

第 3 章 平面传输线

平面传输线是 20 世纪 60 年代发展起来的一种微波传输线,随着微波集成电路 (Microwave Integrated Circuits, MIC) 的发展,这种体积小、重量轻、易于集成的平面传输线得到广泛应用。平面传输线还具有频带宽、成本低、可靠性高等优点。缺点是损耗较大、功率容量较低,适用于中、小功率。

平面传输线不仅在微波集成电路中充当连接各元件和器件的传输线,还可以用来构成电感、电容、谐振器、滤波器、功分器、耦合器等无源器件。

平面传输线有多种结构形式,如微带线、带状线、共面波导、槽线、基片集成波导等。这种平面结构通过调节平面上的二维尺寸即可控制其传输特性。微带传输线一般传输的是 TEM 波,因此用等效电路来分析,但是其等效电路比较复杂,要用到复变函数的保角变换。在需要考虑传输线中的高次模时,用规则波导的场理论。

本章主要讨论带状线和微带线的主要特性和设计方法,介绍共面带状线、共面波导、槽线、基片集成波导等在平面集成电路中常用的平面传输线。

3.1 带状线

带状线 (stripline), 也叫带线, 如图 3-1 所示, 由上、下两块接地板和中间一条导体带条组成。中心导带一般位于上、下接地板的对称面上, 其余部分填充均匀介质, 一般介质的相对磁导率 $\mu_r=1$, 相对介电常数为 ϵ_r 。上、下接地板间距 b , 导体带宽度和厚度分别为 W 、 t , 导体带宽度 W 远小于工作波长。

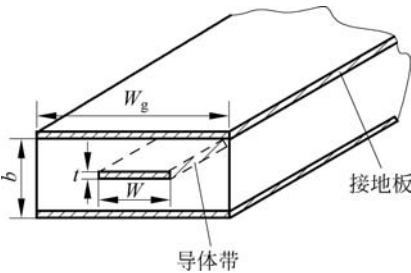


图 3-1 带状线结构

带状传输线可以看成是由同轴线演变而来的,如图 3-2 所示。带状线的主模也是 TEM 模,所以是宽带传输线。图 3-3 是带状线 TEM 模的场结构,与同轴线的类似,电力线由金属导体带指向接地板,磁力线环绕导体带。

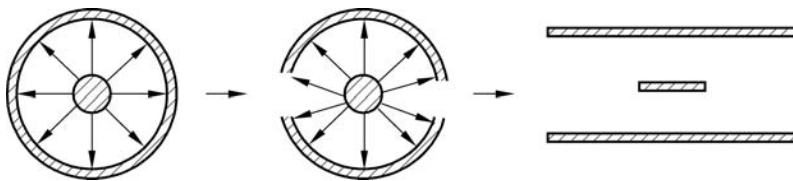


图 3-2 同轴线向带状线的演化

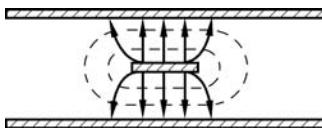


图 3-3 带状线的场结构

3.1.1 特性阻抗、传播常数和波导波长

与同轴线相同,描述带状线的特性参量有特性阻抗、相速度和波导波长等。

带状线所传输的主模是 TEM 模。在无耗情况下,其相速度

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3-1)$$

式中, L 、 C 分别为带状线单位长度上的分布电感和分布电容。相速度也可用式(3-2)表示,即

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (3-2)$$

式中, $c = 3 \times 10^8$ m/s, 是电磁波在真空中的光速。因此,带状线的传播常数为

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} = \omega \sqrt{\mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r} \quad (3-3)$$

带状线的特性阻抗

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3-4)$$

或

$$Z_c = \frac{1}{v_p C} \quad (3-5)$$

因此,只要求出带状线的等效电容 C , 就可以确定其特性阻抗 Z_c 。

用保角变换法可以得到带状线的单位长度分布电容,然而求解公式中含有复杂的特殊函数,为了应用方便起见,通过对于精确解的曲线拟合得到了简单的公式。下面分薄导体带和厚导体带两种情况进行讨论。

当导体带厚度很薄,即 $t \rightarrow 0$ 时,带状线特性阻抗计算公式为

$$Z_c = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{b}{W_c + 0.441b} \quad (3-6)$$

式中, W_e 是带状线的有效宽度, 根据宽度的不同, 分两种情况计算:

$$\frac{W_e}{b} = \frac{W}{b} - \begin{cases} 0, & \frac{W}{b} > 0.35 \\ (0.35 - W/b)^2, & \frac{W}{b} < 0.35 \end{cases} \quad (3-7)$$

当金属导带厚度 t 不能忽略, 即 $t \neq 0$ 时, 导体带的宽度 W 对分布电容影响较大, 因此分为宽导体带和窄导体带两种情况考虑。特性阻抗的具体计算公式比较烦琐, 这里从略。根据公式绘制的特性阻抗曲线如图 3-4 所示。需要注意的是纵坐标是 $\sqrt{\epsilon_r} Z_c$, 横坐标是 W/b 。图中还画出了 $t=0$ 的特性阻抗曲线。

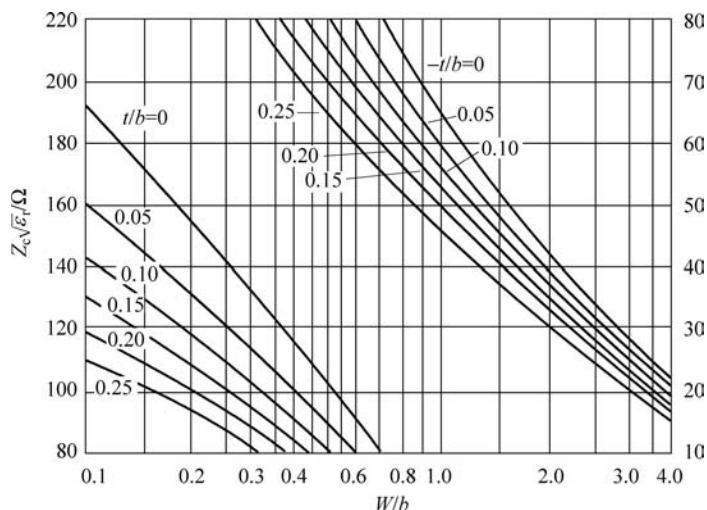


图 3-4 带状线的特性阻抗曲线

带状线的主模是 TEM 模, 所以它的波导波长就是 TEM 模的波导波长, 即

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3-8)$$

例 3-1 工作频率 4GHz, 用相对介电常数 ϵ_r 为 2.25、厚度为 3.6mm 的介质基板。若 $t=0$, 设计特性阻抗为 50Ω 的带状线, 并求带状线上的波导波长 λ_g 和相速度 v_p 。

解: 工作波长 $\lambda_0 = c/f = 7.5\text{cm}$, $\sqrt{\epsilon_r} Z_c = 1.5 \times 50 = 75(\Omega)$ 。

查图 3-4 中 $t/b=0$ 的曲线, 得 $W/b=0.8$, 所以 $W=3.6 \times 0.8=2.88(\text{mm})$ 。则

$$\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r} = 5\text{cm}$$

$$v_p = c / \sqrt{\epsilon_r} = 2 \times 10^{10} \text{cm/s}$$

3.1.2 特性阻抗的数值解

带状线特性阻抗不能得到解析解, 需要用数值方法求解。基本思路是首先利用单位长度上的电荷分布求得电容, 再由式(3-5)得到其特性阻抗。下面介绍带状线特性阻抗的数值解法。

观察图 3-3 中带状线的场结构,可以看出电力线集中在中心导体带附近,因此可以在横向限定一个范围,如在导体带两侧 $|x|=a/2$ 位置处放置两个金属壁。建立图 3-5 所示的数值求解模型,导体带厚度很薄,可忽略;且 $b \ll a$,使围绕导体带的场不受侧壁干扰。这样,在这一有限区域,电势满足拉普拉斯方程

$$\nabla_{\text{t}}^2 \Phi(x, y) = 0, \quad -a/2 \leq x \leq a/2, \quad 0 \leq y \leq b \quad (3-9)$$

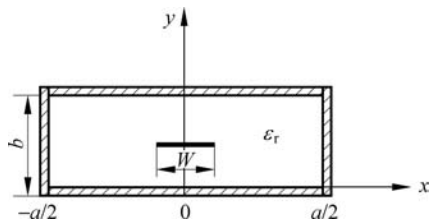


图 3-5 带状线特性阻抗数值求解模型

及边界条件

$$\begin{cases} \Phi(x, y) = 0, & x = \pm a/2 \\ \Phi(x, y) = 0, & y = 0, b \end{cases} \quad (3-10)$$

用分离变量法求解该齐次方程。中心导体带在 $y=b/2$ 处有面电荷密度 $\mathbf{D} = -\epsilon_0 \epsilon_r \nabla_{\text{t}} \Phi$, D 在 $y=b/2$ 处是不连续的,因此在两个区域的通解分别为

$$\Phi(x, y) = \begin{cases} \sum_{n=1}^{2n-1} A_n \cos \frac{n\pi x}{a} \sinh \frac{n\pi y}{a}, & 0 \leq y \leq b/2 \\ \sum_{n=1}^{2n-1} B_n \cos \frac{n\pi x}{a} \sinh \frac{n\pi(b-y)}{a}, & b/2 \leq y \leq b \end{cases} \quad (3-11)$$

这个解是 x 的偶函数,因此只有奇次项,并且满足边界条件式(3-10)。

电势在 $y=b/2$ 处必须连续,因此若式(3-11)中 $A_n = B_n$,则 A_n 可通过求解导体带上的电荷密度得到。因为 $E_y = -\partial \Phi / \partial y$, 所以有

$$E_y = \begin{cases} -\sum_{n=1}^{2n-1} A_n \frac{n\pi}{a} \cos \frac{n\pi x}{a} \cosh \frac{n\pi y}{a}, & 0 \leq y \leq b/2 \\ \sum_{n=1}^{2n-1} A_n \frac{n\pi}{a} \cos \frac{n\pi x}{a} \cosh \frac{n\pi(b-y)}{a}, & b/2 \leq y \leq b \end{cases} \quad (3-13)$$

$y=b/2$ 处导体带上的面电荷密度为

$$\begin{aligned} \rho_s &= D_y(x, y=b/2^+) - D_y(x, y=b/2^-) \\ &= \epsilon_0 \epsilon_r [E_y(x, y=b/2^+) - E_y(x, y=b/2^-)] \\ &= 2\epsilon_0 \epsilon_r \sum_{n=1}^{2n-1} A_n \frac{n\pi}{a} \cos \frac{n\pi x}{a} \cosh \frac{n\pi b}{a} \end{aligned} \quad (3-14)$$

导体带上的面电荷密度近似为常数

$$\rho_s = \begin{cases} 1, & |x| < W/2 \\ 0, & |x| > W/2 \end{cases} \quad (3-15)$$

由式(3-14)、式(3-15),以及函数 $\cos(n\pi x/a)$ 的正交性,得到常数 A_n 为

$$A_n = \frac{2a \sin(n\pi W/2a)}{(n\pi)^2 \epsilon_0 \epsilon_r \cosh(n\pi b/2a)} \tag{3-16}$$

中心导体带上的电压为

$$V = - \int_0^{b/2} E_y(x=0,y) dy = \sum_{n=1}^{2n-1} A_n \sinh \frac{n\pi b}{2a} \tag{3-17}$$

中心导体带上单位长度的总电荷为

$$Q = - \int_{-W/2}^{W/2} \rho_s(x) dx = W(C/m) \tag{3-18}$$

因此,带状线上单位长度电容为

$$C = \frac{Q}{V} = \frac{W}{\sum_{n=1}^{2n-1} \frac{2a \sin(n\pi W/2a) \sinh(n\pi b/2a)}{(n\pi)^2 \epsilon_0 \epsilon_r \cosh(n\pi b/2a)}} (F/m) \tag{3-19}$$

于是,特性阻抗为

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{v_p C} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c C} \tag{3-20}$$

例 3-2 计算带状线特性阻抗 Z_c 。图 3-5 中, $a=100b$, $\epsilon_r=2.55$, $W/b=0.25\sim5.0$, 比较数值法和近似公式法的计算结果。

解: 编写计算机程序计算特性阻抗的数值解式(3-20), 式(3-19)中的级数截断到 500 项。根据不同的 W/b , 用近似公式(3-6)计算带状线的特性阻抗, 结果列于表 3-1 中。

表 3-1 例 3-2 用表

W/b	Z_c 数值解/ Ω	Z_c 近似公式解/ Ω
0.25	98.8	86.6
0.5	73.3	62.7
1.0	49.0	41.0
2.0	28.4	24.2
3.5	16.8	15.0
5.0	11.8	10.8

可以看出,数值解与近似公式解比较一致,特别是对于导体带较宽的带状线。为了提高数值解的精度,可以采用更为精确的面电荷密度 ρ_s 的估计值。

3.1.3 损耗和功率容量

带状线中有导体损耗、介质损耗和导体带的辐射损耗,一般导体带的宽度远小于接地板的宽度,而且接地板的间距 b 比工作波长小很多,所以将辐射损耗忽略不计。那么就只有导体损耗和介质损耗,用损耗常数表示为

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d \tag{3-21}$$

根据传输线理论,由式(1-20)得

$$\alpha_c = \frac{1}{2} \frac{R}{Z_c} \tag{3-22}$$

$$\alpha_d = \frac{1}{2} G Z_c \quad (3-23)$$

式中, R 为带状线单位长度上的电阻; G 为带状线单位长度上的漏电导; Z_c 为特性阻抗。

因为带状线的场分布是不均匀的, 具体计算电流和 α_c 比较烦琐, 这里略去中间过程, 只给出结果供参考。

对于宽导体带, 即 $W/(b-t) \geq 0.35$

$$\alpha_c = \frac{2.02 \times 10^{-6} \sqrt{f} Z_c \epsilon_r}{b} \times \left\{ \frac{1}{1 - \frac{t}{b}} + \frac{2W/b}{(1 - t/b)^2} + \frac{1}{\pi} \left[\frac{1 + t/b}{(1 - t/b)^2} \right] \ln \left(\frac{\frac{1}{1 - t/b} + 1}{\frac{1}{1 - t/b} - 1} \right) \right\} \text{ (dB/m)} \quad (3-24)$$

式中, f 以 GHz 计。

对于窄导体带, 即 $W/(b-t) < 0.35$ 。在 $t/b \leq 0.25$ 和 $t/W \leq 0.11$ 条件下

$$\alpha_c = \frac{0.011402 \sqrt{f \epsilon_r}}{\sqrt{\epsilon_r} Z_c b} \times \left[1 + \frac{b}{d} \left(0.5 + 0.669 \frac{t}{W} \right) - 0.255 \left(\frac{t}{W} \right)^2 + \frac{1}{2\pi} \ln \frac{4W\omega}{t} \right] \text{ (dB/m)} \quad (3-25)$$

式中, f 同样以 GHz 计。 d 为窄导体带的等效圆柱形导体截面的直径, d 的值可查有关微波手册。

这组式中 α_c 是铜导体的衰减常数, 若导体为其他材料, 其 α_c 值可由式(3-26)得到, 即

$$\frac{\alpha_c}{\alpha_{Cu}} = \frac{R_s}{R_{Cu}} \quad (3-26)$$

式中, α_{Cu} 为铜的衰减常数; R_s 为其他导体材料的表面电阻率; R_{Cu} 为铜导体的表面电阻率。

根据传输线理论, 介质衰减常数 α_d 为

$$\begin{aligned} \alpha_d &= \frac{1}{2} G \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2} \frac{G}{\omega C} \omega \sqrt{LC} = \frac{\pi \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \tan \delta \text{ (NP/m)} \\ &= \frac{27.3 \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \tan \delta \text{ (dB/m)} \end{aligned} \quad (3-27)$$

式中, λ_0 为自由空间波长; $\tan \delta = \frac{G}{\omega C}$ 为介质损耗角的正切。

带状线传输的功率容量主要受两个因素的制约: 一是介质本身的击穿强度(与峰值功率相对应); 二是介质本身所能承受的最高温升(与平均功率相对应)。这两点决定了带状线难以传输比较大的功率, 尤其是中心导体带的棱角处最易发生电击穿。若把棱角改为光滑圆角, 则其功率容量会有所提高。

3.1.4 带状线的设计

带状线传输主模为 TEM 模, 但若尺寸选择不当, 或制作精度低等原因造成结构上的不

均匀,则会产生高次模 TE 和 TM。在选择尺寸时,应尽量避免高次模的出现。

带状线中 TE 模的最低次模是 TE_{10} 模,其场结构如图 3-6 所示。沿导带宽度 W 有半个驻波,沿介质的厚度方向场不变化。其截止波长为

$$(\lambda_c)_{TE_{10}} \approx 2W \sqrt{\epsilon_r} \quad (3-28)$$

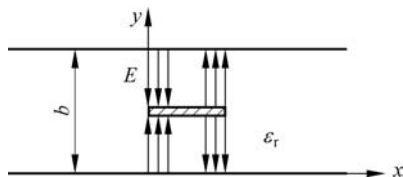


图 3-6 带状线中 TE_{10} 模的横截面场结构

TM 模的最低次模是 TM_{10} 模。它的场沿导带宽度方向没有变化,沿介质厚度方向有半个驻波的分布。其介质波长为

$$(\lambda_c)_{TM_{01}} \approx 2b \sqrt{\epsilon_r} \quad (3-29)$$

考虑所传输电磁波向两侧泄漏,上、下接地板的宽度不小于 $3W \sim 6W$ 。以上公式是在介质基板厚度远小于工作波长的情况下近似推导出来的。综上所述,带状线的尺寸选择为

$$\begin{cases} \lambda_{\min} > 2W \sqrt{\epsilon_r} \\ \lambda_{\min} > 2b \sqrt{\epsilon_r} \\ W_g = (3 \sim 6)W \\ b \ll \lambda_0/2 \end{cases} \quad (3-30)$$

3.1.5 耦合带状线

如果在带状线中再加一个中心导体带,而且两个导体带相距很近,则它们之间将有电磁能量的耦合,这就构成了耦合带状线,如图 3-7(a)所示。金属导体带距离为 s ,其他几何参数同带状线。根据这两个导体带位置的不同,耦合带状线有多种形式。这里仅分析导体带关于上、下接地板对称,且两个导体带宽度相等的耦合带状线的情况。

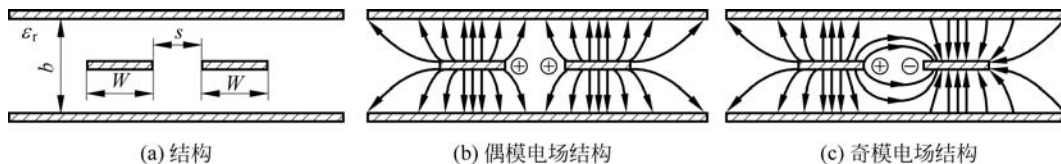


图 3-7 耦合带状线

耦合带状线上的主模是 TEM 模,用奇、偶模理论分析耦合带状线。图 3-7(b)是偶模电场结构,图 3-7(c)是奇模电场结构。下面给出 Cohn 计算奇模与偶模特性阻抗的公式,公式的近似条件是 $t/b < 0.1$ 、 $W/b > 0.35$ 。

$$\sqrt{\epsilon_r} Z_{co} = 30\pi(b-t) / \left(W + \frac{bC}{2\pi} A_o \right) \quad (3-31)$$

$$\sqrt{\epsilon_r} Z_{ce} = 30\pi(b-t) / \left(W + \frac{bC}{2\pi} A_e \right) \quad (3-32)$$

其中,

$$A_o = 1 + \frac{\ln(1 + \coth\theta)}{0.6932}, \quad A_e = 1 + \frac{\ln(1 + \tanh\theta)}{0.6932}$$

$$\theta = \frac{\pi s}{2b}, \quad C = 2\ln\left(\frac{2b-t}{b-t}\right) - \frac{t}{b} \ln\left[\frac{t(2b-t)}{(b-t)^2}\right]$$

式中, $\tanh(\cdot)$ 和 $\coth(\cdot)$ 分别是双曲正切函数和双曲余切函数。

若已知奇模特性阻抗和偶模特性阻抗, 需要设计耦合带状线时, 用以下一组公式:

$$\frac{W}{b} = \frac{2}{\pi} \operatorname{arctanh}(k_o k_e) \quad (3-33)$$

$$\frac{s}{b} = \frac{2}{\pi} \operatorname{arctanh}\left(\frac{1-k_o}{1-k_e} \sqrt{\frac{k_e}{k_o}}\right) \quad (3-34)$$

式中, $\operatorname{arctanh}(\cdot)$ 是反双曲正切函数。其中参量 k_o, k_e 的表示式为

$$k_{o,e} = \left[1 - \left(\frac{\exp(\pi x_{o,e}) - 2}{\exp(\pi x_{o,e}) + 2} \right)^4 \right]^{1/2}$$

$$= \left[\frac{\exp(\pi/x_{o,e}) - 2}{\exp(\pi/x_{o,e}) + 2} \right]^2, \quad 0 \leq x_{o,e} \leq \infty$$

$$x_{o,e} = \frac{Z_{co,e} \sqrt{\epsilon_r}}{30\pi}$$

耦合带状线中的奇模和偶模, 虽然场分布不同, 但主模都是 TEM 模, 而且它们又同时在均匀介质中传播, 所以它们的传播速度, 即相速度是相同的, 即

$$v_{po} = v_{pe} = v_p = v_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (3-35)$$

同样, 两者的波导波长也相等, 即

$$\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (3-36)$$

耦合带状线可以用来制作定向耦合器、带通滤波器、带阻滤波器、移相等微波元件, 以及其他用途的耦合电路。

3.2 微带线

微带线是应用最多的一种传输线, 其几何结构如图 3-8 所示。这是一种非对称的双导体平面传输系统, W 是金属导体带宽度, t 是厚度; ϵ_r 和 h 分别是介质基片的相对介电常数和厚度; 介质基片和接地板宽度均为 D 。这种结构便于与其他传输线连接, 也便于外接微波固体器件, 以构成各种微波有源电路, 其加工非常简单。

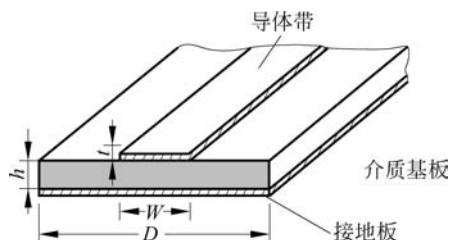


图 3-8 微带线结构

3.2.1 微带线的主模

微带线可以看成是由平行双导线演变而来的,图 3-9 是其演化过程。在图 3-9(a)所示的双导线的对称面上放置极薄金属板,这样就不会影响其场结构,然后抽去下方导线,并将上方导线压扁,在导体板之间再填充介质基片,即构成微带线。介质基片应采用损耗小、黏附性强、均匀性和热传导性好的材料,并且要求介质的相对介电常数随频率和温度变化也较小。

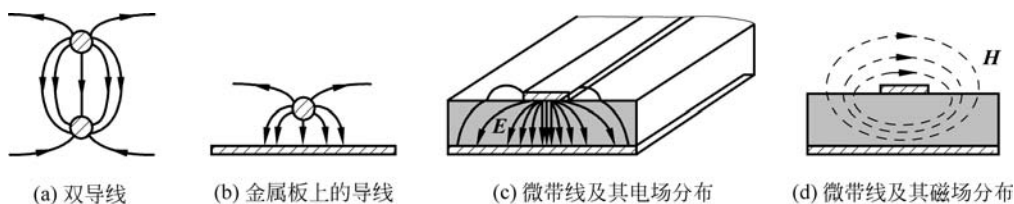


图 3-9 双导线向微带线的演变

图 3-9(c)、(d)中画出了微带线的电力线和磁力线分布,其形状大体上是双导线场结构的一半。但由于金属导带处于空气和介质基片组成的“混合”介质之间,场分量除了满足金属边界条件之外,还要满足不同介质分界面上的边界条件。因而电磁场可能存在纵向分量 E_z 和 H_z ,所以也可能传输 TE 模或 TM 模。不过可以证明在基片厚度 $h \ll \lambda$ 的条件下,场纵向分量很小,可以近似地看成是 TEM 波,人们把微带线中传输的主模叫作“准 TEM 波”。

3.2.2 特性阻抗、传播常数和波导波长

微带线的介质包括空气和介质基片,因此相对介电常数不能只用空气的或者基片的,这里引入等效相对介电常数的概念。等效相对介电常数用 ϵ_{re} 表示,定义为实际微带线的单位长度等效电容 C_1 与相同结构的只填充空气的单位长度微带线的等效电容 C_0 之比,即

$$\epsilon_{re} = \frac{C_1}{C_0} \quad (3-37)$$

其意义可用图 3-10 予以说明。若金属导体带周围介质均为空气, $\epsilon_r = 1$, 则传输系统传输 TEM 波, 相速度就是电磁波在空气中的传播速度, $v_p = c$, 且特性阻抗为

$$Z_c^0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \frac{1}{cC_0} \quad (3-38)$$

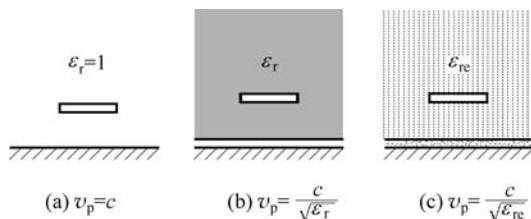


图 3-10 微带线的有效相对介电常数

若金属导带周围介质均为相对介电常数为 ϵ_r 的介质, 则传输系统仍传输 TEM 波, 且相速度和特性阻抗分别为

$$v_p' = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3-39)$$

$$Z_c' = \frac{1}{c \sqrt{\epsilon_r} C_0} \quad (3-40)$$

所以实际微带线的相速度应介于 c 与 $c/\sqrt{\epsilon_r}$ 之间, 实际的特性阻抗介于 Z_c^0 和 Z_c' 之间。由此, 可以将实际微带线看作在金属导体带周围填充单一的、均匀的、相对介电常数为 ϵ_{re} 的介质, 如图 3-10(c) 所示。相速度和特性阻抗分别为

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (3-41)$$

$$Z_c = \frac{1}{c \sqrt{\epsilon_{re}} C_0} = \frac{Z_c^0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (3-42)$$

同时, 其波导波长为

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (3-43)$$

3.2.3 特性阻抗的近似公式

只要求得微带线的有效相对介电常数 ϵ_{re} , 然后求出同样结构的填充空气的单位长度分布电容 C_0 或者特性阻抗 Z_c^0 , 便可由式(3-37)、式(3-38)和式(3-42)计算微带线的特性阻抗。其中等效电容可由保角变换法得到, 具体步骤从略。下面直接给出特性阻抗值的近似公式。

在导体带厚度趋于 0, 即 $t \approx 0$, 且 $0.05 < W/h < 20$, $\epsilon_r < 16$ 的条件下, 有

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3-44)$$

或

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (3-45)$$

式中,

$$q = \frac{1}{2} \left[1 + \left(1 + \frac{10h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \right] \quad (3-46)$$

称为有效填充因子,表征 $\epsilon_{re} > 1$ 的介质的填充程度。当 $q=0, \epsilon_{re}=1$ 时,表示导体带周围全部填充空气;当 $q=1$ 时, $\epsilon_{re}=\epsilon_r$ 时,表示导体带周围全部填充相对介电常数为 ϵ_r 的介质。通常 $0 < q < 1$ 。

以下 Wheeler 公式在工程应用中已经足够。根据 W/h 的值,分为以下 3 种情况。

当 $W/h \leq 1$ 时 ($t \approx 0$)

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad (3-47)$$

当 $W/h > 1$ 时 ($t \approx 0$)

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{1}{\frac{W}{h} + 2.42 - 0.44 \frac{h}{W} + \left(1 - \frac{h}{W} \right)^6} \quad (3-48)$$

当 $W \gg h$ 时 ($t \approx 0$)

$$Z_c = \frac{60\pi^2}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{1}{1 + \frac{\pi W}{2h} + \ln \left(1 + \frac{\pi W}{2h} \right)} \quad (3-49)$$

或用更精确的公式

$$Z_c = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{1}{\frac{W}{2h} + \frac{1}{h} \ln 2\pi e \left(\frac{W}{2h} + 0.94 \right)} \quad (3-50)$$

从这些近似公式可以定性地看出,随着 W/h 的增大,有效相对介电常数逐渐增大,特性阻抗 Z_c 逐渐减小。

有时已知参数 ϵ_r 和所需微带线的特性阻抗,要求尺寸比值 W/h 。这时用到另一组公式。首先计算中间参量 A 和 B :

$$A = \frac{Z_c}{60} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{\frac{1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (3-51)$$

$$B = \frac{377\pi_c}{2Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3-52)$$

对于 $A \leq 1.52$, 有

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (3-53)$$

对于 $A > 1.52$, 有

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (3-54)$$

当导体带厚度不趋于 0, 即 $t \neq 0$ 时, 相当于导体带的边缘电容增加了, 等效为导体带宽度增加了 ΔW , 只要导体带宽度加上 ΔW , 用 $W + \Delta W$ 代替 W , 以上计算公式均可用。 ΔW 的计算公式为

$$\Delta W = \begin{cases} \frac{t}{\pi} \left(\ln \frac{4\pi W}{t} + 1 \right), & W/h < \frac{1}{2\pi} \\ \frac{t}{\pi} \left(\ln \frac{2h}{t} + 1 \right), & W/h \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (3-55)$$

以上公式的运用比较烦琐,首先要判断用哪一个公式,然后用相应公式计算。为了避免烦琐的重复计算,将 Wheeler 公式的计算结果绘成图或制成表以供查用,这里从略。

图解法和查表法在微带线发展初期曾起过重要作用。随着数值计算方法的不断改进和计算机技术的提高,专用软件成为微波电路设计的一般方法,专用软件使用方便、精度高,成为工程设计和科学研究的有力工具。下面介绍一种较为精确的计算微带线特性阻抗的数值方法。

3.2.4 特性阻抗的近似静电解

与上一节带状线分析的处理方法类似,微带线接地板宽度为 a ,建立如图 3-11 所示的直角坐标系,在 $|x|=a/2$ 处放置导电壁, y 向趋于无穷远。由于 $a \gg h$,所以 $x=\pm a/2$ 处电力线分布对微带线影响很小,可以忽略不计。两侧壁之间区域的拉普拉斯方程为

$$\nabla_t^2 \Phi(x, y) = 0, \quad -a/2 \leq x \leq a/2, \quad 0 \leq y < \infty \quad (3-56)$$

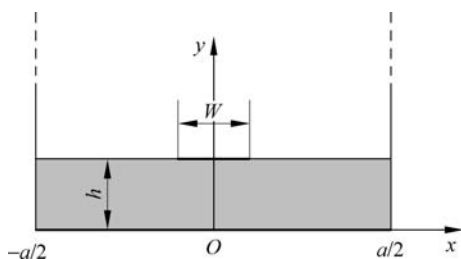


图 3-11 建立直角坐标系

边界条件为

$$\begin{cases} \Phi(x, y) = 0, & x = \pm a/2 \\ \Phi(x, y) = 0, & y = 0, \infty \end{cases} \quad (3-57)$$

因为存在空气-介质分界面,在导体带上有电荷不连续性,所以在这些区域分别有 $\Phi(x, y)$ 的表达式。用分离变量法求解该齐次方程,并利用以上边界条件,得到这两个区域的通解为

$$\Phi(x, y) = \begin{cases} \sum_{n=1}^{2n-1} A_n \cos \frac{n\pi x}{a} \sinh \frac{n\pi y}{a}, & 0 \leq y \leq h \\ \sum_{n=1}^{2n-1} B_n \cos \frac{n\pi x}{a} e^{-n\pi y/a}, & d \leq y < \infty \end{cases} \quad (3-58)$$

电势在 $y=h$ 处必须连续,因此式(3-58)中

$$A_n \sinh \frac{n\pi h}{a} = B_n e^{-n\pi h/a} \quad (3-59)$$

A_n 通过求解导体带上的电荷密度得到。

首先计算 $E_y = -\partial\Phi/\partial y$, 然后求得在 $y=h$ 处的电荷密度为

$$\begin{aligned}\rho_s &= D_y(x, y=h^+) - D_y(x, y=h^-) \\ &= \epsilon_0 [E_y(x, y=h^+) - E_y(x, y=h^-)] \\ &= \epsilon_0 \sum_{n=1}^{2n-1} A_n \frac{n\pi}{a} \cos \frac{n\pi x}{a} \left(\sinh \frac{n\pi h}{a} + \epsilon_r \cosh \frac{n\pi h}{a} \right)\end{aligned}\quad (3-60)$$

导体带上的面电荷密度近似为常数

$$\rho_s = \begin{cases} 1, & |x| < W/2 \\ 0, & |x| > W/2 \end{cases}\quad (3-61)$$

令式(3-60)和式(3-61)相等,并利用函数 $\cos(n\pi x/a)$ 的正交性,得到常数 A_n 为

$$A_n = \frac{4a \sin(n\pi W/2a)}{(n\pi)^2 \epsilon_0 [\sinh(n\pi d/2a) + \epsilon_r \cosh(n\pi d/2a)]}\quad (3-62)$$

导体带与接地面之间的电压为

$$U = - \int_0^d E_y(x=0, y) dy = \sum_{n=1}^{2n-1} A_n \sinh \frac{n\pi h}{2a}\quad (3-63)$$

中心导体带上单位长度的总电荷为

$$Q = \int_{-W/2}^{W/2} \rho_s(x) dx = W \text{ (C/m)}\quad (3-64)$$

因此,带状线上单位长度电容为

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{W}{\sum_{n=1}^{2n-1} \frac{4a \sin(n\pi W/2a) \sinh(n\pi h/a)}{(n\pi)^2 \epsilon_0 [\sinh(n\pi h/a) + \epsilon_r \cosh(n\pi h/a)]}} \quad (\text{F/m})\quad (3-65)$$

令 C_0 表示填充空气($\epsilon_r=1$)的微带线的单位长度电容; C 表示填充相对介电常数为 ϵ_r 的微带线的单位长度电容,则由式(3-37)可得有效相对介电常数,由式(3-42)计算特性阻抗。

例 3-3 计算微带线的特性阻抗 Z_c 。图 3-11 中, $a=100b$, $\epsilon_r=2.55$, $W/h=0.25\sim 10.0$, 比较近似数值解和近似公式解的计算结果。

解: 编写计算机程序计算特性阻抗的数值解式。分别将 $\epsilon_r=1$ 和 $\epsilon_r=2.55$ 代入式(3-65)计算 C_0 和 C_1 , 由式(3-37)计算有效相对介电常数 ϵ_{re} , 由式(3-42)计算特性阻抗。式(3-65)中的级数截断到 50 项, 计算结果列于表 3-2 中。

表 3-2 例 3-3 表

W/h	数 值 解		近似公式解	
	ϵ_{re}	Z_c/Ω	ϵ_{re}	Z_c/Ω
0.5	1.977	100.9	1.938	119.8
1.0	1.989	94.9	1.990	89.9
2.0	2.036	75.8	2.068	62.2
4.0	2.179	45.0	2.163	39.3
7.0	2.287	29.5	2.245	25.6
10.0	2.351	21.7	2.198	19.1

数值解与近似公式解比较一致,采用更为精确的面电荷密度 ρ_s 的估计值,可以提高数值解的精度。

3.2.5 损耗

微带线的损耗主要包括导体损耗、介质损耗和辐射损耗,其衰减常数分别为 α_c 、 α_d 和 α_r 。若微带线的尺寸选择得当,当频率不很高时,辐射损耗很小,可以忽略不计。微带线的损耗主要表现为导体损耗和介质损耗,其衰减常数为

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d \quad (3-66)$$

1. 导体损耗

微带线中高频电流沿导体带及接地板周界是非均匀分布的,精确的闭合解析式很难得到。在特殊情况下,可用数值方法求解,实践证明,工程上可以用以下近似公式计算。

当 $W/h \leq \frac{1}{2\pi}$ 时

$$\frac{\alpha_c Z_c h}{R_s} = \frac{8.68}{2\pi} \left[1 - \left(\frac{W_e}{4h} \right)^2 \right] \left[1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left(\ln \frac{4\pi W}{t} + \frac{t}{W} \right) \right] \quad (3-67)$$

当 $\frac{1}{2\pi} < W/h \leq 2$ 时

$$\frac{\alpha_c Z_c h}{R_s} = \frac{8.68}{2\pi} \left[1 - \left(\frac{W_e}{4h} \right)^2 \right] \left[1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left(\ln \frac{2h}{t} - \frac{t}{h} \right) \right] \quad (3-68)$$

当 $W/h > 2$ 时

$$\frac{\alpha_c Z_c h}{R_s} = \frac{8.68}{\left\{ \frac{W_e}{h} + \frac{2}{\pi} \ln \left[2\pi e \times p \left(\frac{W_e}{2h} + 0.94 \right) \right] \right\}^2} \left(\frac{W_e}{h} + \frac{W_e/\pi h}{\frac{W_e}{2h} + 0.94} \right) \times \left[1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left(\ln \frac{2h}{t} - \frac{t}{h} \right) \right] \quad (3-69)$$

其中, $W_e = \Delta W + W$, 将这些公式的计算结果绘成曲线, 图 3-12 画出了 3 条不同 t/h 值时, $\alpha_c Z_c h / R_s$ 随 W/h 的变化曲线。可见随着微带线宽度 W 的增加, 其特性阻抗 Z_c 是减小的, 导体损耗 α_c 也是减小的。

2. 介质损耗

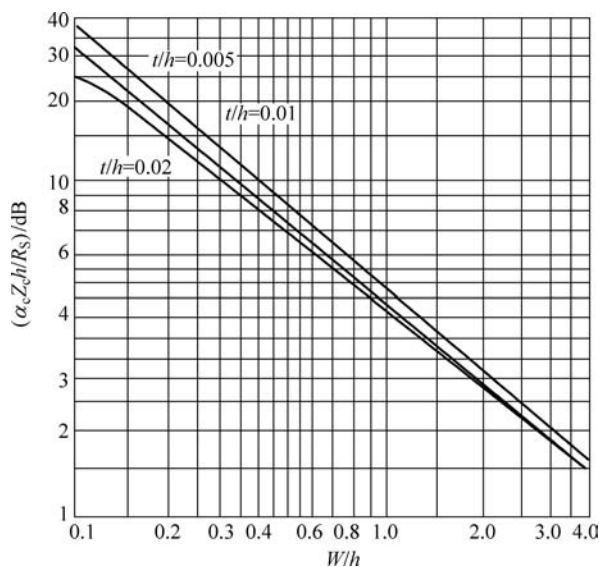
设电磁场全部处于介质基片中, 介质的介电常数为 ϵ , 磁导率为 μ_0 , 电导率为 σ 。根据坡印廷矢量, 通过功率为

$$P = \int_s \frac{1}{2} \operatorname{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot d\mathbf{s} = \frac{1}{2\eta} \int_s |\mathbf{E}|^2 \cdot d\mathbf{s} \quad (3-70)$$

式中, η 为 TEM 波的波阻抗。单位长度中的损耗功率为

$$(P_L)_d = \frac{\int_v \frac{1}{2} \sigma \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^* \cdot dv}{L} = \frac{1}{2} \sigma \int_s |\mathbf{E}|^2 \cdot d\mathbf{s} \quad (3-71)$$

由式(2-100), 介质损耗常数为

图 3-12 微带线中导体损耗随 W/h 的变化曲线

$$\alpha_d = \frac{(P_L)_d}{2P} = \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon}} = \frac{\sigma}{2\omega\epsilon} (\omega \sqrt{\mu_0\epsilon}) = \frac{\tan\delta}{2} k \quad (3-72)$$

式中, $\tan\delta = \sigma/(\omega\epsilon)$ 是介质损耗角正切; $k = 2\pi\lambda_g$, 为 TEM 波的传播常数, 其中 $\lambda_g = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$ 为介质中的波导波长, 简称介质波长。若采用 cm 为单位, 则

$$\alpha_d = 27.3 \frac{1}{\lambda_g} \tan\delta \quad (3-73)$$

实际上, 微带线中的场并非全部集中在介质内, 因此 α_d 的值要比式 (3-73) 的近似值略小, 可以证明介质衰减常数为

$$\alpha_d = 27.3 \left(\frac{q\epsilon_r}{\epsilon_{re}} \right) \frac{\tan\delta}{\lambda_g} \quad (3-74)$$

式中, $q = (\epsilon_e - 1)/(\epsilon_r - 1)$ 叫作填充因子, α_d 的单位为 dB/cm。

α_c 和 α_d 主要由介质基板的材料决定, 还与工作频率等因素有关。

3.2.6 微带线的色散

上面分析的结论都是基于基片厚度 $h \ll \lambda$ 的条件下微带线传输 TEM 波而得到的, 在频率较低时是正确的。当频率较高时, 微带线中的 TE 模和 TM 模所组成的混合模是不能忽略的, 微带线的波导波长 λ_g 、相速度 v_p 和特性阻抗 Z_c 会随频率而变化, 即必须考虑色散效应。这些参数的变化主要通过有效相对介电常数 ϵ_{re} 体现出来。

对于给定的微带线, 存在一个临界频率 f_c , 低于这一频率时色散现象可以忽略。临界频率的近似计算公式是

$$f_c = \frac{0.95}{(\epsilon_r - 1)^{1/4}} \sqrt{\frac{Z_c}{h}} \quad (\text{GHz}) \quad (3-75)$$

式中,介质基片厚度 h 的单位以 mm 计。例如,对于特性阻抗为 50Ω 、介质相对介电常数为 9、厚度为 1mm 的微带线,按式(3-75)计算得到 $f_c = 4\text{GHz}$ 。

当微带线的工作频率高于这一临界频率时,必须考虑色散效应。根据近似理论和近似方法的不同,有多种结论和公式可供参考,这里介绍其中的一种。

当微带线的几何尺寸 W 和 h 不小于 $1/4$ 波长或半波长时,准 TEM 波将有明显的色散特性。色散特性可用有效相对介电常数 ϵ_{re} 随频率的变化来表示。在 $f \leq 100\text{GHz}$, $2 < \epsilon_r < 16$, $0.06 \leq W/h \leq 16$ 条件下,修正公式为

$$\epsilon_{re}(f) = \left[\frac{\sqrt{\epsilon_r} - \sqrt{\epsilon_{re}}}{1 + 4F^{-1.5}} + \sqrt{\epsilon_{re}} \right]^2 \quad (3-76)$$

式中,

$$F = \frac{4h \sqrt{\epsilon_r - 1}}{\lambda_0} \left\{ 0.5 + \left[1 + 2\ln\left(1 + \frac{W}{h}\right) \right]^2 \right\}$$

ϵ_{re} 是不考虑色散效应的有效相对介电常数。相应的特性阻抗修正公式为

$$Z_c(f) = Z_c \frac{\epsilon_{re}(f) - 1}{\epsilon_{re} - 1} + \sqrt{\frac{\epsilon_{re}}{\epsilon_{re}(f)}} \quad (3-77)$$

3.2.7 微带线的高次模和微带线的设计

如果微带线的工作频率比较高,其工作波长与尺寸可比拟时,微带线中就会出现高次模。微带线中的高次模有两种:波导模和表面波模,为了实现主模 TEM 模传输,就必须抑制波导模和表面波模。

1. 波导模

波导模存在于导体带与接地板之间所填充的介质中,这时导体带与接地板之间实际构成了宽 W 、高 h 、填充相对介电常数为 ϵ_r 的平行板波导,有 TE 模和 TM 模。最低次模为 TE_{10} 模,其截止波长为

$$(\lambda_c)_{\text{TE}_{10}} = \begin{cases} 2W \sqrt{\epsilon_r}, & t = 0 \\ (2W + 0.8h) \sqrt{\epsilon_r}, & t \neq 0 \end{cases} \quad (3-78)$$

TE_{10} 模的场结构如图 3-13 所示。场沿 x 方向是半个驻波,电场 E_y 在 $x = W/2$ 处为 0,在 $x = 0$ 处, W 相对于开路,是波腹点;沿 y 方向没有变化,呈均匀分布。

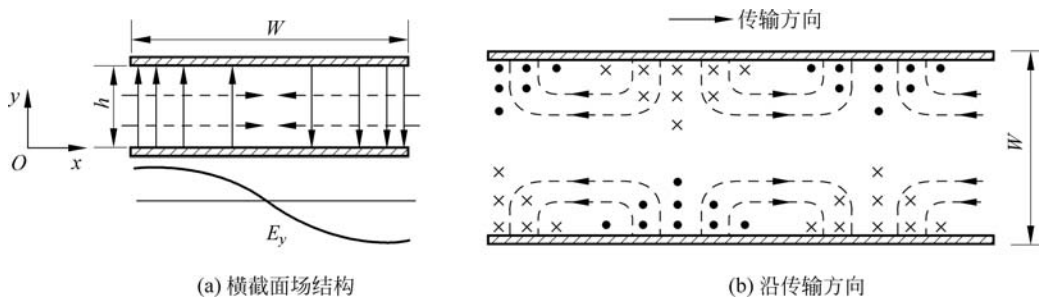


图 3-13 TE_{10} 模的场结构

微带线中 TM 模的最低模是 TM_{01} 模,其场结构如图 3-14 所示。场沿 x 方向均匀分布,沿 y 方向呈半驻波分布,电场 E_y 在 $y=0, h$ 是波腹点, $y=h/2$ 是波节点。 TM_{01} 模的截止波长为

$$(\lambda_c)_{TM_{01}} = 2h \sqrt{\epsilon_r} \quad (3-79)$$

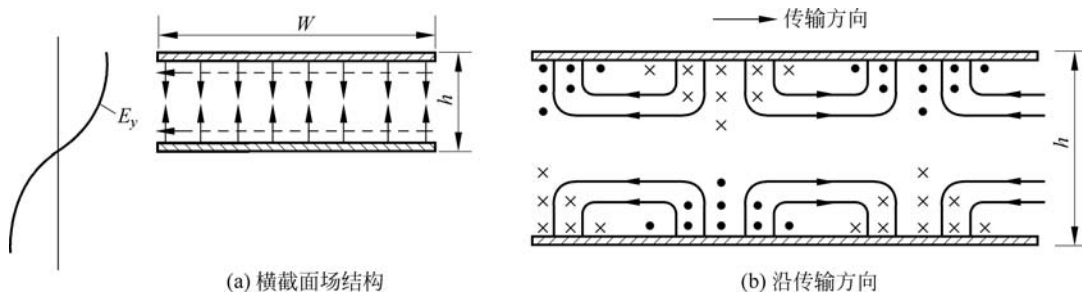


图 3-14 TM_{01} 模的场结构

为了抑制波导模,微带线的最小工作波长应该满足

$$\lambda_{\min} > \max[(\lambda_c)_{TE_{10}}, (\lambda_c)_{TM_{01}}] \quad (3-80)$$

已知工作波长,由式(3-78)~式(3-80)确定微带线的几何尺寸 W 和 h 。

2. 表面波模

表面波大部分分布在靠近接地板的填充介质中,并且沿着接地板表面传播,也分 TE 模和 TM 模。TE 模没有纵向(z 向)电场分量,横向电场只有 E_x 分量,磁场有 H_y 和 H_z 分量; TM 模没有纵向磁场分量,横向磁场只有 H_x 分量,电场有 E_y 、 E_z 分量。对于表面波模来说,可以假定所有的场分量在 x 方向无变化,而只在 y 方向有变化,因此只用一个表示 y 方向的下标即可,如 TE_0 、 TE_1 、 TE_2 、 $\dots$ 、 TM_0 、 TM_1 、 TM_2 等。下标 0 表示在微带线横截面内,场量沿 y 方向的完整的“半个驻波”数为 0,不足一个,但有一个最大值;下标 1 表示在微带线横截面内,场量沿 y 方向的完整的“半个驻波”数为 1,有 2 个最大值;以此类推。

表面波中 TE 模的最低次模为 TE_0 模,其截止波长为

$$\lambda_c = 4h \sqrt{\epsilon_r - 1} \quad (3-81)$$

表面波中 TM 模的最低次模为 TM_0 模,其截止波长为

$$\lambda_c = \infty \quad (3-82)$$

可见,对于 TE_0 模,用设计尺寸的办法容易抑制,只要工作波长大于截止波长。但是 TM_0 模不易抑制。实际上在微带线中,只有当表面波的相速度与准 TEM 波的相速度相同时,这两种模才会发生强耦合,使准 TEM 波不能正常传播。因此只要避免这两种情况即可。

TE 模与准 TEM 模的相速度相同,两者之间发生强耦合的频率为

$$f_{TE} = \frac{3\sqrt{2}c}{8h \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (3-83)$$

TM 模与准 TEM 模的相速度相同,两者之间发生强耦合的频率为

$$f_{TM} \approx \frac{\sqrt{2}c}{4h \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (3-84)$$

式中, c 为自由空间电磁波的传播速度。在微带线的设计中, 为了避免准 TEM 模与高次模发生强耦合, 工作频率应低于 f_{TE} 和 f_{TM} 两者中的较低者; 若工作频率较高, 可采用 ϵ_r 和 h 较小的介质基片, 借以提高 f_{TE} 和 f_{TM} , 从而达到避免强耦合的目的。

综上所述, 抑制 TE、TM 波导模和 TE 表面波模, 可以采用选择合适尺寸的方法。最小工作波长满足以下公式:

$$\lambda_{\min} > \begin{cases} 2W\sqrt{\epsilon_r} \\ 2h\sqrt{\epsilon_r} \\ 4h\sqrt{\epsilon_r - 1} \end{cases} \quad (3-85)$$

抑制 TM 表面波和 TE 表面波模最好的方法是使 TEM 波不与之发生强耦合, 即工作频率不要选择式(3-83)和式(3-84)所确定的频率。

3.2.8 耦合微带线

在微带线旁边再加一条导体带即构成耦合微带线, 如图 3-15 所示。耦合微带线的间距为 S , 其他几何参量意义同微带线。耦合微带线被广泛应用于定向耦合器、滤波器、阻抗匹配网络及移相器中。

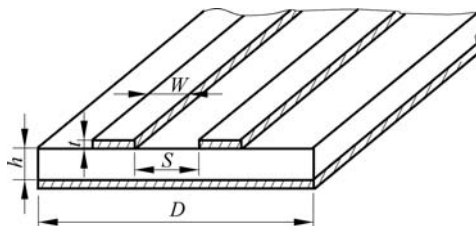


图 3-15 耦合微带线

对于这样的三导体系统, 精确计算其传输参量将更为复杂。常用的方法与微带线一样, 是准静态场法, 即把耦合微带线中传输的模看作准 TEM 模, 采用奇模激励和偶模激励两种状态对它进行分析, 其他激励状态可以看作是这两种状态的叠加。

所谓奇模激励, 就是在耦合线的两个中心导体带上加幅度相等、相位相反的电压, 其场结构如图 3-16 所示。耦合线对称面上电场强度的切向分量为 0, 此对称面称为电壁。偶模激励, 就是在耦合线的两个中心导体带上加幅度相等、相位相同的电压, 其场结构如图 3-17 所示。耦合线对称面上磁场强度的切向分量为 0, 此对称面称为磁壁。用保角变换法可分别求出相应于奇模激励和偶模激励的电容、有效相对介电常数、相速度、特性阻抗及波导波长。下面给出的是导体带厚度 $t \rightarrow 0$ 时耦合微带线特性参数。

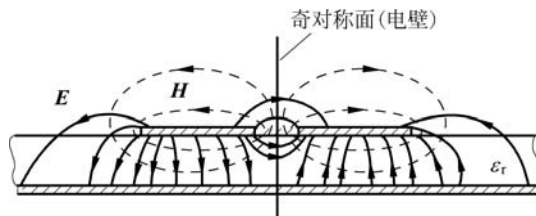


图 3-16 对称微带线奇模激励的电场分布

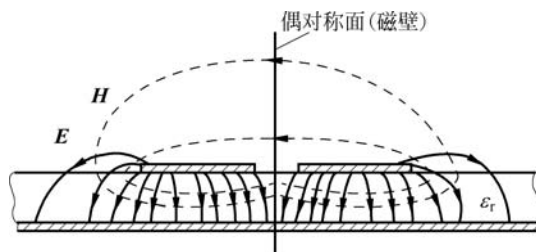


图 3-17 对称微带线偶模激励的电场分布

若耦合微带线填充的完全是空气介质,单根导体带对接地板的奇模电容为 $C_o(1)$,偶模电容为 $C_e(1)$;若耦合微带线填充的完全是相对介电常数为 ϵ_r 的介质,单根导体带对接地板的奇模电容为 $C_o(\epsilon_r)$,偶模电容为 $C_e(\epsilon_r)$ 。那么耦合微带线的奇模和偶模有效相对介电常数分别为

$$\epsilon_{eo} = \frac{C_o(\epsilon_r)}{C_o(1)} = 1 + q_o(\epsilon_r - 1) \quad (3-86)$$

$$\epsilon_{ee} = \frac{C_e(\epsilon_r)}{C_e(1)} = 1 + q_e(\epsilon_r - 1) \quad (3-87)$$

式中, q_o 和 q_e 分别是奇、偶模的填充系数。由此奇模相速度和偶模相速度的表示式为

$$v_{po} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eo}}} \quad (3-88)$$

$$v_{pe} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ee}}} \quad (3-89)$$

c 为自由空间电磁波的传播速度。奇模和偶模特性阻抗的表示式分别为

$$Z_{co} = \frac{1}{v_{po} C_o(\epsilon_r)} = \frac{Z_{co}(1)}{\sqrt{\epsilon_{eo}}} \quad (3-90)$$

$$Z_{ce} = \frac{1}{v_{pe} C_e(\epsilon_r)} = \frac{Z_{ce}(1)}{\sqrt{\epsilon_{ee}}} \quad (3-91)$$

根据这些公式的计算结果绘制成曲线,可粗略估计有效相对介电常数和特性阻抗。在 W/h 、 S/h 相同的情况下偶模特性阻抗总是大于奇模特性阻抗。目前有很多商业软件可以方便而精确地计算奇、偶模有效介电常数和特性阻抗。

奇模和偶模的波导波长分别为

$$\lambda_{ge} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ee}}} \quad (3-92)$$

$$\lambda_{go} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eo}}} \quad (3-93)$$

耦合微带线损耗主要是导体损耗和介质损耗,导体衰减常数和介质衰减常数近似公式如下。

对于奇模

$$(\alpha_c)_o \approx 27.3 \frac{R_s}{WZ_{co}} \quad (3-94)$$

$$(\alpha_d)_o \approx 27.3 \frac{q_o \epsilon_r}{\epsilon_{eo}} \quad (3-95)$$

对于偶模

$$(\alpha_c)_e \approx 27.3 \frac{R_s}{WZ_{ce}} \quad (3-96)$$

$$(\alpha_d)_e \approx 27.3 \frac{q_e \epsilon_r}{\epsilon_{ee}} \quad (3-97)$$

衰减常数的单位 dB/cm。

3.3 其他平面传输线

除了以上介绍的微带线、带状线及其耦合结构,目前还出现了许多适用于微波集成电路的平面传输线,如共面波导、共面带状线、槽线等。有专门的分析设计软件对这些传输线特性进行分析,或者反过来,根据需要设计传输线的几何尺寸,使用非常方便。下面对这些常用平面传输线及其特性作简要介绍,而略去复杂的公式推导。

3.3.1 共面波导

共面波导结构如图 3-18 所示。介质基片一面是导体面,在导体面上,中间是导体带,宽度 W ,两侧是接地板,中间有两条缝隙,宽度均为 G ;另一面可以是介质面[图 3-18(a)],也可以是接地面[图 3-18(b)];介质厚度 h 。这种金属导体带和接地面位于同一平面的结构适合用于集成电路,可免去通孔。

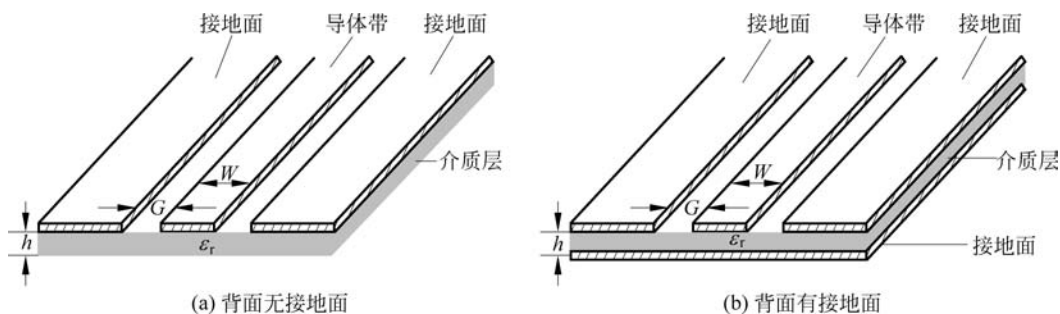
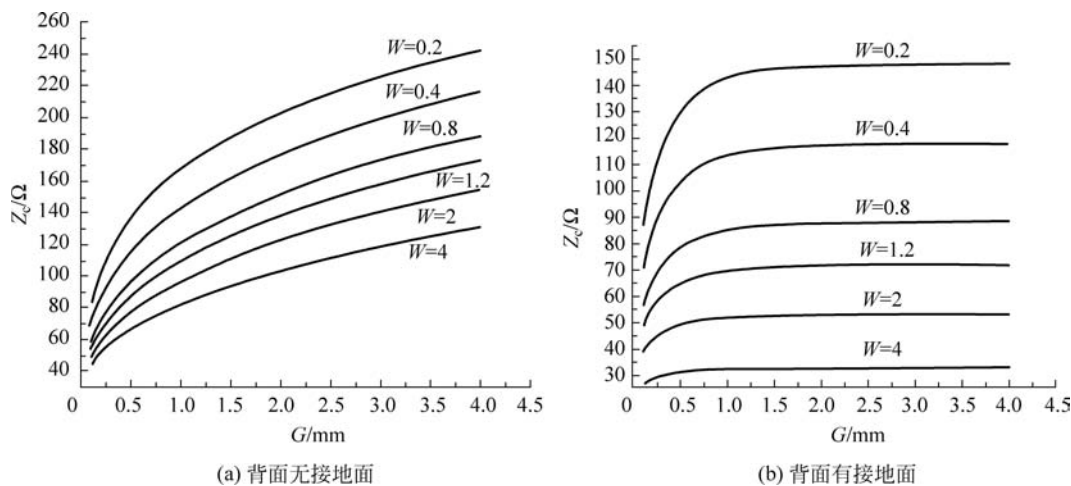


图 3-18 共面波导结构

图 3-19 是用商业软件计算的不同导体带宽度 W 下,共面波导的特性阻抗随缝隙 G 的变化趋势图,其中介质基片相对介电常数 $\epsilon_r = 2.65$,厚度 0.8mm ,中心频率 10GHz 。由图可见,相同结构尺寸情况下,背面不接地共面波导的特性阻抗受 G 和 W 尺寸影响很大,而背面接地共面波导的特性阻抗 Z_0 在 $G > 0.5\text{mm}$ 后变化很小;而且在结构尺寸相同时,前者的特性阻抗 Z_0 比后者的要大。一般情况下, G 、 W 、 h 的尺寸小于 $1/4$ 波导波长。

在具体应用中,根据不同要求选择不同特性的共面波导形式和介质基片,并设计结构尺寸。

图 3-19 共面波导特性阻抗与几何参数的关系 ($\epsilon_r = 2.65, h = 0.8\text{mm}$)

3.3.2 共面带线

共面带线是共面波导的互补结构,如图 3-20 所示,背面一般是介质面。共面带线是比较实用的单面传输线,它的平衡对称结构适合应用在滤波器、平面印制偶极子天线的馈线、平面混频器等。

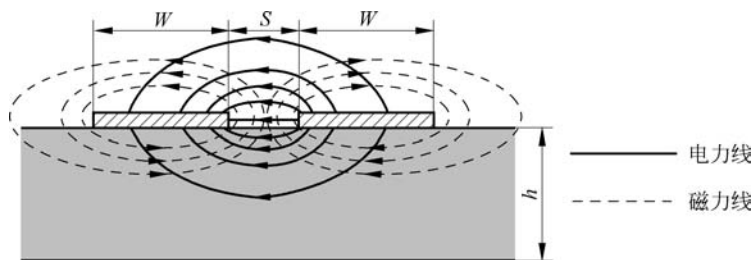


图 3-20 共面带线及其场结构

若有效相对介电常数为 ϵ_{re} 。共面带线的特性阻抗计算公式为

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\frac{\epsilon_{re} + 1}{2}}} \frac{\pi}{\ln\left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}}\right)} \quad (3-98)$$

其中,

$$k' = \sqrt{1 - \left(\frac{S}{S + 2W}\right)^2} \quad (3-99)$$

例如,介质板厚度 $h = 0.8\text{mm}$,相对介电常数 $\epsilon_r = 2.65$,损耗角正切为 0.001。共面带线的几何尺寸设计为 $S = 0.4\text{mm}$, $W = 0.8\text{mm}$,由式(3-98)计算得到共面带线的特性阻抗为 160Ω 。

3.3.3 槽线

在介质基片敷有导体层的一面上开出一个槽,便是槽线,如图 3-21 所示。介质厚度 h , 相对介电常数 ϵ_r , 槽宽 G , 另一面没有导体。为了使电磁场更集中于槽附近,并减少电磁能量的辐射,一般采用高介电常数的基片。

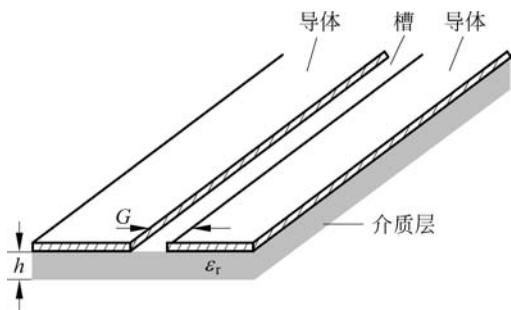


图 3-21 槽线结构

槽线中传输的既不是 TEM 波,也不是准 TEM 波,而是一种波导模,它没有截止频率,但是具有色散性质,因此,其相速度和特性阻抗均随频率而变。由于槽线的接地板与槽处于同一面,因此易于与二极管、三极管等有源器件集成。图 3-22 是用软件计算的两种介质基片上槽线的特性阻抗随槽缝隙 G 的变化趋势,工作频率 10GHz,介质厚度均为 0.8mm。可见 Z_c 随 G 的增大而增大。 G 和 h 的尺寸一般小于 1/4 波导波长。

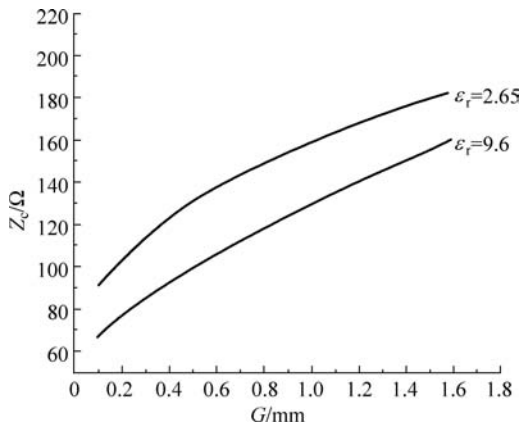


图 3-22 槽线特性阻抗 Z_c 与槽缝隙 G 的关系

3.3.4 基片集成波导

前面介绍的带状线、微带线、共面波导、共面带线等平面传输线,具有重量轻、易共形、造价低、易与射频集成电路(RFIC)和其他平面电路集成等优点,在各类通信系统的发射、中继和接收射频前端得到广泛应用。但是这类平面传输线在毫米波段损耗大,一般只适用于工

作频率在 30GHz 以下的微波器件和系统。2002 年吴柯等提出的基片集成波导(Substrate Integrated Waveguide, SIW),既保留了平面传输线的优点,又具有金属波导损耗小的优点,在现有加工技术条件下工作频率可达 F 波段(110GHz)。

1. 基片集成波导结构和特性

基片集成波导就是在上下表面敷有金属的介质板上开两排金属通孔,如图 3-23 所示。介质板厚度为 h ,两排金属通孔之间的间距为 w ,形成了一个类似矩形波导的结构,电磁波在两排金属通孔之间的介质中传播。

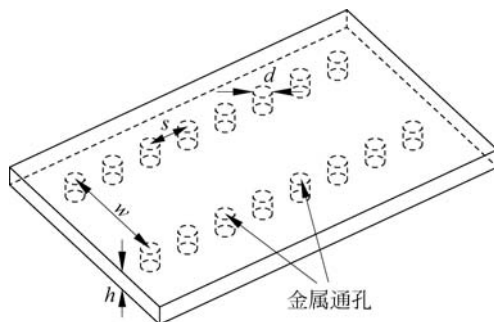


图 3-23 基片集成波导结构

介质板的相对介电常数为 ϵ_r ,金属通孔的直径和间距分别为 d 和 s ,两排金属通孔的圆心之间的距离 w 称作基片集成波导的宽度。通过实验曲线拟合推导出基片集成波导等效宽度关系式:

$$w_{\text{eff}} = w - \frac{d^2}{0.95s} \quad (3-100)$$

将这个等效宽度 w_{eff} 作为矩形波导的实际宽度 a ,便可用矩形波导的截止频率计算公式(2-85)来分析基片集成波导中的传播模式和频率。后来又得到更为精确的等效宽度 w_{eff} 计算式:

$$w_{\text{eff}} = w - \frac{1.08d^2}{s} + \frac{0.1d^2}{w} \quad (3-101)$$

对于基片集成波导结构,由于一般情况下介质基板的高度 h 远小于工作波长,所以式(2-85)中的 n 取 0,那么可以得到其近似截止频率:

$$f_c = \frac{cm}{2w_{\text{eff}}\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \quad (3-102)$$

其中, c 是自由空间电磁波的传播速度, m 是波导宽度上半驻波的数目。如果利用基片集成波导等效宽度近似式(3-100),则其类 TE_{10} 模的截止频率:

$$f_{c(\text{TE}_{10})} = \frac{c}{2\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \left(w - \frac{d^2}{0.95s} \right)^{-1} \quad (3-103)$$

用实验曲线拟合得到类 TE_{20} 模的截止频率:

$$f_{c(\text{TE}_{20})} = \frac{c_0}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \left(w - \frac{d^2}{1.1s} - \frac{d^3}{6.6s} \right)^{-1} \quad (3-104)$$

基片集成波导的两排金属通孔造成侧壁的不连续性。通孔间的缝隙切割电流而产生辐射,在侧壁上不能形成稳定的连续电流。因此,基片集成波导中不存在类 TM_{mn} 模。

基片集成波导的损耗除了导体损耗、介质损耗和表面波辐射损耗之外,还有由金属通孔引起的漏波损耗和反射损耗,这里不再详述。

2. 基片集成波导设计

一般来说,基片集成波导的介质基板厚度小于工作波长和其宽度,即 $h < \lambda, h < w$ 。工作频率主要由宽度 w 决定。通孔直径 d 和间距 s 影响其漏波损耗和反射损耗,经实验和数值计算,得出以下设计近似公式:

$$\begin{cases} d < \min(0.2\lambda_c, 0.4w) \\ d < s < 2d \end{cases} \quad (3-105)$$

其中, λ_c 为工作模式的截止波长。

在设计基片集成波导时,首先根据工作频率和单模传输条件计算普通矩形波导宽度 a ,然后根据式(3-105)设计金属通孔直径和间距,最后利用式(3-100)或者式(3-101)计算出对应 SIW 的结构尺寸。精确的实际宽度 w 可用多次迭代法获得。

3.4 平面传输线的激励与耦合

微带线的激励方法有同轴线激励和波导激励。图 3-24 是同轴线激励微带线示意图,也叫微带线的同轴线馈电结构。将同轴线的内导体延长与微带线的导体带平行焊接在一起,同轴线外导体与微带线的接地板相连,同轴线内导体的另一端接信号源。

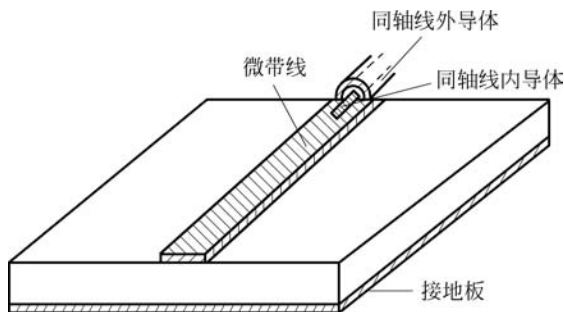


图 3-24 同轴线对微带线的激励结构

同轴线内导体与微带线导体带的搭接部分一般大于同轴线内导体直径的 2 倍以上,以减小连接处的不均匀性而引起的反射。这种激励结构在 X 波段以下,一般可以得到 1.15 的电压驻波比,完全能够满足一般的工程需要。

微带线的同轴线馈电方法是平面传输线和平面电路中最基本和最常用的馈电方法。一般测试设备和信号源的输出都是同轴线,为了测试平面电路或给平面电路馈电,有标准的 SMA(small microstrip axial)接头供直接使用。

共面波导的馈电方式与微带线类似,同轴线的内导体延长线与共面波导的导体带平行

焊接,外导体与共面波导的接地面相接。

基片集成波导可通过微带线馈电,图 3-25 是两种馈电形式的俯视图。图 3-25(a)是梯形渐变式,梯形过渡的作用是匹配微带线的特性阻抗与基片集成波导的等效阻抗,使其在不连续处的反射最小,但是体积较大;图 3-25(b)是通过共面波导过渡,少了渐变结构,体积较前者小。

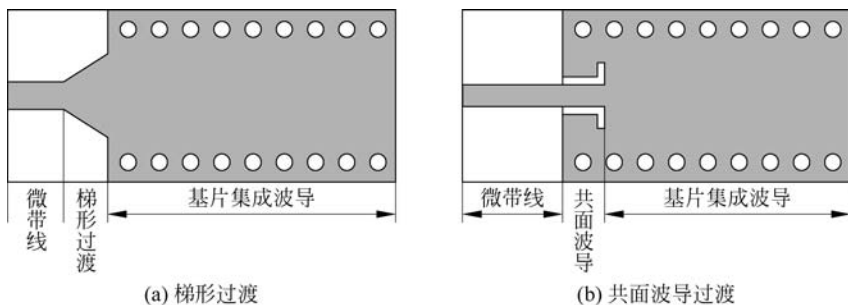


图 3-25 微带线-基片集成波导转换结构

习 题

- 3-1 一根以聚四氟乙烯 $\epsilon_r = 2.10$ 为填充介质的带状线,已知其厚度 $b = 5\text{mm}$,金属导体带厚度和宽度分别为 $t = 0$ 、 $W = 2\text{mm}$,求此带状线的特性阻抗及其不出现高次模式的最高频率。
- 3-2 对于特性阻抗为 50Ω 的铜导体带状线,介质厚度 $b = 0.32\text{cm}$,有效相对介电常数 $\epsilon_r = 2.20$,求线的宽度 W 。若介质的损耗角正切为 0.001 ,工作频率为 10GHz ,计算单位为 dB/λ 的衰减,假定导体的厚度 $t = 0.01\text{mm}$ 。
- 3-3 已知带状线两接地地板间距 $b = 6\text{cm}$,中心导体带宽度 $W = 2\text{cm}$,厚度 $t = 0.55\text{cm}$,试求填充 $\epsilon_r = 2.25$ 和 $\epsilon_r = 2.55$ 介质时的特性阻抗。
- 3-4 已知带状线介质厚度 $b = 2\text{mm}$,金属导体带厚度 $t = 0.1\text{mm}$,宽度 $W = 1.7\text{mm}$,计算 $\epsilon_r = 2.1$ 的聚四氟乙烯敷铜带状线的特性阻抗。
- 3-5 求特性阻抗为 50Ω 的陶瓷基片($\epsilon_r = 9$)的带状线的宽高比 W/b ($t \approx 0$)。
- 3-6 已知带状线两导体平板之间的距离 $b = 1\text{mm}$,中心导体带的宽度 $W = 2\text{mm}$,厚度 $t = 0.5\text{mm}$,填充介质的相对介电常数为 $\epsilon_r = 2$,求该带状线主模的相速度和带状线的特性阻抗。
- 3-7 有两个带状线,一个填充介质的相对介电常数为 ϵ_{r1} ,图 3-1 中各个尺寸为 b_1 、 t_1 、 W_1 ;另一个填充介质的相对介电常数为 ϵ_{r2} ,尺寸 b_2 、 t_2 、 W_2 ;试问:
 - (1) 当 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2}$, $b_1 = b_2$, $t_1 = t_2$, $W_1 > W_2$ 时,哪一个带状线的特性阻抗大? 为什么?
 - (2) 当 $b_1 = b_2$, $t_1 = t_2$, $W_1 = W_2$, $\epsilon_{r1} < \epsilon_{r2}$ 时,哪一个带状线的特性阻抗大? 为什么?
- 3-8 已知带状线厚度 $b = 3.16\text{mm}$,相对介电常数 $\epsilon_r = 2.20$,计算特性阻抗为 100Ω 带状线的导体带宽度,并求 4.0GHz 时此线的波导波长。
- 3-9 带状线的相速度与电磁波在自由空间的相速度是什么关系? 波长之间又是什么关系? 对于微带线(准 TEM 波),上述各量间又是什么关系?
- 3-10 计算微带线的宽度和长度,要求在 2.5GHz 有 50Ω 特性阻抗和 90° 相移。基片厚度 $h = 1.27\text{mm}$,有效相对介电常数 $\epsilon_r = 2.20$ 。
- 3-11 已知某微带线的导体宽为 $W = 2\text{mm}$,厚度 $t \rightarrow 0$,介质基片厚度 $h = 1\text{mm}$,相对介电常数 $\epsilon_r = 9$,求此微带线的有效填充因子 q 、有效介电常数 ϵ_e 及特性阻抗 Z_0 (设空气微带特性阻抗 $Z_0^a = 88\Omega$)。

- 3-12 已知某耦合微带线,介质为空气时,奇、偶特性阻抗分别为 $Z_{0o}^a = 40\Omega$, $Z_{0e}^a = 100\Omega$,实际介质 $\epsilon_r = 10$ 时,奇、偶模填充因子分别为 $q_o = 0.4$, $q_e = 0.6$,工作频率 $f = 10\text{GHz}$ 。试求介质填充耦合微带线的奇、偶模特性阻抗、相速度和波导波长各为多少?
- 3-13 一微带线特性阻抗 $Z_0 = 50\Omega$,基板介电常数 $\epsilon_r = 4.3$,厚度为 $h = 0.8\text{mm}$,中心频率 $f_0 = 1.8\text{GHz}$ 。试求微带线的有效介电常数 ϵ_e 、传播波长 λ_g 及相位速度 v_p 。
- 3-14 已知某微带线的导带宽度 $W = 2\text{mm}$ 、厚度 $t = 0.01\text{mm}$,介质基片厚度 $h = 0.8\text{mm}$,相对介电常数 $\epsilon_r = 9.6$,求:此微带的有效介电常数 ϵ_e 和特性阻抗 Z_c ;若微带中传输信号的频率为 6GHz ,求相速度和波导长度。
- 3-15 已知微带线的特性阻抗为 50Ω ,介质是相对介电常数为 $\epsilon_r = 9.6$ 的氧化铝陶瓷。设损耗角正切 $\tan\delta = 0.0002$,工作频率 $f = 10\text{GHz}$,求介质衰减常数 α_d 。
- 3-16 设介质基片的厚度 $h = 1.58\text{mm}$,介质相对介电常数 $\epsilon_r = 2.55$ 。设计特性阻抗为 100Ω 的微带线,并计算此线在 4.0GHz 工作频率时的波导波长。
- 3-17 什么是介质波导?按其结构形式分为哪几类?
- 3-18 比较背面无接地面和有接地面的共面波导的特性阻抗特性,各自的几何尺寸对特性阻抗有何影响?
- 3-19 共面波导与槽线中所传输的模式是什么?针对二者应用举例说明。