

微波技术

微波网络元件和天线

第二分册

甘本祓 冯亚伯 叶佑铭 编



西北电讯工程学院



微波技术

微波网络元件和天线

第二分册

甘本祓 冯亚伯 叶佑铭 编

西北电讯工程学院

1979

第十四章 微波网络中的其他元件

14.1 概 述

在微波技术中常常还需要能完成如下某种功能的元件：

一、连接元件

它是用来把各种传输线或网络元件的输入（出）端连接起来以构成所需微波系统的装置。常见者有：

1. 把两段完全相同（类型、波型、电性能、机械尺寸均相同）的传输线连接起来的接头。例如连接两段规格相同的波导或同轴线。

2. 把两段类型相同、波型相同但电参数或机械参数不同的传输线连接起来的接头。例如把特性阻抗分别为 50Ω 和 75Ω 的两段同轴线连接起来；把特性阻抗均为 50Ω 但粗细不同的两段同轴线连接起来。这类接头又称为“转换接头”或“阻抗变换器”。其中一些已在第十一章讲到。

3. 把两段不同类型或不同波型的传输线连接起来的接头。例如把矩形波导与同轴线，同轴线与微带，矩形波导与圆形波导等连接起来。这类接头亦称“转换接头”、“变换器”或“过渡器”。

二、分支元件

它用来把一路分为几路，或反之。即进行微波功率的分路或合成。这类元件称为“分支元件”、“分路器”或“功率分配器”（简称“功分器”）。

三、改变电磁场接幅或相位的元件

这类元件是接在微波线路中，用来控制场强的振幅或相位。前者起吸收能量的作用，如匹配负载和衰减器；后者起产生相移的作用，称为“相移器”或“移相器”。

本章讨论这些元件的基本原理。

14.2 同 轴 接 头

由于近年来电子技术的迅速发展，要求所用器件具有尽量宽的频率范围，例如从直流一直到微波波段。因此，传输 TEM 波的同轴式器件更加引起人们的重视。由同轴线及其它传输 TEM 波的传输线（如板线、代线和微代等）组成的新型宽代器件广泛使用。而同轴接头则是同轴器件中使用普遍而重要的一种。

同轴接头一般是指把两个特性阻抗相同、内外导体直径相同的同轴器件连接起来的装置。同轴接头按插接处性质可分为两大类：1) 插接头；2) 平接头。在更广泛的意义上

处，同轴线的内导体或外导体就要引入一定的阶梯，因而引起一定的阻抗不连续。在这种情况下，为了达到最佳的宽代性能，首先应使未补偿的不连续性达到最小，其次对于剩下的不连续性作各自的共面补偿。共面补偿就是在原来出现不连续的地方进行补偿，以获得好的宽代特性。

(3) 减小机械公差对电性能的影响。

在同轴器件中，尺寸的公差是不可避免的。但应尽量减小，且应尽量做到一个重要尺寸只取决于一个机械公差。

例如，上面介绍的精密N型接头（所有其它的N型接头也是一样）的电接触部分为了得径向弹力，内外导体的一部分都采用富于弹性的金属材料如铍青铜作成，并在其上开了槽。这样，在开了槽的部分的特性阻抗将因开了槽而产生变化。根据设计原则一、二，为了尽可能地保持一致的特性阻抗，需对开槽部分引起的特性阻抗变化采取共面补偿，为此需要适当改变开槽部分内外导体的直径，改变量可根据开槽部分特性阻抗的相对变化量来进行设计。特性阻抗相对变化量可由下面的经验公式计算：

$$\frac{\Delta Z}{Z_0} = \frac{N}{8} \left(\frac{W}{2a} \right)^2 \quad (\text{当槽开在内导体上})$$

$$\frac{\Delta Z}{Z_0} = \frac{N}{8} \left(\frac{W}{2b} \right)^2 \quad (\text{当槽开在外导体上})$$

式中：N为槽数；W为槽宽；

a、b分别为内导体半径，外导体内半径。

又如：在N型接头中，在内导体接触处总有一定的轴向间隙留作制造公差，此间隙就会产生一定的驻波比。举一个数字例子，若 $2a = 3^{\text{mm}}$ ， $2a' = 1.6^{\text{mm}}$ ， $N = 4$ ， $W = 0.3^{\text{mm}}$ ， $g = 0.1^{\text{mm}}$ ，当 $f = 6\text{GC}$ 时，驻波比 $S = 1.01$ ，各尺寸关系如图14.2-2所示。如果间隙增大，则相应引起的驻波比更大些，尤其在高频端。

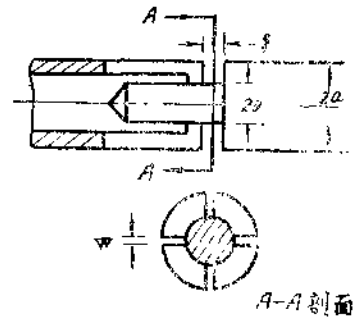


图 14.2-2 内导体接触处的间隙量

二、平接头

上面介绍的插接头制作比较方便，技术性能指标较好，但它具有很多难以克服的缺点，如插接的弹性体容易变形而使接触不良，多次插拔使接触处磨损显著，且有金属屑沫脱落，影响性能。另外，插接头需分插头，插座，使用中必须插头对插座才能连接，否则还需要加用过渡头帮忙连接，这样就要增添很多辅助设备。且由于插接头很难作成具有良好重复性低驻波比的连接器，这限制了同轴式器件性能的提高，为此研制了另一种型的同轴连接器——平接头。

所谓平接头又称“无性接头”，是不分插头、插座的。

任意两个同型号平接头连接时，其接触面的压力为轴向压力，外导体间的接触性能由两个清洁平整的端面和紧固套的紧固力保证。内导体间的接触性能，由按入内导体中的弹性元件的弹性力保证。两个平接头接触连接后主要不规则处，只有内导体间一不深的间隙，间

隙宽度小于 0.1mm ，因而使接头的技术性能大大提高。

平接头选用的尺寸，目前国际上广泛使用两种：14毫米及7毫米（指外导体内直径标称值）。显然，大的同轴尺寸能提供优良的接头性能，因为制造公差对它影响相对地小一些。另一方面，小的同轴尺寸可以使接头工作到更高的频率，使工作的频谱更广泛。具体选用那种尺寸根据要求来定。

图 14.2-3 给出了 7mm 平接头的一种结构。图 14.2-4 是这种平接头内导体接触处的结构，这种平接头的主要技术性能指标如下：

1. 最高使用频率：18GC

2. 驻波系数（一对平接头）

$$S < 1.003 + 0.002 \times f(\text{GC})$$

3. 插入损耗 A（一对平接头使用在 10MC 以上时）

$$A < 7 \times 10^{-3} \sqrt{f(\text{GC})}$$

4. 射频泄漏：小于 120db.

5. 直流接触电阻：内导体小于 $1\text{m}\Omega$.

外导体小于 $0.1\text{m}\Omega$.

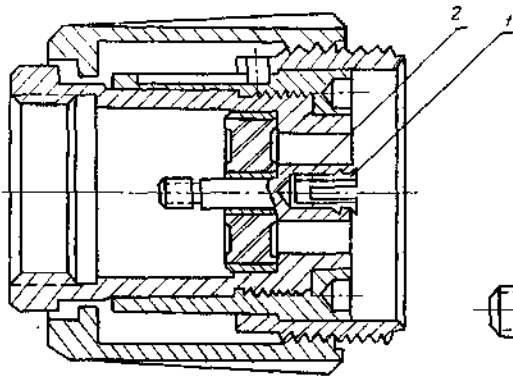


图 14.2-3 精密7mm同轴线平接头结构

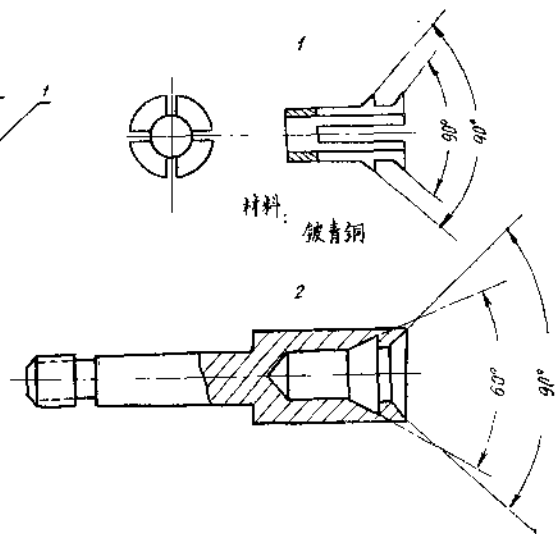


图 14.2-4 内导体接触处结构

三、微型同轴接头

随着导弹技术和宇宙航行技术的迅速发展，普遍采用微波集成电路，迫切需要使微波设备固体化和小型化。为了适应这种发展趋势，在国外已出现了微小型同轴接头，并已在商品中开始采用。图 14.2-5 给出了 3mm OSM 和 OSSM 两种微型接头连接部分的结构。这种微小型同轴接头的主要技术性能如下：

(1) 最高使用频率为 26GHz

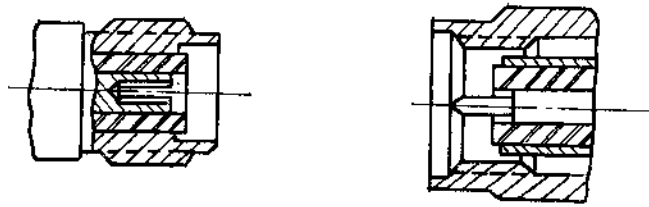


图 14.2-5 OSM及OSSM接头连接部分的结构

(2) 一对连接头的驻波系数在 DC-18GHz 范围内小于:

$$S = 1.05 + 0.005f(\text{GHz})$$

(3) 插入损耗: 在 6GHz 时小于 0.1 分贝。

14.3 波导接头

一、矩形波导接头

矩形波导接头有平法兰接头和抗流法兰接头两种形式。图 14.3-1 所示为用平法兰盘连接的接头结构。其特点是: 结构简单, 工作频代宽, 使用方便。但是对接触表面机械加工的光洁度要求较高, 对连接孔的定位和法兰盘与波导轴的垂直度要求较严。而且法兰盘表面污浊、氧化及其它因素都会改变接触电阻, 使损耗变大。由于加工精度不高会造成法兰盘连接处产生相对的位移甚至扭转、曲折, 这些情况的发生都会增加馈线的反射, 也使功率容量降低。

图 14.3-2 所示为抗流法兰盘接头(或简称“扼流接头”)。它获得广泛的应用, 其主要特点是: 它可以在没有机械接触的地方能实现有良好的“电接触”。而这一特点是由接头中的扼流装置来实现的。扼流装置即如图中所示, 在左边一个法兰盘上开有一个圆槽, 矩形

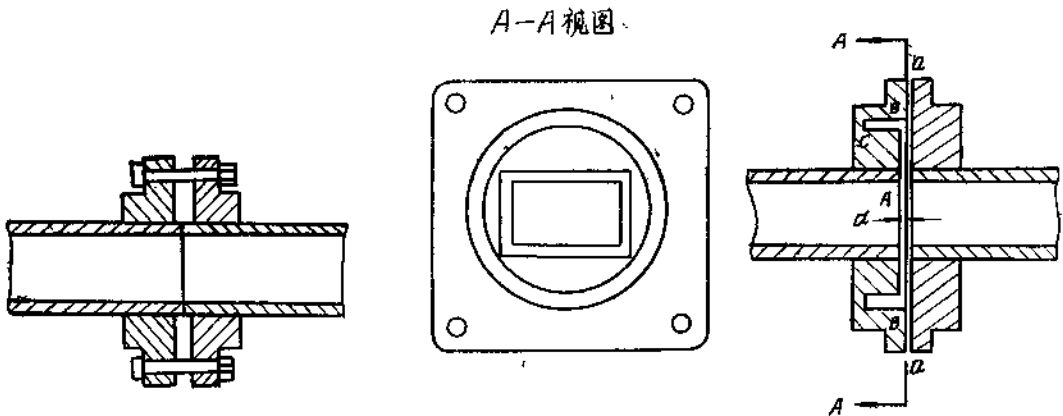


图 14.3-1 矩形波导的平法兰盘接头

图 14.3-2 矩形波导的扼流接头

波导的端面缩进法兰盘表面一段很短的距离 d , 当与右边的法兰盘相接时形成一辐射形的空隙。两法兰盘的直接接触面在图上的 $a-a$ 处。而波导管并不直接接触, 彼此相距为 d 。法

兰盘上的圆槽，其上表面和下表面组成一段低阻抗的同轴线（图中的 BC 段），此同轴线的左端短路，两波导间的辐射形空隙构成一径向传输线，即图中的 BB' 段。当低阻抗的短路同轴线段长度为 $\frac{\lambda_0}{4}$ （ λ_0 为中心波长），圆槽的平均圆周与波导宽面内表面的距离也是 $\frac{\lambda_0}{4}$ ，则在中心频率时，由 B 点向 C 点看入的输入阻抗为无限大，即机械接触点 B 正好处于高频电流的波节处，即便接触处接触不好，接触电阻 R_k 数值大，也不会产生大的功耗。而由 A 点向 B 点看入的输入阻抗为零（因 AB 段也是 $\frac{\lambda_0}{4}$ 且终端阻抗为 ∞ ）。即 A 点处于电流的波腹点，电压的波节点，这样，虽然在 A 点处机械上没接触，但却实现了在电气上的理想短接。扼流装置部分的等效电路及其电流电压分布如图 14.3-3、14.3-4 所示。

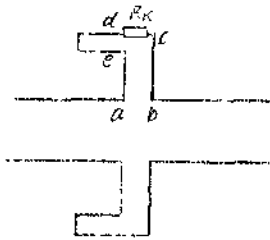


图 14.3-3 矩形波导扼流接头等效电路

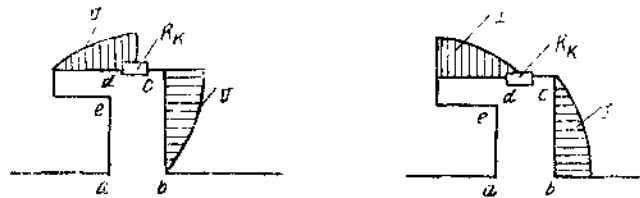


图 14.3-4 扼流装置的电压、电流分布

严格地说，在法兰盘圆槽内所激励的是同轴线中的高次波形 TE_{11} 波，扼流接头中的电力线分布如图 14.3-5 所示。所以圆槽的深度应该是这个波型的四分之一波导波长（即 $\lambda_{gTE_{11}}$ ）。

$$\lambda_{gTE_{11}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}}$$

式中 λ_0 为自由空间波长

λ_c 为截止波长

对于 TE_{11} 波型（同轴线） $\lambda_c = \pi(a+b)$ ， a 和 b 分别是内导体和外导体内表面的半径。

当 a 、 b 已知，即可计算 λ_c ，再计算 λ_g ，

则圆槽的深度 $\frac{\lambda_g}{4}$ 便可决定，但计算的结果，

$\frac{\lambda_g}{4}$ 与 $\frac{\lambda_0}{4}$ 相差较少，所以粗略一点可用 $\frac{\lambda_0}{4}$ 来代替。

对于扼流装置中的径向传输线 AB 段，严格地说亦应用径向传输线中相应的工作波型 H_{11} （径向线）的 $\frac{1}{4}$ 波长，这可以直接应用径向线的有关公式和曲线来计算，但很繁琐，计算的结果表明 $\left(\frac{\lambda_g}{4}\right)_{\text{径向 } H_{11}}$ 与 $\frac{\lambda_0}{4}$ 相差也很少，所以粗略一点也可以用 $\frac{\lambda_0}{4}$ 来代替。

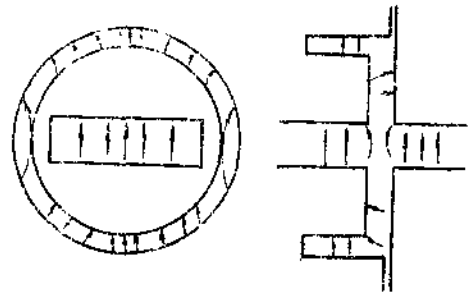


图 14.3-5 扼流接头内的电力线分布

扼流装置中的其它尺寸选取如下:

波导管之间的间隙 d , 从结构和加工工艺考虑, 通常取

$$d = (0.3 \sim 0.5) \text{毫米}$$

扼流槽的宽度 y 一般取

$$y = (2 \sim 5)d$$

实际上, 由于加工引起的误差及其它的因素的影响, 不能完全保证 AB 段和 BC 段的长度准确为相应传输线传输波型的 $\frac{\lambda_g}{4}$, 即 A 点的输入阻抗不完全是零, 而这个阻抗是与主波导相串联的, 就必然要产生反射, 从对接头的要求来说, 希服这个阻抗越小越好, 下面我们简要分析一下减小这个阻抗的办法。

设: 传输 TE_{11} 波型的同轴线的特性阻抗为 $Z_{同}$, 相应的波长为 $\lambda_{同}$ 。

传输 TE_{11} 波型的径向传输线的特性阻抗为 $Z_{径}$, 相应的波长为 $\lambda_{径}$ 。

根据传输线理论, A 点的输入阻抗为:

$$Z_A = Z_{径} - \frac{Z_B + jZ_{径} \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{径}} \cdot l}{Z_{径} + jZ_B \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{径}} \cdot l} \quad (14.3-1)$$

式中

$$Z_B = jZ_{同} \cdot \operatorname{tg} \frac{2\pi l'}{\lambda_{同}} \quad \text{为 B 点的输入阻抗}$$

由于 $\frac{2\pi l'}{\lambda_{同}} \approx \frac{\pi}{2}$; $\frac{2\pi l}{\lambda_{径}} \approx \frac{\pi}{2}$

可令

$$\frac{2\pi l'}{\lambda_{同}} = \frac{\pi}{2} + \delta_1; \quad \frac{2\pi l}{\lambda_{径}} = \frac{\pi}{2} + \delta_2 \quad (14.3-2)$$

则 $\operatorname{tg} \frac{2\pi l'}{\lambda_{同}} \approx -\frac{1}{\delta_1}$; $\operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda_{径}} \approx -\frac{1}{\delta_2}$

将上面的关系式代入式 (14.3-1) 后, 得:

$$\begin{aligned} Z_A &\approx jZ_{径} \frac{\delta_2 + \frac{Z_{径}}{Z_{同}} \delta_1}{\frac{Z_{径}}{Z_{同}} \cdot \delta_1 \delta_2 - 1} \\ &\approx -jZ_{径} \left(\delta_2 + \frac{Z_{径}}{Z_{同}} \delta_1 \right) \end{aligned} \quad (14.3-3)$$

可见, 要减小 Z_A 的办法有:

(1) $Z_{径}$ 要小, 这可以减小尺寸 d 来达到, 即前面提出的选取 $d = (0.3 \sim 0.5) \text{m.m}$ 的理

由之一。

(2) $\frac{Z_{\text{径}}}{Z_{\text{同}}} \ll 1$, 即 $Z_{\text{同}}$ 要比 $Z_{\text{径}}$ 大, 即前面提出的取 $y = (2 \sim 5)d$ 的理由之一。

这时, δ_2 比 δ_1 的影响大, 即对 l 的公差要求比对 l' 的公差要求严格。

综上所述, 在大功率情况下扼流接头有更可靠的电气连接, 而且容易做到密封。但是, 比起平板法兰盘接头, 其限制条件较多, 且工作频代较窄。一般在 $10 \sim 12\%$ 的频代边缘上, 驻波比约为 1.1 。因此只有在高功率、窄频代和密封系统中才采用这种装置, 而在宽频代、小功率条件下, 一般采用平板法兰盘接头。

二、圆影波导接头

圆形波导接头的结构决定于波导内传输的波型。当传 TE_{01} 波时, 波导内壁上只有环状电流而没有纵向电流, 此时可用平接头连接。除平接头外, 为了改善电接触, 也可采用抗流接头。如果使用在旋转关节(见下节讨论)中, 则必需采用抗流装置, 使两段圆形波导能相对旋转, 其结构如图 14.3-6 所示。

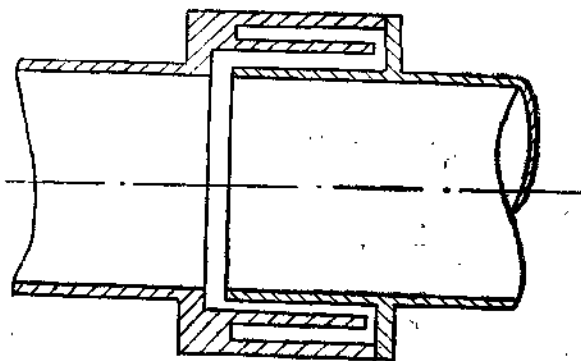


图 14.3-6 圆波导抗流接头

14.4 旋 转 接 头

旋转接头又称“转动关节”。在雷达设备中, 馈线系统的任务是将天线和收、发设备连在一起组成一个整体, 将发射机的信号送至天线向空间辐射, 同时将天线接收到的信号送至接收机。由于微波天线的波束宽度一般都是很窄的, 比雷达所需要扫描复盖的范围小得多, 为了满足雷达搜索和跟踪目标的要求, 通常天线总要在水平面内连续扫描, 有时还要求在一定的俯仰角度范围内同时连续扫描。但收、发设备通常是按装在车箱或机房等固定装置内而不能随天线任意转动的, 为此, 必须在馈线系统中插入能使天线自由转动, 同时又不影响信号正常传输的元件。转动关节就是完成把转动的天线部分与固定的馈线及雷达分机连接起来的任务的元件。显然, 在一部雷达中至少需要两个转动关节, 才能完成方位角和俯仰角的扫描。图 14.4-1 给出了旋转接头与天线馈线连接示意图。

转动关节的具体结构形式很多。根据其作用, 对它提出如下的基本要求:

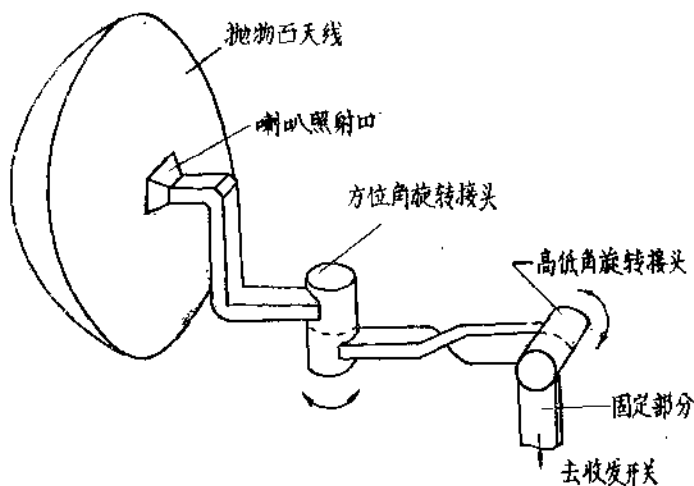


图 14.4-1 旋转接头与天线连接示意图

- (1) 在机械结构上要求转动灵活、平稳。
 - (2) 在电气上要求对馈线系统中传输的电磁能量的影响最小。即在工作频段内，电压驻波比 ρ 要满足一定要求（通常 $\rho \leq 1.25$ 或 $\rho \leq 1.1$ ）；当转动关节旋转时，电压驻波比 ρ 应保持恒定，或其变化在所允许的范围。
 - (3) 功率容量（包括峰值功率和平均功率）应满足要求，不能出现击穿或电晕现象。固有损耗应尽可能小，一般应小于 0.3db。
 - (4) 如果馈线系统要求充气，转动关节还要有密封结构。
- 根据构成旋转接头的传输线型式不同，旋转接头可分成同轴旋转接头和圆波导旋转接头两类。下面我们分别介绍这两类旋转接头。

一、同轴线旋转接头

由于同轴线的主波型是 TEM 波，而 TEM 波的场结构是轴对称的，这就大大方便了同轴线旋转接头的设计和制造。因为它不仅免去了波型转换的麻烦，而且也使阻抗匹配的问题变得比较简单。

图 14.4-2 是一种同轴线旋转接头结构。结构中采用了宽频代扼流装置。具体说明如下：两同轴线外导体本身不直接接触，中间有缝隙。外导体间是在扼流装置的 a 处直接连接的。内导体之间也没有直接接触，中间也有间隙，两者是在扼流装置的 b 处连接起来的，外导体间的缝隙与内导体间的缝隙相距为 $\frac{\lambda_0}{4}$ 。结构中的扼流装置有两处，一是外导体的，它包括长度为 l_2 和 l_1 的两段同轴线，长度为 l_2 的一段是终端短路的。它的特性阻抗分别为 Z_{c2} 和 Z_{c1} ，此外， $l_1 = l_2 = \frac{\lambda_0}{4}$ 。另外一个扼流装置是在内导体处，它们包括长为 l_3 和 l_4 的两段同轴线， l_4 的左端是短路的。它们的特性阻抗分别为 Z_{c3} 和 Z_{c4} ，且 $l_3 = l_4 = \frac{\lambda_0}{4}$ 。

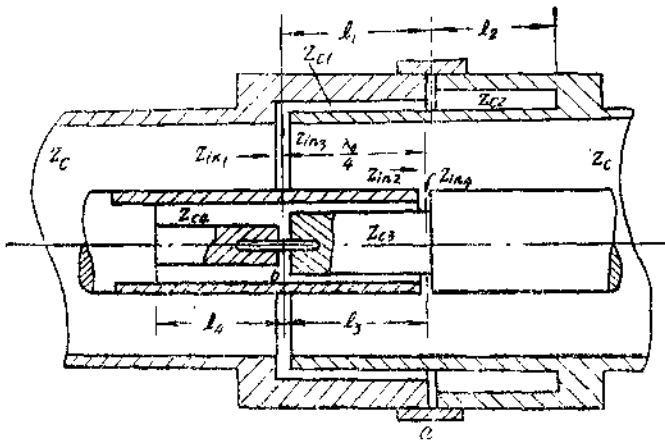


图 14.4-2 宽频代同轴线旋转接头结构

这种结构的基本原理仍然是利用传输线的阻抗变换作用得到的。

先看外导体缝隙处的输入阻抗 Z_{in3} ，因 Z_{c2} 段为 $\frac{\lambda_0}{4}$ 的短路线，转换到 a 处为 ∞ 阻抗，相当于 Z_{c1} 为一段 $\frac{\lambda_0}{4}$ 的开路线，所以 $Z_{in3} = 0$ 。也就表明在电性能上是短路的。同理，在内导体缝隙处的输入阻抗 $Z_{in4} = 0$ ，即在电性能上也是短路的。所以尽管外导体之间、内导体之间在机械上没有直接接触，但应用了扼流装置，在电性能上却获得了良好的接触。

这种装置的宽频代特性的获得原理如下：在中心频率时，因 $Z_{in3} = 0$ ，所以该处主同轴线向右看的输入阻抗等于它的特性阻抗 Z_c ，同样，因 $Z_{in4} = 0$ ，所以该处的主同轴线向右看的输入阻抗亦等于 Z_c 。所以接头连接获得良好的匹配。当频率偏离中心频率时，在内导体缝隙处， $Z_{in2} = Z_c + Z_{in4}$

而
$$Z_{in4} \approx -jZ_{c3} \left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\lambda}{\lambda} \right) \left(1 + \frac{Z_{c3}}{Z_{c4}} \right)$$

(注： Z_{in4} 的求得可参考矩形波导扼流接头的最后部分，不同的是此处直接用波长的偏离量 $\Delta\lambda$) 当扼流装置无损耗的情况下， Z_{c3} 、 Z_{c4} 都是纯电阻，所以

$$Z_{in4} = -jX_2 \quad (\text{纯电抗})$$

$$X_2 = Z_{c3} \left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\lambda}{\lambda} \right) \left(1 + \frac{Z_{c3}}{Z_{c4}} \right)$$

所以

$$Z_{in2} = Z_c - jX_2$$

这个阻抗经过一段 $\frac{\lambda_0}{4}$ 的同轴线折合到外导体的缝隙处，使主同轴线在那里得到一个阻抗 Z ，

可近似认为 (即近似认为 $\frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda_0}{4}$)

$$Z = \frac{Z_c^2}{Z_{in2}} = \frac{Z_c^2}{Z_c - jX_2} = \frac{Z_c^3}{Z_c^2 + X_2^2} + j \frac{Z_c^2 X_2}{Z_c^2 + X_2^2}$$

因为 X_2 比起 Z_c 要小(扼流装置就是这样设计的),所以把上式中分母的 X_2^2 项略去,得

$$Z \approx Z_c + jX_2$$

可见, Z_{in2} 经过一段 $\frac{\lambda_0}{4}$ 同轴线的转换,使 $-jX_2$ 变为 $+jX_2$,在那里,主同轴线的输入阻抗 Z_{in1} 应该是:

$$Z_{in1} = Z + Z_{ins} \approx Z_c + jX_2 + Z_{ins}$$

$$\text{而 } Z_{ins} \approx -jZ_{c1} \left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\lambda}{\lambda} \right) \left(1 + \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} \right) = -jX_1$$

所以

$$Z_{in1} \approx Z_c + jX_2 - jX_1$$

这是最后的结果,是扼流接头使主同轴线得到的输入阻抗。为果 $X_2 = X_1$,则 $Z_{in1} = Z_c$,TEM波经过接头时畅通无阻,没有泄漏,没有损耗,扼流装置的作用完善。假使 $(X_2 - X_1)$ 做得很小,则在宽频代内, Z_{in1} 差不多都等于 Z_c ,扼流装置的作用亦良好。而要使 X_1, X_2 很小,即要求 Z_{c1}, Z_{c2} 必须很小,亦即这两段同轴线内外导体尺寸之差应该尽可能小。此外,还要求 $\frac{Z_{c1}}{Z_{c2}}, \frac{Z_{c3}}{Z_{c4}}$ 必须很小。

由上面分析可知。外导体之间的缝隙与内导体之间的缝隙不在同一截面处,而是相距 $\frac{\lambda_0}{4}$,这样可使 Z_{in1} 中的两个电抗部分符号相反,起到一定的相互抵消的作用,使扼流装置的宽频代特性好。如果两个缝隙处于同一截面处,则 Z_{in1} 中的两个电抗部分将有相同的

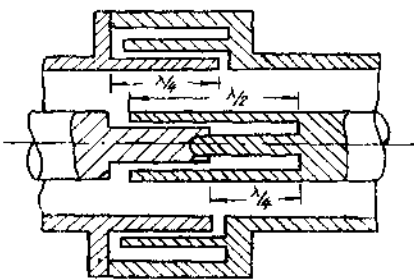


图 14.4-3 卷入式同轴线扼流接头

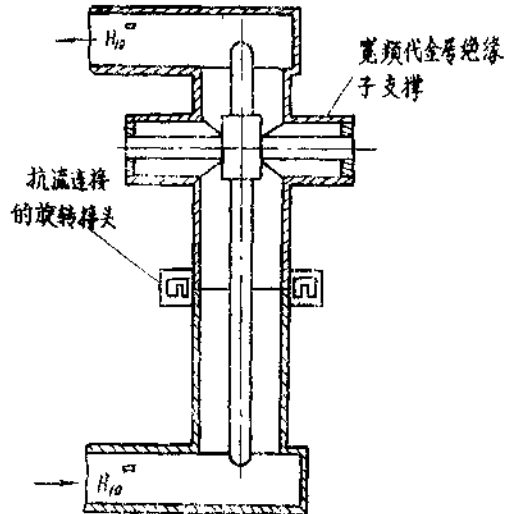


图 14.4-4 同轴线旋转接头用于转动关节组合结构中

符号，扼流装置的宽频代特性就会变差。

为了减小抗流接头的体积，实际使用中有时又将外导体的抗流槽做成卷入式，如图14.4-3所示。一个完整的矩形波导系统与同轴线旋转接头组合结构如图14.4-4所示。

二、圆波导旋转接头

图14.4-5为圆形波导旋转接头示意图。它由矩形波导至圆波导变换段Ⅰ，圆波导抗流接头Ⅱ和圆波导至矩形波导变换段Ⅲ组成。其中结构Ⅰ和结构Ⅲ完全相同。

很明显，由于圆形波导与矩形波导互相垂直，如果不采取措施，则在圆形波导中将激励起多种波型，而多种波型的存在将造成传输能量的损失。同时，在矩形——圆形波导过渡处由于不匹配也会有严重的反射产生。为此，我们应该正确选择尺寸，使 TM_{01} 波型为圆波导段中的工作波型。所以选择 TM_{01} 波型为工作波型是因为这种波型的电磁场分布具有轴对称性，其电流只有纵向分量，所以工作在 TM_{01} 波型的两段圆波导相互连接，并作相对旋转时，不需要考虑场的极化方向，也不会产生波型畸变，适于作转动关节。此外，由于圆波导 TM_{01} 波型截止波长较长($\lambda_c = 2.612R$)，是圆波导中的次最低模式，易于避免其它高次波型的出现。同时，由于这种波型的衰减比较小，所以用它作转动关节时损耗不大。但是，当用矩形波导中的 TE_{10} 波的电场分量激励圆形波导中的 TM_{01} 波型的同时，其磁场分量也将

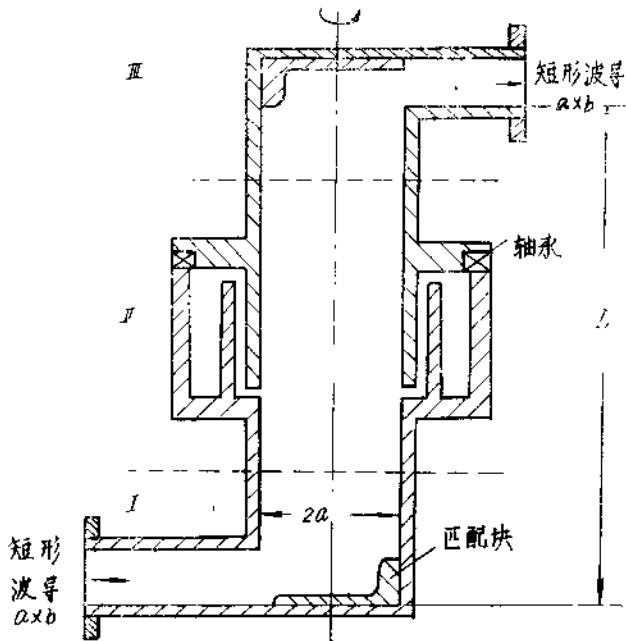


图 14.4-5 圆波导旋转接头结构示意图

会在圆形波导中激励起 TE_{11} 波型。不过，只要我们正确选择匹配块的位置和尺寸，以及圆波导段的长度 L ，就可以在最大程度上抑制 TE_{11} 波型的产生，并完成“矩形——圆形波导过渡段”的匹配。对于圆形波导式转动关节的设计，目前尚无完整的计算公式，下面介绍这

种转动关节的几个主要尺寸的确定。

(1) 圆波导的内半径 a 的确定。

圆波导直径的选择应该抑制 $TM_{0,1}$ 波型以外的所有高阶波型，并使 $TM_{0,1}$ 波型的工作频带处于低损耗区域。

根据圆形波导的理论可知， $TM_{0,1}$ 波型的传输条件是：

$$\lambda \leq 2.612a$$

抑制高阶波型传输的条件为：

$$\lambda \geq 2.06a$$

所以可得 $TM_{0,1}$ 波型的传输区域为：

$$2.06a \leq \lambda \leq 2.612a$$

结合衰减应该尽量小的考虑，选择工作点为：

$$\frac{\lambda_0}{a} = 2.2$$

当工作频带及中心频率给定后， a 便可决定。

(2) 匹配块尺寸的确定

图14.4-6示出了匹配块各部分尺寸，根据实验数据总结，可大致确定如下：

$$h_1 = 0.9b$$

$$h_2 = 0 \sim 0.086b$$

S 的选择是从抑制 $TE_{1,1}$ 波型和完成匹配两方面考虑。

使 S 所对应的圆弧 \widehat{APB} 满足如下条件：

$$\widehat{APB} \leq \frac{1}{4} (2\pi) = \frac{\pi}{2}$$

由上面关系式决定的 $S = a \left(1 - \frac{\sqrt{2}}{2} \right)$ ，（当取 $\widehat{APB} = \frac{\pi}{2}$ 时）

r_1 和 r_2 的选择主要是考虑避免尖端放电，通常选取：

$$r_1 = \frac{h_1}{2}$$

$$r_2 = h_2$$

(3) 圆波导长度的计算

我们可以将长为 L 的圆波导段看成是终端接特殊负载的 $\frac{1}{2}$ 波长谐振腔。因此，其长度 L 应满足如下关系式：

$$(L + b) = n \cdot \frac{\lambda_g}{2}$$

即

$$L = n \cdot \frac{\lambda_g}{2} - b$$

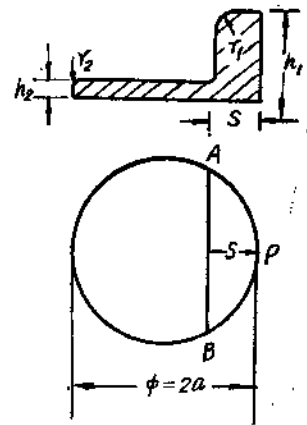


图 14.4-6 匹配块各部分尺寸

其中

$n=1,2,3,\dots$ 为正整数;

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad \text{为圆波导内波长。}$$

当 n 选定以后, L 即可算出。

(4) 抗流槽的尺寸, 其原理和计算与同轴线抗流接头类同, 不再赘述。

最后应指出的是对匹配块的尺寸和圆波导长度 L , 需通过反复实验进行修正, 直到满足要求为止。

很明显, 圆形波导抗流接头是波导形转动关节的主要部分, TM_{01} 波型是转动关节的基本波型。几乎在所有波导型转动关节中都采用这种基本形式。所不同的是由矩形波导中的 TE_{10} 波型激励 TM_{01} 波型的具体方式和抑制 TE_{10} 波型的方法不同, 这将在后面作进一步的讨论。

14.5 同轴线——矩形波导转换接头

通常振荡器都是用同轴线输出的。如果用波导作传输能量的馈线, 必须有从同轴线到波导的转换, 也就是要激励波导。一般都是用同轴线的 TEM 波来激励矩形波导的 TE_{10} 波。进行激励的基本方法是用和被激励的波型相似的电场或磁场来实现, 如用一个和电场平行的探针或用其平面和磁场垂直的小环来实现激励。实用上由于磁环激励(或耦合)不纯, 匹配困难, 频带窄, 故通常不用作同轴线——波导的激励(或耦合)元件, 而一般都是采用探针作激励(或耦合)元件。所以我们主要讨论后者。

图14.5-1是常见的最基本的同轴——波导探针激励的一种装置。其工作原理说明如下:

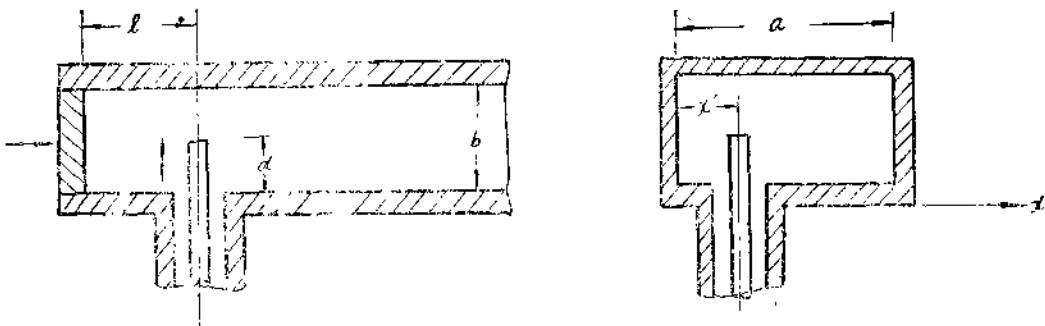


图 14.5-1 同轴线——矩形波导转换接头的基本形式

设同轴——波导转换接头接在发送端, 即同轴线的一端接到振荡源输出端。振荡源产生的电压电流以及伴随的电磁场沿着同轴线传到探针处(可称此探针为“小天线”, 即相当一辐射源), 使探针载电流。在同轴线、波导连接处的小孔表面上存在电场和磁场, 探针上的电流和小孔表面的电磁场成为波导里电磁场的源, 亦即同轴线与波导之间的耦合是由探针和

小孔两者联合完成的。如果从同轴、波导连接处向波导看的阻抗等于同轴线的特性阻抗，则连接处就没反射，同轴线上载行波，振荡源输出的功率全部送给波导，这是匹配工作状态。反之，若从连接处向波导看的阻抗不等于同轴线的特性阻抗，则在连接处就有反射，振荡源的输出就不能全部送给波导，这是不匹配工作状态。

如何实现匹配？因探针和小孔面上电磁场在波导内激励的电磁波中具有 TE_{10} 波型，这波型的一部份向右边传输，另一部分向左边传输，向左边传的部分经活塞反射后又向右边传输。总的向右边传的 TE_{10} 波送到负载被吸收。因为负载吸收的功率是由同轴、波导连接处输出的。这相当于同轴、波导连接处接了一个负载电阻，称这个电阻为辐射电阻 R_r 。这个电阻是可以调节的。当调节探针插进波导的深度 d ，可使探针辐射的电磁波发生改变，亦即送给负载的功率也要改变，这就相当于改变了辐射电阻 R_r 。调节活塞的位置，使 l 发生变化，即改变由活塞反射的波所走的电长度 $2\alpha l$ ，结果将使由探针直接向右边辐射的 TE_{10} 波与由活塞反射回来的 TE_{10} 波之间的相位差发生改变。如果相位差为零，则彼此相加，加强了向负载的辐射功率，相当于加大了辐射电阻 R_r 。如果相位差为 180° ，则彼此相抵消，减弱了向负载辐射的功率，相当于减小了辐射电阻 R_r 。若两者之间有一定的相位差，也会对辐射功率亦即辐射电阻 R_r 产生一定的影响。因此，调节短路活塞的位置就可实现改变辐射电阻的作用。

上面只是就波导中传输的 TE_{10} 波型而言，实际上，探针在波导里不仅激励 TE_{10} 波，而且也同时激励各式各样的杂波，不过这些杂波并不能沿波导传输，它们集中在探针附近，使探针附近储藏有较多的电能或磁能，这说明它具有电抗的性质。当从短路活塞反射回来的 TE_{10} 波到达探针处，与探针直接向右边辐射的 TE_{10} 波具有一定的相位差 $2\alpha l$ 时，这个反射波可以分成两个分量，一个分量与探针辐射的波成 0° （或 180° ）；另一个分量与探针辐射的波成 90° （或 -90° ），前者改变探针的辐射电阻，后者使探针得到一个电抗。所以，调节活塞位置 l ，既可改变辐射电阻的大小，又可改变提供给探针的电抗的大小和正负。

综上，调节 d 与 l ，就可实现同轴、波导连接处的辐射电阻等于同轴线的特性阻抗，使探针因杂波而呈现的电抗得到抵消，从而实现匹配。这可用等效电路来加以说明。见图 14.5-2。图中 R_r 是总的辐射电阻，包括两部分。总的电抗也是由两部分 x_{10} 和 x_{nm} 组成的。经适当调节 d 和 l 后，可使

$$\begin{aligned} x_{10} + x_{nm} &= 0 \\ R_r &= Z_c \end{aligned}$$

上面所讨论的匹配过程是对同轴线而言的。现若反过来，把已经调匹配好的同轴、波导转换接头用在接收端，则根据收发互逆定理，同样是匹配的。

比较严格的数学分析可以求出同轴线的辐射电阻为：

$$R_r = \frac{\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \frac{2d}{ab} \sin^2\left(\frac{\pi}{a}x'\right) \sin^2\alpha l \quad (14.5-1)$$

式中

d 为探针伸入波导内的深度，
 x' 为探针在宽边上的位置坐标，
 l 为探针与活塞间的距离，