

# K 波段宽频带同轴波导转换器\*

林 福 寅

(北京航空维修技术开发公司,北京)

**摘要** 本文介绍一种 K 波段宽频带同轴波导转换器。该器件在 12.4 至 18 GHz 频宽内,电压驻波比小于 1.1,插入损耗小于 0.1 dB。实验结果与理论计算相一致。

**关键词** 同轴波导转换器; VSWR; Insertion loss

## 1. 引言

雷达接收机和频率跟踪部分常常同时采用波导和同轴两种元器件。这就要求具备性能良好的同轴波导转换器,使得整个传输线处于匹配状态。本设计在 12.4 至 18 GHz 频宽内,  $VSWR \leq 1.1$ , 插入损耗  $\alpha \leq 0.1$  dB。该器件体积小,工艺简单,调整容易,适合于空载雷达使用。

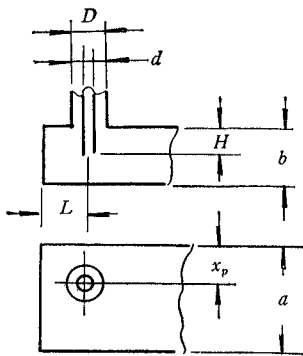


图 1 同轴波导转换器示意图

## 2. 基本原理

如图 1 所示,同轴波导转换器的激励器所在的位置与波导窄壁相距为  $x_p$ ,激励器的长度为  $H$ ,激励器到短路壁的距离为  $L$ ,同轴内导体的直径为  $d$ ,外导体的直径为  $D$ ,波导内壁的宽边为  $a$ ,窄边为  $b$ ,自由空间的工作波长为  $\lambda$ ,波导波长为  $\lambda_g$ 。

由于激励器的边界条件非常复杂,要严格地进行理论分析显然是十分困难的。在推导辐射阻抗的过程中,做了下列简化假设:

- (1) 同轴线与波导的填充介质为空气。
- (2) 激励器所激励的波型为  $TE_{10}$  模,忽略其他高次模。
- (3) 激励器很细 ( $d \ll \frac{\lambda}{4}$ ),这样激励器上的面电流可视为仅在其轴线上的线电流分布。

- (4) 激励器上的电流为正弦分布,忽略分布电容的影响。
- (5) 激励器根部的环形裂缝处仅存在 TEM 模。
- (6) 环形裂缝很窄,忽略其等效磁流和等效电流所产生的辐射。

根据以上假设,由亥姆霍兹方程  $\nabla^2 A_i + k^2 A_i = -\mu J$ ,应用格林函数法<sup>[1,2]</sup>,求得激励器的辐射阻抗为

\* 1986年3月4日收到,1987年3月16日修改定稿。

$$Z = R + jX \quad (1)$$

式中

$$R = \frac{376.7\lambda\lambda_g}{2\pi^2 ab} \operatorname{tg}^2\left(\frac{\pi H}{\lambda}\right) \sin^2\left(\frac{\pi x_p}{a}\right) \sin^2\left(\frac{2\pi L}{\lambda_g}\right) \quad (2a)$$

$$X = \frac{376.7\lambda\lambda_g}{4\pi^2 ab} \operatorname{tg}^2\left(\frac{\pi H}{\lambda}\right) \sin^2\left(\frac{\pi x_p}{a}\right) \sin\left(\frac{4\pi L}{\lambda_g}\right) \quad (2b)$$

然而,实际的同轴波导转换器常常用介质支撑,同轴线内导体有一定尺寸,激励器根部和激励器周围存在高次模,环形裂缝具有一定宽度,激励器周围存在分布电容等等。所以对具体结构的同轴波导转换器,其辐射电阻应增加一修正系数  $K$ 。本设计是中心激励,  $x_p = \frac{1}{2}a$ , 激励器被同轴的聚苯乙烯圆柱体包围,其修正系数  $K \approx 2$ , 所以激励器的辐射电阻为

$$R = \frac{376.7\lambda\lambda_g}{\pi^2 ab} \operatorname{tg}^2\left(\frac{\pi H}{\lambda}\right) \sin^2\left(\frac{2\pi L}{\lambda_g}\right). \quad (3)$$

同轴线的特性阻抗为

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log\left(\frac{D}{d}\right), \quad (4)$$

式中  $\epsilon_r$  为相对介电常数。在选择  $\frac{D}{d}$  值时,要使同轴线不产生  $\text{TE}_{10}$  模,即满足条件  $\lambda > \frac{\pi}{2}(D+d)\sqrt{\epsilon_r}$ 。

适当选择 (3) 式中参数  $H$  和  $L$  值,使得  $R \approx R_i(Z_0)$ , 以便达到同轴波导转换器的阻抗匹配。但  $R$  与频率  $f$  有关,对于宽带器件,把  $R$  对  $\lambda$  取一级微商,并令其为零,可求得最佳  $L$  值。由于  $\operatorname{tg}\left(\frac{\pi H}{\lambda}\right) = \left(\frac{\pi H}{\lambda}\right) + \frac{1}{3}\left(\frac{\pi H}{\lambda}\right)^3 + \frac{2}{15}\left(\frac{\pi H}{\lambda}\right)^5 + \dots$ , 为了避免数学上的繁杂,取一级近似,略去 3 次以上的高次项,代入 (3) 式,使  $\frac{dR}{d\lambda} = 0$ , 求得<sup>[3]</sup>

$$\frac{\operatorname{tg}\left(\frac{2\pi L}{\lambda_g}\right)}{\left(\frac{2\pi L}{\lambda_g}\right)} = \frac{2}{\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}. \quad (5)$$

用图解法求解 (5) 式,得  $\frac{L}{\lambda_g} - \frac{\lambda}{2a}$  曲线,如图 2 所示。

对应于最佳  $L$ ,  $R$  值随  $f$  的变化最不敏感。此时就初步实现同轴波导转换的阻抗匹配,如图 3 所示。如果要求同轴波导转换器的  $\text{VSWR} \leq 1.1$ , 那么  $R_i(Z_0)$  与  $R$  的比值就应小于等于 1.1。

以上分析仅限于激励器的辐射电阻  $R$  与同轴线阻抗的实部  $R_i(Z_0)$  相匹配的情况。但仅用这一措施来展宽同轴波导转换器的频宽,其效果还是很有限的。

我们还采用同轴阶梯变换段,如图 4 所示。在波导与同轴线交界处  $a-a$  面上,向同轴线方向看去,阻抗  $Z_a$  为

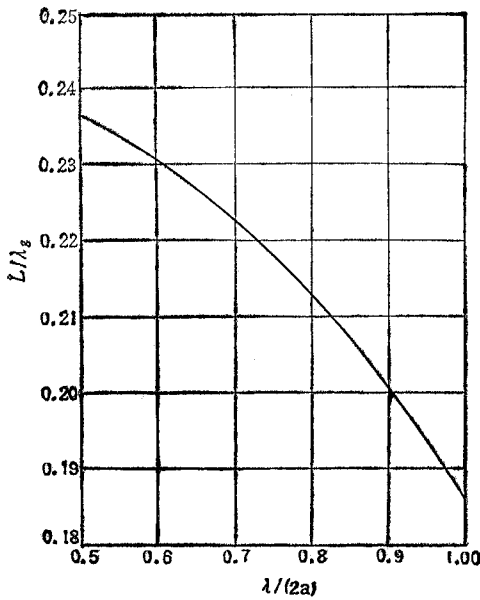


图2  $L/\lambda_g - \lambda/(2a)$  曲线

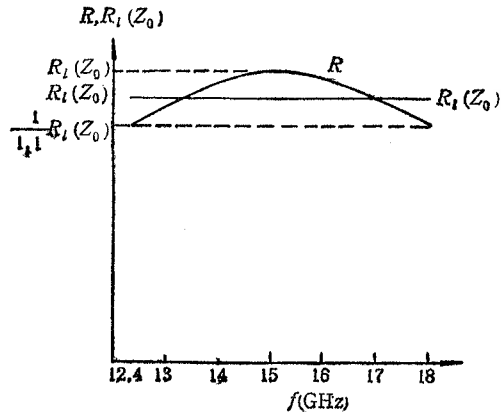


图3  $R, R_i(Z_0)$  与  $f$  的关系

$$Z_a = R_a + jX_a = Z_1 \frac{Z_0 + jZ_1 \operatorname{tg} \left( \frac{2\pi l_1}{\lambda_1} \right)}{Z_1 + jZ_0 \operatorname{tg} \left( \frac{2\pi l_1}{\lambda_1} \right)} \quad (6)$$

式中  $l_1$  为变换段长度,  $Z_1$  为变换段阻抗,  $\lambda_1$  为在介质中传播的 TEM 型波的波长。适当选择参数  $l_1, Z_1$  和  $H, L$  值, 使得  $R \approx R_a, X \approx X_a$ 。这样, 同轴波导转换器就可获得较宽频带的阻抗匹配, 如图5所示。

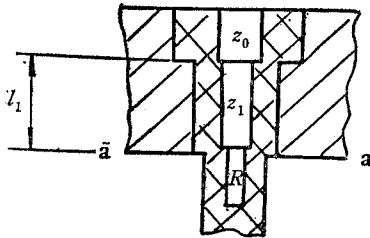


图4 同轴阶梯度变换段示意图

### 3. 结构设计

本器件采用 2 cm 标准矩形波导 BJ-140,  $a = 15.8 \text{ mm}$ ,  $b = 7.9 \text{ mm}$ , 同轴接插件为  $50 \Omega$  L16N 型, 其结构如图6所示。选取  $l_1 \approx 6.2 \text{ mm}$ ,  $Z_1 \approx 45 \Omega$ ,  $H \approx 3.35 \text{ mm}$ ,  $L \approx 5.1 \text{ mm}$  (计算时应计入介质对电长度的影响), 代入 (2b)、(3) 和 (6) 式, 求得  $R, X$  和  $R_a, X_a$  对应于  $f$  的各值, 如表 1 所示。图7是  $jX-f$  和  $jX_a-f$  曲线。

### 4. 实验结果

以上的理论分析对于同轴波导转换器来说, 仅仅是一个较粗略的设计, 要获得精确的参数值必须通过实验确定。

(1) 测量 VSWR- $f$  特性 在终端接  $VSWR < 1.06$  负载的情况下, 调整  $H$  和  $L$ , 使得在  $f_0$  处的驻波比满足要求。然后, 改变频率逐个测出  $VSWR-f$  特性, 如图8所示。

测试结果  $H \approx 3.35 \text{ mm}$ ,  $L \approx 4.6 \text{ mm}$ 。  $L$  比理论值短, 是由于波导短路面存在分布参数之故。

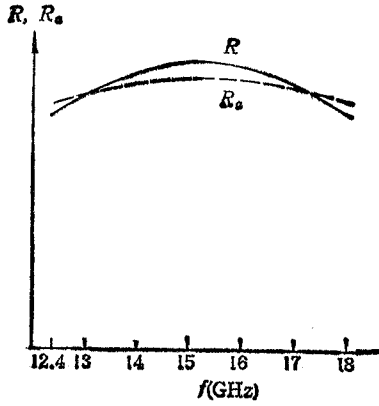


图5  $R, R_0$  与  $f$  的关系

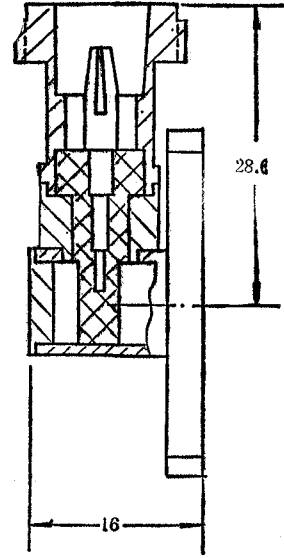


图6 同轴波导转换器结构图

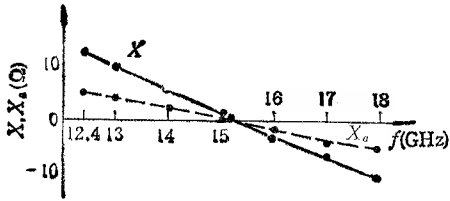


图7  $X, X_0$  与  $f$  的关系

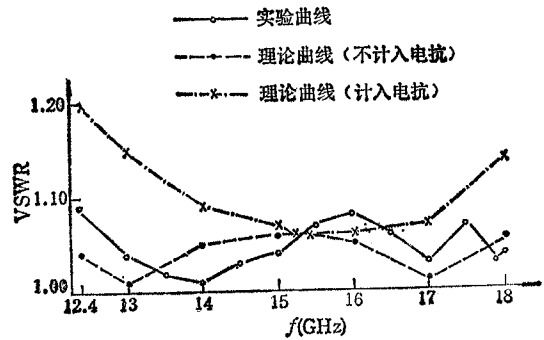


图8 VSWR- $f$  曲线

表1 不同频率下的  $R, X$  和  $R_0, X_0$  的值

$f(\text{GHz})$	12.4	13	14	15	15.2	15.4	16	17	18
$R(\Omega)$	44.88	48.28	51.94	53.16	53.14	53.08	52.11	49.02	44.2
$R_0(\Omega)$	46.86	47.97	49.39	49.99	50.00	49.95	49.61	48.34	46.51
VSWR	1.04	1.01	1.05	1.06	1.06	1.06	1.05	1.01	1.05
$X(\Omega)$	13.04	10.45	5.93	1.36	0.47	-0.42	-2.99	-6.89	-10.13
$X_0(\Omega)$	4.47	3.90	2.33	0.24	-0.19	-0.67	-1.89	-3.61	-4.58
计及 $X, X_0$ 时 VSWR	1.2	1.15	1.09	1.07	1.06	1.06	1.06	1.07	1.14

(2) 测量插入损耗 测得两件同轴波导转换器和一件 L16-50TT 同轴接插件连接而成的组件的插入损耗为 0.2 dB, 所以单件同轴波导转换器的插入损耗  $\alpha \leq 0.1$  dB.

## 参 考 文 献

- [1] 李嗣范编著,微波元件原理与设计,人民邮电出版社, pp. 118—137, 1982年。  
[2] R. E. 柯林著,吕继尧译,微波工程基础,人民邮电出版社, PP. 206—211, 1981年。  
[3] C. A. Bolt Jr., *Electronic Industries*, 19(1960)11, 92.

## K BAND COAXIAL-TO-WAVEGUIDE TRANSDUCER

Lin Fuyin

*(Beijing Aircraft Maintenance Engineering Development Corporation, Beijing)*

**ABSTRACT** A K band wideband coaxial-to-waveguide transducer is described. Its VSWR is less than 1.1, and its insertion loss is less than 0.1 dB in the frequency range of 12.4 to 18 GHz. The measured results are in good agreement with the calculated ones.

**KEY WORDS** Coaxial-to-waveguide transducer; VSWR; Insertion loss