

Ka波段四端口传输仪*

吴宏雄 刘达权 潘楚华

(中山大学无线电电子学系, 广州 510275)

摘要 本文对四端口传输仪提出了改进,并建立了Ka波段的测试系统,分析了这种系统的测量原理和校准方法,并给出测量实例。

关键词 毫米波测量,四端口网络,传输仪

分类号 TM931

新四端口自动网络分析仪^[1,2]共有2套波导系统,分别用于测量反射系数和传输系数。为讨论方便起见,可将反射系数测量系统称为四端口反射仪^[3],而将传输系数测量系统称为四端口传输仪。文献[1,2]的传输仪有2个缺点,一是校准过程中,需换接信号源的接入端口,既不便操作,也会导致不同校准步骤中有源端口的等效源不同,产生额外的误差,二是只能测量一种长度的二端口元件的传输系数,若欲测量其他长度的元件,则要重新安装系统并重新校准。

本文对四端口传输仪提出了改进,并在文献[3]的基础上建立了Ka波段的测试系统,文中分析这种系统的测量原理和校准方法,给出测量实例。

1 传输仪的测量原理

我们在文献[3]的基础上建立的Ka波段四端口传输仪如图1所示。图中,魔T作为四端口结,其端口2和4分别接短路活塞和晶体检波器,端口1和3则由同一信号源经2个定向耦合器馈入信号,而待测二端口元件则通过2个波导开关、一段与被测元件等长的辅助空波导(其损耗可忽略)和一段弯波导同2个定向耦合器相连接。若设魔T的S矩阵为

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

其四个端口的的外接负载或信号源的反射系数分别为 Γ_i ($i=1, 2, 3, 4$),且进入端口1和3的等效信号源分别表为 \hat{b}_{c_1} 和 \hat{b}_{c_3} ,则利用微波等效电源定理^[4],可求得到达端口4检波

收稿日期:1993-02-09

* 中山大学科学基金资助项目

器的功率读数 P_4 和 \hat{b}_{c_1} 、 \hat{b}_{c_3} 及 $S_{ij}(i, j=1, \dots, 4)$ 间的关系为

$$P_4 = \left| \frac{1}{D} [D_{(4,1)} \hat{b}_{c_1} + D_{(4,3)} \hat{b}_{c_3}] \right|^2 \quad (1)$$

式中,

$$D = \begin{vmatrix} 1 - \Gamma_1 S_{11} & -\Gamma_2 S_{12} & -\Gamma_3 S_{13} & -\Gamma_4 S_{14} \\ -\Gamma_1 S_{21} & 1 - \Gamma_2 S_{22} & -\Gamma_3 S_{23} & -\Gamma_4 S_{24} \\ -\Gamma_1 S_{31} & -\Gamma_2 S_{32} & 1 - \Gamma_3 S_{33} & -\Gamma_4 S_{34} \\ -\Gamma_1 S_{41} & -\Gamma_2 S_{42} & -\Gamma_3 S_{43} & 1 - \Gamma_4 S_{44} \end{vmatrix}$$

而 $D_{(4,1)}$ 和 $D_{(4,3)}$ 是特殊行列式, 它们分别是以 S 矩阵中的第 1 列和第 3 列元素代替行列式 D 中的第 4 列元素而得到的行列式.

将 (1) 式展开, 可写成

$$P_4 = \left| \frac{[(K'_1 \Gamma_3 + K'_2) \Gamma_2 + (K'_3 \Gamma_3 + K'_4)] \hat{b}_{c_1} + [(K'_9 \Gamma_1 + K'_{10}) \Gamma_2 + (K'_{11} \Gamma_1 + K'_{12})] \hat{b}_{c_3}}{(K'_5 \Gamma_3 + K'_6) \Gamma_2 + (K'_7 \Gamma_3 + K'_8)} \right|^2 \quad (2)$$

式中

$$\begin{aligned} K'_1 &= S_{(1,4)}^D, K'_2 = S_{(1,4)(3,3)}^D, K'_3 = S_{(1,4)(2,2)}^D, K'_4 = S_{44} \\ K'_5 &= [S_{(1,1)(4,4)}^D - \Gamma_1 S_{(4,4)}^D - \Gamma_4 S_{(1,1)}^D + \Gamma_1 \Gamma_4 S^D], \\ K'_6 &= -[S_{22} - \Gamma_1 S_{(4,4)(3,3)}^D - \Gamma_4 S_{(1,1)(3,3)}^D + \Gamma_1 \Gamma_4 S_{(3,3)}^D], \\ K'_7 &= -[S_{33} - \Gamma_1 S_{(4,4)(2,2)}^D - \Gamma_4 S_{(1,1)(2,2)}^D + \Gamma_1 \Gamma_4 S_{(2,2)}^D], \\ K'_8 &= 1 - \Gamma_1 S_{11} - \Gamma_4 S_{44} + \Gamma_1 \Gamma_4 S_{(2,2)(4,4)}^D, \\ K'_9 &= S_{(3,4)}^D, K'_{10} = -S_{(1,1)(3,4)}^D, K'_{11} = -S_{(2,2)(3,4)}^D, K'_{12} = S_{13} \end{aligned}$$

再者, $S^D = \det[S]$, 而 $S_{(1,4)}^D, S_{(1,4)(3,3)}^D, \dots$ 等也是按文献 [4] 所定义的特殊行列式.

$$\text{现令 } \hat{b}_{c_1} = \eta T \hat{b}_{c_3} \quad (3)$$

式中 T 为待测元件的传输系数, 即二端口网络的 S_{12} 或 S_{21} ; η 是由两个定向耦合器的 S 参数决定的常数. 将 (3) 式代入 (2) 式, 经简化后, 可写出

$$P_4 = |(L_1 T \Gamma_2 + L_2 \Gamma_2 + L_3 T + L_4) / (L_5 \Gamma_2 + 1)|^2 \quad (4)$$

式中

$$\begin{aligned} L_1 &= [(K'_1 \Gamma_3 + K'_2) \eta / (K'_7 \Gamma_3 + K'_8)] \hat{b}_{c_3}, \\ L_2 &= [K'_9 \Gamma_1 + K'_{10} / (K'_7 \Gamma_3 + K'_8)] \hat{b}_{c_3}, \\ L_3 &= [(K'_3 \Gamma_3 + K'_4) \eta / (K'_7 \Gamma_3 + K'_8)] \hat{b}_{c_3}, \\ L_4 &= [(K'_{11} \Gamma_1 + K'_{12}) / (K'_7 \Gamma_3 + K'_8)] \hat{b}_{c_3}, \\ L_5 &= [(K'_5 \Gamma_3 + K'_6) / (K'_7 \Gamma_3 + K'_8)] \end{aligned}$$

它们都是系统参数, 且可通过校准过程求得. 这样, 若令 $A = L_1 \Gamma_2 + L_3$ 、 $B = L_2 \Gamma_2 + L_4$ 、 $D = K'_6 \Gamma_2 + 1$ 和 $T = x + jy$, 则 (4) 式可写成

$$P_4 = |(AT + B) / D|^2 \quad (5)$$

经适当运算后, (5) 式变成

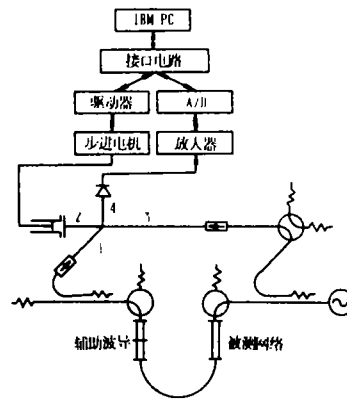


图 1 Ka 波段四端口传输仪
Fig. 1 The Ka -band four-port transmission-meter

$$(x+u)^2 + (y+v)^2 = r^2 \quad (6)$$

式中

$$u = \frac{\operatorname{Re}(BA^*)}{|A|^2}, \quad v = \frac{\operatorname{Im}(BA^*)}{|A|^2}, \quad r^2 = \left[\frac{\sqrt{P_4}|DA|}{|A|^2} \right]^2 \quad (7)$$

显然, r 为实数. 因此, (6) 式表示的是 Γ 平面上以 $(-u, -v)$ 为圆心, r 为半径的一个圆. 这样, 只要将短路活塞分别置于相距为 $\lambda_g/6$ 的 3 个位置上, 测出相应的 3 个 P_4 值, 作出 3 个圆, 即可用根心法^[1]算出待测元件的传输系数.

2 校准方法与校准步骤

为求系统参数 L_i , 必须对传输仪进行校准, 其方法如下:

先将 (4) 式改写成

$$P_4(\alpha) = K \left| \frac{1+ae^{j\alpha}}{1+be^{j\alpha}} \right|^2 \quad \text{或} \quad K \left| \frac{1+ae^{-j\alpha}}{1+be^{-j\alpha}} \right|^2 \quad (8)$$

式中 K 为实数, 而 a 和 b 为复数. 随后, 将端口 2 的短路活塞从参考面处开始, 在 $\lambda_g/2$ 的范围内按顺序等间距地放置在 N 个位置上, 同时相应地采集端口 4 检波器的功率读数 $P_4(\alpha)$, 并与文献 [3] 完全相似, 定义积分

$$C_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_4(\alpha) e^{-jn\alpha} d\alpha = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} K \left| \frac{1+ae^{j\alpha}}{1+be^{j\alpha}} \right|^2 e^{-jn\alpha} d\alpha, \quad n = 0, 1, 2 \quad (9)$$

最后, 根据 N 个功率值, 利用数值积分法, 便可求得 C_n 的值. 另一方面, 由 (9) 式右边的分析表示式, 应用复变函数理论, 又可求得如下的关系

$$\left. \begin{aligned} C_0 &= K [-ab^* - (1+|a|^2) - a^*b] / (1-|b|^2) \\ C_1 &= K [a - (1+|a|^2)b + a^*b^2] / (1-|b|^2) \\ C_2 &= K [-ab + (1+|a|^2)b^2 - a^*b^3] / (1-|b|^2) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

式中 * 表示复数共轭. 联立求解 (10) 式, 可得

$$\left. \begin{aligned} b &= -C_2/C_1 \\ a &= Q^* (1 \mp \sqrt{1-4/|Q|^2})/2 \\ K &= 2|C_1 + C_0b| / [|Q| (1 \mp \sqrt{1-4/|Q|^2})] \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

式中

$$Q = [C_0(1+|b|^2) + \operatorname{Re}(C_1b^*)] / (1+C_0b)$$

这样, 在按下述的校准步骤求出 K 、 a 和 b 之后, 便能确定系统参考 L_i .

校准步骤分述如下:

步骤 I. 校准用的系统框图仍如图 1 所示, 但应除去辅助波导和被测元件, 且各波导开关应处于这样的状态, 以使信号仅从魔 T 的端口 1 馈入, 即 $\hat{b}_{c_1} \neq 0$, $\hat{b}_{c_3} = 0$. 然而, 为了处理的方便, 我们可假定 $\hat{b}_{c_1} = \eta \hat{b}_{c_3}$ (此处的 \hat{b}_{c_3} 为下一校准步骤中的 \hat{b}_{c_3}). 这样, 计及 $\Gamma_2 = \Gamma e^{j\alpha}$ ($1-|\Gamma| \ll 1$), 由 (2) 式和 (4) 式, 可得

$$P_{4I}(\alpha) = \left| \frac{L_1\Gamma_2 + L_3}{L_6\Gamma_2 + 1} \right|^2 = K_I \left| \frac{1+a_I e^{-j\alpha}}{1+b_I e^{j\alpha}} \right|^2 \quad (12)$$

式中

$$K_I = |L_1\Gamma|^2, \quad a_I = L_3 / (L_1\Gamma), \quad b_I = L_6\Gamma \quad (13)$$

步骤 I. 在这一步骤中, 各波导开关的状态应使 $b_{c_1}=0, \hat{b}_{c_3} \neq 0$. 于是, 由 (2) 式和 (4) 式可得

$$P_{4_1}(\alpha) = \left| \frac{L_2\Gamma_2 + L_4}{L_6\Gamma_2 + 1} \right|^2 = K_1 \left| \frac{1 + a_1 e^{j\alpha}}{1 + b_1 e^{j\alpha}} \right|^2 \quad (14)$$

式中

$$K_1 = |L_4|^2, a_1 = L_2\Gamma/L_4, b_1 = L_6\Gamma \quad (15)$$

步骤 II. 这时仍不接辅助波导和被测元件, 但各波导开关应处于使 $\hat{b}_{c_1} \neq 0, \hat{b}_{c_3} = 0$. 这样, 只要在 (3) 式中令 $T=1$, 则可由 (4) 式得

$$P_{4_1}(\alpha) = \left| \frac{L_1\Gamma_2 + L_2\Gamma_2 + L_3 + L_4}{L_6\Gamma_2 + 1} \right|^2 = K_1 \left| \frac{1 + a_1 e^{j\alpha}}{1 + b_1 e^{j\alpha}} \right|^2 \quad (16)$$

式中, $K_1 = |L_3 + L_4|^2, a_1 = \Gamma \left(\frac{L_1}{L_4} + \frac{L_2}{L_4} \right) / \left(\frac{L_3}{L_4} + 1 \right), b_1 = L_6\Gamma$ (17)

联立求解 (13)、(15) 和 (17) 式, 可得系统参数为

$$\begin{aligned} L_1/L_4 &= (a_1 - a_1) / [\Gamma(1 - a_1 a_1)], L_2/L_4 = a_1/\Gamma, \\ L_3/L_4 &= (L_1/L_4)(L_3/L_1) = (L_1/L_4) a_1 \Gamma, \\ L_6 &= b_1/\Gamma \text{ (或 } b_1/\Gamma, \text{ 或 } b_1/\Gamma), |L_4| = \sqrt{K_1} \end{aligned} \quad (18)$$

必须指出, 上述 3 个校准过程中的 K_1, a_1, b_1 与 K, a, b 同 (9) 式中 K, a, b 的关系为

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= a^*, b_1 = b, K_1 = K; \\ a_1 &= a, b_1 = b, K_1 = K; \\ a_1 &= a, b_1 = b, K_1 = K. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

又 (18) 式中的 Γ 可由校准反射计^[3]求得 (或令 $\Gamma \approx 1 \angle 180^\circ$).

3 传输系数的测量与计算方法

在系统参数 L_i 求得后, 即可用图 1 所示的系统 (还需在适当地方加接一些隔离器, 图中未画上) 来测量二端口元件的传输系数, 其测量与计算方法有二种:

一种是上述的 3 点根心点, 在此不赘. 必须指出的是, (7) 式中的 P_4 并非归一值, 而是随信号源而变化的, 这将导致 u, v 和 r 亦随之变化, 这表明, 用 3 点根心法求传输系数时, 在校准和测量过程中信号源的输出功率应该相同, 否则会产生误差.

另一种是多点积分法, 它完全像校准过程步骤 II 那样进行测量与计算. 在接入被测元件的情况下, 由 (4) 式有

$$P_m(\alpha) = \left| \frac{L_1 T \Gamma_2 + L_2 \Gamma_2 + L_3 T + L_4}{L_6 \Gamma_2 + 1} \right|^2 = K_m \left| \frac{1 + a_m e^{j\alpha}}{1 + b_m e^{j\alpha}} \right|^2 \quad (20)$$

式中 $K_m = |L_3 T + L_4|^2, a_m = \Gamma \left(\frac{L_1 T}{L_4} + \frac{L_2}{L_4} \right) / \left(\frac{L_3 T}{L_4} + 1 \right), b_m = L_6 \Gamma$ (21)

这样, 在求得 a_m 的值后, 即可解得

$$T = \left(\Gamma \frac{L_2}{L_4} - a_m \right) / \left(a_m \frac{L_3}{L_4} - \Gamma \frac{L_1}{L_4} \right) \quad (22)$$

(22) 式表明, 用多点积分法求传输系数时, 校准和测量过程的信号源功率可不必相同.

上面求得的传输系数也包括了辅助波导的传输系数 $e^{-\beta l}$ ($\beta = 2\pi/\lambda_g, l$ 为波导之长) 在内, 应当扣除. 若将辅助波导改为等长的两段, 并参与校准, 则可免除这一麻烦.

4 实验

测试系统如图 1 所示。图中，检波器为低势垒肖特基二极管，并用文献 [5] 的方法对其检波特性进行了平方律校正，直流放大器共 3 级，前两级选用斩波自稳零运算放大器 ICL7650C；A/D 转换器则采用 12 位的 AD574A，工作于 0~10V 的单极性方式；IBM PC 机则通过接口电路既控制步进电机的运行，借以推动短路活塞在波导的移动，又采集检波器的输出数据，同时在显示器上显示出来，随后对这些数据进行处理，给出结果。

在 $f=36\text{GHz}$ 时按上述 3 个步骤对系统进行校准，各校准步骤中的检波器输出 P_1 随短路活塞离开魔 T 端口 2 的距离 L (MM) 而变化的图形以及根据这些 P_1 值而算出的有关参数 C_0 、 C_1 、 C_2 和 a 、 b 、 K 均由计算机显示并打印输出，如图 2 所示。再由各个步骤中的 a 、 b 、 K 值，即可求得系统参数为：

$$L_1=1.0983\angle 89.65^\circ, L_2=0.3312\angle 312.13^\circ, L_3=0.0611\angle 355.130^\circ,$$

$$L_4=1.1923\angle 0^\circ, L_6=0.1035\angle 320.89^\circ$$

已利用这些参数分别用根心法和积分法对一有耗二端口网络进行测量，结果如表 1 所示。测量误差与文献 [1] 相同：传输系数的幅值误差为 0.005~0.02，而相位误差为 $(0.2/|T|) \sim (1/|T|)$ 度。

表 1 传输系数的测量结果

Tab. 1 Results from measurements on transmission coefficient

次数	1	2	3	功率变化 (dB)
根心法	0.8523 \angle 346.17°	0.8521 \angle 346.30°	0.8516 \angle 346.30°	0
积分法	0.8542 \angle 347.78°	0.8552 \angle 347.87°	0.8543 \angle 347.84°	0
积分法	0.8550 \angle 347.26°	0.8565 \angle 347.60°	0.8588 \angle 347.94°	-3
积分法	0.8545 \angle 347.79°	0.8552 \angle 347.96°	0.8562 \angle 348.13°	+3

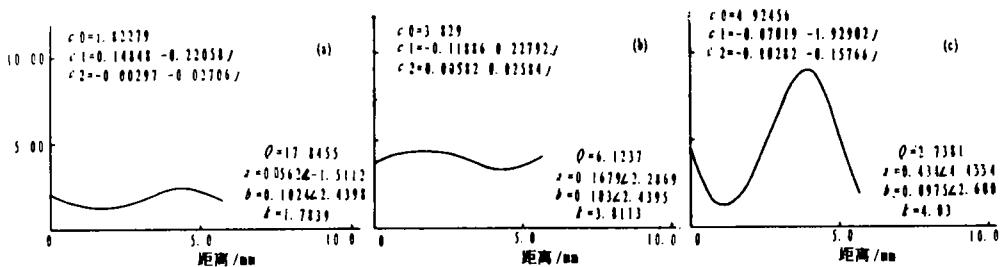


图 2 校准过程中，传输仪的相对输出功率与活塞位移的实验曲线

(a) 步骤 I 的曲线 (b) 步骤 II 的曲线 (c) 步骤 III 的曲线

Fig. 2 Experimental results for the relation between relative output powers of the transmission-meter and displacements of the sliding short circuit in the calibration procedure

改进的 Ka 波段传输仪, 其校准操作简便, 又可用于测量各种长度的任意互易和非互易二端口元件, 因此是一种实用的测量系统. 虽然我们仅在 Ka 波段进行实验, 但其方法可推广到其他波段中去.

参 考 文 献

- 1 Brantervik K, Kollberg E. A new four-port automatic network analyzer; Part I—description and performance. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1985, MTT-33 (7): 563~568
- 2 Brantervik K. A new four-port automatic network analyzer; Part I — theory. *IEEE Tran Microwave Theory Tech*, 1985, MTT-33 (7): 569~575
- 3 Wu Hongxiong, Liu Daquan, Pan chuhua. A new calibration method for the four-port reflectometer. *Microwave Opt Technol Lett*, 1992, 5 (9): 423~427
- 4 Nemoto T, Wait D F. Microwave circuit analysis using the equivalent generator concept. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1968, MTT-16: 866~873
- 5 Hoer C A, Roe K C, Allred C M. Measuring and minimizing diode detector nonlinearity. *IEEE Trans Instrum Meas*, 1976, IM-25 (4): 324~329

A Ka -Band Four-port Transmission-meter

Wu Hongxiong Liu Daquan Pan Chuhua*

Abstract A four-port transmission-meter presented by Brantervik et al. is improved. The measurement principle and the calibration method for the meter setup are analyzed and some experimental results are given.

Keywords millimeter wave measurements, four-port network, transmission-meter

* Department of Radio and Electronics, Zhongshan University, Guangzhou 510275