



射频电路测试原理

第三讲 射频测试原理

guolinli@tsinghua.edu.cn



参考文献

- 李宗谦，佘京兆，高葆新，《微波工程基础》，清华大学出版社，2004
- 吕洪国，《现代网络频谱测量技术》，清华大学出版社，2000
- Reinhold Ludwig, and Pavel Bretchko 著,王子宇 等译，《射频电路设计—理论与应用》，电子工业出版社，2002
- Guillermo Gonzalez著，白晓东译，微波晶体管放大器分析与设计，第2版，清华大学出版社，2003



目录

- 以微波电路中最经典的概念为基础，阐述射频测试、射频电路设计和高速数字电路设计中遇到的基本问题
 - 传输线基本概念
 - 用电压、电流和功率来理解网络散射参数的含义
 - 微波无源器件
 - 传输线、匹配负载、接头、衰减器、耦合器
 - 网络分析仪S参数测试的基本原理

直通导线的短接功能还有吗？

- 一段普通导线可以有效地将两个电路短接，这是低频下才成立的结论，在高频，导线因导线电感的存在而无法完成短接功能
 - 只有宽的扁平的导体才有可能完成连接功能
- 几乎没有哪个元器件在超过10个或20个十倍频程的频率范围内，其电气参数能够保持为常数
 - 每个电气参数都需考虑其有效频率范围
 - 10^{-12}Hz ：30000年完成一个周期
 - 10^{+12}Hz ：元件参数急剧变化

尺寸小于 $1/10$ 波长的，该电路可视为集总参数电路

集总参数和分布参数电路

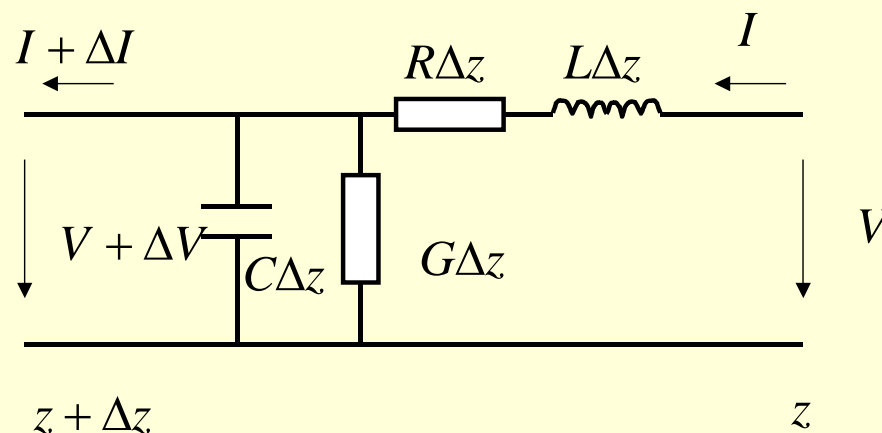
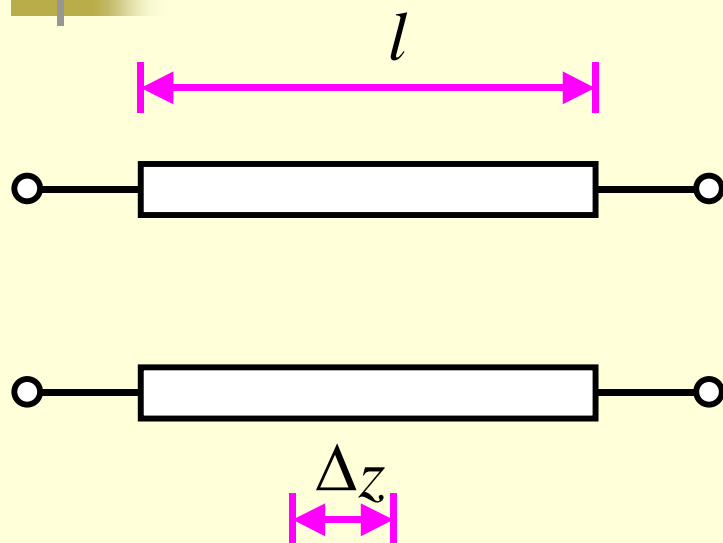
■ 集总参数和分布参数

- 当波长远大于器件尺寸时，器件可以被视为一个无尺寸大小的点，这就是集总参数器件，如电阻、电容、电感
 - 集总参数电路系统可用微分方程描述
- 当器件尺寸可以和波长相比拟时，器件不能被当成一个点来处理，这就是分布参数器件，如传输线
 - 分布参数电路系统需用偏微分方程描述
 - 独立变量除了时间外，还有空间位置

■ 传输线

- 双线、同轴线、微带线、...

一、传输线等效电路



$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z)$$

$$\Delta V = -(R\Delta z + j\omega L\Delta z)I$$

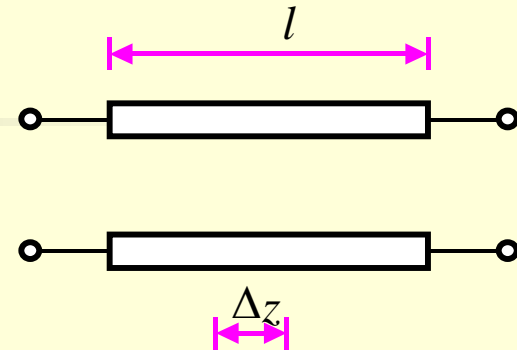
$$\Delta I = -(G\Delta z + j\omega C\Delta z)V$$

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z), \quad \frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z)$$

传输线上的电压电流

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} = \frac{1}{Z_0} (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z})$$



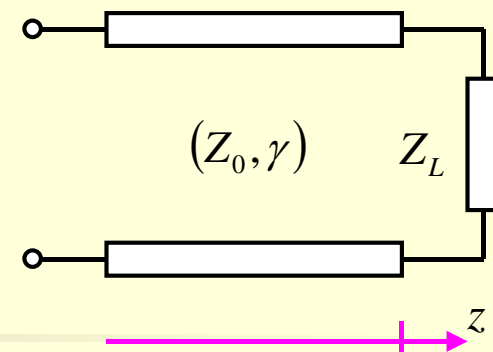
- 传输线上的电压和电流可以分为沿正z方向传播的正向波和沿负z方向传播的反向波

传播系数： $\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta$

衰减系数： α 传播常数： β

特征阻抗： $Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \frac{V_0^+}{I_0^+}$

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} = \frac{1}{Z_0} (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z})$$



电压反射系数

- 假设负载接在 $z = 0$ 处，引入反射系数，表征反射电压波与入射电压波之比

$$V(0) = V_0^+ + V_0^-$$

$$V(z) = V_0^+ (e^{-\gamma z} + \Gamma_0 e^{\gamma z})$$

$$\Gamma(0) = \Gamma_0 = \frac{V_0^-}{V_0^+}$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{-\gamma z} - \Gamma_0 e^{\gamma z})$$

$$Z(z) = \frac{V(z)}{I(z)} = Z_0 \frac{e^{-\gamma z} + \Gamma_0 e^{\gamma z}}{e^{-\gamma z} - \Gamma_0 e^{\gamma z}}$$

$$Z_L = Z(0) = Z_0 \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0}$$

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

传播系数： $\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = j\omega\sqrt{LC} = j\beta$

$\beta\lambda = 2\pi$

特征阻抗： $Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \sqrt{\frac{L}{C}}$

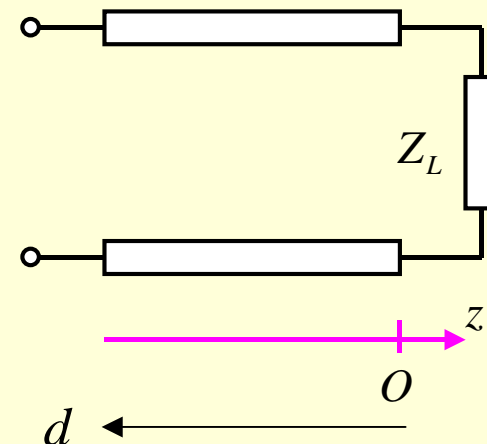
任意点上的反射系数与电压电流

$$V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma_0 e^{j\beta z})$$

$$\begin{aligned} V(-d) &= V_0^+ (e^{j\beta d} + \Gamma_0 e^{-j\beta d}) \\ &= V_0^+ e^{j\beta d} (1 + \Gamma_0 e^{-j2\beta d}) = V_d^+ (1 + \Gamma(d)) \end{aligned}$$

$$I(-d) = \frac{V_d^+}{Z_0} (1 - \Gamma(d)) = I_d^+ (1 - \Gamma(d))$$

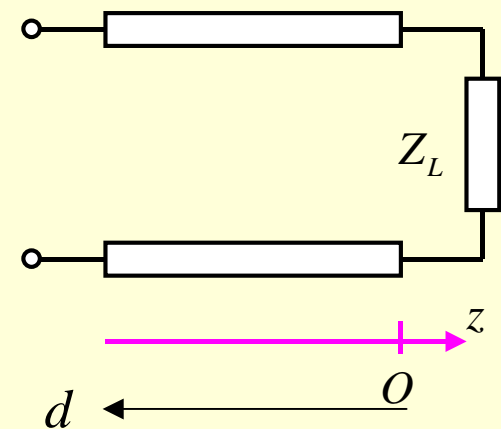
$$\Gamma(d) = \Gamma_0 e^{-j2\beta d}$$



$$V(d) = V_d^+ (1 + \Gamma(d)) \quad I(d) = \frac{V_d^+}{Z_0} (1 - \Gamma(d)) \quad \Gamma(d) = \frac{Z_{in}(d) - Z_0}{Z_{in}(d) + Z_0}$$

端接负载无损传输线的输入阻抗

$$\begin{aligned} Z_{in}(d) &= \frac{V(d)}{I(d)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(d)}{1 - \Gamma(d)} \\ &= Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta d}{Z_0 + jZ_L \tan \beta d} \end{aligned} \quad \beta\lambda = 2\pi$$



$$Z_{in}\left(\frac{\lambda}{4}\right) = \frac{Z_0^2}{Z_L}$$

$$Z_{in}\left(\frac{\lambda}{2}\right) = Z_L$$

- 可以选择传输线的特征阻抗为两个实数阻抗的几何平均值以实现两个实数阻抗之间的匹配

归一化阻抗 / 导纳

$$\tilde{z}_{in}(d) = \frac{Z_{in}(d)}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma(d)}{1 - \Gamma(d)} = \frac{\tilde{z}_L + j \tan \beta d}{1 + j \tilde{z}_L \tan \beta d}$$

$$\tilde{y}_{in}(d) = \frac{Y_{in}(d)}{Y_0} = \frac{1 - \Gamma(d)}{1 + \Gamma(d)} = \frac{\tilde{y}_L + j \tan \beta d}{1 + j \tilde{y}_L \tan \beta d}$$

$$\tilde{z}_{in}(d) \Big|_{\text{终端短路} : \tilde{z}_L=0} = j \tan \beta d$$

$$\tilde{z}_{in}(d) \Big|_{\text{终端开路} : \tilde{y}_L=0} = -j \cot \beta d$$

$$\tilde{z}_{in}(d) \Big|_{\text{终端匹配} : \tilde{z}_L=1} = 1$$

小于1/4波长的终端短路传输线可等效为电感；

小于1/4波长的终端开路传输线可等效为电容。

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \Gamma_r + j\Gamma_i$$

在复反射系数平面上表示阻抗

$$Z = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_r + j\Gamma_i}{1 - \Gamma_r - j\Gamma_i}$$

$$z = r + jx = \frac{Z}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma_r + j\Gamma_i}{1 - \Gamma_r - j\Gamma_i} = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2 + 2j\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2}$$

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2}$$

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{r+1} \right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{r+1} \right)^2$$

$$x = \frac{2\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2}$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x} \right)^2 = \left(\frac{1}{x} \right)^2$$

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{r+1}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{r+1}\right)^2$$

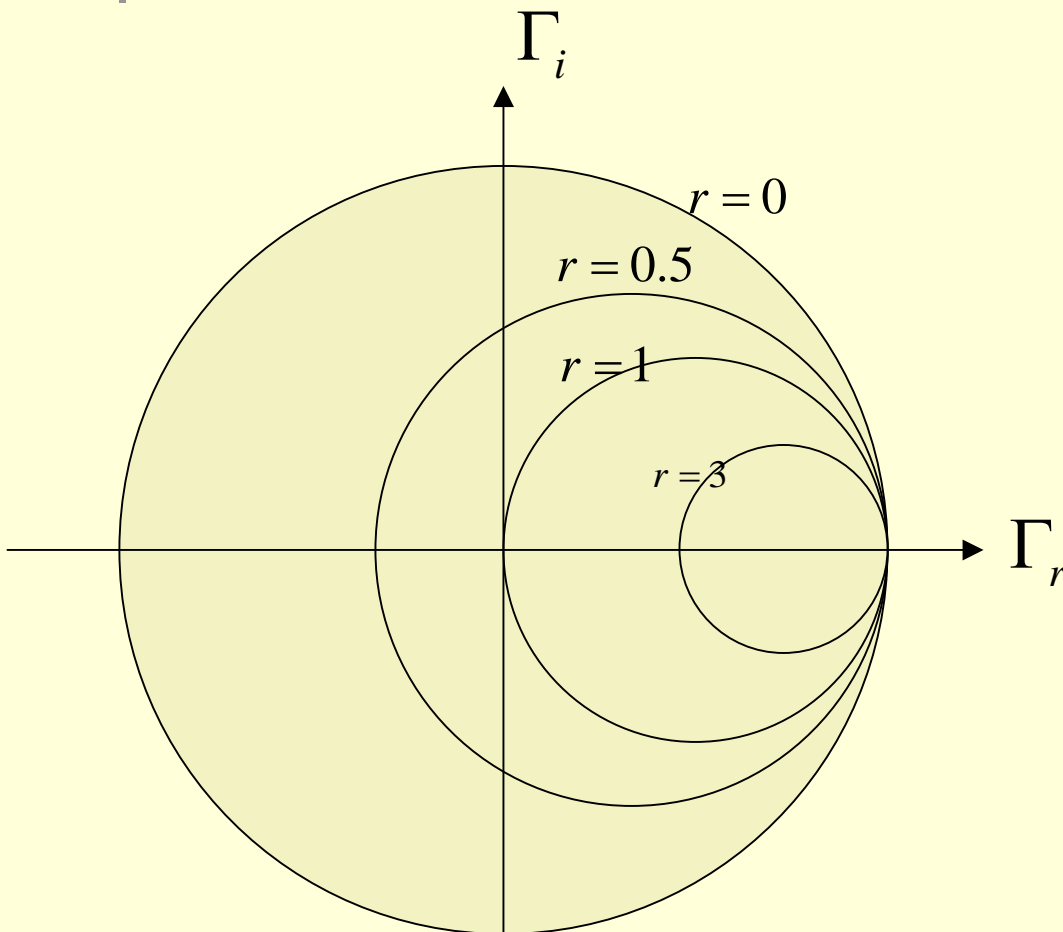
Smith阻抗圆图

$$r=0: \Gamma_r^2 + \Gamma_i^2 = 1$$

$$r=1: \left(\Gamma_r - \frac{1}{2}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{2}\right)^2$$

$$r=3: \left(\Gamma_r - \frac{3}{4}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{4}\right)^2$$

$$r=0.5: \left(\Gamma_r - \frac{1}{3}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{2}{3}\right)^2$$



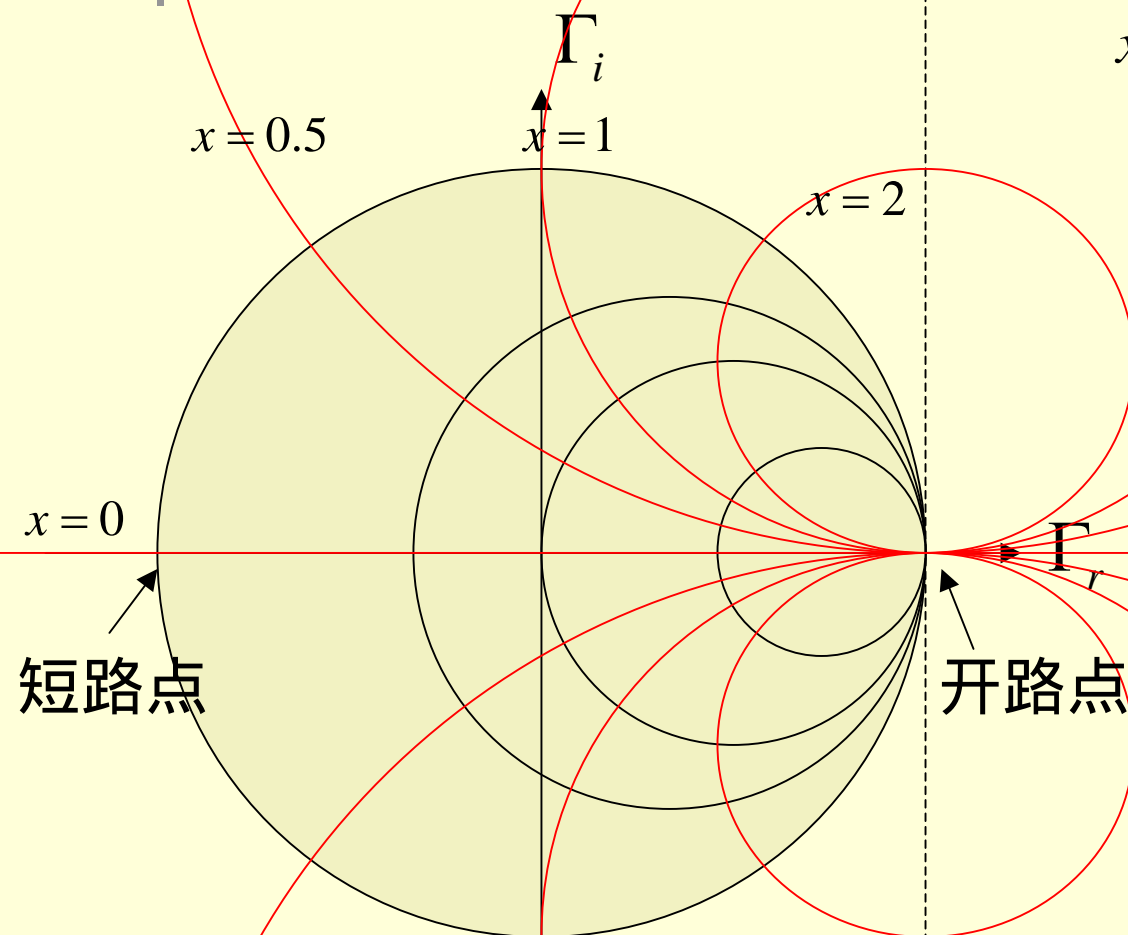
Smith阻抗圆图

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2$$

$$x = 1: (\Gamma_r - 1)^2 + (\Gamma_i - 1)^2 = 1$$

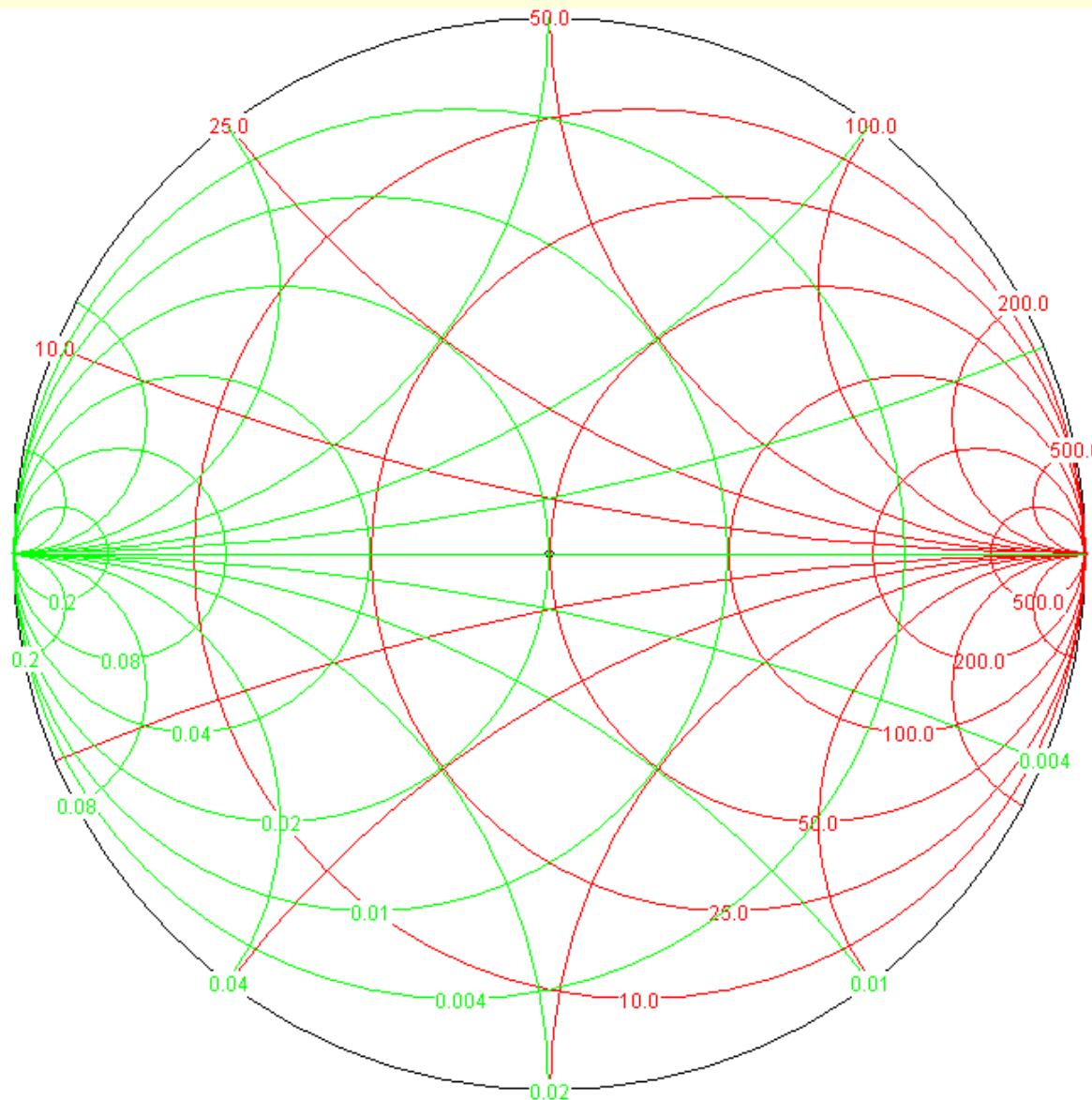
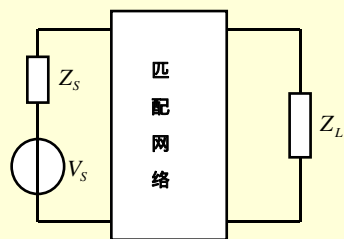
$$x = 2: (\Gamma_r - 1)^2 + (\Gamma_i - 0.5)^2 = 0.5^2$$

$$x = 0.5: (\Gamma_r - 1)^2 + (\Gamma_i - 2)^2 = 2^2$$

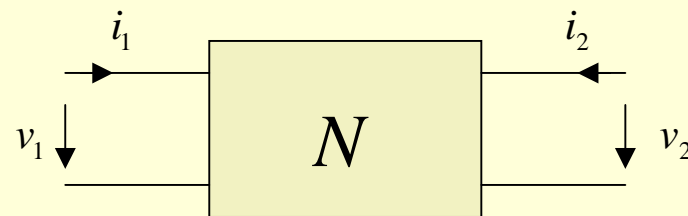


用Smith圆图实现匹配

- 可以直接使用工具软件



二、散射参数



- 多端口网络常用阻抗矩阵 $[Z]$ 或导纳矩阵 $[Y]$ 来描述其端口特性
 - 这些参数的定义是基于电压电流的概念，因而测量需要在端口条件开路或短路情况下进行

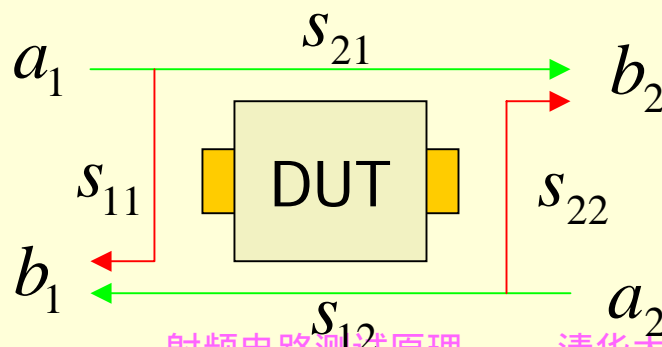
$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} z_{11} &= \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{i_2=0} & z_{21} &= \left. \frac{v_2}{i_1} \right|_{i_2=0} \\ z_{12} &= \left. \frac{v_1}{i_2} \right|_{i_1=0} & z_{22} &= \left. \frac{v_2}{i_2} \right|_{i_1=0} \end{aligned}$$

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \text{(端口2接匹配负载)}$$

为什么用S参数

- 但在微波频率下，开路/短路测量电压/电流方法不再适用
 - 一是电压、电流很难测量
 - 二是短路开路容易引起网络不稳定
- 在微波频段，采用波的概念，用散射参数来描述一个网络的端口特性
 - 测试是在匹配状态下进行



$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

$$V(z) = V_0^+ e^{-jz} + V_0^- e^{jz}$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} (V_0^+ e^{-jz} - V_0^- e^{jz})$$

入射波和反射波是什么？

- 入射波a是归一化入射功率，反射波b是归一化反射功率

$$a_n = V_n^+ / \sqrt{Z_{0n}}$$

$$b_n = V_n^- / \sqrt{Z_{0n}}$$

$$V_n = V_n^+ + V_n^- = \sqrt{Z_{0n}} (a_n + b_n)$$

$$I_n = \frac{1}{Z_{0n}} (V_n^+ - V_n^-) = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}} (a_n - b_n)$$

$$a_n = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0n}}} (V_n + Z_{0n} I_n)$$

$$b_n = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0n}}} (V_n - Z_{0n} I_n)$$

$$P_n^+ = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{V_n^+ I_n^{+*}\} = \frac{1}{2} |a_n|^2 \text{ 入射波功率}$$

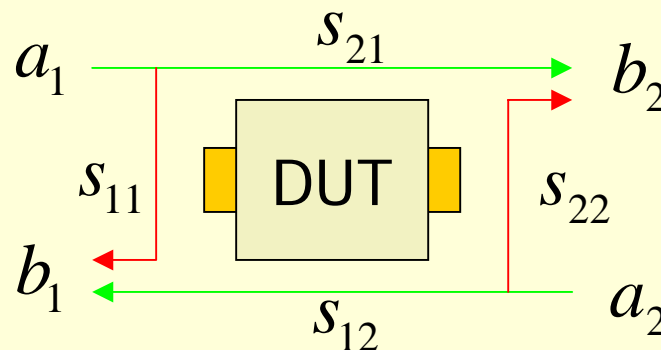
$$P_n^- = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{V_n^- I_n^{-*}\} = \frac{1}{2} |b_n|^2 \text{ 反射波功率}$$

$$P_n = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{V_n I_n^*\} = \frac{1}{2} (|a_n|^2 - |b_n|^2)$$

S参数

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$$
$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

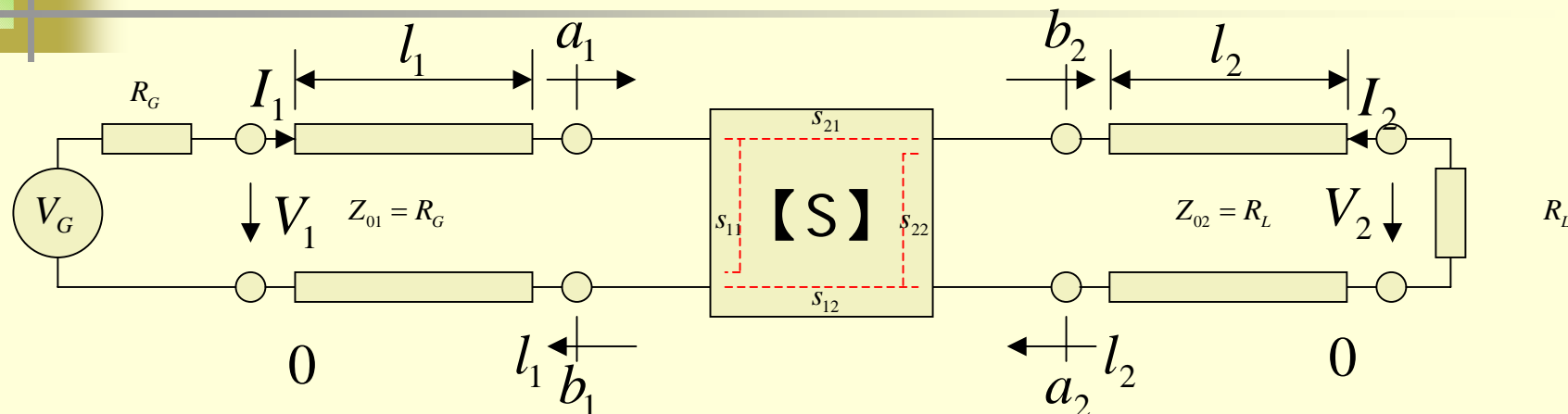


- S_{11} 是端口2匹配情况下端口1的反射系数
- S_{22} 是端口1匹配情况下端口2的反射系数
- S_{12} 是端口1匹配情况下端口2到端口1的传输系数
- S_{21} 是端口2匹配情况下端口1到端口2的传输系数

S参数的物理意义

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$$



$l_1, l_2 = 0$: 为一般情况下, 二端口网络两端接负载 R_G 和 R_L 情况

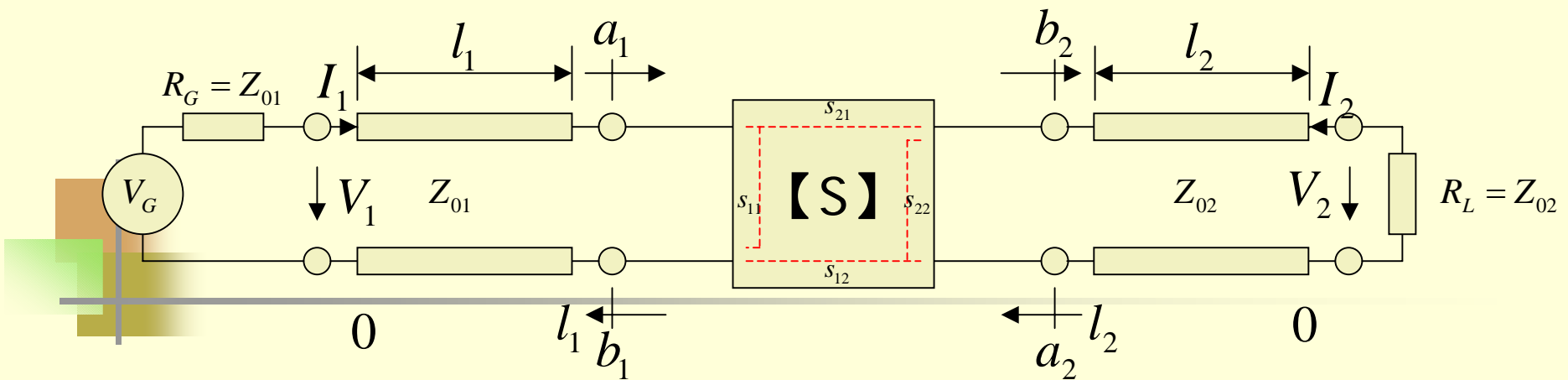
$$z_2 = 0: V_2(0) = -Z_L I_2(0) = -Z_{02} I_2(0)$$

负载 Z_L 上没有产生反射波

$$a_2(0) = \frac{1}{2\sqrt{Z_{02}}} (V_2(0) + Z_{02} I_2(0)) = \frac{1}{2\sqrt{Z_{02}}} (-Z_{02} I_2(0) + Z_{02} I_2(0)) = 0$$

$$b_2(0) = \frac{1}{2\sqrt{Z_{02}}} (V_2(0) - Z_{02} I_2(0)) = -\sqrt{Z_{02}} I_2(0)$$

$$\frac{1}{2} |b_2(0)|^2 = \frac{1}{2} Z_{02} |I_2(0)|^2 = \frac{1}{2} R_L |I_2(0)|^2 = P_L$$



$$z_1 = 0: V_1(0) = V_G - Z_G I_1(0) = V_G - Z_{01} I_1(0)$$

$$a_1(0) = \frac{1}{2\sqrt{Z_{01}}} (V_1(0) + Z_{01} I_1(0))$$

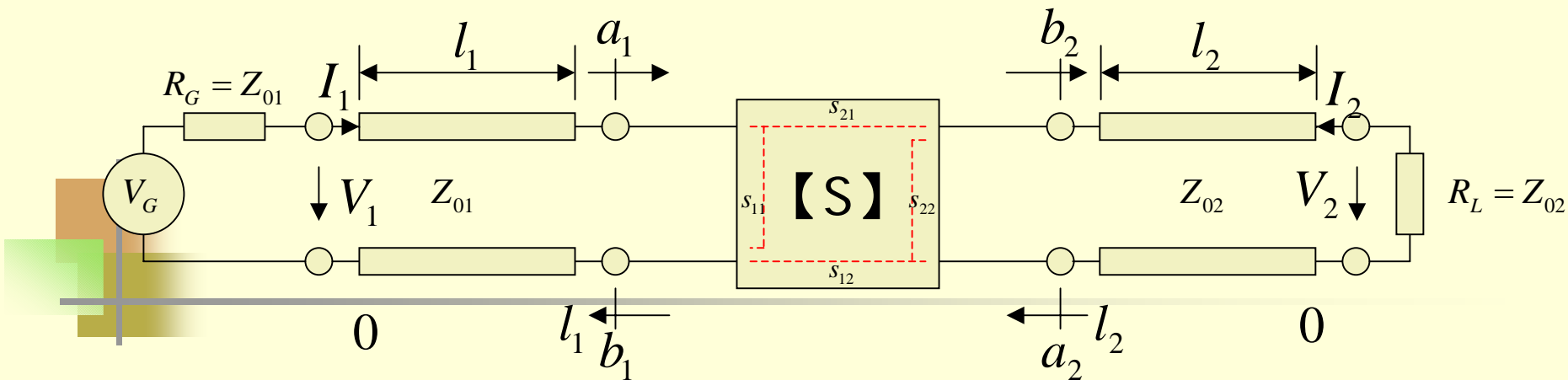
$$= \frac{1}{2\sqrt{Z_{01}}} (V_G - Z_{01} I_1(0) + Z_{01} I_1(0))$$

$$= \frac{V_G}{2\sqrt{Z_{01}}}$$

$$P_1^+(0) = \frac{1}{2} |a_1(0)|^2 = \frac{V_G^2}{8Z_{01}} = \frac{V_G^2}{8R_G} = P_{G,\max}$$

入射波功率等于信源的资用功率

信源把自己能提供的最大功率以入射波形式向网络入射



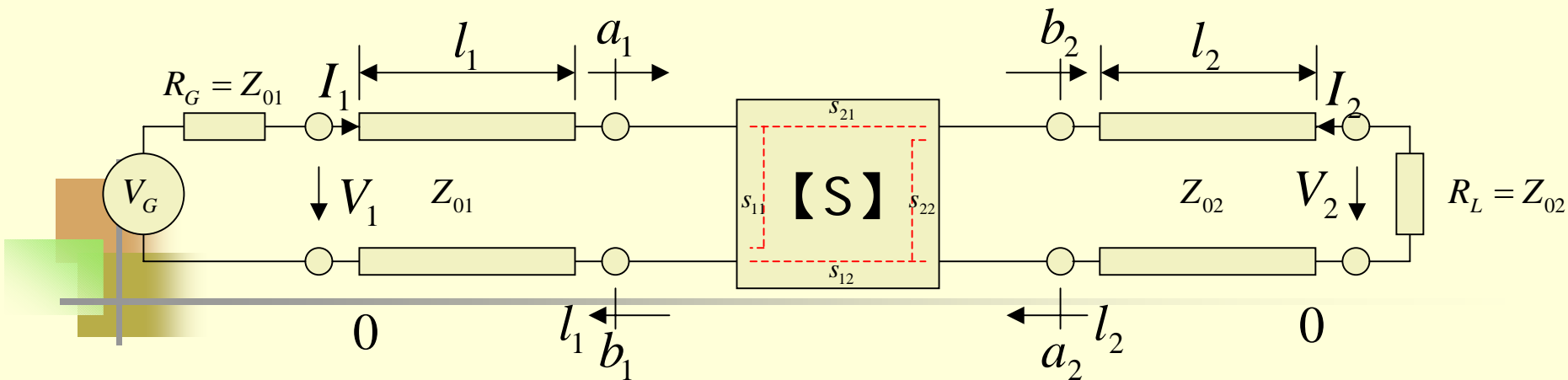
$$P_1(0) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V_1(0)I_1^*(0)) = \frac{1}{2}|a_1(0)|^2 - \frac{1}{2}|b_1(0)|^2$$

$$\frac{1}{2}|b_1(0)|^2 = \frac{1}{2}|a_1(0)|^2 - P_1(0) = P_{G,\max} - P_1(0)$$

$$\frac{1}{2}|b_1(l_1)|^2 = P_{G,\max} - P_1(l_1)$$



信源把资用功率送到网络的输入端口，
这个功率和网络输入阻抗无关
显然，如果网络输入阻抗等于信源内阻
（传输线1的特征阻抗），那么就是最大
功率传输匹配，因而没有反射功率；否
则，必有反射功率会反射回信号源

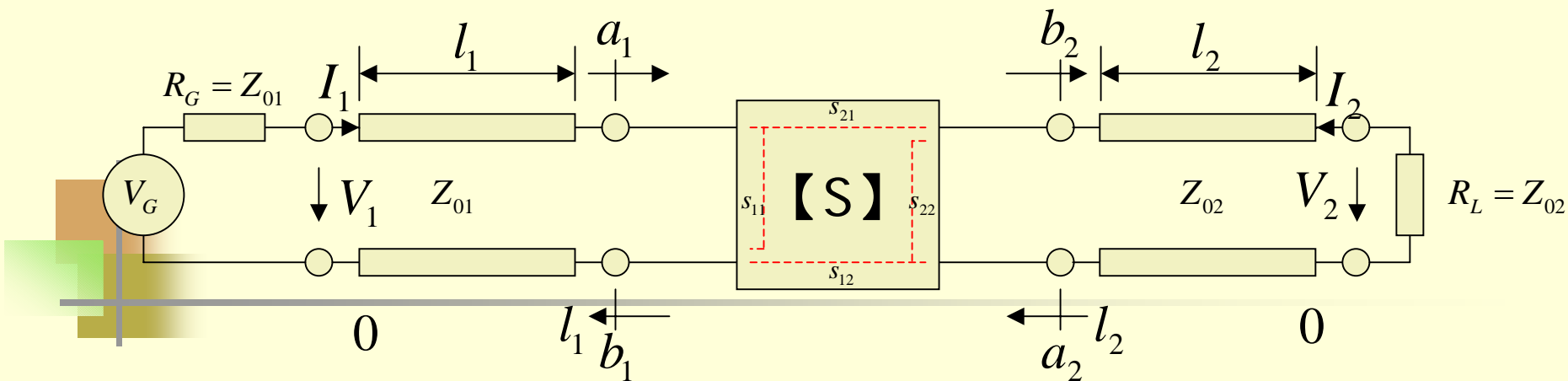


$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{b_1(l_1)}{a_1(l_1)}_{a_2(l_2)=0} = \frac{V_1^-(l_1)/\sqrt{Z_{01}}}{V_1^+(l_1)/\sqrt{Z_{01}}}_{V_2^+(l_2)/\sqrt{Z_{02}}=0} = \frac{V_1^-(l_1)}{V_1^+(l_1)}_{V_2^+(l_2)=0} \\
 &= \frac{Z_{in} - Z_{01}}{Z_{in} + Z_{01}}
 \end{aligned}$$

$$|S_{11}|^2 = \left| \frac{b_1(l_1)}{a_1(l_1)} \right|_{a_2(l_2)=0}^2 = \frac{P_{G,\max} - P_1(l_1)}{P_{G,\max}}$$

$|S_{11}|^2$ 表示端口1的反射功率与资用功率之比
 如果 $|S_{11}| > 1$ ，反射功率大于资用功率，端口1为功率源，从而产生振荡

$$P_1(l_1) = P_1(0) = P_{G,\max} (1 - |S_{11}|^2)$$



$$S_{21} = \frac{b_2(l_2)}{a_1(l_1)_{a_2(l_2)=0}} = \frac{\sqrt{Z_{02}} I_2^-(l_2)}{\sqrt{Z_{01}} I_1^+(l_1)_{I_2^+(l_2)=0}} = -\frac{\sqrt{Z_{02}} I_2(l_2)}{\sqrt{Z_{01}} I_1^+(l_1)_{I_2^+(l_2)=0}} \quad S_{21} = \frac{2V_2(l_2)}{V'_G}$$

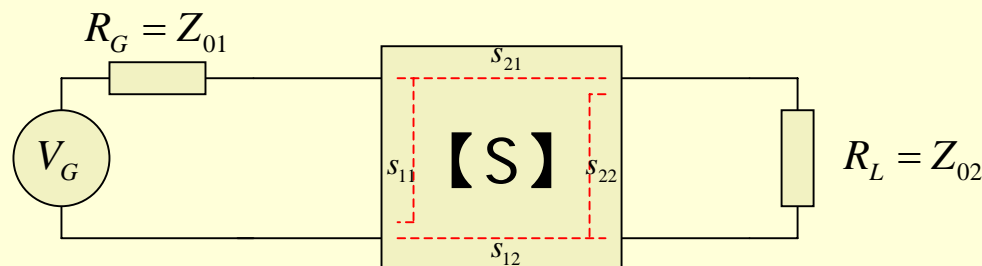
$$I_1^+(l_1) = \frac{a_1(l_1)}{\sqrt{Z_{01}}} = \frac{1}{2Z_{01}} (V_1(l_1) + Z_{01} I_1(l_1))$$

$$= \frac{1}{2Z_{01}} (V'_G - Z_{01} I_1(l) + Z_{01} I_1(l_1)) = \frac{V_G e^{-j\beta l_1}}{2Z_{01}}$$

$$I_2(l_2) = I_2^+(l_2) - I_2^-(l_2) = -I_2^-(l_2) = -\frac{V_2(l_2)}{Z_{02}}$$

$$S_{21} = \frac{V_2(l_2)/\sqrt{Z_{02}}}{V'_G/2\sqrt{Z_{01}}} \quad |S_{21}|^2 = \frac{\frac{1}{2} |V_2(l_2)|^2 / Z_{02}}{V_G'^2 / 8Z_{01}} = \frac{P_L}{P_{G,\max}}$$

$|S_{21}|^2$ 代表传递给负载的功率与信源资用功率之比，表示的是功率传输比



$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_{01}}{Z_{in} + Z_{01}}$$

$$S_{21} = \frac{V_2 / \sqrt{Z_{02}}}{V_G / 2\sqrt{Z_{01}}} = \frac{2V_2}{V_G}$$

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_{G,\max} - P_1}{P_{G,\max}} = 1 - \frac{P_1}{P_{G,\max}}$$

$$|S_{21}|^2 = \frac{P_L}{P_{G,\max}}$$

■ S_{11} 代表输入阻抗的反射

■ S_{21} 代表正向电压传输函数

■ 如：滤波器的电压传输函数

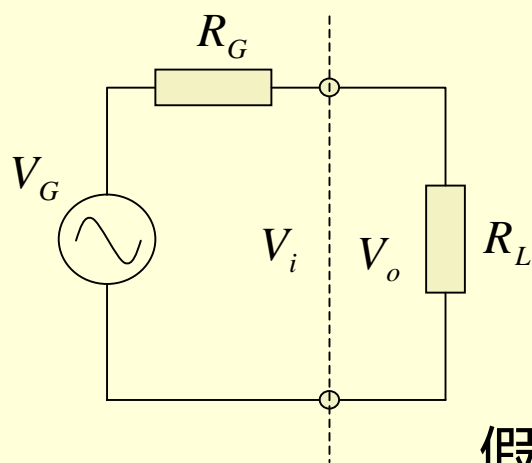
■ $|S_{11}|^2$ 代表端口1的反射功率与信源资用功率之比

■ $|S_{21}|^2$ 代表负载消耗功率与信源资用功率之比

滤波器的电压传输函数

- 滤波器的电压传输函数就是 S_{21}

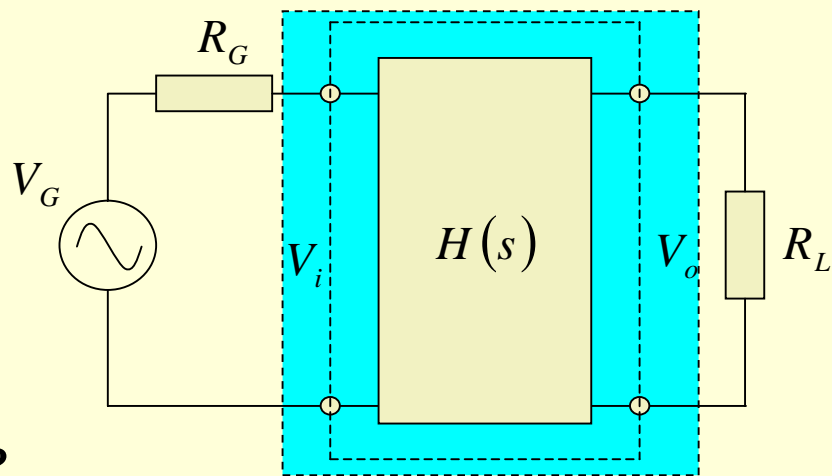
信号源 测试仪器



假设 $R_L = R_G$

$$V_o^{\text{校准}} = V_i^{\text{校准}} = \frac{R_L}{R_G + R_L} V_G = \frac{1}{2} V_G$$

信号源 滤波器 测试仪器



测试仪器显示的是 $V_o^{\text{测量}} / V_o^{\text{校准}}$

$$H(j\omega) = \frac{V_o^{\text{测量}}}{V_o^{\text{校准}}} = \frac{V_o}{V_G/2}$$

2 测试仪器上显示为一条水平线（校准为1）

S参数表示的优势

- 与习惯上经常使用的物理量关系密切，不会引入特别额外的理解上的负担

传输函数： $H_{\text{正向}} = s_{21}$, $H_{\text{反向}} = s_{12}$

增益： $G = 20\log|s_{21}|$ 衰减： $L = -20\log|s_{21}|$

传输相移： $\varphi_{\text{正向}} = \arg s_{21}$, $\varphi_{\text{反向}} = \arg s_{12}$ 群时延： $\tau = -\frac{d\varphi}{dt}$

输入阻抗： $Z_{in} = Z_0 \frac{1+s_{11}}{1-s_{11}}$ 输出阻抗： $Z_{out} = Z_0 \frac{1+s_{22}}{1-s_{22}}$

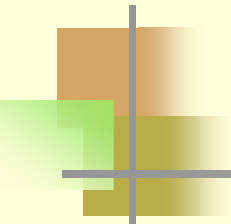
反射系数： $\Gamma_{in} = s_{11}$ $\Gamma_{out} = s_{22}$ 回波损耗： $RL_{in} = -20\log|s_{11}|$

驻波比： $SWR_{in} = \frac{1+|s_{11}|}{1-|s_{11}|}$ $SWR_{out} = \frac{1+|s_{22}|}{1-|s_{22}|}$ $RL_{out} = -20\log|s_{22}|$

- 易于用信号流图进行网络综合

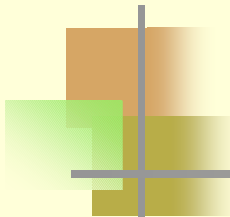
- 便于测试

$$[Z] = Z_0([I] + [S])([I] - [S])^{-1}$$



测出器件S参数之后

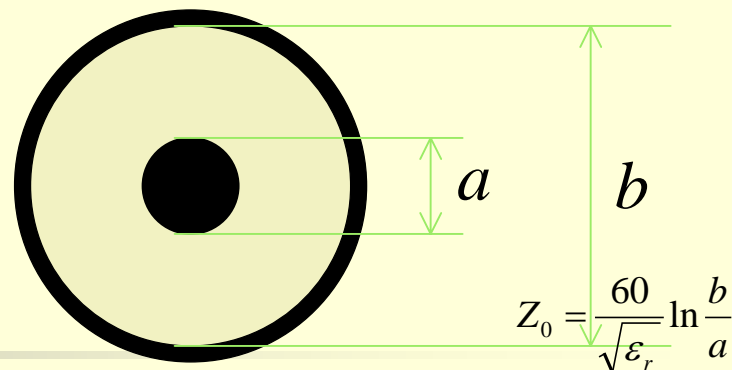
- 利用S参数
 - 了解DUT的网络性质
 - 实现匹配
 - 阻抗匹配
 - Smith圆图
 - 最大增益传输
 - 最小噪声系数



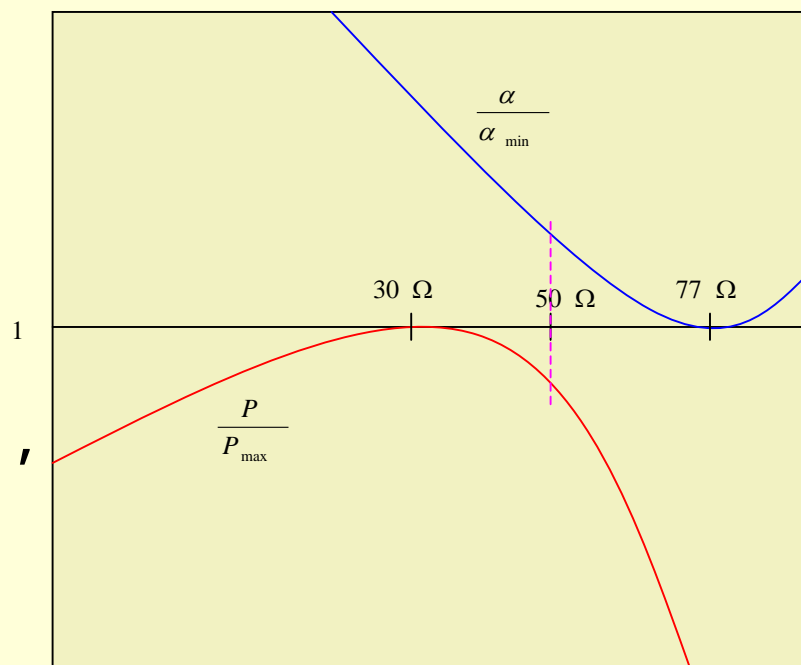
三、微波无源器件

- 微波射频系统是由馈线、无源微波器件、有源微波电路以及天线构成的
- 了解微波无源器件的功能、结构及特性，有助于我们理解射频电路系统和射频测试系统的基本要素和原理
 - 传输线、匹配负载、接头、衰减器、耦合器

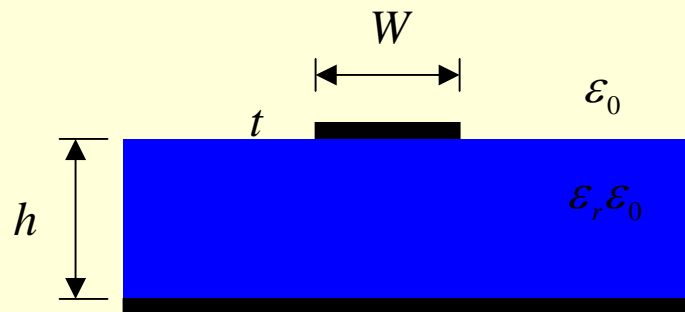
3.1 同轴传输线



- 同轴电缆是一个TEM波传输系统，所有频率的信号都以同样的速度沿线传输
 - 为了实现最大功率传输，对于空气介质同轴线，其最佳特征阻抗为30欧姆
 - 为了实现最小功率损耗传输，同轴线的最佳特征阻抗为77欧姆
 - 50欧姆传输系统是一个折衷
 - 集成电路内部无需要求50欧姆阻抗



微带传输线



$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right) & \frac{W}{h} < 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.4444 \right)} & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases}$$
$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times \begin{cases} \left[\left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{\frac{1}{2}} + 0.041 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] & \frac{W}{h} < 1 \\ \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{\frac{1}{2}} & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases}$$

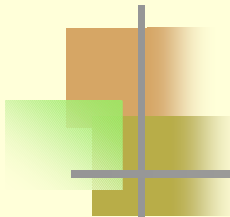
- 微带线是测试PCB板上最常见的传输线形式
 - 准TEM波
- 其他的测试用传输线还有波导传输线
 - 非TEM波

常用的其他负载还有短路器，它反射全部的入射波能量。短路器一般为活塞形式，又称短路活塞。做为单端口网络，在理想条件下， $s_{11}=\Gamma=-1$ 。

3.2 匹配负载

- 匹配负载是微波系统中的一种终端器件，从能量的观点看，在理想情况下，它能吸收入射波的全部能量而不产生反射，故称匹配负载
 - 可用乳聚乙烯、碳粉、铁氧体混合物压制成尖劈形或阶梯形，置于波导或同轴线末端，其波阻抗 $\sqrt{\epsilon/\mu}$ 保持和空气一致，从而达到无反射吸收电磁能量的功能
- 从网络的观点看，匹配负载为单端口网络，它只有一个散射参量，即 $s_{11}=\Gamma=0$
 - 实际的匹配负载总有小量反射波，在精密的测试系统中，希望其驻波系数小于1.02（-40dB），一般的测试系统也希望其驻波系数小于1.10（-26dB）
 - 对于大功率匹配负载，还需要考虑散热问题
 - 通常采用水负载，流动的水作为吸收微波能量的物质，同时把热量带走

$$\rho = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$$



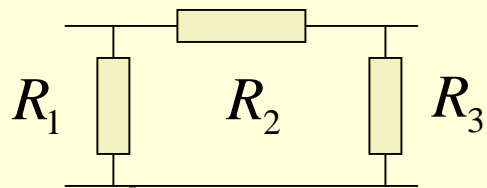
3.3 接头

- 各种微波器件连接起来构成微波系统，这种连接主要倚靠接头来实现
 - 可能是同性质传输线接头，也可能是不同性质传输线之间的转接头
- 对接头的要求是机械上连接可靠，电气上接近均匀无损
 - 实际接头不可避免地存在做不同程度的反射和损耗
 - 接头尺寸公差、表明光洁度和清洁度；接头错位；内外导体不连续和弹性接触不良
- 常用的同轴接头有L6（12GHz）、Q9（4GHz）、N（10, 18GHz）、SMA（24GHz）等



3.4 衰减器

- 为了控制传输功率的大小，有必要在系统中接入衰减器
 - 吸收式、截止式、旋转极化
 - 数字步进衰减器
 - PIN可调衰减器

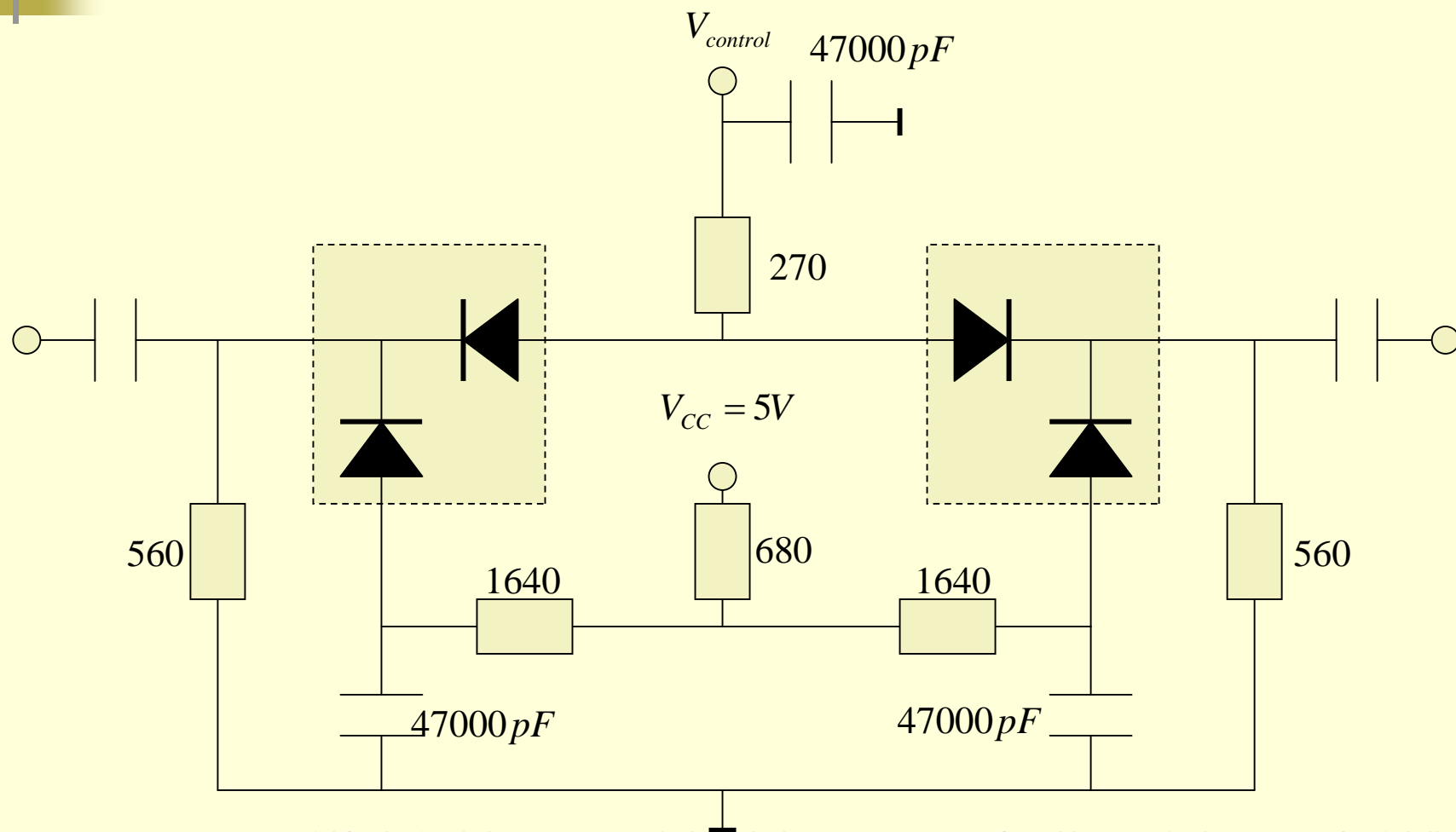


$$\beta = 10^{-\frac{\alpha}{20}}$$

$$R_2 = \frac{Z_0}{2}(\beta^{-1} - \beta), \quad R_1 = R_3 = Z_0 \frac{1 + \beta}{1 - \beta}$$

衰减器

$$Z_0 = 50\Omega, \alpha = 10dB \Rightarrow R_1 = R_3 = 96.25\Omega, R_2 = 71.15\Omega$$

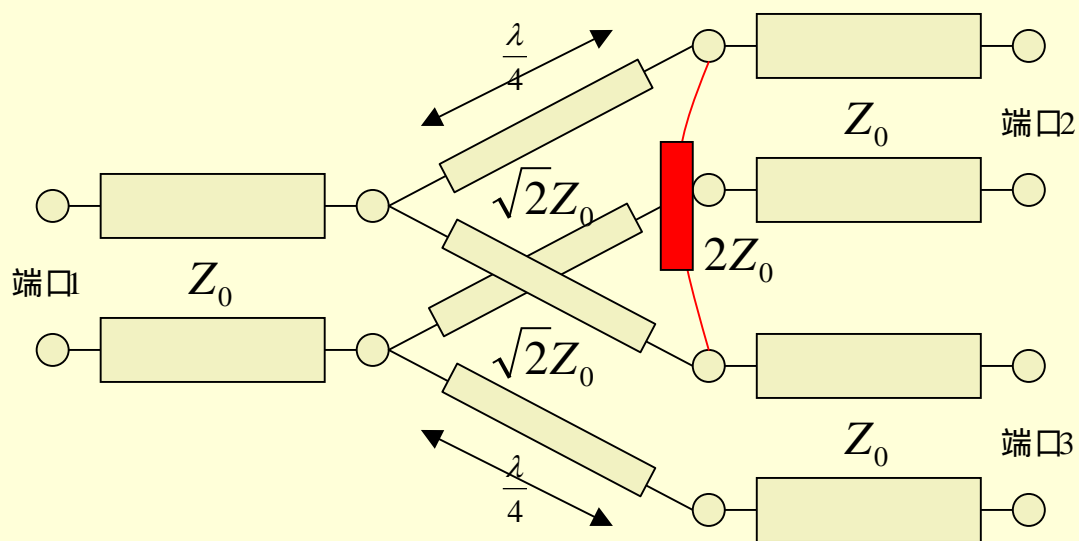




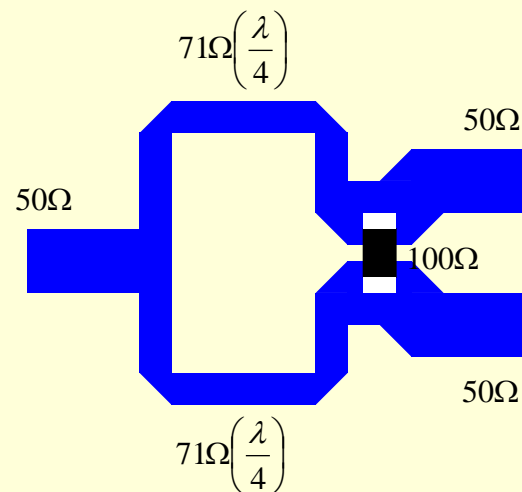
3.5 耦合器

- 在RF电路和测量装置中，分支线耦合器和功率分配器起着重要的作用，因为它们能在固定参考相位条件下分开或组合RF信号
 - Wilkinson功率分配器
 - 分支线耦合器
 - Lange耦合器
 - 环行器

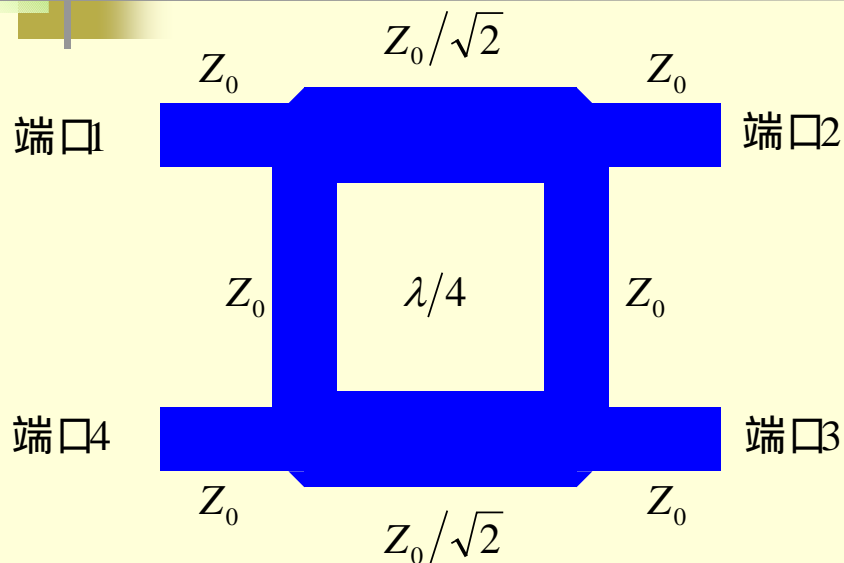
Wilkinson功率分配器



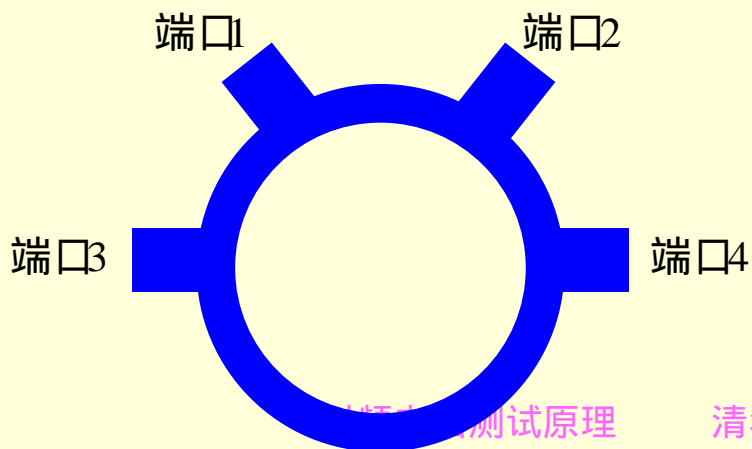
$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & j \\ j & 0 & 0 \\ j & 0 & 0 \end{bmatrix}$$



分支线耦合器

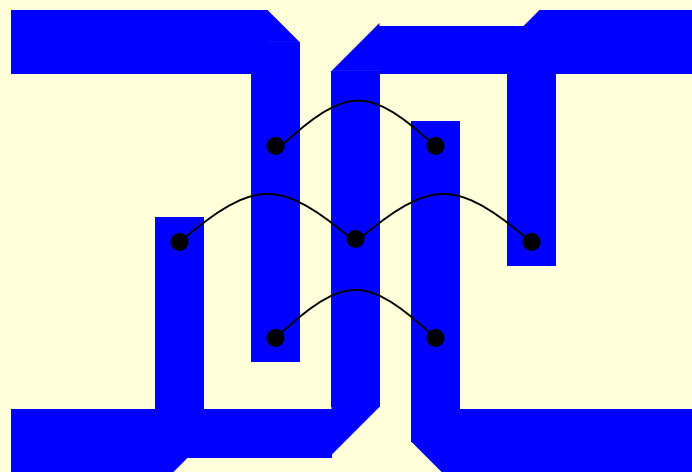


$$[S_{90^\circ}] = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}$$



$$[S_{180^\circ}] = -\frac{j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Lange耦合器



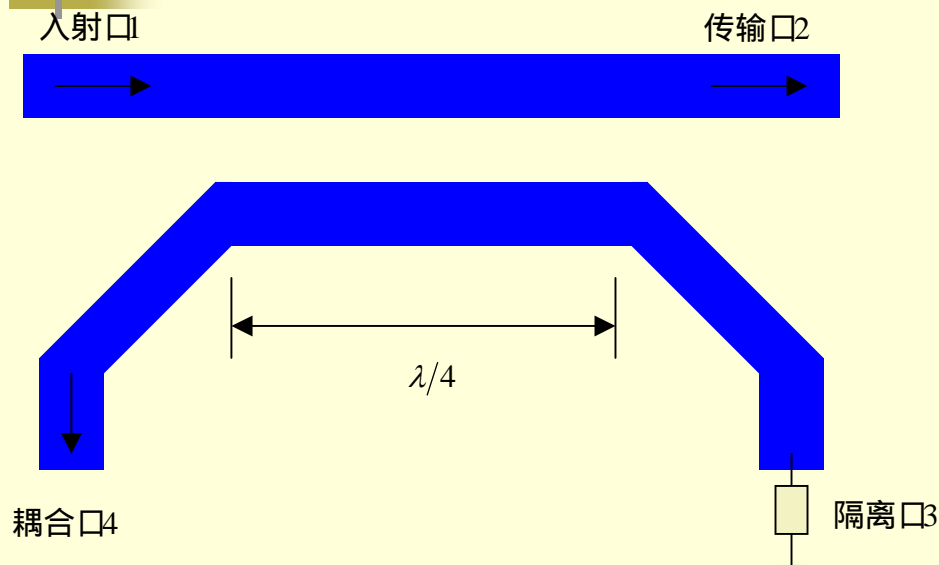
$$-1dB \sim -5dB$$

朗格耦合器主要贡献是宽带应用，4指、6指、8指

$$s_{14} = s_{41} = K$$

$$s_{12} = s_{21} = -j\sqrt{1-K^2}$$

耦合器的指标



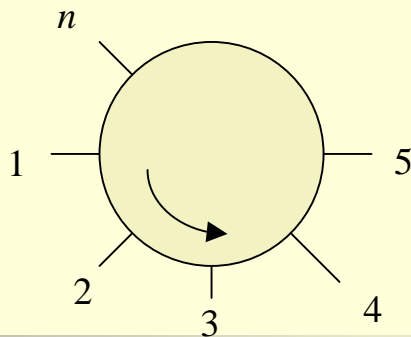
耦合度： $L = 10\log \frac{P_1}{P_4} = -20\log |s_{41}|$

方向性： $D = 10\log \frac{P_4}{P_3} = 20\log \frac{|s_{41}|}{|s_{31}|}$

输入驻波比： $\rho = \frac{1 + |s_{11}|}{1 - |s_{11}|}$

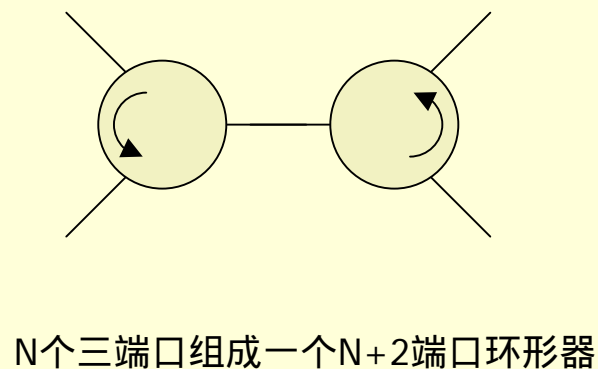
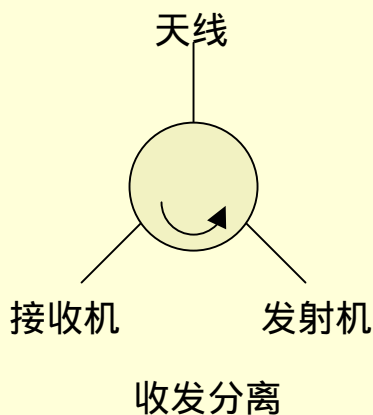
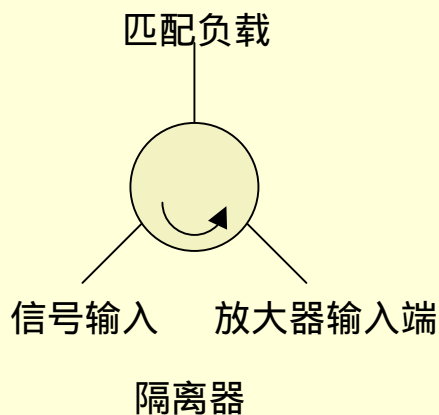
- 耦合度随要求而定
- 方向性越大越好
- 输入驻波比越接近1越好
- 工作频带视要求而定

环形器



$$[S] = e^{j\theta} \begin{bmatrix} & & & 1 \\ 1 & & & \\ & 1 & & \\ & & 1 & \end{bmatrix}$$

- 一个理想的环形器是具有三个或更多匹配端口的器件，其中，入射到任一端口的功率无损耗地被引导到特定方向上的下一个端口输出，而与其他端口无耦合

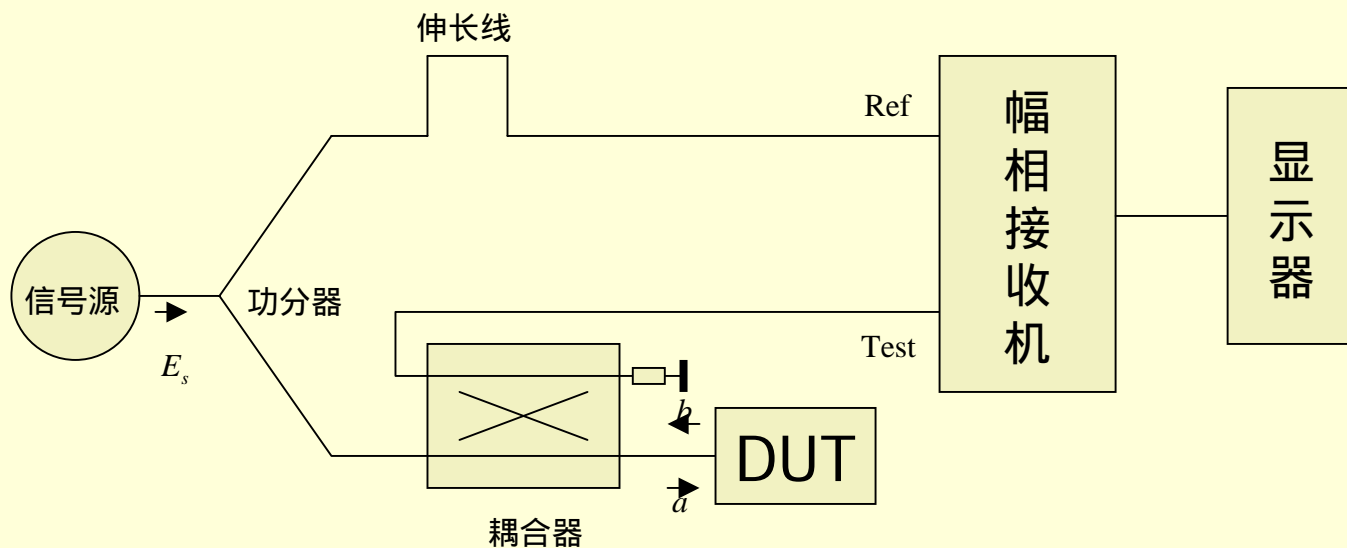




四、网络分析仪基本原理

- 无论任何电路网络，都可以用S参数来表示其特性
- 用来测量S参数的设备称为网络分析仪
 - 只测量幅度：标量网络分析仪
 - 幅度和相位都能测量：矢量网络分析仪

4.1 反射参数测量系统



$$R = c_1 E_s$$

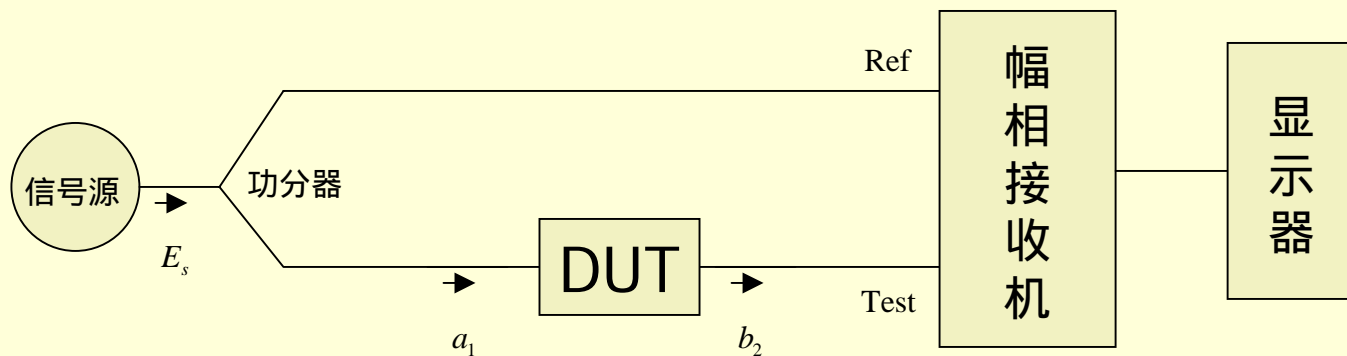
$$a = c_2 E_s$$

$$b = \Gamma_L a$$

$$T = c_3 b$$

$$\frac{T}{R} = \frac{c_3 c_2}{c_1} \Gamma_L$$

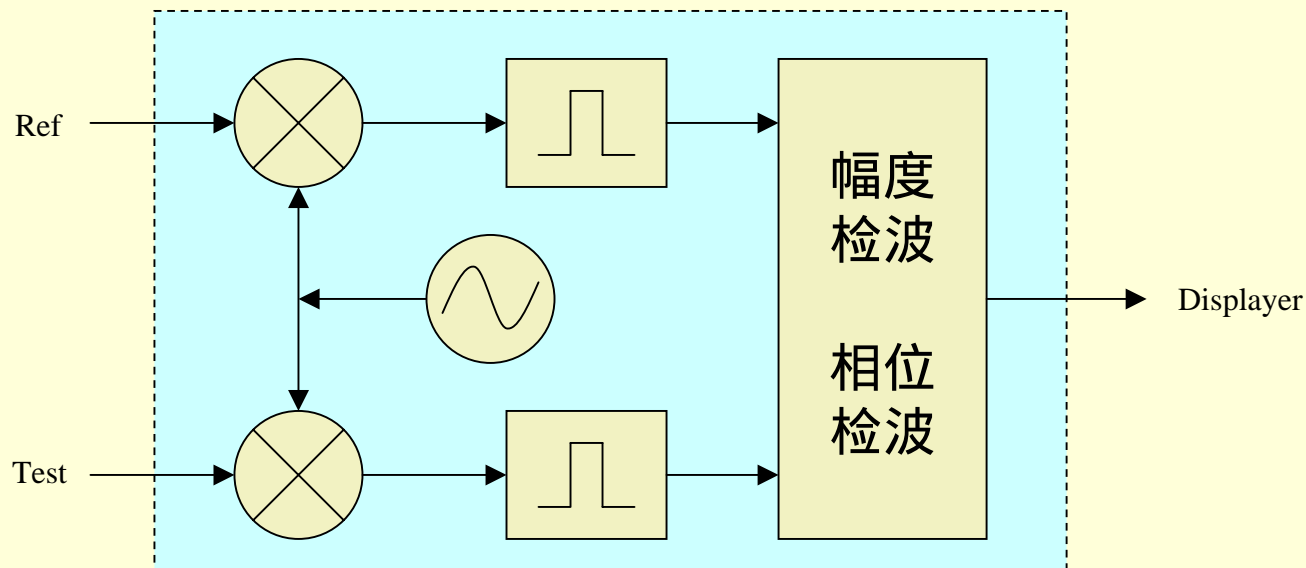
4.2 传输参数测量系统



$$R = c_1 E_s \quad a_1 = c_2 E_s \quad b_2 = s_{21} a_1 = T$$

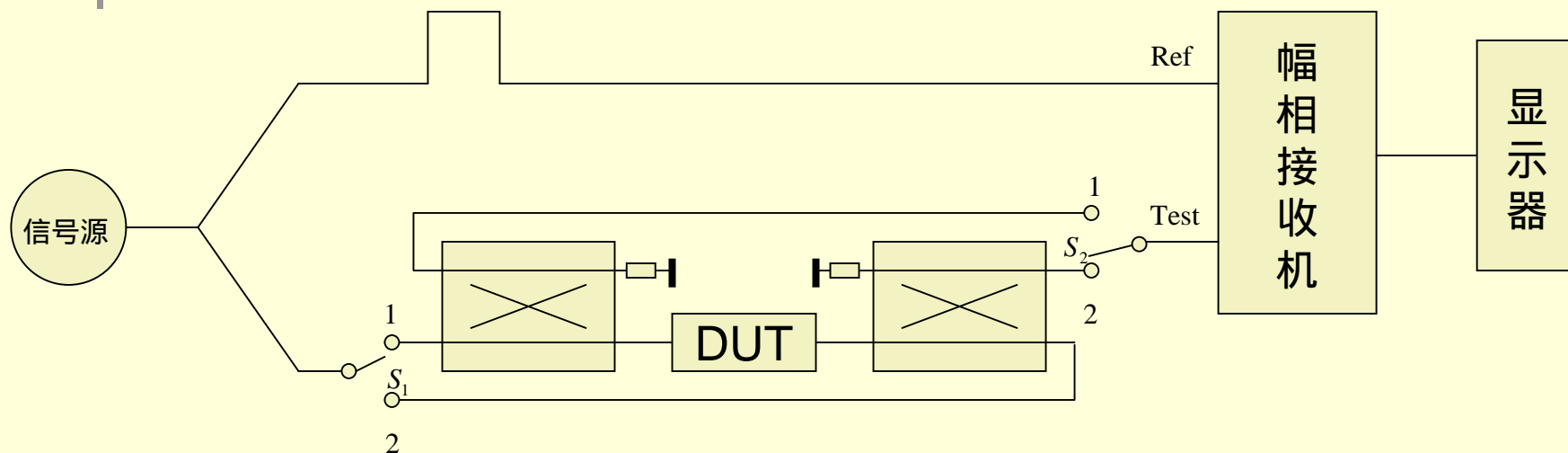
$$\frac{T}{R} = \frac{c_2}{c_1} s_{21}$$

4.3 幅相接收机



- 固定中频上进行幅度和相位检波
- 幅度测量中采用对数放大器，显示为dB数
- 相位之差变化范围 $-180^\circ \sim +180^\circ$
- 取比值：消除信源电平影响

4.4 双向反射与传输测量



S_1	S_2	$[S]$
1	1	S_{11}
1	2	S_{21}
2	1	S_{12}
2	2	S_{22}

4.5 测量误差与修正

■ 以反射参数测量为例

■ 方向性误差

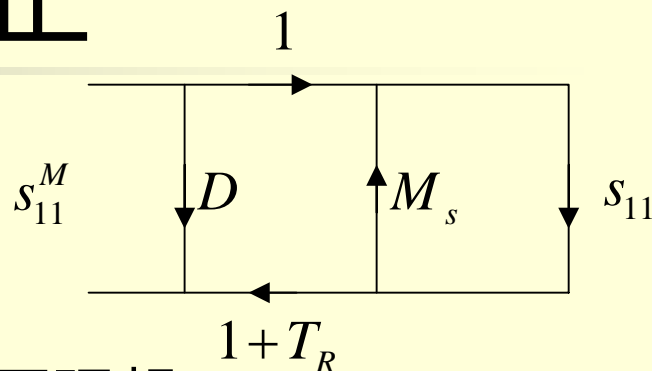
- 定向耦合器隔离口隔离度不理想
- 转接头部件失配

■ 频率响应误差

- 功分器、耦合器、接头、电缆的频率特性

■ 源失配误差

- 功分器和耦合器不理想



$$s_{11}^M = D + \frac{s_{11}(1+T_R)}{1-M_s s_{11}} \approx s_{11} + D + T_R s_{11} + M_s s_{11}^2$$

$$s_{11}^M = D + \frac{s_{11}(1 + T_R)}{1 - M_s s_{11}}$$

消除系统误差

$$s_{11} = \frac{s_{11}^M - D}{(1 + T_R) + (s_{11}^M - D)M_s}$$

- 用三个反射系数已知的标准件依次替代DUT进行测量，得到三个方程，求解获得三个误差项，即可消除系统误差

- 系统校准与误差修正

- 匹配负载

- 短路器

- 开路器

$$D = s_{11}^M(\text{match})$$

$$T_R = \frac{2AB - A - B}{A + B}$$

$$M_s = \frac{B - A}{B + A}$$

$$s_{11}^M(\text{match}) = D$$

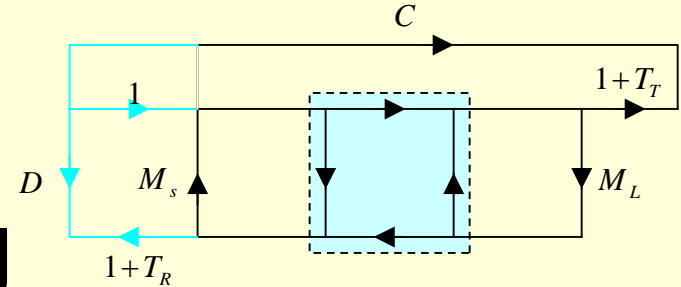
$$s_{11}^M(\text{short}) = D - \frac{1 + T_R}{1 + M_s}$$

$$s_{11}^M(\text{open}) = D + \frac{1 + T_R}{1 - M_s}$$

$$A = s_{11}^M(\text{match}) - s_{11}^M(\text{short})$$

$$B = s_{11}^M(\text{open}) - s_{11}^M(\text{match})$$

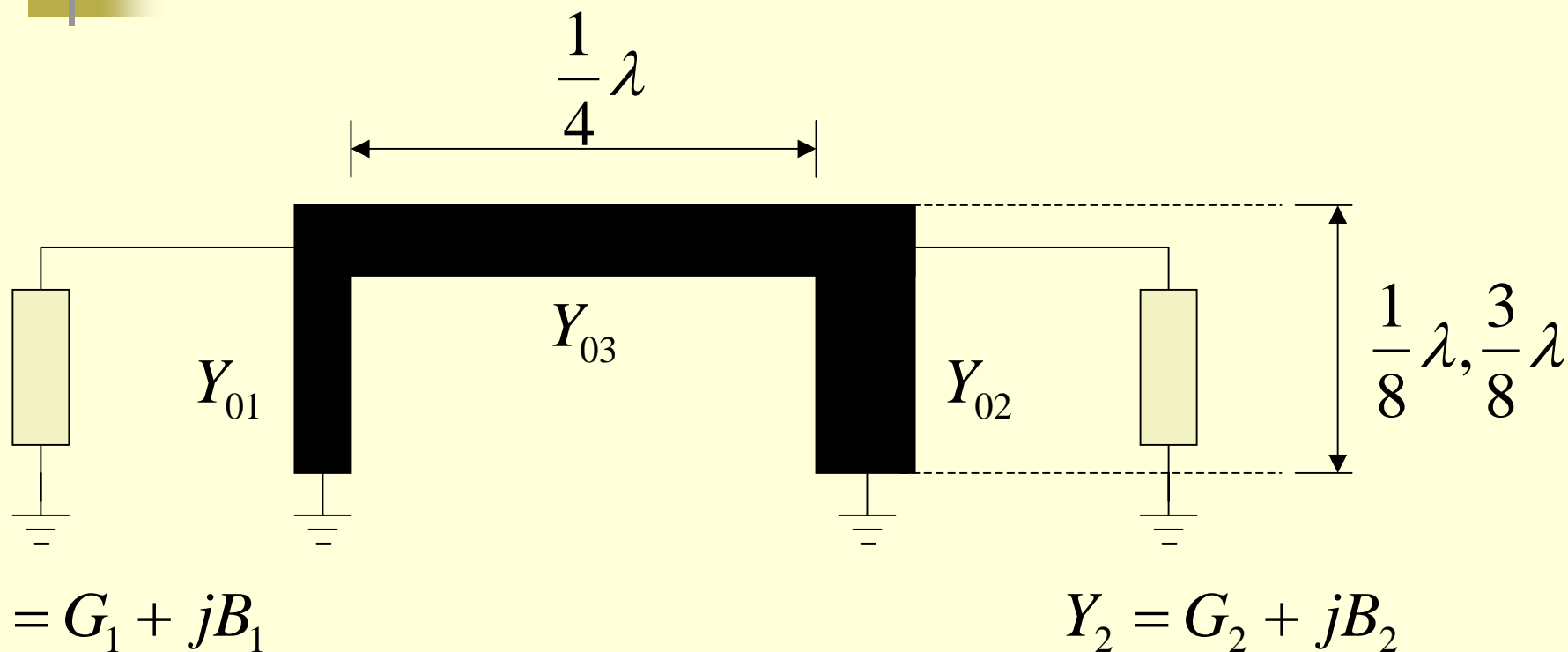
$$s_{21}^M = C + \frac{s_{21}(1+T_T)}{1 - M_s s_{11} - M_L s_{22} + M_L M_s (s_{11} s_{22} - s_{21} s_{12})}$$



双口网络误差模型

- 传输参数测量误差模型中有四个误差来源
 - 源失配误差、负载失配误差、泄漏误差、传输频率响应误差
 - 校准
 - 移开网络，端口分别接匹配负载，获得泄漏误差
 - 移开网络，两端口直通连接，测量反射系数和传输系数可获得负载失配误差和频率响应误差
 - 源失配误差同反射参数测量
- 源失配误差在反射参数测量中和传输参数测量中是一个，因此，对一个端口，有六个误差参数，对两个端口，有十二个误差参数
 - 十二误差模型
 - 校准需要测量12次，把12个误差参数求出来
 - 短路、偏离短路、开路、双匹配传输、直通反射、直通传输

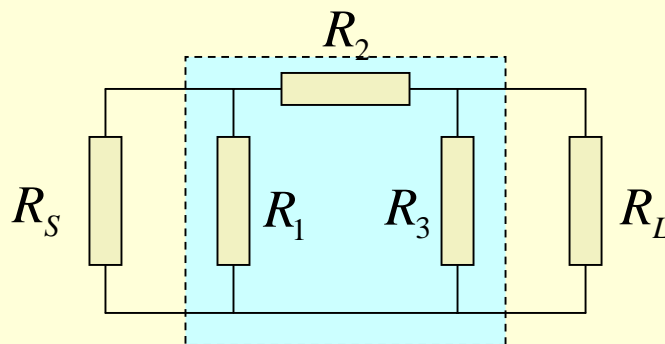
练习题1 传输线匹配电路



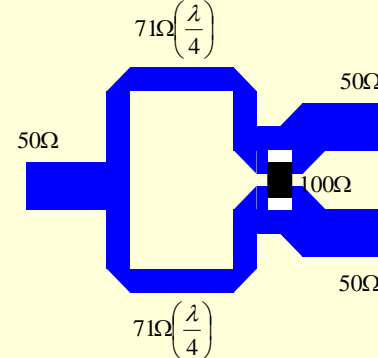
三段传输线的特征导纳应如何取值？

练习题2 匹配衰减器

- 请用一个 π 型电阻网络匹配两个电阻 $R_S=50\Omega$ 和 $R_L=75\Omega$ ，并同时具有 $\alpha=10\text{dB}$ 的功率衰减。列出三个电阻的阻值与 R_S 、 R_L 、和 α 的关系式，并求出具体阻值



练习题3 简单耦合器



- 某放大器非线性双音测试实验如图所示，假设信号源、放大器的阻抗均为50欧姆，请求出双音合成器电路中的电阻值大小，求1口和3口间的耦合度系数，以及1口和2口间的隔离度系数

