

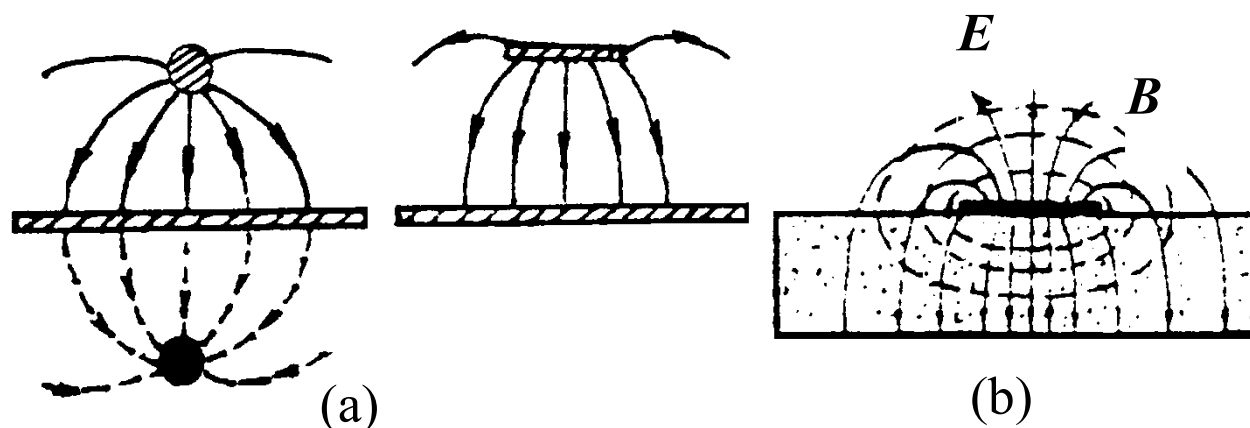
第六章 微带线

6.1 微带线及制造工艺

为适应微波电路体积小、重量轻、性能可靠的要求：新型导波系统。

微带线可以认为是由平行双线演变而来。

微带线广泛应用于混合微波集成电路（Hybrid microwave integrated circuits, HMIC）和单片微波集成电路（Monolithic microwave integrated circuits, MMIC）。



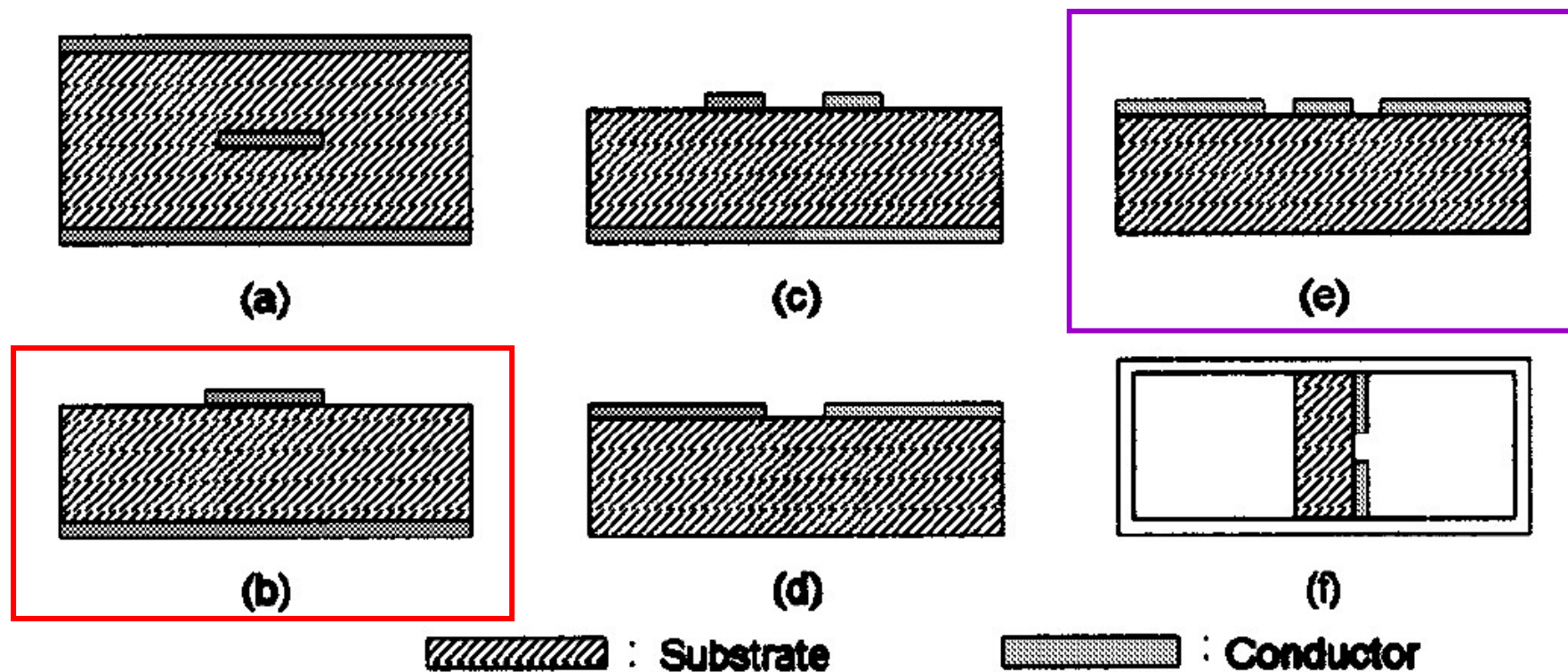
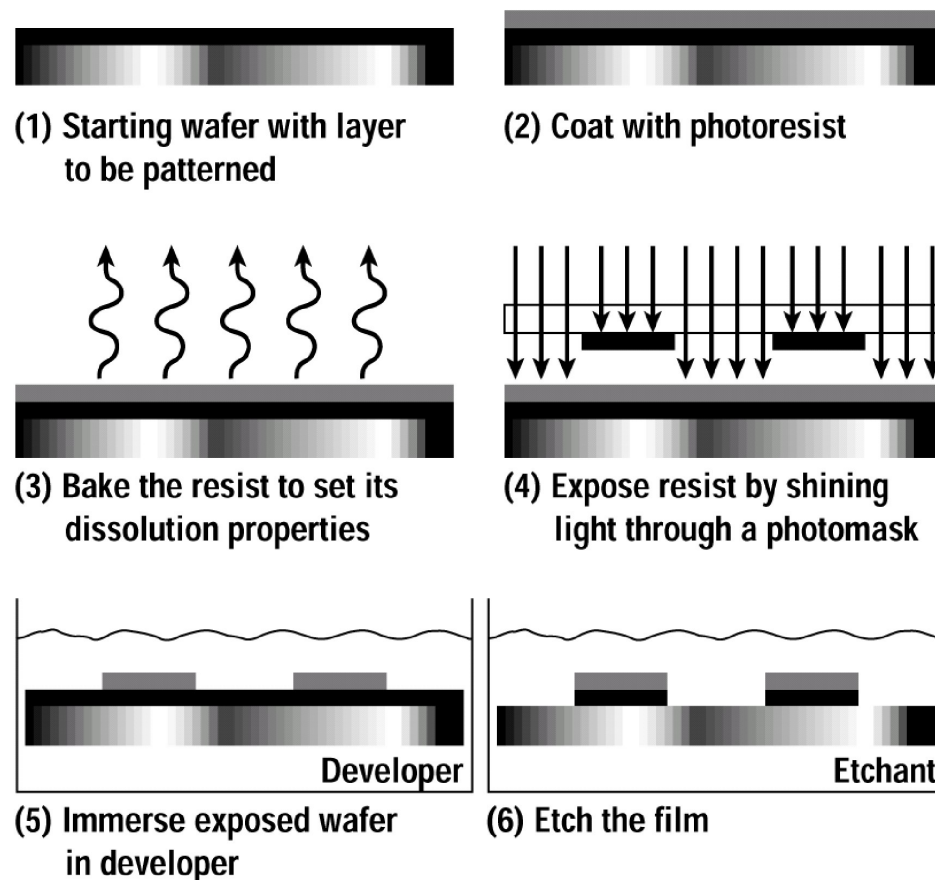
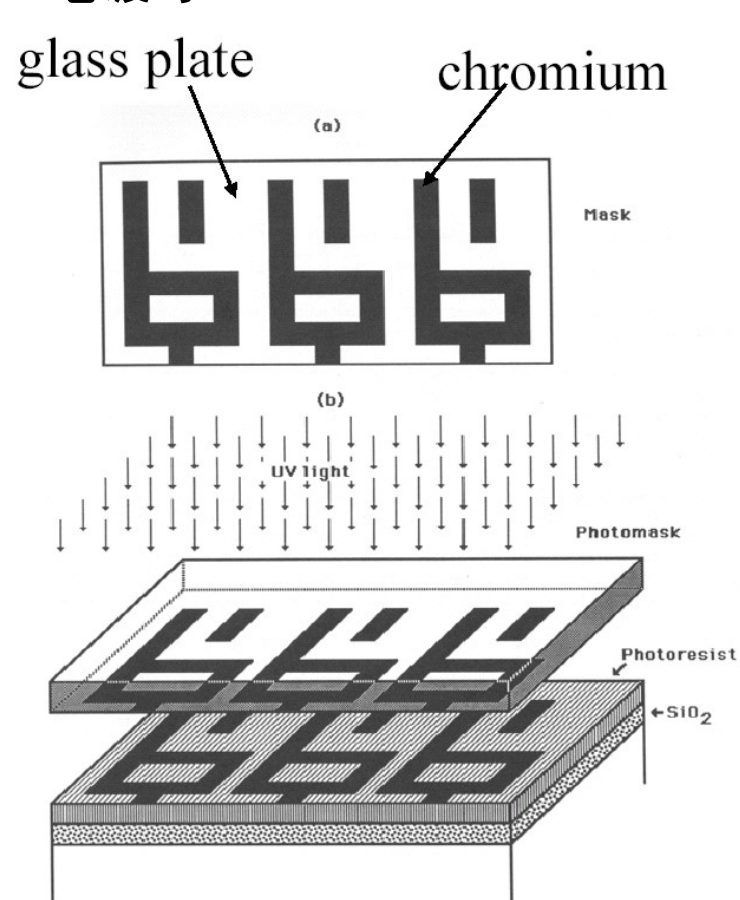
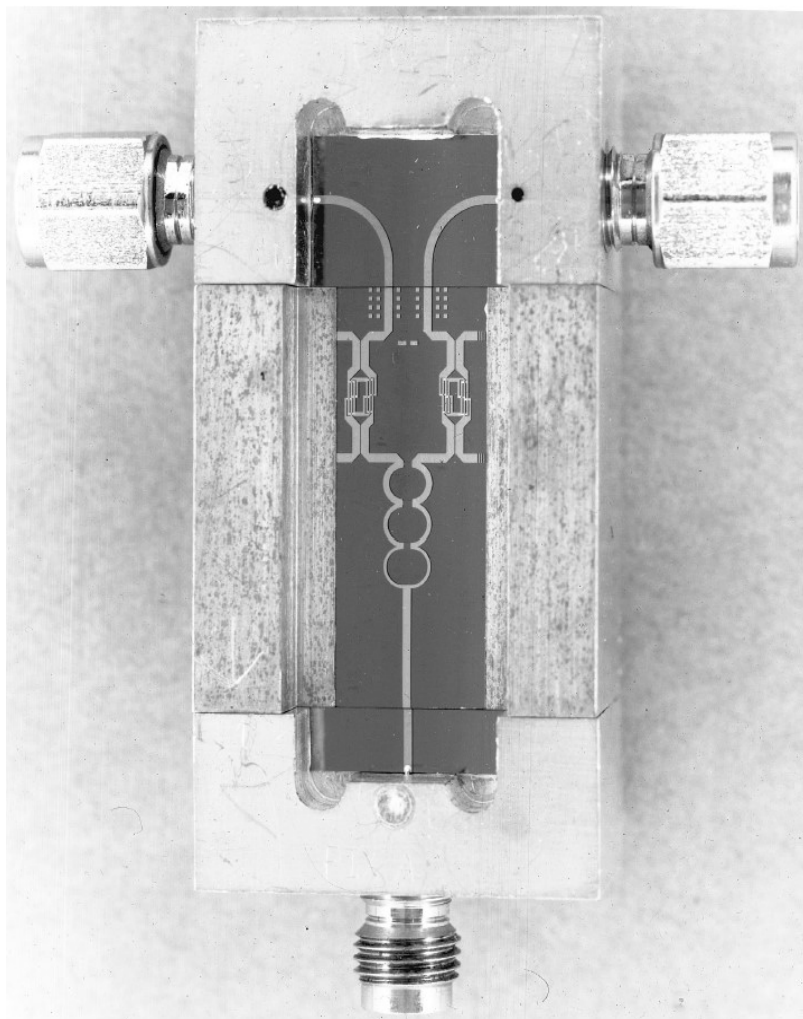


Fig. 1. Planar transmission lines for MICs. (a) Stripline. (b) Microstrip. (c) Coupled microstrip. (d) Slotline. (e) Coplanar waveguide. (f) Finline.

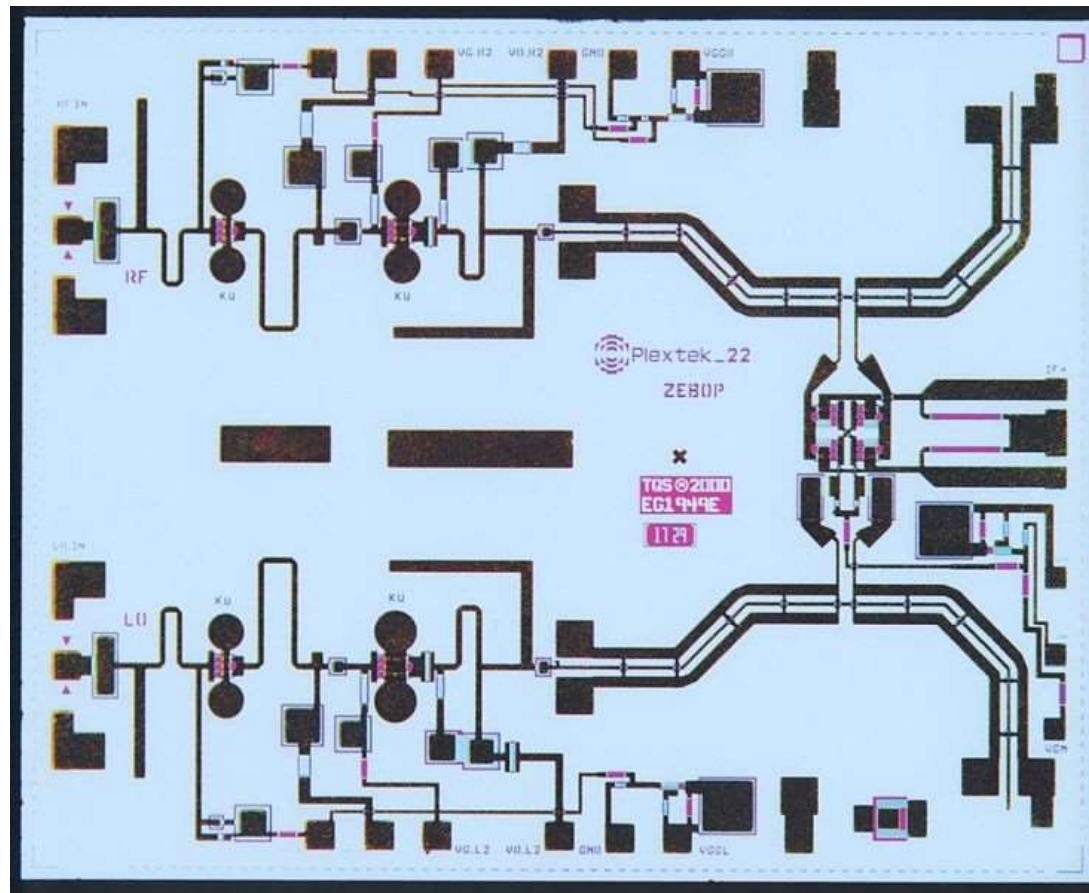


制造微带线常采用印刷电路板PCB或薄膜技术（Si, GaAs集成电路MMIC），薄膜技术的主要工艺过程为：1. 基片处理 2. 蒸发镀膜 3. 光刻腐蚀 4. 电镀等.





A 5–20 GHz MIC balun using microstrip line.



Example of a GaAs MMIC (2-18GHz upconverter)



6.2 微带线的工作波型和准静态分析法

微带线是**双导体系统**，如无介质填充，则它可以传播**TEM波**。

当有介质存在时，由于要满足介质空气界面上的边界条件，它传播的是**电场和磁场纵向分量都不为零的混合波**。

由于微带线的场能集中在介质区域，纵向场分量很小，**微带线工作在准TEM波**，可按TEM波传输线作准静态近似分析。

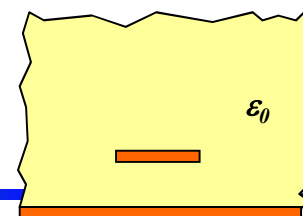
对于TEM波，根据传输线理论，传输线的特性阻抗 Z_0 和相速 v_p 分别为：

$$\begin{cases} Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \\ v_p = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \end{cases}$$

$$Z_0 = \frac{1}{v_p C_0}$$

当传输线全部处在空气中或真空中时， $v_p = c = 3 \times 10^8$ 米/秒。当传输线全部处于相对介电常数为 ϵ_r 的介质中时 $v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$ ，所以，单一空气填充微带线的特性阻抗 Z_0^a 为

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



单一介质填充微带线的特性阻抗 Z_0^b 为

$$Z_0^b = \frac{1}{\frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} (\epsilon_r C_0^a)} = \frac{Z_0^a}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

对于复合介质填充微带线，其分布电容 C_0 应满足
引入微带的有效介电常数 ϵ_e ，使它满足下列关系：

$$C_0^a < C_0 < \epsilon_r C_0^a$$

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

$$\epsilon_e = C_0 / C_0^a$$

把复合介质填充微带线等效为一个以有效介电常数 ϵ_e 的均匀填充的微带线。等效原则：两种情况下微带线的尺寸和分布电容不变。

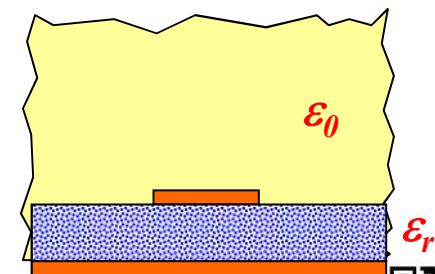
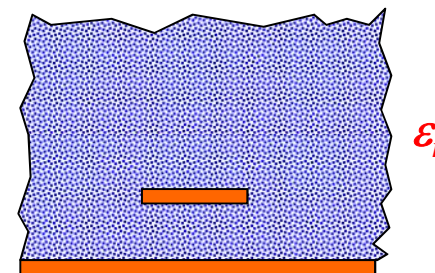
微带线的特性阻抗 Z_0 为

$$Z_0 = \frac{Z_0^a}{\sqrt{\epsilon_e}}$$

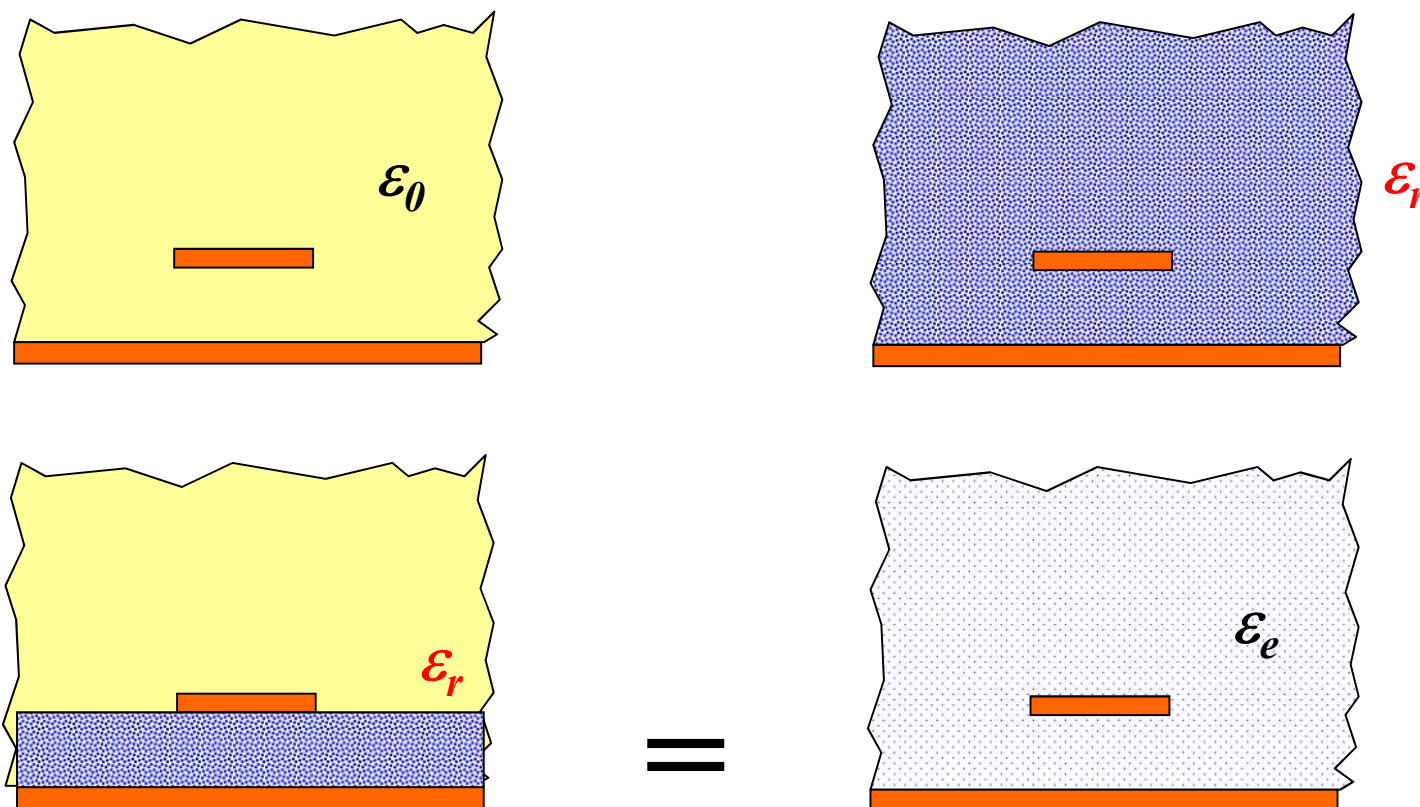
$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}}$$

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}}$$

“准静态方法”



复合介质填充微带线的等效



$$(1 < \epsilon_e < \epsilon_r)$$

“准静态方法”



6.3 微带线的特性阻抗和有效介电常数

1. 最常用的较简单的公式为（零厚度情况）：

对于 $W/h \geq 1$ 的情形，

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \left[\frac{W}{h} + 2.42 - 0.44 \frac{h}{W} + \left(1 - \frac{h}{W}\right)^6 \right]^{-1} (\Omega)$$

对于 $W/h \leq 1$ 的情形，

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) (\Omega)$$

有效介电常数 ϵ_e 利用有效填充因子 q 来计算： $\epsilon_e = 1 + q(\epsilon_r - 1)$

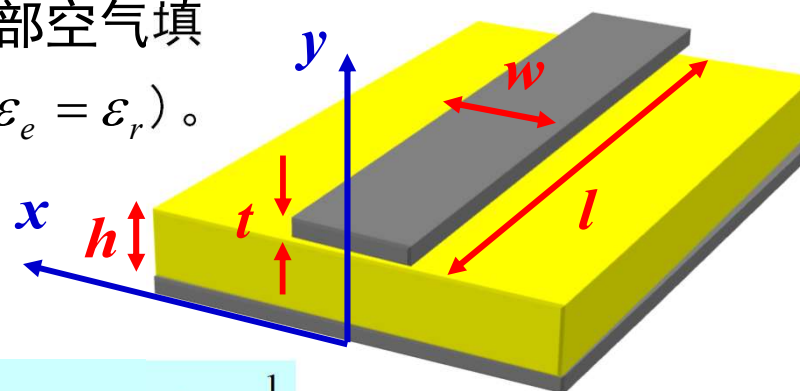
q 表示了介质填充的程度： q 为0对应于全部空气填充 ($\epsilon_e = 1$)； q 为1对应于全部介质填充 ($\epsilon_e = \epsilon_r$)。

q 是 W/h 的函数，它的近似计算式为：

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

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}}$$

精度为2%。



2. 改进的近似公式为

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

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

对于 $W/h \leq 1$ 的情形, $Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) (\Omega)$

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

上述公式在 $\varepsilon_r \leq 16$, $0.05 \leq W/h \leq 1$ 时的精度优于0.5% ,
在 $\varepsilon_r \leq 16$, $1 \leq W/h \leq 20$ 时的精度优于0.8% 。



3. 已知 Z_0 和 ε_r ，求微带线的尺寸（设计问题）

微带线的尺寸同样可由经验公式求出。先求“判断参数 A ”：

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

当 $A > 1.52$ 时的窄带情形：

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

当 $A \leq 1.52$ 时的宽带情形：

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

式中

$$B = \frac{60\pi^2}{\sqrt{\varepsilon_r} Z_0} = \frac{377\pi}{2Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}}$$



4. 带条的厚度效应

考虑微带线带条的厚度 t ，对上述 Z_0 公式中的宽度进行修正：

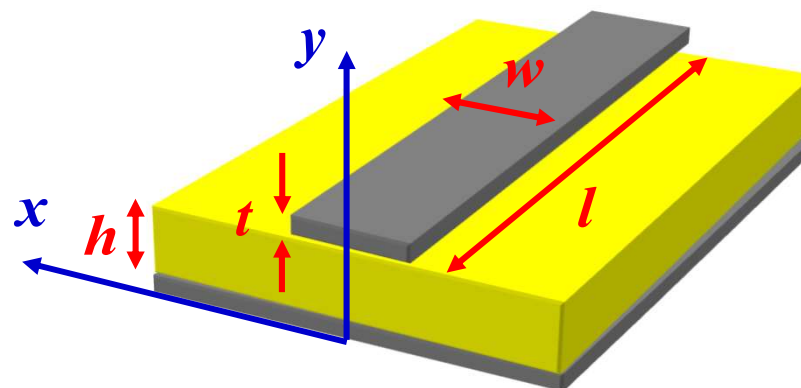
$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{\Delta W}{h}$$

式中

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

对于 ε_e 的修正为：

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} (1 + 10 \frac{h}{W})^{-\frac{1}{2}} - \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}}$$



微带线设计软件



6.4 微带线的衰减

传输线的衰减都由导体损耗、介质损耗、和辐射损耗造成。

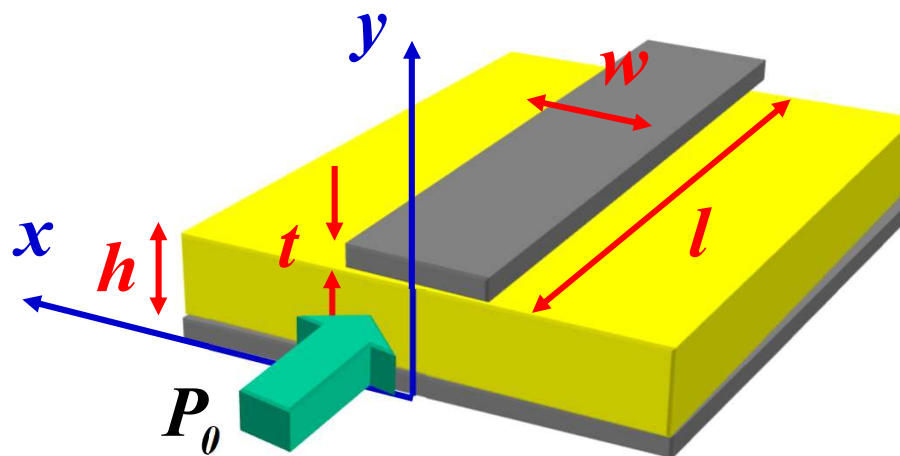
导体损耗（考虑趋肤效应）在微带线的衰减中起主要作用。

介质损耗主要决定于基片材料（介质损耗角）。

辐射损耗存在于非封闭传输线，微带线是半开放结构，会产生电磁辐射。

传输线的传播常数 $\gamma = \alpha + j\beta$ ，其中 α 为衰减常数， β 为相位常数。

对于无反射的行波，在长度为 l 的一段传输线上，幅度衰减因子为 $e^{-2\alpha l}$ ，而功率衰减因子为 $e^{-\alpha l}$ 。



输入功率为 P_0 ，输出功率为 P_l ，则有：
$$P_l = P_0 e^{-2\alpha l}$$

计算微带线的功率衰减大小：
$$\Delta P = P_0 - P_l = P_0 (1 - e^{-2\alpha l})$$

如 l 取得很小，以 Δl 表示， $e^{-2\alpha \Delta l}$ 展成幂级数后，取前两项：

$$e^{-2\alpha \Delta l} \approx 1 - 2\alpha \Delta l$$

$$\Delta P = P_0 2\alpha \Delta l$$

$$\alpha = \frac{1}{2P_0} \frac{\Delta P}{\Delta l} = \frac{1}{2P_0} \left(\frac{\Delta P_c}{\Delta l} + \frac{\Delta P_d}{\Delta l} \right) = \alpha_c + \alpha_d$$

1. 导体损耗 α_c

假定传输线单位长度的电阻为 R_0 ，则在 Δl 的长度上的损耗功率为 $\Delta P_c = I^2 R_0 \Delta l / 2$ ，单位长度的损耗为 $\Delta P_c / \Delta l = I^2 R_0 / 2$ 。传输功率 P_0 又可用线上电压 U 、电流 I 及传输线的特性阻抗 Z_0 来表示：

$$P_0 = \frac{1}{2} U I = \frac{1}{2} I^2 Z_0$$



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



在高频时，由于趋肤效应，导体表面电流最大，并以指数规律向内部衰减，相位逐渐落后。导体的电流密度分布规律为：

$$i = i_0 \exp(-jkx)$$

$$i = i_0 e^{-\frac{x}{\delta}(1+j)}$$

$$k = \beta - j\alpha$$

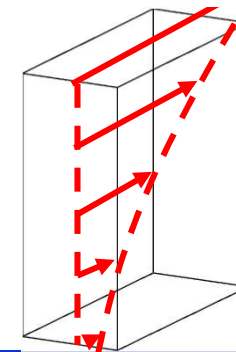
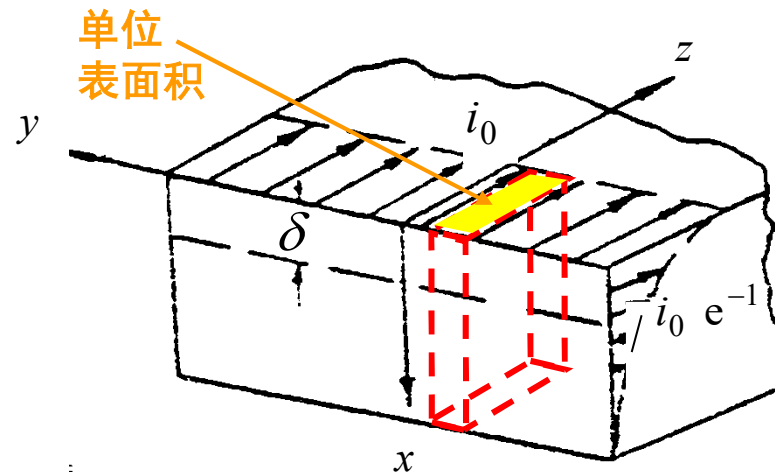
$$\alpha \approx \beta = \sqrt{\omega\mu\sigma/2} = 1/\delta$$

式中 i 为电流密度， i_0 为导体表面的电流密度， x 为从导体表面垂直向内部的深度， z 为传输方向，设电流在导体表面的 y 方向为均匀分布。 δ 为趋肤厚度，其值为

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu_0\omega}}$$

为了求出趋肤效应的影响，我们用 y 方向和 z 方向均取一个单位长度的那一部分导体来研究，其损耗功率应为：

$$P'_c = \int_0^\infty \frac{1}{2} |i|^2 \rho dx = \frac{1}{2} \rho i_0^2 \int_0^\infty e^{-\frac{2x}{\delta}} dx = \frac{\rho i_0^2}{4} \delta$$



其总电流 I' 为

$$I' = \int_0^\infty i dx = \int_0^\infty i_0 e^{-\frac{x}{\delta}(1+j)} dx = \frac{i_0 \delta}{1+j}$$

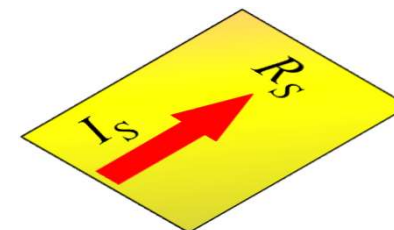
$$|I'| = \frac{i_0 \delta}{\sqrt{2}}$$

这就说明趋肤效应相当于使导体的等效电阻为 R_s ,

$$P_c' = \frac{1}{2} |I'|^2 R_s = \frac{R_s i_0^2}{4} \delta^2$$



$$R_s = \frac{\rho}{\delta} = \frac{1}{\delta \sigma}$$



由于趋肤效应，有效电阻相当于电流集中于厚度为 δ 的表面层内的直流电阻。 R_s 称为表面电阻。

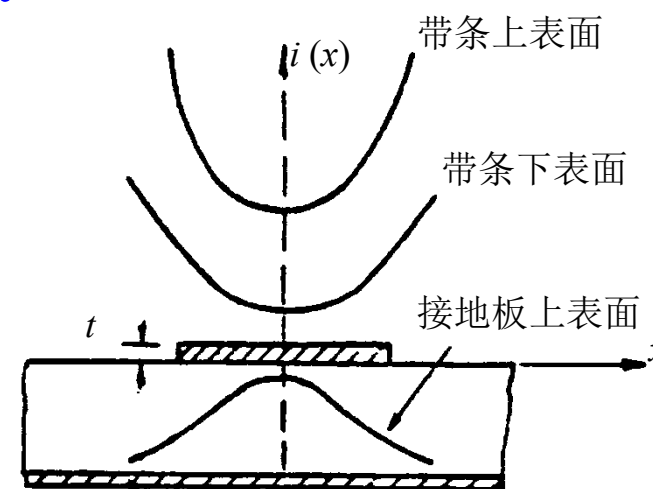
微带线的电流沿导体横截面周界并非均匀分布。

当 $W/h \leq \frac{1}{2\pi}$ 时：

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

当 $\frac{1}{2\pi} \leq W/h \leq 2$ 时：

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



当 $W/h \geq 2$ 时:

$$\frac{\alpha'_c Z_0 h}{R_s} = \frac{8.68 \left[\frac{W'}{h} + \frac{W'/\pi h}{W'/2h + 0.94} \right] \left\{ 1 + \frac{h}{W'} + \frac{h}{\pi W'} \left[\ln \frac{2h}{t} - \frac{t}{h} \right] \right\}}{\left\{ \frac{W'}{h} + \frac{2}{\pi} \ln \left[2\pi e \left(\frac{W'}{2h} + 0.94 \right) \right] \right\}^2} \quad (\text{dB})$$

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

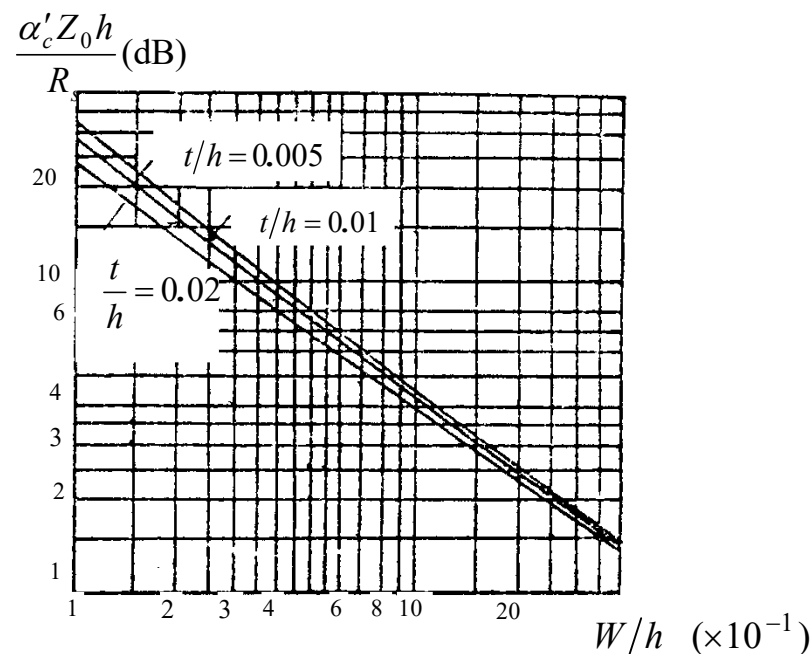
当 $\frac{2t}{h} < W/h \leq \frac{1}{2\pi}$ 时:

$$\Delta W = \frac{t}{\pi} \left(\ln \frac{4\pi W}{t} + 1 \right)$$

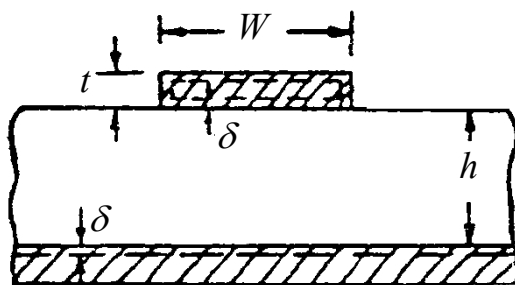
当 $W/h \geq \frac{1}{2\pi}$ 时:

$$\Delta W = \frac{t}{\pi} \left(\ln \frac{2h}{t} + 1 \right)$$

这里取了三个不同的 t/h 值,
纵坐标取 $\frac{\alpha'_c Z_0 h}{R_s} (\text{dB})$ 为归一化衰减常数。



例



2. 介质损耗 α_d

$$\alpha_d = \frac{1}{2P_0} \frac{\Delta P_d}{\Delta l} \quad \frac{\Delta P_d}{\Delta l} \text{ 为单位长度上微带线的介质损耗功率。}$$

首先分析TEM均匀传输线，认为传输线上的介质损耗是均匀分布的介质的介电常数和导磁率为 ϵ_1 和 μ_0 ，介质损耗用等效电导 σ_1 表示。传输功率为功率密度在横截面上的积分：

$$\mathbf{g} = \frac{1}{2} \mathbf{E} \times \mathbf{H}^*$$

$$g = \frac{1}{2} E H^* = \frac{E^2}{2Z_c} = \frac{E^2}{2\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_1}}}$$

式中 Z_c 是横电磁波的波阻抗， $Z_c = \sqrt{\mu_0/\epsilon_1}$

在自由空间内： $Z_c = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 120\pi = 377\Omega$

将 g 对整个横截面积分，得到传输功率 P_0 ：

$$P_0 = \iint \frac{E^2}{2} \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\mu_0}} ds$$


由于介质有损耗，因而存在有功电流密度 $j = \sigma_1 E$ ，它所引起的单位体积损耗功率等于 $\sigma_1 E^2 / 2$ 。将 j 在以整个横截面为底、 Δl 为高的一块柱体上进行积分。由于 Δl 很小，在此范围内，可以认为电磁场不随长度而变，于是体积积分是：

$$\frac{\Delta P_d}{\Delta l} = \frac{\iiint_{\Delta \tau} \frac{1}{2} \sigma_1 E^2 d\tau}{\Delta l} = \frac{\sigma_1}{2} \iint E^2 ds \quad \Rightarrow \quad \alpha_d = \frac{1}{2P_0} \frac{\Delta P_d}{\Delta l} = \frac{\sigma_1}{2} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_1}}$$

当存在介质损耗时，其有功电流密度和无功电流密度各为 $\sigma_1 E$ 和 $j\omega\varepsilon_1 E$ ，两者大小的比值定义为 $\tan\delta$ ，这是衡量介质损耗的一个基本参量，称为**损耗角正切**。

$$\tan\delta = \frac{\sigma_1}{\omega\varepsilon_1}$$

$$\alpha_d = \frac{\sigma_1}{2\varepsilon_1} \sqrt{\mu_0\varepsilon_1} = \frac{\sigma_1}{2\varepsilon_1\omega} \omega \sqrt{\mu_0\varepsilon_1} = \frac{\tan\delta}{2} k$$

式中 $k = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_1} = 2\pi/\lambda_g$ 乃传输线上的相位常数，其中 λ_g 是存在介质时传输线上的波长。因而就有

$$\alpha_d = \frac{\pi \tan\delta}{\lambda_g} \text{ (Np/cm)}$$

上式的单位也可以用分贝表示：

$$\alpha'_d = 27.3 \frac{\tan\delta}{\lambda_g} \text{ (dB/cm)}$$



在部分填充介质的微带线中，其介质损耗比全部填充时低，可以证明，其衰减常数的表达式为：

$$\alpha_d = \frac{\epsilon_e - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\epsilon_r}{\epsilon_e} \frac{\pi \tan \delta}{\lambda g} (\text{Np/cm})$$

$$\alpha'_d = 27.3 \frac{\epsilon_e - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\epsilon_r}{\epsilon_e} \frac{\tan \delta}{\lambda g} (\text{dB/cm})$$

介质的损耗一般极小，与导体损耗比可以忽略不计。



6.5 微带线的色散特性

当 $f > 5GHz$ 以后，由于高次波型的存在，使微带线的基本参量偏离按TEM计算的结果，还增加了辐射损耗，引起电路各部分的互耦合，使工作状况恶化。

在微带线中，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：存在于接地板上放置的介质基片中

1. 波导波型

最容易产生的波导波型是其最低型 TE_{10} 型和 TM_{01} 型波，它们的临界波长分别为：

$$\lambda_c|_{TE_{10}} = \sqrt{\epsilon_r} (2W + 0.8h)$$

$$\lambda_c|_{TM_{01}} = 2\sqrt{\epsilon_r} h$$



例：对瓷材料基片， $\varepsilon_r \approx 9$ ，若取 $W = h = 1\text{mm}$ ，则

$$\lambda_c|_{\text{TE}_{10}} \approx 8.4\text{mm}, \lambda_c|_{\text{TM}_{01}} \approx 6\text{mm}$$

2. 表面波型

导体表面有一层介质，它能使电磁场集中在其中而不向外扩散，只能沿导体板的表面传播，形成**表面波**。

表面波的各种波型，其临界波长与介质板厚度 h 和相对介电常数 ε_r 有关。

最低的**TM型表面波**，临界波长为： $\lambda_c|_{\text{TM}} \rightarrow \infty$

即对所有的工作波长，这种波型都存在。

对最低的**TE型表面波**的临界波长等于： $\lambda_c|_{\text{TE}} = 4h\sqrt{\varepsilon_r - 1}$

仍旧用 $h=1\text{mm}$ 的瓷材料基片， $\lambda_c|_{\text{TE}} \approx 11.3\text{mm}$ ，它比波导波型的临界波长都要长，**比较容易被激励**。

表面波的相速在光速 c 和 $c/\sqrt{\varepsilon_r}$ 之间，而微带线准TEM型波的相速也在此范围内。当两者的相速相同时，会发生强耦合而不能工作。TE型和TM型表面波与微带线准TEM型波**产生强耦合**时（即相速相等时）的频率分别为：

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

TM:
$$f_{\text{TM}} = \frac{c\sqrt{2}}{4h\sqrt{\varepsilon_r - 1}}$$



应尽量使工作频率低于 f_{TE} 和 f_{TM} 以避免产生强耦合。可选介电常数较低的材料，和较小的基片厚度，提高强耦合频率 f_{TE} 和 f_{TM} 。

微带线主要工作在准TEM波，其他波型的作用反映在对微带线TEM波的参量的影响上。这种影响称为微带线的色散效应。

频率升高，色散效应逐渐显著，必须将微带线参量加以修正。

若微带线的尺寸参量、基片介电常数在下述范围：

$$2 < \varepsilon_r < 10, \quad 0.9 \leq W/h \leq 13, \quad 0.5\text{mm} \leq h \leq 3\text{mm}$$

微带线有效介电常数近似地按下式随频率变化：

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

ε_e 和 Z_0 分别为根据前述准TEM波理论分析得到的有效介电常数和特性阻抗； W' 是考虑到带条厚度 t 后的宽度修正值； f 为工作频率，以GHz为单位； f_0 是一固定频率值，在此频率以下色散效应可以不考虑，它由下式给出：

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

式中 Z_0 以 Ω 为单位， h 以 mm 为单位。



当 $W/h > 4$:

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

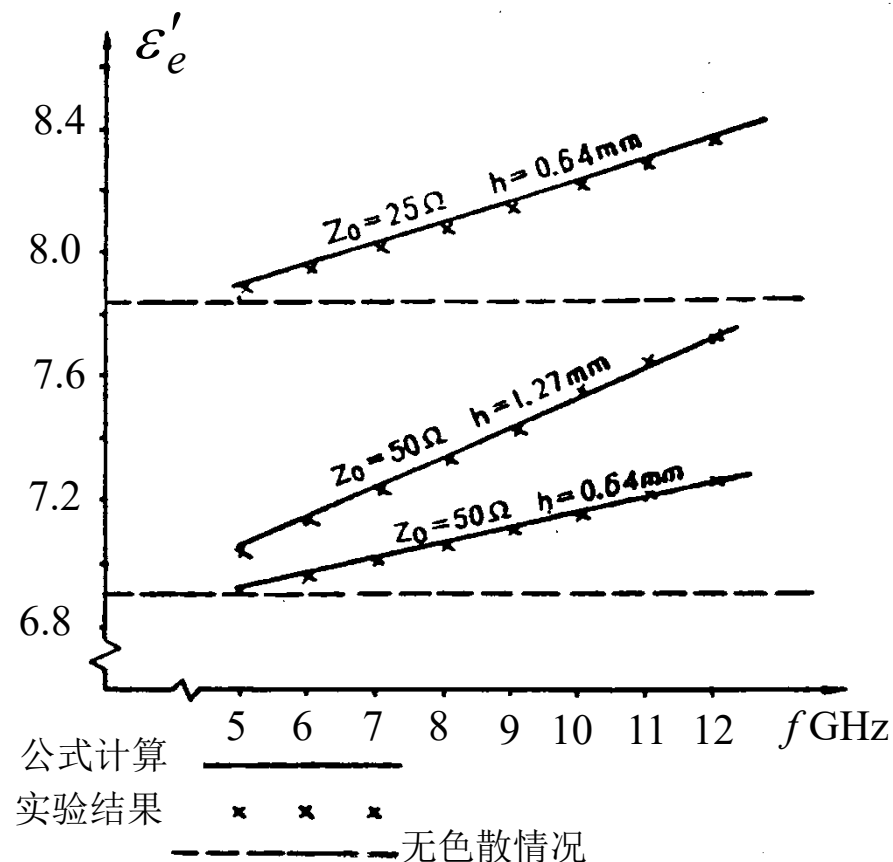
图中三条曲线对应三组微带参量:

- | | | |
|-----|------------------|---------------------|
| (1) | $Z_0 = 50\Omega$ | $h = 0.64\text{mm}$ |
| (2) | $Z_0 = 25\Omega$ | $h = 0.64\text{mm}$ |
| (3) | $Z_0 = 50\Omega$ | $h = 1.27\text{mm}$ |

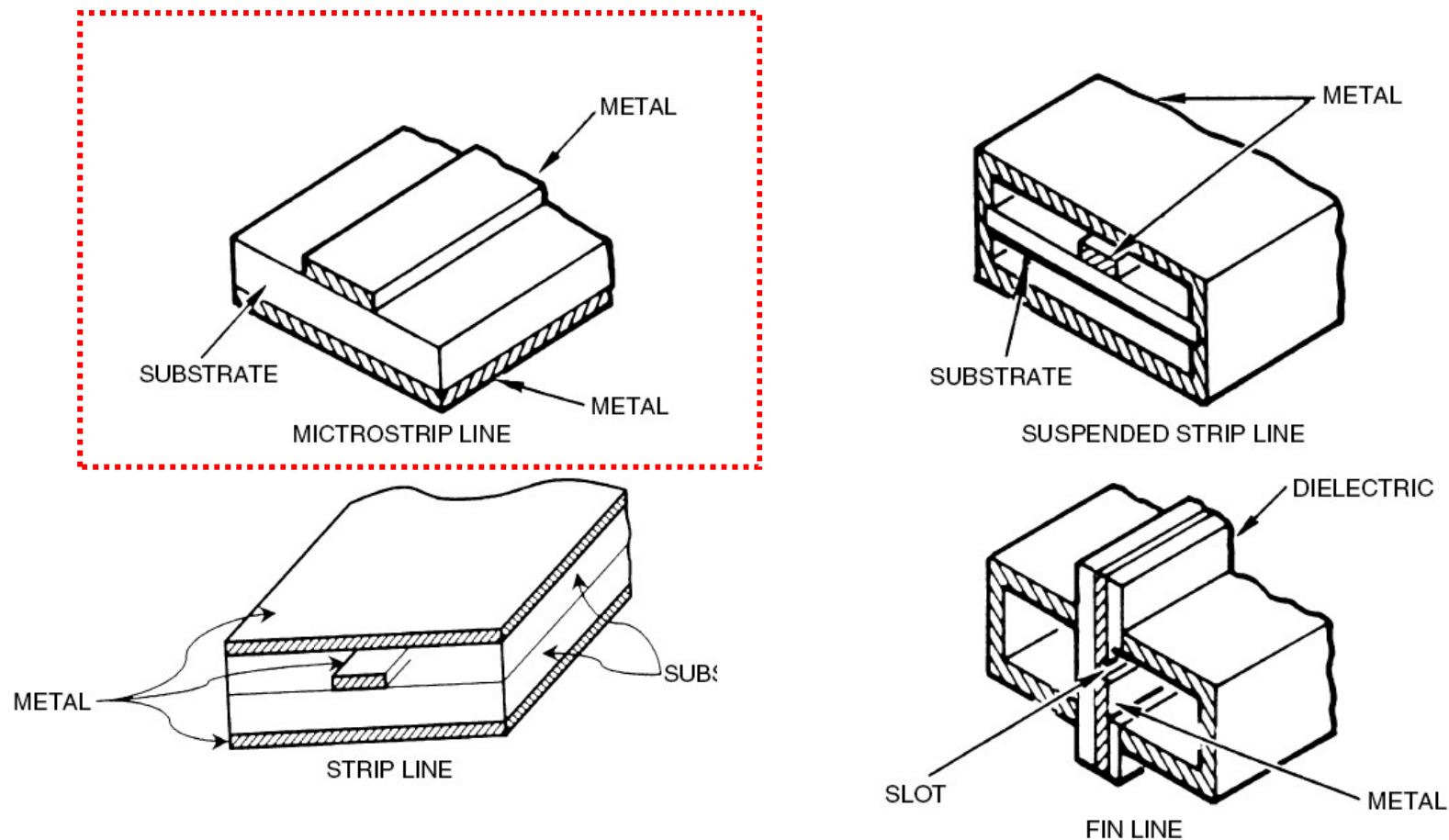
如用微带线参量

$$Z_0 = 50\Omega, \varepsilon_r = 9.9, h = 1\text{mm}$$

则 $f_0 \approx 4\text{GHz}$ 所以在 $f_0 < 4\text{GHz}$ 时,
可以不考虑色散效应。频率较高时必须考虑修正。



6.6 其他形式的几种微带线



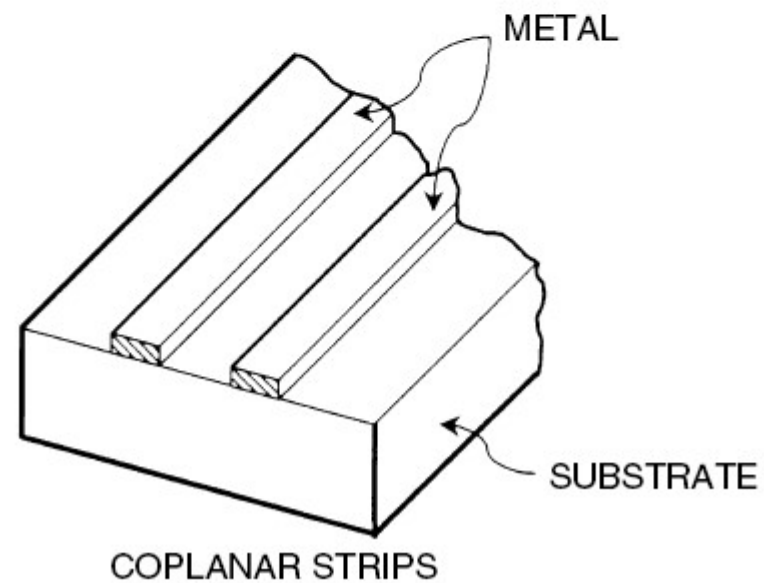
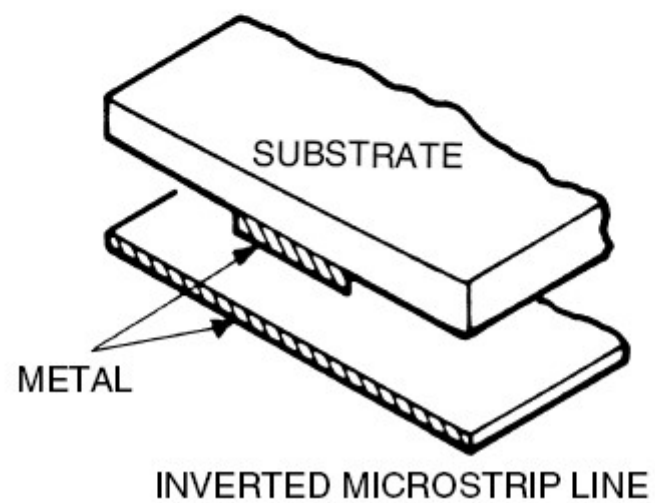
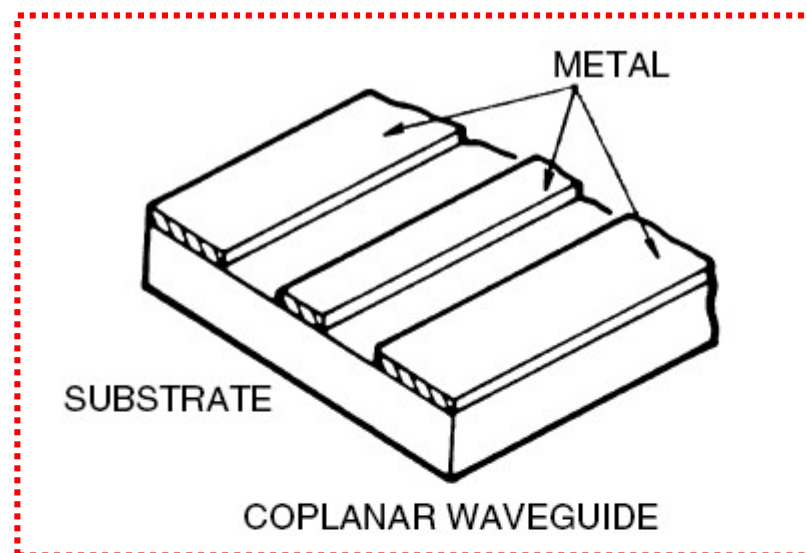
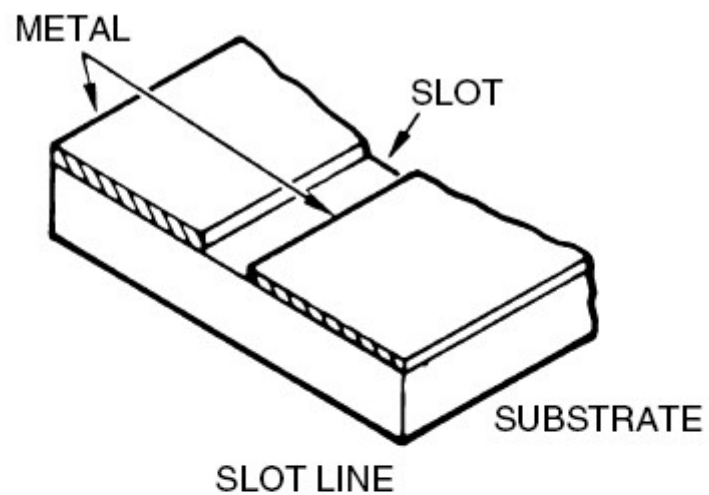
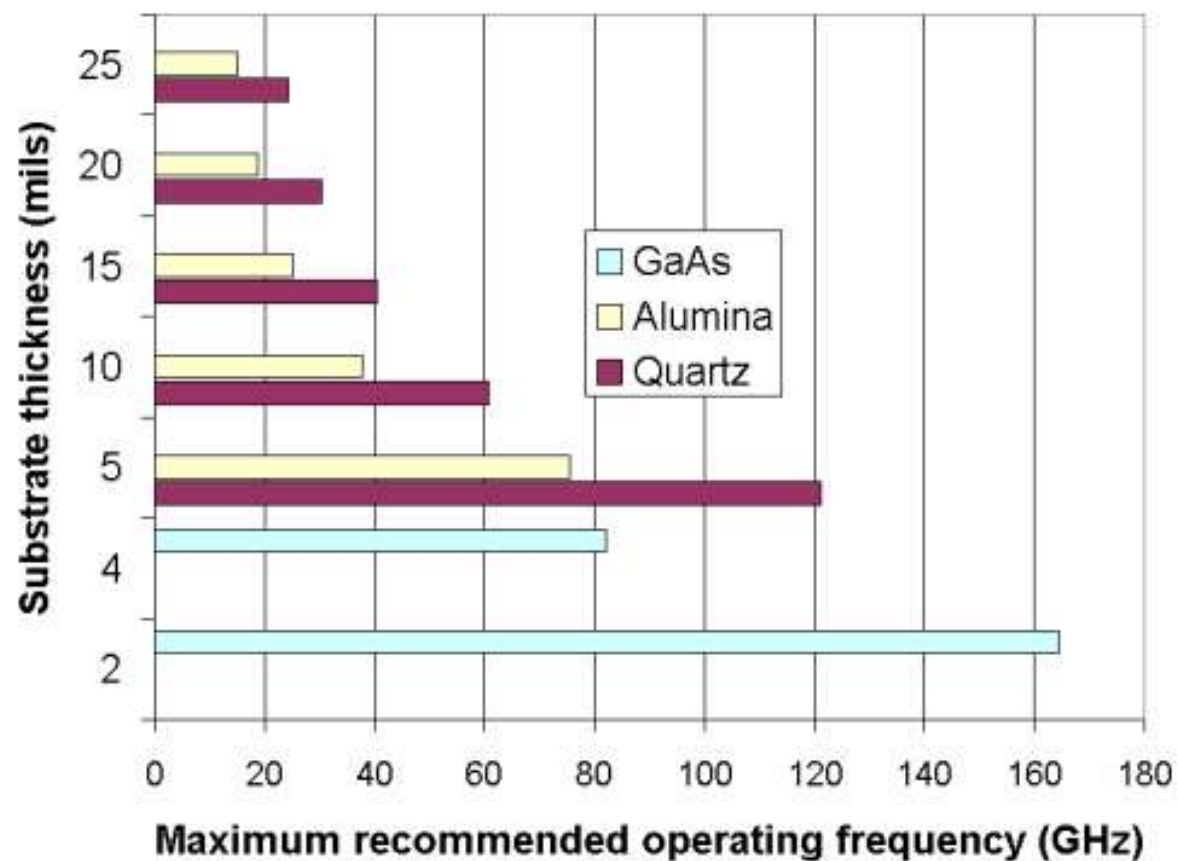


TABLE 1.1 Properties of Planar Transmission Lines Shown in Fig. 1.1

Transmission Line	Operating Frequency (GHz)	Characteristic Impedance Range (Ohm)	Dimension	Loss	Power Handling	Solid-State Device Mounting	Low-Cost Production
Microstrip line	≤ 110 GHz	10–100	Small	High	Low	Fair	Good
Strip line	≤ 60 GHz	20–150	Moderate	Low	Low	Moderate	Good
Suspended strip line	≤ 220 GHz	20–150	Moderate	Low	Low	Moderate	Fair
Fin line	≤ 220 GHz	20–400	Moderate	Moderate	Low	Easy	Fair
Slot line	≤ 110 GHz	60–200	Small	High	Low	Easy	Good
Inverted microstrip line	≤ 220 GHz	25–130	Small	Moderate	Low	Moderate	Fair
Coplanar waveguide	≤ 110 GHz	40–150	Small	High	Low	Very easy	Good
Coplanar strips	≤ 110 GHz	30–250	Small	High	Low	Easy	Good





Homework

6-4, 6-5, 6-6



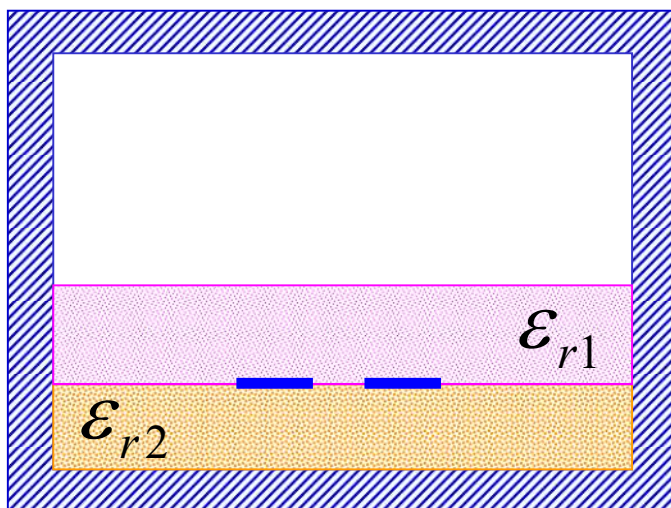
6.6 其他形式的几种微带线



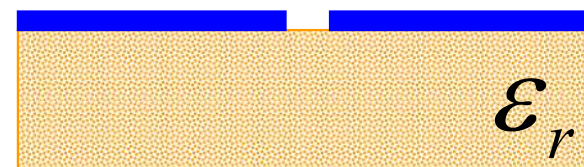
倒转微带线



悬挂微带线

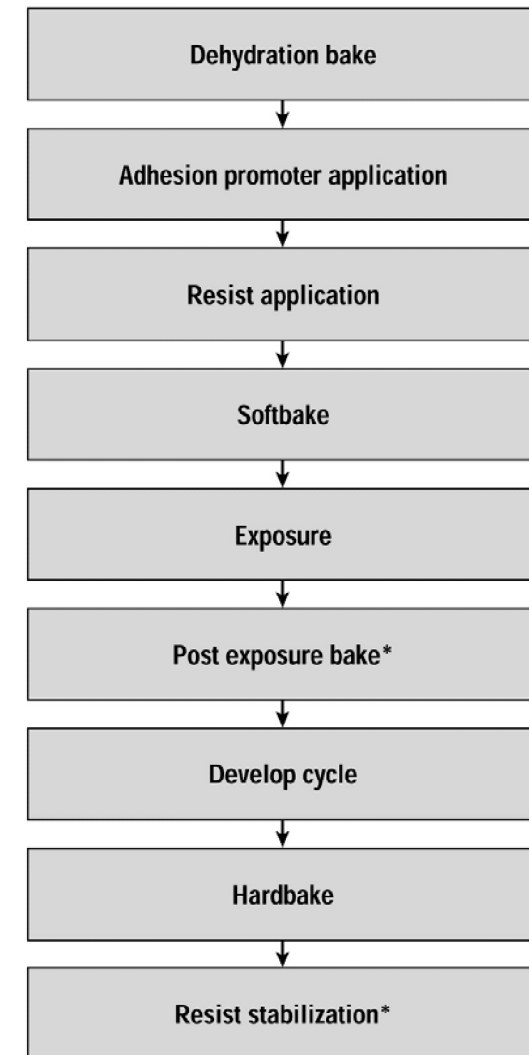
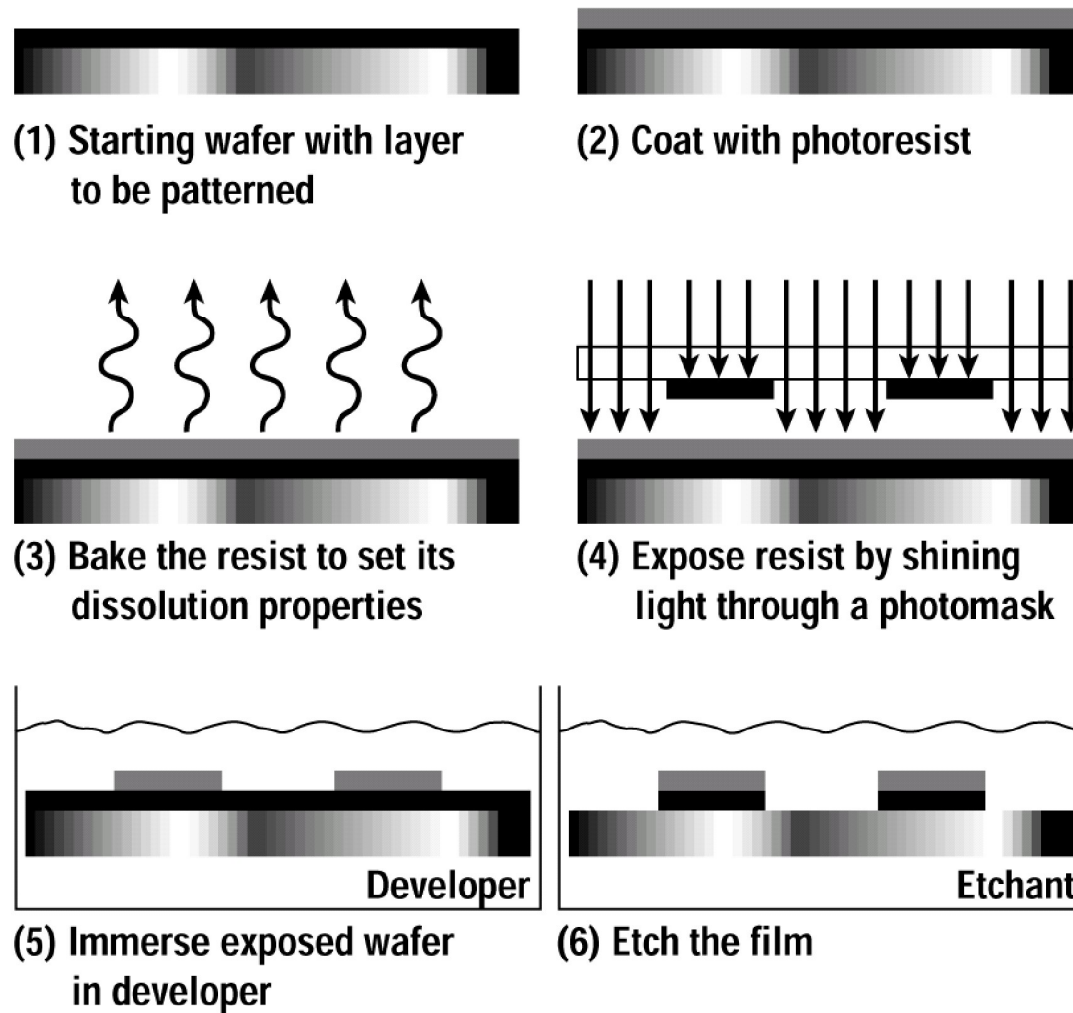


双层介质微带



缝隙微带





*Optional steps

