

# W 波段六端口反射计的设计、 校正与误差分析\*

冯正和 余京兆 龚克 王家璋 徐秉椿

(清华大学电子工程系, 北京, 100084)

**摘要:** 介绍了 W 波段六端口反射计的结构、设计、校正及误差分析. 用广义谐振腔的概念优化设计了波导结; 对检波器采用多种匹配措施; 用比对法校正了该反射计; 介绍了一种用最小二乘法测双口网络参数的方法, 它具有测试方便, 计算简单, 精度高的优点; 最后对精度作了分析.

**关键词:** W 波段, 六端口反射计, 毫米波测量, 广义谐振腔, 最小二乘法.

## 引言

六端口反射计是 20 世纪 70 年代迅速发展起来的一种微波测试仪器. 在 W 波段, 近年来国外报道用介质波导结<sup>[1]</sup>, 金属波导定向耦合器结<sup>[2]</sup>, 魔 T 结<sup>[3]</sup>等结构进行了六端口反射计的实验, 但这些都仅限于原理性的, 而且工作频带窄. 为此, 我们在 cm 波段<sup>[4]</sup>及 8mm 波段工作的基础上, 在 W 波段开发了一个用对称五端口结和定向耦合器组成的六端口反射计, 它是一种强耦合结构<sup>[5]</sup>. 为了获得宽带匹配性能, 我们用广义谐振腔与广义谐振模方法进行优化设计. 由于国内尚无该波段的测试标准, 我们制作了若干失配负载, 用作传递标准, 对反射计进行校准与标定. 在用反射计测双口网络参数时, 我们提出一种最小二乘算法, 与传统的图解法, 迭代法及回归法等<sup>[6]</sup>相比, 其精度高, 速度快, 测试简单.

## 1 对称五端口结的优化设计

对称五端口结是一个高为  $a$ , 半径为  $R$  的圆柱腔, 五个宽边为  $a$ , 窄边为  $b$  的波导口直接与腔体相接 (见图 1). 由于波导口面较大, 该圆柱腔可视为一个广义谐振腔, 它存在二类不同的边界, 即导体边界及端口面边界. 在口面边界

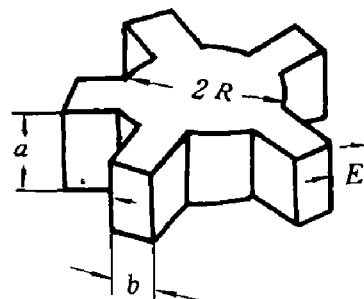


图 1 E 面对称五端口结的结构  
Fig. 1 E-plane symmetric 5-port junction

本文 1991 年 10 月 9 日收到, 修改稿 1992 年 10 月 9 日收到.

\*国家自然科学基金资助项目.

上, 设其无反射, 其波导基模及各高次模都接以匹配负载. 用数值方法<sup>[7]</sup>可以计算这个广义谐振腔的各个广义谐振模式. 对于旋转对称的五端口结, 存在  $TE_0$ ,  $TE_1$  及  $TE_2$  三类广义本征模. 这三种模式在  $1/5$  边界上的场分布如图 2 所示. 图中  $\Gamma$  表示边界,  $\Gamma$  轴上的粗线部分为金属边界,  $-\frac{b}{2} \sim \frac{b}{2}$  处为口面边界,  $|E|$ ,  $|H|$  表示电磁场切向分量幅度,  $\theta$  表示其相位. 电场  $\bar{E}$  在纸面内, 而磁场  $\bar{H}$  与纸面垂直. 从图中可以看出, 这三个模式的幅值在空间上以三扇形角  $72^\circ$  旋转对称; 而相位角不同, 相邻扇形区的相角差分别为  $0^\circ$ ,  $72^\circ$  及  $144^\circ$ .

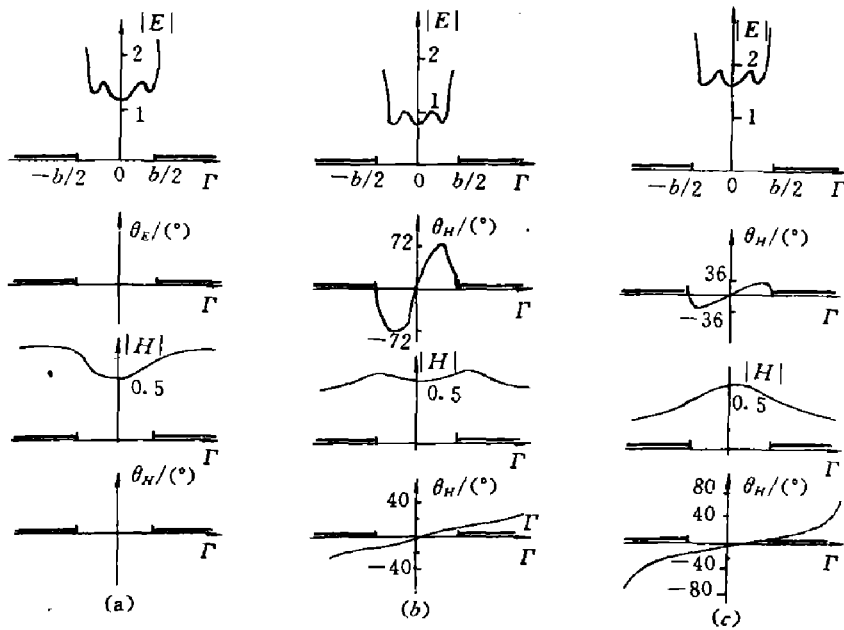


图 2 广义谐振腔中各本征模的电磁场分布

(a)  $TE_0$  模 (b)  $TE_1$  模 (c)  $TE_2$  模

Fig. 2 Field distribution of generalized resonant modes

(a)  $TE_0$  mode (b)  $TE_1$  mode (c)  $TE_2$  mode

在以上的数值计算中, 可以同时得到端口面上的网络参量, 即各个模式的特性阻抗  $Z$ . 这种特性阻抗的一些计算结果如图 3 中上半部份曲线所示. 由各本征模的特性阻抗, 利用网络理论, 便可得到五端口结的网络参数. 设  $Z_i$  ( $i = 0, 1, 2$ ) 为各模式的特性阻抗, 相应的反射系数为  $\Gamma_i$ ,

$$\Gamma_i = (1 - Z_i) / (1 + Z_i), \quad i = 0, 1, 2 \tag{1}$$

再由  $\Gamma_i$  可分别得五端口结中任意口输入反射系数  $S_{11}$ , 相邻两口间传输系数  $S_{12}$  和非相邻两口间传输系数  $S_{13}$ :

$$S_{11} = (\Gamma_0 + 2\Gamma_1 + 2\Gamma_2) / 5, \tag{2}$$

$$S_{12} = (\Gamma_0 + 2\Gamma_1 \cos 72^\circ + 2\Gamma_2 \cos 144^\circ) / 5, \tag{3}$$

$$S_{13} = (\Gamma_0 + 2\Gamma_1 \cos 144^\circ + 2\Gamma_2 \cos 72^\circ) / 5; \tag{4}$$

图 3 下半部份曲线是根据式 (1)~(4) 由上半部分曲线计算而得的. 很有趣的是  $S_{11}$  的二个

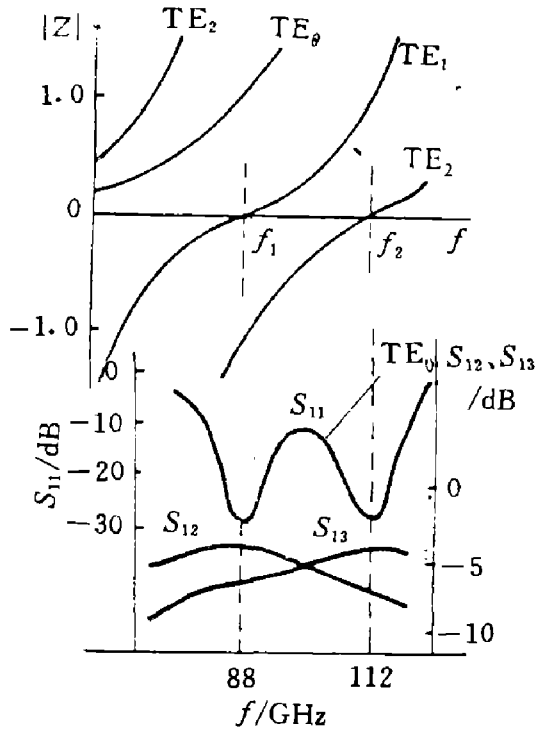


图3 广义谐振腔模式的特性阻抗及它们与五端口结网络参数的关系

Fig. 3 The relation between intrinsic impedance of generalized resonant modes and network parameters of 5-port junction

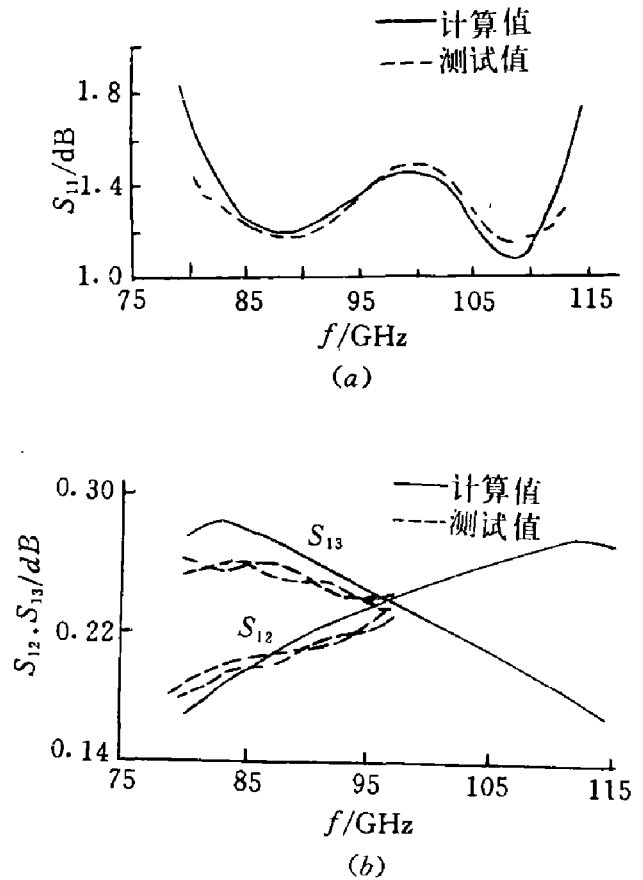


图4 W 波段对称五端口结计算及实测结果 (a) 输入驻波比  $S_{11}$  (b) 各口间传输系数  $S_{12}, S_{13}$

Fig. 4 The calculated and measured results of W-band symmetric 5-port junction (a) Input standing wave ratio for each port (b) Transmission factors between ports

最小值与  $S_{12}$ ,  $S_{13}$  的最大值位置恰好与模式 1 及模式 2 的谐振频率一致, 这可从式 (2), (3), (4) 中得到解释. 为使频带变宽, 应让这二个模式的  $Q$  值低一些. 用以上方法对腔体作优化设计后, 得到了最佳尺寸: 腔体直径  $\varphi = 3.6 \text{ mm}$ , 高度  $a = 2.56 \text{ mm}$ . 加工后腔体的实测结果如图 4 所示. 图 4(a) 为各口的输入驻波比  $S_{11}$ , 在  $83 \sim 103 \text{ GHz}$  范围内均小于 1.5, 图 4(b) 为不同端口间的传输特性, 在  $83 \sim 103 \text{ GHz}$  范围内  $S_{12}$  与  $S_{13}$  之差小于 2dB.

## 2 非调谐式检波器

由于对称五端口结与检波器是直接相接的, 检波器的反射及非线性会严重影响六端口反射计的  $Q$  点分布和性能. 为了获得良好的宽带匹配, 检波器采用脊波导结构, 它与标准波导连接用渐变过渡; 在检波二极管上部有扼流结构; 在尾部用短路活塞, 使二极管处于电场波腹; 脊波导脊的二侧填充有吸收材料 (见图 5). 检波二极管可用芯片加触丝结

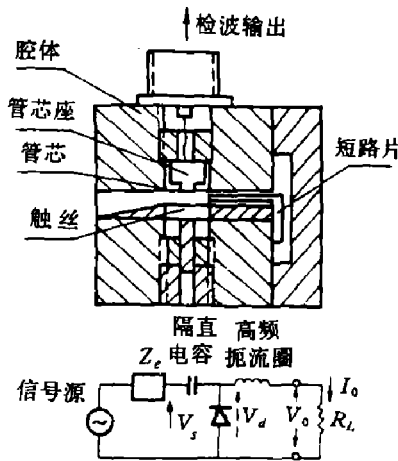


图 5 非调谐式检波器结构

Fig. 5 Structure of nontunable detector

构, 也可用同轴封装管. 该检波器具有体积小, 频带宽的优点.

为了获得良好的温度稳定性, 我们采用了恒温电路, 使其保持在 30°C 的温度上.

### 3 六端口反射计的校正

在使用前, 六端口反射计要用一组已知负载进行校正, 校正参数可用  $Q$  点值表示. 我们采用四标准直接法与四标准迭代法<sup>[8]</sup>作为校正方法, 它们都用滑动短路器的四个不同位置作为标准负载. 一组典型的测试结果如表 1 所示. 由表 1 可见, 二种不同方法得到的结果是十分接近的.

表 1 两种校正方法测试结果的比较

Table 1 Comparison of measured results between two calibration methods

待测负载	四标准直接法			四标准迭代法		
	幅度	相位 (°)	均方误差	幅度	相位 (°)	均方误差
滑动短路器 (位于 4 个不同位置上)	1.010	-179.5	$2.21 \times 10^{-3}$	1.008	-180.3	$3.94 \times 10^{-4}$
	0.988	-239.0	$5.90 \times 10^{-4}$	1.005	-239.0	$6.25 \times 10^{-4}$
	0.995	-340.2	$2.05 \times 10^{-3}$	1.001	-339.9	$3.41 \times 10^{-3}$
	0.988	-60.3	$2.27 \times 10^{-4}$	1.028	-60.1	$6.38 \times 10^{-4}$
失配负载	0.498	-224.6	$8.47 \times 10^{-5}$	0.504	-225.8	$2.83 \times 10^{-4}$

根据六端口基本方程, 各口检测功率  $P_i$  为:

$$P_i = \gamma_i \left| \frac{\Gamma_e - Q_i}{\Gamma_e - Q_4} \right|^2 \quad (i = 1, 2, 3, 4) \quad (5)$$

式中  $\Gamma_e$  为被测负载. 式 (5) 表示,  $Q$  值与  $\Gamma_e$  有着线性关系.

用滑动短路器作为标准负载时, 首先要确保滑动过程中反射系数的模值不变, 其次要求得到该反射系数的模值. 为此, 我们先对北京大华无线电仪器厂生产的 W 波段滑动短路器在 90GHz 下作了测试, 其结果如表 2 所示.

表 2 在一个波长范围内滑动短路器反射系数的变化

Table 2 Undulation of reflection coefficient of a sliding short in one wavelength range

$ \Gamma $	0.998	0.999	0.997	0.994	0.994	0.996	0.997	0.997	0.996	0.999	0.999	0.999
$\varphi(^{\circ})$	179.6	147.7	116.5	83.1	49.5	17.8	344.9	311.8	278.8	247.7	214.6	183.2

从表 2 可知, 反射系数模值的变化很小, 完全满足精度要求. 以上测试是假设短路器为全反射时得到的. 为了得到短路器反射系数的实际值, 我们用替代法进行校正. 我们制作了若干反射系数在 1.4~3.0 之间的失配负载. 用国内外生产的若干种测量线实测, 发

现其结果基本一致。由于对中等反射系数负载, 测量线有较高的精度, 因此我们用这些负载对六端口反射计进行标定, 并用最小二乘法处理数据, 最后得到滑动短路器的反射系数为 0.94。

#### 4 双口网络参数的测量

用六端口反射计测量双口网络参数时, 将待测网络接在反射计与滑动短路器之间, 选择若干短路器的短路面位置, 在另一口测出相应的复反射系数, 由此算出网络的  $S$  参数。双口网络  $S$  参数将接在其一个口上的短路器阻抗  $\Gamma_L$  映射成另一个口上复反射系数  $\Gamma_{in}$  平面上的园或直线, 这是一个分式线性变换:

$$\Gamma_{in} = S_{11} - \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{S_{22} - (1/\Gamma_L)}, \quad (6)$$

由于式 (6) 为一非线性关系, 不能直接求解。在早期, Deshamps 采用几何法, 近期利用计算机作迭代或回归, 但都比较复杂, 为此, 我们采用一种变量代换, 将分式线性关系式 (6) 变成线性关系, 从而大大简化了数据处理, 也使测试变得简单。由式 (6) 得:

$$\Gamma_{in} \left( S_{22} - \frac{1}{\Gamma_L} \right) = S_{11} \left( S_{22} - \frac{1}{\Gamma_L} \right) - S_{12} S_{21}, \quad (7)$$

整理后

$$\frac{S_{11}}{\Gamma_L} + S_{22} \Gamma_{in} + \Delta = \frac{\Gamma_{in}}{\Gamma_L}, \quad (8)$$

式中

$$\Delta = S_{12} S_{21} - S_{11} S_{22}. \quad (9)$$

式 (8) 即为所需的线性方程, 其中待求量为网络参数  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  及  $\Delta$ , 已知量为  $\Gamma_{Li}$  及  $\Gamma_{ini}$  ( $i = 1, 2, \dots, N$ ), 只要取短路面位置数  $N \geq 3$ , 由所得到的一组线性方程组, 用最小二乘法便可直接求解。这种新方法计算速度快, 精度高, 对短路器的短路面位置无要求。表 3 是我们在 88GHz 下用这种方法对某进口 4mm 精密衰减器的测试结果。其中衰减量  $|S_{21}|$  与厂家给出的值十分一致, 而  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  测试值较大, 这是由于我们的测试系统用 3mm 法兰, 精密衰减器用 4mm 法兰, 二者相接时存在反射所致。

#### 5 六端口反射计的配置

我们开发了两种不同配置的六端口反射计, 其六端口结是相同的。其中一种采用我们研制的专用主机, 它包括 CPU、PIO 以及 64K 内存。内存中的 32K 为 ROM, 固化了全部校正、测量、数据采集、处理、输出以及显示软件; 另外 32K 为 RAM, 可存储 128 个频率点的校正数据以及 128 个测试数据供连续显示用, 这些数据可在机内保存一年以上。该主机还包括了 A/D, D/A, 多路开关及低噪声运放等。在面板上用按键操作, 使用简单, 直观。

表3 用六端口反射计测精密衰减器的结果

Table 3 Measured results of a precision attenuator by using the 6-port reflectometer

衰减器读数 (dB)	$S_{11}$		$S_{22}$		$S_{12} * S_{21}$		测试值 (dB)	偏差 (dB)
	模	角度( $^{\circ}$ )	模	角度( $^{\circ}$ )	模	角度( $^{\circ}$ )		
0	.159	60.0	.157	-176.4	.864	59.4	0.65	0.000
1	.167	60.7	.148	-174.5	.685	58.5	1.63	0.008
2	.165	61.5	.133	-174.2	.545	58.3	2.66	0.002
4	.160	70.8	.113	-175.2	.346	57.7	4.60	-0.025
6	.148	78.0	.100	-176.0	.217	58.7	6.65	0.000
8	.144	78.5	.100	-169.8	.139	57.5	8.57	-0.065
10	.136	80.8	.104	-164.6	.088	58.2	10.55	-0.085
12	.131	81.9	.098	-160.5	.055	56.7	12.60	-0.035

另一种配置采用通用计算机和数字电压表. 所有的操作及数据处理, 显示, 输出均由计算机完成. 这种配置比较灵活, 并可根据需要再进行再开发. 目前已有的软件功能如图6所示.

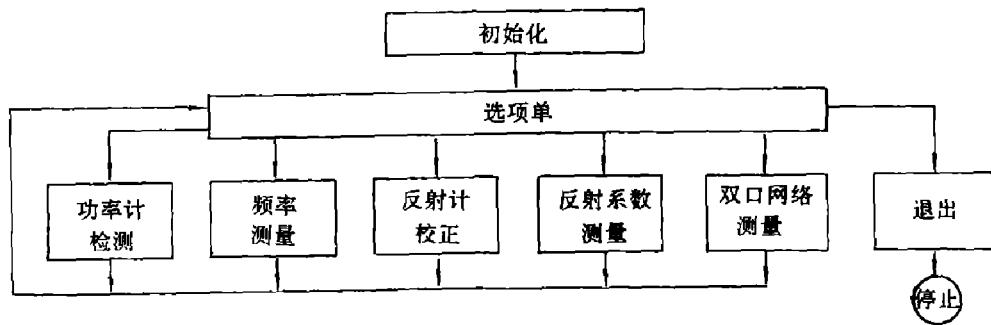


图6 六端口反射计软件功能框图

Fig. 6 Functions of software of 6-port reflectometer

## 6 误差分析及精度评价

测试误差有多方面原因, 其中一个重要因素是  $Q$  点分布, 它反映了结的设计与制作水平. 对于不同的  $Q$  点分布, 同样的噪声或其它干扰所引起的测试误差是不同的. 定量地估计测试误差, 已有的典型方法是讨论误差的可能范围或最小二乘法. 但作者认为这些方法不能确切地评价精度. 我们用“模糊圆”的“有效半径”的概念. 当各个误差源 (例如功率计读数) 以等概率分布通过  $Q$  点分布影响测试结果时, 其测试值在某一区内, 通常是一个圆或椭圆. 我们对此用计算机进行蒙特卡洛模拟. 在功率计的读数上加一个随机误差, 然后计算, 其结果如图 7(a) 所示. 根据中心极限定理, 当有多个独立随机变量共同作用时, 其结果呈正态分布. 图 7(b)、(c) 表示某次测试结果的幅度与相角的概率分布, 其正态分布的趋势是明显的. 此时, 测试值以大于 95% 的概率落在  $\Gamma_m \pm 2\sigma$  的区间内. 我们取  $2\sigma$  为“模糊圆”的“有效半径”,  $\sigma^2$  为方差, 它表示测试值的  $\Gamma_m$  有 95% 的置信

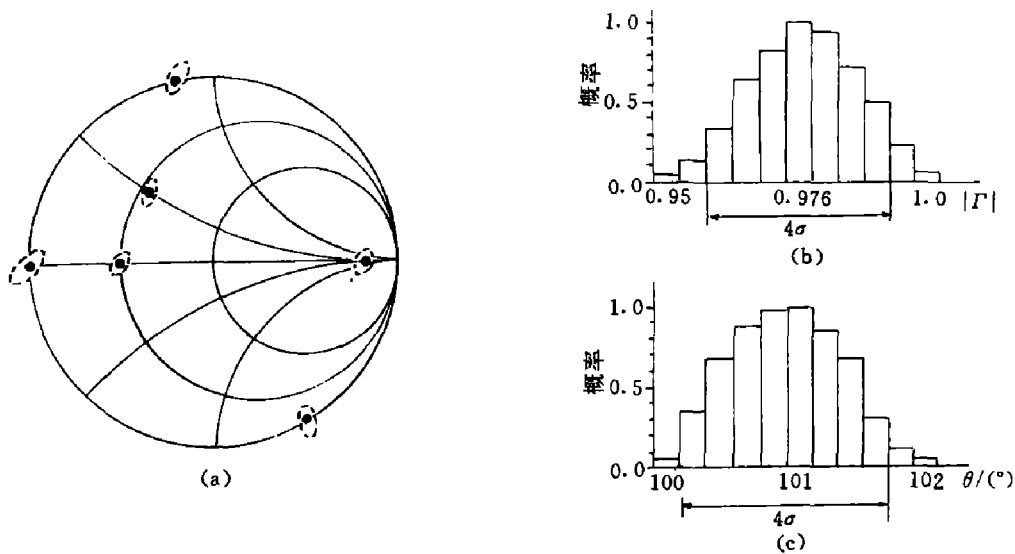


图 7 用有效半径评价测试误差

(a) 六个测试值的误差 (b) 幅度分布 (c) 相位分布

Fig. 7 Evaluation of measurement errors by the use of effective radius

(a) Error distribution of 6 measurement results

(b) Distribution of amplitude (c) Distribution of phase

度. 如果模糊圆为椭圆, 则可取其半长轴为有效半径. 因此, 用  $2\sigma$  的大小可以表示六端口反射计的精度. 此外, 被测负载反射越大, 其半径也越大, 应取  $\Gamma = 1$  处的有效半径作为评价标准.

**致谢:** 在本课题的研制中, 作者得到了北京大华无线电仪器厂黄冰玉高级工程师, 中国计量科学院无线电处胡希平研究员, 中国科学院半导体所王森高级工程师以及南京固体器件研究所的大力协助, 在此表示衷心感谢.

### 参考文献

- 1 Paul JA, Yen PCH. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1981, MTT-29(9):948-953
- 2 Crosah HM, Feng-Tom RA. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1982, MTT-30(8):1260-1264
- 3 Beliatomi JV et al. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Symp. Digest, New York, 1988, 747-750
- 4 任其荣, 冯正和. *电子科学*, 1986,(2):8-17
- Hansson E R B, Riblet G P. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1983, MTT-31(3):158-164
- 夏克金, 赵朝先, 杨弃疾. *电子测量与仪器学报*, 1989, 3(7):34-43
- 冯正和. *通信学报*, 1987, 8(3):21-31
- 李世鹤, 王智. *微波六端口技术*, 北京: 人民邮电出版社, 1989, pp.244-249

## W-BAND SIX-PORT REFLECTOMETER: ITS DESIGN, CALIBRATION AND ACCURACY\*

Feng Zhenghe, She Jinzhao, Gong Ke, Wang Jiazhang, Xu Bingchun

*(Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)*

**Abstract:** The paper describes a W-band six-port reflectometer, including its design, calibration and error analysis. The waveguide junction is designed optimally by the use of the concept of generalized resonant cavity. The diode detectors are used as powermeters which are matched well. The equipment has been calibrated by many methods. For measuring two-port network parameters, a least square method is proposed, which has merits of easiness, quickness and high accuracy.

**Key words:** W-band, six-port reflectometer, millimeter wave measurement, generalized resonant cavity, least square method.

---

\* The project supported by the National Natural Science Foundation of China.