

第 1 章、第 2 章中分别讨论了微波传输线的基本理论和各种具体形式的微波传输线,本章介绍微波电路中基本元件的构成方法和阻抗变换器的设计方法。

3.1 概论

在微波技术中,除了需要利用微波传输线来传输微波能量外,还需要有微波元件来对微波进行各种控制或变换,如控制波的振幅、频率、相位,变换波的极化方式等。

微波元件从外形到内部结构都与我们熟悉的集中参数电路元件完全不同,因为随着工作频率的升高,电路的概念发生了由集中参数到分布参数的转变,一段适当长度的终端短路或开路传输线可以起着电感、电容或 LC 谐振回路的作用。然而,微波元件虽然其外形、结构与集中参数的电路元件差异甚大,但其物理本质却是相同的,即那些能吸收微波能量的装置相当于电阻的作用,如衰减器和匹配负载等;能局部集中磁场能量的装置相当于电感的作用,如波导中的感性销钉和电感膜片等;能局部集中电场能量的装置相当于电容的作用,如波导中的容性螺钉和电容膜片等;而能实现电、磁能量周期性变换的装置则相当于 LC 振荡回路的作用,如特定长度的各种微波传输线及波导系统中用的谐振窗等。

对于均匀传输系统中引入某种不均匀性所构成的微波元件,多数情况下求其严格的场解是困难的,工程上通常用等效电路来描述微波元件的主要特性。本章首先介绍几种常用的电阻性元件和电抗性元件。

3.2 微波电阻性元件

常用的微波电阻性元件(Resistive Component)有衰减器和匹配负载。衰减器(Attenuator)是用来控制微波传输线中传输功率的装置,其通过对波的吸收、反射或截止来衰减微波能量。匹配负载(Matched Load)实质上也是一种衰减器,其作用是无反射地吸收传输到终端的全部功率以建立传输系统中的行波状态。

3.2.1 吸收式衰减器

吸收式衰减器是在矩形波导中加入吸收片,利用吸收片吸收部分能量来实现衰减的。

吸收片是一个涂有一层吸收物质(石墨或镍铬合金)的渐变刀形或两端呈尖劈形的介质片。吸收片做成刀形或尖劈形的目的是使波导的等效阻抗逐渐变化以减小反射。图 3.2-1(a)、(b)、(c)分别给出了吸收片插入深度可调的刀形衰减器、吸收片固定的固定衰减器及吸收片沿宽边方向可移动的可调衰减器的结构示意图,图 3.2-1(d)为图 3.2-1(c)的立体图。由于吸收片与矩形波导中 H_{10} 模的电场力线平行,故其片上将有电流 $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$ 流经吸收片,使一部分电磁能量转化为热能,构成衰减。图 3.2-1(a)所示衰减器是通过改变吸收片的插入深度而改变衰减大小的。因为 H_{10} 模的电场沿波导宽边的分布是中间强、两边弱,于是在图 3.2-1(c)中,吸收片位于波导中央位置时衰减最大,移至窄壁时衰减最小。

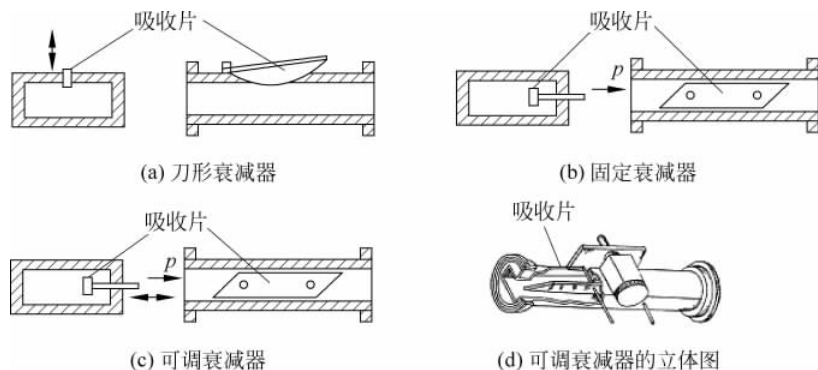


图 3.2-1 吸收式衰减器

3.2.2 极化衰减器

图 3.2-2(a)给出了旋转极化式衰减器的结构示意图。它由 3 段波导组成,两端分别为具有平行于波导宽壁放置吸收片的矩-圆过渡波导段和圆-矩过渡波导段,它们是固定的;中间一段为内部放有吸收片“2”的传输 H_{11} 模的圆波导,吸收片可以与圆波导一起旋转,吸收片“2”的旋转角 θ 不同,衰减量就不同,其工作原理可由图 3.2-2(b)所示的电场变化过程来解释。矩形波导的 H_{10} 波在矩-圆过渡波导中激励垂直极化的 H_{11} 波,其电场 \mathbf{E}_1 垂直于吸收片“1”的平面,这时没有电场的平行分量,故吸收片“1”并不衰减,只起固定极化方向的作用。当波进入圆波导后,如吸收片“2”相对水平面旋转了角度 θ ,这时 \mathbf{E}_1 可分解为平行于吸收片和垂直于吸收片的两个分量,即

$$\begin{cases} E_{//} = E_1 \sin\theta \\ E_{\perp} = E_1 \cos\theta \end{cases} \quad (3.2-1)$$

当吸收片有足够的衰减量时,则平行于吸收片“2”平面的电场能量将全部被吸收,而垂直于吸收片“2”平面的电场则无衰减地通过。当到达圆-矩过渡波导时, E_{\perp} 分解成垂直于吸收片“3”平面和平行于吸收片“3”平面的两个分量。平行于吸收片“3”平面的分量被吸收,而垂直的场分量可无衰减地通过,且在矩形波导中激起 H_{10} 波,其电场为

$$E_2 = E_{\perp} \cos\theta = E_1 \cos^2\theta \quad (3.2-2)$$

由于功率正比于电场强度的平方,故衰减量按定义为

$$L = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} = 10 \lg \left(\frac{E_1}{E_2} \right)^2 = 20 \lg \frac{1}{\cos^2\theta} = -40 \lg |\cos\theta| \quad (\text{dB}) \quad (3.2-3)$$

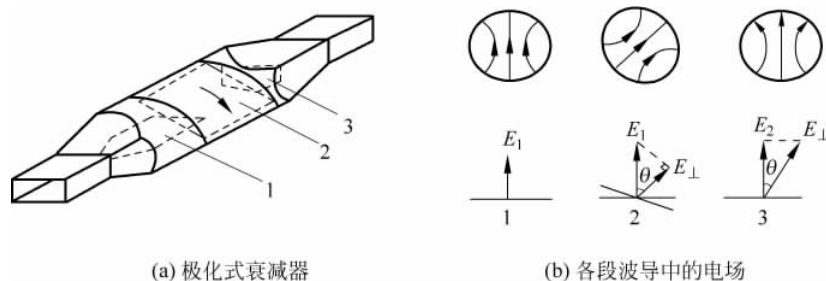


图 3.2-2 极化式衰减器及各段波导中电场的示意图

可见,当三个吸收片足够大时,衰减器的衰减量只与吸收片的旋转角度 θ 有关,故可作为标准衰减器。

3.2.3 截止式衰减器

截止式衰减器是利用波导的截止特性做成的。图 3.2-3(a)是一种截止式衰减器的结构示意图。这种截止式衰减器的主体是一段处于截止状态的圆波导,此时需要选择圆波导的半径满足截止条件: $\lambda > (\lambda_c)_{H_{11}}$ 。由于 H_{11} 模是圆波导中的最低模式,故如果 H_{11} 模被截止,则其他所有高次模全被截止。输入同轴线在圆波导的始端激励起截止场,这种截止场的磁场沿圆波导纵向(z 方向)呈指数律衰减,即 $H \propto e^{-\alpha z}$,其中衰减常数为

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2 - 1} \approx \frac{2\pi}{\lambda_c} \quad (\lambda \gg \lambda_c) \quad (3.2-4)$$

输出同轴线通过一个小环与圆波导磁耦合,圆波导中的截止场激励小环,使得一部分功率进入输出同轴线中,这部分功率正比于小环所在处的磁场强度的平方,即 $P \propto e^{-2\alpha z}$ 。

设小环位于 $z=0$ 处时,通过小环耦合到输出同轴线中的功率为 $P(0) = P_0$ 。当通过调节机构使小环和输出同轴沿 z 方向移动到 $z=l$ 处时,输出同轴线中的功率为

$$P_2 = P(l) = P_0 e^{-2\alpha l} \quad (3.2-5)$$

故这时相对于输入功率 P_1 的衰减量为

$$\begin{aligned} L(l) &= 10 \lg \frac{P_1}{P_2} = 10 \lg \left[\frac{P_1}{P_0} \cdot \frac{P_0}{P(l)} \right] = 10 \left[\lg \frac{P_1}{P_0} + \lg \frac{P_0}{P(l)} \right] \\ &= L(0) + 10 \lg e^{2\alpha l} = L(0) + 8.68\alpha l \quad (\text{dB}) \end{aligned} \quad (3.2-6)$$

式中, $L(0) = 10 \lg \frac{P_1}{P_0}$ (dB), 为 $z=0$ 时的起始衰减量。

截止式衰减器有如下特点:

(1) 衰减量与移动距离之间成线性关系,如图 3.2-3(b)所示,并且衰减系数 α 可由式(3.2-4)算出,因此这种衰减器可作为标准衰减器。

(2) 当 $\lambda \gg \lambda_c$ 时,衰减系数 α 很大,移动不太长的一段距离就可得到很大的衰减量。

(3) 由于截止波导中不存在吸收性材料,故其衰减不是由于损耗而是由于反射所引起的。由于圆波导输入、输出端反射都很大,因此无论对输入同轴线还是输出同轴线而言都是严重失配的。

为了改善输入端的匹配,在输入同轴线的终端接以匹配负载;为了改善输出端的匹配,

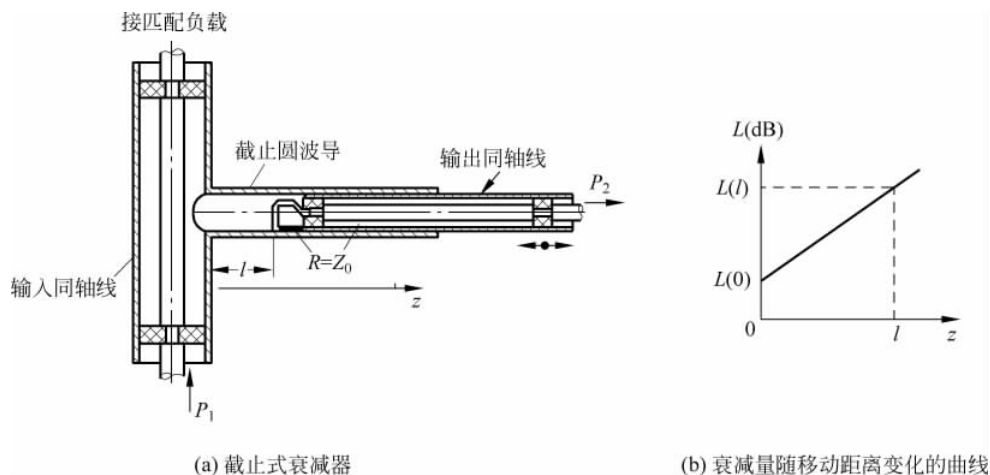


图 3.2-3 截止式衰减器及其衰减量的变化曲线

在小环上装有一个电阻,使其阻值 $R=Z_0$ 。经如此改善后的输入、输出同轴线几乎都接近匹配。

3.2.4 匹配负载

匹配负载是一种接在传输系统终端的单端口微波元件,它能几乎无反射地吸收入射波的全部功率。图 3.2-4 所示是一种矩形波导小功率匹配负载,它是内置有吸收片的终端短路的一段波导。吸收片的存在对波导系统来说是引入了一种不连续性,为了尽量减小反射,吸收片应做成尖劈形,且其长度应为二分之一波长的整数倍。这样可使吸收片在斜面上的每一点引起的电磁波的反射都能被与其相距四分之一波长的另一点引起的反射所抵消,从而使波导系统得到良好的匹配。

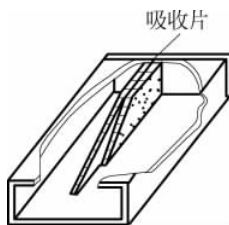


图 3.2-4 矩形波导小功率匹配负载

3.3 微波电抗性元件

严格来说,在微波波段不存在像低频电路中那样的集中参数的电感(Inductance)和电容(Capacitor)。因为狭义概念的集中参数电感(或电容)指的是在某一个区域中只含有磁能(或只含有电能),而微波信号是交变电磁场,电场和磁场是铰链在一起的,所以没有单独的电场区域或磁场区域。但如果将狭义概念的集中参数的电感和电容从能量的角度推广,即认为如果在某区域磁场储能大于电场储能,则可等效为电感;如果在某区域电场储能大

于磁场储能,则可等效为电容,这样就可实现微波波段的电感和电容了。

可以证明,微波传输线中传输模所携带的电场能量和磁场能量是相等的,而截止模所含电能和磁能是不均衡的。若截止模为 TE 模,则其磁能大于电能;若截止模为 TM 模,则其电能大于磁能。据此,可在传输系统中人为引入某些不均匀性,则在不均匀性区域将激发起高次截止模。若高次截止模为 TE 模,则不均匀性区域可等效为一电感;若高次截止模为 TM 模,则不均匀性区域可等效为一电容。下面介绍几种常用的波导电抗元件和微带电抗元件。

3.3.1 波导不连续性及波导元件的实现方法

波导中的不连续性(Discontinuity)及常用的波导元件主要有膜片、谐振窗、波导阶梯、销钉和螺钉,下面分别进行介绍。

1. 膜片

膜片通常有电容膜片和电感膜片两种形式。图 3.3-1 所示为电容膜片,其中,图 3.3-1(a)、(b)所示为对称电容膜片;图 3.3-1(c)、(d)所示为非对称电容膜片。由于在波导中插入膜片使波导中产生了不连续性,因此,在膜片附近要产生高次模,这些高次模与主模叠加应满足膜片处的边界条件。对于对称电容膜片,由图 3.3-1(a)左上角所示的膜片处的电场分布可见,膜片处电场有纵向分量,而原主模-TE₁₀模中并不含有纵向电场分量,所以,膜片处的纵向电场分量是由高次模提供的,且高次模应为 TM 模,不能传输,储存在膜片附近。由于 TM 模的电能大于磁能,即在膜片附近储存的电能大于磁能,故相当于一个电容,称为电容膜片。由于膜片起分流作用,故该膜片为并联电容,其等效电路如图 3.3-1(e)所示。

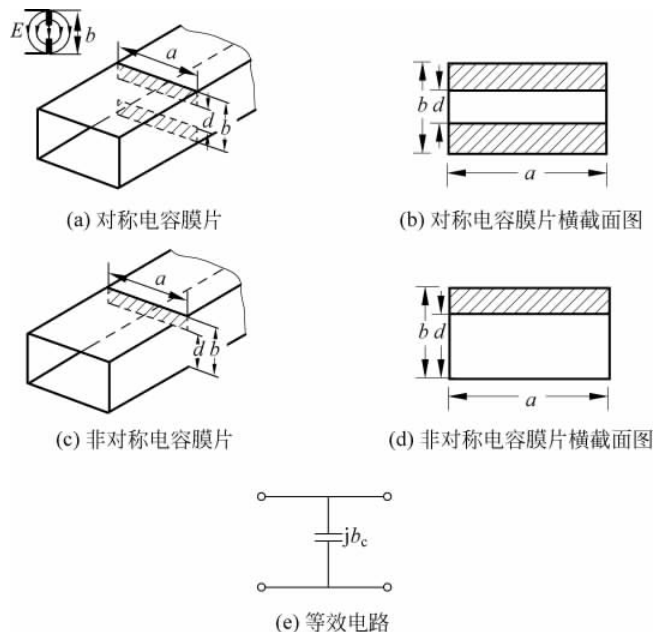


图 3.3-1 电容膜片及等效电路

对称电容膜片的归一化电纳可由下式近似计算

$$b_c = \frac{B_c}{Y_0} = \frac{4b}{\lambda_g} \ln \left(\csc \frac{\pi d}{2b} \right) + \frac{2\pi t}{\lambda_g} \left(\frac{b}{d} - \frac{d}{b} \right) \quad (3.3-1a)$$

式中, Y_0 为波导的等效特性导纳, λ_g 为波导波长, a 、 b 分别为波导的宽、窄边尺寸, t 为膜片厚度, d 的意义见图 3.3-1(a)、(b)。

实际中所用膜片厚度 t 通常很小, 可以忽略, 此时对称电容膜片的归一化电纳计算公式简化为

$$b_c = \frac{B_c}{Y_0} = \frac{4b}{\lambda_g} \ln \left(\csc \frac{\pi d}{2b} \right) \quad (3.3-1b)$$

对于图 3.3-1(c)、(d) 所示的非对称膜片, 利用镜像法, 可把其等效为 $2b$ 和 $2d$ 的对称膜片, 故也可等效为一个并联电容, 零厚度非对称电容膜片的归一化容纳可由下式确定^[3]。

$$b_c = \frac{B_c}{Y_0} = \frac{8b}{\lambda_g} \ln \left(\csc \frac{\pi d}{2b} \right) \quad (3.3-2)$$

图 3.3-2 所示为电感膜片, 其中, 图 3.3-2(a)、(b) 所示为对称电感膜片; 图 3.3-2(c)、(d) 所示为非对称电感膜片。对于对称电感膜片, 因为主模- TE_{10} 模在膜片处有平行于膜片的电场(如图 3.3-2(a) 所示), 所以, 为满足膜片处的边界条件, 在膜片处会产生新的 TE 模, 其电场在膜片处的方向与原 TE_{10} 模的电场方向相反, 且相互抵消, 从而满足膜片处的边界条件。新产生的 TE 模是高次模, 不能传输, 储存在膜片附近。TE 模的磁能大于电能, 即储存在膜片附近的磁能大于电能, 故相当于一个电感, 称为电感膜片。由于该膜片起分流作用, 故可等效为并联电感, 如图 3.3-2(e) 所示。

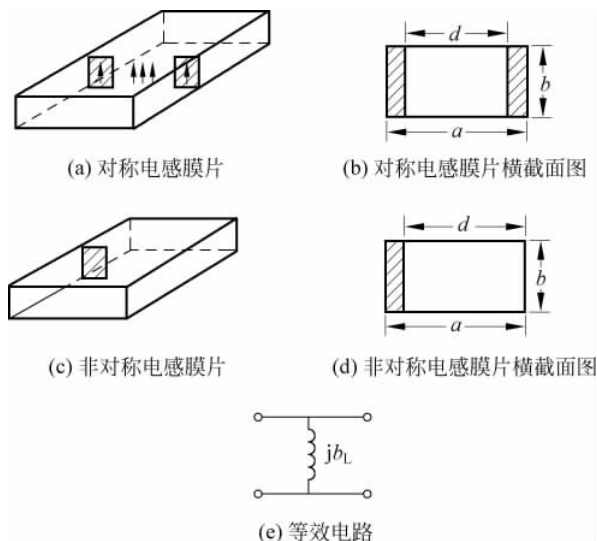


图 3.3-2 电感膜片及等效电路

对称电感膜片的等效归一化电纳可由下式近似计算

$$b_L = \frac{B_L}{Y_0} = -\frac{\lambda_g}{a} \cot^2 \left[\frac{\pi(d-t)}{2a} \right] \quad (3.3-3a)$$

对于零厚度膜片, 上式简化为

$$b_L = \frac{B_L}{Y_0} = -\frac{\lambda_g}{a} \cot^2 \left(\frac{\pi d}{2a} \right) \quad (3.3-3b)$$

对于非对称电感膜片,同理可知,其也可等效为一个并联电感。零厚度非对称电感膜片的归一化电纳可由下式计算^[4]

$$b_L = \frac{B_L}{Y_0} \approx -\frac{\lambda_g}{a} \left(1 + \csc^2 \frac{\pi d}{2a} \right) \cot^2 \frac{\pi d}{2a} \quad (3.3-4)$$

【例 3.3-1】 一个喇叭天线由标准矩形波导 BJ-100 馈电,传输 TE_{10} 模,波长为 3cm,喇叭天线的归一化输入阻抗 $\bar{Z}_L = (0.8 + j0.6) \Omega$ 。

(1) 若用一对称电容膜片进行匹配,如图 3.3-3(a)所示,求电容膜片接入处到喇叭天线的距离 L 及膜片尺寸 d 的值。(假设膜片厚度 $t=0$)

(2) 若采用对称电感膜片进行匹配,则 L 及 d 各为多少?(假设膜片厚度 $t=0$)

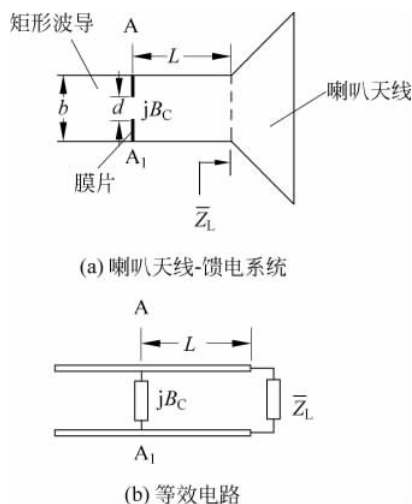


图 3.3-3 喇叭天线-馈电系统及等效电路

解: 查附录 B 可知,标准矩形波导 BJ-100 的尺寸为 $a \times b = 2.286 \times 1.016 \text{cm}^2$ 。由 $\lambda = 3 \text{cm}$ 和 TE_{10} 模的单模传输条件 $1.5 \text{cm} = \frac{\lambda}{2} < a = 2.286 \text{cm} < \lambda = 3 \text{cm}$ 可知,可以实现单模传输。

TE_{10} 模的波导波长为

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} = \frac{3}{\sqrt{1 - \left(\frac{3}{2 \times 2.286}\right)^2}} \text{cm} \approx 3.976 \text{cm}$$

图 3.3-3(a)所示的喇叭天线-馈电系统可等效为图 3.3-3(b)。由图 3.3-3(b)可知,该馈电网络中的匹配器的工作原理与 1.6.2 节的并联单支节匹配器的匹配思想类似,只是这里用膜片的电纳抵消参考面 A-A₁ 处导纳的虚部,而非并联分支,所以相应的公式这里也适用。

若采用并联终端开路分支的计算公式,则

$$L_i = d_{\min} + d_{0i} \quad (i=1,2)$$

因为 $\bar{Z}_L = 0.8 + j0.6$,故

$$\Gamma_L = \frac{\bar{Z}_L - 1}{\bar{Z}_L + 1} = \frac{(0.8 + j0.6) - 1}{(0.8 + j0.6) + 1} = \frac{1}{3} e^{j\frac{\pi}{2}}$$

于是由式(1.4-34)得波节点到负载的距离 d_{\min} 为

$$d_{\min} = \frac{\varphi_L}{2\beta} + \frac{\lambda_g}{4} = \frac{\pi/2}{2 \times 2\pi} \lambda_g + \frac{\lambda_g}{4} = 0.375\lambda_g$$

$$\rho = \frac{1 + \frac{1}{3}}{1 - \frac{1}{3}} = 2$$

由式(1.6-21a)、(1.6-23a)得 d_0 的两组解分别为

$$d_{01} = \frac{\lambda_g}{2\pi} \arctan\left(\frac{1}{\sqrt{\rho}}\right) \approx 0.1\lambda_g$$

$$d_{02} = \frac{\lambda_g}{2\pi} \arctan\left(\frac{-1}{\sqrt{\rho}}\right) \approx -0.1\lambda_g$$

由式(1.6-21b)、(1.6-23b)可得 A-A₁ 处所呈现的对应的归一化电纳分别为

$$b_1 = j \tan \beta l_1 = j \frac{\rho - 1}{\sqrt{\rho}} = j0.707 \quad (\text{容性})$$

$$b_2 = j \tan \beta l_2 = j \frac{1 - \rho}{\sqrt{\rho}} = -j0.707 \quad (\text{感性})$$

(1) 对于容性电纳,取

$$L = L_1 = 0.375\lambda_g + 0.1\lambda_g = 0.475\lambda_g \approx 1.889\text{cm}$$

若采用对称电容膜片,由式(3.3-1b)得电容膜片引入的归于一化电纳为

$$b_c = \frac{B_c}{Y_0} = \frac{4b}{\lambda_g} \ln\left(\csc \frac{\pi d}{2b}\right) = \frac{4 \times 1.016}{3.976} \ln\left(\csc \frac{\pi d}{2b}\right) = 1.022 \ln\left(\csc \frac{\pi d}{2b}\right)$$

令

$$b_c = 1.022 \ln\left(\csc \frac{\pi d}{2b}\right) = b_1 = 0.707$$

得

$$\frac{\pi d}{2b} \approx \frac{\pi}{6}$$

$$d = \frac{b}{3} \approx 0.339\text{cm}$$

(2) 对于感性电纳,取

$$L = L_2 = 0.375\lambda_g - 0.1\lambda_g = 0.275\lambda_g = 1.093\text{cm}$$

若采用对称电感膜片,利用式(3.3-3b),并令

$$b_l = \frac{B_l}{Y_0} = -\frac{\lambda_g}{a} \cot^2\left(\frac{\pi d}{2a}\right) = -\frac{3.976}{2.286} \cot^2\left(\frac{\pi d}{2 \times 2.286}\right) = b_2 = -0.707$$

得

$$d \approx 1.46\text{cm}$$

2. 谐振窗

将电容膜片和电感膜片组合在一起便得到图 3.3-4(a)、(b)所示的具有矩形窗口形状膜片,其等效电路如图 3.3-4(c)所示,是一个并联谐振电路,故称为谐振窗。当输入信号

频率正好等于其谐振频率时,信号可以无反射地通过谐振窗;当信号频率不等于其谐振频率时,由于谐振窗具有感性或容性而产生反射。

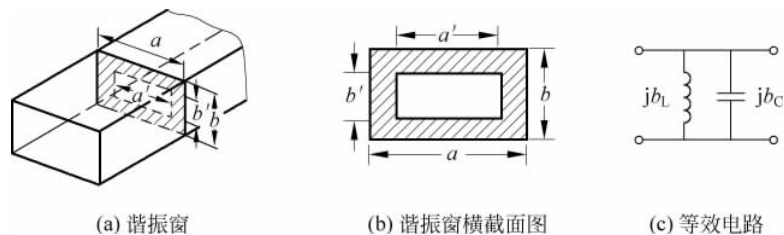


图 3.3-4 谐振窗及等效电路

求谐振窗的谐振频率很困难,一般是从阻抗匹配的角度进行求解(因为阻抗匹配时同样没有反射,对应于谐振电路谐振的情况),此时可把膜片看成是宽 a' 、高 b' 、长 t 的小波导,该小波导与原来大波导匹配的条件是等效特性阻抗相等,即

$$\frac{b}{a} \frac{\eta_1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_1}{2a}\right)^2}} = \frac{b'}{a'} \frac{\eta_2}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_2}{2a'}\right)^2}} \quad (3.3-5)$$

式中, $\eta_1 = \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}}$, $\lambda_1 = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r1}}}$; $\eta_2 = \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}}$, $\lambda_2 = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r2}}}$ 。 μ_1, ϵ_1 和 μ_2, ϵ_2 分别为大、小波导中填充媒质的磁导率和介电常数。

当大波导中填充空气、小波导中填充相对介电常数为 ϵ_r 的介质时,上式变为

$$\frac{b}{a} \frac{\eta_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} = \frac{b'}{a'} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{\eta_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{2a'}\right)^2}} \quad (3.3-6a)$$

即

$$\frac{b}{a} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} = \frac{b'}{a'} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r - \left(\frac{\lambda_0}{2a'}\right)^2}} \quad (3.3-6b)$$

如果给定了 a', b', ϵ_r, a, b , 则可解得

$$\lambda_0 = 2a' \sqrt{\frac{\epsilon_r - \left(\frac{a}{a'}\right)^2 \left(\frac{b'}{b}\right)^2}{1 - \left(\frac{b'}{b}\right)^2}} \quad (3.3-7)$$

因为上式是在谐振窗无反射(即谐振)状态下得到的,所以由上式可得谐振窗的谐振频率 f_r 为

$$f_r = \frac{c}{\lambda_0 \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c}{2a'} \sqrt{\frac{1 - \left(\frac{b'}{b}\right)^2}{\epsilon_r - \left(\frac{a}{a'}\right)^2 \left(\frac{b'}{b}\right)^2}} \quad (3.3-8)$$

当传输信号的工作频率 f 等于 f_r 时,谐振窗对通过的波没有反射;当工作频率 f 不等于 f_r 时,则产生反射。值得注意的是式(3.3-8)是在大波导中填充空气、小波导中填充相对介电常数为 ϵ_r 的介质的条件下得出的。若条件发生变化,则式(3.3-8)也应作相应变化。

上述分析是近似的,且当窗口较大时近似程度较好。谐振窗的厚度在上面的式子中没有反映出来,而实验证明谐振窗的厚度对其匹配性能影响较大,因此,上面的公式只能用于估算。

谐振窗在实际中有很多应用,图 3.3-5 所示是其在雷达天线收、发开关中的应用。当发射机发射的大功率信号经过单向器输入到由介质封闭的谐振窗 I 时,大功率信号将使两封闭谐振窗之间的高频放电气体放电,在谐振窗附近形成导电层而封闭谐振窗,使之成为短路面而把入射的大功率信号反射回去。由于发射机端接有单向器,所以反射回来的信号全部进入天线发射出去,而不会进入发射机;当天线接收小功率信号时,由于单向器的作用,信号只能从接收机通道输出。由于此时信号功率较小,不会使高频放电气体放电。当接收信号频率等于 f_r 时,谐振窗并联谐振,两介质填充谐振窗之间隔成的空间对接收信号没有影响,使接收信号能顺利地进入接收机而被接收;当接收信号频率不等于 f_r 时,谐振窗等效为一个电抗,对信号有反射作用,被接收机接收的能量很小。因此,谐振窗在此结构中起到了滤波的作用。因为两介质填充谐振窗所隔空间起到了收、发开关的作用,故称为天线收、发开关,简称 TR 管。

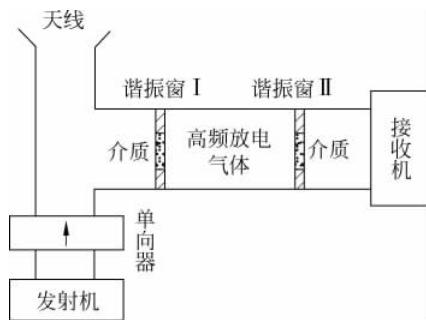


图 3.3-5 含有谐振窗的雷达天线收发开关

3. 波导阶梯

图 3.3-6 所示波导阶梯发生在波导中电场所存在的面,故称为 E 面阶梯;图 3.3-7 所示波导阶梯发生在波导中磁场所在的面,故称为 H 面阶梯。波导阶梯的不连续性可用类似于膜片的方法进行分析,下面以 E 面阶梯为例进行简单介绍^[4]。

对于图 3.3-6(a)所示的对称 E 面双阶梯,比较图 3.3-6(a)和图 3.3-1(a)的电场分布可知,对称 E 面双阶梯的电场分布(忽略右侧 $a \times b'$ 波导内的边缘场)与对称电容膜片一半的场分布相同,因而其也可等效为一个并联电容,如图 3.3-6(b)所示,且其容纳为膜片容纳的一半。于是,由式(3.3-1b)可得对称 E 面双阶梯的归一化容纳计算公式为

$$b_{c\text{双阶梯}} = \frac{B_c}{Y_0} = \frac{2b}{\lambda_g} \ln \left(\csc \frac{\pi b'}{2b} \right) \quad (3.3-9)$$

对于图 3.3-6(c)所示的 E 面单阶梯,阶梯处的场分布(忽略右侧 $a \times b'$ 波导内的边缘场)与非对称电容膜片一半的场分布相同,因而其也可等效为一个并联电容,如图 3.3-6(d)所示,且其容纳为非对称电容膜片容纳的一半,即 E 面单阶梯的归一化容纳可由下式确定

$$b_{c\text{单阶梯}} = \frac{B_c}{Y_0} = \frac{4b}{\lambda_g} \ln \left(\csc \frac{\pi b'}{2b} \right) \quad (3.3-10)$$

H 面波导阶梯与感性膜片的情况类似,但应注意,波导的等效特性导纳和波导波长在阶梯

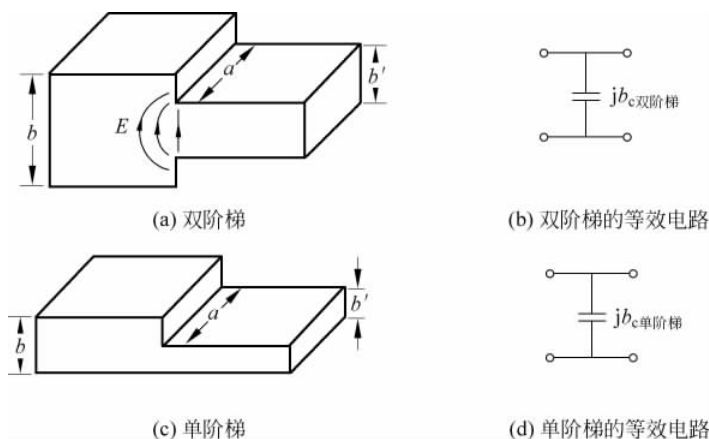


图 3.3-6 E 面阶梯及等效电路

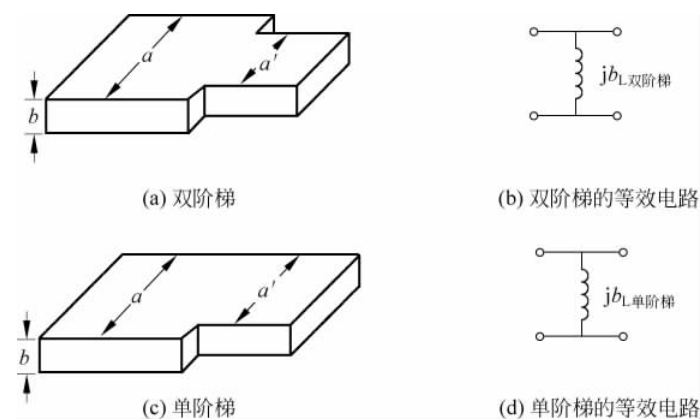


图 3.3-7 H 面阶梯及等效电路

两侧是不等的。

4. 销钉

在波导中垂直波导壁放置并且两端与波导壁相连的金属圆棒称为销钉。销钉类似于波导膜片，也相当于在波导中引入了并联电纳，也有感性和容性两种类型。

1) 感性销钉

垂直于波导宽壁放置的销钉与电感膜片一样，也具有感性，故称为感性销钉。图 3.3-8(a)所示为单电感销，图 3.3-8(b)所示为三电感销，它们都可以等效为图 3.3-8(c)所示的并联电感。销钉的归一化电纳与棒的粗细有关，棒越粗，电感量越小，其归一化电纳就越大；同样粗细的棒，根数越多，相对电纳就越大。

单销钉的归一化电纳可近似由下式计算^[3]

$$b_L = \frac{B_L}{Y_0} \approx -\frac{2\lambda_g}{a} \sin^2 \frac{\pi x_0}{a} \left[\ln \left(\frac{2a}{\pi r} \sin \frac{\pi x_0}{a} \right) - 2 \sin^2 \frac{\pi x_0}{a} \right]^{-1} \quad (3.3-11)$$

式中， Y_0 为波导的等效特性导纳， r 为销钉的半径， λ_g 为波导波长， a 为波导的宽边尺寸， x_0 为销钉与波导窄壁的间距。

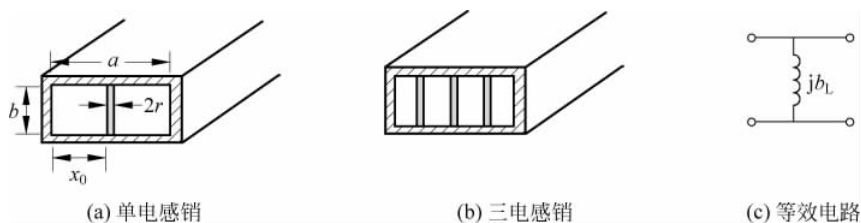


图 3.3-8 波导中的电感销及等效电路

在图 3.3-8(a)中,对于处于波导宽壁中央的单电感销($x_0 = a/2$),其归一化电纳计算公式简化为

$$b_L = \frac{B_L}{Y_0} \approx -\frac{2\lambda_g}{a} \left[\ln\left(\frac{2a}{\pi r}\right) - 2 \right]^{-1} \quad (3.3-12)$$

对于图 3.3-8(b)所示的三电感销,其归一化电纳可由以下公式近似计算

$$b_L = \frac{B_L}{Y_0} \approx -\frac{4\lambda_g}{a \left[\ln\left(\frac{a}{24.66r}\right) + \frac{40.4a^2}{1000\lambda^2} \right]} \quad (3.3-13)$$

式中, λ 为工作波长。

2) 容性销钉

垂直于波导窄壁放置的销钉与电容膜片一样,也具有容性,故称为电容销钉。图 3.3-9(a)所示的电容销钉可等效为图 3.3-9(b)所示的并联电容。同样,销钉越粗,根数越多,引入的电纳就越大。但是,电容销钉在波导中的位置与引入电纳的大小无关,这是因为波导中的 TE_{10} 模的场沿窄边方向均匀分布,所以电容销钉不论处在什么位置,对场的影响都是一样的。电容销钉的归一化电纳可由下式近似计算^[5]

$$b_c = \frac{B_c}{Y_0} = \frac{4\pi^2 r^2}{\lambda_g b} \quad (3.3-14)$$

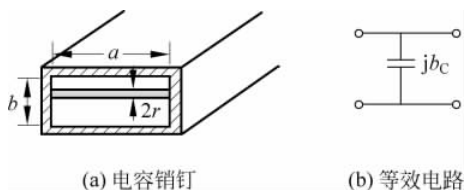


图 3.3-9 波导中的电容销钉及等效电路

5. 螺钉

由于膜片和销钉具有电容或电感特性,因此常用膜片和销钉进行匹配。但是,膜片和销钉在波导中的位置一旦固定,就不容易再进行调整,因而使用起来很不方便。但是图 3.3-10 所示的螺钉却调整方便,故经常用作调谐和匹配元件。

改变螺钉旋入波导的深度 h ,即可改变螺钉电纳的大小和性质,如图 3.3-10 所示。当螺钉插入波导时,由于波导宽壁上的轴向电流进入螺钉要产生附加磁场,故而螺钉具有电感特性;由于螺钉附近电场较为集中,故而螺钉又具有电容特性,显然,该电感与电容为串联关系,因此,螺钉通常可等效为并联于波导中的 LC 串联谐振电路,如图 3.3-10(a)所示。由于串联谐振电路的阻抗为: $j\omega L + 1/(j\omega C)$,故当 $h < \lambda/4$ (L 和 C 都较小)时,电感的影响较

小,电容起主要作用,故可等效为一个并联电容,如图 3.3-10(b)所示;当 $h > \lambda/4$ (L 和 C 都较大)时,电感的影响较大,电容的影响较小,故可等效为一个并联电感,如图 3.3-10(c)所示;当 $h \approx \frac{\lambda}{4}$ 时,电感与电容的作用相当,此时螺钉可等效为串联谐振电路,如图 3.3-10(a)所示。

由于螺钉主要是作调谐和匹配用,因而一般不需计算其电纳的具体大小,只需要了解螺钉的电纳特性随螺钉旋入深度变化的大致规律即可。

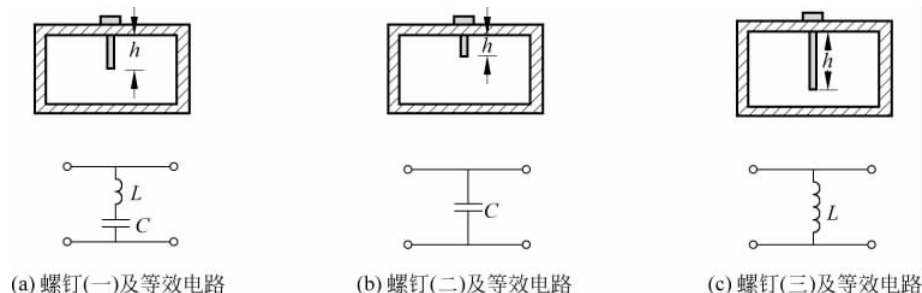


图 3.3-10 波导中的螺钉及其电纳性质的变化

3.3.2 微带不连续性及微带元件的实现方法

1. 微带不连续性

1) 微带线的开路端

微带线的开路端是通过将微带线的导体带条切断而形成的,如图 3.3-11(a)所示。然而,这种开路端并非是理想的开路,在它的开路端有边缘场存在,在忽略其辐射损耗时,这种边缘效应可以用一个接地电容来等效,如图 3.3-11(b)所示。由理想开路线的输入阻抗表达式(1.4-16)可知,小于 $\lambda/4$ 的理想开路线的输入阻抗呈容性,故该边缘电容可用一段长 $\Delta l < \lambda/4$ 的理想开路短截线来等效,如图 3.3-11(c)所示。

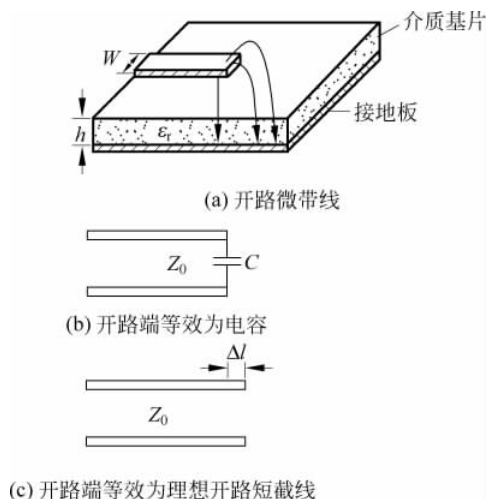


图 3.3-11 微带开路终端及等效电路

Δl 的值可由下列近似公式计算

$$\Delta l = 0.412h \left(\frac{\epsilon_e + 0.3}{\epsilon_e - 0.258} \right) \left(\frac{W/h + 0.264}{W/h + 0.8} \right) \quad (3.3-15)$$

式中, ϵ_e 为微带线的有效相对介电常数, W 和 h 分别为导体带条宽度和介质基片厚度。实际中也经常采用 $\Delta l = 0.33h$ 作近似值。

2) 微带线阶梯

当中心导体带条宽度不等的两根微带线相接时, 在中心导体带条上就出现了阶梯。这种不连续性会引起高次模, 可用传输线上串联的一个电感和两段传输线来表示, 如图 3.3-12 所示^[4]。

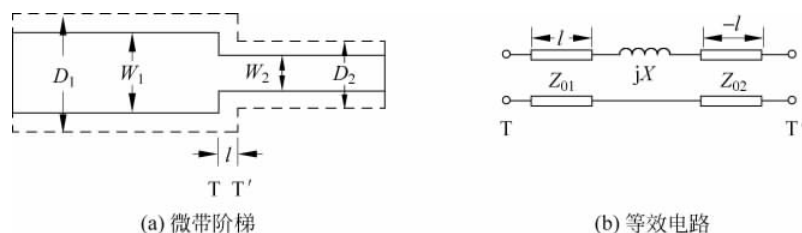


图 3.3-12 微带阶梯及等效电路

微带线可以等效成为平板传输线, 平板传输线的平板宽度 D 可由下式计算

$$\begin{cases} D_1 = \frac{120\pi h}{Z_{01} \sqrt{\epsilon_{e1}}} \\ D_2 = \frac{120\pi h}{Z_{02} \sqrt{\epsilon_{e2}}} \end{cases} \quad (3.3-16)$$

式中, ϵ_{e1} 和 ϵ_{e2} 分别是两段微带线的有效相对介电常数; h 为微带基片厚度; Z_{01} 和 Z_{02} 分别是两段微带线的特性阻抗, 已知 W_1 和 W_2 后, 可由式(2.7-5)或(2.7-6)计算得出。

已知 D_1 和 D_2 后, 图 3.3-12(b) 等效电路中的电路参数可由下式确定

$$\begin{cases} \frac{X}{Z_{01}} = \frac{2D_1}{\lambda_{p1}} \operatorname{Incsc} \left(\frac{\pi}{2} \frac{D_2}{D_1} \right) \\ l = \frac{2h}{\pi} \ln 2 \end{cases} \quad (3.3-17)$$

当基片厚度 h 较小时, l 较小, 可以忽略, 此时微带阶梯就等效为一个串联电感, 且 T 和 T' 面重合, 便于设计。

微带线阶梯还可以有其他等效方法, 如图 3.3-13 所示^[6]。在图 3.3-13(b) 中, 等效参数由下列公式确定:

对于 $\epsilon_r \leq 10, 1.5 \leq W_2/W_1 \leq 3.5$ 的情况, 有

$$\frac{C_s}{\sqrt{W_1 W_2}} = (4.386 \ln \epsilon_r + 2.33) \frac{W_2}{W_1} - 5.472 \ln \epsilon_r - 3.17 \quad (\text{pF/m}) \quad (3.3-18a)$$

对于 $\epsilon_r = 9.6, 3.5 \leq W_2/W_1 \leq 10$ 的情况, 有

$$\frac{C_s}{\sqrt{W_1 W_2}} = 56.46 \ln \left(\frac{W_2}{W_1} \right) - 44 \quad (\text{pF/m}) \quad (3.3-18b)$$

式(3.3-18a)误差在 10% 范围内, 而式(3.3-18b)则优于 0.5%。

$$\frac{L_1}{h} = \frac{Z_{01} \sqrt{\epsilon_{e1}}}{Z_{01} \sqrt{\epsilon_{e1}} + Z_{02} \sqrt{\epsilon_{e2}}} \cdot \frac{L_s}{h} \quad (3.3-19)$$

$$\frac{L_2}{h} = \frac{Z_{02} \sqrt{\epsilon_{e2}}}{Z_{01} \sqrt{\epsilon_{e1}} + Z_{02} \sqrt{\epsilon_{e2}}} \cdot \frac{L_s}{h} \quad (3.3-20)$$

式中

$$\frac{L_s}{h} = 40.5 \left(\frac{W_2}{W_1} - 1 \right) - 32.57 \ln \left(\frac{W_2}{W_1} \right) + 0.2 \left(\frac{W_2}{W_1} - 1 \right)^2 \quad (\text{nH/m}) \quad (3.3-21)$$

阶梯电感的影响还可以用长度为 Δl 的附加传输线段来表示,如图 3.3-13(c)所示。 Δl 由下式确定

$$\frac{\Delta l}{h} = \frac{0.3}{Z_{01} \sqrt{\epsilon_{e1}} + Z_{02} \sqrt{\epsilon_{e2}}} \cdot \frac{L_s}{h} \quad (3.3-22)$$

实际应用时可根据需要选择方便的等效方式。

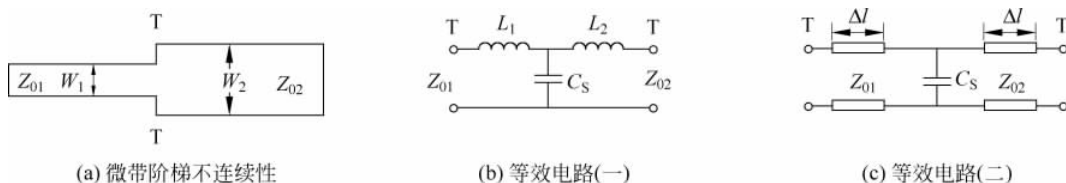


图 3.3-13 微带阶梯不连续性等效电路

3) 微带线拐角及不连续性补偿

在微带电路中,为了改变电磁波的传输方向,需要用到微带拐角。图 3.3-14(a)所示为一种简单的直角拐角,在拐角处有寄生的不连续性电容,它是由拐角处的导带面积增大所引起的。把直角拐角改成圆弧状(如图 3.3-14(b)所示,半径 $r \geq 3W$)可消除不连续性的影响,缺点是会使它占据的空间加大^[7]。

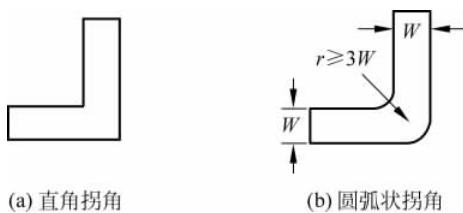


图 3.3-14 微带线的直角拐角

在微带电路中,不连续性会引入寄生电抗,从而会引起相位和振幅误差、输入与输出失配等现象。消除这些影响的一种方法是前面所介绍的等效电路法,即把不连续性等效的电抗包括到电路设计中,并通过调节其他的电路参量(如线的长度、线的特性阻抗,或用可调谐短截线等)来补偿不连续性的影响。另一种方法是将导带不连续性处削角,以使不连续性的影响最小。图 3.3-15(a)、(b)给出了直角拐角削角时两种情况下尺寸的确定方法。在拐角处削角可以降低拐角处多余的电容效应,这种方法还可应用于任意张角的拐角,如图 3.3-15(c)所示。其中,削角的斜边长度的最佳值与微带线的特性阻抗和拐角有关,简单的近似处理方法是 $a = 1.8W$ 。

削角的方法还可用来补偿阶梯和 T 型接头的不连续性,如图 3.3-15(d)、(e)所示。

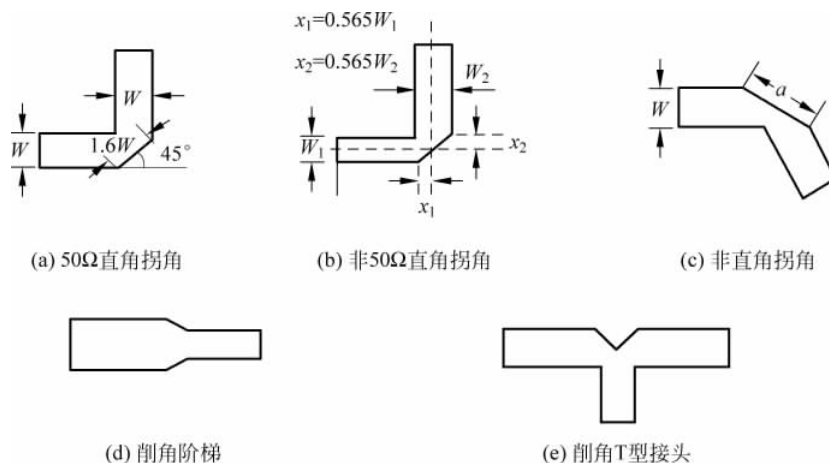


图 3.3-15 微带不连续性的削角补偿法

2. 微带元件实现方法

与波导元件一样,微带元件也是利用传输线中的不均匀性来实现的。下面分别介绍微带电感、电容和谐振电路的实现方法。

1) 并联电感和并联电容的实现

由式(1.4-11)可得,一段长度为 l 、特性阻抗为 Z'_0 的终端短路微带线的输入阻抗为

$$Z_{in} = jZ'_0 \tan\left(\frac{2\pi l}{\lambda_p}\right) = jZ'_0 \tan\left(\frac{\omega l}{v_p}\right) = jX \quad (3.3-23)$$

可知,当 $l < \lambda_p/4$ 时,输入阻抗呈感性。但其电抗与频率的关系是非线性的,而集中参数电感的电抗却与频率成正比,因此二者是有区别的。

但是当 $l \ll \lambda_p$ 时,式(3.3-23)可以近似为

$$Z_{in} = jX \approx jZ'_0 \frac{2\pi l}{\lambda_p} = jZ'_0 \frac{\omega l}{v_p} \quad (3.3-24)$$

此时,传输线的输入电抗就与频率近似呈线性关系了。由此可见,一段终端短路的微带传输线段,当满足 $l \ll \lambda_p$ 时,可近似等效为一个集中参数的电感。例如,对于图 3.3-16(a)所示的微带电路,其传输线等效电路如图 3.3-16(b)所示。当分支线长度 $l \ll \lambda_p$ (一般取 l 为 $\lambda_p/8 \sim \lambda_p/10$) 时,可近似等效为一个并联的集中参数电感,如图 3.3-16(c)所示。

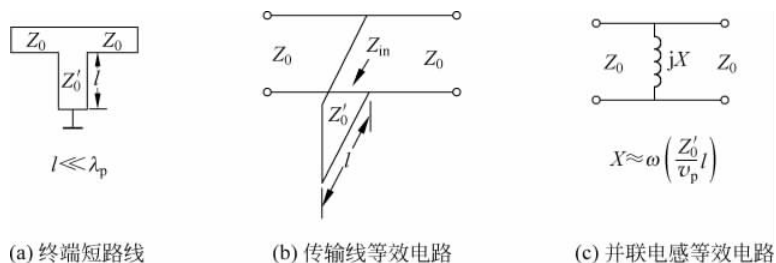


图 3.3-16 用终端短路线实现并联电感

同理,由式(1.4-16)可得,一段长度为 l 、特性阻抗为 Z'_0 的终端开路微带线的输入导纳为

$$Y_{in} = \frac{1}{-jZ'_0 \cot\left(\frac{2\pi l}{\lambda_p}\right)} = j \frac{\tan\left(\frac{2\pi l}{\lambda_p}\right)}{Z'_0} = j \frac{\tan\left(\frac{\omega l}{v_p}\right)}{Z'_0} = jB \quad (3.3-25)$$

当满足 $l \ll \lambda_p$ 时,可近似等效为一个集中参数的电容。例如,对于图 3.3-17(a)所示的微带电路,其传输线等效电路如图 3.3-17(b)所示。当分支线长度 $l \ll \lambda_p$ 时,可近似等效为一个并联的集中参数电容,如图 3.3-17(c)所示。

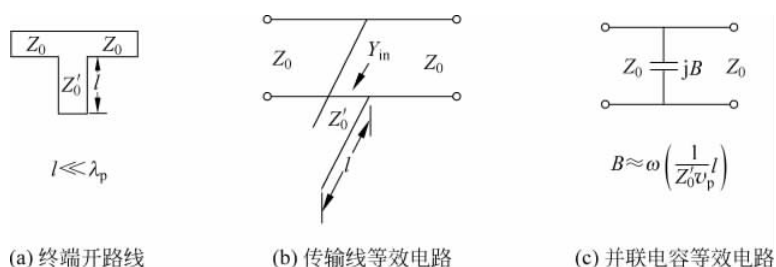


图 3.3-17 用终端开路线实现并联电容

2) 串联电感和并联电容的实现

利用第 5 章将要介绍的网络理论可以证明,一段长为 l 、特性阻抗为 Z_0 的传输线(如图 3.3-18(a)所示)可等效为 T 型电路(如图 3.3-18(b)所示)或 Π 型电路(如图 3.3-18(c)所示),它们的等效关系如下:

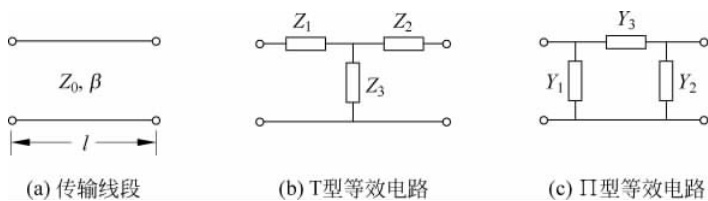


图 3.3-18 传输线段及等效电路

T 型

$$\begin{cases} Z_1 = Z_2 = jZ_0 \tan \frac{\beta l}{2} \\ Z_3 = -jZ_0 \frac{1}{\sin \beta l} \end{cases} \quad (3.3-26)$$

Π 型

$$\begin{cases} Y_1 = Y_2 = jY_0 \tan \frac{\beta l}{2} \\ Y_3 = -jY_0 \frac{1}{\sin \beta l} \end{cases} \quad (3.3-27)$$

可见,无论是 T 型电路还是 Π 型电路,当 $l \ll \lambda_p$ 时,其串联元件均为电感,并联元件均为电容,故可等效为图 3.3-19 所示的集中参数电路。

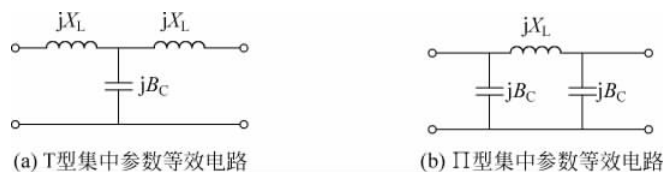


图 3.3-19 传输线段的集中参数等效电路

当 $l \ll \lambda_p$ 时, T 型电路中的电抗和电纳可近似为

$$\begin{cases} X_L \approx Z_0 \frac{\beta l}{2} = Z_0 \frac{\omega}{2v_p} l \\ B_c \approx \frac{1}{Z_0} \beta l = \frac{1}{Z_0} \frac{\omega}{v_p} l \end{cases} \quad (3.3-28)$$

而 Π 型电路中的电抗和电纳则可近似为

$$\begin{cases} X_L \approx Z_0 \beta l = Z_0 \frac{\omega}{v_p} l \\ B_c \approx \frac{1}{Z_0} \frac{\beta l}{2} = \frac{1}{Z_0} \frac{\omega}{2v_p} l \end{cases} \quad (3.3-29)$$

此时, 等效电路中的电抗和电纳均与频率近似呈线性关系, 与集中参数元件的电抗和电纳具有类似的特性。

由式(3.3-28)和式(3.3-29)可以看出, 如果传输线段是高阻抗线段, 其特性阻抗远大于邻接传输线的特性阻抗时, 则图 3.3-19(a)所示 T 型电路中的并联支路可以略去不计, 等效电路中只剩下串联电感; 如果传输线段是低阻抗线段, 其特性阻抗远小于邻接传输线的特性阻抗时, 则图 3.3-19(a)所示 T 型电路中的串联支路阻抗可以略去不计, 等效电路中只剩下并联电容。由此可以得出结论: 特性阻抗不相同的传输线段串接时, 由于特性阻抗之间的相对关系, 高阻抗线段可近似等效为串联电感, 低阻抗线段可近似等效为并联电容。

对于图 3.3-20(a)所示的微带电路, 其传输线等效电路如图 3.3-20(b)所示。由于微带线导体带条较窄时特性阻抗较大, 导体带条较宽时特性阻抗较小, 所以, 中间的高阻抗线段可等效为串联电感, 如图 3.3-20(c)所示。对于图 3.3-21(a)所示的微带电路, 其传输线等效电路如图 3.3-21(b)所示。中间的低阻抗线段可等效为并联电容, 如图 3.3-21(c)所示。这一特性可用于设计微带低通滤波器。

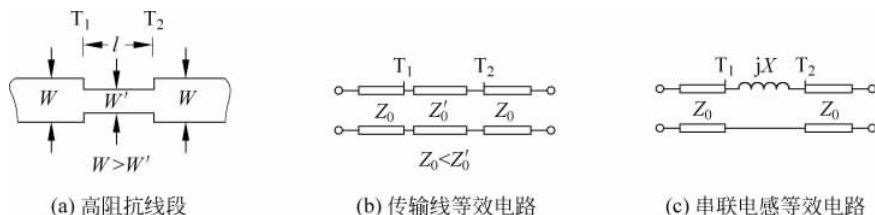


图 3.3-20 高阻抗线段及等效电路

当 $l \ll \lambda_p$ 时, 由式(3.3-28)或式(3.3-29)可得等效电感和等效电容的计算公式为

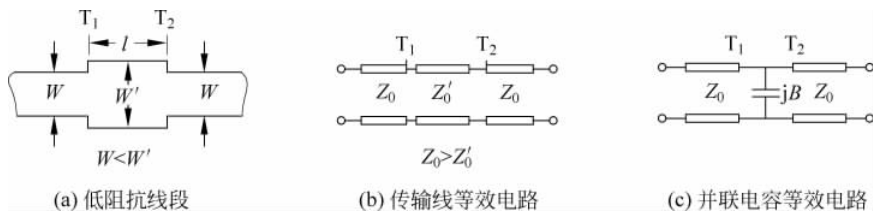


图 3.3-21 低阻抗线段及等效电路

$$\begin{cases} L \approx \frac{Z'_0}{v_p} l \\ C \approx \frac{1}{Z'_0 v_p} l \end{cases} \quad (3.3-30)$$

实际中,为了获得较大的电感,可将上述直线电感弯成环形,图 3.3-22 所示就是一种圆环形电感。由于环内磁场相对集中,磁通量增大,所以电感量增大了。如需要进一步增大电感量,还可以做成“蚊香形”平面螺旋电感,图 3.3-23 所示为方蚊香形螺旋电感。螺旋电感可以增加电感量的原理与低频电感增加线圈匝数可以增大电感量的原理是一样的。



图 3.3-22 环形电感

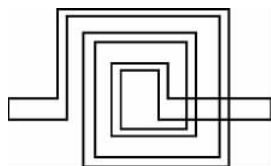


图 3.3-23 方蚊香形螺旋电感

3) 串联电容的实现

微带串联电容通常是用微带缝隙来实现的。微带缝隙就是将微带导体带条切断所形成的间隙,如图 3.3-24(a)所示。微带缝隙可看成是两导体带条端面间的串联耦合电容 C_{12} ,若再考虑导体带条端面与接地板之间的并联电容 C_1 ,则等效电路是一 Π 型电容网络,如图 3.3-24(b)所示。显然,缝隙越小, C_{12} 就越大,而 C_1 就越小。所以,在缝隙很小时,可将微带缝隙等效为一串联电容 C_{12} ,而忽略 C_1 。

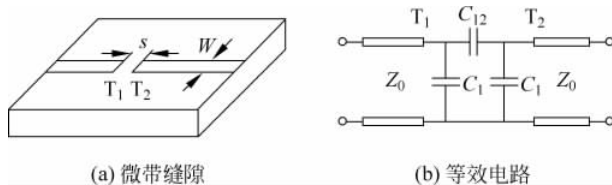


图 3.3-24 微带缝隙及其等效电路

串联电容 C_{12} 对应的归一化电纳可由下式近似确定^[5]

$$\frac{B}{Y_0} \approx \frac{2h}{\lambda_p} \ln\left(\coth \frac{\pi S}{4h}\right) \quad (3.3-31)$$

式中, $\lambda_p = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_c}$, 为微带的相波长。

由于导体带条的厚度很小,而宽度也不可能太大,所以导体带条截断端面的面积很小,

因此这种电容的容量不可能做得太大。为了获得大的串联电容,可将导体带条切断处做成“对插形”的交指型电容,如图 3.3-25 所示,这样可以增大截断端面的面积,从而增大串联电容。

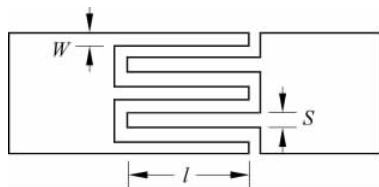


图 3.3-25 交指型电容

交指型电容可由下列公式进行计算^[3]

$$C_{12} = \begin{cases} \frac{\epsilon_e}{18\pi} \left[\frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right] \right]^{-1} (N-1)l \quad (\text{pF}) & (0 \leq k \leq 0.7) \\ \frac{\epsilon_e}{18\pi} \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right] (N-1)l \quad (\text{pF}) & (0.7 \leq k \leq 1) \end{cases} \quad (3.3-32a)$$

$$C_1 = 10 \left(\frac{\sqrt{\epsilon_e}}{Z_0} - \frac{\epsilon_r W}{360\pi h} \right) l \quad (\text{pF}) \quad (3.3-32b)$$

式中

$$k = \tan^2 \left[\frac{\pi W}{4(W+s)} \right], \quad k' = \sqrt{1 - k^2}$$

N 为交叉指的条数; ϵ_e 为宽度为 W 的微带线的有效相对介电常数; Z_0 为微带线的特性阻抗; h, ϵ_r 分别为介质基片的厚度与介电常数。式中尺寸均以 mm 计。

4) 谐振电路的实现

利用上述微带电感和微带电容就可以实现微带谐振电路,图 3.3-26 示出了几个简单的微带谐振电路及其等效电路。

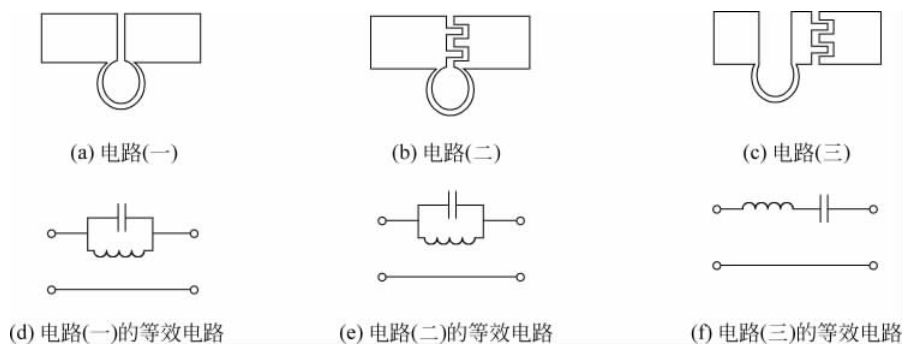


图 3.3-26 微带谐振电路及其等效电路

利用分布参数电路也可以构成微带谐振电路,如图 3.3-27(a)、(b)所示的四分之一波长终端开路分支线和终端短路分支线就可实现微带谐振电路。因为四分之一波长终端开路/短路的分支线在其输入端所呈现的阻抗为零/无穷大,与串联谐振电路/并联谐振电路具有相同的阻抗特性,因此可以分别等效为串联谐振电路和并联谐振电路,如图 3.3-27(c)、

(d)所示。

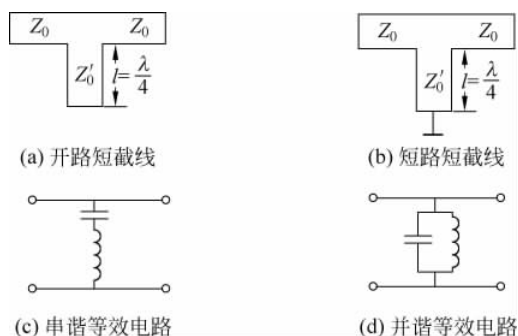


图 3.3-27 $\lambda/4$ 开路短截线和短路短截线构成的微波带谐振电路

3.4 微波移相器

微波移相器(Microwave Phase Shifters)是能改变电磁波相位的装置,它在数字微波通信及相控阵雷达等无线电系统中有着广泛的应用。因为均匀传输线上两点之间的相位差等于相移常数与两点之间距离的乘积,即

$$\varphi_2 - \varphi_1 = \beta l = \frac{2\pi l}{\lambda_p} \quad (3.4-1)$$

由上式可见,产生相移的途径不外乎两条:(1)改变相移段传输线的长度 l ; (2)改变波的相波长 λ_p 。因此,就原理而言,移相器可分为相波长式移相器和波程式移相器两种。通过改变相波长改变相移量的方法有多种,如介质片式、销钉式和铁氧体式等。最简单的波程式移相器是一段可滑动伸缩的传输线或设置几段不同长度的传输线段用 PIN 二极管或场效应管开关跳跃变程。本节只介绍介质片移相器和 PIN 管数字式移相器。

1. 介质片移相器

图 3.4-1 是一种简单的横向移动介质片移相器。当介质片的介电常数一定时,由于矩形波导中波的电场沿波导宽边是按正弦分布的,所以介质片对电磁波相移常数的影响随位置而变:处于宽边中央时影响最大,处于两侧边时影响最小。

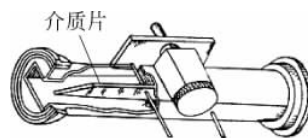


图 3.4-1 横向移动介质片移相器

如果介质片的高度与波导窄边高度相等,厚度较薄,则用微扰理论可求得相移常数增量为

$$\beta - \beta_0 = 2\pi(\epsilon_r - 1) \frac{\Delta S}{S} \frac{\lambda_{g0}}{\lambda^2} \sin^2 \frac{\pi x_1}{a} \quad (3.4-2)$$

式中, $\beta_0 = 2\pi/\lambda_{g0}$ 为空波导中的相移常数; $\beta = 2\pi/\lambda_g$ 为组合结构的相移常数; ϵ_r 为介质片的相对介电常数; S 为空波导的横截面积; ΔS 为介质片的横截面积; x_1 为介质片离波导侧边的距离。

由上式可见,当介质片位于波导宽边中央($x_1 = a/2$)时相移量最大,位于侧边($x_1 = 0$)时,相移量为零。

这种移相器的缺点是相移量 $(\beta-\beta_0)l$ 与片的移动距离 x_1 不成线性关系；它的另一缺点是采用机械传动方式改变 x_1 的位置，很难做出相移的精确刻度，即移相精度不高。

在结构上，介质片的两端做成尖劈渐变形成，渐变段的长度为 $\lambda_p/2$ 的整数倍以减小介质片的反射；支撑介质片的两根小棒间距取为 $\lambda_g/4$ 的奇数倍，使由两小棒引起的反射相互抵消。

将图 3.4-1 中的介质片涂上一层吸收物质(石墨或镍铬合金)就变成图 3.2-1 所示的衰减器了。

2. PIN 管数字式移相器

PIN 管是重掺杂 P 区和 N 区之间夹一层电阻率很高的本征半导体 I 层组成的。当给其零偏压时，由于空间电荷层内的载流子已被耗尽，电阻率很高，故 PIN 管在零偏时呈现高阻抗；当给其正偏压时，PIN 管呈低阻抗，正偏压愈大管子阻抗愈低；当给其反偏压时，PIN 管的阻抗比零偏压时更大，类似于以 P、N 为极板的平板电容。

利用 PIN 管的开关特性和几段不同长度的传输线段，可构成数字式移相器。图 3.4-2 所示为四位传输式数字移相器的方框图。图中每一位由一个 PIN 管和两段不同长度的传输线段构成，其中较短的传输线段长为 λ_p 的整数倍。第一位中，长、短传输线长度相差 $\lambda_p/2$ ，第二位中相差 $\lambda_p/4$ ，第三位中相差 $\lambda_p/8$ ，第四位中相差 $\lambda_p/16$ 。于是，通过分别控制图 3.4-2 中各单元移相器 PIN 管的偏置状态可使输入信号到输出信号的相移量从 0° 到 360° 每隔 22.5° 作步进相移。例如，需要产生 135° 相移量时，可控制 PIN 管的偏置电路，使第二位和第三位处于移相状态，分别产生 45° 和 90° 的相移，则输出微波信号比输入微波信号的相位滞后了 135° 。因此，由图 3.4-2 中的四位移相器可获得 16 种相移量，即 $0^\circ, 22.5^\circ, 45^\circ, 67.5^\circ, 90^\circ, 112.5^\circ, 135^\circ, 157.5^\circ, 180^\circ, 202.5^\circ, 225^\circ, 247.5^\circ, 270^\circ, 292.5^\circ, 315^\circ, 337.5^\circ$ 。

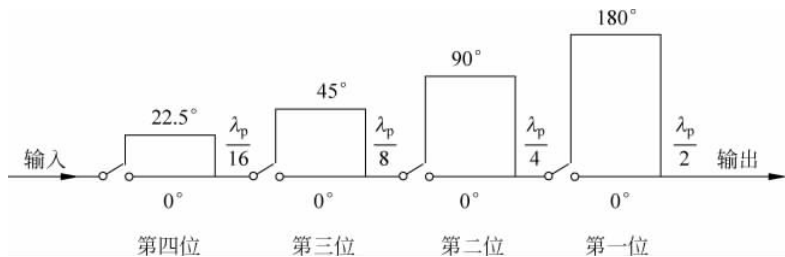


图 3.4-2 四位传输式移相器示意图

3.5 极化变换器

在通信和雷达技术中，收、发机内的微波器件和部件一般都工作在线极化状态。但在某些情况下，出于抗干扰等考虑，需要让电磁波在空间以左、右旋圆极化波的方式传播，此时便需要一种能将线极化波与圆极化波相互转换的装置，称为极化变换器(Polarization Transformer)。另外，为了充分利用频谱资源和设备，有时在一个频道中同时利用极化方向互相正交的波分别作为两个互相独立的信道传输信息，这就需要极化复用器与极化分离器。下面分别介绍这几种器件。

1. 线-圆极化变换器

由电磁场理论可知,任何线极化波都可看成是由两个空间方向互相垂直、时间相位同相或反相的线极化波的叠加,而圆极化波是两个空间方向互相垂直、时间相位相差 $\pi/2$ 的等幅线极化波的合成。因此,将线极化波分解为两个互相垂直的等幅线极化分波,并利用分量移相器使其两分量产生 $\pi/2$ 相位差便可获得圆极化波;反之,用分量移相器使圆极化波的两个分量变为同相状态或反相状态,则可获得线极化波。

图 3.5-1 所示为一圆波导线-圆极化变换器的原理图。在圆波导中与线极化 H_{11} 波的电场 E 成 45° 角放置一介质片,则 E 被分解为平行及垂直于介质板的等幅分量 $E_{//}$ 与 E_{\perp} , 其中 $E_{//}$ 所对应的波受介质片介电常数的影响而使其波导波长减小,相移常数增大,而 E_{\perp} 所对应的波的波导波长几乎不变。适当选择介质片长度(一般需通过试验确定),可使两个分量产生 $\pi/2$ 的相位差,于是在输出端合成便形成了圆极化波。

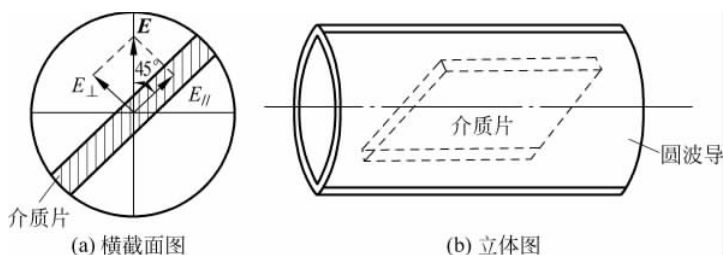


图 3.5-1 线-圆极化变换器

2. 极化复用器与极化分离器

1) H_{10} - H_{11} 极化复用器

如图 3.5-2(a) 所示,两个互相垂直的矩形波导与圆波导相连接。每个矩形波导的 H_{10} 波均在圆波导中激励起各自的 H_{11} 波,它们的电场分布如图 3.5-2(b) 所示。由图可见,两个波的场分量彼此正交,所以互不影响。

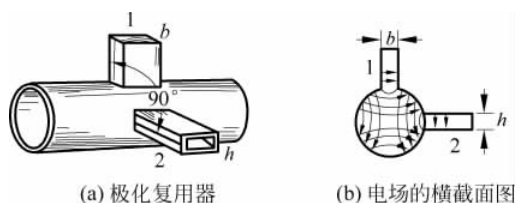


图 3.5-2 H_{10} - H_{11} 的极化复用器

2) 极化分离器

图 3.5-3 所示的极化分离器常用于收、发共用一副天线系统中。设“1”臂与接收机相连,“2”臂与发射机相连,“3”臂与收发共用天线相连。当发射机发射垂直极化波时,由于垂直极化的电场 E^{\perp} 与水平放置的反射栅网垂直,故不受反射栅网影响,顺利地通过“2”臂圆波导。因“1”、“4”两臂的横截面与 E^{\perp} 相垂直,所以发射波不能在“1”、“4”两臂激励输出,只能向“3”臂传输,经天线辐射出去。反之,当天线接收水平极化波时,因水平极化波的电场 E^{\parallel} 平行于反射栅网而被反射,故接收信号不能进入发射机,只能通过谐振窗口耦合至“1”臂,从接收机输出。“4”臂是一段终端短路的波导,用于调整匹配。

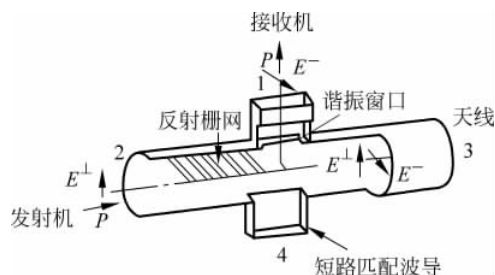


图 3.5-3 极化分离器

3.6 抗流式连接元件

任一微波系统都是由微波部件与传输线连接而组成的,在连接处,对沿传输线流通的纵向电流必须保证有良好的电接触。若接触不好,则将会引起接触损耗、反射、辐射等,当传输功率大时还可能会引起接触处放电、打火。在另外一些场合,如分支阻抗调配器中,则需要可移动短路面的短路活塞。对短路活塞的基本要求是尽可能保持可靠的电短路状态使微波全反射,尽量避免微波能量的损耗和泄露,同时还要求活塞能尽可能平滑移动以减小磨损。无论是连接接头还是短路活塞,目前按结构都可分为直接接触式和抗流式两种。直接接触式具有结构简单、工作频带宽等优点,但对机械加工的工艺要求比较高,且接头表面沾污或氧化等均会使电接触性能变差。而抗流结构则可以在没有机械接触的情况下保证有良好的电接触。下面介绍抗流接头和抗流式短路活塞的结构和工作原理。

1. 抗流接头

图 3.6-1 所示为矩形波导抗流接头(Connector),它是在连接两段波导的任意一个法兰盘(Flange)上开有一个深度为 $1/4$ 波长的圆槽,圆槽的中心与波导的宽边中心距离也为 $1/4$ 波长。该接头可等效成两段传输线,一段是 ab - cd 段,称为径向线,电磁波沿着圆盘的半径方向传输,在矩形波导宽边中线处的径向线长度 bd 接近于 $1/4$ 波长;另一段是 ce - fg 段,称为纵向线,它是一段 $1/4$ 波长同轴线,其终端 fg 处短路。由于同轴线短路终端 fg 与 ab 输入端相距 $1/2$ 波长,故 ab 输入端等效为短路。尽管 a 、 b 间有缝隙,由于两法兰盘连接处 de 恰好位于高频电流波节点处,故即使机械接触不良或留有小缝隙,也不影响其电性能。

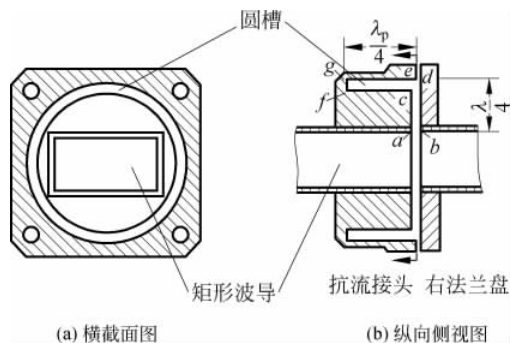


图 3.6-1 矩形波导抗流接头

2. 抗流式短路活塞

图 3.6-2(a)给出了一种典型的抗流式短路活塞结构。由于活塞形状呈“S”形,故称“S形抗流短路活塞”。

这种抗流活塞的工作原理可用图 3.6-2(b)所示的等效电路进行分析。等效电路包含两段传输线,其中 ab-cd 部分是由活塞侧壁与波导壁组成的 $1/4$ 波长的一段传输线,而 ce-fg 部分是由 S 形活塞内部空腔所组成的一段终端短路的 $1/4$ 波长传输线。两段传输线之间串有电阻 R_{de} ,它代表可能会从 de 之间的隙缝漏出去的功率的等效辐射电阻。

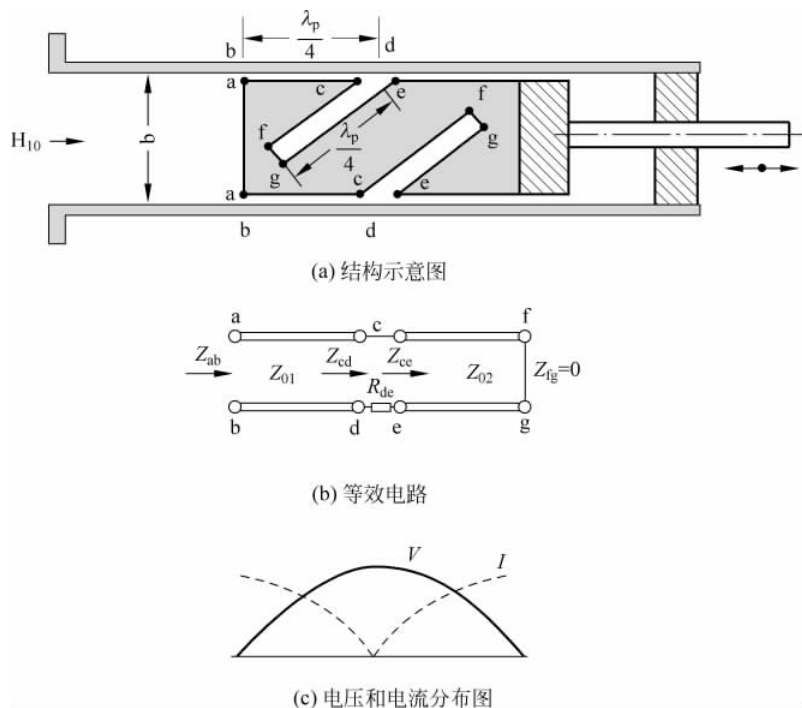


图 3.6-2 矩形波导中的“S”形抗流短路活塞

由于 ce-fg 段传输线的终端 fg 面是短路面,故 $Z_{fg}=0$,经过特性阻抗为 Z_{02} 的一段 $1/4$ 波长传输线变换至 ce 面上的输入阻抗为

$$Z_{ce} = \frac{Z_{02}^2}{Z_{fg}} \rightarrow \infty$$

即 ce 面为等效开路面。 Z_{ce} 与辐射电阻 R_{de} 串联,故 cd 面上的输入电阻为

$$Z_{cd} = Z_{ce} + R_{de} \rightarrow \infty$$

因此,无论 R_{de} 为何值(即无论间隙 de 是否接触),在上述条件下都不影响 cd 面为等效开路面。再经过特性阻抗为 Z_{01} 的一段 $1/4$ 波长传输线变换到其始端 ab 面时,ab 面的输入阻抗为

$$Z_{ab} = \frac{Z_{01}^2}{Z_{cd}} = 0$$

因此,ab 面为等效短路面。

【抗流接头应用实例】 图 3.6-3 所示为微波加热器的一种抗流门示意图,它能有效地

防止加热器内的微波功率从门缝中漏出,试分析其工作原理^[8]。

答:该结构可看成是由 A-B 和 B-C 两段 $\frac{\lambda}{4}$ 线构成的。对于 A-B 段传输线,在终端 A 点短路,故 A-B 段传输线输入端 B 处的输入阻抗为无穷大。B 点也是 B-C 段传输线的终端,所以经过 $\frac{\lambda}{4}$ 线到达输入端 C 点处时,输入阻抗为零。即 C 点从电性能来看相当于短路,故不会有微波能量泄露出去。

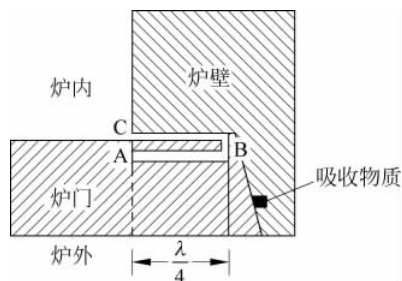


图 3.6-3 箱式微波加热器的抗流门剖面图

3.7 阻抗变换器

当负载阻抗与传输线特性阻抗不相等,或连接两段特性阻抗不同的传输线时,由于阻抗不匹配会产生反射现象,从而导致传输系统的功率容量和传输效率下降,负载不能获得最大功率。为了消除这种不良反射现象,可在阻抗不匹配处接入一个二端口网络,使负载阻抗变换为与主传输线特性阻抗相等的阻抗,从而获得良好的匹配,该二端口网络称为阻抗变换器 (Impedance Transformer),如图 3.7-1 所示。

常用的阻抗变换器有两种:一种是由一节或多节 $1/4$ 波长传输线段构成的阶梯阻抗变换器;另一种是由渐变线段构成的渐变线阻抗变换器,下面介绍阶梯阻抗变换器。

1. 单节 $1/4$ 波长阻抗变换器

假设需要连接的两段传输线的特性阻抗分别为 Z_0 和 Z_L ,特性阻抗为 Z_L 的传输线段终端接匹配负载,则为使连接处不产生反射,需要在两段传输线段之间接一段 $1/4$ 波长的阻抗变换器,阻抗变换器的特性阻抗为 Z_1 ,如图 3.7-2 所示。

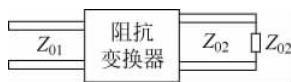


图 3.7-1 阻抗变换器示意图

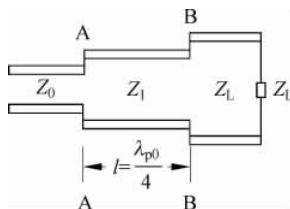


图 3.7-2 单节 $1/4$ 波长阻抗变换器

由传输线理论可知,B-B 参考面处的等效阻抗 $Z_{BB} = Z_L$,A-A 参考面处的等效阻抗为

$$Z_{AA} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan(\beta \lambda_{p0}/4)}{Z_1 + jZ_L \tan(\beta \lambda_{p0}/4)} \quad (3.7-1)$$

当传输系统工作在单一频率 f_0 时,其电长度 $\theta = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda_{p0}} \cdot \frac{\lambda_{p0}}{4} = \frac{\pi}{2}$,此时 $Z_{AA} = Z_1^2/Z_L$,则当 $Z_{AA} = Z_1^2/Z_L = Z_0$,即

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (3.7-2)$$

时,特性阻抗为 Z_0 的传输线上无反射,实现匹配。

当工作频率偏离 f_0 时, A-A 参考面处的等效阻抗将发生变化, 使输入端不再匹配, 产生反射, 反射系数为

$$\Gamma_{AA} = \frac{Z_{AA} - Z_0}{Z_{AA} + Z_0} = \frac{Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan\theta}{Z_1 + jZ_L \tan\theta} - Z_0}{Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan\theta}{Z_1 + jZ_L \tan\theta} + Z_0} \quad (3.7-3)$$

将式(3.7-2)代入上式得

$$\Gamma_{AA} = \frac{Z_L - Z_0}{(Z_L + Z_0) + j2\sqrt{Z_0 Z_L} \tan\theta} = \frac{1}{\left(\frac{Z_L + Z_0}{Z_L - Z_0}\right) + \frac{j2\sqrt{Z_0 Z_L} \tan\theta}{Z_L - Z_0}} \quad (3.7-4)$$

取模得

$$|\Gamma_{AA}| = \frac{1}{\left[\left(\frac{Z_L + Z_0}{Z_L - Z_0}\right)^2 + \left(\frac{2\sqrt{Z_0 Z_L}}{Z_L - Z_0} \tan\theta\right)^2\right]^{1/2}} = \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{2\sqrt{Z_0 Z_L}}{Z_L - Z_0} \sec\theta\right)^2\right]^{1/2}} \quad (3.7-5)$$

在中心频率附近, $\theta = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda_p} \cdot \frac{\lambda_{p0}}{4} \approx \frac{\pi}{2}$, 上式可近似为

$$|\Gamma_{AA}| \approx \frac{|Z_L - Z_0|}{2\sqrt{Z_0 Z_L}} |\cos\theta| \quad (3.7-6)$$

由式(3.7-5)可以绘出 $|\Gamma_{AA}|$ 随 θ 变化的曲线, 即 $|\Gamma_{AA}|$ 随频率变化的曲线, 如图 3.7-3 所示^[9]。由图可见, $|\Gamma_{AA}|$ 随 θ (或频率) 作周期性变化, 变化周期为 π 。当 $\theta = 0$ 时, 相当于变换器不存在, 此时反射系数模最大, 且 $|\Gamma_{AA}|_M = \left|\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}\right|$, 即等于负载反射系数的模。

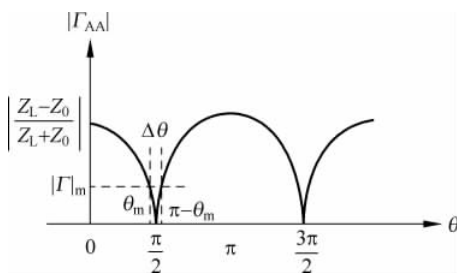


图 3.7-3 单节 1/4 波长变换器的频率特性

设 $|\Gamma|_m$ 为反射系数模的最大容许值, 则相应的工作带宽为图 3.7-3 中 $\Delta\theta$ 限定的频率范围。当 $|\Gamma_{AA}| = |\Gamma|_m$ 时, 通带边缘上的 θ 值分别为 $\theta_1 = \theta_m, \theta_2 = \pi - \theta_m$, 且由式(3.7-5)可得

$$\theta_m = \arccos \left| \frac{2|\Gamma|_m \sqrt{Z_0 Z_L}}{\sqrt{1 - |\Gamma|_m^2} (Z_L - Z_0)} \right| \quad (3.7-7)$$

在 1/4 波长阻抗变换器的分析与设计中, 通常定义其相对带宽为

$$W_q = \frac{\lambda_{p1} - \lambda_{p2}}{\lambda_{p0}} = 2 \left(\frac{\lambda_{p1} - \lambda_{p2}}{\lambda_{p1} + \lambda_{p2}} \right) \quad (3.7-8a)$$

式中, $\lambda_{p1}, \lambda_{p2}$ 分别为工作频带的低、高边频 f_1, f_2 所对应的相波长。

对于 TEM 波传输线变换器, 相对带宽可以表示为

$$W_q = 2 \left(\frac{\lambda_{p1} - \lambda_{p2}}{\lambda_{p1} + \lambda_{p2}} \right) = 2 \left[\frac{\frac{c}{f_1 \sqrt{\epsilon_r}} - \frac{c}{f_2 \sqrt{\epsilon_r}}}{\frac{c}{f_1 \sqrt{\epsilon_r}} + \frac{c}{f_2 \sqrt{\epsilon_r}}} \right] = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (3.7-8b)$$

由图 3.7-3 可知,相对带宽可由 θ_m 值利用下式计算。

$$W_q = \frac{(\pi - \theta_m) - \theta_m}{\frac{\pi}{2}} = 2 - \frac{4}{\pi} \theta_m \quad (3.7-9)$$

对于单节 1/4 波长变换器,当已知 Z_0 和 Z_L ,且给定频带内容许的 $|\Gamma|_m$ 时,可由式(3.7-7)和(3.7-9)计算出相对带宽 W_q 。反之,若给定相对带宽 W_q ,也可由式(3.7-9)和(3.7-7)求出变换器的 $|\Gamma|_m$ 值。注意,计算中, θ_m 应取小于 $\pi/2$ 的值。

由图 3.7-3 可知,单节 1/4 波长阻抗变换器工作带宽很窄。如果要求在宽频带内实现阻抗匹配,则需使阻抗缓慢变化,可采用多节阶梯阻抗变换器。

2. 多节 1/4 波长阶梯阻抗变换器

图 3.7-4 所示为一个 N 节 1/4 波长阶梯阻抗变换器的原理图。其中,每节变换器的长度均为 $l = \lambda_{p0}/4$ (对应电长度 $\theta = \beta l$),特性阻抗分别为 Z_1, Z_2, \dots, Z_N ,呈阶梯变化,故称为阶梯阻抗变换器。该变换器所接传输线的特性阻抗分别为 Z_0 和 Z_L (Z_L 也可认为是负载阻抗),即阻抗变换比 $R = Z_L/Z_0$,要求达到宽带匹配。

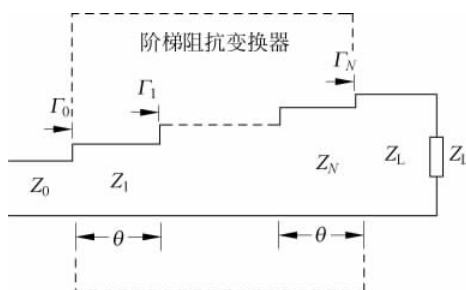


图 3.7-4 多节 1/4 波长阶梯阻抗变换器原理图

假设 $Z_0 < Z_L$, 则 $R = Z_L/Z_0 > 1, Z_0 < Z_1 < Z_2 < \dots < Z_N < Z_L$ 。假设在各不连续处的局部反射很小(小反射理论),则在变换器第 n 节末端的局部反射系数为

$$\Gamma_n \approx \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \quad (3.7-10)$$

该变换器在输入端总的反射系数在一级近似下(只取各节一次反射波的总和)可以表示为

$$\Gamma_{in} = \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-j2\theta} + \Gamma_2 e^{-j4\theta} + \dots + \Gamma_N e^{-j2N\theta} \quad (3.7-11)$$

假如变换器是对称设计的,即 $\Gamma_0 = \Gamma_N, \Gamma_1 = \Gamma_{N-1}, \dots$,则此时

$$\begin{aligned} \Gamma_{in} &= e^{-jN\theta} [\Gamma_0 (e^{jN\theta} + e^{-jN\theta}) + \Gamma_1 (e^{j(N-2)\theta} + e^{-j(N-2)\theta}) + \dots] \\ &= 2e^{-jN\theta} \{ \Gamma_0 \cos(N\theta) + \Gamma_1 \cos[(N-2)\theta] + \dots \} \end{aligned} \quad (3.7-12)$$

其模值为

$$|\Gamma_{in}| = 2 |\Gamma_0 \cos(N\theta) + \Gamma_1 \cos[(N-2)\theta] + \dots| \quad (3.7-13)$$

当 N 为奇数时,上式求和项中最后一项为 $\Gamma_{(N-1)/2} \cos\theta$; 当 N 为偶数时,最后一项为 $\Gamma_{N/2}/2$ 。

若令 $|\Gamma_{in}|=0$ (或 $\rho=\frac{1+|\Gamma_{in}|}{1-|\Gamma_{in}|}=1$)，则 θ 有多个解，即有不止一个频率(或波长)满足 $|\Gamma_{in}|=0$ (或 $\rho=1$)。图 3.7-5 所示为输入端驻波比随波长变化曲线的示意图。图中， $N=1$ 、 $N=2$ 、 $N=3$ 所对应的曲线分别代表一节、二节、三节阶梯阻抗变换器的驻波比——波长曲线。从图中可以看出， N 节变换器在 N 个波长(或频率)上 $\rho=1$ ，即 $|\Gamma_{in}|=0$ ，得到全匹配，也就是说， $|\Gamma_{in}|$ 的频率响应曲线会出现 N 个零点；多节阶梯阻抗变换器的节数越多，出现全匹配的频率点也越多，带宽也就越宽。正确选择 Z_1, Z_2, \dots, Z_N ，也就是选择 $\Gamma_0, \Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_N$ ，可以得到所需要的反射系数的频率特性。

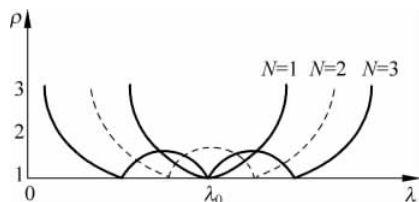


图 3.7-5 阶梯阻抗变换器驻波比随波长变化的曲线

多节阶梯阻抗变换器可以展宽匹配带宽的原因可以理解为： N 节阻抗变换器有 N 个特性阻抗值、 $N+1$ 个连接面，相应地，有 $N+1$ 个反射波，这些反射波返回到输入端时，彼此以一定的相位叠加起来。由于反射波很多，每个反射波的振幅很小，叠加的结果是总会有一些波彼此抵消或部分抵消，因此总的反射波就可以在较宽的频带内保持较小的值。也就是说，大量而分散且较小的不连续，与少量而集中的、较大的不连续相比，前者可以在更宽的频带内获得更好的匹配。

3. 阶梯阻抗变换器的综合

在阶梯阻抗变换器的综合过程中，使用较多的通带响应有两种：一种是采用二项式展开式逼近反射系数多项式所获得的通带响应，称为最平坦响应；另一种是采用切比雪夫多项式逼近反射系数多项式所获得的等波纹响应，下面分别介绍。

1) 最平坦通带特性阶梯阻抗变换器

最平坦通带特性是指在中心频率附近，反射系数幅值 $|\Gamma_{in}|$ 的变化很小，变化曲线很平坦，在中心频率上， Γ_{in} 对 ω 的 $(N-1)$ 阶导数均为零。根据这一思想可得阻抗变换器的近似设计公式为

$$\ln \frac{Z_{n+1}}{Z_n} = 2^{-N} C_n^N \ln \frac{Z_1}{Z_0} \quad (n = 0, 1, 2, \dots, N-1) \quad (3.7-14)$$

式中， $C_n^N = \frac{N!}{(N-n)! n!}$ ，为二项式系数。

此时反射系数的幅值为

$$|\Gamma| \approx \frac{1}{2} \left| \ln \frac{Z_1}{Z_0} \right| \cdot |\cos^N \theta| \quad (3.7-15)$$

其幅频特性如图 3.7-6 所示。

若通带内容许的最大反射系数幅值为 $|\Gamma_m|$ ，则有

$$|\Gamma_m| = \frac{1}{2} \left| \ln \frac{Z_1}{Z_0} \right| \cdot |\cos^N \theta_m| \quad (3.7-16)$$

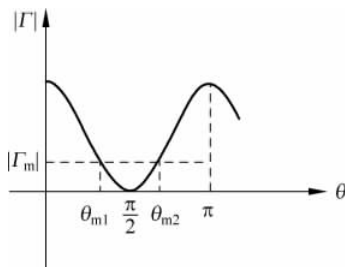


图 3.7-6 反射系数的最平坦幅频特性

即

$$\theta_m = \arccos \left| \frac{2\Gamma_m}{\ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right)} \right|^{\frac{1}{N}} \quad (3.7-17)$$

代入式(3.7-9)可得其相对带宽为

$$W_q = 2 - \frac{4}{\pi} \arccos \left| \frac{2\Gamma_m}{\ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right)} \right|^{\frac{1}{N}} \quad (3.7-18)$$

必须注意,上式中的反余弦函数应取小于 $\pi/2$ 的值,即 $\theta_m < \pi/2$ 。

在给定相对带宽 W_q 、带内最大驻波比 ρ_m 和阻抗变换比 $R = Z_L/Z_0$ 的情况下,可采用下列公式计算阶梯阻抗变换器的节数^[6]。

$$\begin{cases} \epsilon_r^2 = \frac{(\rho_m - 1)^2}{4\rho_m} \\ \epsilon_a^2 = \frac{(R - 1)^2}{4R} \\ \mu_0 = \sin\left(\frac{\pi}{4}W_q\right) \\ N = \frac{\lg\epsilon_r^2 - \lg\epsilon_a^2}{2\lg\mu_0} \end{cases} \quad (3.7-19)$$

计算出节数 N 之后,再由式(3.7-14)计算各节变换器的特性阻抗,就可以设计阶梯阻抗变换器了。

2) 等波纹通带特性阶梯阻抗变换器

选反射系数的模 $|\Gamma_m|$ 随 θ 按切比雪夫多项式变化,就可以获得通带内反射系数模呈等波纹变化的特性,称为切比雪夫阶梯阻抗变换器。

在给定相对带宽 W_q 、带内最大驻波比 ρ_m 和阻抗变换比 $R = Z_L/Z_0$ 的情况下,切比雪夫阶梯阻抗变换器的节数 N 可由下式计算^[4]

$$\begin{cases} \mu_0 = \sin\left(\frac{\pi}{4}W_q\right) \\ \epsilon_r^2 = \frac{(\rho_m - 1)^2}{4\rho_m} \\ \epsilon_a^2 = \frac{(R - 1)^2}{4R} \\ T_N^2\left(\frac{1}{\mu_0}\right) = \frac{\epsilon_a^2}{\epsilon_r^2} \end{cases} \quad (3.7-20)$$

式中

$$T_N(x) = \begin{cases} \cos(N \arccos x) & (|x| \leq 1) \\ \operatorname{ch}(N \operatorname{arch} x) & (|x| > 1) \end{cases} \quad (3.7-21)$$

为切比雪夫多项式。利用上式计算变换器节数比较复杂,实际设计时可查表 3.7-1 确定 N 值。

表 3.7-1 $T_N^2 \left(\frac{1}{\mu_0} \right)$ 与 W_q 和 N 之间的数值关系表

N	$W_q=0.2$	$W_q=0.4$	$W_q=0.6$	$W_q=0.8$	$W_q=1.0$	$W_q=1.2$
2	0.6517×10^4	0.3978×10^3	0.7575×10^2	0.2293×10^2	0.9000×10^1	0.4226×10^1
3	0.1052×10^7	0.1584×10^5	0.1306×10^4	0.2130×10^3	0.5000×10^2	0.1479×10^2
4	0.1699×10^9	0.6313×10^6	0.2265×10^5	0.2013×10^4	0.2890×10^3	0.5553×10^2
5	0.2742×10^{11}	0.2517×10^8	0.3930×10^6	0.1906×10^5	0.1682×10^4	0.2125×10^3

切比雪夫阶梯阻抗变换器中各节特性阻抗的计算过程非常复杂,为了便于设计,已有部分现成的表格可供查阅。表 3.7-2 是 $N=2$ 时 $\bar{Z}_1=Z_1/Z_0$ 的数值表, \bar{Z}_2 可由下式计算

$$\bar{Z}_2 = R/\bar{Z}_1 \quad (3.7-22)$$

表 3.7-2 切比雪夫 1/4 波长阶梯阻抗变换器的归一化阶梯阻抗 \bar{Z}_1 数值表 ($N=2$)

R	$W_q=0.2$	$W_q=0.4$	$W_q=0.6$	$W_q=0.8$	$W_q=1.0$	$W_q=1.2$
1.25	1.05810	1.06034	1.06418	1.06979	1.07725	1.08650
1.50	1.10808	1.11236	1.11973	1.13051	1.14495	1.16292
1.75	1.15218	1.15837	1.16904	1.18469	1.20572	1.23199
2.00	1.19181	1.19979	1.21360	1.23388	1.26122	1.29545
2.50	1.26113	1.27247	1.29215	1.32117	1.36043	1.40979
3.00	1.32079	1.33526	1.36042	1.39764	1.44816	1.51179
4.00	1.42080	1.44105	1.47640	1.52892	1.60049	1.69074
5.00	1.50366	1.52925	1.57405	1.64084	1.73205	1.84701
6.00	1.57501	1.60563	1.65937	1.73970	1.84951	1.98768
8.00	1.69473	1.73475	1.80527	1.91107	2.05579	2.23693
10.0	1.79402	1.84281	1.92906	2.05879	2.23607	2.45663

表 3.7-3 是 $N=3$ 时 $\bar{Z}_1=Z_1/Z_0$ 的数值表, \bar{Z}_2 、 \bar{Z}_3 值可由下式确定^[10]

$$\begin{cases} \bar{Z}_2 = \sqrt{R} \\ \bar{Z}_3 = R/\bar{Z}_1 \end{cases} \quad (3.7-23)$$

表 3.7-3 切比雪夫 1/4 波长阶梯阻抗变换器的归一化阶梯阻抗 \bar{Z}_1 数值表 ($N=3$)

R	$W_q=0.2$	$W_q=0.4$	$W_q=0.6$	$W_q=0.8$	$W_q=1.0$	$W_q=1.2$
1.25	1.02883	1.03051	1.03356	1.03839	1.04567	1.05636
1.50	1.05303	1.05616	1.06186	1.07092	1.08465	1.10495
1.75	1.07396	1.07839	1.08646	1.09933	1.11892	1.14805
2.00	1.09247	1.09808	1.10830	1.12466	1.14966	1.18702
2.50	1.12422	1.13192	1.14600	1.16862	1.20344	1.25594
3.00	1.15096	1.16050	1.17799	1.20621	1.24988	1.31621
4.00	1.19474	1.20746	1.23087	1.26891	1.32837	1.41972

续表

R	$W_q=0.2$	$W_q=0.4$	$W_q=0.6$	$W_q=0.8$	$W_q=1.0$	$W_q=1.2$
5.00	1.23013	1.24557	1.27412	1.32078	1.39428	1.50824
6.00	1.26003	1.27790	1.31105	1.36551	1.45187	1.58676
8.00	1.30916	1.33128	1.37253	1.44091	1.55057	1.72383
10.0	1.34900	1.37482	1.42320	1.50397	1.63471	1.84304

表 3.7-4 是 $N=4$ 时 $\bar{Z}_1=Z_1/Z_0, \bar{Z}_2=Z_2/Z_0$ 的数值表, \bar{Z}_3, \bar{Z}_4 由下式确定

$$\begin{cases} \bar{Z}_3 = R/\bar{Z}_2 \\ \bar{Z}_4 = R/\bar{Z}_1 \end{cases} \quad (3.7-24)$$

表 3.7-4 切比雪夫 1/4 波长阶梯阻抗变换器的归一化阶梯阻抗 \bar{Z}_1, \bar{Z}_2 数值表 ($N=4$)

R	$W_q=0.2$		$W_q=0.3$		$W_q=0.4$		$W_q=0.5$	
	\bar{Z}_1	\bar{Z}_2	\bar{Z}_1	\bar{Z}_2	\bar{Z}_1	\bar{Z}_2	\bar{Z}_1	\bar{Z}_2
1.25	1.01431	1.07251	1.01465	1.07286	1.01514	1.07337	1.01579	1.07405
1.50	1.02619	1.13566	1.02681	1.13635	1.02771	1.13733	1.02891	1.13863
1.75	1.03636	1.19199	1.03724	1.19298	1.03849	1.19441	1.04017	1.19631
2.00	1.04530	1.24307	1.04639	1.24360	1.04796	1.24621	1.05007	1.24867
2.50	1.06049	1.33349	1.06196	1.33533	1.06409	1.33797	1.06694	1.34149
3.00	1.07317	1.41236	1.07497	1.41472	1.07757	1.41810	1.08106	1.42260
4.00	1.09373	1.54676	1.09607	1.55006	1.09947	1.55479	1.10402	1.56111
5.00	1.11019	1.66012	1.11299	1.66428	1.11704	1.67026	1.12249	1.67823
6.00	1.12402	1.75912	1.12721	1.76413	1.13183	1.77127	1.13804	1.78079
8.00	1.14656	1.92827	1.15041	1.93470	1.15600	1.94397	1.16353	1.95635
10.0	1.16472	2.07118	1.16913	2.07896	1.17553	2.09018	1.18416	2.10520
R	$W_q=0.6$		$W_q=0.8$		$W_q=1.0$		$W_q=1.2$	
	\bar{Z}_1	\bar{Z}_2	\bar{Z}_1	\bar{Z}_2	\bar{Z}_1	\bar{Z}_2	\bar{Z}_1	\bar{Z}_2
1.25	1.01663	1.07491	1.01896	1.07727	1.02244	1.08072	1.02743	1.08558
1.50	1.03045	1.14029	1.03477	1.14487	1.04121	1.15155	1.05049	1.16102
1.75	1.04233	1.19872	1.04839	1.20539	1.05743	1.21515	1.07051	1.22899
2.00	1.05278	1.25180	1.06039	1.26046	1.07177	1.27316	1.08829	1.29123
2.50	1.07061	1.34597	1.08093	1.35838	1.09642	1.37665	1.11902	1.40276
3.00	1.08555	1.42834	1.09820	1.44427	1.11727	1.46778	1.14519	1.50152
4.00	1.10990	1.56917	1.12650	1.59161	1.15166	1.62490	1.18876	1.67300
5.00	1.12952	1.68843	1.14944	1.71688	1.17976	1.75926	1.22475	1.82083
6.00	1.14608	1.79299	1.16889	1.82708	1.20377	1.87804	1.25579	1.95244
8.00	1.17327	1.97225	1.20106	2.01680	1.24383	2.08385	1.30817	2.18248
10.0	1.19535	2.12449	1.22738	2.17873	1.27697	2.26079	1.35208	2.38228

以上设计过程中没有考虑阶梯阻抗变换器中的阶梯不连续性效应。实际上,在 N 阶阶梯阻抗变换器中存在着 $N+1$ 个阶梯不连续性,这些阶梯不连续性的等效电纳 $B_{cm} (m=0, 1, 2, \dots, N)$ 在低频时对电路的影响不大,可以忽略,但在高频时将反射系数 Γ_{cm} 和传输系

数 T_{cm} 的相角产生较大影响,精确设计时必须对这种影响进行修正。

图 3.7-7 是 N 阶阶梯阻抗变换器的结构示意图和等效电路(假设阶梯两侧所接的传输线均为无限长)。若输入端阻抗低于输出端阻抗,即 $Y_m > Y_{m+1}$,则可得第 m 个阶梯处的 Γ_{cm} 和 T_{cm} 分别为

$$\Gamma_{cm} = \frac{Y_m - (Y_{m+1} + jB_{cm})}{Y_m + (Y_{m+1} + jB_{cm})} = \frac{Y_m/Y_{m+1} - 1 - jB_{cm}/Y_{m+1}}{Y_m/Y_{m+1} + 1 + jB_{cm}/Y_{m+1}} \quad (3.7-25)$$

$$T_{cm} = S_{21,cm} = \frac{2Y_m/Y_{m+1}}{Y_m/Y_{m+1} + 1 + jB_{cm}/Y_{m+1}} \quad (3.7-26)$$

它们的相角分别为

$$\begin{aligned} \angle \Gamma_{cm} &= -\arctan\left(\frac{B_{cm}/Y_{m+1}}{Y_m/Y_{m+1} - 1}\right) - \arctan\left(\frac{B_{cm}/Y_{m+1}}{Y_m/Y_{m+1} + 1}\right) \\ \angle T_{cm} &= -\arctan\left(\frac{B_{cm}/Y_{m+1}}{Y_m/Y_{m+1} + 1}\right) \end{aligned} \quad (3.7-27)$$

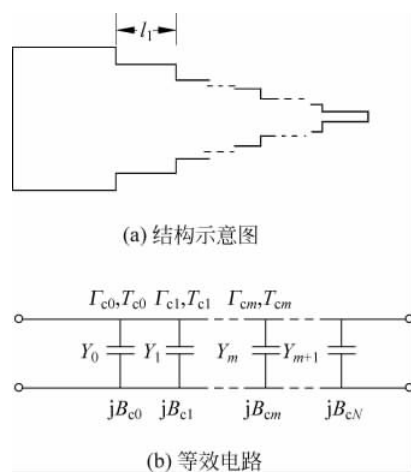


图 3.7-7 N 阶阶梯阻抗变换器及等效电路

因为信号自变换器的低阻抗端输入,故在信号源与阻抗变换器之间的某一参考面上观察各阶梯的反射波时,将发现反射波的相移除了由于传播距离造成的以外,还有 B_{cm} 引起的附加相移,这种附加相移由下式确定

$$\begin{aligned} \varphi_0 &= -\angle \Gamma_{c0} \\ \varphi_1 &= -\angle \Gamma_{c1} - 2\angle T_{c0} \\ \varphi_2 &= -\angle \Gamma_{c2} - 2\angle T_{c0} - 2\angle T_{c1} \\ &\dots \\ \varphi_n &= -\angle \Gamma_{cn} - 2\angle T_{c0} - 2\angle T_{c1} - \dots - 2\angle T_{c,n-1} \end{aligned} \quad (3.7-28)$$

设计时应消除上述附加相移。为此,可在中心频率处,将变换器中各阶梯面向信号源方向移动电长度 $\varphi_m/2$,相当于移动距离为

$$x_m = \frac{\varphi_m}{2\beta} \quad (m = 0, 1, 2, \dots, n) \quad (3.7-29)$$

其中, $\beta = 2\pi/\lambda_p$, λ_p 为传输线的相波长。结果是使各节变换线段的长度发生变化,而且多数

是使变换节的长度缩短。最终,各节变换线段的长度变为

$$l'_m = l_m + x_{m-1} - x_m = \frac{\lambda_{p0}}{4} + x_{m-1} - x_m = \frac{\lambda_{p1}\lambda_{p2}}{2(\lambda_{p1} + \lambda_{p2})} + x_{m-1} - x_m \quad (m = 1, 2, \dots, n) \quad (3.7-30)$$

式中, λ_{p0} 、 λ_{p1} 、 λ_{p2} 对应设计频带的中心频率下限和上限频率的相波长。

这种修正值虽然是在中心频率算出的,但实际上它在相当宽的频率范围上均能起到良好的作用。修正值的计算过程非常烦琐,可以通过编制通用修正值计算软件的方法来解决。

【例 3.7-1】 在 $\epsilon_r = 9.6$, $h = 0.8\text{mm}$ 的氧化铝基片上,设计能匹配特性阻抗为 17Ω 和 50Ω 的两段传输线的阻抗变换器,要求中心频率为 10GHz ,分别采用以下两种方法进行设计:

(1) 单节 $1/4$ 波长阻抗变换器法;

(2) 多节切比雪夫响应 $1/4$ 波长阶梯阻抗变换器法,工作频带为 $8\text{GHz} \sim 12\text{GHz}$,带内最大电压驻波比 ρ_m 不超过 1.2 ;

(3) 比较两种变换器的带宽。

解: (1) 在图 3.7-2 中,由已知条件知, $Z_0 = 17\Omega$, $Z_L = 50\Omega$ 。由式(3.7-2)得变换器的特性阻抗为

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} = \sqrt{17 \times 50} \Omega = 29.155\Omega$$

由式(2.7-8)得

$$Z_0 = 17\Omega, \quad W_0/h \approx 5.28, \quad W_0 \approx 4.22\text{mm}$$

$$Z_1 = 29.155\Omega, \quad W_1/h \approx 2.53, \quad W_1 \approx 2.024\text{mm}$$

$$Z_L = 50\Omega, \quad W_L/h \approx 1.0, \quad W_L \approx 0.8\text{mm}$$

由式(2.7-7)得

$$\sqrt{\epsilon_{e1}} \approx 2.69$$

由于中心频率 $f_0 = 10\text{GHz}$,故得变换线段的长度为

$$l_1 = \frac{c}{4f_0 \sqrt{\epsilon_{e1}}} \approx 2.788\text{mm}$$

该阻抗变换器的结构及尺寸示意图如图 3.7-8 所示。

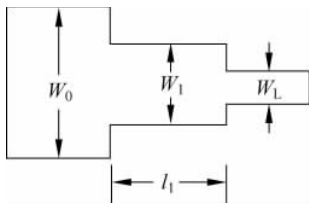


图 3.7-8 单节阻抗变换器结构及尺寸

运用 HFSS 仿真软件进行仿真的仿真模型和仿真结果如图 3.7-9 所示。

由图 3.7-9(b)可见,该阻抗变换器 $\rho \leq 1.2$ 的频带约为 $8.1\text{GHz} \sim 10.2\text{GHz}$,带宽为 2.1GHz ,相对带宽约为 23% 。中心频率约为 9.15GHz ,偏低,是因为没有考虑阶梯处不连续性的影响。如果考虑不连续性影响,将变换器长度 l_1 修正为 2.44mm ,仿真结果如图 3.7-9(c)所示,由图可见,此时中心频率在 10GHz 附近, $\rho \leq 1.2$ 的频带约为 $8.7\text{GHz} \sim$

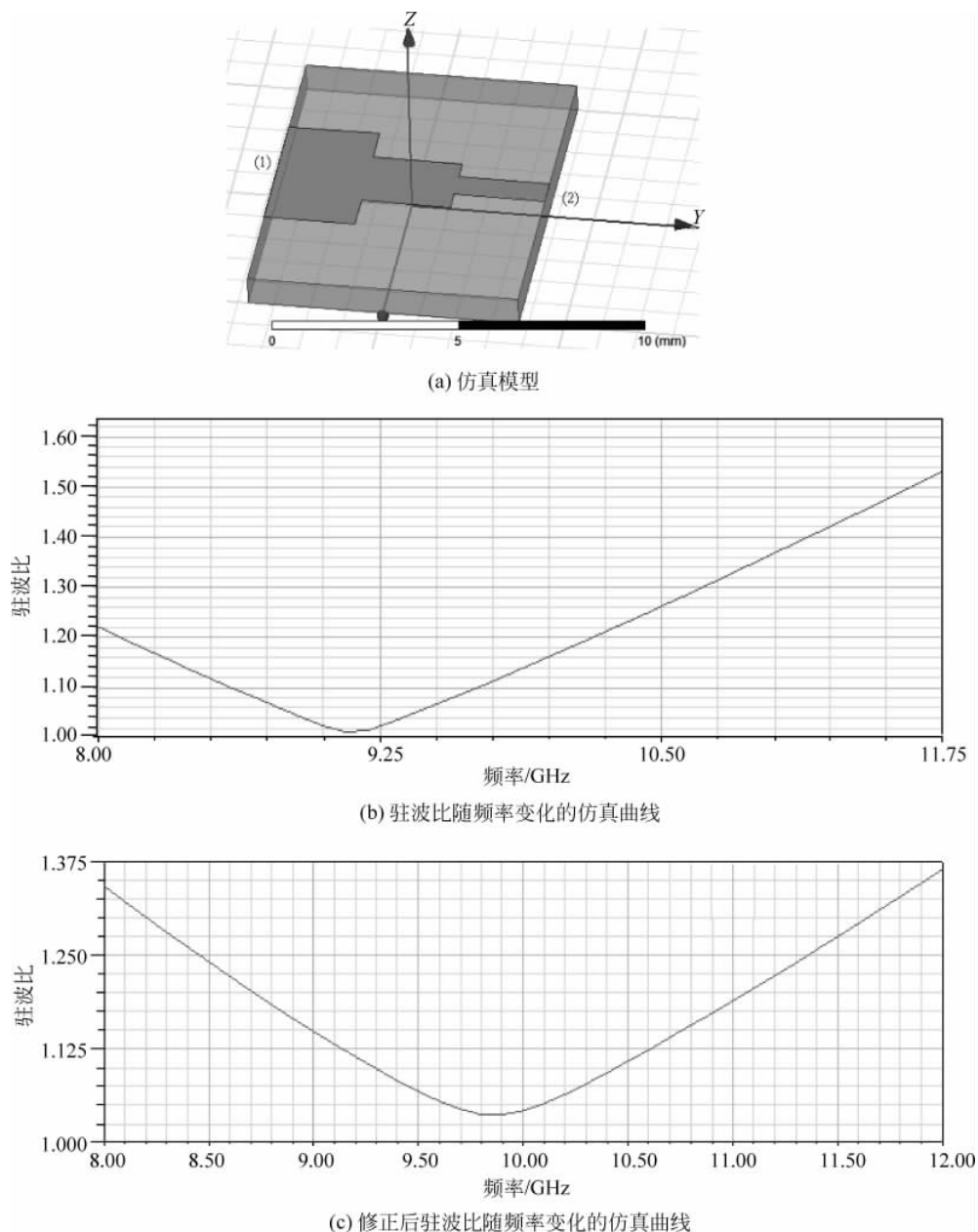


图 3.7-9 单节阻抗变换器的仿真模型及仿真结果

11.05GHz, 带宽为 2.35GHz, 相对带宽为 23.8%, 中心频率约为 9.875GHz, 接近 10GHz。

(2) 因为 $Z_0 = 17\Omega$, $Z_L = 50\Omega$, 故阻抗变换比 $R = 50/17 = 2.94 \approx 3$ 。因为该变换器为传输准 TEM 模的微带结构, 故 $W_q = \frac{12-8}{(12+8)/2} = 0.4$ 。将 R 、 W_q 和 $\rho_m = 1.2$ 代入式(3.7-20)得

$$\begin{cases} \mu_0 = \sin\left(\frac{\pi}{4}W_q\right) = 0.309 \\ \epsilon_r^2 = \frac{(\rho_m - 1)^2}{4\rho_m} = 0.00833 \\ \epsilon_a^2 = \frac{(R - 1)^2}{4R} = 0.333 \\ T_N^2\left(\frac{1}{\mu_0}\right) = \frac{\epsilon_a^2}{\epsilon_r} \approx 40 \end{cases}$$

查表 3.7-1 得 $N=2$ 。查表 3.7-2 得 $\bar{Z}_1 \approx 1.335$ 。由式 (3.7-22) 得, $\bar{Z}_2 = R/\bar{Z}_1 \approx 3/1.335 \approx 2.247$ 。故两节变换器的特性阻抗分别为

$$Z_1 = Z_0 \bar{Z}_1 = 17 \times 1.335 \Omega = 22.7 \Omega$$

$$Z_2 = Z_0 \bar{Z}_2 = 17 \times 2.247 \Omega = 38.2 \Omega$$

由式 (2.7-8) 得

$$Z_0 = 17 \Omega, \quad W_0/h \approx 5.28, \quad W_0 \approx 4.22 \text{ mm}$$

$$Z_1 = 22.7 \Omega, \quad W_1/h \approx 3.62, \quad W_1 \approx 2.9 \text{ mm}$$

$$Z_2 = 38.2 \Omega, \quad W_2/h \approx 1.64, \quad W_2 \approx 1.31 \text{ mm}$$

$$Z_L = 50 \Omega, \quad W_L/h \approx 1.0, \quad W_L \approx 0.8 \text{ mm}$$

由式 (2.7-7) 得

$$\sqrt{\epsilon_{e1}} \approx 2.74, \quad \sqrt{\epsilon_{e2}} \approx 2.63$$

由于中心频率 $f_0 = \frac{12+8}{2} \text{ GHz} = 10 \text{ GHz}$, 对应的波长为 $\lambda_0 = \frac{3 \times 10^{11}}{10 \times 10^9} \text{ mm} = 30 \text{ mm}$, 故得两段变换线段的长度分别为

$$l_1 = \frac{\lambda_0}{4 \sqrt{\epsilon_{e1}}} = \frac{30}{4 \times 2.74} \text{ mm} = 2.74 \text{ mm}$$

$$l_2 = \frac{\lambda_0}{4 \sqrt{\epsilon_{e2}}} = \frac{30}{4 \times 2.63} \text{ mm} = 2.85 \text{ mm}$$

由此可见, 由于微带线的相波长与等效的相对介电常数 ϵ_e 有关, 也就是与特性阻抗有关, 故变换器各节的实际长度并不相等。

该阻抗变换器的结构及各尺寸的含义如图 3.7-10 所示。运用 HFSS 仿真软件进行仿真的仿真模型和仿真结果如图 3.7-11 所示。

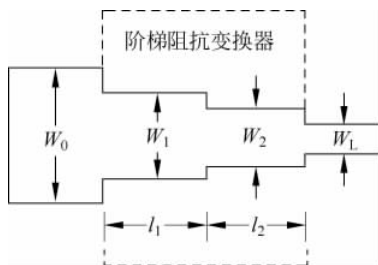


图 3.7-10 2 节阶梯阻抗变换器结构及尺寸

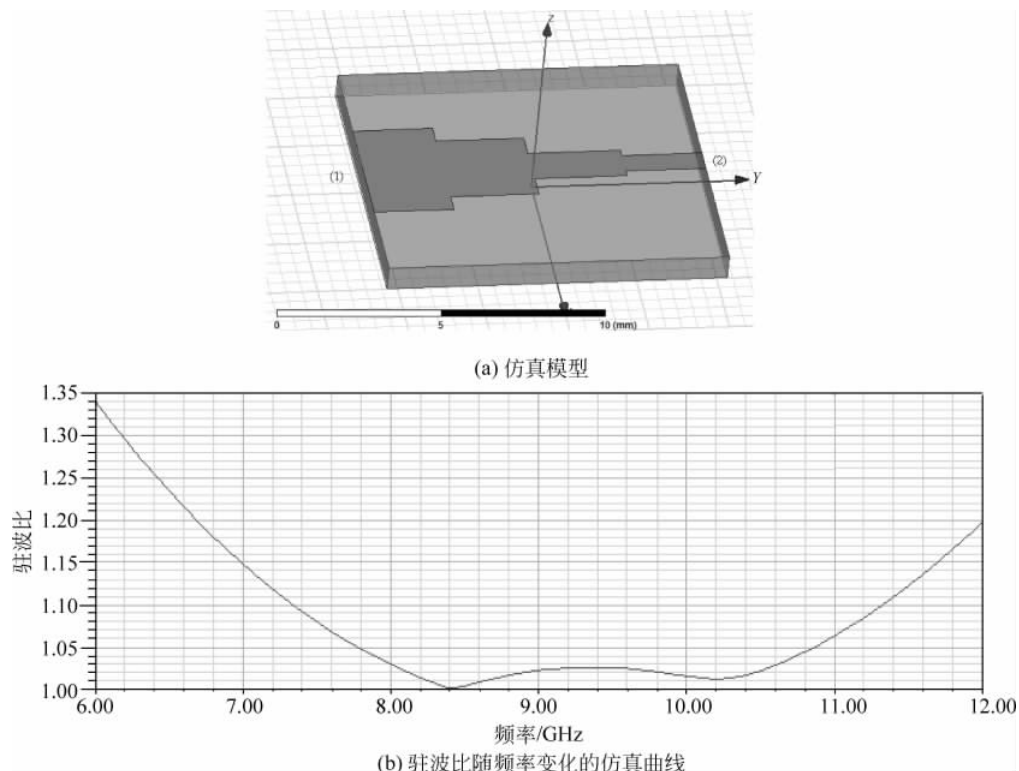


图 3.7-11 2 节阶梯阻抗变换器的仿真模型及仿真结果

由图 3.7-11(b) 所示仿真结果可见, $\rho \leq 1.2$ 的频带约为 6.7GHz~12GHz, 带宽为 5.3GHz, 相对带宽约为 56.7%。

(3) 由以上仿真结果可见, 2 节阶梯阻抗变换器的相对带宽比单节阻抗变换器的相对带宽宽很多, 说明增加变换器节数的确可以增加带宽, 但是这种带宽的增加是以牺牲尺寸为代价的, 所以, 实际中要根据具体情况适当进行取舍。

在实际运用阻抗变换器时, 应注意以下两个问题:

(1) 阻抗变换器只适用于终端接纯电阻负载的情况。

若负载为复阻抗, 则需要采用第 1 章介绍过的加移相段法或加并联单支节、并联电纳元件法使负载阻抗变为实数。

(2) 阶梯阻抗变换器是可逆网络, 但要注意变换器与被匹配两端的连接关系。

阶梯阻抗变换器的匹配思想是将突变的较大的阻抗变化转化为多个较小的阻抗变化, 因此, 当将小阻抗变为大阻抗时, 变换器中的各节阻抗也应该是从小到大逐渐变化, 例如, 在图 3.7-12 所示微带阶梯阻抗变换器的连接中, 由于微带线的导体带条越宽, 特性阻抗就越小, 故图 3.7-12(a) 是正确的连接方法, 图 3.7-12(b) 是错误的连接方法。

前面的讨论都是在假定 $Z_0 < Z_L$, $R = Z_L/Z_0 > 1$, $Z_0 < Z_1 < Z_2 < \dots < Z_N < Z_L$ 的情况下进行的。若实际情况中, $Z_0 > Z_L$, 则可令 $R = Z_0/Z_L > 1$, 再进行设计, 设计完成后反着接就可以了。

【例 3.7-2】 设计一个 L 波段的最平坦式响应 1/4 波长波导阶梯阻抗变换器, 要求其

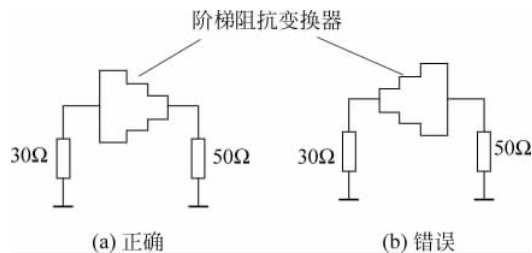


图 3.7-12 变换器与被匹配两端的连接关系

能把宽 $a=16.5\text{cm}$ 、高 $b=8.25\text{cm}$ 的 L 波段标准波导变换到宽 $a=16.5\text{cm}$ 、高 $b=1.016\text{cm}$ 的减高波导,且在 $1.2\text{GHz}\sim 1.8\text{GHz}$ 的频带内,输入电压驻波比小于 1.2。

解: 因为波导的等效特性阻抗为 $Z_e = \frac{b}{a} \cdot \frac{\eta}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}}$, 又已知输入、输出波导的宽边尺寸 a 相等, 故该阻抗变换器的阻抗变换比为

$$R = \frac{8.25}{1.016} \approx 8.12$$

两个边带处的波长为

$$\lambda_1 = \frac{c}{f_1} = \frac{3 \times 10^{10}}{1.2 \times 10^9} \text{cm} = 25 \text{cm}$$

$$\lambda_2 = \frac{c}{f_2} = \frac{3 \times 10^{10}}{1.8 \times 10^9} \text{cm} \approx 16.7 \text{cm}$$

对应的波导波长为

$$\lambda_{g1} = \frac{\lambda_1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_1}{2a}\right)^2}} \approx 38.3 \text{cm}$$

$$\lambda_{g2} = \frac{\lambda_2}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_2}{2a}\right)^2}} \approx 19.36 \text{cm}$$

中心频率处的波导波长为

$$\lambda_{g0} = \frac{2\lambda_{g1}\lambda_{g2}}{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}} \approx 25.72 \text{cm}$$

相对带宽为

$$W_q = 2 \left(\frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}} \right) \approx 0.657$$

因为要求采用最平坦式响应进行设计, 故由式(3.7-19)得

$$\epsilon_r^2 = \frac{(\rho_m - 1)^2}{4\rho_m} \approx 0.0083$$

$$\epsilon_a^2 = \frac{(R - 1)^2}{4R} \approx 1.56$$

$$\mu_0 = \sin\left(\frac{\pi}{4} W_q\right) \approx 0.493$$

$$N = \frac{\lg \epsilon_r^2 - \lg \epsilon_a^2}{2 \lg \mu_0} \approx 3.7$$

取 $N=4$ 。由式(3.7-14)可得

$$\ln \frac{Z_{n+1}}{Z_n} = 2^{-N} C_n^N \ln \frac{Z_L}{Z_0} = 2^{-4} C_n^4 \ln \frac{8.25}{1.016} = \ln 8.12^{0.0625 C_n^4}$$

即

$$\frac{Z_{n+1}}{Z_n} = 8.12^{0.0625 C_n^4}$$

因为

$$C_0^4 = 1, C_1^4 = 4, C_2^4 = 6, C_3^4 = 4, C_4^4 = 1$$

故得

$$\frac{Z_1}{Z_0} = \frac{b_1}{b_0} = 8.12^{0.0625} \approx 1.14$$

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{b_2}{b_1} = 8.12^{0.0625 \times 4} \approx 1.688$$

$$\frac{Z_3}{Z_2} = \frac{b_3}{b_2} = 8.12^{0.0625 \times 6} \approx 2.193$$

$$\frac{Z_4}{Z_3} = \frac{b_4}{b_3} = 8.12^{0.0625 \times 4} \approx 1.688$$

$$\frac{Z_5}{Z_4} = \frac{b_5}{b_4} = 8.12^{0.0625 \times 1} \approx 1.14$$

即

$$b_0 = 1.016 \text{ cm}$$

$$b_1 = 1.14 b_0 \approx 1.158 \text{ cm}$$

$$b_2 = 1.688 b_1 \approx 1.955 \text{ cm}$$

$$b_3 = 2.193 b_2 \approx 4.287 \text{ cm}$$

$$b_4 = 1.688 b_3 \approx 7.237 \text{ cm}$$

$$b_5 = 1.14 b_4 \approx 8.25 \text{ cm}$$

因为波导波长与波导窄边尺寸无关,故各节变换器的长度均为

$$l_1 = l_2 = l_3 = l_4 = \frac{\lambda_{g0}}{4} \approx \frac{25.72}{4} \text{ cm} \approx 6.43 \text{ cm}$$

该波导变换器的结构及尺寸示意图如图 3.7-13 所示。

运用 HFSS 仿真软件进行仿真的仿真模型和仿真结果如图 3.7-14 所示。

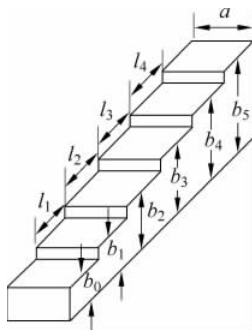


图 3.7-13 波导阶梯阻抗变换器 ($N=4$)

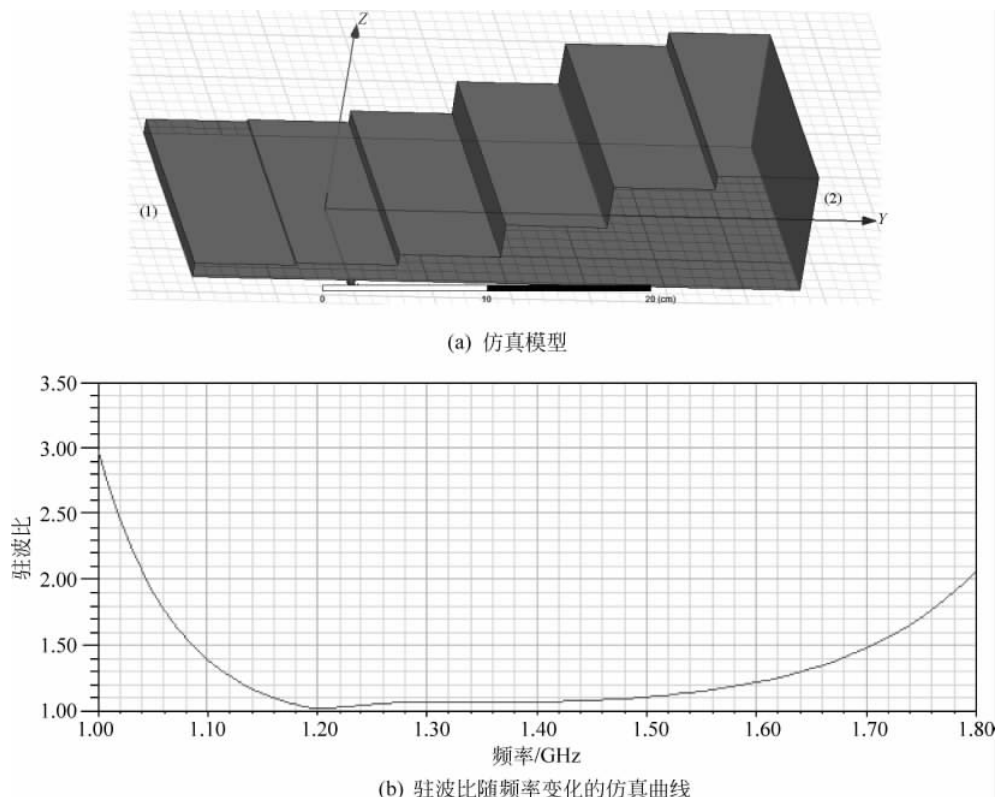


图 3.7-14 4 节波导阶梯阻抗变换器的仿真模型和仿真结果

由图可见,电压驻波比小于 1.2 的频率范围为 1.13GHz~1.59 GHz,中心频带偏低,需对波导阶梯处不连续性进行修正。修正方法类似于微带阶梯的修正方法,这里不再赘述。

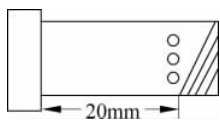
习题

3.1 已知波导的宽边尺寸为 23mm,窄边尺寸为 10mm,工作波长为 32mm,在距离波导口 20mm 处放置了三销钉,销钉直径为 1mm,其后接匹配负载,如题 3.1 图所示。问三销钉处的反射系数是多少? 波导口处的反射系数是多少?

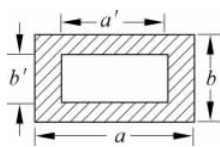
3.2 某矩形波导的尺寸为 $a \times b = 2.3 \times 1.0 \text{cm}^2$,其中装有一谐振窗,如题 3.2 图所示。信号频率 $f = 10 \text{GHz}$,试求:

- (1) 若谐振窗的窗口没有填充介质,且 $b' = 0.8 \text{cm}$ 时, $a' = ?$
- (2) 若谐振窗的窗口填充 $\mu_r = 1, \epsilon_r = 2$ 的介质,且 $b' = 0.8 \text{cm}$ 时, $a' = ?$

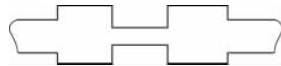
3.3 试画出题 3.3 图中所示微带电路的等效电路。



题 3.1 图

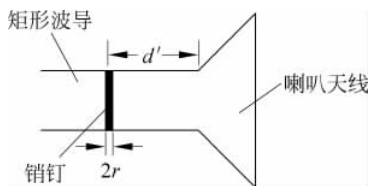


题 3.2 图



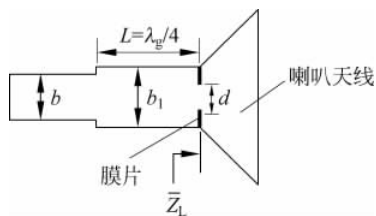
题 3.3 图

3.4 一喇叭天线与空气填充馈电波导相接,接口处产生的反射使馈电波导中有 $\rho=2.0$ 的驻波比,且与接口处相距 $0.15\lambda_g$ 的地方为电压波节点。现拟用在波导宽边中央 $a/2$ 处插入半径为 r 的对穿销钉来调配(如题 3.4 图所示),试求销钉的插入位置 d' 及半径 r 。计算结果说明了什么?若用电感膜片来实现,结果怎样?设工作波长为 $\lambda=3.2\text{cm}$,馈电波导为 BJ-100 标准矩形波导。



题 3.4 图

3.5 一个喇叭天线由空气填充标准矩形波导 BJ-100 馈电,传输 TE_{10} 模,波长为 3cm ,喇叭天线的归一化输入阻抗 $\bar{Z}_L=(0.8+j0.6)\Omega$ 。若用并联电容膜片与 $\lambda_g/4$ 线构成匹配网络,实现匹配,如题 3.5 图所示,求膜片的尺寸 d 和 $\lambda_g/4$ 线的长度 L 及窄壁宽度 b_1 。



题 3.5 图

3.6 设计一个两节切比雪夫阻抗变换器,使 250Ω 负载与 50Ω 微带线匹配,要求相对带宽为 0.6 。设工作频率为 3GHz ,微带介质基片 $\epsilon_r=9.0, h=1\text{mm}$ 。

3.7 试设计一个同轴结构的阶梯阻抗变换器,要求其将特性阻抗为 50Ω 的同轴线与阻抗为 100Ω 的终端负载进行匹配,在波长为 $10\sim 15\text{cm}$ 范围内,具有最平坦的反射特性,且 $\rho_{\max}=1.05$ 。已知同轴线均为空气填充,外导体直径均为 16mm 。

3.8 设计一个最平坦式响应的 $1/4$ 波长波导阶梯阻抗变换器,要求其能把宽 $a=10.92\text{cm}$ 、高 $b=5.46\text{cm}$ 的 L 波段标准波导变换到宽 $a=10.92\text{cm}$ 、高 $b=1.092\text{cm}$ 的减高波导,且在 $1.8\text{GHz}\sim 2.4\text{GHz}$ 的频带内,输入电压驻波比小于 1.2 。

3.9 已知同轴线的特性阻抗为 75Ω ,负载阻抗为 150Ω ,试设计一个同轴结构的切比雪夫式阶梯阻抗变换器,其将同轴线和负载进行匹配,工作频带为 $2\text{GHz}\sim 4\text{GHz}$, $|\Gamma|_{\text{m}}=0.09$ 。已知同轴线均为空气填充,外导体直径均为 16mm 。