

邮电中等专业学校试用教

微波技术基础下

广东省邮电学校 编

人民邮电出版社



TN015

15

3:2

邮电中等专业学校试用教材

微波技术基础

下册

广东省邮电学校 编



人民邮电出版社

A 748726

目 录

第五章 基本微波元件	1
第一节、概 述	1
一、在微波波段为什么不能应用普通的集中参数元件	1
二、分析微波元件的方法	2
第二节、波导管与低频传输线的类比	2
一、波导里的行波和驻波	2
二、波导管与低频传输线传输特性比较	9
三、波导管的等效电压、等效电流和等效阻抗	11
四、波导管的等效输入阻抗	15
第三节、耦合线节等效电路及其应用	17
一、耦合线节的等效电路	17
二、耦合线节的应用	25
第四节、阻抗元件	30
一、微波电阻元件	31
二、微波电抗元件	38
第五节、微波传输线中的不连续性	59
一、波导中的不连续性	59
二、微带线中的不连续性	69
第六节、阻抗调配和变换元件	79
一、阻抗调配器	80
二、阻抗变换器	92
第七节、定向耦合元件	117
一、波导定向耦合器	119
二、耦合线定向耦合器	133

第八节、转接元件.....	144
一、同轴——波导转换器	145
二、同轴——微带转换器	152
三、波导——微带转换器	153
第六章 微波谐振器	162
第一节、概 述	162
第二节、从低频谐振电路到空腔谐振器	163
一、为什么要应用谐振腔作为微波的“谐振电路”	163
二、为什么可以应用谐振腔作为微波的“谐振电路”	166
三、谐振腔与集中参数谐振电路的区别	175
第三节、微波谐振器的等效电路.....	176
一、半波长串联谐振器	177
二、1/4 波长并联谐振器	181
三、终端开路式传输线谐振器	184
第四节、微波谐振器与外电路的耦合	187
第五节、微波谐振器的基本参量.....	191
一、谐振波长 λ_0 或 λ_{g0}	192
二、等效电阻 R 或等效电导 G	192
三、品质因数 Q	193
第六节、同轴型谐振器	194
一、同轴腔里的场型	196
二、同轴腔的谐振波长 λ_0	198
三、同轴腔的调谐方法	201
四、同轴腔的空载品质因数 Q_0	202
五、同轴腔的耦合方法和匹配	205
*六、同轴腔计算举例	212
第七节、圆柱型空腔谐振器	216
一、 TM_{010} 波型	217
二、 TM_{010} 波型的主要参量和特点	218

三、耦合方式	221
四、 TE_{01p} 波型	222
五、 TE_{01p} 波型的主要参量和特点	224
六、 TE_{01p} 波型的激励、耦合和调谐	229
*七、圆柱腔应用实例——微波时延均衡器	233
*第八节、微带型谐振器	236
一、终端开路或短路的微带线节谐振器	236
二、环形谐振器	240
三、圆形谐振器	244
四、介质谐振器	247
五、微带型谐振器应用举例	254
第七章 微波滤波器	268
第一节、概 述	268
第二节、常用微波结构的低频等效电路	272
一、微波带通滤波器	272
二、微波带阻滤波器	277
三、微波低通滤波器	284
*第三节、微波滤波器网络综合法简介	293
一、滤波特性的表征方式	294
二、微波滤波器的低通原型	295
三、频率变换	315
四、微波滤波器设计举例	320
第四节、微波滤波器的调测	344
一、微波带通滤波器的调测	344
二、微波滤波器衰减指标测试	345
三、微波带阻滤波器的调测	346
附录一 反射损耗与反射系数、驻波比的关系	352
附录二 工作损耗(衰减)与反射系数、驻波比的关系	353

第八章、微波铁氧体器件	355
第一节、概 述	355
第二节、磁性来源	357
一、原子磁矩	357
二、分子场与交换能	359
三、磁畴	361
四、电子进动现象	361
五、铁氧体基本运动方程	365
*第三节、张量磁导率	367
一、 B 、 H 和 M 三物理量之间的普遍关系式	367
二、张量磁导率及其物理意义	369
三、考虑铁氧体损耗时的张量磁导率	373
第四节、旋磁特性	376
一、铁磁谐振现象	376
二、场移效应	386
*三、法拉第旋转效应	388
第五节、微波铁氧体器件	391
一、隔离器	391
二、环行器	401
三、微波铁氧体器件的调测	426
*第六节、旋磁性铁氧体材料	429
一、铁氧体材料的主要特性参量	429
二、铁氧体材料类型	434
附录 标量、矢量和张量	442
第九章、微波天线和馈线	450
第一节、概 述	450
第二节、馈线系统	451
一、天线馈线	451

二、分路滤波系统	464
第三节、微波天线	471
一、天线的基本参量	471
二、天线的类型及对微波面式天线的分析方法	477
三、微波中继通信对天线的要求	483
四、喇叭天线	486
五、抛物面天线	492
*六、喇叭抛物面天线	500
七、卡塞格伦天线	502
*八、高效率天线及频段复用天线	511
第四节、天线馈线系统的调整与测试	519
一、天线方位的测试	520
二、极化去耦的测试	523
三、天馈线系统驻波比的测试	526
四、馈线系统损耗的测试	528
五、分路系统正向损耗测试	529
第十章、微波传播	535
第一节、电波在自由空间的传播	535
一、平面波的传播	535
二、自由空间的传输损耗	536
三、收信电平的计算	539
第二节、地形对电波传播的影响	540
一、电波在平地面上的传播	540
二、电波在球形地面上的传播	546
三、电波在复杂地面上的传播	551
第三节、对流层对电波传播的影响	568
一、大气对微波的衰减	569
二、大气的折射	571
三、大气折射时电波传播的轨迹	573

四、大气折射引起的衰落	579
五、电波在对流层中的反射和散射	581
第四节、衰落现象及其克服措施	583
一、衰落现象	583
二、产生衰落的原因	584
三、衰落变化的一般规律	586
四、克服衰落的一般措施	587
第五节、微波中继线路路由选择	590
一、室内选线	591
二、现场调查(草测)	596
三、编制方案报告	597
四、电测	597

第五章 基本微波元件

第一节 概 述

在微波系统中，实现对微波信号或能量进行定向传输、衰减、分配、储存、隔离、滤波、相位控制、波型转换、阻抗变换、阻抗调配及其它特殊作用的元件，统称为微波元(器)件。它们的种类繁多，本章仅从微波通信的实际应用出发，选取一些最基本、最常用的元件进行讨论，重点是讨论矩形波导元件和微带元件。

一、在微波波段为什么不能应用普通的集中参数元件

在低频电路里，不管电路结构多么复杂，其无源电路元件不外乎三种——电阻器、电感器和电容器。但是，当工作频率高到微波波段以后，这些集中参数元件的应用就发生困难了：

1. 电路元件中的金属导体趋肤效应很严重，使导体上传导电流带来的热损耗十分严重。

2. 当工作波长短到和元件的线度可以比拟时，辐射损耗增长很快。

3. 假如电容器的极板之间填充有介质及电感线圈有介质支架的话，则介质的高频损耗也十分可观。

4. 特别是，组成电容器的导体电感及其引线电感起了更大的作用，有可能使电容器变成电感器。而电感线圈中的分布

电容起了更大的作用，有可能使电感器变成电容器，或者更复杂的网络。

综上所述，可见普通的集中参数元件在微波波段已经不适用了，而必须由新的基本元件——波导元件、微带元件等取而代之。

但须指出一点，随着微波集成技术的发展，在制作工艺上已有所突破，使得集中元件微波集成电路可以用于L波段甚至S波段中。

二、分析微波元件的方法

绝大多数微波元件的分析与设计问题，严格地讲，是一个完整的电磁场边值问题。由于边界条件比较复杂，利用场的方法进行分析，涉及到复杂的电磁场理论问题和应用数学问题，因此是十分困难的。仅是对少数几何形状比较简单的元件才能利用求解电磁场边值问题的方法进行严格的分析与设计。

所以对微波元件的分析，目前最切合实际的方法是以场的物理概念作指导，采用网络的方法(即等效电路法)，场路结合进行分析和综合，最后将所得结果用场结构元件去模拟。

因此，等效电路法是研究微波元件的基本方法。

第二节 波导管与低频传输线的类比

一、波导里的行波和驻波

在低频传输线里，我们已知道电压波和电流波在遇到不连续(即不匹配)时，也将产生反射，形成驻波。

光波实质上就是电磁波。而低频传输线里电压波和电流波

的反射，实质上也是电磁波的反射。于是，可以很自然地推想到，在波导管里传输的电磁波在遇到障碍或不连续时，也必将产生反射而形成驻波。

(一) 波导终端匹配与行波

假设在矩形波导的终端接一个全匹配负载如图 5.1 所示。则沿波导传输的 TE_{10} 波电磁场能量在到达终端后将全部被全

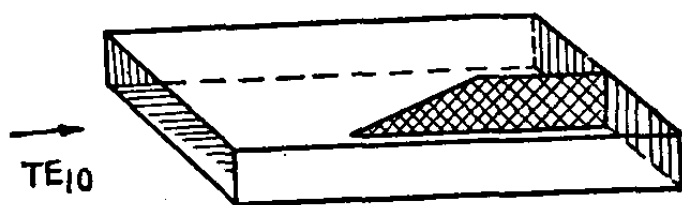


图 5.1 波导终端接全匹配负载

匹配负载所吸收而无反射。

因此终端接上全匹配负载以后不会改变原波导中电磁波的行波状态。

即是说，匹配负载的左方，没有反射波，没有驻波，只有行波。这时左方的 TE_{10} 波能量可以连续不断地向右方传输而永不回头。沿途各点的电场磁场，随着时间而变化，时大时小，时而改变方向，但它们的幅度(或有效值)在各点是相等的。这种情况就与低频传输线终端接匹配负载时的情况完全相同。

(二) 波导终端短路与驻波

假设在矩形波导的一端封闭或装一个短路活塞如图 5.2 所示，这就是终端短路的情况。这时沿波导传输的 TE_{10} 波电磁场能量在到达终端时将要产生全反射(近似认为短路活塞和波导壁均为理想导体)，这就象在终端短路的低频传输线里，其入

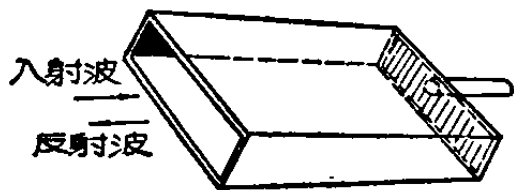


图 5.2 波导终端接短路活塞

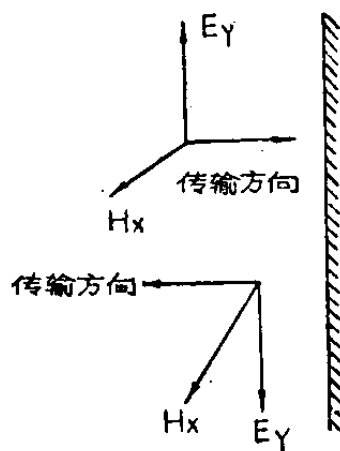


图 5.3 入射波与反射波

射电压波和电流波到达终端时会产生全反射一样。

为什么会有这样的现象？这是因为 TE_{10} 波的电场只有 E_y 分量，它与短路活塞的表面相切，而理想导体表面切向电场又必为零，这样就势必存在一个电场的反射波，它的电场 E_y 的大小总是与入射波的大小相等而方向相反，彼此抵消，使合成电场为零。这就是全反射，它与低频传输线终端短路处的电压波完全相同。

再看磁场 H_x 。电场 E_y 反射回去，磁场也要反射回去，它们是形影不离的一个整体。但它等于多少？方向如何？因为短路不吸收能量，对方传来的能量全部反射回去，即全反射。反射电场 E_y 既与入射的大小相等，反射波的磁场 H_x 必然与入射波的大小相等。方向呢？入射波的方向如图 5.3 所示。它与 E_y 和 H_x 组成的平面正交。 E_y 、 H_x 和传输方向三者的关系可用右旋法则来确定。把右手手背靠 E_y ，四指弯向 H_x ，大拇指所指的方向就是传输的方向。现在反射波的 E_y 与入射波的相反，传输方向也相反，根据右旋法则，反射波的 H_x 必须与入射波的相同。所以反射波的磁场 H_x 在终端短路处与入射波的 H_x 大小相等，方向相同。表面的总相切磁场为 $2H_x$ 。

这个结果，从理想导体表面的边界条件来看，是完全符合的。这就是在理想导体表面上相切磁场是不等于零的。

从上面得出的结果是，磁场 H_x 的反射也与低频传输线终端短路的电流波的反射完全相同，也形成全反射。

有了全反射，将产生什么现象？与低频传输线终端短路相同，将产生驻波。沿波导管各点的电场将随时间而变，但各点的电场的幅度不同。终端处以及离终端 $\frac{\lambda_g}{2}$ 、 λ_g 、 $\frac{3}{2}\lambda_g \cdots$ 等处为零，即每隔 $\frac{\lambda_g}{2}$ 的长度重复为零， λ_g 为 TE_{10} 波的波导波长。离终端 $\frac{\lambda_g}{4}$ 、 $\frac{3}{4}\lambda_g$ 、 $\frac{5}{4}\lambda_g \cdots$ 等处最大，为反射波与入射波幅度之和。也是每隔半波长重复一次。幅度的分布作 $|\sin \beta x|$ 的分布。这种情况与传输线短路时电压波分布的情况完全相同。磁场 H_x 的分布与此相反，电场最大处，磁场为零。电场为零处，磁场最大，并为入射波幅度的两倍。这与传输线终端短路的电流波分布的情况完全相同，即成 $|\cos \beta x|$ 的分布。

此外，不论电场或磁场，在 $\frac{1}{2}\lambda_g$ 的区域里，同时上升、下降、到达最大和零，即同相。在相邻的 $\frac{1}{2}\lambda_g$ 区域里，作相反的变化。

总之，终端短路的传输线的电压驻波和电流驻波的分布图，对于终端短路的波导管完全适用。电场相当于电压，磁场相当于电流。

但是，终端开路的波导管与终端开路的低频传输线不完全相同，终端的磁场并不等于零，终端的电场并不等于入射波的两倍。这是因为波导终端“开路”，阻抗并不为无限大，而是具

有一定数值的辐射阻抗。因此，对方送来的功率多少有一些要辐射出去，反射波要小于入射波，不是全反射的缘故。

此外，由于有一些辐射，不是全反射，并会干扰其它器件的正常工作，因此，终端开路的波导管一般不采用。

(三) 波导接一般负载的情况

波导接一般负载的情况很多，举一例，如图 5.4 所示。它是一个波导管，终端匹配，接有全匹配负载，波导中间插有一排销钉。

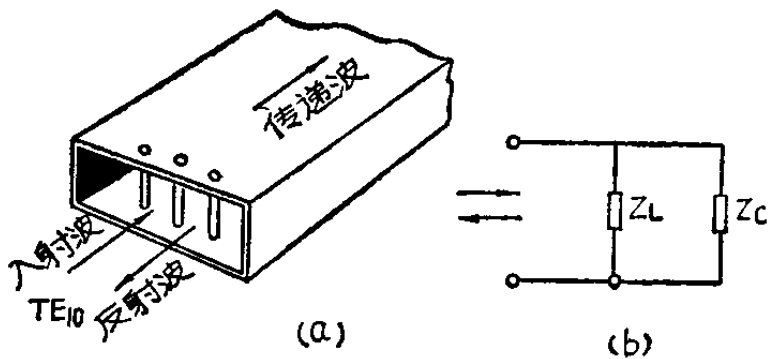


图 5.4 波导接一般负载的情况

当 TE_{10} 波从左方进入波导管时就遇到了销钉，这就与光波、声波、水波遇到障碍物一样，要产生一定的反射。使入射波的一部分被反射回去，剩下的部分继续向前传输。

产生这种现象是因为 TE_{10} 波的电场在遇到销钉以后，要在销钉上感应出一个电动势，这个电动势在销钉上所产生的电流就要辐射电磁波，电磁波要向左和向右两个方向传播。向左传播的就是反射波，向右传播的波与入射波叠加起来成为继续前进的传递波。这就是销钉和其他形式金属障碍物产生反射的物理本质(当然，销钉除了产生 TE_{10} 波型的辐射以外，还会产生其他波型的辐射)。显而易见，上述情况与终端匹配的传输线，中间并联一个阻抗 Z_L 的情况相同，如图 5.4(b)所示。

现在的反射是部分反射，部分反射所产生的现象与全反射所产生的情况有所不同。全反射所产生的结果形成驻波，而部分反射所产生的结果是既有驻波成分又有行波成分，即形成行驻波。

仍用反射系数来描述反射的情况，并规定：

$\rho = \frac{E_r}{E_i}$ 表示电场反射系数或简称反射系数。

$\rho_H = \frac{H_r}{H_i}$ 表示磁场反射系数。

这里， E_i, H_i 代表入射波， E_r, H_r 代表反射波。

对矩形波导中的 TE_{10} 波而言，当以 Z 坐标代表传输方向，选负载处为座标原点， $Z=0$ ；并以 l 表示负载距原点的距离，于是有：

$$\begin{aligned}\rho &= \frac{E_r}{E_i} = \frac{E_{yr}(0)e^{-j\beta l}}{E_{yi}(0)e^{+j\beta l}} = \frac{E_{yr}(0)}{E_{yi}(0)}e^{-j2\beta l} \\ &= \rho_0 e^{-j2\beta l} = |\rho_0| e^{j(\varphi - 2\beta l)}\end{aligned}\quad (5.1)$$

式中 $\rho_0 = \frac{E_{yr}(0)}{E_{yi}(0)} = |\rho_0| e^{j\varphi}$ 为终端反射系数。

在反射点，磁场 H_x 的反射系数 ρ_{H0} 和其它点的磁场反射系数 ρ_{Hl} 又如何呢？我们知道 TE_{10} 波的 E_y 和 H_x 是成正比的，比值是一个常数。实际上一般波导波型的横向电场 E_t 和横向磁场 H_t 之比都是一个常数。所以反射电场 E_{yr} 占入射电场 E_{yi} 多大的一个百分数，反射磁场 H_{xr} 也将占入射磁场 H_{xi} 同样一个百分数， TE_{10} 波的 E_y 和 H_x ，不管是入射波还是反射波，它们两者之间总是保持一定的比例。因此， H_{xr} 和 H_{xi} 的比值与 E_{yr} 和 E_{yi} 的比值是相等的。

H_{xr} 和 H_{xi} 之间的方向关系已在波导短路问题里叙述过。如果在终端电场 E_{yr} 与入射电场 E_{yi} 方向相反，则反射磁场

H_{xr} 和入射磁场 H_{xi} 的方向必须相同，才能向反方向传输。反之，如果 E_{yr} 和 E_{yi} 同方向，则 H_{xr} 和 H_{xi} 必须反方向，才能向反方向传输。所以入射与反射的横向磁场之间的方向关系永远与电场之间的方向关系相反。

反射磁场 H_{xr} 与入射磁场 H_{xi} 的比值与电场相等，方向关系与电场的相反，所以磁场 H_x 的反射系数永远等于负的电场 E_y 的反射系数，即：

$$\rho_H = -\rho$$

综上所述，电场的反射情况与传输线电压反射情况相同，磁场的反射情况与传输线电流反射情况相同。

同在均匀传输线里讨论过的情况一样，我们还可以用驻波比 S 来描述驻波成分的大小。令 $E_{\max}, E_{\min}$ 分别表示电场强度在波腹点和波节点的幅度。定义驻波比 S 为：

$$S = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \frac{|E_{yi}| + |E_{yr}|}{|E_{yi}| - |E_{yr}|} = \frac{1 + \left| \frac{E_{yr}}{E_{yi}} \right|}{1 - \left| \frac{E_{yr}}{E_{yi}} \right|} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (5.2)$$

因为在实际的驻波测量中只测量电场，所以仅用电场来定义驻波比就足够了。

或者反过来用驻波比来表示反射系数，得：

$$|\rho| = \frac{S-1}{S+1} \quad (5.3)$$

上两式表示：反射愈大，反射系数 $|\rho|$ 愈大，驻波比 S 就愈大；反之亦然。

特别是，当波导管终端匹配，电磁波处于行波状态时，有 $|\rho|=0$ ， $S=1$ ；当波导管终端短路，电磁波处于纯驻波状态时，有 $|\rho|=1$ ， $S \rightarrow \infty$ 。

当波导管内电磁波为行波、驻波或行驻波时，其电场波和磁场波的幅度和相位沿管轴方向（ Z 轴方向）的分布规律与低频传输线中电压波电流波的分布规律完全相同。

二、波导管与低频传输线传输特性比较

（一）通过以上的讨论，我们已经看到波导管里电场和磁场的反射和驻波规律与低频传输线里电压电流波的反射和驻波规律完全相同。其电场对应于电压，磁场对应于电流。它们都是波，都有波动的特点。

这说明波导管里的电磁场与传输线上的电压电流是相似的。

（二）从阻抗的角度来看，当均匀传输线电压波和电流波沿传播方向处于行波状态时，电压与电流之比始终等于常数，即为特性阻抗 Z_c 。

$$\left. \begin{aligned} \text{对平行双线而言: } Z_c &= 276 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \lg \frac{2D}{d} (\text{欧}) \\ \text{对同轴线而言: } Z_c &= 138 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \lg \frac{D}{d} (\text{欧}) \end{aligned} \right\} \quad (5.4)$$

式中， D 表示双线的线间距离或同轴线外导体的内直径。

d 表示双线中每根导线的截面直径或同轴线内导体直径。

而对波导管中的电磁波而言，情况又如何呢？现举矩形波导沿正 Z 方向以行波状态传播 TE_{10} 波为例说明之。

沿正 Z 方向传播的电磁能量由横截面上的电磁场 E_y 和 H_x 所决定。已知正向传输的 TE_{10} 波型 E_y, H_x 的表示式为：

$$\left. \begin{aligned} E_y &= A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \\ H_x &= -A_{10} \frac{\beta}{\omega \mu} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \end{aligned} \right\} \quad (5.5)$$