

Circular wave guide — Co-axis wave guide  $TE_{11}$  mode  
Ladderlike wave convertor designing

## 圆波导—同轴圆波导 $TE_{11}$ 模台阶 过渡器的设计

赵双仁

Zhao Shuang-Ren

**【摘要】** 本文利用模匹配法设计圆波导—同轴圆波导 $TE_{11}$ 模过渡器。该方法借用多节阻抗变换 $1/4$ 波长变换器阻抗表计算每一个台阶不连续处应具备的驻波值，据此用模匹配法试探求出台阶尺寸，定出所有台阶尺寸后，再用模匹配法计算整个过渡器的驻波值。本文不使用等效阻抗的概念。

### 1 引言

同轴圆波导 $TE_{11}$ 模可用于小型化频率复用馈源。我所海事15米天线系统所用由ITW公司生产的馈源就是如此，该馈源包括同轴波导型分波器，同轴波导极化移相器和极化分离器。研制该馈源的关键之一是同轴波导系统的测量问题。如果要分别测量同轴波导型馈源系统各部件的电性能，还须在原圆波导测试系统基础上再制作一个圆波导—同轴波导（后文中均指 $TE_{11}$ 模同轴圆波导）的过渡器。很容易想到采用同轴波导内导体圆锥渐变的方案。但由于圆波导与同轴波导波型差别甚大，圆锥长度初步估计为 $>5\lambda$ （ $\lambda$ —波长），这样长的圆锥装在圆波导内必须解决支撑问题，支撑又带来反射问题。因此，这种圆锥渐变方案是难以实际应用的。另一种方案是同轴台阶过渡器。设计台阶过渡器首先想到等效阻抗的方法。但是同轴波导中等效阻抗的表达式我们还没见到报道，自己推导这一表达式的尝试也未能成功。本文旨在用模匹配的方法设计含（或不含）介质支撑的圆波导—同轴波导低驻波阶梯过渡器。

### 2 无支撑圆波导—同轴圆波导过渡器设计

过渡器有时不需要介质支撑，例如研制同轴波导极化分离器时可采用图1结构，这样同轴波导极化分离器与圆波导—同轴波导过渡器构成一体。正好可用圆波导测量系统。以下举例设计此种过渡器。

例1：今需一个由 $\phi 54$ 圆波导到内径 $\phi 33$ ，外径 $\phi 54$ 的同轴波导的阶梯过渡器，用于 $f = 3.7 - 4.2\text{GHz}$ 频段，不用介质支撑，驻波比 $\rho$ 应小于1.06。

设计如下：

（1）选择设计中心频率 $f_0$ ，根据经验该频率应选得接近频率低端，因此不妨取

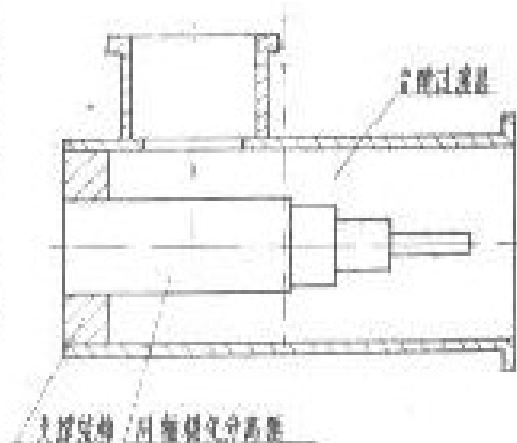


图1 同轴波导极化分离器与过渡器做成一体，过渡器不需介质支撑

$$f_c = f_{min} + (f_{max} - f_{min}) / 3$$

$$= 3.7 + (4.2 - 3.7) / 3 = 3.86 \text{ (GHz)} \quad (1)$$

(2) 对频率 $f_c$ 计算圆波导—同轴波导无阶直接对接时的驻波值 $R$ 。无台阶直接对接型如图2所示。模匹配法可计算该驻波值<sup>[1]</sup>结果为

$$R \Big|_{f_c = 3.86} = 4.8 \quad (2)$$

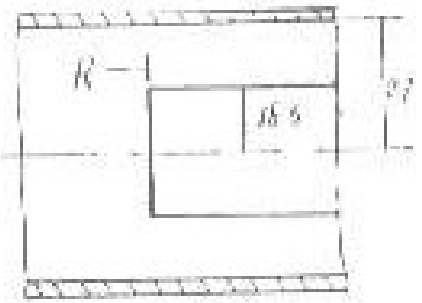


图2 圆波导—同轴波导直接对接

(3) 选择过渡节数 $n$ 。为了使过渡器驻波值尽可能小，不妨选

$$n = 4 \quad (3)$$

(4) 选择频带宽度 $w$ 。为了查表方便不妨取

$$w = 0.2 \quad (4)$$

(5) 查表计算每个台阶不连续处的驻波应取值 $\rho_i$ ,  $i = 1, \dots, 5$  ( $\rho_i$ 仅是该不连续对驻波的贡献, 而与其他不连续无关)。按文献[2]表11.5~3和11.5~4“四节切比雪夫 $1/4$ 波长阻抗变换器的 $Z_1$ 和 $Z_2$ 值”查得当 $R = 5$ ,  $w = 0.2$ 时有

$$Z_1 = 1.11093 \quad (5)$$

$$Z_2 = 1.56118$$

$Z_3$ 和 $Z_4$ 按该表角注给出公式计算得

$$Z_3 = R / Z_2 = 4.8 / 1.56118 = 2.88951 \quad (7)$$

$$Z_4 = R / Z_1 = 4.8 / 1.11093 = 4.32070 \quad (8)$$

按文献[2]中关系式

$$\rho_1 = Z_1 / Z_0 \quad (9)$$

得

$$\rho_1 = Z_1 / Z_0 = 1.11093$$

$$\rho_2 = Z_2 / Z_1 = 1.49531$$

$$\rho_3 = Z_3 / Z_2 = 1.73943 \quad (10)$$

$$\rho_4 = Z_4 / Z_3 = 1.49531$$

$$\rho_5 = Z_0 / Z_4 = 1.11093$$

式中,  $Z_0 = 1$ ,  $Z_5 = R = 4.8$ ,  $Z_i$ 仅是查表所用的中间变量, 本文对阻抗或等效阻抗是不关心的。

(6) 计算每节的尺寸。每节的尺寸包括该节波导内半径 $C_i$ 和长度 $L_i$ 由图3所示。应选择 $C_i$ 和 $L_i$ 使每一突变处的驻波接近(10)式的值, 使每节的传播相位 $\beta_i L_i$ 对频率 $f_c$ 接近 $90^\circ$ 。

选择

$$C_1 = 3 \quad (11)$$

$$L_1 = 33.75 \quad (12)$$

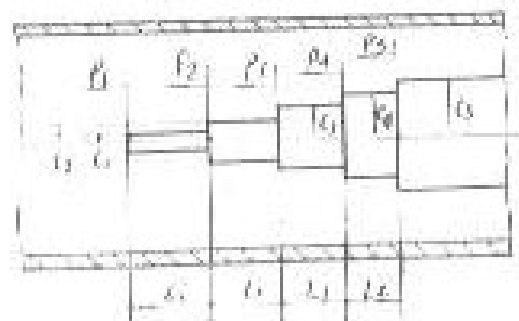


图3 圆波导—同轴波导四节过渡器

用模匹配法计算得

$$\rho_1 = 1.11480 \quad (13)$$

$$\varphi_1 = -90.00^\circ \quad (14)$$

与式(10)比较, 满足要求。同选选择

$$\begin{aligned} D_2 &= 7.33 & L_2 &= 28 \\ C_3 &= 12.36 & L_3 &= 24 \\ C_4 &= 15.66 & L_4 &= 23.3 \end{aligned} \quad (15)$$

由模匹配法计算得

$$\begin{aligned} \rho_2 &= 1.497706 & \varphi_2 &= -90.16^\circ \\ \rho_3 &= 1.758960 & \varphi_3 &= -90.16^\circ \end{aligned} \quad (16)$$

$$\rho_4 = 1.491200 \quad \varphi_4 = -89.91^\circ$$

$$\rho_5 = 1.18960$$

每一尺寸的选择往往要反复几次才行, 此处仅是最终结果。值得注意的是  $C_4 = 15.66 \text{ mm}$  是图中给定的尺寸, 没有选择的余地, 但是选定  $C_4$  后计算  $\rho_4$  恰好满足式(10)的要求。这与后面含介质支撑的情况是不一样的。

至此, 所有尺寸参数全部得到。最后用模匹配法<sup>[11]</sup> (含7个模) 计算该尺寸过渡器的驻波—频率特性 (考虑所有不连续处的贡献) 见图4。

### 3 有支撑圆波导—同轴波导过渡器设计

圆波导—同轴波导过渡器有时必须有支撑。例如研制同轴波导极化移相器时可采用图5结构。

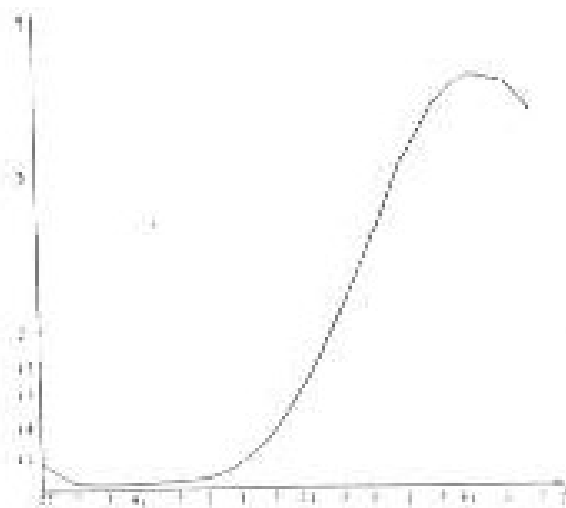


图4 圆波导—同轴波导四节 $\lambda/4$ 波长切比雪夫过渡器驻波—频率特性的模匹配法计算结果, 含7个模。

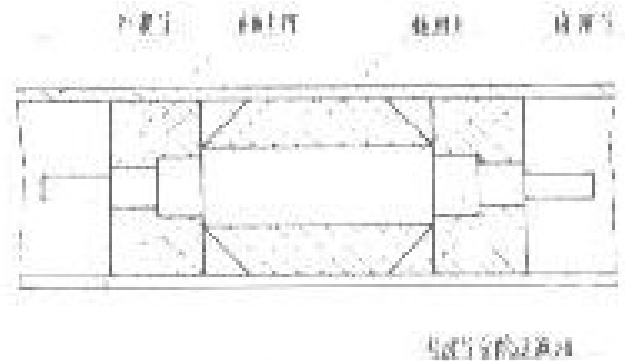


图5 有支撑的过渡器在研制同轴波导极化移相器中的应用

例2: 今需一个尺寸、频率要求与例1相同, 但须用  $\epsilon_r$  (相对介电常数) = 2.06 的介质支撑内导体的过渡器。

设计如下:

(1) 选设计中心频率

$$f_0 = 3.8 \text{ GHz} \quad (17)$$

(2) 选驻波值

$$R = 6 \tag{18}$$

尽管前面计算已知  $R = 4.8$ ，但由于有了介质支撑，若还取  $R = 4.8$ ，最后一个台阶的驻波往往满足不了要求，因此得回头反复修正  $R$  值，直到最后一个台阶驻波值基本满意为止。此处所选  $R$  值已是几个反复后的结果。

(3) 选节数

$$n = 3 \tag{19}$$

节数选得多就要求每一个台阶的反射也较小些。但由于有介质，介质界面上的反射不可能很小。因此节数不能选得太多。含介质支撑结构的三节过渡器如图 6 所示。

(4) 选频带宽度

$$w = 0.4 \tag{20}$$

(5) 查文献[2]表11.5——2“三节切比雪夫  $1/4$  波长阻抗变换器  $Z_i$  值”得

$$Z_1 = 1.27900 \tag{21}$$

按该表角注公式计算得

$$Z_2 = \sqrt{R} = \sqrt{6} = 2.44949 \tag{22}$$

$$Z_3 = R/Z_1 = 6/1.27900 = 4.69520 \tag{23}$$

故

$$\begin{aligned} \rho_1 &= Z_1/Z_3 = 1.27900 \\ \rho_2 &= Z_2/Z_1 = 1.91681 \end{aligned} \tag{24}$$

$$\begin{aligned} \rho_3 &= Z_3/Z_2 = 1.91681 \\ \rho_4 &= Z_4/Z_3 = 1.27900 \end{aligned}$$

其中， $Z_4 = 1$ ， $Z_5 = R = 6$

(6) 计算每一节的半径尺寸  $C_i$ ， $i = 1, \dots, 4$ ，选

$$C_1 = 4.5 \tag{25}$$

模匹配法计算得

$$\rho_1 = 1.27386 \tag{26}$$

选

$$C_3 = 11.6$$

已知  $C_4 = 19.6$ ，模匹配法计算得

$$\rho_4 = 1.27506 \tag{27}$$

$C_2$  尺寸的选择应使  $\rho_2$  与  $\rho_3$  相等且接近前面式 (24) 的要求，选

$$C_2 = 4.23 \tag{28}$$

模匹配计算得

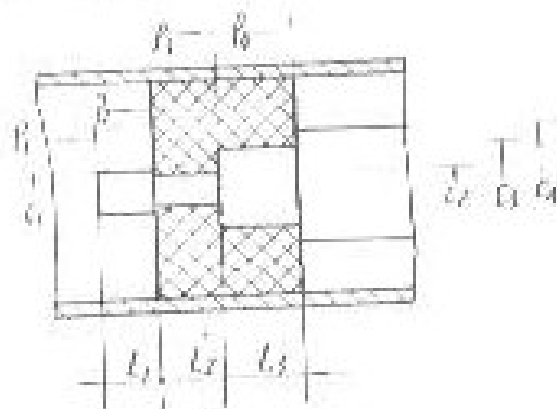


图6 三节  $1/4$  波长圆波导—同轴波导过渡器及其支撑结构

$$\rho_1 = 1.989814 \quad (29)$$

$$\rho_2 = 1.991396$$

(7) 计算每一节长度  $L_i, i=1, \dots, 3$ 。按匹配法计算表明每个台阶不连续处的反射相位为

$$\begin{aligned} \varphi_{r_1} &= -180^\circ \\ \varphi_{r_2} &= -180^\circ \end{aligned} \quad (30)$$

$$\varphi_{r_3} = +160.52^\circ$$

$$\varphi_{r_4} = -109.94^\circ$$

可见有些台阶不连续处的反射已远离实数数值。因此还须对每一节长度为  $1/4$  波长做适当修正。

设有两个散射参数为  $S^a$  和  $S^b$  的网络级连，级连后的网络的散射参数矩阵记为  $S$ ，则  $S$  可由文献[1]给出为

$$S_{i,j} = S_{i,j}^a \left[ 1 - S_{i,i}^b S_{j,j}^a \right]^{-1} S_{i,i}^b S_{j,j}^a + S_{i,j}^b \quad (31)$$

因为只考虑主模，上述式中各量均为一复数。当两个网络互易，满足

$$S_{i,j}^a = S_{j,i}^a \quad (32)$$

及满足

$$|S_{i,i}^b S_{i,i}^a| \ll 1 \quad (33)$$

时

$$S_{i,j} = S_{i,j}^a + (S_{i,i}^a)^2 S_{i,j}^b \quad (34)$$

或

$$\Gamma = \Gamma^a + (\tau^a)^2 \Gamma^b \quad (35)$$

式中， $\Gamma$ ， $\Gamma^a$  和  $\Gamma^b$  均是网络左端的反射系数。 $\Gamma^a$  是网络 A 的传输系数，网络级连示意图见图 7，若要使上式中右边的两项相差  $180^\circ$  而相消应满足

$$2\varphi_{\tau^a} + \varphi_{\Gamma^b} - \varphi_{\Gamma^a} = \pm 180^\circ \quad (36)$$

或

$$\varphi_{\tau^a} = (\varphi_{\Gamma^b} - \varphi_{\Gamma^a} + 180^\circ) / 2 \quad (37)$$

上两式中  $\varphi_{\tau^a}$ ， $\varphi_{\Gamma^b}$  和  $\varphi_{\Gamma^a}$  分别是  $\tau^a$ ， $\Gamma^b$  和  $\Gamma^a$  的相角值。按式 (37) 计算得

$$\begin{aligned} \varphi_{r_1} &= (\varphi_{r_1} - \varphi_{r_1} - 180^\circ) / 2 \\ &= (0^\circ - 0^\circ - 180^\circ) / 2 = -90^\circ \end{aligned}$$

$$\varphi_{r_2} = (\varphi_{r_2} - \varphi_{r_2} - 180^\circ) / 2 \quad (38)$$

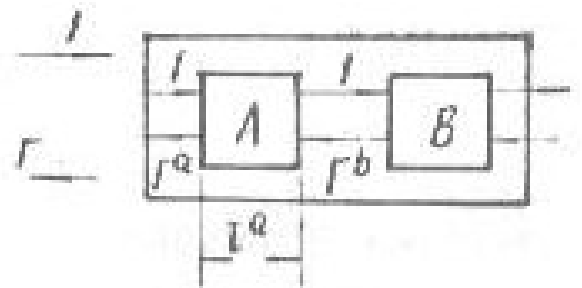
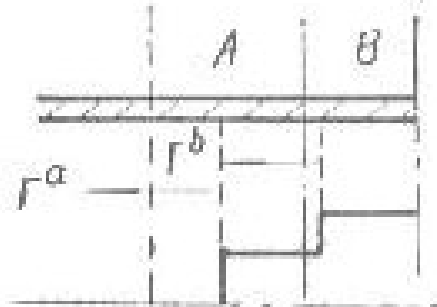


图7 网络A与B级连

$$= (-180^\circ + 160.52^\circ - 180^\circ) / 2 = -99.74^\circ$$

$$\begin{aligned} \varphi_{r^3} &= (\varphi_{r^2} - \varphi_{r^1} - 180^\circ) / 2 \\ &= (-109.52^\circ - 109.94^\circ \\ &\quad - 180^\circ) / 2 = -129.42^\circ \end{aligned}$$

式中， $\varphi_{r^1}$ 、 $\varphi_{r^2}$ 和 $\varphi_{r^3}$ 是每一节的传播相位，由此选定

$$\begin{aligned} L_1 &= 33.66 \\ L_2 &= 18.50 \\ L_3 &= 18.93 \end{aligned} \quad (39)$$

至此该过渡所有尺寸参数选定，最后用模匹配法计算整个过渡器的驻波——频率特性，计算中模数为7，其结果见图6。

总结：用模匹配法可计算同轴波导中每一个台阶不连续处的驻波值，由此可直接综合设计 $1/4$ 波长切比雪夫台阶过渡器，而无须等效阻抗的概念。这一方法对圆波导台阶过渡器的设计也是适用的。本文对设计同轴波导TE<sub>11</sub>模部件的测量系统提供了重要的一环。

#### 参考文献

- [1] “同轴圆波导台阶过渡器模匹配法计算”《通信与测控》1990年第1期  
 [2] 《现代微波滤波器的结构与设计》科学出版社1974年，下册，第1—21页

(上接第57页)

## 4 结 论

以电桥为基础的数据采集系统对于零点偏移（与被测试体无关，由伪噪声源引起）引起的误差很敏感。因而，有必要采取某种手段周期性地使零状态电桥反复调零，以免影响其后所采集的真实数据的准确性。本文中提出了一个系统，它利用计算机产生的反馈电流对电桥数据采集系统反复调零。

本文中给出了一个悬臂梁的应变电桥例子。显然，空载时即为零状态，此时运行调零软件。另外，还可设计其它系统，在程序控制下周期性地建立零状态，对电桥再度调零。

同样，可以仿效本文所提出的系统（利用反馈系统使电桥的输出保持为零）而建立其它的自动调零测试系统。在这种情况下，每次测量都有一个反馈电流用来使电桥再度调零，此电流将作为系统获取的测量信息。随着零状态的建立，很有必要对电桥进行周期性的再度调零，这种反馈调零信号将变成随后测量的软件校正因子了。

#### 参考文献

- [1] C. D. Johnson, Process Control Instrumentation Technology, New York, Wiley, 1988, Third edition, P. 55

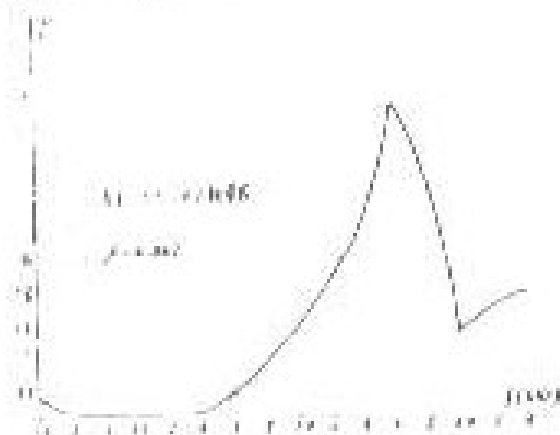


图6 含介质支撑圆波导—同轴圆波导 $1/4$ 波长切比雪夫过渡器驻波——频率特性模匹配计算值。过渡器节数为3。