

# 第二章 电磁波的传播和传输

吴比翼

北京理工大学集成电路与电子学院  
射频技术与软件研究所

[biyi@bit.edu.cn](mailto:biyi@bit.edu.cn)



北京理工大学

Beijing Institute of Technology

# 第2章 电磁波的传播和传输

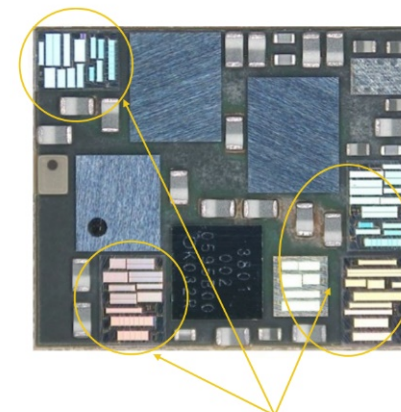
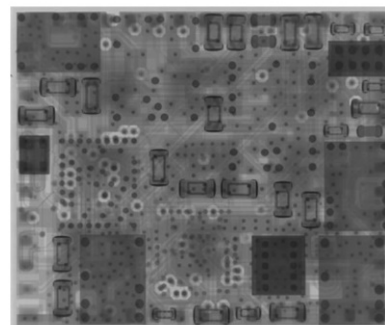
- 电磁波传播
- 波导中的传输
- 微波传输线的分析模型
- 微波网络的分析模型

# 手机中的射频系统

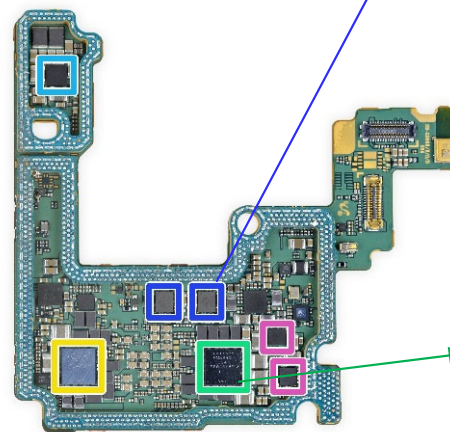
三星Galaxy S21为例



Qualcomm QFM4802 front-end module, SMD

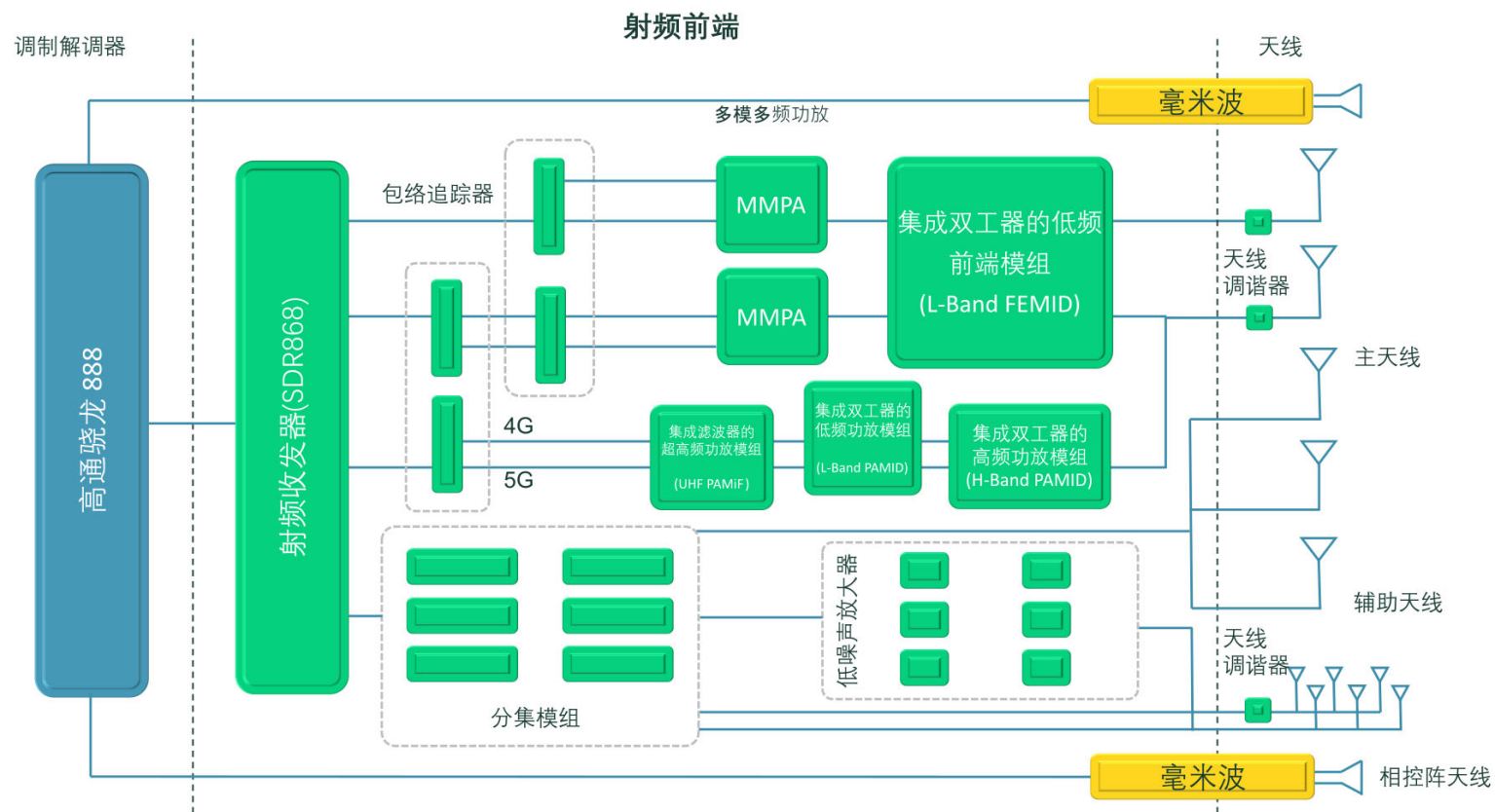


Micro-acoustic filters



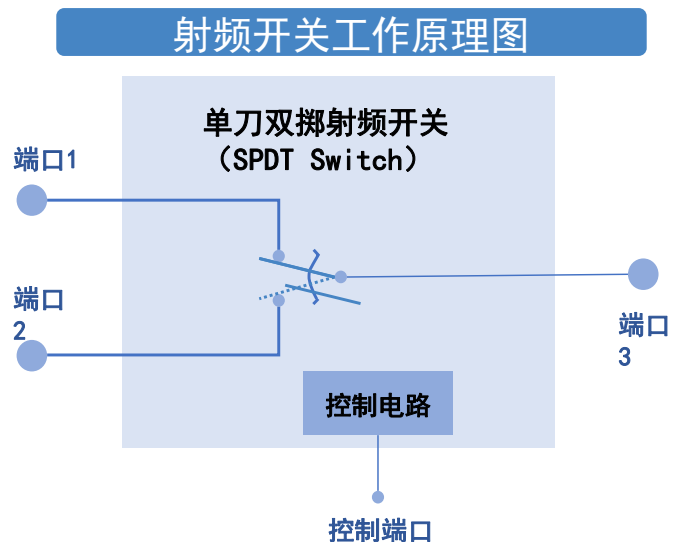
# 手机中的射频系统

三星Galaxy S21为例



## 射频开关：控制信号传输途径

- 射频开关的作用是将多路射频信号中的任一路或几路通过控制逻辑连通，以实现不同信号路径的切换，包括接收和发射的切换，不同频段间的切换等，以达到共用天线、节省终端产品成本的目的。



- 以单刀双掷射频开关为例，当控制端口加上正电压时，连接端口1与端口3的电路导通，同时连接端口2与端口3的电路断开；当控制端口加上零电压时，连接端口1与端口3的电路断开，同时连接端口2与端口3的电路导通；

### 主要性能参数

插入损耗 (Insertion Loss, IL)：开关输入端到输出端所损耗的信号功率比率

$$IL = \frac{P_{\text{source}}}{P_{\text{load}}}$$

隔离度 (Isolation, ISO)：关断路中信号源信号功率与泄露至关断路负载端的信号功率的比值

$$ISO = \frac{P_{\text{source}}}{P_{\text{leakage}}}$$

回波损耗 (Return Loss, RL)：衡量端口的匹配程度。回波损耗越小，信号能量的利用率越高。

功率容量：在额定条件下，射频开关能够承受的最大输入功率。

## 滤波器：筛选特定的信号

- 射频滤波器，又名“射频干扰滤波器”，主要功能是通过电容、电感、电阻等元器件的组合移除信号中不需要的频率分量，同时保留需要的频率分量，从而保障信号能在特定的频带上传输，消除频带间相互干扰。
- 目前手机中使用的主流滤波器主要有**声表面波滤波器**（Surface Acoustic Wave，**SAW**）和**体声波滤波器**（Bulk Acoustic Wave，**BAW**）。

### 滤波器的主要应用领域



- 主要性能参数

插入损耗 (IL)：信号通过滤波器产生的功耗

$$IL(dB) = 10 \lg \frac{P_{IN}}{P}$$

波纹系数：衡量信号通过滤波器的上下幅度的相对大小

$$BW^{3dB} = f_H - f_L$$

阻带抑制：对不在滤波器允许通过范围内的信号的抑制能力

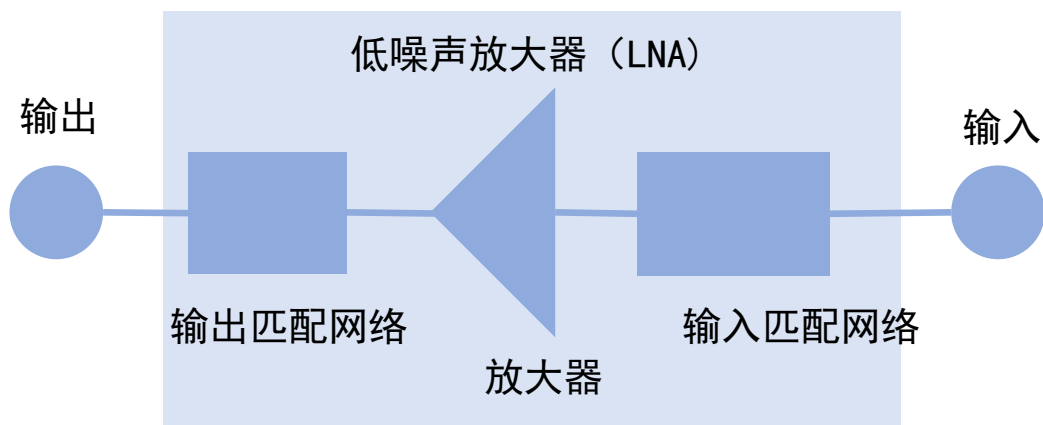
品质因数：衡量滤波器在工作过程中消耗能量相对值的参量

$$Q = \omega_c \frac{\text{平均储能}}{\text{功率损耗}} = \omega_c \frac{W_{\text{Stored}}}{P_{\text{Loss}}}$$

## 低噪声放大器：降噪放大，提高通信质量

- 射频低噪声放大器的功能是把天线接收到的微弱射频信号放大，尽量减少噪声的引入，在移动智能终端上实现信号更好，通话质量和数据传输流程更高的效果
- 射频低噪声放大器的工作原理为输入的射频信号被输入匹配网络转化为电压，经过放大器对电压进行放大。同时在放大中最大程度降低自身噪声的引入，最后经过输出匹配网络转化为放大后功率信号输出。

### 射频低噪声放大器工作原理



- 主要性能参数

噪声系数：输入信噪比与输出信噪比比值  $F = \frac{SNR_i}{SNR_o}$

S参数：表示LNA的增益 ( $S_{21}$ )，输入输出反射系数 ( $S_{11}, S_{22}$ )、反向隔离度 ( $S_{12}$ ) (二端口网络)

稳定性：偏置电路、匹配电路设计不当等原因使电路在工作频段内振荡，甚至损害器件，一般使用稳定性判别系数判断系统稳定性。

$$K_f = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} \quad |\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|$$

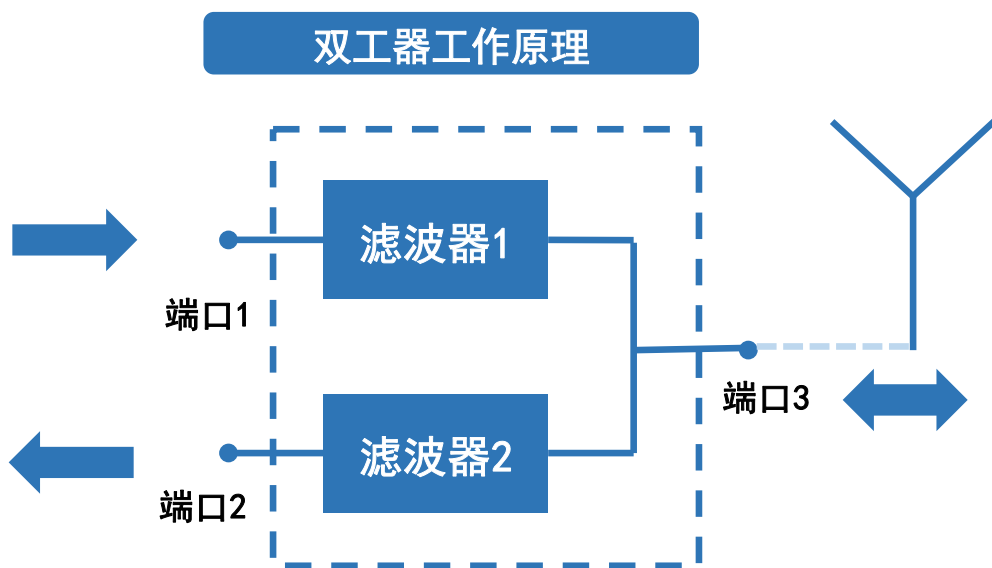
$K_f > 1, |\Delta| < 1$ ，满足无条件振荡。

工作频率：LNA在正常工作模式下所处的频率

带宽：放大器在频域内的工作范围  $BW = \frac{f_H - f_L}{f_c} \quad f_c = \frac{f_H + f_L}{2}$

## 双工器：隔离发射与接收信号

- 双工器的作用是将发射和接受讯号相隔离，保证接受和发射都能同时正常工作。它是由两组不同频率的带阻滤波器组成，避免本机发射信号传输到接收机。



- 主要性能参数

中心频率：双工器的两个通道分别对应的中心振荡频率位置

带宽：

绝对带宽：信号通道（发射通道，接收通道）的上截止频率和下截止频率的差值

相对带宽：绝对带宽与中心频率之比

插入损耗：衡量端口1到端口2的功率损失

S参数

插入损耗（S21）：衡量端口1到端口2的功率损失

回波损耗（S11）：衡量信号被反射回去的能量

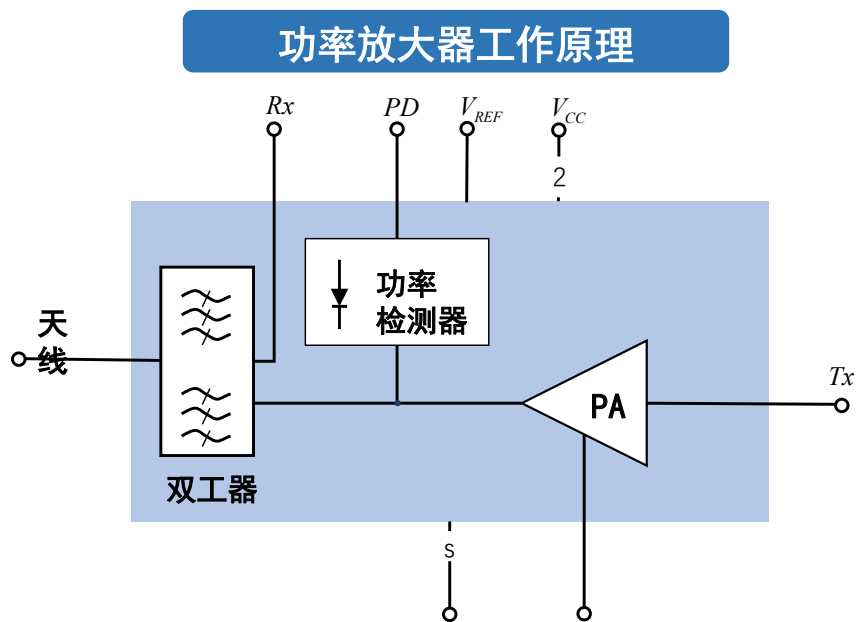
隔离度（S23）：量接收信号端口和发射信号端口间的能量传输。即隔离度越高，表示两端口间的能量传递越小。

矩形系数（Rectangle Coefficient），用来衡量通带选择性的指标，用滤波器的60dB带宽或40dB带宽与其3dB带宽的比值计算。当矩阵系数值越接近1则表示S<sub>21</sub>在变带下降的越快，该滤波器的选频特性越好



## 功率放大器：放大发射端射频信号

- 功率放大器是将发射端的小功率信号转换成大功率信号的装置，用于驱动特定负载的天线等。
- 功率放大器是无线通信设备射频前端最核心的组成成分，其性能直接决定了手机等无线终端的通讯距离，信号质量和待机时间。



### 主要性能参数

输出功率：工作频带内的基波功率

$$P_{out} = \frac{V_1^2}{R_L}$$

效率：衡量功率放大器的能量转化能力

功率附加效率： $P_{AE} = \frac{P_{out}(W) - P_{in}(W)}{P_{DC}(W)}$

增益：

功率增益：负载可获得功率/输入网络实际获得功率

可用增益：负载可获得功率/输入网络可获得功率

变换功率增益：负载实际获得功率/输入网络可获得功率

# 微波网络的分析模型

## ■ 不均匀性等效为网络

- ✓ 任何一个微波系统都是由微波传输线和微波元器件所组成。
- ✓ 微波元器件与传输线相连接处会引起波的反射以及产生高次模。因此，微波元器件的引入意味着在传输线中引入了不均匀性
- ✓ 我们常常将微波元器件等效为网络。这样，就可以利用传输线理论分析微波系统的特性

# 微波网络的分析模型

- 微波网络参量
  - 归一化参量
  - 微波网络的电路参量
  - 微波网络的波参量
  - 波导不连续性问题分析

# 归一化参量

## ■ 归一化参量

通过前述引入的归一化阻抗的概念：

$$\bar{Z} = \frac{Z}{Z_c} = \frac{U}{I Z_c} = \frac{U}{I \sqrt{Z_c}} = \frac{\bar{U}}{\bar{I}} \quad (2.4.1)$$

引入归一化的电压和电流：

$$\bar{U} = \frac{U}{\sqrt{Z_c}} \quad \bar{I} = I \sqrt{Z_c} \quad (2.4.2)$$

电压和电流关系：

$$U = U_i + U_r \quad I = \frac{1}{Z_c} (U_i - U_r) \quad (2.4.3)$$

# 归一化参量

■ 归一化参量  $U = U_i + U_r$      $I = \frac{1}{Z_c}(U_i - U_r)$

可重写为  $\bar{U} = \bar{U}_i + \bar{U}_r$      $\bar{I} = \bar{U}_i - \bar{U}_r$     (2.4.4)

$$\bar{U}_i = \bar{I}_i \quad \bar{U}_r = -\bar{I}_r \quad (2.4.5)$$

传输线上功率为  $P = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[UI^*] = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[\bar{U}\bar{I}^*]$     (2.4.6)

入射波功率为

$$P_i = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\left[\frac{U_i^2}{Z_c}\right] = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[\bar{U}_i \bar{I}_i^*] = \frac{1}{2} |\bar{U}_i|^2 \quad (2.4.7)$$

反射波功率为

$$P_r = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\left[\frac{U_r^2}{Z_c}\right] = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[\bar{U}_r \bar{I}_r^*] = \frac{1}{2} |\bar{U}_r|^2 \quad (2.4.8)$$

# 微波网络的电路参量

## ■ 微波网络的电路参量

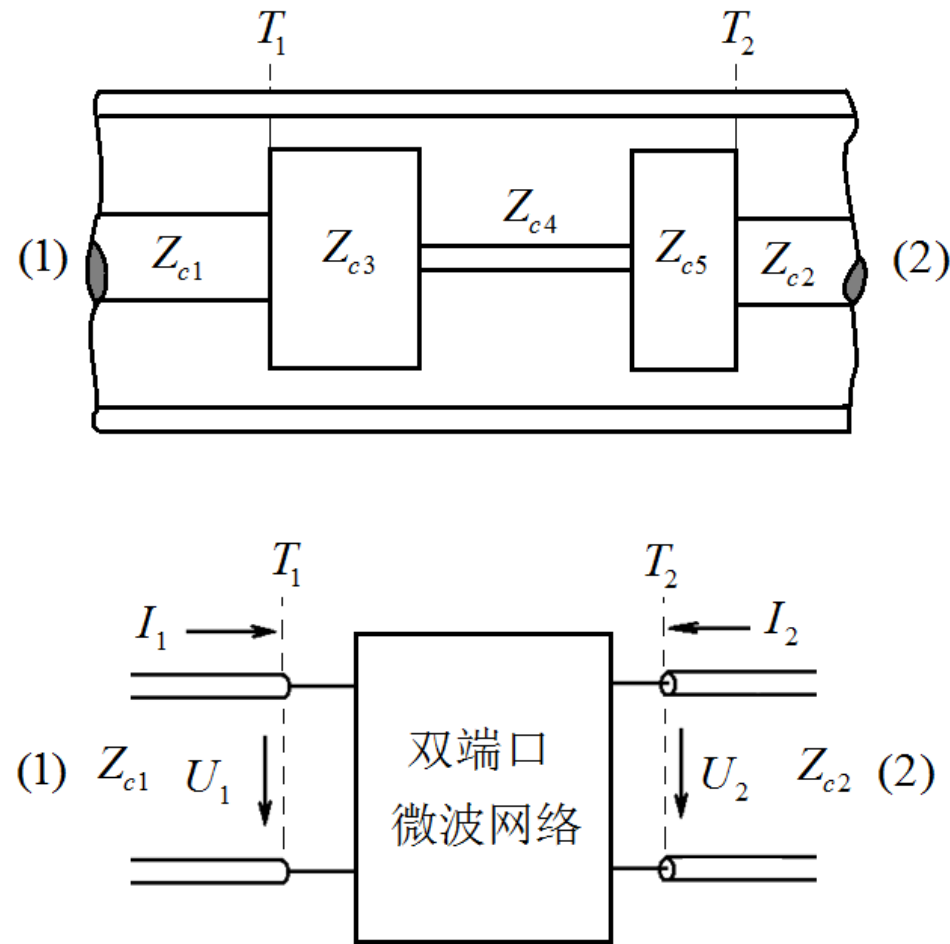


图2-28 同轴低通滤波器等效为一个双端口网络

# 微波网络的电路参量

## 如何理解“端口

场的观点：传输线的一个

等效电压与电流、模式

$$-\frac{1}{j\omega\mu} \nabla_t \times \nabla_t \times \mathbf{E}_t + \hat{\mathbf{z}} \times \frac{\partial \mathbf{H}_t}{\partial z}$$

$$\mathbf{E}_t(x, y, z) = U(z) \mathbf{e}_t(x, y)$$

$$\mathbf{H}_t(x, y, z) = I(z) \mathbf{h}_t(x, y)$$

$$\int_S (\mathbf{e}_t \times \mathbf{h}_t) \cdot \hat{\mathbf{z}} dS = 1$$

路的观点：信号端点+地

			
FME Plug (Male)	FME Jack (Female)	SMB Plug	
			
MC Card Plug (Male)	MCX Plug (Male)	MMCX	RP-MMCX
			
UHF Plug (Male)	Mini-UHF Plug (Male)	Mini-UHF Jack (Female)	
			
U.FL			

# 微波网络的电路参量

定义阻抗矩阵参量  $Z$

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad \longrightarrow \quad \mathbf{U} = \mathbf{Z}\mathbf{I}$$

端口2开路时:

$$Z_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \qquad Z_{21} = \left. \frac{U_2}{I_1} \right|_{I_2=0}$$

端口1开路时:

$$Z_{12} = \left. \frac{U_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \qquad Z_{22} = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{I_1=0}$$



# 微波网络的电路参量

同样可以定义导纳矩阵参量  $Y$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \quad \longrightarrow \quad \mathbf{I} = \mathbf{YU}$$

为了方便描述网络的级联，还可以定义转移矩阵参量  $A$

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & -A_{12} \\ A_{21} & -A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad \mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \mathbf{A}_2 \cdots \mathbf{A}_n$$

# 微波网络的波参量

## ■ 微波网络的电路参量

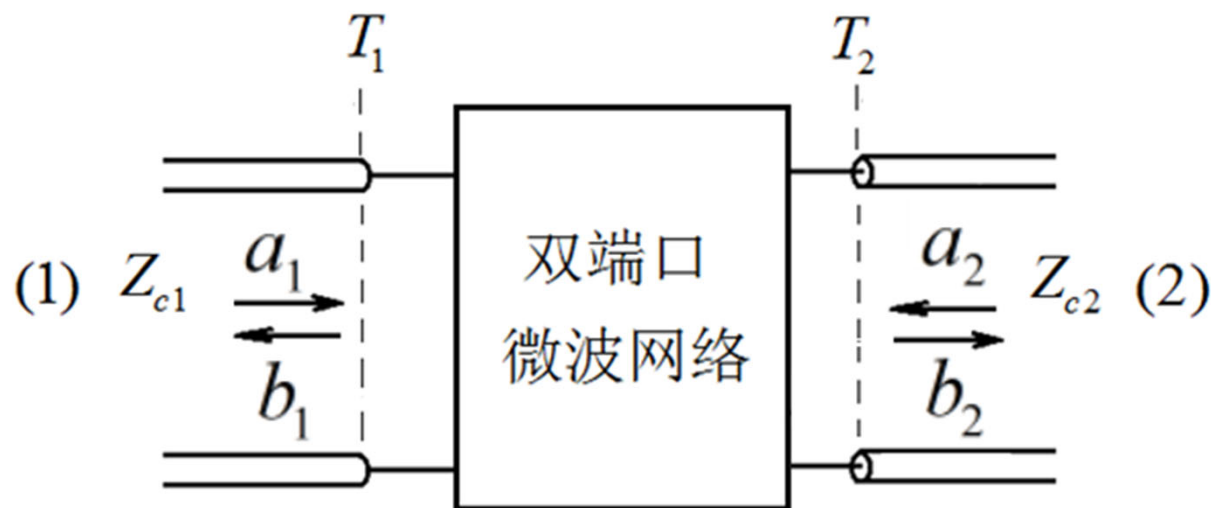


图2-29 双端口网络模型2

$\mathbf{a}$ 表示各端口归一化入射波组成的列矩阵;

$$a_1 = \bar{U}_1^i = \bar{I}_1^i$$

$\mathbf{b}$ 表示各端口归一化反射波组成的列矩阵;

$$b_1 = \bar{U}_1^r = -\bar{I}_1^r$$

# 微波网络的波参量

## ■ 微波网络的电路参量

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad \mathbf{b} = \mathbf{S}\mathbf{a}$$

↑  
散射矩阵

$$S_{mn} = \left. \frac{b_n}{a_m} \right|_{a_k=0(\text{对于}k \neq m)}$$

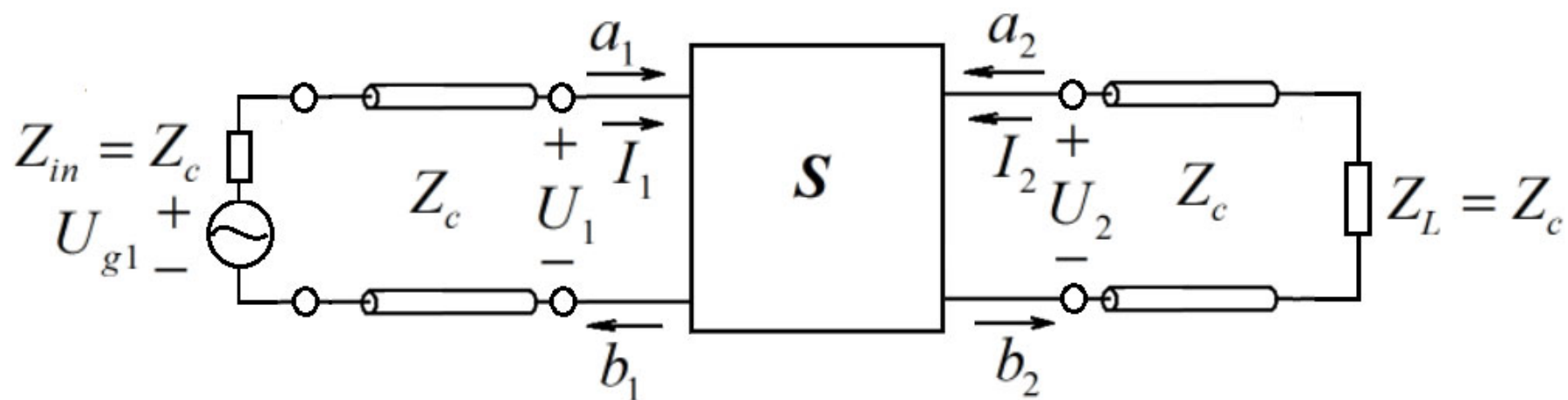
对于 $S_{ii}$ , 只有 $i$ 端口入射波, 其余端口均接匹配负载时, 第 $i$ 个端口的电压反射系数。

对于 $S_{ij}$ , 只有 $j$ 端口入射波, 其余端口均接匹配负载时, 第 $j$ 个端口到第 $i$ 个端口的电压传输系数。

# 微波网络的波参量

## ■ 微波网络的电路参量

下面以二端口网络为例，进一步说明**S**参量的物理意义



**S**参数测量的电路模型

对于端口1:

$$\frac{U_1}{\sqrt{Z_c}} = \bar{U}_1^i + \bar{U}_1^r = a_1 + b_1$$

$$\sqrt{Z_c} I_1 = \bar{I}_1^i + \bar{I}_1^r = a_1 - b_1$$



$$a_1 = \frac{1}{2} \left( \frac{U_1}{\sqrt{Z_c}} + \sqrt{Z_c} I_1 \right)$$

$$b_1 = \frac{1}{2} \left( \frac{U_1}{\sqrt{Z_c}} - \sqrt{Z_c} I_1 \right)$$

# 微波网络的波参量

因此可得：

$$a_n = \frac{1}{2} \left( \frac{U_n}{\sqrt{Z_c}} + \sqrt{Z_c} I_n \right) \quad b_n = \frac{1}{2} \left( \frac{U_n}{\sqrt{Z_c}} - \sqrt{Z_c} I_n \right)$$

$$S_{mn} = \left. \frac{b_n}{a_m} \right|_{a_k=0 \text{ (对于 } k \neq m)}$$

$$a_2 = 0 \Rightarrow \bar{U}_2^i = 0 \quad \text{输出端匹配} \quad b_2 = \bar{U}_2^r = \bar{U}_2$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{\bar{U}_1^r}{\bar{U}_1^i} \right|_{a_2=0} = \Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad \text{输入端口反射系数}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{\bar{U}_2^r}{\frac{1}{2} \left( \frac{U_1}{\sqrt{Z_c}} + \sqrt{Z_c} I_1 \right)} = \frac{2U_2^r}{(U_1 + Z_c I_1)} = \frac{2U_2^r}{U_{g1}}$$

信号源电压：  $U_{g1} = U_1 + Z_c I_1$

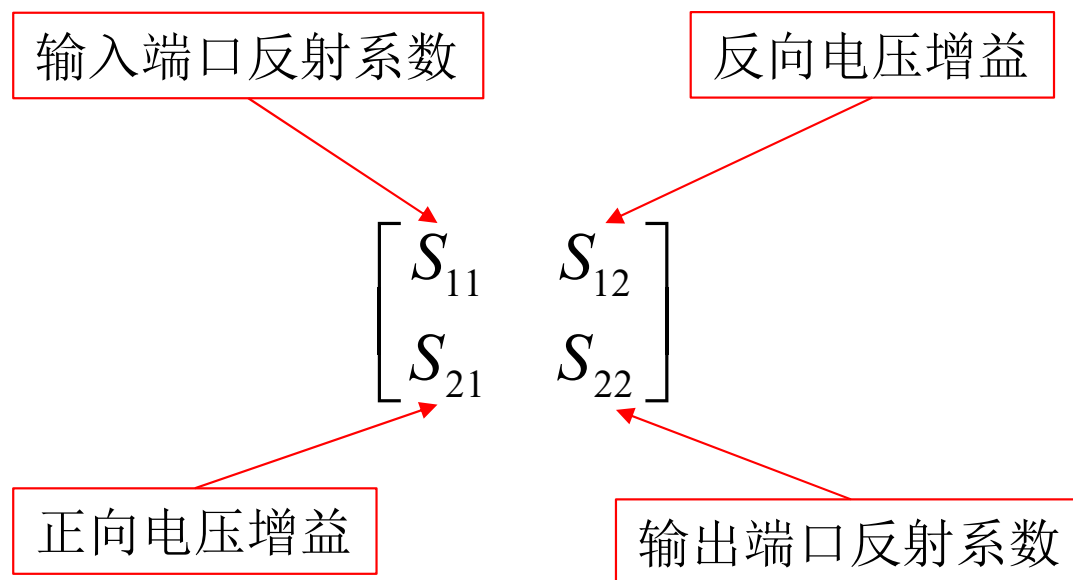
# 微波网络的波参量

$$S_{21} = \frac{2U_2}{U_{g1}}$$

该参数可以表示正向电压增益。

$$|S_{21}|^2$$

表示正向功率增益。



# 微波网络的波参量

双端口网络波的关系还可以表示为：

$$\begin{cases} a_1 = T_{11}b_2 + T_{12}a_2 \\ b_1 = T_{21}b_2 + T_{22}a_2 \end{cases} \quad \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}$$

↑  
传输矩阵

散射矩阵与传输矩阵之间的关系：

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases}$$
$$\Rightarrow \begin{cases} a_1 = \frac{1}{S_{21}}b_2 - \frac{S_{22}}{S_{21}}a_2 \\ b_1 = \frac{S_{11}}{S_{21}}b_2 + \left( S_{12} - \frac{S_{11}S_{22}}{S_{21}} \right) a_2 \end{cases} \Rightarrow \mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{1}{S_{21}} & -\frac{S_{22}}{S_{21}} \\ \frac{S_{11}}{S_{21}} & S_{12} - \frac{S_{11}S_{22}}{S_{21}} \end{bmatrix}$$

# 微波网络的波参量

## ■ 微波网络的电路参量

$$a = \frac{1}{2} \left( \frac{U}{\sqrt{Z_c}} + \sqrt{Z_c} I \right) \quad b = \frac{1}{2} \left( \frac{U}{\sqrt{Z_c}} - \sqrt{Z_c} I \right) \quad (2.4.17)$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (2.4.18a)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{U_2^r}{(U_1 + Z_c I_1)/2} \quad (2.4.18b)$$

$$S_{21} = \frac{2U_2^r}{U_{g1}} = \frac{2U_2}{U_{g1}} \quad (2.4.18c)$$

$$\begin{cases} a_1 = T_{11}b_2 + T_{12}a_2 \\ b_1 = T_{21}b_2 + T_{22}a_2 \end{cases} \quad (2.4.19a) \quad \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (2.4.19b)$$



# 微波网络的波参量

## ■ 微波网络的电路参量

利用

$$\begin{cases} a_1 = \frac{1}{S_{21}} b_2 - \frac{S_{22}}{S_{21}} a_2 \\ b_1 = \frac{S_{11}}{S_{21}} b_2 + \left( S_{12} - \frac{S_{11} S_{22}}{S_{21}} \right) a_2 \end{cases} \quad (2.4.20)$$

可得

$$\begin{cases} T_{11} = \frac{1}{S_{21}}, & T_{12} = -\frac{S_{22}}{S_{21}} \\ T_{21} = \frac{S_{11}}{S_{21}}, & T_{22} = S_{12} - \frac{S_{11} S_{22}}{S_{21}} \end{cases} \quad (2.4.21)$$

$$\mathbf{T} = \mathbf{T}_1 \mathbf{T}_2 \cdots \mathbf{T}_n \quad (2.4.22)$$

以端口等效电压电流为参量

**Z-阻抗矩阵** 
$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

**Y-导纳矩阵** 
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

**A-转移矩阵** 
$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & -A_{12} \\ A_{21} & -A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

电磁场强度、等效电压电路

以入射反射归一化等效电压为参量

**S-散射矩阵** 
$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

**T-传输矩阵** 
$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}$$

电磁能量、功率

## 例题2.14

跳过

例题2.14 如图2-31所示的3dB衰减器是由三个电阻 $R_1, R_2, R_3$ 组成的二端口T形网络，并与特征阻抗 $Z_c = 50\Omega$ 的传输线连接，求该网络的 $S$ 参数以及 $R_1, R_2, R_3$ 的数值。

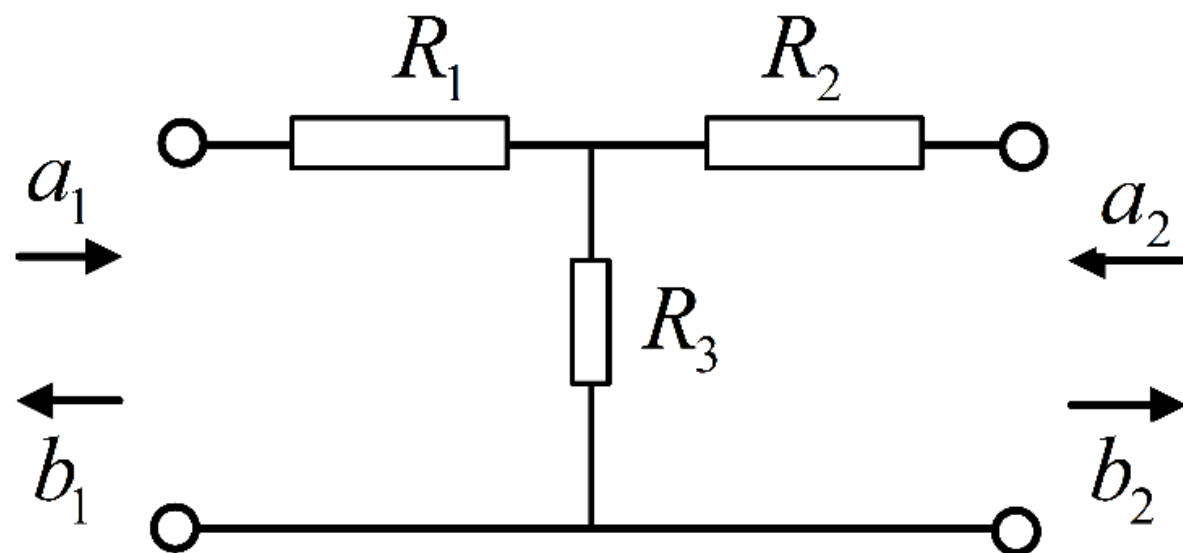


图2-31 T形网络 $S$ 参数计算

例题2.14 如图2-31所示的3dB衰减器是由三个电阻 $R_1, R_2, R_3$ 组成的二端口T形网络，并与特征阻抗 $Z_c = 50\Omega$ 的传输线连接，求该网络的 $S$ 参数以及 $R_1, R_2, R_3$ 的数值。

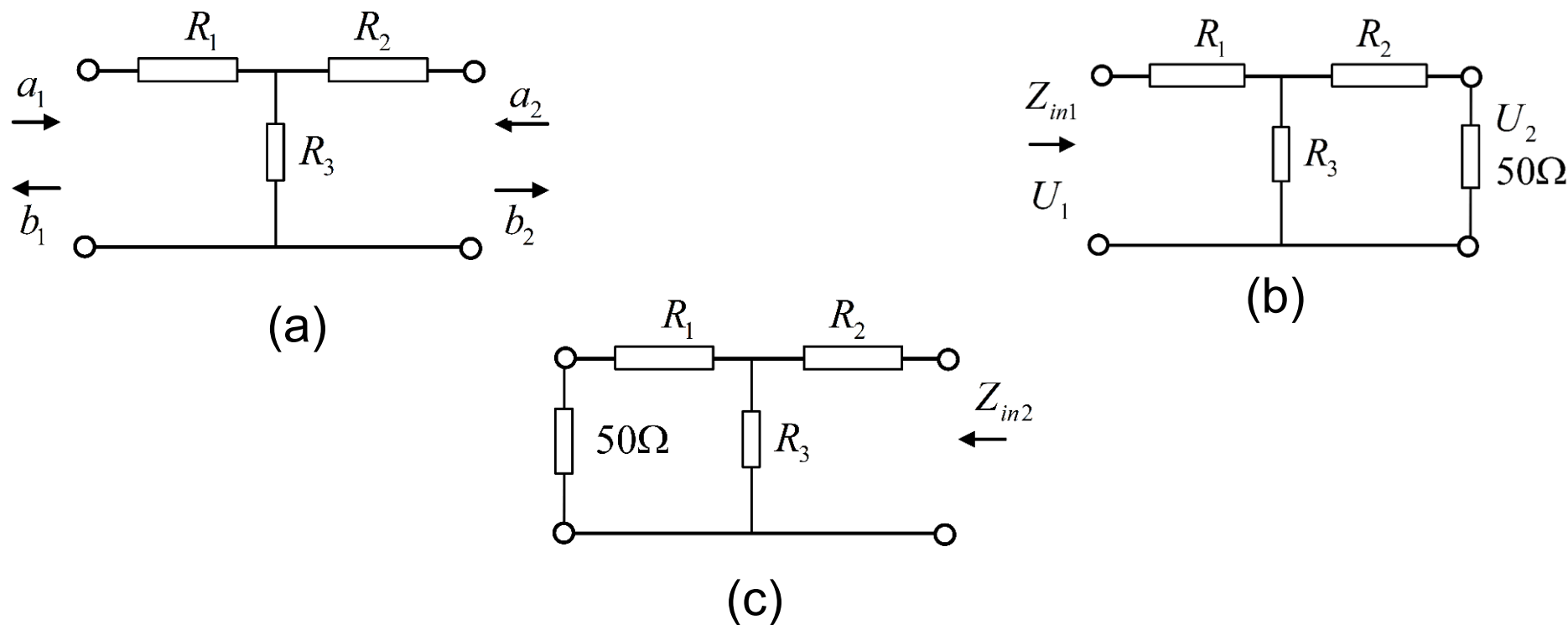


图2-31 T形网络 $S$ 参数计算

(a)T形网络; (b)端口2匹配; (c)端口1匹配

## 例题2.14

解:作为衰减器,它应当与传输线匹配,即端口1, 2的反射系数应为零,故而得到

$$S_{11} = S_{22} = 0 \quad (\text{e.2.14.1})$$

此时

$$b_1 = S_{12}a_2, \quad b_2 = S_{21}a_1 \quad (\text{e.2.14.2})$$

3dB衰减器要求输出功率为输入功率的一半,有

$$\frac{b_1}{a_2} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707 \quad (\text{e.2.14.3})$$

也就是说

$$S_{12} = S_{21} = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707 \quad (\text{e.2.14.4})$$

接下来确定 $R_1, R_2, R_3$ 。参看图2-31(b), 与输入端口连接的传输线

可用 $Z_c = 50\Omega$ 的负载等效

## 例题2.14

解(续):

因此从端口1看进去的输入阻抗  $Z_{in1}$  为

$$Z_{in1} = R_1 + \frac{R_3(R_2 + 50)}{R_3 + R_2 + 50} = 50(\Omega) \quad (\text{e.2.14.5})$$

同样参看图2-31 (c), 从端口2看进去的输入阻抗  $Z_{in2}$  为

$$Z_{in2} = R_2 + \frac{R_3(R_1 + 50)}{R_3 + R_1 + 50} = 50(\Omega) \quad (\text{e.2.14.6})$$

比较上二式, 可知

$$R_1 = R_2 \quad (\text{e.2.14.7})$$

即此网络是对称的, 这也正是  $S_{12} = S_{21}$  所要求的。

## 例题2.14

再次参考(b)，端口2的电压与端口1电压的关系是

$$U_2 = \frac{\frac{R_3 (R_1 + 50)}{R_3 + R_1 + 50}}{\frac{R_3 (R_1 + 50)}{R_3 + R_1 + 50} + R_1} \cdot \frac{50}{50 + R_1} U_1 \quad (\text{e.2.14.8})$$

因为该衰减器两个端口都与连接的传输线匹配，即  $S_{11} = S_{22} = 0$

故  $U_1^r = U_2^i = 0$  由此得到  $U_1 = U_1^i, U_2 = U_2^r$  (e.2.14.9)

即 
$$S_{21} = \frac{U_2^r}{U_1^i} = \frac{U_2}{U_1} \quad (\text{e.2.14.10})$$

$$R_1 = R_2 = \frac{\sqrt{2} - 1}{\sqrt{2} + 1} 50\Omega = 8.58\Omega \quad R_3 = 2\sqrt{2} \times 50\Omega = 141.4\Omega \quad (\text{e.2.14.11})$$

## 例题2.15

证明一个无损的二端口网络 $S$ 参数满足下面关系：

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1$$

注：无损网络意味着输入的功率等于输出功率。





# 微波网络的波参量

## ■ 波导不连续性问题分析

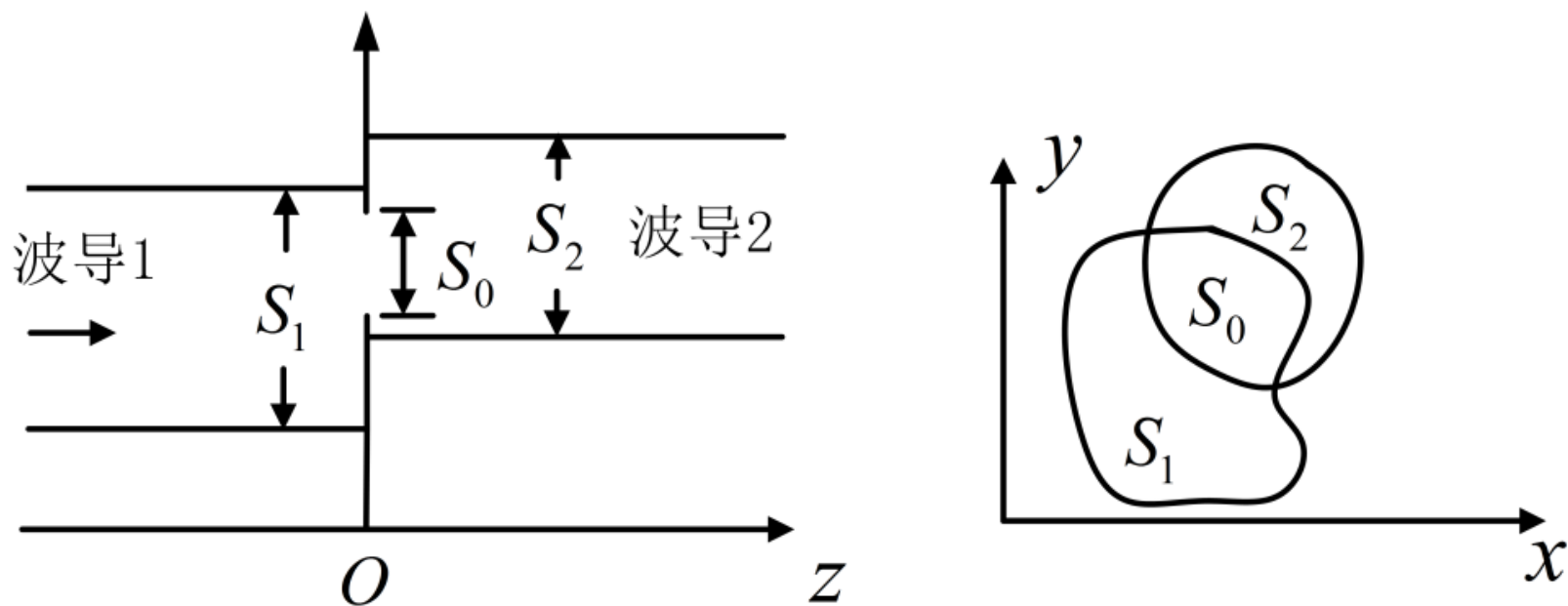


图2-32 两种横截面不同的无限长柱形波导的对接

# 微波网络的波参量

## ■ 波导不连续性问题分析

下面将用波导模式理论及微波网络理论确定膜片等效网络的散射矩阵

波导1内 ( $z < 0$ ) 的横向场可写为

$$\mathbf{E}_{t1}(\boldsymbol{\rho}, z) = \left( e^{-\gamma_{11}z} + R_1 e^{\gamma_{11}z} \right) \boldsymbol{\psi}_{11}(\boldsymbol{\rho}) + \sum_{n=2}^{\infty} A_n e^{\gamma_{1n}z} \boldsymbol{\psi}_{1n}(\boldsymbol{\rho}) \quad (2.4.23a)$$

$$\mathbf{H}_{t1}(\boldsymbol{\rho}, z) = Y_{11} \left( e^{-\gamma_{11}z} - R_1 e^{\gamma_{11}z} \right) \hat{\mathbf{z}} \times \boldsymbol{\psi}_{11}(\boldsymbol{\rho}) - \sum_{n=2}^{\infty} Y_{1n} A_n e^{\gamma_{1n}z} \hat{\mathbf{z}} \times \boldsymbol{\psi}_{1n}(\boldsymbol{\rho}) \quad (2.4.23b)$$

$$\int_{S_1} \boldsymbol{\psi}_{1m} \cdot \boldsymbol{\psi}_{1n} dS = \delta_{mn} \quad (2.4.24)$$

主波型反射系数 $R_1$ 和高阶波型 $A_n$ 的系数待定。

# 微波网络的波参量

## ■ 波导不连续性问题分析

同样，波导2内（ $z > 0$ ）的横向场可写为

$$\mathbf{E}_{t2}(\boldsymbol{\rho}, z) = \sum_{n=1}^{\infty} B_n e^{-\gamma_{2n} z} \boldsymbol{\psi}_{2n}(\boldsymbol{\rho}) \quad (2.4.25a)$$

$$\mathbf{H}_{t2}(\boldsymbol{\rho}, z) = \sum_{n=1}^{\infty} Y_{2n} B_n e^{-\gamma_{2n} z} \hat{\mathbf{z}} \times \boldsymbol{\psi}_{2n}(\boldsymbol{\rho}) \quad (2.4.25b)$$

$$\int_{S_2} \boldsymbol{\psi}_{2m} \cdot \boldsymbol{\psi}_{2n} dS = \delta_{mn} \quad (2.4.26)$$

系数  $B_n$  待定。

# 微波网络的波参量

## ■ 波导不连续性问题分析

将  $z = 0$  截面的横向场记为  $\mathbf{E}_0(\boldsymbol{\rho})$  和  $\mathbf{H}_0(\boldsymbol{\rho})$

由式 (2.4.23)、(2.4.25) 及场在  $z = 0$  平面的边界条件

$$\mathbf{E}_0(\boldsymbol{\rho}) = (1 + R_1)\boldsymbol{\psi}_{11}(\boldsymbol{\rho}) + \sum_{n=2}^{\infty} A_n e^{\gamma_{1n}z} \boldsymbol{\psi}_{1n}(\boldsymbol{\rho}) \quad (2.4.27a)$$

$$= \sum_{n=1}^{\infty} B_n e^{-\gamma_{2n}z} \boldsymbol{\psi}_{2n}(\boldsymbol{\rho}), \quad \boldsymbol{\rho} \in S_0$$

$$\mathbf{E}_0(\boldsymbol{\rho}) = 0, \quad \boldsymbol{\rho} \notin S_0 \quad (2.4.27b)$$

$$\mathbf{H}_0(\boldsymbol{\rho}) \times \hat{\mathbf{z}} = Y_{11}(1 - R_1)\boldsymbol{\psi}_{11}(\boldsymbol{\rho}) - \sum_{n=2}^{\infty} Y_{1n} A_n e^{\gamma_{1n}z} \boldsymbol{\psi}_{1n}(\boldsymbol{\rho}) \quad (2.4.28)$$

$$= \sum_{n=1}^{\infty} Y_{2n} B_n e^{-\gamma_{2n}z} \boldsymbol{\psi}_{2n}(\boldsymbol{\rho}), \quad \boldsymbol{\rho} \in S_0$$

# 微波网络的波参量

## ■ 波导不连续性问题分析

式(2.4.27a)乘以  $\psi_{1m}$ ，并在波导横截面上积分，再利用式(2.4.24)和(2.4.26)，可得

$$\begin{aligned} 1 + R_1 &= \int_{S_0} \mathbf{E}_0(\boldsymbol{\rho}) \cdot \boldsymbol{\psi}_{11}(\boldsymbol{\rho}) dS \\ A_n &= \int_{S_0} \mathbf{E}_0(\boldsymbol{\rho}) \cdot \boldsymbol{\psi}_{1n}(\boldsymbol{\rho}) dS, \quad n = 2, 3, \dots \\ B_n &= \int_{S_0} \mathbf{E}_0(\boldsymbol{\rho}) \cdot \boldsymbol{\psi}_{2n}(\boldsymbol{\rho}) dS, \quad n = 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (2.4.29)$$

# 微波网络的波参量

## ■ 波导不连续性问题分析

将式(2.4.29)代入式(2.4.28)，即得未知场 $\mathbf{E}_0(\boldsymbol{\rho})$ 的积分方程

$$Y_{11}\boldsymbol{\psi}_{11}(\boldsymbol{\rho})\left(2+\int_{S_0}\mathbf{E}_0(\boldsymbol{\rho})\cdot\boldsymbol{\psi}_{11}(\boldsymbol{\rho})dS\right) \quad (2.4.30)$$

$$= \sum_{n=2}^{\infty} Y_{1n}\boldsymbol{\psi}_{1n}(\boldsymbol{\rho})\int_{S_0}\mathbf{E}_0(\boldsymbol{\rho})\cdot\boldsymbol{\psi}_{1n}(\boldsymbol{\rho})dS + \sum_{n=1}^{\infty} Y_{2n}\boldsymbol{\psi}_{2n}(\boldsymbol{\rho})\int_{S_0}\mathbf{E}_0(\boldsymbol{\rho})\cdot\boldsymbol{\psi}_{2n}(\boldsymbol{\rho})dS$$

或  $Y_{11}\boldsymbol{\psi}_{11}(\boldsymbol{\rho})\left(2+\int_{S_0}\mathbf{E}_0(\boldsymbol{\rho})\cdot\boldsymbol{\psi}_{11}(\boldsymbol{\rho})dS\right) \quad (2.4.31a)$

$$= \int_{S_0}\mathbf{G}_e(\boldsymbol{\rho},\boldsymbol{\rho}')\cdot\mathbf{E}_0(\boldsymbol{\rho}')dS', \quad \boldsymbol{\rho}\in S_0$$

这里  $\mathbf{G}_e(\boldsymbol{\rho},\boldsymbol{\rho}') = \sum_{n=2}^{\infty} Y_{1n}\boldsymbol{\psi}_{1n}(\boldsymbol{\rho})\boldsymbol{\psi}_{1n}(\boldsymbol{\rho}') + \sum_{n=1}^{\infty} Y_{2n}\boldsymbol{\psi}_{2n}(\boldsymbol{\rho})\boldsymbol{\psi}_{2n}(\boldsymbol{\rho}') \quad (2.4.31b)$

为二维并矢函数，且有  $\mathbf{G}_e(\boldsymbol{\rho},\boldsymbol{\rho}') = \mathbf{G}_e^T(\boldsymbol{\rho}',\boldsymbol{\rho})$



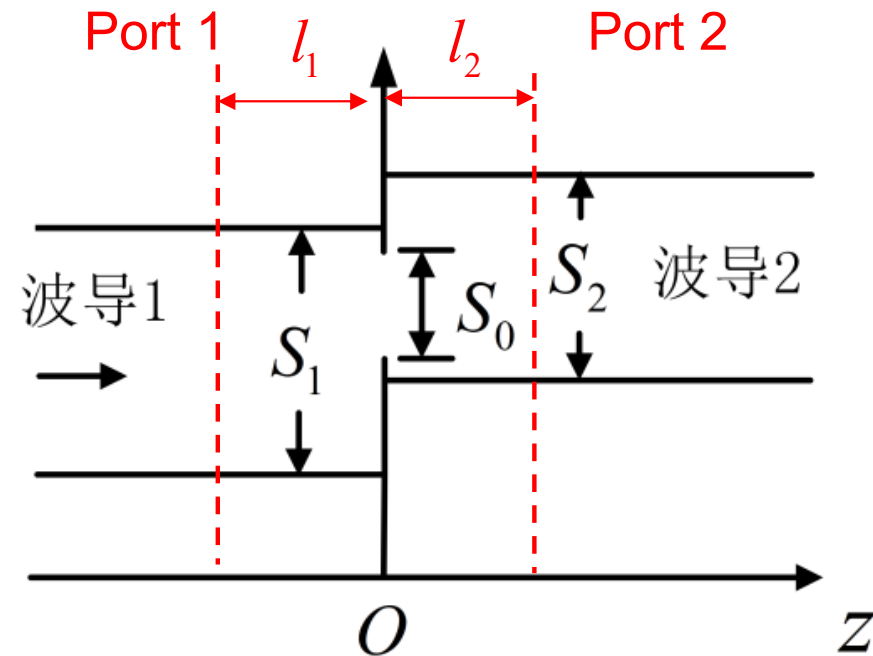
## ■ 波导不连续性问题分析: Quiz

$E_0(\rho)$  可以数值求解获得, 若将波段不连续部分定义为一个二端口网络, 那么它的S矩阵如何计算?

若不连续处的S参数矩阵为

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

请写出在红色横截面处波导1、2基次模的S参数矩阵



# 微波网络的波参量





