

多状态反射计技术*

许家栋

(西北工业大学电子工程系)

提 要

本文讨论了多状态测试技术,并将它与多端口测试技术进行了比较,通过分析给出了多状态测试时的功率关系.最后给出了一个工作在毫米波波段的多状态反射计实例,所得结果是令人满意的.

一、引 言

自从六端口反射计测试技术问世以来^[1,2]已有大量的文献发表.这一方面的技术日臻完善,并为人们所接受.多端口测试技术结合微机用于微波测量,有着性能稳定、精度高、微波硬件简单等优点.可以说它是今后微波网络参数测量的主要方向之一.然而从事多端口测试技术的研究人员往往为功率检测所困扰.多端口设备一般要求4至5个数字功率计,这样将大大增加设备量和费用.同时这些设备的不一致性也会影响测试精度.为此,人们提出了一些改进方案^[3,4].多状态测试技术可以说是多端口测试技术的一种变异^[5],它可以在一定程度上简化设备,而不明显地影响测试精度.本文在格里芬(Griffin)^[5]方案的基础上,进行了深入的分析探讨,给出了一般状态下的功率关系和精度的初步分析,并在毫米波波段进行了实验研究.

二、多端口测试技术和多状态测试技术

图1是一个 n 口网络;1口接信号源,2口接被测负载.这样基于多口网络各口的入

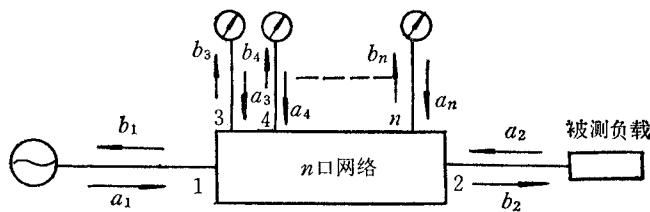


图1 n 口网络

射和出射波之间的线性变换关系,我们有:

* 1984年5月21日收到,1985年7月26日修改定稿.

$$b_i = \frac{1}{|S|} (\alpha_i \Gamma + \beta_i) b_2 \quad (1)$$

式中 α_i, β_i 是系统参数, Γ 为负载反射系数, $|S|$ 为网络 S 阵的行列式。这样, 在第 i 口测量的功率和参考口的功率之比为:

$$R_i = \frac{P_i}{P_r} = \left| \frac{d_i \Gamma + e_i}{c \Gamma + 1} \right|^2 = x_i \left| \frac{f_i \Gamma + 1}{c \Gamma + 1} \right|^2 \quad (2)$$

当比值 R_i 一定时, 所接负载的反射系数的轨迹是一个圆。其圆心坐标 O_x, O_y 为:

$$O_x = - \left[\frac{R_i}{x_i} |c| \cos \phi_c - |f_i| \cos \phi_f \right] / E,$$

$$O_y = \left[\frac{R_i}{x_i} |S| \sin \phi_c - |f_i| \sin \phi_f \right] / E, \quad (3)$$

这里 $E = \frac{R_i}{x_i} |c|^2 - |f_i|^2$ 。圆的半径为:

$$r = \left(\frac{1 - R_i/x_i}{E} + \frac{O_x^2 + O_y^2}{E^2} \right)^{1/2} \quad (4)$$

由圆心不在一条直线上的三个圆可以唯一地确定反射系数。由于多端口测试技术是在同一个网络状态下读出各测试口和参考口的功率的, 所以式(2)中分母内的系数 C 是不随测试口改变而变化的。

如果网络中只有一个参考功率计和一个测量功率计, 这样在一个状态下只能测得一组数据, 也就是说只能确定一个圆。若改变网络状态, 即可得到另外的圆, 由若干这样的圆就可唯一地确定负载的反射系数, 这就是多状态测量。类似式(2), 这里有:

$$R_i = \frac{P_i}{P_r} = \left| \frac{d_i \Gamma + e_i}{c_i \Gamma + 1} \right|^2 = x_i \left| \frac{f_i \Gamma + 1}{c_i \Gamma + 1} \right|^2 \quad (5)$$

一个最简单的多状态测试网络如图 2 所示, 它由两个高方向性定向耦合器级联而成。网络的 3 口接匹配负载, 6 口接可调短路活塞。在测量中, 短路活塞可以取 K 个位置, 用于改变网络参数, 以提供 K 个不同的网络状态。

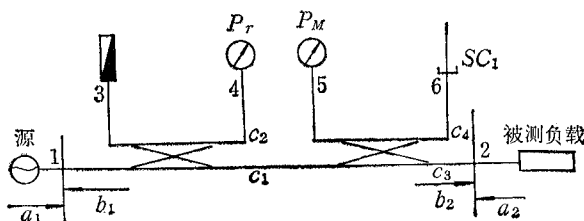


图 2 双定向耦合器多状态反射计

三、网络分析

为了求得简化公式, 以便进行校准和误差估计, 对图 2 所示网络有必要进行深入分析。首先取其中一个四口定向耦合器(图 3), 各口的入射和出射关系为:

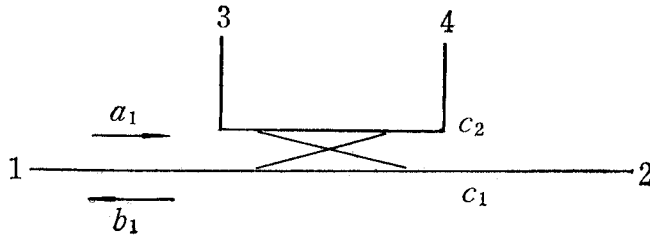


图3 四口定向耦合器

$$\{b\} = [S]\{a\}. \quad (6)$$

这里 $[S]$ 是散射矩阵。经过推导得:

$$([I] - [S][\Gamma])\{b\} = [S] \begin{Bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{Bmatrix}, \quad (7)$$

式中 $[I]$ 是单位矩阵,

$$[\Gamma] = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & & & \\ & \Gamma_2 & & \\ & & \Gamma_3 & \\ & & & \Gamma_4 \end{bmatrix}.$$

设定向耦合器是全匹配的,则有:

$$\{b\} = \frac{1}{D} \begin{Bmatrix} C_1^2 \Gamma_2 + C_2^2 \Gamma_4 - (C_1^2 - C_2^2) \Gamma_2 \Gamma_3 \Gamma_4 \\ C_1 - C_1(C_1^2 - C_2^2) \Gamma_3 \Gamma_4 \\ C_1 C_2 (\Gamma_2 + \Gamma_4) \\ C_2 + C_2(C_1^2 - C_2^2) \Gamma_2 \Gamma_3 \end{Bmatrix}, \quad (8)$$

式中 $D = 1 - C_1^2 \Gamma_1 \Gamma_2 - C_2^2 (\Gamma_1 \Gamma_4 + \Gamma_2 \Gamma_3) - C_1^2 \Gamma_3 \Gamma_4 + (C_1^2 - C_2^2) \Gamma_1 \Gamma_2 \Gamma_3 \Gamma_4$. $\Gamma_i (i=1, \dots, 4)$ 是各相应口所接负载的反射系数, $C_i (i=1, \dots, 4)$ 是相应的耦合系数。这样,对于如图2的双定向耦合器系统有:

$$\frac{b_5}{b_4} = \frac{C_1}{C_2} \frac{C_3 C_4 (\Gamma_2 + \Gamma_6)}{1 - C_3 (\Gamma_{d1} \Gamma_2 + \Gamma_5 \Gamma_6) - C_4 (\Gamma_{d1} \Gamma_6 + \Gamma_2 \Gamma_5) + (C_3^2 - C_4^2) \Gamma_{d1} \Gamma_2 \Gamma_5 \Gamma_6}, \quad (9)$$

式中 $\Gamma_{d1} = C_1^2 \Gamma_1 / (1 - C_2^2 \Gamma_1 \Gamma_4)$.

那么,表示为类似式(2)的形式,则有:

$$R_i = \frac{P_{5i}}{P_{4i}} = x_i \left| \frac{\Gamma - e^{-j\phi_i}}{B_i \Gamma + 1} \right|^2, \quad (10)$$

式中

$$B_i = \frac{(C_3^2 - C_4^2) \Gamma_{d1} \Gamma_5 \Gamma_6 - C_2^2 \Gamma_5 - C_3^2 \Gamma_{d1}}{1 - C_3^2 \Gamma_5 \Gamma_6 - C_4^2 \Gamma_{d1} \Gamma_6}.$$

令 $|C_1|, |C_2|, |C_3|, |C_4| \approx \sqrt{2}/2$ (3dB 耦合),

$|\Gamma_1|, |\Gamma_4|, |\Gamma_5| \ll 1, |\Gamma_6| \approx 1$, 则有:

$$|B_i| \ll 1; \quad (11)$$

并且当 Γ_6 相位变动时, $|B_i|$ 的变动是低一阶的。类似式(3), (4), 对于 $\Gamma_6 = -e^{-j\phi_i}$, 圆

心位置的矢径 \mathbf{R}_0 为:

$$|\mathbf{R}_0| = \left[\frac{R_i^2}{x_i^2} |B_i|^2 + 1 + 2 \frac{R_i}{x_i} |B_i| \cos(\phi_{b_i} - \phi_i) \right]^{1/2},$$

$$\text{Arg}(\mathbf{R}_0) = \text{Arctg} \left(-\frac{R_i |B_i| \sin \phi_{b_i} + x_i \sin \phi_i}{R_i |B_i| \cos \phi_{b_i} + x_i \cos \phi_i} \right), \quad (12)$$

式中 ϕ_{b_i} 是 B_i 的辐角, 这样, 在式(11)成立的前提下, 当 ϕ_i 变动时, 圆心按顺时针方向转动, 其距原点的距离在 1 附近波动.

当负载是一个可调短路活塞时, 功率计读数的比值与短路活塞移动的距离 z 的关系为:

$$R(z) = \frac{P_{5i}}{P_{4i}} = T[1 + \cos(\phi_z - \phi_i)] \left[1 + \frac{2|B_i|}{1 + |B_i|^2} \cos(\phi_z - \phi_{b_i}) \right], \quad (13)$$

式中 T 是常数.

四、校 准

校准工作对于多端口测试和多状态测试都是至关重要的. 对于如图 2 的系统, 如果所用的波导器件工作特性很好, 可以视系统为较理想的, 这时可以用式(10)来校准. 将式(10)与式(2)相比, 可见两者是相似的, 因此可用一个匹配负载和四个不同位置的短路作标准进行校准. 在每一次测量中, 系统中可调短路活塞 SC_1 取四个位置. 首先接匹配负载, $\Gamma = 0$, 即有 $x_i = \frac{P_{5i}}{P_{4i}}$. 确定了 x_i 以后, 可将接短路时所得的 $4 \times 4 = 16$ 组测量值代入式(10)中, 从而求得 SC_1 的初始相位和 4 个 B_i 的模和相位. 由式(13)可看出 R_i 是会出现零点的, 因此在计算中, 为了避免出现大的误差, 必须先求出 SC_1 的初始相位 ϕ_0 , 然后再求 B_i .

当系统不理想, 或当不用移动短路活塞 SC_1 而用 PIN 管之类电调开关管来引入相移时, 就必须用式(5), 即

$$\frac{P_{5i}}{P_{4i}} = x_i \left| \frac{f_i \Gamma + 1}{c_i \Gamma + 1} \right|^2$$

来校准. 这时仍可用类似方法来校准, 不过短路标准要增加到六个, 标准计算要稍微复杂一点. 即使是较理想的系统也可以用式(5)来校准. 这样由于计入了更多因素, 可以提高精度.

校准的计算方法是由朱达 (Judah)^[6] 的方法发展来的. 原方法在伦敦大学大学学院电子工程系经过长期使用考验, 证明是很有效的. 校准时, 先接匹配负载求 x_i , 然后对于短路负载将方程

$$R_{iK} = x_i \left| \frac{f_i \Gamma_K + 1}{c_i \Gamma_K + 1} \right|^2, \quad (i = 1 - 4, K = 1 - 6) \quad (14)$$

展开为:

$$\frac{R_{iK}}{x_i} [1 + |c_i|^2 + 2|c_i| \cos(\phi_{c_i} + \phi_K)] = 1 + |f_i|^2 + 2|f_i| \cos(\phi_{f_i} + \phi_K), \quad (15)$$

式中 ϕ_{c_i} , ϕ_{f_i} , ϕ_K 分别是 c_i , f_i 和 Γ_K 的相角。将上式成对地消去 $1 + |f_i|^2$ 项,再消去 $\cos(\phi_{f_i})$ 项就得到了形为

$$1 + |c_i|^2 + 2|c_i|A_i = 0, \quad (j = 1, 2, i = 1 - 4) \quad (16)$$

的方程,其中 A_i 中包含有 ϕ_{c_i} 的正弦和余弦项。这样消去 $1 + |c_i|^2$ 后,可解出 ϕ_{c_i} 来,然后可以解出其它的量。

五、实 验

为了验证多状态测试技术,我们做了有关毫米波反射计的实验。测试所用的设备是 8mm 波段波导型七端口反射计所用的,这样也便于将两种技术进行比较。所用 3dB 电桥在 27—40 GHz 范围内,耦合度偏差约 0.7 dB,方向性优于 46 dB;短路活塞 SC_1 的读数精度优于 0.02mm,所用校准匹配负载的反射系数小于 0.002;短路活塞的读数精度约 0.0025mm。所用功率计为 3.5 位数的 Hp432C 数字功率计。编制了相应于式(5)和式(10)的校准和测量程序。前者用 7 个标准校准,后者用 5 个标准校准。在 33—36GHz 范围内测试,实验结果见表1。所得结果是令人满意的。如所预料的,用式(5)校准的精度要高一些。测试的重复性也是良好的,用式(5)校准时,20 次测量的反射系数模值均方差 ≤ 0.003 。对短路负载测试的相角均方差 $\leq 0.3^\circ$ 。

表1 测试结果

$f(\text{GHz})$		33.38788	34.15579	35.30780	36.07579
匹配负载	A	.012 \angle 55.6°	.014 \angle 179.0°	.013 \angle -89.0°	.017 \angle 110.1°
	B	.007 \angle -131.0°	.005 \angle -128.6°	.008 \angle -152.0°	.007 \angle -97.1°
	C	.007 \angle 144.5°	.003 \angle 157.1°	.008 \angle 116.7°	.005 \angle 111.3°
短 路	A	.978 \angle -179.0°	1.024 \angle 178.9°	.980 \angle -178.7°	1.029 \angle -179.5°
	B	.992 \angle -179.3°	.994 \angle -179.2°	1.010 \angle -179.7°	1.011 \angle -179.9°
	C	.998 \angle -179.7°	.999 \angle -178.7°	1.007 \angle -178.1°	1.005 \angle 179.5°

注: A 是对式(10)用 5 个标准校准的多状态测试的结果, B 是对式(5)用 7 个标准校准的多状态测试的结果, C 是用 5 个标准校准的七端口反射计测试的结果

六、讨 论

由前面的理论分析和实验结果可以说明,多状态测试技术是一种简易的,精确度不低的测试技术。表 1 中还列出了从同样仪器和器件装置的七端口反射计测试的结果。它略好于多状态测试的结果。多状态测试结果稍差的主要原因是短路活塞读数精度较差的缘故。由式(12)可知,当 SC_1 定位有误差时,对应于那一个状态的圆心位置的角度可能产生相同(或略小)的误差。由于 SC_1 误差对 $|B_i|$ 的影响较小,可以认为 $|R_0|$ 变动也较小,所以可以认为短路活塞定位误差主要是影响各圆心的相角。由于我们取了 4 个状态,这个反射计就相当于一个七端口反射计,如果最大定位误差为 $\Delta\phi$,则测试结果的最大误差为 $|\Gamma|\Delta\phi$ (包括幅度和相位误差在内)。它的几何解释见图 4。由于定位误差的随

机性, 所以一般测试时误差远小于上述最大误差。多状态测试的精度有赖于短路活塞的精度, 这和多端口测试相比是一大缺点。在较长波长时误差可以做得很小, 如 5GHz 时 0.01mm 产生的误差是 0.002, 但在毫米波则要严重得多。由式(12)可知调整 SC_1 可从变动圆心的角分布, 这样就易于得到圆心的最佳角分布。这和多端口测试相比又是一大优点。因为多端口测试是无法控制圆心的角分布的, 有时圆心的角分布会变得很坏。

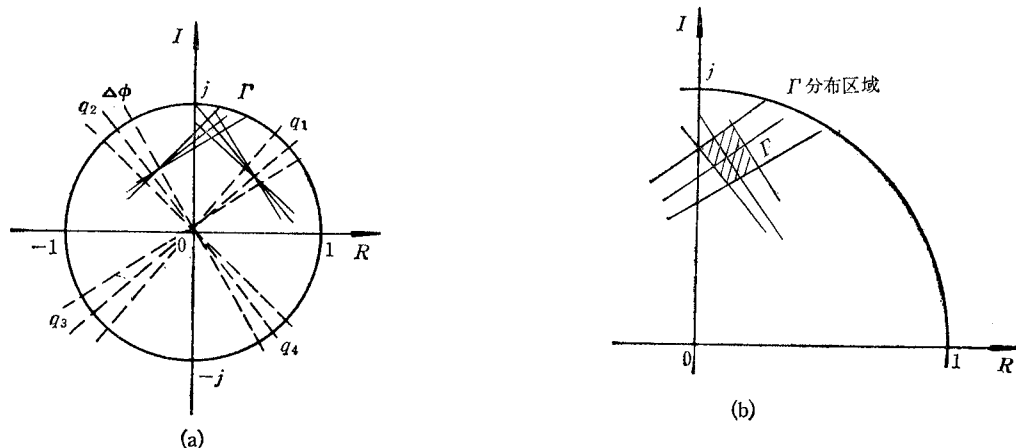


图4 SC_1 的定位精度对测试的影响

多状态测试可以用步进电机驱动短路活塞, 也可以用电动波导开关, 以实现测试自动化。如果用 PIN 开关移相, 则速度可以加快, 也易于与计算机联接, 当然这时只能用式(5)来校准。

七、结 论

通过对多状态测试技术的分析, 说明这是一种很有前途的测试技术。它与微机联用, 可进一步简化微波硬件, 并可直接用于毫米波测试。初步实验给出了较满意的结果。

本文的大部分工作是在伦敦大学大学院 (U. C. L.) 电子工程系工作时进行的, 与卡伦 (Cullen) 教授进行过多次有益的讨论, 陈国瑞副教授给了不少指导, 贝尔福特 (Belfort) 先生提供了设备方便, 在此特表示感谢。

参 考 文 献

- [1] C. A. Hore, *IEEE Trans. on IM*, **IM-21** (1972), 470.
- [2] G. F. Engen, *ibid*, **IM-22** (1973), 295.
- [3] G. P. Riblet, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-29** (1981), 155.
- [4] L. C. Oldfield and J. P. Ide, Measurement of Complex Reflection Coefficient in W-Band Measured Using a 4-port Reflectometer with Precision Waveguide Spacers, *IEE Colloquium on Advance in S-Parameter Measurement at Microwavelengths*, in London, May 1983, pp. 8/1—8/6.
- [5] E. J. Griffin, The Multistate reflectometer RSRE Memorandum No. 3625.
- [6] A. Jenkins, Seven Port Reflectometer, Ph. D. Thesis University College, London, 1982.

MULTISTATE REFLECTOMETER

Xu Jiadong

(Department of Electronic Engineering, Northwestern Polytechnical University)

A detail discussion on multistate technique and a comparison of it with the multiport technique are given. The relation between output powers and reflection of the device under test is shown. An experimental millimeter-wave multistate reflectometer is given and its measuring results are satisfactory.