

## 《微波技术》复习提纲

### ➤ 绪论

#### 1、什么是微波？微波有哪些特点？

分米波、厘米波、毫米波和亚毫米波通称为“微波”，即电磁波谱中的 $300\text{MHz}\sim 3.0\text{THz}$ 的电磁波段通称为“微波波段”。

特点：

似光性、波动性、频率高、可以穿透电离层、有趋肤效应、抗干扰能力强、时延特性明显。

#### 2、什么是长线？什么是短线？

长线：传输线的几何长度与传导的电磁波波长比大于1，即 $d > \lambda$ 。

短线：传输线的几何长度与传导的电磁波波长比小于1，即 $d < \lambda$ 。

其中， $d$ 为传输线的几何长度， $\lambda$ 为传导的电磁波波长。

#### 3、什么集总参数和分布参数？

满足 $d \ll \lambda$ 条件的电路称为**集总参数电路**，如低频电路。

满足 $d \gg \lambda$ 条件的电路称为**分布参数电路**，如微波电路。

其中， $d$ 为传输线的几何长度， $\lambda$ 为传导的电磁波波长。

### ➤ 第1章 均匀双线传输线的基本理论

#### 1、什么叫色散？在①双线传输线、②同轴传输线、③金属波导、④微带线、⑤介质波导和⑥光纤中哪些是色散传输线？哪些是非色散传输线？

**非色散传输线**：当传输线上传输宽频带信号时，各频率分量的“波”将以相同的速度 $v_p$ 在同一瞬间传输到线的终端（相速 $v_p$ 与频率 $f$ 无关），其合成输出信号不会产生所谓“色散失真”。

这类均匀传输线一般都是**传输纯 TEM 波**。

如：①无损双线传输线、②同轴传输线等是非色散传输线。

**色散传输线**：当传输线上传输宽频带信号时，各频率分量的“波”将以不相同的速度 $v_p$ 在不同瞬间传输到线的终端（相速 $v_p$ 与频率 $f$ 有关），其合成输出信号将会产生所谓“色散失真”。

这类均匀传输线一般都是**传输非纯 TEM 波**（ $\text{TE}_{mn}$ 、 $\text{TM}_{mn}$ 、 $\text{EH}_{mn}$  和  $\text{HE}_{mn}$  等波型）。

如：①有损耗双线传输线、③金属波导、④微带线、⑤介质波导和⑥光纤等是色散传输线。

同轴传输线	矩形波导	圆形波导	带状线	微带线
TEM 模	$\text{TE}_{10}$ 模	$\text{TE}_{11}$ 模	TEM 模	准 TEM 模

#### 2、什么是传输线的特性阻抗 $Z_0$ ？

$$Z_0 = \frac{U^+(z)}{I^+(z)} = \sqrt{\frac{L}{C}} (\Omega)$$

式中， $L$ 和 $C$ 是传输线单位长度上的分布电感和分布电容。

物理意义：当传输线上反射波为零时，传输线对入射波呈现的阻抗。

当传输线终端所接的负载 $Z_l = Z_0$ 时传输线上就没有反射波，通常将这种状况称之为“**阻抗匹配**”。

如果信号源的内阻抗 $Z_g$ 与其负载阻抗 $Z_{in}$ 互为共轭（复数）阻抗时，信号源可以获得最大的功率输出；这种阻抗搭配关系称为“**共轭阻抗匹配**”。

### 3、双线传输线—维波动方程的通解其物理意义

$$U(z) = A_1 e^{j\beta z} + A_2 e^{-j\beta z} = U^+(z) + U^-(z)$$

式中：

$$\beta = \omega \sqrt{LC} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$\beta$ 称为“相移常数”，其物理意义是“波”在传播 $z$ 方向上的单位长度上的“相移”（或相位变化）。

**物理意义：**

第一项 $U^+(z) = A_1 e^{j\beta z}$ 是沿传输线“ $-z$ ”方向传播的电压“入射波”，

第二项 $U^-(z) = A_2 e^{-j\beta z}$ 是沿传输线“ $+z$ ”方向传播的电压“反射波”，

而 $U(z)$ 则是“入射波”和“反射波”的合成波。

### 4、什么是传输线的输入阻抗？怎样计算？它沿传输线是怎样分布的？

传输线某点 $z$ 处的输入阻抗 $Z_{in}(z)$ 是指从该 $z$ 点（相当于输入端）向传输线“终端”（即负载端）看过去的阻抗，其值为该 $z$ 点的电压 $U(z)$ 和电流 $I(z)$ 之比，即

$$Z_{in}(z) = \frac{U(z)}{I(z)} = Z_0 \frac{Z_l + jZ_0 \tan \beta z}{Z_0 + jZ_l \tan \beta z}$$

式中， $Z_0$ 是传输线的特性阻抗， $Z_l$ 是传输线的终端负载阻抗。

分布规律：每隔 $\frac{\lambda}{2}$ 重复一次、每隔 $\frac{\lambda}{4}$ 变换一次。

特殊的： $z = \frac{\lambda}{4}$ 时， $Z_{in}\left(\frac{\lambda}{4}\right) = Z_0 \frac{Z_l + jZ_0 \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4}\right)}{Z_0 + jZ_l \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4}\right)} = \frac{Z_0^2}{Z_l}$ ；

$z = \frac{\lambda}{2}$ 时， $Z_{in}\left(\frac{\lambda}{2}\right) = Z_0 \frac{Z_l + jZ_0 \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{2}\right)}{Z_0 + jZ_l \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{2}\right)} = Z_l$ （每隔 $\frac{\lambda}{2}$ 重复一次）。

短路线： $Z_l = 0$ ， $Z_{in}(z) = Z_0 \frac{Z_l + jZ_0 \tan \beta z}{Z_0 + jZ_l \tan \beta z} = Z_0 \frac{jZ_0 \tan \beta z}{Z_0} = jZ_0 \tan \beta z$

开路线： $Z_l = \infty$ ， $Z_{in}(z) = Z_0 \frac{Z_l + jZ_0 \tan \beta z}{Z_0 + jZ_l \tan \beta z} = Z_0 \frac{Z_l}{jZ_l \tan \beta z} = -jZ_0 \cot \beta z$

### 5、什么是传输线上的反射系数？以及计算

传输线上的反射系数定义为

$$\Gamma(z) = \frac{\text{线上某 } z \text{ 点处反射波电压或反射波电流}}{\text{线上某 } z \text{ 点处入射波电压或入射波电流}}$$

电压反射系数为

$$\Gamma_u(z) = \frac{U^-(z)}{U^+(z)}$$

电流反射系数为

$$\Gamma_i(z) = \frac{I^-(z)}{I^+(z)}$$

式中： $U^+(z)$ 和 $U^-(z)$ 、 $I^+(z)$ 和 $I^-(z)$ ，分别表示传输线上任意 $z$ 点处的电压入射波和电压反射波、电流入射波和电流反射波。

均匀无损耗线上任意一点 $z$ 处的反射系数为  $\Gamma(z) = |\Gamma_l| e^{j(\phi_l - 2\beta z)} = \frac{Z_{in}(z) - Z_0}{Z_{in}(z) + Z_0}$

上式可化为

$$Z_{in}(z) = Z_0 \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)}$$

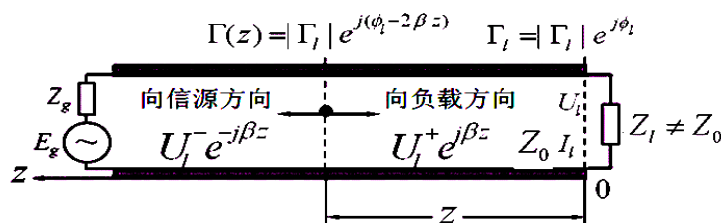
式中： $\phi_l$ 为终端负载的角度 $Z_l$ 处的角度；

$\Gamma_l = \Gamma(0)$ 为传输线终端负载 $Z_l$ 处的反射系数，它的表达式为 $\Gamma_l = |\Gamma_l| e^{j\phi_l} = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0}$ 。

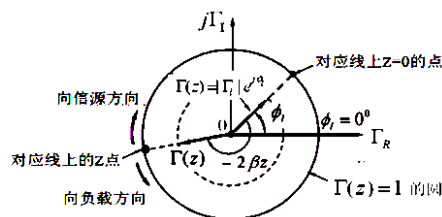
反射系数的旋转方向有以下两种：

“向信源方向”：随变量 $z$ 增加而使相位角“ $-2\beta z$ ”增加，形成“顺时针方向旋转”；

“向负载方向”：随变量 $z$ 减小而使相位角“ $-2\beta z$ ”减小，形成“逆时针方向旋转”。



传输线上的反射系数



反射系数圆

## 6、什么是传输线上的驻波比？以及计算

驻波比 $\rho$ 的定义：传输线上两个相邻“波腹电压”和“波节电压”之比。

$$\rho = \frac{|U(z)|_{\max}}{|U(z)|_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma_l|}{1 - |\Gamma_l|}$$

当 $\rho = 1$ 时，表示传输线上仅传输行波而无驻波，此时 $\Gamma_l = 0$ ，传输线是一种理想的匹配状态；

当 $\rho \rightarrow \infty$ 时，表示传输线上仅传输驻波而无行波，此时 $|\Gamma_l| = 1$ ，传输线是一种完全失配状态。

## 7、有几种工作状态？对应产生的条件？终端反射系数？输入阻抗变化特点？

### (1) 行波状态

当 $Z_L = Z_0$ 时， $\Gamma_l = 0$ ，即传输线终端接匹配负载的情况。

传输线上任意点的输入阻抗均等于特性阻抗，即 $Z_{in}(z) = Z_0$ 。

### (2) 驻波状态

① 当 $Z_L = 0$ 时， $\Gamma_l = -1$ ，即传输线终端负载短路的情况；

传输线上任意点的输入阻抗： $Z_{in}(z) = jZ_0 \tan \beta z$

$Z_{in}(z)$ 分布按照 $\tan \beta z$ 函数规律变化：

在短路传输线终端 $z = 0$ 处 $Z_{in}(z) = 0$ ，它等效一个“串联谐振电路”；

在 $0 < z < \frac{\lambda}{4}$ 区间内 $Z_{in}(z) = +jX_{in}$ ，它等效于一个“电感”；

在 $z = \frac{\lambda}{4}$ 处 $Z_{in}(z) \rightarrow \infty$ ，它等效一个“并联谐振电路”；

在 $\frac{\lambda}{4} < z < \frac{\lambda}{2}$ 区间内 $Z_{in}(z) = -jX_{in}$ ，它等效于一个“电容”，

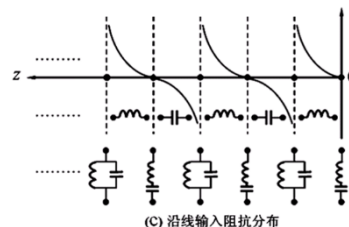
在 $z = \frac{\lambda}{2}$ 处 $Z_{in}(z) = 0$ ，它等效一个“串联谐振电路”。

此后，上述输入阻抗性质将沿线每隔 $\frac{\lambda}{2}$ 重复一次、每隔 $\frac{\lambda}{4}$ 变换一次。

② 当 $Z_L \rightarrow \infty$ 时， $\Gamma_l = +1$ ，即传输线终端负载开路的情况；

传输线上任意点的输入阻抗： $Z_{in}(z) = \frac{Z_0}{j \tan \beta z} = -jZ_0 \cot \beta z$

$Z_{in}(z)$ 分布按照 $\cot \beta z$ 函数规律变化：



(C) 沿传输线输入阻抗分布

在短路传输线终端  $z = 0$  处  $Z_{in}(z) \rightarrow \infty$ , 它等效一个“并联谐振电路”;

在  $0 < z < \frac{\lambda}{4}$  区间内  $Z_{in}(z) = -jX_{in}$ , 它等效于一个“电容”,

在  $z = \frac{\lambda}{4}$  处  $Z_{in}(z) = 0$ , 它等效一个“串联谐振电路”;

在  $\frac{\lambda}{4} < z < \frac{\lambda}{2}$  区间内  $Z_{in}(z) = +jX_{in}$ , 它等效于一个“电感”;

在  $z = \frac{\lambda}{2}$  处  $Z_{in}(z) \rightarrow \infty$ , 它等效一个“并联谐振电路”;

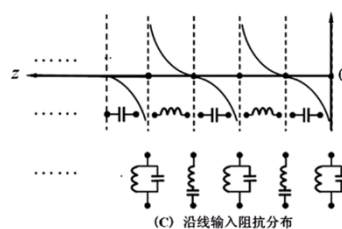
此后, 上述输入阻抗性质将沿线每隔  $\frac{\lambda}{2}$  重复一次、每隔  $\frac{\lambda}{4}$  变换一次。

③ 当  $Z_L = \pm jX_L$  时,  $|\Gamma_L| = 1$ , 即传输线终端短接纯电抗负载的情况。

当传输线终端接电感负载时:  $Z_{in}(z) = jZ_0 \tan \beta(z + L_S)$ , 其中  $L_S = \frac{\lambda}{2\pi} \arctan\left(\frac{X_L}{Z_0}\right)$

当传输线终端接电容负载时:  $Z_{in}(z) = -jZ_0 \cot \beta(z + L_0)$ , 其中  $L_0 = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arccot}\left(\frac{X_L}{Z_0}\right)$

$Z_{in}(z)$  分布规律: 沿线各点输入阻抗或为“感抗”、或为“容抗”、或为“并联谐振电路”或“串联谐振电路”, 它们均每隔  $\frac{\lambda}{2}$  重复一次、每隔  $\frac{\lambda}{4}$  变换一次。



### (3) 行驻波状态

当  $Z_L = R_L \pm jX_L$  时,  $|\Gamma_L| < 1$ , 即传输线终端接复阻抗负载的情况。

## 8、行驻波时波腹点、波节点位置如何求? 对应的输入阻抗为?

右图所示是传输线终端接常见负载阻抗  $Z_L = R_L \pm jX_L$  时的沿线输入阻抗分布曲线;

离开负载终端 ( $z = 0$  处)  $z_{max1}$  的距离, 将出现第一个电压波腹点和电流波节点、以后每隔  $\frac{\lambda}{2}$  重复一次。沿线电压波腹点和电流波节点处的输入阻抗为  $R_{max}(z) = Z_0 \frac{1+|\Gamma_L|}{1-|\Gamma_L|} = \rho Z_0 > Z_0$ , 为一个纯电阻;

离开负载终端 ( $z = 0$  处)  $z_{min1} = z_{max1} + \frac{\lambda}{4}$  的距离, 将出现第一个电流波腹点和电压波节点, 之后每隔  $\frac{\lambda}{2}$  重复一次。沿线电流波腹点和电压波节点处的输入阻抗为  $R_{min}(z) = Z_0 \frac{1-|\Gamma_L|}{1+|\Gamma_L|} = \frac{Z_0}{\rho} < Z_0$ , 为一个纯电阻;

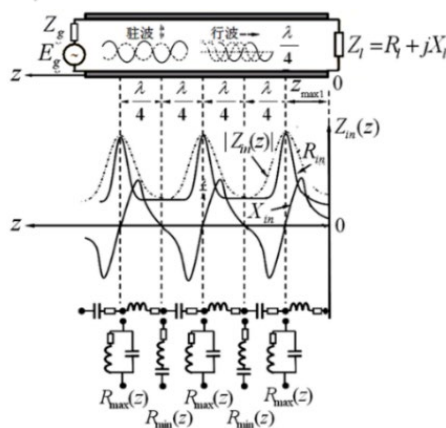
另外,  $Z_0 = \sqrt{R_{max}(z) \times R_{min}(z)}$ , 相邻两个波腹点和波节点的距离为  $\frac{\lambda}{4}$ 。

第一个电压波腹点和电流波节点距终端的距离为  $z_{max1} = \frac{\phi_L}{2\beta} = \frac{\phi_L \lambda}{4\pi}$

式中:

$$\phi_L = \arctan \frac{2X_L Z_0}{R_L^2 + X_L^2 - Z_0^2}$$

第一个电压波节点和电流波腹电距终端的距离为  $z_{min1} = \frac{\phi_L}{2\beta} = \frac{\phi_L \lambda}{4\pi} + \frac{\lambda}{4} = z_{max1} + \frac{\lambda}{4}$



不同性质终端负载阻抗时 $z_{max1}$ 和 $z_{min1}$ 的取值和取值范围：

终端负载阻抗	$Z_l = R_l > Z_0$	$Z_l = R_l < Z_0$	$Z_l = R_l + jX_l$	$Z_l = R_l - jX_l$
相角	$\phi_l = 0^\circ$	$\phi_l = \pi$	$0 < \phi_l < \pi$	$\pi < \phi_l < 2\pi$
第一个电压波腹点和电流波节点距终端的距离	$z_{max1} = 0$	$z_{max1} = \frac{\lambda}{4}$	$0 < z_{max1} < \frac{\lambda}{4}$	$\frac{\lambda}{4} < z_{max1} < \frac{\lambda}{2}$
结论	传输线负载终端 ( $z = 0$ 处) 为电压波腹点和电流波节点	传输线负载终端 ( $z = 0$ 处) 为电压波节点和电流波腹点	离开传输线负载终端 ( $z = 0$ 处), 第一个出现的是电压波腹点和电流波节点	离开传输线负载终端 ( $z = 0$ 处), 第一个出现的是电压波节点和电流波腹点

## 9、怎样计算导内波长、相速？

均匀无损耗双线传输线上的相速： $v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$

式中： $c = 3 \times 10^8 m/s$ 为光速， $\epsilon_r$ 为传输线中填充介质的相对介电常数。

波的相位相差 $2\pi$ 的两点之间的距离为导内波长： $\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$

式中： $\lambda_0$ 通常是指信号在自由空间中所呈现的波长。

## 10、掌握两种阻抗匹配方法

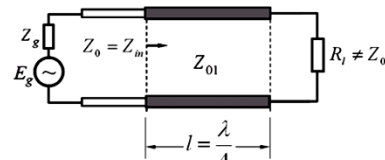
### (1) $\frac{\lambda}{4}$ 阻抗变换器

变换器由一段长为 $l = \frac{\lambda}{4}$ 、特性阻抗为 $Z_{01}$ 的传输线构成。

接入位置的输入阻抗必须为纯电阻，即接入位置为电压波腹点或电压波节点。

#### ① 终端负载 $Z_l = R_l$ 的情况

右图中 $R_l \neq Z_0$ ，即在未插接入 $\frac{\lambda}{4}$ 波长阻抗变换器以前，传输线



与负载 $R_l$ 是失配的；而当插接入 $\frac{\lambda}{4}$ 波长阻抗变换器以后，可利用传

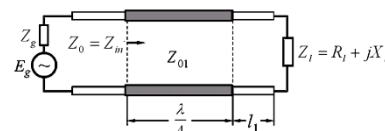
输线的 $\frac{\lambda}{4}$ 的阻抗变换性将负载阻抗 $R_l$ 变换为 $Z_0$ 以获得匹配。

为此，令阻抗变换器的长 $l = z = \frac{\lambda}{4}$ ， $Z_{in}(z)|_{z=\frac{\lambda}{4}} = \left( Z_{01} \frac{R_l + jZ_{01} \tan \beta z}{Z_{01} + jR_l \tan \beta z} \right) |_{z=\frac{\lambda}{4}} = \frac{Z_{01}^2}{R_l} = Z_0$

故求得变换器的特性阻抗为  $Z_{01} = \sqrt{R_l \times Z_0}$

#### ② 终端负载 $Z_l = R_l \pm jX_l$

需在变换器和负载之间插接入一段 $l_1$ 长度的传输线，利用该段传输线将“负载阻抗”变换成为“实阻抗”。



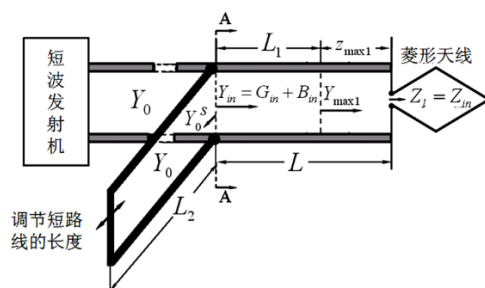
当距终端距离 $l_1$ 处为电压波腹点时： $Z_{01} = \sqrt{R_{max} \times Z_0} = Z_0 \sqrt{\rho}$

当距终端距离 $l_1$ 处为电压波节点时： $Z_{01} = \sqrt{R_{min} \times Z_0} = \frac{Z_0}{\sqrt{\rho}}$

### (2) 短路线分支阻抗匹配器



在原来不匹配的传输线上设计选择一个距离负载终端（图中为菱形天线的输入端）为 $L$ 距离的位置（图中为 $A-A$ 参考面的位置），从该位置向负载终端看过去的输入导纳为 $Y_{in} = G_{in} \pm jB_{in}$ ，而 $Y_{in} = G_{in} \pm jB_{in} = Y_0$ 的电纳 $\pm jB_{in}$ 部分可以用并联“短路线分支”提供一个在数值上为 $\mp jB_{in}$ 的电纳将它“抵消掉”（消虚部），以使 $Y_{in} = G_{in} = Y_0$ （图中传输线的特性导纳）成立，从而使传输线匹配。

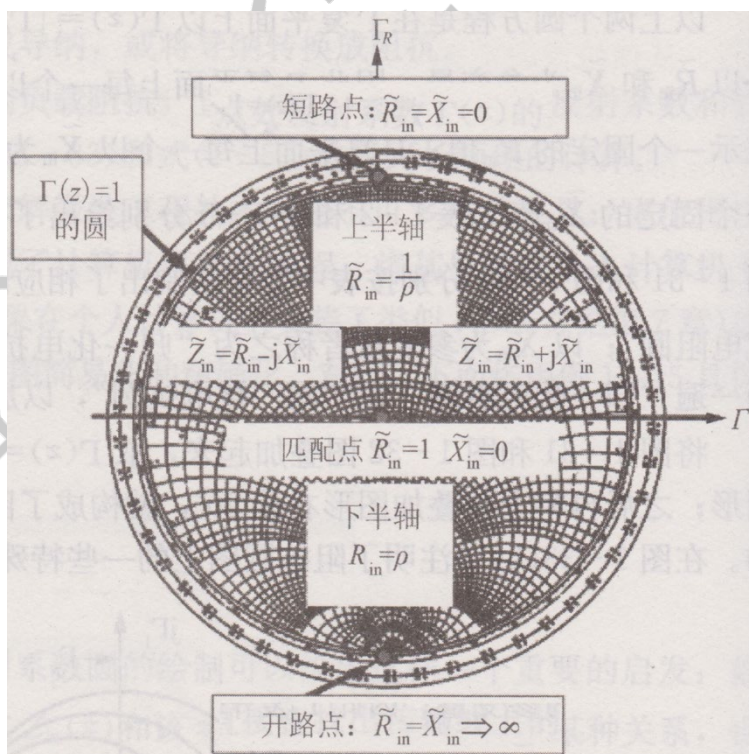
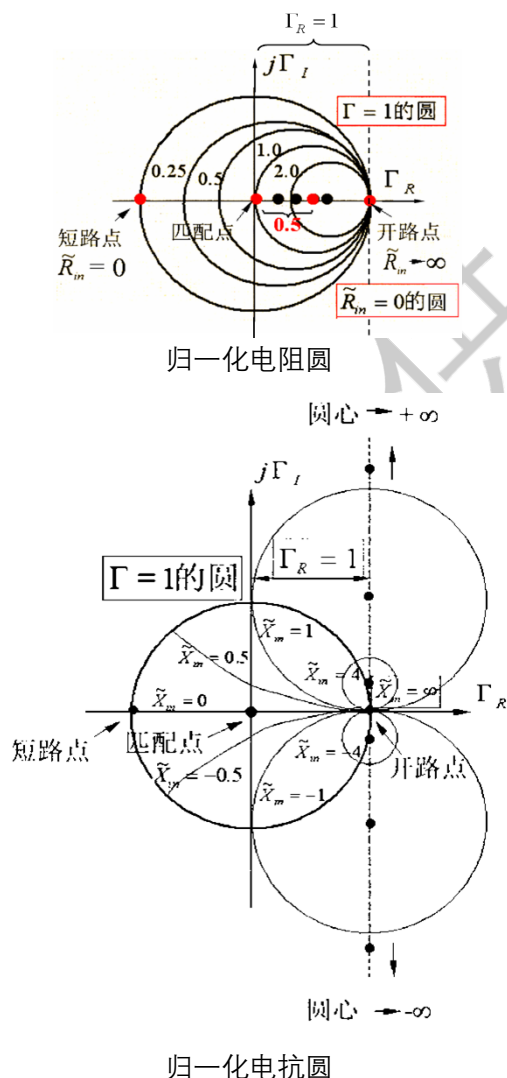


接入位置向负载终端看过去的输入导纳的实部必须等于 $Y_0$ ，接入位置向短路线看过去的输入导纳必须等于 $\mp jB_{in}$ 。

## 11、史密斯圆图的基础是什么圆？由哪两个归一化圆构成？

史密斯圆图的基础是反射系数圆，由“归一化电阻圆”和“归一化电抗圆”构成。

将“归一化电阻圆”和“归一化电抗圆”叠加起来，取 $\Gamma(z) = 1$ 圆内的归一化电阻圆和归一化电抗圆图形，之后再将上述叠加图形右旋 $90^\circ$ ，就构成了阻抗圆图的基本图形结构。



## 12、掌握上图所标注的阻抗圆图上各个特殊点的含义

- (1) 阻抗圆图上以“实轴 $\Gamma_R$ ”为界的“右半圆”内归一化阻抗为 $\tilde{Z}_{in} = \tilde{R}_{in} + j\tilde{X}_{in}$ ，呈感性；  
“左半圆”内归一化阻抗为 $\tilde{Z}_{in} = \tilde{R}_{in} - j\tilde{X}_{in}$ ，呈容性；

- (2) 阻抗圆图上“实轴 $\Gamma_R$ ”上的点对应归一化纯电阻点 $\tilde{R}_{max}$ ，  
 “上半实轴 $\Gamma_R$ ”对应传输线上的电压波节点和电流波腹点，其上的数据表示 $\tilde{R}_{min} = K = 1/\rho$ 的读数；  
 “下半实轴 $\Gamma_R$ ”对应传输线上的电压波腹点和电流波节点，其上的数据表示 $\tilde{R}_{max} = \rho$ 的读数。
- (3) 在 $\Gamma(z) = 1$ 圆上的“点”对应归一化纯电抗点，其“右半圆”上的数据表示“ $+j\tilde{X}_{in}$ ”的读数，而“左半圆”上的数据表示“ $-j\tilde{X}_{in}$ ”的读数。
- (4) 阻抗圆图上的“顶点”对应传输线上的“短路点”，该点的读数为 $\tilde{X}_{in} = \tilde{R}_{in} = 0$ ；  
 “底点”对应传输线上的“开路点”，该点的读数为 $\tilde{X}_{in} = \tilde{R}_{in} \rightarrow \infty$ ；  
 “中心点”对应传输线上的“匹配点”，该点的读数为 $\tilde{X}_{in} = 0$ ， $\tilde{R}_{in} = 1$ 。

### 13、阻抗圆图中任意一点的读数，试问要旋转多少电长度可读得导纳读数

对传输线的阻抗 $Z_0$ 取归一化，即 $\tilde{Z}_{in}(z) = \frac{Z_{in}(z)}{Z_0} = \tilde{R}_{in} + j\tilde{X}_{in}$

式中： $\tilde{Z}_{in}(z)$ 是； $\tilde{R}_{in}$ 是归一化输入电阻； $\tilde{X}_{in}$ 是归一化输入电抗。

反之，对归一化输入阻抗去归一化，即 $Z_{in}(z) = Z_0 \tilde{Z}_{in}(z) = Z_0(\tilde{R}_{in} + j\tilde{X}_{in})$

阻抗圆图上的任何一点读数（ $\tilde{R}_{in}$ 、 $\tilde{X}_{in}$ ）沿等反射系数 $\Gamma$ 圆旋转 $\bar{z} = 0.25$ 距离后，所读得的读数（ $\tilde{G}_{in}$ 、 $\tilde{B}_{in}$ ）就是导纳圆图上的读数。

### 14、掌握电长度与实际长度的关系，掌握旋转方向，如沿圆图顺时针旋转半圈表示在传输线上向哪个方向移动了多少波长？沿圆图逆时针旋转一圈表示在传输线上向哪个方向移动了多少波长？

电长度的定义为 $\Delta \bar{z} = \frac{\text{线上移动的几何距离}\Delta Z}{\lambda}$ ，式中： $\lambda$ 是传输线的工作波长。

沿阻抗圆图外围旋转半圈（ $\bar{z} = 0.25$ ）相当于在传输线上移动了 $\lambda/4$ ；

沿阻抗圆图外围旋转一圈（ $\bar{z} = 0.5$ ）相当于在传输线上移动了 $\lambda/2$ 。

沿阻抗圆图外围顺时针旋转表示在传输线上向信源方向移动；

沿阻抗圆图外围逆时针旋转表示在传输线上向负载方向移动。

### ☆ 第1章 例题

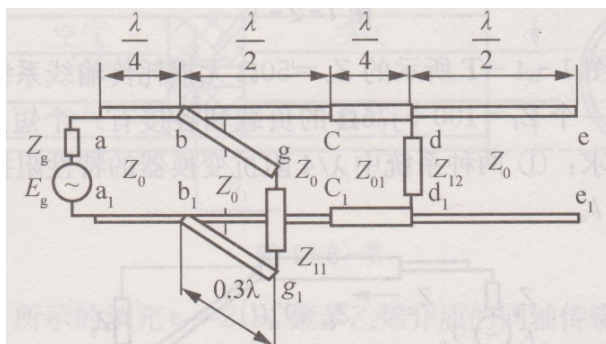
- 1、输送市电的电力传输线（ $f = 50\text{Hz}$ ），线路长 $5000\text{km}$ ，应视为（ ）线。（长、短）

解： $d = 5000\text{km}$ ， $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{50} = 6000\text{km}$

$\because d < \lambda$

$\therefore$  应视为短线

- 2、如图所示电路由4段无损耗传输线组成，已知图中 $Z_0 = Z_{11} = Z_{12} = 100\Omega$ ， $Z_{01} = 50\Omega$ ，试求：①各段的驻波比；②各段的工作状态；③各点的反射系数。



解：DE 段：  $Z_{ine} \rightarrow \infty$ ，其工作在驻波状态，

$$\Gamma_e = \frac{Z_{ine} - Z_0}{Z_{ine} + Z_0} = \frac{\infty - 100}{\infty + 100} = 1, \quad \rho = \frac{1 + |\Gamma_e|}{1 - |\Gamma_e|} = \frac{1 + 1}{1 - 1} \rightarrow \infty, \quad Z_{ind \rightarrow e} = Z_{ine} \rightarrow \infty;$$

CD 段：  $Z_{ind} = Z_{12} // Z_{ind \rightarrow e} = 100 // \infty = 100\Omega \neq Z_{01} = 50\Omega$ ，其工作在行驻波状态，

$$\Gamma_d = \frac{Z_{ind} - Z_{01}}{Z_{ind} + Z_{01}} = \frac{100 - 50}{100 + 50} = \frac{1}{3}, \quad \rho = \frac{1 + |\Gamma_d|}{1 - |\Gamma_d|} = \frac{1 + \frac{1}{3}}{1 - \frac{1}{3}} = 2, \quad Z_{inc \rightarrow d} = \frac{Z_{01}^2}{Z_{ind}} = \frac{50^2}{100} = 25\Omega;$$

$$\therefore Z_{ind} = 100\Omega > Z_{01} = 50\Omega \text{ 为纯电阻且 } CD = \frac{\lambda}{4}$$

$$\therefore \text{ 还可由 } Z_{ind} = \rho Z_{01} \text{ 求得 } \rho = \frac{Z_{ind}}{Z_{01}} = \frac{100}{50} = 2$$

$$\therefore \text{ 进而由 } Z_{inc \rightarrow d} = \frac{Z_{01}}{\rho} \text{ 求得 } Z_{inc \rightarrow d} = \frac{Z_{01}}{\rho} = \frac{50}{2} = 25\Omega$$

BC 段：  $Z_{inc} = Z_{inc \rightarrow d} = 25\Omega \neq Z_0 = 100\Omega$ ，其工作在行驻波状态，

$$\Gamma_c = \frac{Z_{inc} - Z_0}{Z_{inc} + Z_0} = \frac{25 - 100}{25 + 100} = -0.6, \quad \rho = \frac{1 + |\Gamma_c|}{1 - |\Gamma_c|} = \frac{1 + 0.6}{1 - 0.6} = 4, \quad Z_{inb \rightarrow c} = Z_{inc} = 25\Omega;$$

$$\therefore Z_{inc} = 25\Omega < Z_0 = 100\Omega \text{ 为纯电阻}$$

$$\therefore \text{ 还可由 } Z_{inc} = \frac{Z_0}{\rho} \text{ 求得 } \rho = \frac{Z_0}{Z_{inc}} = \frac{100}{25} = 4$$

BG 段：  $Z_{ing} = Z_{11} = 100\Omega = Z_0$ ，其工作在行波状态，

$$\Gamma_g = \frac{Z_{ing} - Z_0}{Z_{ing} + Z_0} = \frac{100 - 100}{100 + 100} = 0, \quad \rho = \frac{1 + |\Gamma_g|}{1 - |\Gamma_g|} = \frac{1 + 0}{1 - 0} = 1, \quad Z_{inb \rightarrow g} = Z_{ing} = 100\Omega;$$

AB 段：  $Z_{inb} = Z_{inb \rightarrow c} // Z_{inb \rightarrow g} = 25 // 100 = 20\Omega \neq Z_0 = 100\Omega$ ，其工作在行驻波状态，

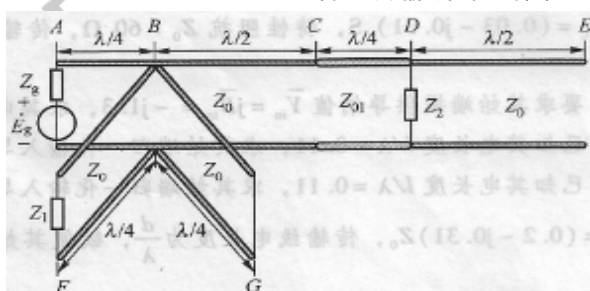
$$\Gamma_b = \frac{Z_{inb} - Z_0}{Z_{inb} + Z_0} = \frac{20 - 100}{20 + 100} = -\frac{2}{3}, \quad \rho = \frac{1 + |\Gamma_b|}{1 - |\Gamma_b|} = \frac{1 + \frac{2}{3}}{1 - \frac{2}{3}} = 5, \quad Z_{ina \rightarrow b} = \frac{Z_0^2}{Z_{inb}} = \frac{100^2}{20} = 500\Omega;$$

$$\therefore Z_{inb} = 20\Omega < Z_0 = 100\Omega \text{ 为纯电阻且 } AB = \frac{\lambda}{4}$$

$$\therefore \text{ 还可由 } Z_{inb} = \frac{Z_0}{\rho} \text{ 求得 } \rho = \frac{Z_0}{Z_{inb}} = \frac{100}{20} = 5$$

$$\therefore \text{ 进而由 } Z_{ina \rightarrow b} = \rho Z_0 \text{ 求得 } Z_{ina \rightarrow b} = \rho Z_0 = 5 \times 100 = 500\Omega$$

- 3、由若干段传输线和负载组成的电路如图所示， $\lambda$ 为沿线相波长。已知  $Z_g = Z_0 = Z_1 = 100\Omega$ ， $Z_{01} = 150\Omega$ ， $Z_2 = 225\Omega$ 。试分析AB、BC、CD、DE、BF、BG各段传输线的工作状态。



解：DE 段：  $Z_{ine} \rightarrow \infty$ ，其工作在驻波状态

$$\therefore DE = \frac{\lambda}{2} \quad \therefore Z_{ind \rightarrow e} = Z_{ine} \rightarrow \infty$$

CD 段：  $Z_{ind} = Z_2 // Z_{ind \rightarrow e} = 225 // \infty = 225\Omega \neq Z_{01} = 150\Omega$ ，其工作在行驻波状态

$$\therefore CD = \frac{\lambda}{4} \quad \therefore Z_{inc \rightarrow d} = \frac{Z_{01}^2}{Z_{ind}} = \frac{150^2}{225} = 100\Omega$$



BC 段:  $Z_{inc} = Z_{inc \rightarrow d} = 100\Omega = Z_0$ , 其工作在行波状态

$$\therefore Z_{inb \rightarrow c} = Z_{inc} = 100\Omega$$

BG 段:  $Z_{ing} = 0$ , 其工作在驻波状态

$$\therefore BG = \frac{\lambda}{4} \quad \therefore Z_{inb \rightarrow g} = \frac{Z_0^2}{Z_{ing}} = \frac{100^2}{0} \rightarrow \infty$$

BF 段:  $Z_{inf} = 100\Omega = Z_0$ , 其工作在行波状态

$$\therefore Z_{inb \rightarrow f} = Z_{inf} = 100\Omega$$

AB 段:  $Z_{inb} = Z_{inb \rightarrow c} // Z_{inb \rightarrow g} // Z_{inb \rightarrow f} = 100 // \infty // 100 = 50\Omega \neq Z_0$ , 其工作在行驻波状态

- 4、设有一种特性阻抗  $Z_0 = 50\Omega$  的均匀传输线终端接负载  $Z_l = 100\Omega$ , 试求: ①终端负载反射系数  $\Gamma_l$ ; ②在距离负载  $0.2\lambda$ 、 $0.25\lambda$  及  $0.5\lambda$  处的输入阻抗及反射系数; ③波腹、波节位置以及对应的输入阻抗; ④用两个方法进行匹配。

解: ①  $\Gamma_l = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} = \frac{100 - 50}{100 + 50} = \frac{1}{3}$

② (1) 距离负载  $0.2\lambda$  (公式法示例, 也可用阻抗圆图法):

$$\text{由 } \Gamma(z) = |\Gamma_l| e^{j(\phi_l - 2\beta z)} \text{ 和 } Z_{in}(z) = Z_0 \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} \text{ 可得}$$

$$\Gamma(0.2\lambda) = \frac{1}{3} e^{j(-2 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 0.2\lambda)} = \frac{1}{3} e^{-j0.8\pi} = \frac{1}{3} (-0.809 - j0.588) = -0.270 - j0.196$$

$$\begin{aligned} Z_{in}(0.2\lambda) &= Z_0 \frac{1 + \Gamma(0.2\lambda)}{1 - \Gamma(0.2\lambda)} = 50 \times \frac{1 + \Gamma(0.2\lambda)}{1 - \Gamma(0.2\lambda)} = 50 \times \frac{1 - 0.270 - j0.196}{1 + 0.270 + j0.196} \\ &= 50 \times \frac{0.730 - j0.196}{1.270 + j0.196} = 50 \times \frac{(0.730 - j0.196)(1.270 - j0.196)}{(1.270 + j0.196)(1.270 - j0.196)} \\ &= 50 \times \frac{0.889 - j0.392}{1.651} = 26.92 - j11.87\Omega \end{aligned}$$

(2) 距离负载  $0.25\lambda$  (利用行驻波状态的性质):

$$\therefore Z_l = 100\Omega > Z_0 = 50\Omega \text{ 为纯电阻且 } d = \frac{\lambda}{4}$$

$$\therefore \text{由 } Z_l = \rho Z_0 \text{ 求得 } \rho = \frac{Z_l}{Z_0} = \frac{100}{50} = 2$$

$$\therefore \text{由 } Z_{in}(0.25\lambda) = \frac{Z_0}{\rho} \text{ 求得 } Z_{in}(0.25\lambda) = \frac{Z_0}{\rho} = \frac{50}{2} = 25\Omega$$

$$\therefore \Gamma(0.25\lambda) = \frac{Z_{in}(0.25\lambda) - Z_0}{Z_{in}(0.25\lambda) + Z_0} = \frac{25 - 50}{25 + 50} = -\frac{1}{3}$$

(3) 距离负载  $0.5\lambda$  (利用输入阻抗每隔  $\frac{\lambda}{2}$  重复一次):

$$\therefore Z_{in}(0.5\lambda) = Z_l = 100\Omega$$

$$\therefore \Gamma(0.5\lambda) = \frac{Z_{in}(0.5\lambda) - Z_0}{Z_{in}(0.5\lambda) + Z_0} = \frac{100 - 50}{100 + 50} = \frac{1}{3}$$

③  $\therefore Z_l = 100\Omega > Z_0 = 50\Omega$  为纯电阻

$$\therefore \text{电压波腹点位置在 } z = k\frac{\lambda}{2} \text{ 处, } Z_{in}\left(k\frac{\lambda}{2}\right) = Z_l = 100\Omega$$

$$\text{电压波节点位置在 } z = k\frac{\lambda}{2} + \frac{\lambda}{4} \text{ 处, } Z_{in}\left(k\frac{\lambda}{2} + \frac{\lambda}{4}\right) = Z_{in}(0.25\lambda) = 25\Omega$$

④ (1)  $\frac{\lambda}{4}$  阻抗变换器

$\because Z_l = 100\Omega$  为纯电阻

$$\therefore Z_{01} = \sqrt{R_l \times Z_0} = \sqrt{100 \times 50} = 50\sqrt{2}\Omega$$

$\therefore$  匹配方法：在  $z = 0$  处接入一段长为  $l = \frac{\lambda}{4}$ 、特性阻抗为  $Z_{01} = 50\sqrt{2}\Omega$  的传输线

(2) 短路线分支阻抗匹配器

$$\because Z_l = 100\Omega, Z_0 = 50\Omega$$

$$\therefore \tilde{Z}_l = \frac{Z_l}{Z_0} = \frac{100}{50} = 2$$

在右图所示的导纳圆图上找到与负载阻抗的对应点 O，旋转 0.25 电长度可得到与负载导纳的对应点 A，而 A 点所在的等驻波比圆与  $\tilde{G}_{in} = 1$  的圆相交 B、C 两点，由这两点分别读得：

$$\tilde{Y}_{inB} = \tilde{G}_{in} + j\tilde{B}_{in} = 1 + j0.7$$

$$\tilde{Y}_{inC} = \tilde{G}_{in} + j\tilde{B}_{in} = 1 - j0.7$$

去归一化：

$$Y_{inB} = \frac{\tilde{Y}_{inB}}{Z_0} = \frac{\tilde{G}_{in} + j\tilde{B}_{in}}{Z_0} = \frac{1 + j0.7}{50} = 0.02 + j0.014$$

$$Y_{inC} = \frac{\tilde{Y}_{inC}}{Z_0} = \frac{\tilde{G}_{in} - j\tilde{B}_{in}}{Z_0} = \frac{1 - j0.7}{50} = 0.02 - j0.014$$

从 A 点出发、沿 A 点所在的等驻波比圆向信号源方向旋转电长度  $0.00 + 0.153 = 0.153$  到达 B 点，它对应传输线上向信号源方向移动  $0.153\lambda$ 。

$$\text{此时 } Z_{in}(z) = jZ_0 \tan \beta z = \frac{1}{-jB_{in}}$$

$$\text{即 } z = \frac{\arctan\left(\frac{1}{Z_0 B_{in}}\right)}{\beta} = \frac{\arctan\left(\frac{1}{50 \times 0.014}\right)}{2\pi} \lambda = 0.153\lambda$$

从 A 点出发、沿 A 点所在的等驻波比圆向信号源方向旋转电长度  $0.00 + 0.347 = 0.347$  到达 C 点，它对应传输线上向信号源方向移动  $0.347\lambda$ 。

$$\text{此时 } Z_{in}(z) = jZ_0 \tan \beta z = \frac{1}{jB_{in}}$$

$$\text{即 } z = \frac{\arctan\left(-\frac{1}{Z_0 B_{in}}\right)}{\beta} = \frac{\arctan\left(-\frac{1}{50 \times 0.014}\right)}{2\pi} \lambda = -0.153\lambda = -0.153\lambda + 0.5\lambda = 0.347\lambda$$

综上，可以在  $z = 0.153\lambda$  处并接一段长为  $l = 0.153\lambda$ 、特性阻抗为  $Z_0 = 50\Omega$  的短路线，

或者在  $z = 0.347\lambda$  处并接一段长为  $l = 0.347\lambda$ 、特性阻抗为  $Z_0 = 50\Omega$  的短路线。

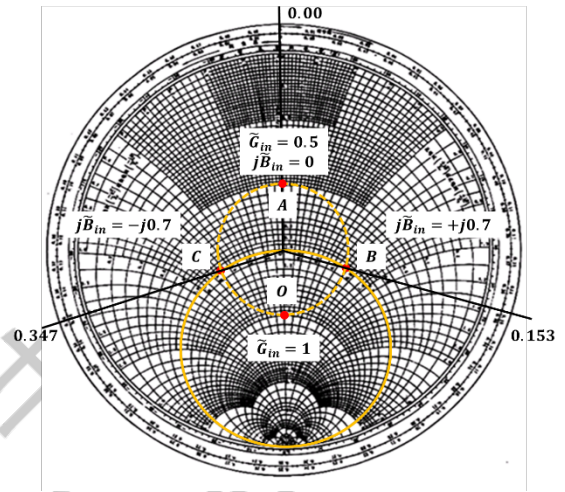
- 5、无损耗传输线上传输频率为  $3\text{GHz}$  的信号，已知其特性阻抗  $Z_0 = 50\Omega$ ，终端接有  $Z_l = 100 + j80\Omega$  的负载，试求：①线上驻波比；②终端反射系数；③距离终端  $l = 12.5\text{cm}$  处的输入阻抗  $Z_{in}(l)$ ；④求波腹点、波节点位置以及对应的输入电阻；⑤试用并联短路线的方法进行匹配。

$$\text{解：① } \tilde{Z}_l = \frac{Z_l}{Z_0} = \frac{100 + j80\Omega}{50} = 2 + j1.6$$

在下图所示的阻抗圆图上找到与负载阻抗的对应点 A，而 A 点所在的等驻波比圆与下半实轴  $\Gamma_R$  相交 B 点，其上的数据表示  $\tilde{R}_{max} = \rho$  的读数，即  $\rho = 3.5$ 。

$$\text{② 由 } \rho = \frac{1+|\Gamma_l|}{1-|\Gamma_l|} \text{ 得 } |\Gamma_l| = \frac{\rho-1}{\rho+1} = \frac{3.5-1}{3.5+1} = 0.56$$

由阻抗圆图读出负载阻抗的对应点 A 的电长度  $\Delta\tilde{Z} = 0.209$ ，可得



$$\phi_l = \frac{(0.25 - \Delta Z)}{0.25} \times 180^\circ = \frac{(0.25 - 0.209)}{0.25} \times 180^\circ = 29.52^\circ$$

所以终端反射系数

$$\begin{aligned}\Gamma_l &= \Gamma(0) = |\Gamma_l| e^{j(\phi_l - 2\beta z)}|_{z=0} = 0.56 e^{j29.52^\circ} \\ &= 0.56(0.87 + j0.49) = 0.487 + j0.274\end{aligned}$$

【①②法二】

$$\begin{aligned}\Gamma_l &= \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} = \frac{100 + j80 - 50}{100 + j80 + 50} = \frac{50 + j80}{150 + j80} = \frac{(5 + j8)(15 - j8)}{(15 + j8)(15 - j8)} \\ &= \frac{139 + j80}{289} = 0.55 e^{j29.92^\circ} = 0.481 + j0.277\end{aligned}$$

$$\rho = \frac{1 + |\Gamma_l|}{1 - |\Gamma_l|} = \frac{1 + 0.55}{1 - 0.55} = \frac{1.55}{0.45} = 3.44$$

$$\textcircled{3} \quad \because f = 3\text{GHz}$$

$$\therefore \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{3 \times 10^9} = 0.1\text{m} = 10\text{cm}$$

$$\therefore l = 12.5\text{cm}$$

$$\therefore \Delta Z = \frac{l}{\lambda} = \frac{12.5}{10} = 1.25$$

从 A 点出发、沿 A 点所在的等驻波比圆向信号源方向旋转电长度  $0.209 + 1.25 = 1.459 \sim 0.459$  到达 C 点，读出 C 点的归一化阻抗

$$\tilde{Z}_{in}(l) = 0.31 - j0.24$$

$$\text{去归一化，得 } Z_{in}(l) = Z_0 \tilde{Z}_{in}(l) = 50 \times (0.31 - j0.24) = 15.5 - j12\Omega$$

$$\textcircled{4} \quad \text{由阻抗圆图可得，波腹点位置 } z_{\text{波腹}} = (0.25 - 0.209) \times 10 = 0.41\text{cm}$$

$$\text{波节点位置 } z_{\text{波节}} = (0.5 - 0.209) \times 10 = 2.91\text{cm}$$

$$Z_{in\text{波腹}} = \rho Z_0 = 3.5 \times 50 = 175\Omega$$

$$Z_{in\text{波节}} = \frac{Z_0}{\rho} = \frac{50}{3.5} = 14.29\Omega$$

⑤ 参考上题

## ➤ 第 2 章 规则金属波导

### 1、什么是矩形波导中的 $\text{TE}_{mn}$ 模和 $\text{TM}_{mn}$ 模？注脚 m 和 n 的含义？

TEM 模是指传输线中的电场  $\vec{E}$  和磁场  $\vec{H}$  均落（处）在垂直于双线传输线传输  $z$  方向的横截面上的波型。

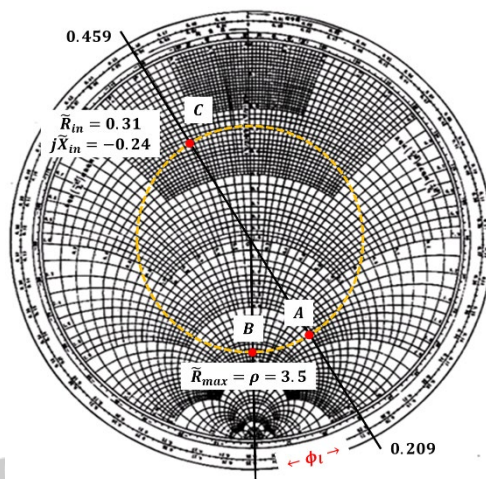
$\text{TE}_{mn}$  和  $\text{TM}_{mn}$  模是 TEM 模在矩形波导内表壁之间来回反射相干涉而形成的沿“ $-z$ ”方向（假设的方向）传输的合成波。

矩形波导中的  $\text{TE}_{mn}$  模又称为“横电波”，它是指电场分量处在波导横截面上，而电场分量  $E_z = 0$  和磁场分量  $H_z \neq 0$  的一类电磁波型。

矩形波导中的  $\text{TM}_{mn}$  模又称为“横磁波”，它是指磁场分量处在波导横截面上，而磁场分量  $H_z = 0$  和电场分量  $E_z \neq 0$  的一类电磁波型。

注脚 m 和 n 的含义：

(1) 在矩形波导中：



TM<sub>mn</sub> 的注脚 $m$ 和 $n$ 称为“波指数”，每一对 $m$ 和 $n$ 对应矩形波导中的一种 TM<sub>mn</sub> 模：

- ①  $m = 0, 1, 2, 3 \dots$  表示波导中“导波模场”沿  $x$  轴（或宽边  $a$ ）“半个驻波”分布的个数；
- ②  $n = 0, 1, 2, 3 \dots$  表示波导中“导波模场”沿  $y$  轴（或窄边  $b$ ）“半个驻波”分布的个数。

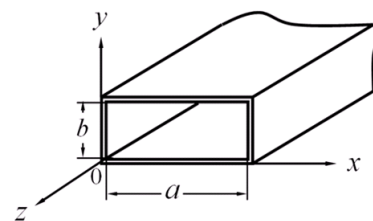
(2) 在圆形波导中：

- ①  $m$  表示沿波导圆周  $\varphi$  方向电场或磁场驻波分布最大值的“对数”（而不是个数）；
- ②  $n$  表示沿波导圆半径  $r$  方向电场或磁场驻波分布最大值的“个数”（而不是对数）。

## 2、矩形波导截止波长计算

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}$$

式中： $a$  是矩形波导宽边内尺寸， $b$  是矩形波导窄边内尺寸。



## 3、为什么波长要小于截止波长才可以传输？

和双线传输线不同，矩形波导传输信号时要产生一种“截止现象”。

$$\beta_z^2 = \omega^2 \mu \epsilon - K_c^2$$

式中： $\mu$  是波导填充介质的磁导率； $\epsilon$  是波导填充介质的介电常数， $K_c$  是截止波数。

- (1) 如果信号频率  $\omega$  较低使  $K_c^2 > \omega^2 \mu \epsilon$  时，则  $\beta_z = j\sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - K_c^2}$  为“虚数”，此时传播因子  $e^{j\beta_z z}$  变成  $e^{-\beta_z z}$  而成为衰减因子，波导中的电磁场分量都不能传输了，将很快地被衰减掉。
- (2) 如果信号频率  $\omega$  较高使  $K_c^2 < \omega^2 \mu \epsilon$  时，则  $\beta_z = j\sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - K_c^2}$  为“实数”，此时传播因子变成  $e^{\pm j\beta_z z}$ ，仍然为传播因子，波导中的电磁场分量都能在波导中传输，而构成波导中的各种各样的传输模。
- (3) 如果信号频率  $\omega$  为某一临界值使  $K_c^2 = \omega^2 \mu \epsilon$  时，则  $\beta_z = j\sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - K_c^2}$ ，此时波导处于能否传输导波模的“临界状态”，处在临界状态的波导中没有沿波导轴向  $z$  传输的电磁波，只有 TEM 波在内侧壁之间来回反射形成驻波电磁振荡。

用数学语言表达波导中的截止现象时可令  $K_c^2 = \omega^2 \mu \epsilon$ ；此时所对应的频率  $\omega_c = 2\pi f_c$ ，称之为“截止（临界）频率”，通常将与  $f_c$  对应的波长，称为截止波长  $\lambda_c$ 。

## 4、矩形波导的单模传输条件？主模是什么？

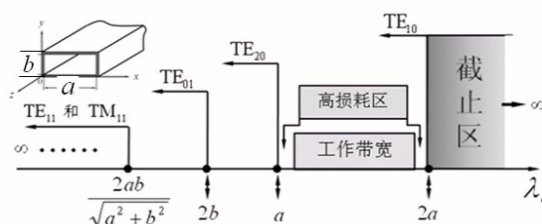
矩形波导的主模是 TE<sub>10</sub> 模。

矩形波导的单模传输条件：

$$a < \lambda_0 < 2a \quad (\text{当 } a > 2b)$$

$$\text{或} \quad 2b < \lambda_0 < 2a \quad (\text{当 } 2a > 2b > a)$$

其中， $a$  为矩形波导宽边尺寸， $b$  为矩形波导窄边尺寸。



## 5、矩形波导中的导内波长、相速、群速怎样计算？

$$\text{矩形波导中导波模的导内波长: } \lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}}$$

$$\text{波导中导波模的相速度: } v_p = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}}$$

波导中导波模的群速度： $v_g = c \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}$

在波导中导波模的相速度和群速度快慢、与介质中光速比较结果是： $v_g < c < v_p$

## 6、圆形波导截止波长计算

圆形波导中  $TE_{mn}$  模的截止波长： $\lambda_c = \frac{2\pi}{K_c} = \frac{2\pi a}{\xi_{mn}}$

圆形波导中  $TM_{mn}$  模的截止波长： $\lambda_c = \frac{2\pi}{K_c} = \frac{2\pi a}{v_{mn}}$

查下表得  $\xi_{mn}$  和  $v_{mn}$  值，便可计算圆形波导中相应的  $TE_{mn}$  模和  $TM_{mn}$  模的截止波长。

表2.3  $J'_m(x)=0$  的部分根值  $\xi_{mn}$  表

函数的阶 (m)	函数根的次序 (n)					
	1	2	3	4	5	6
0	3.8317	7.0156	10.1735	13.3237	16.4706	19.6159
1	1.8412	5.3314	8.5363	11.7060	14.8636	18.0155
2	3.0542	6.7061	9.9695	13.1704	16.3475	19.5129
3	4.2012	8.0512	11.3459	14.5859	17.7888	20.9724
4	5.3175	9.2824	12.6819	15.9614	19.1960	22.4010
5	6.4156	10.5199	13.9872	17.3128	20.5755	23.8033
⋮						
⋮						

表2.4  $J_m(x)=0$  的部分根值  $v_{mn}$  表

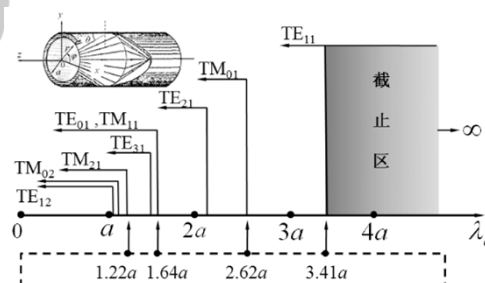
函数的阶 (m)	函数根的次序 (n)					
	1	2	3	4	5	6
0	2.40483	5.52008	8.65373	11.70153	14.93092	18.07106
1	3.83171	7.01559	10.17347	13.32369	16.47063	19.61586
2	5.13562	8.41724	11.61984	14.79595	17.96982	21.11700
3	6.38016	9.76102	13.01520	16.22347	19.40942	22.58273
4	7.58834	11.06471	14.37254	17.6160	20.8269	24.1990
5	8.77142	12.33860	15.70017	18.9801	22.2178	
⋮						
⋮						

## 7、圆形波导的单模传输条件？主模是什么？

圆形波导的主模是  $TE_{11}$  模。

圆形波导的单模传输条件： $2.62a < \lambda_0 < 3.41a$

其中， $a$  为圆形波导的半径。



## 8、什么是简并现象？圆形和矩形简并有什么不同？矩形有哪些波没有简并？

(1) 在矩形波导中：

波导中具有相同波指数  $m$ 、 $n$  的不同导波模式，它们具有相同的截止波长  $\lambda_c$ （例如， $TE_{11}$  和  $TM_{11}$  模的  $\lambda_{cTE_{11}} = \lambda_{cTM_{11}} = 25.18mm$ ）的现象称之为导波模式（之间）“简并”。

因为在矩形波导中不存在  $TM_{m0}$  和  $TM_{0n}$ ，因而除了  $TM_{m0}$  模和  $TM_{0n}$  模没有简并模以外，其他所有波指数  $m \neq 0$  和  $n \neq 0$  的  $TM_{mn}$  模和  $TE_{mn}$  模之间都是简并的。

(2) 在圆形波导中：

① 一般模式简并现象： $TE_{0n}$  模和  $TM_{1n}$  模之间都是简并的。

② 极化简并现象：除了  $TE_{0n}$  模或  $TM_{0n}$  模自身没有极化简并以外，而其中每一种  $m \neq 0$  和  $n \neq 0$  的  $TM_{mn}$  模或  $TE_{mn}$  模自身都有极化简并。

## 9、圆形波导最常见的三种模式及其特点

(1)  $TE_{11}$  模

①  $TE_{11}$  波的电磁场结构与矩形波导中  $TE_{10}$  波的电磁场结构很相似，因此很容易设法将矩形波导中的



TE<sub>10</sub> 波转换为圆形波导中的 TE<sub>11</sub> 波;

- ② TE<sub>11</sub> 模自身有极化简并;
- ③ 不适合作长途传输波型。

(2) TM<sub>01</sub> 模

- ① TM<sub>01</sub> 波的截止波长  $\lambda_{cTM_{01}} = 2.62a$ , 它是 TM<sub>mn</sub> 模群中的最低模;
- ② TM<sub>01</sub> 波的电磁场沿坐标  $\varphi$  方向没有变化只与坐标  $r$  有关, 波导中心轴线附近电场最强, 其电磁场结构具有对称性。因而, 不存在极化简并模。
- ③ 当  $r = a$  时, TM<sub>01</sub> 波磁场分量  $H_\varphi$  与波导内管壁相切。因此,  $H_\varphi$  要在波导内管壁上激发产生沿  $z$  坐标方向流动的波导内管壁面电流  $J_z$ 。

(3) TE<sub>01</sub> 模

- ① TE<sub>01</sub> 波的电磁场沿  $\varphi$  坐标方向均无变化只与坐标  $r$  有关, 其电磁场结构具有对称性;
- ② TE<sub>01</sub> 波电场只有  $E_\varphi$  分量, 因而电力线由波导横截面上的同心圆构成。在波导中心处和波导内管壁附近均没有电力线分布, 即这两处电场为零;
- ③ 仅有  $\varphi$  坐标方向的内管壁电流  $J_\varphi$ , 而内管壁上无传输  $z$  方向的电流, 即它没有传输方向的电流, 传输损耗小。

☆ 第 2 章 例题

- 1、设矩形波导横截面尺寸  $a = 8cm$ 、 $b = 4cm$ ; 当馈送进入波导电磁波的频率为  $f = 3GHz$  和  $f = 5GHz$  时, 试问: 此时波导中能传输哪些导波模?

解:  $\because a = 8cm$ 、 $b = 4cm$

$$\therefore \lambda_{cTE_{10}} = 2a = 2 \times 8 = 16cm$$

$$\lambda_{cTE_{01}} = 2b = 2 \times 4 = 8cm$$

$$\lambda_{cTE_{11}} = \lambda_{cTM_{11}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{b}\right)^2}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{1}{8}\right)^2 + \left(\frac{1}{4}\right)^2}} = \frac{16}{\sqrt{5}} = 7.155cm$$

$$\lambda_{cTE_{20}} = a = 8cm$$

$$\lambda_{cTE_{21}} = \lambda_{cTM_{21}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{2}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{b}\right)^2}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{2}{8}\right)^2 + \left(\frac{1}{4}\right)^2}} = 4\sqrt{2} = 5.657cm$$

$$\lambda_{cTE_{02}} = b = 4cm$$

$$\lambda_{cTE_{30}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{3}{a}\right)^2}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{3}{8}\right)^2}} = \frac{16}{3} = 5.333cm$$

$$\lambda_{cTE_{03}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{3}{b}\right)^2}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{3}{4}\right)^2}} = \frac{8}{3} = 2.667cm$$

$$\because f = 3GHz$$

$$\therefore \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{3 \times 10^9} = 0.1m = 10cm$$

$\therefore$  当馈送进入波导电磁波的频率为  $f = 3GHz$  时波导中能传输 TE<sub>10</sub> 模

$$\because f = 5GHz$$

$$\therefore \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{5 \times 10^9} = 0.06m = 6cm$$

$\therefore$  当馈送进入波导电磁波的频率为  $f = 5GHz$  时波导中能传输 TE<sub>10</sub>、TE<sub>01</sub>、TE<sub>11</sub>、TM<sub>11</sub>、TE<sub>20</sub> 模

- 2、用 BJ-100 矩形波导以主模传输 10GHz 微波信号, 试求: ①是否是单模传输? ②截止波长、导内波长、相速; ③若宽边尺寸增加一倍, 上述各量如何变化? ④若窄边尺寸增加一倍, 上述各量如何变化?

解：① 查表得  $a = 22.86\text{mm}$ ,  $b = 10.16\text{mm}$

$$\text{可得 } \lambda_{cTE_{10}} = 2a = 2 \times 22.86 = 45.72\text{mm}$$

$$\lambda_{cTE_{20}} = a = 22.86\text{mm}$$

$$\therefore \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{10 \times 10^9} = 0.03\text{m} = 30\text{mm}$$

$\therefore$  是单模传输

$$\text{② } \lambda_c = \lambda_{cTE_{10}} = 2a = 2 \times 22.86 = 45.72\text{mm}$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} = \frac{30}{\sqrt{1 - \left(\frac{30}{45.72}\right)^2}} = 39.76\text{mm}$$

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{1 - \left(\frac{30}{45.72}\right)^2}} = 3.976 \times 10^8 \text{m/s}$$

$$\text{③ } \therefore a = 45.72\text{mm}, b = 10.16\text{mm}$$

$$\therefore \lambda_{cTE_{10}} = 2a = 2 \times 45.72 = 91.44\text{mm}$$

$$\lambda_{cTE_{20}} = a = 45.72\text{mm}$$

$$\therefore \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{10 \times 10^9} = 0.03\text{m} = 30\text{mm}$$

$\therefore$  不是单模传输，截止波长增大，导内波长、相速减小

$$\text{④ } \therefore a = 22.86\text{mm}, b = 20.32\text{mm}$$

$$\therefore \lambda_{cTE_{10}} = 2a = 2 \times 22.86 = 45.72\text{mm}$$

$$\lambda_{cTE_{01}} = 2b = 2 \times 20.32 = 40.64\text{mm}$$

$$\therefore \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{10 \times 10^9} = 0.03\text{m} = 30\text{mm}$$

$\therefore$  不是单模传输，截止波长、导内波长、相速均不变

- 3、已知金属圆波导的内直径为  $2a = 50\text{mm}$  内填充空气介质。试求：①  $TE_{11}$ 、 $TE_{01}$ 、 $TM_{01}$  三种模式的截止波长；②当工作波长  $\lambda_0$  分别为  $70\text{mm}$ 、 $60\text{mm}$  和  $30\text{mm}$  时，波导中将出现哪些模式？③当工作波长  $\lambda_0 = 70\text{mm}$ ，求最低模的波导波长  $\lambda_g$  为多少？

解：①  $\therefore$  查表得  $\xi_{11} = 1.8412$ ,  $\xi_{01} = 3.8317$ ,  $v_{01} = 2.40483$

$$\therefore \lambda_{cTE_{11}} = \frac{2\pi a}{\xi_{11}} = \frac{2\pi \times 25}{1.8412} = 85.31\text{mm}$$

$$\lambda_{cTE_{01}} = \frac{2\pi a}{\xi_{01}} = \frac{2\pi \times 25}{3.8317} = 40.99\text{mm}$$

$$\lambda_{cTM_{01}} = \frac{2\pi a}{v_{01}} = \frac{2\pi \times 25}{2.40483} = 65.32\text{mm}$$

② 当工作波长  $\lambda_0$  为  $70\text{mm}$ ，波导中将出现  $TE_{11}$  模；

当工作波长  $\lambda_0$  为  $60\text{mm}$ ，波导中将出现  $TE_{11}$ 、 $TE_{21}$ 、 $TM_{01}$  模；

当工作波长  $\lambda_0$  为  $30\text{mm}$ ，波导中将出现  $TE_{11}$ 、 $TE_{21}$ 、 $TE_{01}$ 、 $TE_{31}$ 、 $TM_{01}$ 、 $TM_{11}$ 、 $TM_{21}$  模；

$$\text{③ } \lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} = \frac{70}{\sqrt{1 - \left(\frac{70}{85.31}\right)^2}} = 122.46\text{mm}$$

## ➤ 第3章 微带传输线介质波导和光纤综述

### 1、微带传输线有哪两种基本结构？

- (1) 带状线（对称微带线）
- (2) 微带线（标准微带线）

### 2、什么是耦合微带线的“奇模耦合”和“偶模耦合”？

奇模：在同一横截面上两中心导带所加的电压和电流相等，相位相反，所激励的电场相对于垂直轴“奇对称”奇模之间的耦合称为“奇模耦合”；

偶模：在同一横截面上两中心导带所加的电压和电流相等，相位相同，所激励的电场相对于垂直轴“偶对称”偶模之间的耦合称为“偶模耦合”。

### 3、带状线传输的主模？单模传输条件？

带状线中传输的主模是 **TEM 模**，其中也存在 TE 和 TM 高次模。

在 TE 模中最低高次模是  $TE_{10}$  模，其截止波长为： $\lambda_{cTE_{10}} \approx 2W\sqrt{\epsilon_r}$

在 TM 模中最低高次模是  $TM_{01}$  模，其截止波长为： $\lambda_{cTM_{01}} \approx 2b\sqrt{\epsilon_r}$

其中， $W$  为中心导带宽度， $b$  为介质基片厚度。

因此为了抑制高次模，在设计带状线几何尺寸时应受以下条件约束：

$$\lambda_{min} > \lambda_{cTE_{10}} \Rightarrow W < \frac{\lambda_{min}}{2\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$\lambda_{min} > \lambda_{cTM_{01}} \Rightarrow b < \frac{\lambda_{min}}{2\sqrt{\epsilon_r}}$$

制作带状线集成电路应选择  $\epsilon_r$  高的介质，以减小集成电路的尺寸。

### 4、微带线的主模？

微带线的主模是准 **TEM 模**。

### 5、怎样计算导内波长、相速？

均匀无损耗双线传输线上的相速： $v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$

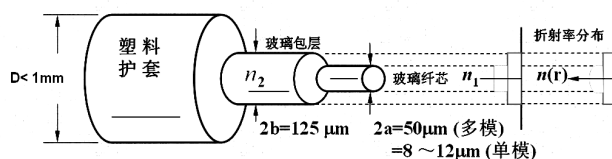
式中： $c = 3 \times 10^8 m/s$  为光速， $\epsilon_r$  为传输线中填充介质的相对介电常数。

波的相位相差  $2\pi$  的两点之间的距离为导内波长： $\lambda_e = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$

式中： $\lambda_0$  通常是指信号在自由空间中所呈现的波长。

### 6、光纤的结构如何？通常怎样命名光纤？

光纤由纤芯、包层和护套构成，其结构图如下图：



按折射分布状况命名为：“阶跃折射率光纤”和“渐变折射率光纤”；

按传输“模”多少命名为：“单模光纤”和“多模光纤”。

### ☆ 第3章 例题

- 1、在 $\varepsilon_r = 2.1$ 的聚四氟稀覆铜箔版上制作一条带状线，要求其结构尺寸下为： $b = 5\text{mm}$ 和 $W = 2\text{mm}$ ，试问：带状线最短工作波长 $\lambda_{\min}$ 为多少？

解：对于本题应该使用 $\lambda_{\min} > \lambda_{cTM_{01}} \approx 2b\sqrt{\varepsilon_r}$ 进行判断，这是因为

$$b = 5\text{mm} \text{ 和 } W = 2\text{mm}$$

满足了 $\lambda_{\min} > \lambda_{cTM_{01}} \approx 2b\sqrt{\varepsilon_r}$ 的同时，自然也满足了 $\lambda_{\min} > \lambda_{cTE_{10}} \approx 2W\sqrt{\varepsilon_r}$

$$\therefore \lambda_{\min} > \lambda_{cTM_{01}} \approx 2b\sqrt{\varepsilon_r} = 2 \times 5 \times \sqrt{2.1} = 14.49\text{mm}$$

$\therefore$  带状线最短工作波长 $\lambda_{\min}$ 为14.49mm

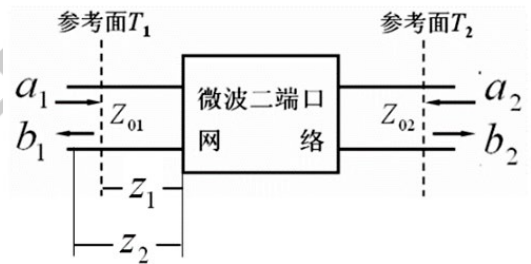
### ➤ 第4章 实际中常用的线性无源微波元器件

#### 1、散射矩阵各参数的含义

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \leftrightarrow \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

式中： $[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$ 为二端口网络的散射矩阵，或简称

为 $[S]$ 矩阵。 $[S]$ 矩阵中的各参数称为 $S$ 参数，微波二端口网络 $S$ 参数的物理意义（定义）如下：



$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} |_{a_2=0}$ 是参考面 $T_2$ （端口②）匹配时，参考面 $T_1$ （端口①）处的反射系数；

$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} |_{a_1=0}$ 是参考面 $T_1$ （端口①）匹配时，端口②→端口①的反向传输系数；

$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} |_{a_2=0}$ 是参考面 $T_2$ （端口②）匹配时，端口①→端口②的正向传输系数；

$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} |_{a_1=0}$ 是参考面 $T_1$ （端口①）匹配时，参考面 $T_2$ （端口②）处的反射系数。

除了微波二端口网络 $S$ 参数，还有参考面开路阻抗参数（**Z参数**）、参考面短路阻抗参数（**Y参数**）、参考面链接参数（**A参数**），它们在低频无源和有源网络分析中广泛应用，是根据研究问题的需要、使用网络端口上的电流和电压而人为定义的可测量的参数。

#### 2、微波网络的互易性

$$S_{ij} = S_{ji}$$

将散射矩阵 $[S]$ 中的“行元素”置换为“列元素”，因此可以表示为：

$$[S] = [S]^T$$

式中， $[S]^T$ 是 $[S]$ 的转置矩阵。以二端口微波网络为例，有以下表达式：

$$[S] = [S]^T = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{12} & S_{22} \end{bmatrix}$$

在“端口①”匹配情况下“端口②”至“端口①”的反向传输系数 $S_{12}$ ，等于在“端口②”匹配情况下“端口①”至“端口②”的正向传输系数 $S_{21}$ 。显然这样的微波网络是互易的，但是与输入端口对应的端口必须接匹配负载；否则，就会破坏微波网络的互易性。

#### 3、微波网络的对称性

$$S_{ii} = S_{jj}$$

#### 4、微波网络的无耗性

判断微波网络无耗的条件：

$$[S]^+ [S] = 1$$

式中， $[S]^+$ 是 $[S]$ 的共轭转置矩阵。

上式还可以写成以下形式：

$$\sum_{k=1}^n S_{ki} S_{ki}^* = 1, \quad i = 1, 2, 3, \dots, n$$

上式表明：对于无损微波网络的 $[S]$ 矩阵中的任何一列，与该列的共轭点相乘等于 1。

另外，有：

$$\sum_{k=1}^n S_{ki} S_{kj}^* = 0, \quad i \neq j$$

上式表明：对于微波网络的 $[S]$ 矩阵中的任何一列，与不同列的共轭点相乘等于 0。

#### ☆ 第 4 章 例题

1、假设下图所示的二端口网络，具有以下散射矩阵：

$$[S] = \begin{bmatrix} 0.18 & 0.9e^{-j45^\circ} \\ 0.9e^{j45^\circ} & 0.25 \end{bmatrix}$$



试问：

- ① 该网络是互易和无耗的吗？
- ② 若在该网络“参考面 $T_2$ ”上接有匹配负载，则在“参考面 $T_1$ ”处的反射系数和回波损耗 $L_R$ 为多少？
- ③ 若将该网络“参考面 $T_2$ ”短路，则在“参考面 $T_1$ ”处的反射系数和回波损耗 $L_R$ 为多少？

解：①  $\because S_{12} \neq S_{21}$

$\therefore$  该网络不是互易的

$\therefore$  取第 1 列的元素，与该列对应的共轭元素相乘后相加得

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 0.18^2 + 0.9^2 = 0.842 \neq 1$$

$\therefore$  该网络不是无耗的，而是有损耗的

- ② 因为当网络“参考面 $T_2$ ”上接有匹配负载时，在“参考面 $T_1$ ”处的反射系数

$$\Gamma = S_{11} = 0.18$$

故可以求得“参考面 $T_1$ ”处的回波损耗为

$$L_R(\text{dB}) = -20 \lg |\Gamma| = -20 \lg 0.18 \approx 15 \text{ dB}$$

- ③ 当该网络“参考面 $T_2$ ”短路时有 $a_2 = -b_2$

$$\text{将它代入} \begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases}, \text{ 得} \begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 - S_{12}b_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 - S_{22}b_2 \end{cases}$$

$$\text{解方程 } b_2 = S_{21}a_1 - S_{22}b_2, \text{ 可得 } b_2 = \frac{S_{21}}{1+S_{22}}a_1 \quad (1)$$

$$\text{将方程 } b_1 = S_{11}a_1 - S_{12}b_2 \text{ 两边同除以 } a_1, \text{ 可得 } \frac{b_1}{a_1} = S_{11} - S_{12} \frac{b_2}{a_1} \quad (2)$$

将①式代入②式，就可以获得该网络“参考面 $T_2$ ”短路时在“参考面 $T_1$ ”处的反射系数为

$$\Gamma = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{T_2 \text{ 短路}} = S_{11} - S_{12} \frac{b_2}{a_1} = S_{11} - \frac{S_{12}S_{21}}{1+S_{22}} = 0.18 - \frac{0.9e^{-j45^\circ} \times 0.9e^{j45^\circ}}{1+0.25} = -0.468$$

故可以求得“参考面 $T_1$ ”处的回波损耗为

$$L_R(\text{dB}) = -20 \lg |\Gamma| = -20 \lg 0.468 = 6.6 \text{ dB}$$



2、假设定向耦合器具有以下散射矩阵：

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

试问：

- ① 该网络是互易和无耗的吗？
- ② 试分析各端口的之间的关系特性。
- ③ 当端口 1 输入功率为 P，其余端口接匹配负载时，求其余端口的输出功率、输出信号相对端口 1 输入信号的相位差。

解：①  $\because S_{ij} = S_{ji}, i, j = 1, 2, 3, 4$

$\therefore$  该网络是互易的

$\because$  取第 1 列的元素，与该列对应的共轭元素相乘后相加得

$$S_{11}S_{11}^* + S_{21}S_{21}^* + S_{31}S_{31}^* + S_{41}S_{41}^* = 0^2 + 0^2 + \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot \frac{j}{\sqrt{2}} + \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot \frac{j}{\sqrt{2}} = 1$$

取第 2 列的元素，与该列对应的共轭元素相乘后相加得

$$S_{12}S_{12}^* + S_{22}S_{22}^* + S_{32}S_{32}^* + S_{42}S_{42}^* = 0^2 + 0^2 + \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot \frac{j}{\sqrt{2}} + \frac{j}{\sqrt{2}} \cdot \frac{-j}{\sqrt{2}} = 1$$

取第 3 列的元素，与该列对应的共轭元素相乘后相加得

$$S_{13}S_{13}^* + S_{23}S_{23}^* + S_{33}S_{33}^* + S_{43}S_{43}^* = \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot \frac{j}{\sqrt{2}} + \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot \frac{j}{\sqrt{2}} + 0^2 + 0^2 = 1$$

取第 4 列的元素，与该列对应的共轭元素相乘后相加得

$$S_{14}S_{14}^* + S_{24}S_{24}^* + S_{34}S_{34}^* + S_{44}S_{44}^* = \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot \frac{j}{\sqrt{2}} + \frac{j}{\sqrt{2}} \cdot \frac{-j}{\sqrt{2}} + 0^2 + 0^2 = 1$$

$\therefore$  该网络是无耗的

②  $\because S_{ii} = 0, i = 1, 2, 3, 4$

$\therefore b_i = 0, i = 1, 2, 3, 4$

$\therefore$  端口 1、2、3、4 匹配，无反射

$\because S_{12} = S_{21} = 0, S_{34} = S_{43} = 0$

$\therefore$  端口 1 和 2 隔离，端口 3 和 4 隔离

$\because S_{13} = S_{31} = 1, S_{14} = S_{41} = 1, S_{23} = S_{32} = 1, S_{24} = S_{42} = -1$

$\therefore$  端口 1 和 3 互易，端口 1 和 4 互易，端口 2 和 3 互易，端口 2 和 4 互易

③  $\because$  其余端口接匹配负载

$\therefore a_2 = a_3 = a_4 = 0$

$\because S_{11} = 0, S_{21} = 0$

$\therefore P_{1out} = 0, P_{2out} = 0$

$\because S_{31} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \Rightarrow b_3 = \frac{-j}{\sqrt{2}} a_1$

$\therefore P_{3out} = \frac{1}{2} P$

$\because S_{41} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \Rightarrow b_4 = \frac{-j}{\sqrt{2}} a_1$

$\therefore P_{4out} = \frac{1}{2} P$