

宽带双路转动接头的研究

殷连生 华光 殷峻嵒

(南京电子技术研究所 南京 210013)

摘要 本文介绍一种宽带双路转动接头,两路设计在同一工作频段,在 0.7GHz~1.4GHz 频带内电压驻波比小于 1.3, 插入损耗小于 0.5dB, 两路之间的隔离大于 40dB. 转动接头采用两点对称激励,套筒式结构,其长度短于 $\lambda/4$. 该转动接头的结构新颖而简单,加工和调试方便,具有体积小,重量轻的特点,满足了特定的小尺寸要求.

关键词 双路转动接头,低通滤波器,宽带,三导体同轴线

1 引言

在多路转动接头中,各路转动接头可以同心地堆叠,也可以将一路转动接头套在另一路转动接头的外边. 前者的总长度是各路接头的长度之和,径向尺寸由直径最大的转动接头决定;后者的总长度与工作在最底波段的转动接头的长度接近,其径向尺寸比前者大. 文献[1]介绍的一种重入式双路转动接头分别工作在 S 波段和 P 波段. S 波段转动接头采用 $\lambda/4$ 扼流耦合器结构,获得了宽频带性能;P 波段转动接头采用重入式谐振腔结构,实现了小型化,但工作频带较窄. 本文提出的双路转动接头要求设计在相同的频段,工作带宽为一个倍频程. 为了设计倍频程带宽的较小型的双路转动接头,我们必须研究出一种新的设计方法,能够使文献[1]中介绍的 P 波段转动接头既是轻小型,又具有宽频带的性能.

2 设计考虑

图 1 是双路转动接头的示意图,其中第 I 路转动接头从第 II 路转动接头中心穿过,第 I 路转动接头的宽带设计方法已解决^[1],现着重研究第 II 路转动接头的宽带设计.

由于第 I 路转动接头从第 II 路的中心穿过,所以第 II 路转动接头呈三导体同轴线结构,其内层和外层的导体构成同轴线的接地体,第 II 路转动接头采用套筒式结构,可与第 I 路转动接头共轴旋转.

在图 1 中,中间层导体与内层导体构成的同轴线的特性阻抗为 Z_{0ij} ,中间层导体与

1993-08-14 收到,1994-03-07 定稿

殷连生 男,1940 年生,高级工程师,从事微波元件设计、馈线系统研制、有源阵系统工程研制和测量方法研究.

华光 男,1958 年生,工程师,从事微波 CAD 研究.

殷峻嵒 女,1971 年生,助理工程师,从事雷达信号检测和计算方法研究.

外层导体构成的同轴线的特性阻抗为 Z_{02j} , Z_{01j} 与 Z_{02j} 并联就可以获得该三导体同轴线的特性阻抗 Z_{0j} .

中间层导体(中间套筒)的激励点数和激励点位置直接影响第 II 路转动接头的工作带宽. 一般采用对称激励, 以防止激发起高次模而降低性能, 故多采用四点激励. 激励点数多易保证电性能, 但结构复杂. 为了满足特定的小尺寸要求, 我们采用两点对称激励.

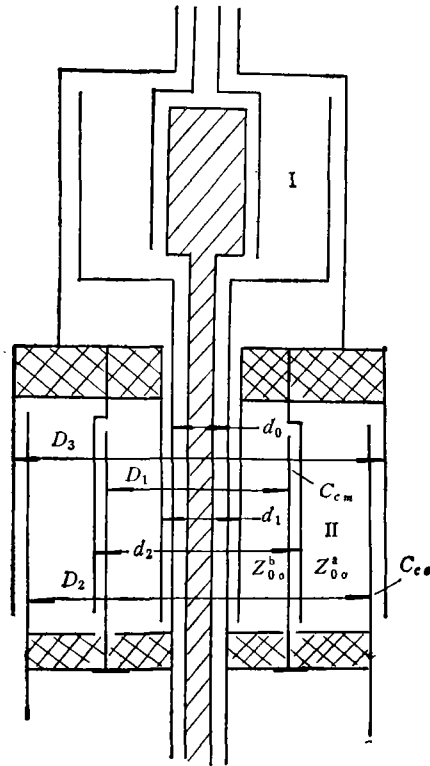


图 1 双路转动接头的示意图

设计功率分配器(或阻抗变换器)的方法可用于设计图 1 所示的转动接头, 此时, 转动接头的工作带宽将与功率分配器(或阻抗变换器)的级数有关, 所以不易同时满足宽带和小尺寸的要求.

低通滤波器具有宽带和小尺寸的优点, 若将这一优点用于设计图 1 中的第 II 路转动接头, 就有可能实现宽频带和小尺寸转动接头的设计.

3 第 II 路宽频带转动接头的分析和设计

3.1 三导体同轴线的特性阻抗和中间套筒的激励

如上所述三导体同轴线的特性阻抗为 Z_{0j} , 它是由 Z_{01j} 和 Z_{02j} 并联而成的,

$$Z_{0j} = Z_{01j} \cdot Z_{02j} / (Z_{01j} + Z_{02j}), \tag{1}$$

$$Z_{01j} = 138 \log (D_1/d_1), \tag{2}$$

$$Z_{02j} = 138 \log (D_2/d_2). \tag{3}$$

当采用两点(或四点)对称激励时, 呈现偶激励特性, 在其对称面上为磁壁, 如图 2 所示. 与每个激励点相连的传输线的特性阻抗为 $2Z_{0j}$ (两点对称激励)或 $4Z_{0j}$ (四点对称激励).

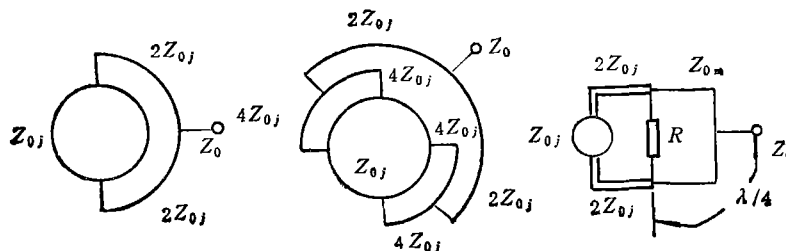


图 2 中间套筒的激励

至此,对于两点对称激励的转动接头可按(4)式进行设计,

$$\left. \begin{aligned} Z_{0m} &= 2\sqrt{Z_0 Z_{0j}}, \\ R &= 4Z_{0j}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

由图 2 和(4)式可见,转动接头的带宽受到功率分配器级数和激励点数以及不连续性的限制。

3.2 低通滤波器原理在设计宽带转动接头中的应用

微波低通滤波器具有宽频带和小尺寸的优点,广泛应用于阻抗匹配电路中,本文把它用于设计宽频带小尺寸多路转动接头。图 3 示出了电容输入式五节低通滤波器电路。它与图 1 中第 II 路转动接头的关系如下: 在图 3 中, C_1 和 C_5 是由微带线电路部分形成的电容, L_2 和 L_4 是激励中间套筒的传输线形成的电感, C_{e0} 是转动接头外套筒两导体间的电容与转动接头内套筒两导体间的电容并联。 C_{em} 是转动接头中间套筒两导体间的电容, C'_3 是直径为 D_2 的圆筒与直径为 d_2 的圆筒之间的电容, C_3 是直径为 D_1 的圆筒与直径为 d_1 的圆筒之间的电容。

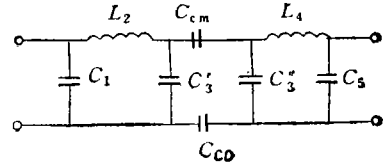


图 3 五节低通滤波器电路

3.3 宽带转动接头的计算

运用低通滤波器的设计原理(图 3), 构思出宽带转动接头的结构形式(图 1), 然后根据电路的特点, 给出各部分的双线等效电路和宽带转动接头的双线等效电路, 用 A 矩阵进行运算, 并转换成 S 矩阵^[2], 给出转动接头的反射特性和传输特性。

3.3.1 中间套筒的双线等效电路

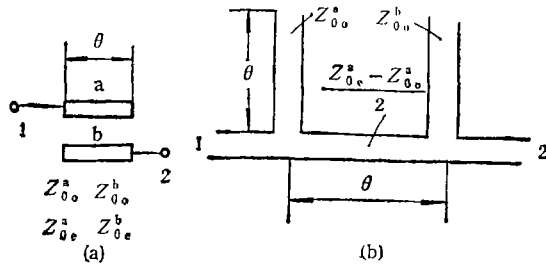


图 4 中间套筒的双线等效电路

第 II 路转动接头的中间套筒是三导体同轴线中的一段耦合单元, 如图 4(a) 所示; 其双线等效电路如图 4(b) 所示。图中 Z_{0e}^a 和 Z_{0e}^b , Z_{0e}^a 和 Z_{0e}^b 分别为线 a 和线 b 的奇、偶模阻抗^[3]。奇激励时, 线 a 和线 b 的电位相反,

$$\left. \begin{aligned} Z_{0e}^a &= Z_{02j} \cdot Z_{012} / (2Z_{02j} + Z_{012}), \\ Z_{0e}^b &= Z_{01j} \cdot Z_{012} / (2Z_{01j} + Z_{012}), \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

式中 $Z_{012} = 138 \log [(d_2 - 2\Delta) / (D_1 + 2\Delta)]$, Δ 是第 II 路转动接头中间套筒的壁厚。

偶激励时, 线 a 和线 b 同电位, 当它们的壁厚 Δ 较薄且两者相距很近时(实际情况如此), 线 a 和线 b 之间无电力线, 并可视为一体, 则

$$\left. \begin{aligned} Z_{0e}^a &= Z_{02j}, \\ Z_{0e}^b &= Z_{01j}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

3.3.2 内外套筒的筒间电容

内外套筒的筒间电容可由保角变换求得。对于外套筒

$$C'_{e0} = 2\pi\epsilon / \ln [D_3 / (D_2 + 2\Delta')];$$

对于内套筒

$$C''_0 = 2\pi\epsilon / \ln[d_1/(d_0 + 2\Delta'')];$$

于是有

$$C_{e0} = C'_0 + C''_0;$$

式中 $\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r$, $\epsilon_0 = 1/36\pi \times 10^9$ F/m, ϵ_r 是筒间填充介质的相对介电常数, Δ' , Δ'' 分别为外、内套筒的壁厚。

3.3.3 具有圆内导体的圆弧板线的特性阻抗

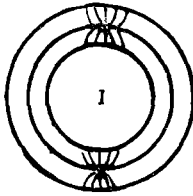


图5 激励线的横截面图及其场分布

第 II 路转动接头中间套筒要求的激励由与它相连的两根传输线完成(图 1)。这两根传输线的横截面如图 5 所示,其特性阻抗是单根线特性阻抗 Z_{0ex} 的一半,因为这两根传输线是同电位的。

单根圆弧板线的特性阻抗的精确求解有待研究。为了提供转动接头设计使用,本文用近似方法求解 Z_{0ex} 。根据场分布的特点,利用对数函数

$$w = \ln Z$$

并将其变成平行板线^[4,5]。对于平行板线,其特性阻抗

$$Z_{0ex} = \frac{94.172}{x(w/b) + (1/\pi)\ln[F(x)]}, \quad (8)$$

式中 $F(x) = (x+1)^{x+1}/(x-1)^{x-1}$, $x = 1/(1-t/b)$, b 为平行板线高度, w 和 t 分别为平行板线内导体宽度和厚度。经上述变换得到:

$$b = \ln(D_2/d_1), \quad b' = \ln[D_2/(D_1 + \Delta)], \quad b'' = \ln[(D_1 + \Delta)/d_1]$$

$$b = b' + b''.$$

相应的第 II 路转动接头套筒部分变换后的平行板线内导体厚度 $t = \ln[(d_2 + 2\Delta)/D_1]$ 。由于激励线经上述变换得到的平行板线的内导体并非矩形,所以应求特性阻抗的几何平均值;另一方面由于内导体在高度 (b 边)上的非对称,应求两种高度 $2b'$, $2b''$ 下的特性阻抗的算术平均值。

3.3.4 微带至板线的垂直过渡 为了实现多路转动接头的激励,在图 1 中用了两个垂直过渡,并在垂直过渡的微带部分设置微带电容,以完成图 3 中 C_1 (或 C_2) 的作用。一般微带线电容的计算已有资料^[2]介绍。现在,微带电容与垂直过渡一起,用场论精确获得它们的等效电路和参数尚有困难,故用网络理论与测量相结合的方法来解决。经分析得到单个垂直过渡(含微带电容部分)的双线等效电路示于图 6。图中 L_0 , C_0 是垂直过渡不含微带电容时的等效电路参数, ΔL_x , ΔC_x 是附加微带电容后等效电路参数的增量。测出 S 参数后,用 CAD 技术拟合求出电路的参数,供设计转动接头使用。由于是两点对称激励,其电感量必须减半,电容量必须加倍。

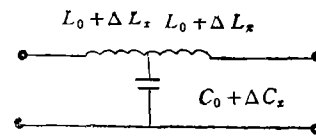


图6 微带电容和垂直过渡的双线等效电路

3.3.5 激励点的不连续性及其等效电路 图 1 中,第 II 路转动接头的主体部分是低阻抗的三导体同轴线,激励它的传输线是高阻抗的圆弧板线。无论是传输线的形式,还是传输线的特性阻抗都存在不连续。精确求解这种不连续性是困难的,但有一些近似求

解这种不连续的方法可供工程设计使用。文献[6]给出带状线阻抗不连续的双线等效电路,如图7所示。图中

$$\left. \begin{aligned} x &= 4Z_{0j} \frac{D_1}{2} \ln \left\{ \csc \left[\frac{\pi D_2}{2(2D_1)} \right] \right\}, \\ l_1 &= -l_2 = (b \ln 2) / \pi, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

式中

$$D = \begin{cases} bK(k)/K(k') + \epsilon[1 - \ln(2\epsilon/b)]/\pi, & w/b \leq 0.5; \\ w + 2b \ln 2/\pi + (\epsilon/b)[1 - \ln(2\epsilon/b)], & w/b > 0.5; \end{cases}$$

$$k = \text{th}[\pi w/(2b)].$$

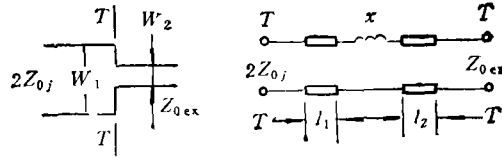


图7 带状线阻抗不连续的双线等效电路

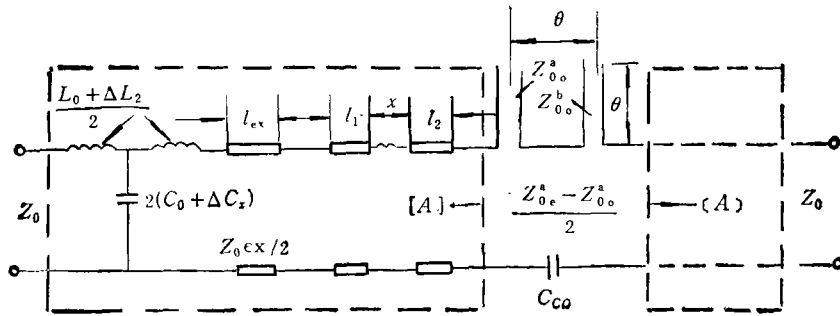


图8 第II路转动接头的双线等效电路

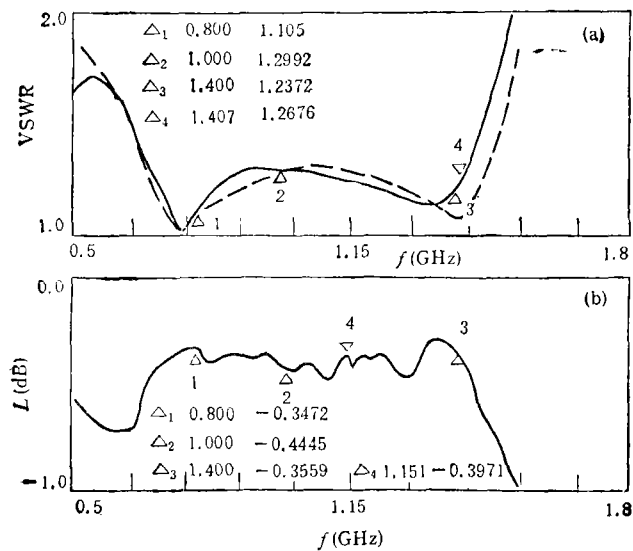


图9 第II路转动接头的部分计算和测试结果

根据 3.3.3 节得到的 b, t 和 Z_{0ex} , 按(8)式求得激励线的等效内导体宽度 w_2 。根据第 2 节给出的 $2Z_{0i}$ 求得相同 b, t 下套筒部分的等效内导体宽度 w_1 。至此, 可求出相应的 $k_1, k_2; D_1, D_2$, 并按(9)式求得图 7 中的电路元件参数。

3.3.6 转动接头的双线等效电路 至此, 可给出图 1 中第 II 路转动接头的双线等效电路(图 8)。按照等效电路编出计算程序, 优化的结果示于图 9(a)。

4 转动接头的测试

用 HP 8757 网络分析仪进行测试。测得的第 II 路转动接头的电压驻波比示于图 9(a), 测试与计算结果在频带高端的微小差异与不连续点的等效精度和激励线的特性阻抗精度有关。所测的损耗 $L(\text{dB})$ 示于图 9(b)。第 I 路转动接头的测试结果示于图 10, 图 10(a) 为电压驻波比, 图 10(b) 为损耗 $L(\text{dB})$ 。两路转动接头之间的隔离度 $I(\text{dB})$ 示于图 11。

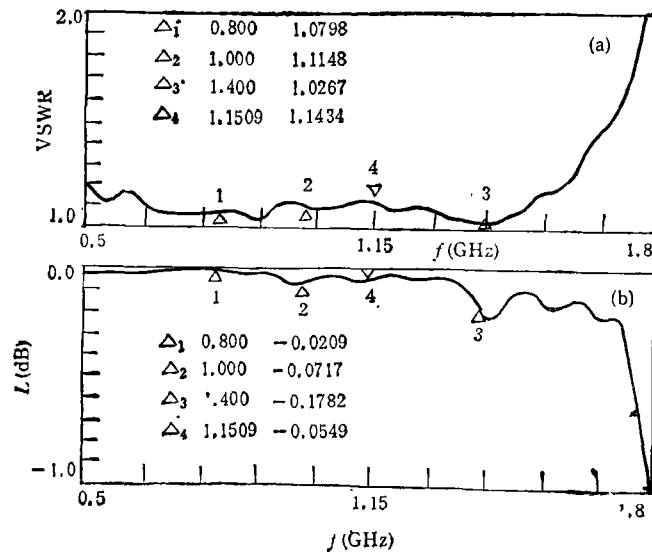


图 10 第 I 路转动接头的测试结果

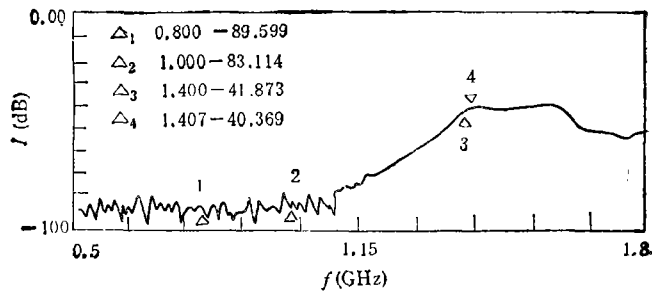


图 11 两路转动接头之间的隔离度

5 结 束 语

本文提出的方法可实现多路转动接头的宽带和小型化设计。文中提出的分析方法可用于设计类似的转动接头。S 波段倍频程双路转动接头已用本文提出的方法研制成功。该方法可推广应用到其它频段多路转动接头的设计。

为了使多路转动接头具有更宽的频带,在尺寸允许的情况下,可选用图 2(a),2(b)的形式实现更宽带多路转动接头的设计,即让转动接头内套筒的特性阻抗 Z_{0j} 等于系统传输线的特性阻抗 Z_0 。激励传输线的特性阻抗按图 2 实现即可,但一般情况下是困难的。图 2 中的隔离电阻 R 仅在激励非理想对称的情况下起作用,但并不附加损耗。

参 考 文 献

- [1] Yin Liansheng. *Journal of Electronics (China)*, 1992, 9(2): 187—192.
- [2] 清华大学微带电路编写组. 微带电路. 北京: 人民邮电出版社, 1976, 第二章第四节.
- [3] 甘本祯, 吴万春. 现代微波滤波器的结构与设计. 北京: 科学出版社, 1973.
- [4] 章文勋. 无线电技术中的微分方程. 北京: 国防工业出版社, 1982, 第十一章第四节.
- [5] Gunston M A R. *Microwave Transmission Line Impedance Data*. Great Baddow: Van Nostrand Reinhold Company, 1971, 36—37.
- [6] 梁昌洪. 计算微波. 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1985, 第三章第十节.

DEVELOPMENT OF TWO WAY ROTARY JOINT WITH WIDE FREQUENCY BAND

Yin Liansheng Hua Guang Yin Jun

(*Nanjing Research Institute of Electronic Technology, Nanjing 210013*)

Abstract A wide frequency band two-way rotary joint (in the same frequency band) is described. Its VSWR is less than 1.3 over the frequency range from 0.7 GHz to 1.4GHz, its insert loss is less than 0.50dB, its isolation is better than 40dB. The rotary joint uses two symmetric excitation points and muff structure, and its length is shorter than $\lambda/4$. The structure is simple. Its fabrication and adjustment are easy. And it is light and small. The specified small size requirement is satisfied.

Key words Two way rotary joint, Low pass filter, Wide frequency band, Coaxial line with three conductors