

## 6.6 微带线与耦合微带线

### 6.6.1 微带线

微带线的结构如图 6-48(a)所示，它是由作为地平面的导电金属板，介质基片及导电薄带组成。这种结构可以用平面电路工艺加工，与集成电路工艺兼容。在介质基片选定情况下，只要改变导电薄带的宽度即可改变微带线的特性，而用平面电路工艺控制导带宽度是很容易实现的。这就是微带线在微波集成电路得到广泛应用的原因。

随着数字电路时钟频率的提高，电压脉冲或电流脉冲的频谱的主要分量已进入微波、毫米波，器件间互连要用微带线的概念进行设计。所以高速数字电路的互连设计也要用微带线理论进行指导。这是微带线备受电路工作者关注的又一原因。

微带线应用于微波集成电路时器件的接地端与地连接不方便，要通过基片的过孔才能与微带线的地连接。与微带线结构类似的共面波导（见图 6-49），所有导电薄片都在介质基片上表面，其优点是安装集总参数的无源、有源器件方便，无需通过基片的过孔接地。共面波导的缺点是功率容量小，容易激励寄生模，此外，占用基片的面积也比较大。共面波导的特性与微带线相当，分析方法也类似，本节以后仅以微带线为例进行分析。

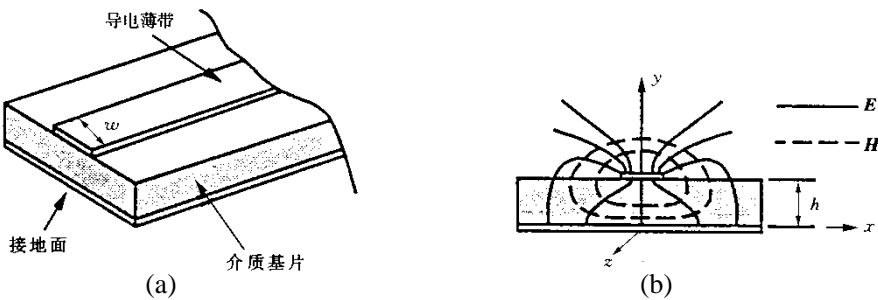


图 6-48 微带线及其场分布  
(a)微带线 (b)场分布

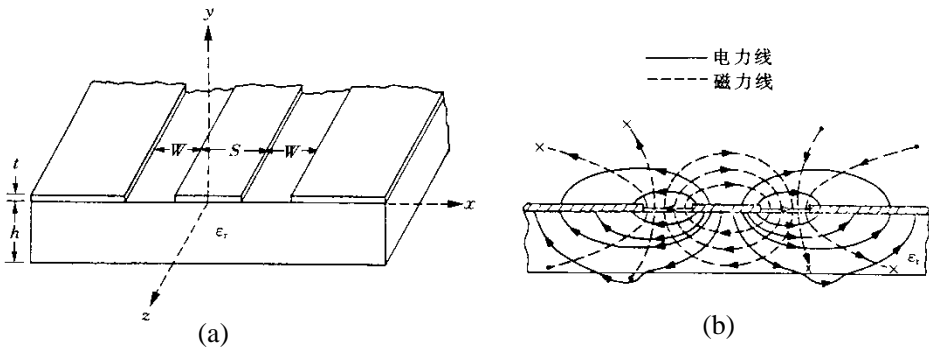


图 6-49 共面波导及其场分布  
(a)共面波导 (b)场分布

微带线属于双导体结构，跟平行双导线、同轴线、平行平板波导类似，电磁场主要分布在横截面内，如图 6-48(b)所示。但请注意，由于介质填充的不均匀，微带线与平行双导线、同轴线、平行平板波导仍有差别，微带线传播的电磁波，尽管横向电磁场量是主要的，但纵向场量不为零，即微带线不支持纯 TEM 模，微带线传播的是准 TEM 模。微带线的工程分析都应用准 TEM 模近似。下面我们来分析微带线不支持纯 TEM 模的原因。

参看图 6-48(b)，在微带线的介质与空气交界面电场切向分量连续，即

$$E_x^d = E_x^a \quad (6.6.1)$$

上标  $d$  和  $a$  分别表示介质和空气中的量。应用麦克斯韦方程

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon_0\epsilon_r \mathbf{E}$$

介质分界面  $E_x$  分量连续也可表示成

$$(\nabla \times \mathbf{H})_x^d = \epsilon_r (\nabla \times \mathbf{H})_x^a \quad (6.6.2)$$

$\epsilon_r$  为介质的相对介电系数，将式 (6.6.2) 展开并应用介质和空气分界面磁场法向分量连续条件，当相对磁导率  $\mu_r=1$  时得到

$$\epsilon_r \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} \right)^a - \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} \right)^d = (\epsilon_r - 1) \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (6.6.3)$$

因为  $\epsilon_r \neq 1$ ,  $H_y \neq 0$ , 所以式 (6.6.3) 左边为非零量。这只有当  $H_z \neq 0$  才能满足。所以实际结构的微带线由于介质填充的不均匀，磁场的纵向分量必定存在。同样，从介质与空气交界面磁场的切向分量连续导致  $E_z \neq 0$ 。总之，由于介质与空气交界面导带附近边缘场  $E_x$ 、 $H_x$  分量的存在使得微带线不可能工作于纯 TEM 模。

所以对微带线的严格分析要在微带线工作于混合模（或非 TEM 模）的前提下进行。基于混合模的分析方法通常叫做全波分析法。在全波分析法中场的纵向分量  $E_z$ 、 $H_z$  都是存在的。全波分析法虽然严格，但计算复杂。下面对微带线的分析都基于准 TEM 模近似，严格的全波分析，可见本书最后一章。

微带线的特征参数，一是传播常数  $k$ ，二是特征阻抗  $Z_e$ 。在准 TEM 近似下，不考虑微带线的色散，即假设微带线的传播常数  $k$  与频率  $\omega$  呈线性关系

$$k = \omega \sqrt{\mu \epsilon_e} = \omega \sqrt{\epsilon_{re} \epsilon_0 \mu_0} = k_0 \sqrt{\epsilon_{re}} \quad (6.6.4)$$

式中  $\epsilon_e = \epsilon_{re} \epsilon_0$ ，叫做有效介电常数，而  $\epsilon_{re}$  就叫做有效相对介电常数。 $\epsilon_{re}$  的物理意义是：当微带线等效为平行板波导并为相对介电系数  $\epsilon_{re}$  的介质填充时，该平行平板波导的相速即微带线的相速。相速  $v_p$  为

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_e \mu_0}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{re} \epsilon_0 \mu_0}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (6.6.5)$$

式中  $c$  为真空中光速，所以准 TEM 模近似下，微带线的相速  $v_p$  为与频率无关。波导波长  $\lambda_g$  则为

$$\lambda_g = \frac{v_p}{f} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}} f} = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (6.6.6)$$

$\lambda$  为自由空间波长。

所以，准 TEM 模近似下，微带线的色散特性归结为求有效相对介电系数  $\epsilon_{re}$ 。按 Wheeler 和 Schneider 最早进行的工作， $\epsilon_{re}$  可按下式计算

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F(w/h) \quad (6.6.7)$$

$$F(w/h) = \begin{cases} (1 + 12h/w)^{-1/2} + 0.04(1 - w/h)^2 & (w/h \leq 1) \\ (1 + 12h/w)^{-1/2} & (w/h \geq 1) \end{cases}$$

$\epsilon_r$  为基片的相对介电系数。 $w$  是导电薄带宽度， $h$  则是介质基片厚度。

微带线的另一特征参数，特征阻抗  $Z_e$  的计算，同样按 Wheeler 和 Schneider 进行的工作，其计算公式为

$$Z_e = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left( \frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right) \quad \left( \frac{w}{h} \leq 1 \right) \quad (6.6.8a)$$

$$Z_e = \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.67 \ln \left( \frac{w}{h} + 1.44 \right) \right\}^{-1} \quad \left( \frac{w}{h} \geq 1 \right) \quad (6.6.8b)$$

$$\text{式中 } \eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi \Omega。$$

工程应用表明，尽管式(6.6.4)、(6.6.7)与(6.6.8)是近似的，但其精度对工程应用而言还是可以接受的。

微带线具体设计时，设计初始数据是微带线等效阻抗  $Z_e$ 、 $\varepsilon_{re}$  及介质基片相对介电常数  $\varepsilon_r$ ，要确定的是微带线相对结构尺寸  $w/h$ ，可按下式计算

当  $Z_e \sqrt{\varepsilon_{re}} \geq 89.91$ ，也就是  $A > 1.52$  时

$$\frac{w}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (6.6.9a)$$

当  $Z_e \sqrt{\varepsilon_{re}} < 89.91$ ，也就是  $A < 1.52$  时

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right] \right\} \quad (6.6.9b)$$

$$\text{式中 } A = \frac{Z_e}{60} \left\{ \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right\}^{1/2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right\} \quad (6.6.10a)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_e \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (6.6.10b)$$

式(6.6.9)的最大误差不超过 1%。

【例 6-5】设微带线  $w/h=5$ ，基片  $\varepsilon_r = 9.7$ ， $\mu = \mu_0$ ，用平行平板波导公式(2.1.39)与修正公式(6.6.8b)计算其特征阻抗。

$$\text{解：按近似公式(2.1.39) } Z_e \doteq \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{1}{\sqrt{9.7}} \frac{1}{5} = 24.2\Omega$$

按修正公式(6.6.8b)计算  $Z_e$ ，先计算  $\varepsilon_{re}$ ：

$$F(w/h) = (1 + 12h/w)^{-1/2} = (1 + 12/5)^{-1/2} = 0.542$$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} F(w/h) = 7.71$$

$$Z_e = \frac{377}{\sqrt{7.71}} \{ 5 + 1.393 + 0.67 \ln(5 + 1.44) \}^{-1} = 17.77\Omega$$

即边缘效应使微带线特征阻抗变小。

【例 6-6】设微带线基片材料的相对介电系数  $\varepsilon_r = 10.2$ ，厚度  $h = 1.27\text{mm}$ ，要求等效阻抗为  $50\Omega$ ，试决定微带线宽度  $w$ 。

解：将  $\varepsilon_r = 10.2$ 、 $Z_e = 50\Omega$  代入(6.6.10)得到

$$A = \frac{50}{60} \left( \frac{10.2 + 1}{2} \right)^{1/2} + \frac{10.2 - 1}{10.2 + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{10.2} \right) = 2.169 > 1.52$$

$$\text{根据式(6.6.9a) } \frac{w}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} = \frac{8 \exp(2.169)}{\exp(2 \times 2.169) - 2} = 0.939$$

$$\text{所以 } w = 0.939 \times 1.27 = 1.192\text{mm}$$

微带线在微波集成电路中不仅作为波导传输信号，也可利用开路、短路微带线输入阻抗沿微带线的变换，可制成分布式微带电路元件，见图 6-50。(a)为长度小于  $\lambda/4$  的开路微带线，

可作电路的电容；(b)为长度小于 $\lambda/4$ 的短路微带线，作电路的电感；(c)为 $\lambda/4$ 的开路微带线，作串联谐振电路；(d)为 $\lambda/4$ 的短路微带线，作并联谐振电路。根据(2.2.31)  $\lambda/4$ 微带线相当于一变压器，可作阻抗变换器，见图6-50(e)。当负载是纯电阻时，即 $Z_L = R_L$ ，如果 $\lambda/4$ 段微带线的设计（主要是宽度 $w$ 的选择），使得 $Z_{c1} = \sqrt{Z_c R_L}$ ，即 $\lambda/4$ 段微带线的特征阻抗 $Z_{c1}$ 等于传输特征阻抗 $Z_c$ （一般为纯电阻）与负载电阻 $R_L$ 乘积的开方，那末 $\lambda/4$ 处输入阻抗 $Z_{in} = \frac{Z_{c1}^2}{R_L} = Z_c$ ，这就是说通过 $\lambda/4$ 微带线的阻抗变换后，实现了阻抗匹配。

开路、短路微带线的这些性质在微带电路设计中得到广泛应用。

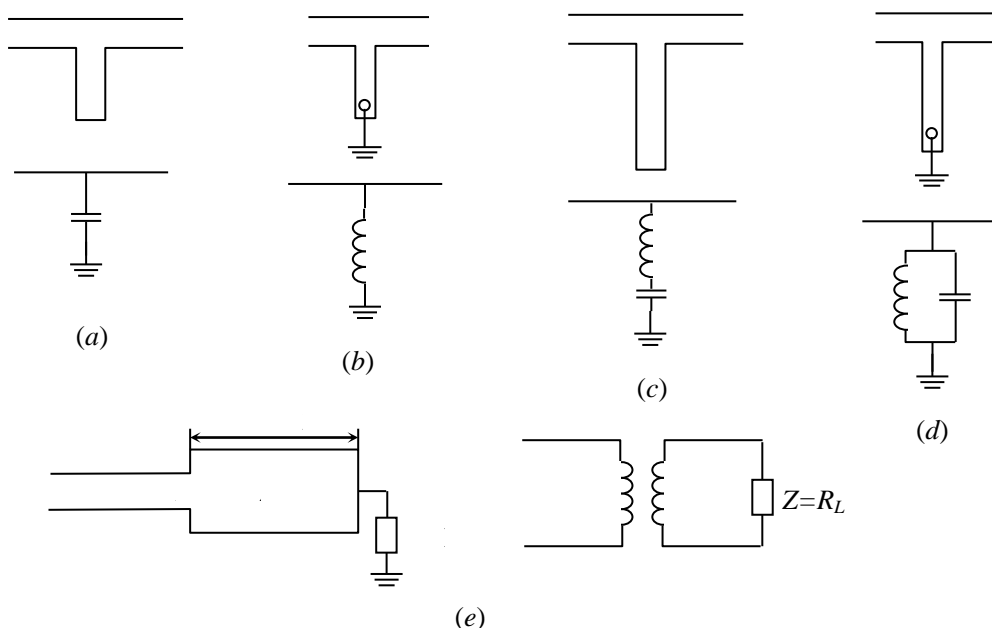


图 6-50 微带电路元件

- (a) 长度小于 $\lambda/4$ 的开路微带线      (b) 长度小于 $\lambda/4$ 的短路微带线  
(c)  $\lambda/4$ 开路微带线      (d)  $\lambda/4$ 短路微带线      (e)  $\lambda/4$ 变换器

【例 6-7】基于微带线的分布式直流偏置去耦电路示于图 6-51(a)，试说明它与图 6-51(b)所示的集总式直流偏置去耦电路等效。

直流偏置去耦电路其功能对于 DC（直流）是直通，对于交流分量是隔离的。图 6-51(b)中  $C_{\text{低频}}$  容量足够大，对低频旁路，而  $C_{\text{高频}}$  对高频分量旁路，因而电源中交变分量不会干扰电路工作。对于高频分量，电感  $L$  起扼流作用，因而高频分量不会到电源。频率高时， $C_{\text{高频}}$ 、 $L_{\text{高频}}$  都很小，可用 $\lambda/4$ 开路微带线、短路微带线代替。 $30\Omega$ 低阻抗 $\lambda/4$ 开路微带线其输入阻抗（容抗）接近零，相当于短路，而  $100\Omega$ 较高阻抗微带线其一端已被 $\lambda/4$ 开路微带线短路，从电路主线看，它相当于 $\lambda/4$ 短路线，其输入阻抗接近无穷大，因而高频分量不会进入电源。

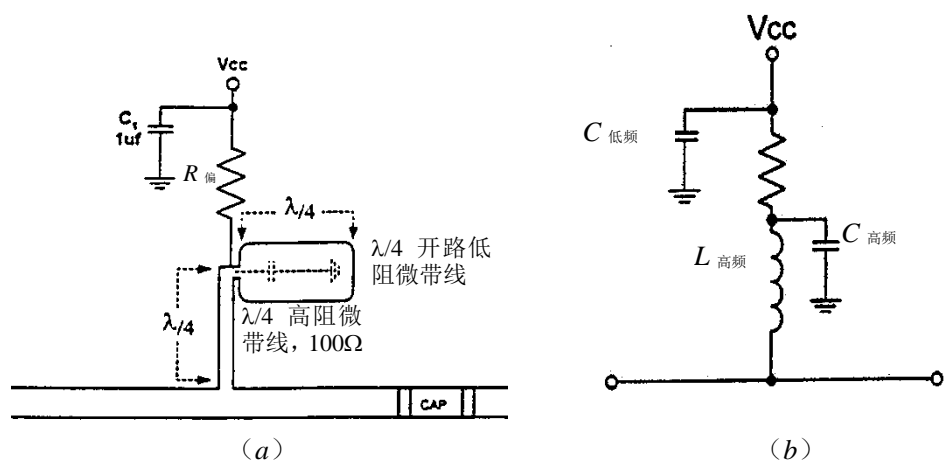


图 6-51 直流偏置去耦电路

(a) 基于微带线的偏置电路 (b) 基于集总元件的偏置电路