

$$S'_{33} = S_{33} + \frac{(1-S_{44})S_{23}^2 + (1-S_{22})S_{43}^2 + 2S_{24}S_{43}S_{32}}{(1-S_{22})(1-S_{44}) - S_{42}S_{24}}$$

根据 S 参数与 T 参数之间的关系可获得 T 参数:

$$[T] = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} 1 & -S_{22} \\ S_{11} & -|S| \end{bmatrix}$$

$$\text{其中: } |S| = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$$

级联带阻滤波器由两节图 3 所示滤波器级联而成, 如图 4 所示, 则将两节的 T 参数相乘后得到总的带阻滤波器的 T 参数, 然后, 再由 S 参数与 T 参数之间的关系:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_{11}} \begin{bmatrix} T_{21} & |T| \\ 1 & -T_{12} \end{bmatrix}$$

$$\text{其中: } |T| = T_{11}T_{22} - T_{21}T_{12}$$

可得相应两节的 S 参数, 即可通过 $S_{21} = \frac{1}{T_{11}}$ 求得 1—1' 的传输系数 S_{11}' 。

中层用微波复合介质板($\epsilon_r = 9.6$ 、厚度为 0.8 mm), 底层填充介质为聚四氟乙烯材料($\epsilon_{r2} = 2.1$), 上层为空气, 设计了 $f = 3 \sim 5$ GHz 的带阻滤波器, 上、下宽边耦合共面波导的尺寸为: 中心导带宽度为 $w = 3$ mm, 槽宽为 $S_g = 0.50$ mm, 长为 $l = 12.57$ mm。上、下共面波导距离屏蔽盒顶、底的高度为 $h_1 = 10$ mm。带阻滤波器结构如图 5。

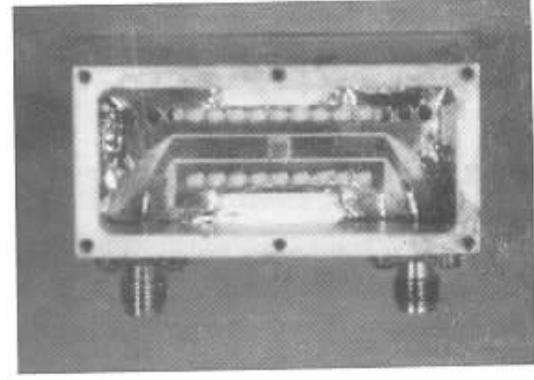


图 5 级联带阻滤波器结构图

Fig. 5 The configuration of cascade bandstop filter

由于上、下宽边耦合共面波导的阻抗不同, 且均不等于 50Ω , 所以采用渐变线进行阻抗匹配, 引出线为微带形式, 介质板厚度为 0.8 mm, 在接头处宽为 $w = 0.78$ mm, 特性阻抗 $z_0 = 50.05 \Omega$ 。带阻滤波器的设计特性如图 6。所研制的部件的测试特性

如图7。从图7测试结果可以看出,级联带阻滤波器的中心频率向低端有所偏移(设计值为3.99 GHz,测试值为3.73 GHz),主要原因是开路线的终端电容所致。图8和图9分别为另一研制的级联带阻滤波器对终端电容进行修正前、后的测试曲线,从结果可以看出,进行了终端修正后,中心频率可向高端移动(由3.69 GHz移至3.92 GHz)。通带内衰减的误差等主要是由于设计时忽略了损耗的原因。

从总体来看,用非对称支持宽边耦合共面波导构成的滤波器,其测试性能与设计性能吻合的较好。

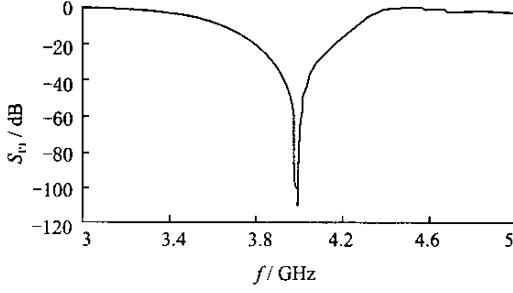


图6 级联带阻滤波器设计曲线

Fig. 6 The design results of cascade bandstop filter

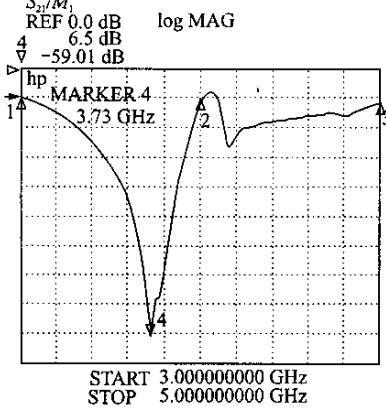


图7 级联带阻滤波器测试曲线

Fig. 7 The measurement results of cascade bandstop filter

5 结 论

应用新的方法推导了非对称支持宽边耦合共面波导一般情况下的S参数,其表达式和其正规模式参数相联系,形式简明,物理概念明晰。并利用所得散射参数设计研制了非对称支持宽边耦合共面波导构成的滤波电路,试验结果表明采用散射参数进行电路分析和设计的有效性。为非对称支持宽边

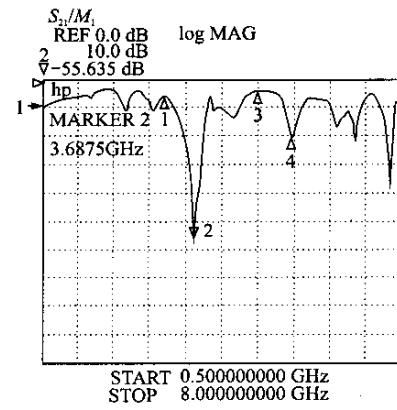


图8 级联带阻滤波器终端修正前测试曲线

Fig. 8 The measurement results of cascade bandstop filter before end-revision

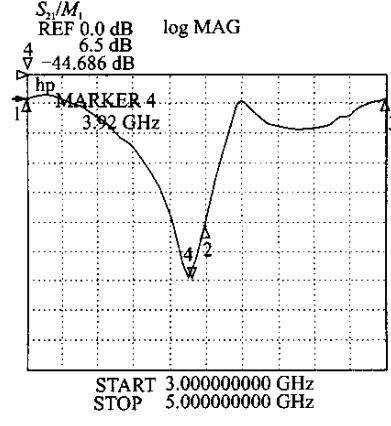


图9 级联带阻滤波器终端修正后测试曲线

Fig. 9 The measurement results of cascade bandstop filter after end-revision

耦合共面波导这一新型传输线在三维(多层)微波集成电路的应用奠定了理论基础。

南京电子器件研究所原技术人员张鹏先生在电路制作与测试方面作了大量工作,在此表示感谢。

参 考 文 献

- Hatsuda Takeshi. Computation of coplanar-type strip-line characteristic by relaxation method and its application to microwave circuits. *IEEE Trans MTT*, 1975; **23**(10): 795~802
- Speciale R A. Even-and odd-mode waves for nonsymmetrical coupled lines in nonhomogeneous media. *IEEE Trans MTT*, 1975; **23**(11): 897~909

- 3 Sachse K. The scattering parameters and directional coupler analysis of characteristically terminated asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium. *IEEE Trans MTT*, 1990; **38**(4): 417~425
- 4 Wang A G, Wu Y S, Ding R T. The scattering parameters and equivalent networks of the symmetric coupled lines in inhomogeneous medium. *Proc of 2000 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*, 2000: 201~204
- 5 Tripathi Vijai k. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium. *IEEE Trans MTT*, 1975; **23**(9): 734~739
- 6 王安国, 吴咏诗, 丁润涛. 非对称支持宽边耦合共面波导的模式分析. *电子学报*, 2000; **30**(3): 390~393



王安国(WANG Anguo) 1958年出生, 博士, 1982年于南京工学院(现东南大学)无线电工程系毕业, 现为天津大学电子信息工程学院副教授, 中国电子学会高级会员, 在学术刊物与会议上已发表论文20多篇, 近年的研究兴趣为单片微波集成电路的理论与设计, 三维微波集

成电路的理论与设计。



吴咏诗(WU Yongshi) 1927年出生, 1950年于南开大学电机系毕业, 现为天津大学电子信息工程学院教授, 中国电子学会会士, 荣誉会员。在学术刊物与会议上已发表论文110余篇。近年研究兴趣为: 人工智能及神经网络在微波电路设计中的应用, 单片微波集成电路的理论与设计, 三维微波集成电路的理论与设计等。



丁润涛(DING Runtao) 男, 1938年出生, 籍贯上海, 现为天津大学电子信息工程学院教授, 博士生导师, 中国电子学会会士。主要从事信号与信息处理、图像处理、视频技术等方面的研究。曾发表论文七十余篇。

(上接第475页)

- 3 Cleef M W Mvan, Rath J K, Rubinelli, et al. Performance of p⁺ microcrystalline silicon n crystalline silicon heterojunction solar cells. *J Appl Phys*, 1997; **82**: 6 089
- 4 Pallares J, Schropp R E I. Role of the buffer layer in the active junction in amorphous-crystalline silicon heterojunction solar cells. *J Appl Phys*, 2000; **88**(1): 293
- 5 McElheny P J, Arch J K, Lin Hongsheng, et al. Range of validity of the surface-photovoltage diffusion length measurement: A computer simulation. *J Appl Phys*, 1988; **64**(3): 1 254
- 6 林鸿生. PIN型非晶硅太阳电池中的空间电荷效应——太阳能电池光致性能衰退的计算机模拟. *太阳能学报*, 1994; **15**(2): 167
- 7 Hegedus S, Lin Hongsheng, Moore A. Light-induced degradation in undoped hydrogenated amorphous silicon films studied by the surface photovoltage: a comparison of lifetime versus space-charge effects. *J Appl Phys*, 1988; **64**(3): 12 125
- 8 Carlson D E. *Solar Cells*, in *Semiconductors and Semimetals*, edited by Pankove, JI, 21, Part D, Florida: Academic Press Inc, 1984: 25~30
- 9 Moore A, Lin Hongsheng. Improvement in the surface photovoltage method of determining diffusion length in thin films of hydrogenated amorphous silicon. *J Appl Phys*, 1987; **61**(10): 4 816



林鸿生(LIN Hongsheng) 男, 1963年毕业于北京大学物理系, 教授。曾是美国Univ. of North-Carolina, Univ. of Delaware和Pennsylvania State Univ. 等的访问学者, 目前主要从事半导体太阳电池等器件研究, 在国内外杂志和重要会议上发表论文70多篇。

马雷(MA Lei) 男, 1977年出生, 中国科学技术大学物理系95级本科毕业生, 现在美国Univ. of North-Carolina攻读博士学位。

微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养，是国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地。客户遍布中兴通讯、研通高频、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们推出的微波滤波器设计培训专题，有资深工程师领衔主讲，课程既有微波滤波器设计原理的详细解释，也有各种仿真分析工具的实际设计应用讲解，设计原理和设计仿真实践相结合，向大家呈现各种结构的微波滤波器的完整设计流程。旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。



微波滤波器设计培训专题视频课程

高清视频，专家授课，中文讲解，直观易学；既有微波滤波器设计原理的详细解释，也有像 ADS、CST、HFSS 各种仿真分析工具的实际设计应用讲解，旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/filter/>

更多专业培训课程：

- **HFSS 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/>

- **CST 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/>

- **天线设计专业培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/>