

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,随着当前微波集成电路 (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,而且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、介质波导等。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。在需要考虑微带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、微带线、介质薄膜波导的主要特性和设计方法,介绍了共面带状线、共面波导、槽线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 。

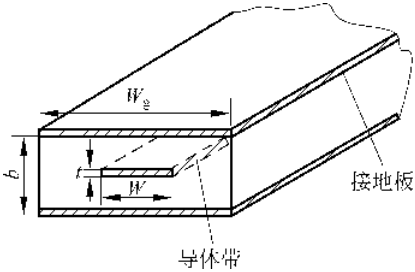


图 3-1 带状线结构

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。

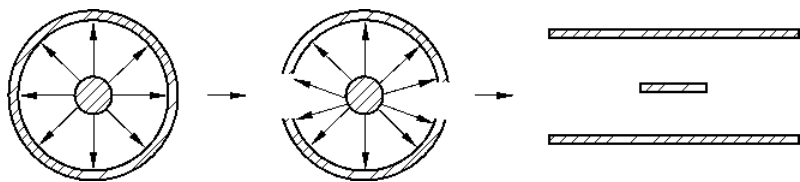


图 3-2 同轴线向带状线的演化

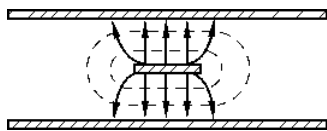


图 3-3 带状线的场结构

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、相速和波导波长等。

带状线所传输的主模是 TEM。其相速

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

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。相速也可用式(3-2)表示,即

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

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,然而解表示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

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

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

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

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, 因此分为宽导带和窄导带两种情况考虑。特性阻抗的具体计算公式比较繁琐, 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。

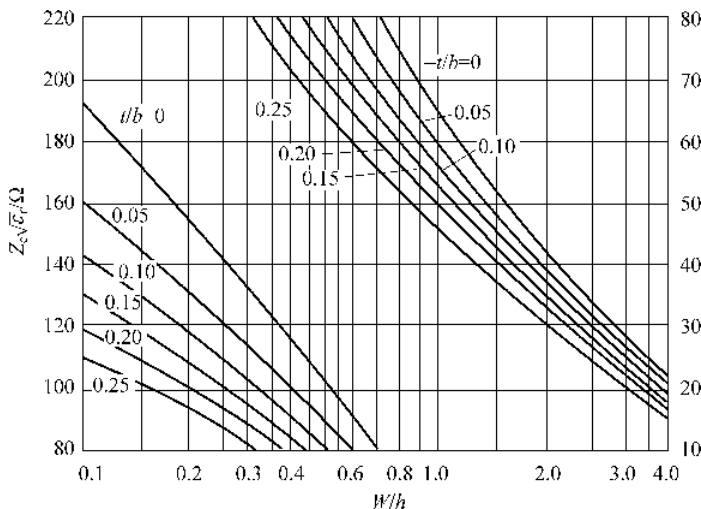


图 3-4 带状线的特性阻抗曲线

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 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 $W/b=1.75$ 。所以 $W=6.3\text{mm}$ 。

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

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

3.1.2 特性阻抗的数值解

微波技术的很多实际问题是非常复杂的, 不可能得到解析解, 需要用数值方法求解。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

$$\nabla_i^2 \Phi(x, y) = 0 \quad -a/2 \leq x \leq a/2, \quad 0 \leq y \leq b \quad (3-9)$$

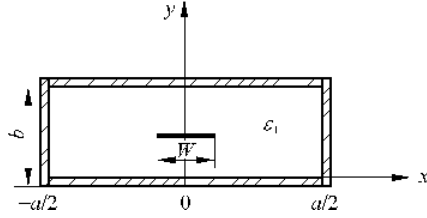


图 3-5 带状线特性阻抗数值求解模型

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 $\mathbf{D} = -\epsilon_0 \epsilon_r \nabla_i \Phi$, 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,因此由式(3-8)中

$$A_n = B_n \quad (3-12)$$

A_n 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

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

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

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

因此,带状线上单位长度电容为

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

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: 编写计算机程序来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)

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

$$\alpha_d = \frac{1}{2} G Z_c \tag{3-23}$$

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 $W/(b-t) \geq 0.35$

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

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

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

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

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

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

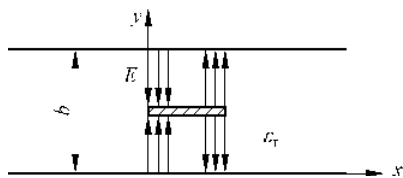
带状线传输主模为 TEM 模,但若尺寸选择不当,或制作精度低等原因造成结构上的不均匀,则会产生高次模 TE 和 TM。在选择尺寸时,应尽量避免高次模的出现。

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

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

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

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

图 3-6 带状线中 TE_{10} 模的横截面场结构

考虑所传输电磁波向两侧泄漏,上、下接地板的宽度不小于 $(3 \sim 6)W$ 。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,这就构成了所谓的耦合带状线,如图 3-7(a)所示。金属导带距离为 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。这里仅分析导带关于上、下接地板对称,且两个导带宽度相等的耦合带状线的情况。

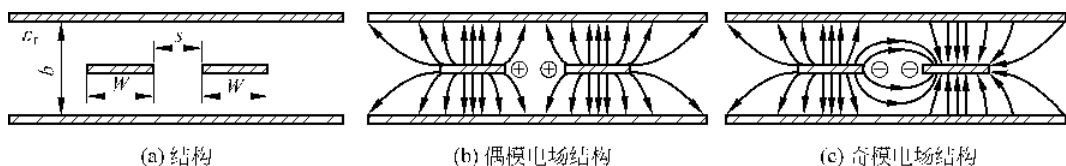


图 3-7 耦合带状线

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 的计算奇模与偶模特性阻抗的公式,公式的近似条件是 $t/b < 0.1$ 、 $W/b > 0.35$ 。

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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、移相器等微波元件,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,微带线几何结构如图 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。

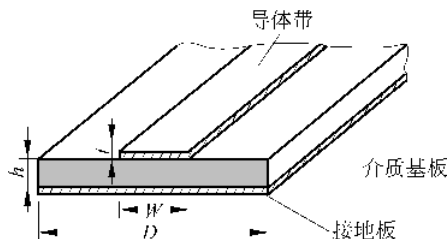


图 3-8 微带线结构

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,这样是不会影响其场结构的,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。

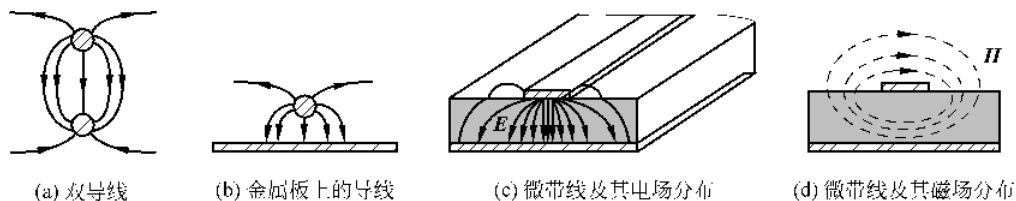


图 3-9 双导线向微带线的演变

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做“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。若金属导带周围介质均为空气, $\epsilon_r = 1$, 则传输系统传输 TEM 波,相速就是电磁波在空气中的传播速度, $v_p = c$, 且特性阻抗为

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

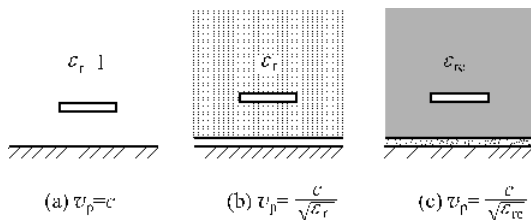


图 3-10 微带线的有效相对介电常数

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

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

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

同时还可得到波导波长

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

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,具体步骤这里从略。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 $q=0$ 时 $\epsilon_{re}=1$,表示导带周围全部填充空气;当 $q=1$ 时, $\epsilon_{re}=\epsilon_r$ 时,表示导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,特性阻抗 Z_c 逐渐减小,有效相对介电常数逐渐增大。

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。为了避免繁琐的重复计算, 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