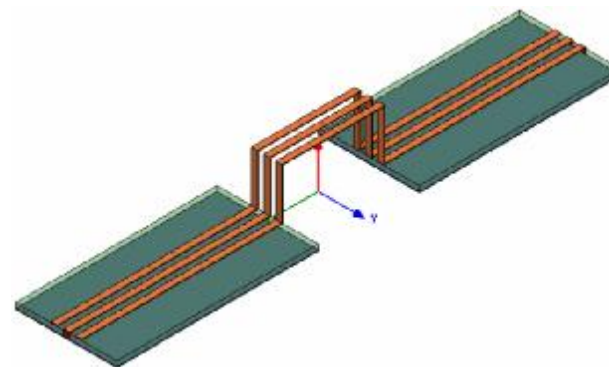
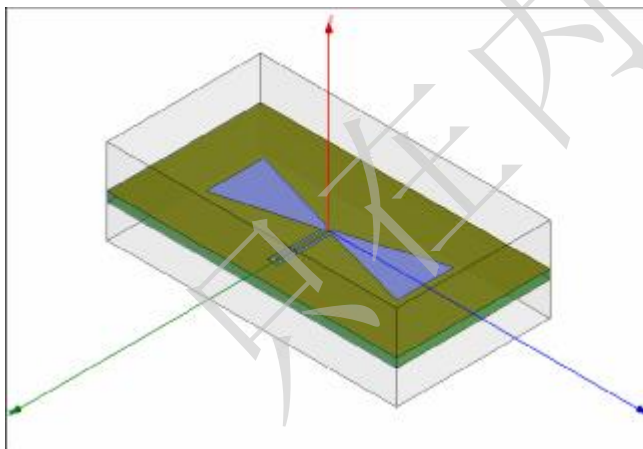
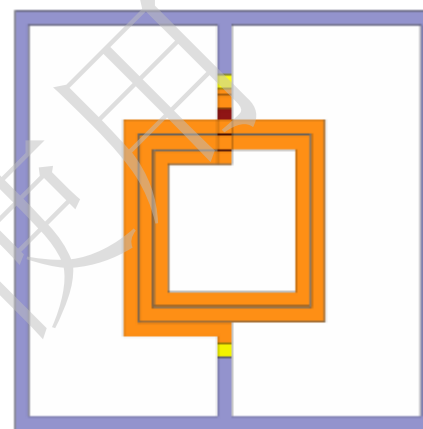
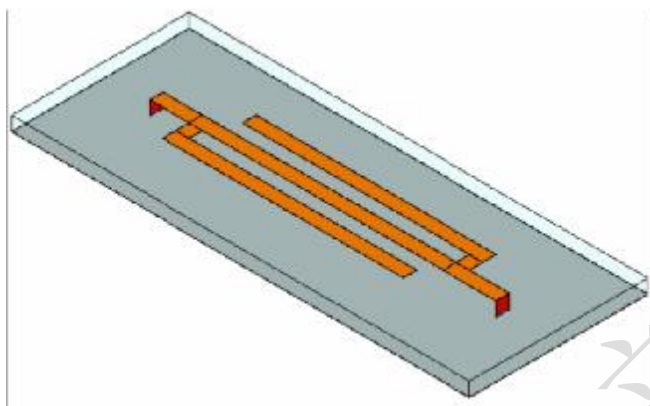


第六章 微带线

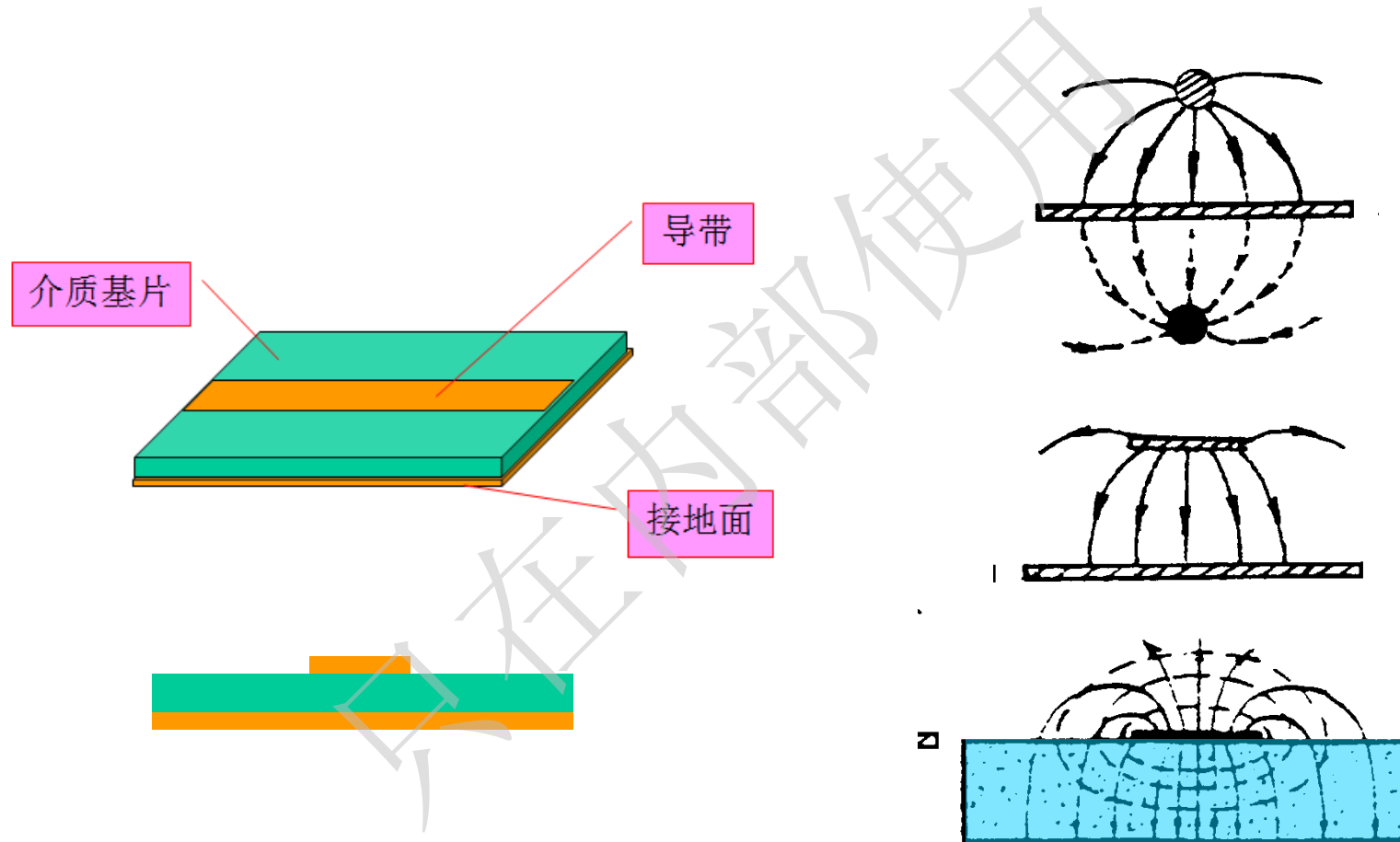
微波平面电路传输线

- 实际应用对微波系统的要求
体积小、重量轻、性能可靠、易于系统集成
- 波导传输线在实际应用中存在的问题
体积大、重量重、难以系统集成
- 常见的平面电路传输线
带状线，微带线，共面波导等

典型的平面电路



微带线来源与结构形式



微带线电路制备

- 微带线制备：半导体工艺

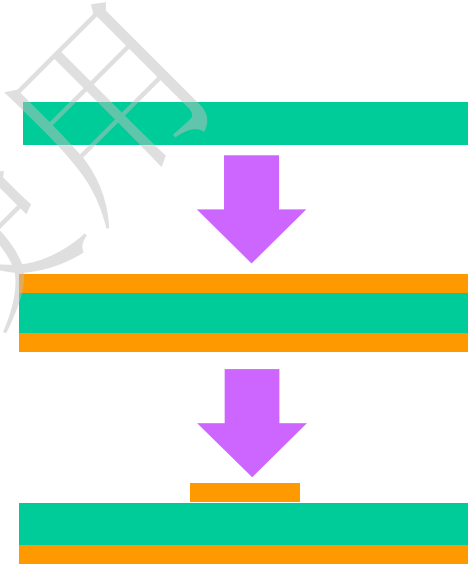
- (1) 基片处理
- (2) 镀膜
- (3) 光刻电路
- (4) 其它处理

- 基片选择

介质损耗、介电常数、导热系数以及价格。

- 最常用的基片

氧化铝陶瓷（99陶瓷）、聚四氟乙烯、兰宝石等



微带线的工作模式和准静态分析

- 空气微带线（单一介质填充微带线）
 - 双导体系统，基本模式是TEM波
 - 可以用传输线理论模拟（L, C）



空气微带线



单一介质填充微带线

- 单一介质填充的微带线：
 - TEM波，用分布参数电路（传输线）模拟
 - 传输线的特征参数：
特性阻抗，传播常数（相速度）
 - 对无耗线或低耗线

$$Z_0 = \sqrt{L_0/C_0}, \quad v_p = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$$

- 空气线 $v_p = c$; 全部介质填充 $v_p \rightarrow v_p / \sqrt{e_r}$
- 空气线电容 C_0 ; 全部介质填充 $C = e_r C_0$

用相速和电容表示的特性阻抗

$$Z_0 = 1/(v_p C_0)$$

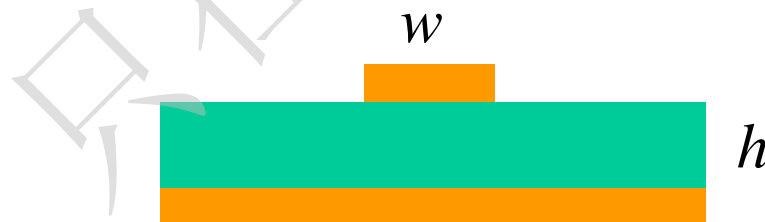
(1) 单一空气:

$$v_p = c \quad Z_0^a = \frac{1}{c C_0^a}$$

(2) 单一介质:

$$v_p = c/\sqrt{\epsilon_r} \quad Z_0^d = \frac{1}{\frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} (\epsilon_r C_0^a)} = \frac{Z_0^a}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

- 部分介质填充:
 - 存在空气和介质界面，混合波型
如是TEM波，则空气和介质中的相速度不同，不能实现相位匹配，不可能是TEM波
 - 准TEM波
当导带宽度 w 和基片高度 h 均远小于 $1/\sqrt{e_r}$ 时，纵向分量远小于横向分量，可近似当做TEM波处理



- 部分介质填充时的参数

- 电容: $C_0^a < C_0 < \epsilon_r C_0^a$
- 将部分填充化为等价的单一填充: 有效介电常数

$$C_0 = \epsilon_e C_0^a \quad (1 < \epsilon_e < \epsilon_r)$$

- 电路特征参数

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}}, \quad Z_0 = \frac{Z_0^a}{\sqrt{\epsilon_e}}, \quad l_g = \frac{l_0}{\sqrt{\epsilon_e}}$$

微带线的主要问题是求:

1. 空气微带线的特性阻抗
2. 有效介电常数

微带线的特性阻抗和有效介电常数

- 空气微带线的特性阻抗

零厚度的空气微带线的特性阻抗可以用保角变换方法求得严格解。应用施瓦兹变换，将微带结构变为平行板结构求解。

$$Z_0 = 60p \frac{K(k')}{K(k)}$$

k' , k 与微带线尺寸 w/h 有关

工程应用中的近似解:

零厚度空气微带线的特性阻抗的近似解

$$Z_0 = 120p \left[\frac{W}{h} + 2.42 - 0.44 \frac{h}{W} + \left(1 - \frac{h}{W} \right)^6 \right]^{-1} \quad (W/h \geq 1)$$

$$Z_0 = 60 \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad (W/h \leq 1)$$

有介质均匀填充时

$$Z_0^d = \frac{Z_0}{\sqrt{e_r}}$$

- 介质填充微带线的有效介电常数

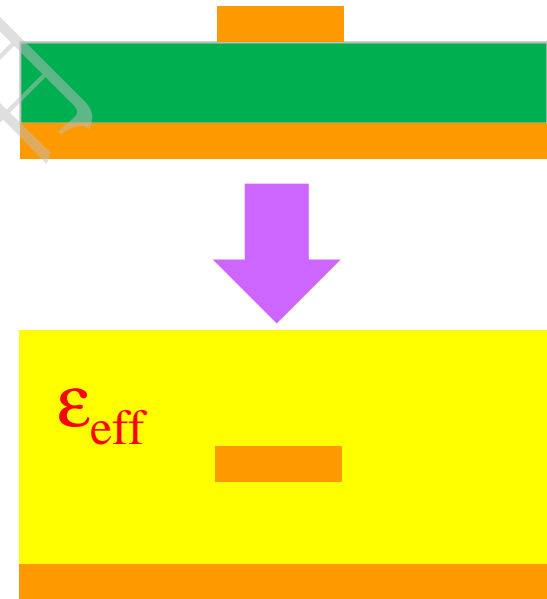
$$\begin{aligned}\varepsilon_e &= q\mathbf{e}_1 + (1-q)\mathbf{e}_2 \quad (\mathbf{e}_1 \rightarrow \mathbf{e}_r, \mathbf{e}_2 \rightarrow 1) \\ &= 1 + q(\varepsilon_r - 1)\end{aligned}$$

q 称为填充因子，近似公式

$$q = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{1}{\sqrt{1 + 10h/w}} \right]$$

微带线的有效介电常数

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 10h/w}}$$



- 微带线的特性阻抗

宽导带微带线

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}} \left[\frac{W}{h} + 2.42 - 0.44 \frac{h}{W} + \left(1 - \frac{h}{W} \right)^6 \right]^{-1} \quad (w/h \geq 1)$$

窄导带微带线

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad (w/h < 1)$$

- 修正的微带线近似公式

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad (w/h \geq 1)$$

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right]$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad \mathbf{M} \quad (w/h < 1)$$

- 导带厚度影响
 - 导带宽度修正

导带侧壁和接地面之间存在电容效应，这种效应可用增加导带宽度来等效

$$W_e = W + \Delta W$$

$$\frac{\Delta W}{h} = \begin{cases} \frac{1.25}{p} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) & \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2p} \\ \frac{1.25}{p} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4pW}{t} \right) & \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2p} \end{cases}$$

微带线的设计

已知微带线的特性阻抗 Z_0 和基片的 ϵ_r ，求微带线特征尺寸(W/h)

- 确定微带线是宽带线还是窄带线。判别参数

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

当 $A > 1.52$ ，微带线为窄带线。

- 窄带线情形 ($A > 1.52$) :

$$\frac{W}{h} = \frac{8}{e^A - 2e^{-A}}$$

- 宽带线情形 ($A \leq 1.52$) :

$$\frac{W}{h} = \frac{e_r + 1}{pe_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{e_r} \right] + \frac{2}{p} [B - 1 - \ln(2B - 1)]$$

其中

$$B = \frac{60p^2}{\sqrt{e_r} Z_0} = \frac{377p}{2Z_0 \sqrt{e_r}}$$

微带线的损耗

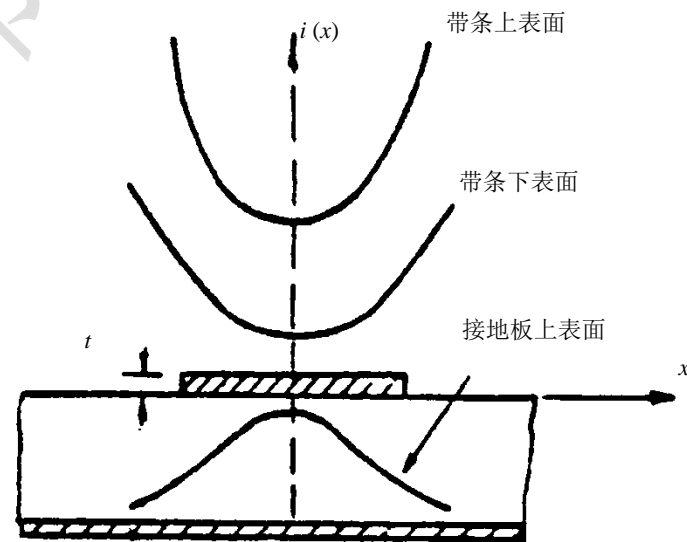
- 微带线的损耗有三部分：

导体损耗，介质损耗和辐射损耗

- 导体损耗 α_c

$$\alpha_c = \frac{R_0}{2Z_0}$$

求解 R_0 的难点在，电流在导体中的分布是不均匀的并且难以得到其表达式



导电媒质中的色散关系

$$k^2 = \omega^2 \mu \epsilon = k_0^2 \mu_r \left(1 - \frac{jS}{\omega \epsilon_0} \right) \approx k_0^2 \left(-\frac{jS}{\omega \epsilon_0} \right)$$
$$k = \pm(-1 + j) \sqrt{\frac{\omega \mu_0 S}{2}}, \quad d = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 S}}$$

磁场和电场的关系

$$\frac{\mathbf{r}}{H} = \left(\sqrt{\frac{S}{\omega \mu}} \hat{k} \times \mathbf{E} \right) e^{-j\frac{p}{4}}$$
$$\frac{\hat{k} \times \mathbf{E}}{\frac{\mathbf{r}}{H}} = \sqrt{\frac{\omega \mu}{S}} e^{j\frac{p}{4}} = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2S}} (1 + j) = \frac{1}{od} (1 + j)$$

- 增量电感法

1. 理想金属导带

$$Z_{s0} = R_{s0} + jX_{s0} = 0 + jX_{s0}$$

电抗用等价的电感表示 $L_{s0} = X_{s0}/\omega$

2. 非理想导体导带

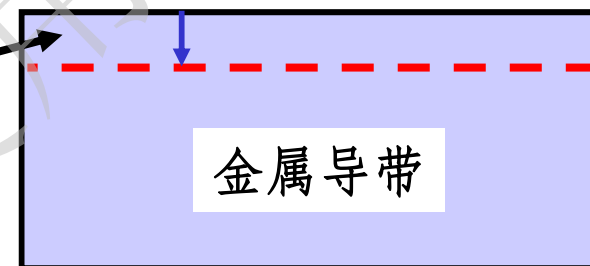
$$Z_s = R_s + jX_s = \frac{1}{\sigma d}(1 + j) \Rightarrow R_s = X_s = \frac{1}{\sigma d}$$

$$\Delta L_s = 1/(\omega \sigma d) = m_c (d/2)$$

其中 $d = \sqrt{2/\omega \mu_c \sigma}$

ΔL 等价于在非理想导体表面下 $\delta/2$ 处放置理想导体后所引起的电感增量

$$\Delta L = \frac{\partial L_0}{\partial n} \Delta n = \frac{\partial L_0}{\partial n} \left(\frac{d}{2} \right)$$



从而有

$$R = X = w\Delta L = \frac{wd}{2} \frac{\partial L_0}{\partial n} = \frac{R_s}{m_0} \frac{\partial L_0}{\partial n}$$

导体的金属损耗常数

$$a_c = \frac{R_0}{2Z_0} = \frac{R_s}{2m_0Z_0} \left(\frac{\partial L_0}{\partial n} \right)$$

$(\partial L_0 / \partial n)$ 包括了接地面和导带表面的后退引起的电感增量

$$\left(\frac{\partial L_0}{\partial n} \right) = 2 \frac{\partial L_0}{\partial W} + 2 \frac{\partial L_0}{\partial t} + 2 \frac{\partial L_0}{\partial h}$$

其中 $L_0 = Z_0 \sqrt{\epsilon_e} / c$, 故 L_0 是 (W/h) 的函数。最后可以得到,

$$a_c = \frac{R_s}{m_0 Z_0 h} \frac{\partial L_0}{\partial (W/h)} \left(1 + \frac{W}{2h} + \frac{\partial W}{\partial t} \right)$$

L_0 是 (W/h) 的函数

$$\frac{\partial L_0}{\partial h} = \frac{W}{h^2} \frac{\partial L_0}{\partial (W/h)}, \quad \frac{\partial L_0}{\partial W} = \frac{1}{h} \frac{\partial L_0}{\partial (W/h)},$$

$$\frac{\partial L_0}{\partial t} = \frac{1}{h} \frac{\partial L_0}{\partial (W/h)} \frac{\partial W}{\partial t}$$

其中 $L_0 = \frac{Z_0}{v_p} = \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}{c}$

将 L_0 用 Z_0 表示 $L_0 = Z_0 \sqrt{\epsilon_e} / c$ ，最后可以得

$$W/h \leq \frac{1}{2p}:$$

$$\alpha'_c \left(\frac{Z_0 h}{R_s} \right) = \frac{8.68}{2p} \left[1 - \left(\frac{W'}{4h} \right)^2 \right] \left\{ 1 + \frac{h}{W'} + \frac{h}{pW'} \left[\ln \left(\frac{4pW}{t} + \frac{t}{W} \right) \right] \right\} \quad (dB)$$

$$\frac{1}{2p} \leq W/h \leq 2$$

$$\alpha'_c \left(\frac{Z_0 h}{R_s} \right) = \frac{8.68}{2\pi} \left[1 - \left(\frac{W'}{4h} \right)^2 \right] \left\{ 1 + \frac{h}{W'} + \frac{h}{\pi W'} \left[\ln \frac{2h}{t} - \frac{t}{h} \right] \right\} \quad (dB)$$

$$W/h \geq 2$$

$$a_c' \left(\frac{Z_0 h}{R_s} \right) = \frac{8.68 \left[\frac{W'}{h} + \frac{W'/ph}{W'/2h + 0.94} \right] \left\{ 1 + \frac{h}{W'} + \frac{h}{pW'} \left[\ln \frac{2h}{t} - \frac{t}{h} \right] \right\}}{\left\{ \frac{W'}{h} + \frac{2}{p} \ln \left[2pe \left(\frac{W'}{2h} + 0.94 \right) \right] \right\}^2} \quad (dB)$$

其中 W' 为考虑到厚度 t 后的有效宽度 $W' = W + \Delta W$

$$W/h \geq 2 \quad DW = \frac{t}{p} \left(\ln \frac{2h}{t} + 1 \right)$$

$$W/h \geq \frac{1}{2p} \quad DW = \frac{t}{p} \left(\ln \frac{4pW}{t} + 1 \right)$$

- 介质损耗 α_d

$$a_d = \frac{1}{2P_0} \frac{\Delta P_d}{\Delta l} \quad g = \frac{1}{2} EH^* = \frac{E^2}{2Z_c} = \frac{E^2}{2\sqrt{m_0/e_1}}$$

– 传输功率

$$P_0 = \iint \frac{E^2}{2} \sqrt{\frac{e_1}{m_0}} ds = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{e_1}{m_0}} \iint E^2 ds$$

– 损耗功率

$$\frac{\Delta P_d}{\Delta l} = \frac{\iiint_{\Delta t} s_1 E^2 dt}{2\Delta l} = \frac{s_1}{2} \iint E^2 ds$$

- 介质损耗常数

$$a_d = \frac{1}{2P_0} \frac{DP_d}{Dl} = \frac{S_1}{2} \sqrt{\frac{m_0}{e_1}}$$

用损耗角表示

$$\epsilon = e_1 - jS_1/w \quad \tan d = \frac{S_1}{we_1}$$

$$a_d = \frac{S_1}{2e_1} \sqrt{m_0 e_1} = \frac{S_1}{2e_1 w} w \sqrt{m_0 e_1} = \frac{\tan d}{2} k$$

$$a_d = \frac{p \tan d}{l_g} (\text{N/cm}) \quad a'_d = 27.3 \frac{\tan d}{l_g} (\text{dB/cm})$$

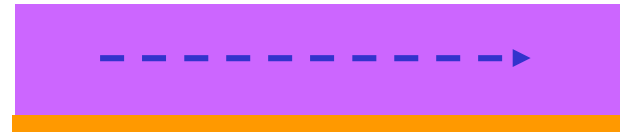
- 在部分填充介质的微带线中，介质损耗低于全部填充

$$a_d = \frac{e_e - 1}{e_r - 1} \frac{e_r}{e_e} \left(\frac{p \tan \delta}{l g} \right) (\text{N/cm})$$

- 实际微带线的损耗要大于上述计算结果，其原因有
 - (1) 过渡段的损耗和辐射损耗
 - (2) 表面光洁度不够
 - (3) 导体组织结构不够致密

微带线色散特性

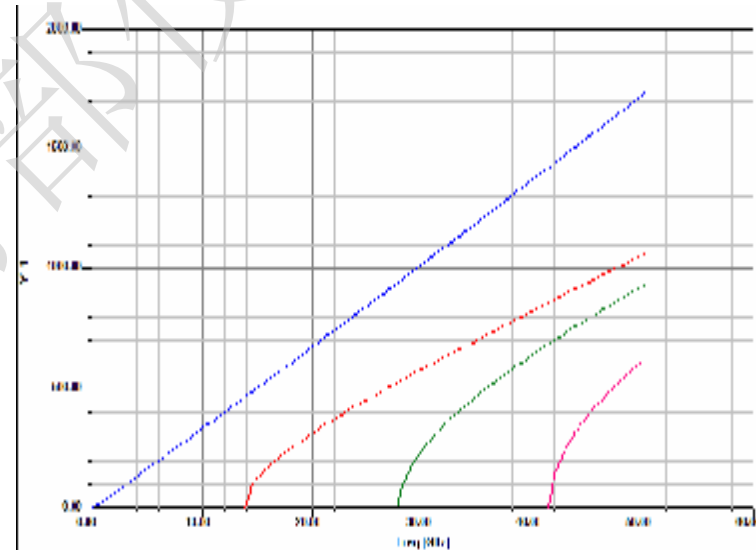
- 随着频率的升高，微带线明显偏离TEM波
 - 在微带线的相速、特性阻抗等和频率有关
 - 有效介电常数和频率有关
- 高次波型主要有两种：
 - 波导波型：存在于金属带条和接地板之间
 - 表面波型。接地板上的介质基片中



- 平行板波导波形

最容易产生的波导波型是其最低型TE₁型和TM₁型波
它们的临界波长分别为

$$\begin{aligned}l_c|_{TE_1} &= \sqrt{e_r} (2W + 0.8h) \\ &= 2\sqrt{e_r} h \left(\frac{W}{h} + 0.4 \right) \\ l_c|_{TM_1} &= 2\sqrt{e_r} h\end{aligned}$$

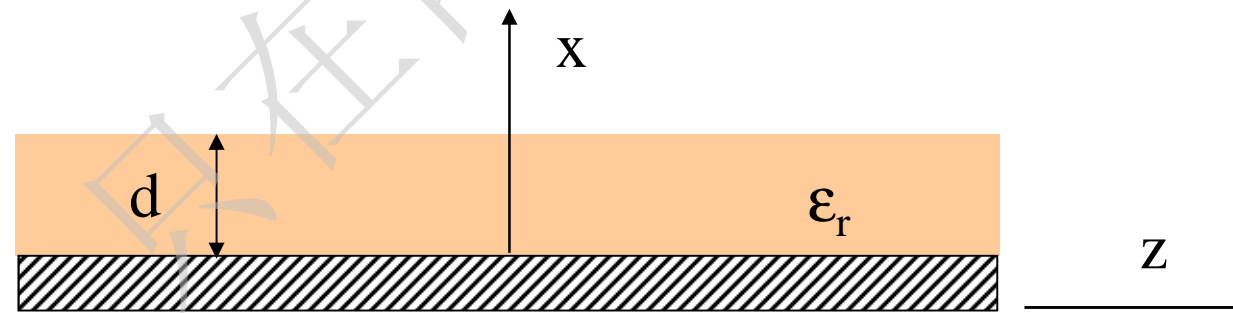


- 表面波波形

表面波的TM模式

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \epsilon_r k_0^2 - b^2 \right) E_z(x, y) = 0 \quad 0 \leq x \leq d$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k_0^2 - b^2 \right) E_z(x, y) = 0 \quad d \leq x \leq \infty$$



方程的解：

$$E_z(x, y) = A \sin(k_c x) + B \cos(k_c x) \quad 0 \leq x \leq d$$

$$E_z(x, y) = C e^{hx} + D e^{-hx} \quad d \leq x \leq \infty$$

$$k_c^2 = \epsilon_r k_0^2 - b^2, \quad h^2 = k_0^2 - b^2$$

边界连续性条件：

$$E_z(x, y) = 0 \quad @ x = 0$$

$$E_z(x, y) < \infty \quad @ x \rightarrow \infty$$

$$E_z(x, y) \quad \text{在 } x=d \text{ 处连续}$$

$$H_y(x, y)$$

由边界连续性条件得到：

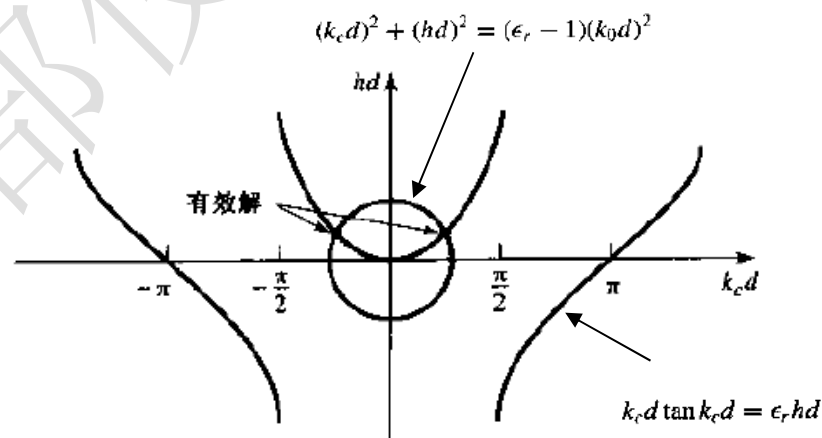
$$A \sin(k_c d) = D e^{-hd}, \quad \frac{e_r A}{k_c} \cos(k_c d) = \frac{D}{h} e^{-hd}$$

色散关系：

$$k_c \tan(k_c d) = e_r h$$

截至频率：

$$f_c = \frac{nc}{2d\sqrt{e_r - 1}}, \quad (n = 0, 1, 2, \dots)$$

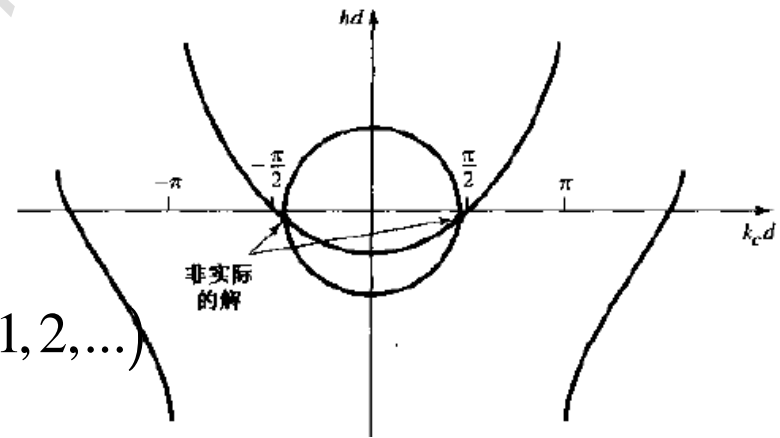


表面波TE模式

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + e_r k_0^2 - b^2 \right) H_z(x, y) &= 0 & 0 \leq x \leq d \\ \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k_0^2 - b^2 \right) H_z(x, y) &= 0 & d \leq x \leq \infty \end{aligned}$$

色散关系: $k_c d \cot(k_c d) = hd$

截至频率: $f_c = \frac{(2n-1)c}{4d\sqrt{e_r-1}}, \quad (n=1, 2, \dots)$



- 表面波型

最低的TM型表面波的临界波长

$$l_c|_{\text{TM}} \rightarrow \infty$$

最低的TE型表面波的临界波长

$$l_c|_{\text{TE}} = 4d\sqrt{e_r - 1}$$

对瓷材料基片 $\epsilon_r = 9$ ，取 $w = d = 1 \text{ mm}$

波导波型：

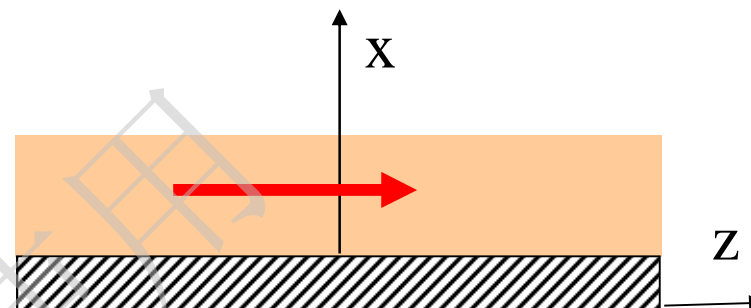
$$l_c|_{\text{TE}_{10}} \approx 8.4 \text{ mm}$$

$$l_c|_{\text{TM}_{01}} \approx 6 \text{ mm}$$

表面波型：

$$l_c|_{\text{TE}} \approx 11.3 \text{ mm}$$

$$l_c|_{\text{TM}} \rightarrow \infty$$



表面波的激发条件：

当TE型和TM型表面波与微带线准TEM型波的相速相等时
两种模式的电磁波产生强耦合，从而激发起表面波。

其频率分别为：

TE波型
$$f_{\text{TE}} = \frac{3\sqrt{2} c}{8h\sqrt{e_r - 1}}$$

TM波型
$$f_{\text{TM}} = \frac{2\sqrt{2} c}{8h\sqrt{e_r - 1}}$$

- 微带线的工作模式：

TEM 模式 + 高次模式 = 准TEM 模式

出现高次模式表现为：

1. 在微带线的相速、特性阻抗等和频率有关
2. 有效介电常数和频率有关

假定 $2 < \epsilon_r < 10$, $0.5 < h < 3$ (mm)

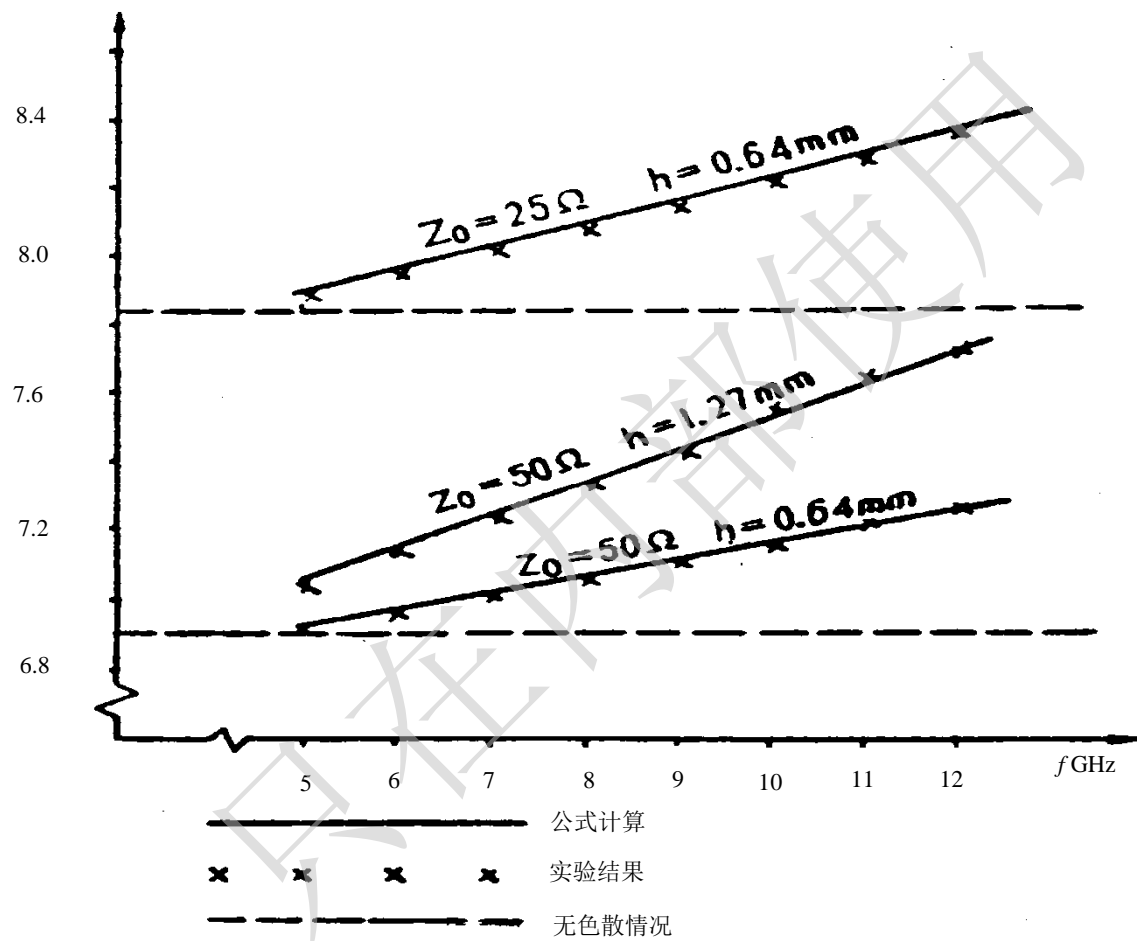
$$0.9 < W/h < 13$$

$$e'_e = e_e + 3 \times 10^{-6} (e_r + 1)(e_r - 1) \sqrt{\frac{Z_0 W'}{h}} (f - f_0)$$


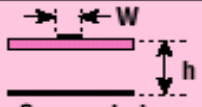

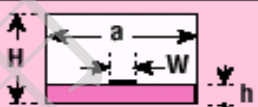

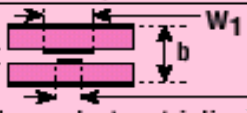


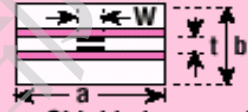

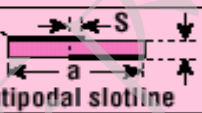


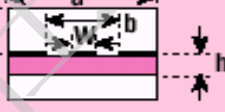
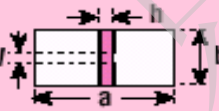
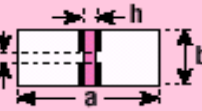
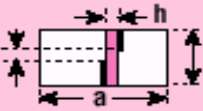

$$W/h > 4$$

$$e'_e = e_e + 3 \times 10^{-6} (e_r + 1)(e_r - 1) h \sqrt{\frac{Z_0}{3}} \frac{W'}{h} (f - f_0)$$

其中 $f_0 = \frac{0.95}{\sqrt[4]{e_r - 1}} \sqrt{\frac{Z_0}{h}} \text{ (GHz)}$



- 其它形式的微带线和其它形式的微波平面电路

| | Basic lines | Modifications |
|---------------------|--|--|
| Microstrip line |  Microstrip line |  Suspended microstrip line  Inverted microstrip line  Shielded microstrip line |
| Stripline |  Stripline |  Double-conductor stripline |
| Suspended stripline |  Shielded high-Q suspended stripline |  Shielded suspended stripline  Shielded suspended double-substrate stripline |
| Slotline |  Slotline |  Antipodal slotline  Bilateral finline |
| Coplanar waveguide |  Symmetrical coplanar line |  Shielded coplanar waveguide |
| Finline |  Finline |  Bilateral slotline  Antipodal finline  Antipodal overlapping finline |

| A comparison of various transmission-line types | | | | | |
|---|-------------------|-------------|------------|-----------------|--------------------------------------|
| Transmission line | Q factor | Radiaton | Dispersion | Impedance range | Chip mounting |
| Microstrip (dielectric) (GaAs, Si) | 250 100 to 150 | Low High | Low | 20 to 120 | Difficult for shunt, easy for series |
| Stripline | 400 | Low | None | 35 to 250 | Poor |
| Suspended stripline | 500 | Low | None | 40 to 150 | Fair |
| Slotline | 100 | Medium | High | 60 to 200 | Easy for shunt, difficult for series |
| Coplanar waveguide | 150 | Medium | Low | 20 to 250 | Easy for series and shunt |
| Finline | 500 | None | Low | 10 to 400 | Fair |