

双六端口网络分析仪的“L”校准法和系统的测量误差分析

申东娅 阮成礼 林为干

(云南大学,昆明 650091) (电子科技大学,成都 610054)

摘要 本文提出了仅用一段传输线校准双六端口网络分析仪的新方法——“L”校准法。用此方法,传输线电长度无需确知。详细分析了双六端口网络分析仪使用非理想隔离器产生的误差,给出了系统工作于“准理想”隔离状态所需的隔离度。

关键词 微波测量;双六端口网络分析仪;校准

一、引言

六端口网络分析仪的校准,是微波网络参数准确测量的关键。单六端口网络的校准发展较早,也较成熟^[1-5]。目前较流行的双六端口网络校准法有“STD”^[6]和“TRL”^[7]两种。这两种方法的缺点是功率读数太多。文献[8]提出用叠加原理来校准双六端口网络分析仪,使功率读数减少到68个。文献[9]使双六端口网络分析仪的校准程序进一步简化。本文以文献[9]为基础,提出了校准双六端口网络分析仪的一种新方法。这种方法校准和测量程序简单,功率测量读数大大减少,而且唯一的一段校准用传输线的电长度无需确知。

文献[8~10]和本文讨论的校准法都是建立在理想隔离器基础上的。实际使用的隔离器是不理想的,就会产生测量误差。本文进一步讨论了隔离器非理想时对校准和测量所带来的误差,并给出了“准理想”隔离工作时隔离器参数应达到的指标。

二、测量原理

图1是双六端口网络分析仪简图。它由信号源,功分器(D),隔离器(I_1, I_2, I_3),开关(K_1, K_2),衰减器(A_1, A_2),匹配负载和六端口网络等组成。参考面1和2之间接待测二端口网络,其散射参数为 $S_{ij}(i, j=1, 2)$; Γ_1 和 Γ_2 是由参考面1和2分别向六端口SP1和SP2看进去的反射系数。 C_1 和 C_2 分别是信号源到达待测二端口网络两个端口的来波。 Γ_1, Γ_2 和 C_2/C_1 是系统常数。

如隔离器是理想的,就能保证:

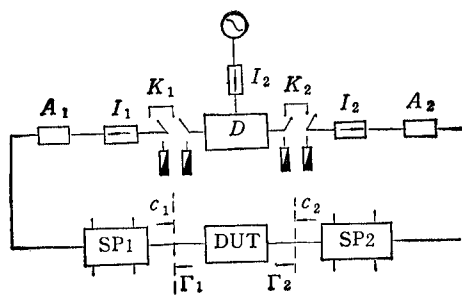


图1 双六端口网络分析仪简图

(1) 无论参考面 1 和 2 之间接什么样的待测二端口网络, Γ_1 , Γ_2 和 C_2/C_1 均保持为常数;

(2) 无论开关 K_i 在什么状态, Γ_1 和 Γ_2 都保持为常数。

当开关 K_1 接通(使六端口 SP1 与信号源接通,称 K_1 为通), 开关 K_2 与匹配负载接通(使六端口 SP2 与信号源断开,称 K_2 为断)时, SP1 测得的反射系数用 Γ_{1p} 表示, 则有

$$\Gamma_{1p} = (S_{11} - \Gamma_2 \Delta) / (1 - \Gamma_2 S_{22}) \quad (1)$$

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

当开关 K_1 断, K_2 通时, SP2 测得的反射系数用 Γ_{2p} 表示, 有

$$\Gamma_{2p} = (S_{22} - \Gamma_1 \Delta) / (1 - \Gamma_1 S_{11}) \quad (2)$$

当开关 K_1 和 K_2 都处于通状态时, 六端口测得的反射系数用一个下标 a 表示, 则有

$$\Gamma_{1a} = S_{11} + S_{12} a_2 / a_1 \quad (3)$$

$$\Gamma_{2a} = S_{22} + S_{21} a_1 / a_2 \quad (4)$$

$$a_1 = c_1 + \Gamma_1 b_1 \quad (5)$$

$$a_2 = c_2 + \Gamma_2 b_2 \quad (6)$$

(3)~(6)式中, 系统常数 Γ_1 , Γ_2 和 c_2/c_1 可由校准确定。因此, 只要在三种开关状态测出 Γ_{1p} , Γ_{2p} , Γ_{1a} 和 Γ_{2a} , 待测网络 S 参数就可被完全确定。解 (3)~(4) 式, 并令 $C = C_2/C_1$, 得与文献[10]一致的解:

$$S_{11} = (\Gamma_{1p} - \Gamma_2 \beta_1 \beta_2) / \beta_3 \quad (7a)$$

$$S_{12} = \beta_1 (1 - \Gamma_2 \Gamma_{2p}) / \beta_3 \quad (7b)$$

$$S_{11} = \beta_2 (1 - \Gamma_1 \Gamma_{1p}) / \beta_3 \quad (7c)$$

$$S_{22} = (\Gamma_{2p} - \Gamma_1 \beta_1 \beta_2) / \beta_3 \quad (7d)$$

$$\beta_1 = (1/C) [(\Gamma_{1a} - \Gamma_{1p}) / (1 - \Gamma_1 \Gamma_{1a})] \quad (7e)$$

$$\beta_2 = C(\Gamma_{2a} - \Gamma_{2p}) / (1 - \Gamma_2 \Gamma_{2a}) \quad (7f)$$

$$\beta_3 = 1 - \Gamma_1 \Gamma_2 \beta_1 \beta_2 \quad (7g)$$

三、双六端口网络分析仪的校准

假设两个单六端口网络已由文献[4]的方法校准(此时有 2×16 个功率读数), 讨论双

六端口网络的校准。

在 SP1, SP2 两个测量参考面之间接入一段传输线, 其电长度为 θ , 则 $S_{11} = S_{22} = 0$, $S_{12} = S_{21} = \exp(-j\theta)$ 。在三种开关状态下测出 Γ_{1p} , Γ_{2p} , Γ_{1a} 和 Γ_{2a} (此时有 16 个功率读数), 由(1)~(4)式可得三个系统常数

$$\Gamma_1 = \Gamma_{2p} / \Gamma_{1a} \Gamma_{2a} \quad (8a)$$

$$\Gamma_2 = \Gamma_{1p} / \Gamma_{1a} \Gamma_{2a} \quad (8b)$$

$$C^2 = \Gamma_{2a} (\Gamma_{1a} - \Gamma_{1p})^2 / [\Gamma_{1a} (\Gamma_{2a} - \Gamma_{2p})^2] \quad (8c)$$

$$C = \exp(j\beta l) \Gamma_{2a} (\Gamma_{1a} - \Gamma_{1p}) / (\Gamma_{2a} - \Gamma_{2p})^2 \quad (8d)$$

或

$$C = \exp(-j\beta l) (\Gamma_{2a} - \Gamma_{2p}) / [\Gamma_{1a} (\Gamma_{1a} - \Gamma_{1p})]^2 \quad (8e)$$

$$\exp(j\beta l) = \begin{cases} \exp(j\alpha/2), & k\lambda \leq l < (k+1/2)\lambda \\ \exp[(j(\alpha/2 + \pi))], & (k+1/2)\lambda \leq l < (k+1)\lambda \end{cases} \quad (8f)$$

$$\exp(j\alpha) = 1 / (\Gamma_{1a} \Gamma_{2a}) \quad (8g)$$

其中, $\beta = 2\pi/\lambda$; λ 为波导波长; l 为传输线长度。可以看出, 系统常数可以全由测试数据 Γ_{1p} , Γ_{2p} , Γ_{1a} 和 Γ_{2a} 得出, 而不必确知 βl , 消除了校准标准“不标准”带来的校准误差, 有利于提高测量精度。同时, 若有必要, βl 可以在校准中求出。

四、误差分析

上述的理论是建立在理想隔离基础上的, 非理想隔离将使系统常数发生变化。

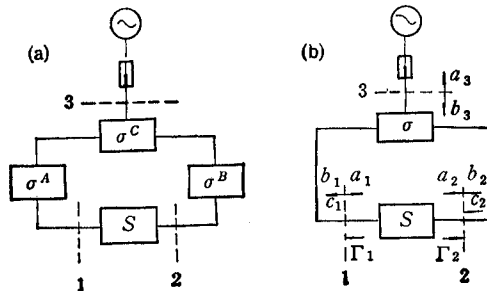


图 2 双六端口网络分析仪的等效电路

图 2 是双六端口网络分析仪的等效电路。图 2(a) 中 σ^C 是功分器散射参数, $\sigma^A (i=1)$ 和 $\sigma^B (i=2)$ 分别是开关 K_i , 衰减器 A_i , 隔离器 I_i , 六端口 SPi 及其四个功率计构成的二端口网络的散射参数。图 2(b) 是以 1, 2, 3 为参考面, 把除信号源和被测器件以外的所有无源器件一起等效为一个三端口网络 σ 后得到的双六端口网络分析仪的等效电路。 a_1, a_2, a_3 和 b_1, b_2, b_3 分别是等效三端口网络的出射波和入射波。同时, a_1, a_2 和 b_1, b_2 又是被测二端口网络的入射波和出射波。若设信号源反射系数为 Γ_g , 电源波为 E , 有

$$a_1 = \sigma_{11} b_1 + \sigma_{12} b_2 + \sigma_{13} b_3 \quad (9a)$$

$$a_2 = \sigma_{21}b_1 + \sigma_{22}b_2 + \sigma_{23}b_3 \quad (9b)$$

$$a_3 = \sigma_{31}b_1 + \sigma_{32}b_2 + \sigma_{33}b_3 \quad (9c)$$

$$b_3 = E + \Gamma_g a_3 \quad (9d)$$

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (9e)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (9f)$$

解 (9a) ~ (9f) 式并考虑实际二端口网络 $S_{12} \neq 0$, $S_{21} \neq 0$, 得

$$C = c_2/c_1 = \frac{E_2}{E_1} \frac{1 + A_{12}(\Delta/S_{12})}{1 + A_{21}(\Delta/S_{21})} \quad (10a)$$

$$\Gamma_1 = \frac{A_{11} + A_{12}(S_{22}/S_{12})}{1 + A_{12}(\Delta/S_{12})} \quad (10b)$$

$$\Gamma_2 = \frac{A_{22} + A_{21}(S_{11}/S_{21})}{1 + A_{21}(\Delta/S_{21})} \quad (10c)$$

其中, $E_i = \sigma_{i3}E/\theta$, ($i = 1, 2$); $\theta = 1 - S_{33}^0\Gamma_g$; $A_{ij} = \sigma_{ij} + \sigma_{i3}\sigma_{j3}\Gamma_g/\theta$, ($i, j = 1, 2$); σ_{ij} ($i, j = 1, 2, 3$) 是等效三端口网络 σ 的散射参数。

可见, 欲使 C , Γ_1 和 Γ_2 在测量任何二端口网络时保持不变的充要条件是 $A_{12} = A_{21} = 0$ 。这正是使用理想隔离器可以满足的条件。隔离器非理想时, $A_{12} \neq 0$, $A_{21} \neq 0$, 系统常数就有误差。考虑对称结构并作一阶近似, 取 $1/(1-x) = 1+x$ ($x \ll 1$), (10) 式变为

$$C = 1 + A_{12}(S_{21} - S_{12})\Delta/(S_{12}S_{21}) \quad (11a)$$

$$\Gamma_1 = A_{11} + A_{12}(S_{22} - A_{11}\Delta)/S_{12} \quad (11b)$$

$$\Gamma_2 = A_{22} + A_{21}(S_{11} - A_{11}\Delta)/S_{21} \quad (11c)$$

假设功分器对称, $\sigma_{11}^c = \sigma_{22}^c$; $\sigma_{12}^c = \sigma_{21}^c$; $\sigma_{13}^c = \sigma_{23}^c = \sigma_{31}^c = \sigma_{32}^c$ 。两条支路也对称, $\sigma^A = \sigma^B$ 。

若隔离器, 衰减器, 六端口的散射参数为 σ^i , σ^a , σ^r , 则 σ^A 可近似为

$$\sigma_{11}^A = \sigma_{11}^i; \quad \sigma_{12}^A = \sigma_{12}^i\sigma_{12}^a\sigma_{12}^i; \quad \sigma_{31}^A = \sigma_{21}^i\sigma_{21}^a\sigma_{21}^i$$

考虑一般情形, 以功分器隔离度为 -20dB , 六端口传输系数为 -6dB , 信号源 $\Gamma_g = -20\text{dB}$, 衰减器无衰减, 计算得

$$A_{12} = A_{21} \approx 0.047\sigma_{12}^i \quad (12a)$$

$$A_{11} \approx \sigma_{22}^A + 0.035\sigma_{12}^i \quad (12b)$$

开关 K_i ($i = 1, 2$) 断开, 接匹配负载时, 测得的反射系数为

$$\Gamma_i = \sigma_{22}^A (i = 1, 2) \quad (13)$$

将(12)和(13)式代入(11)式得实际工作时系统常数与测量得到的系统常数之间的误差为

$$\Delta C = 0.047[(S_{21} - S_{12})\Delta/S_{12}S_{21}]\sigma_{12}^i \quad (14a)$$

$$\Delta\Gamma_1 = [0.035 + 0.047(S_{22} - \sigma_{22}^A\Delta)/S_{12}]\sigma_{12}^i \quad (14b)$$

$$\Delta\Gamma_2 = [0.035 + 0.047(S_{11} - \sigma_{22}^A\Delta)/S_{21}]\sigma_{12}^i \quad (14c)$$

其中, σ_{12}^i 就是表征隔离器隔离性能的网络参数。在理想隔离时, $\sigma_{12}^i = 0$ 。

为了研究非理想隔离和功率测量误差对测量精度的影响, 作者做了计算机模拟计算。首先就非理想隔离产生的系统常数的最大误差进行模拟。图 3 和图 4 表示两种不同的隔离条件下, 测量无源对称二端口网络和有源二端口网络时, 双六端口系统常数在开关 K_1 和

K_2 均通时产生的最大误差,它说明了隔离器性能对系统常数的影响。可见,要保持系统常数不变在于增大隔离器的隔离度。

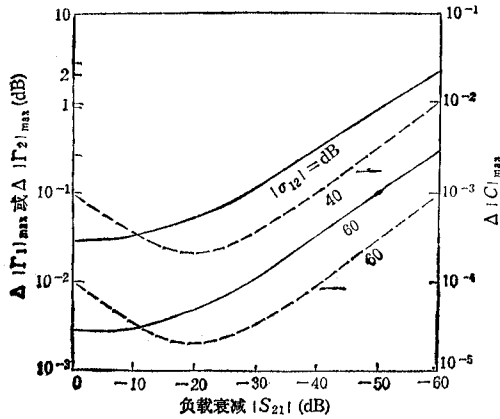


图3 系统常数最大误差(测无源对称二端口网络)

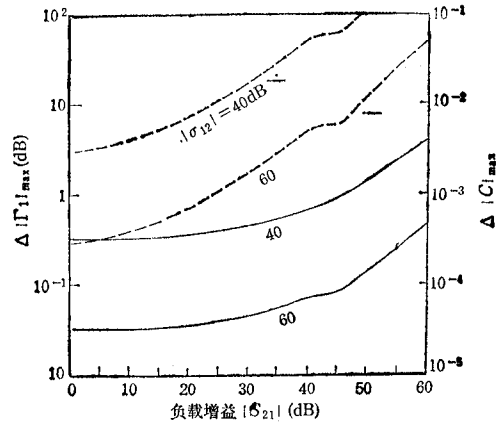


图4 系统常数最大误差(测有源二端口网络)

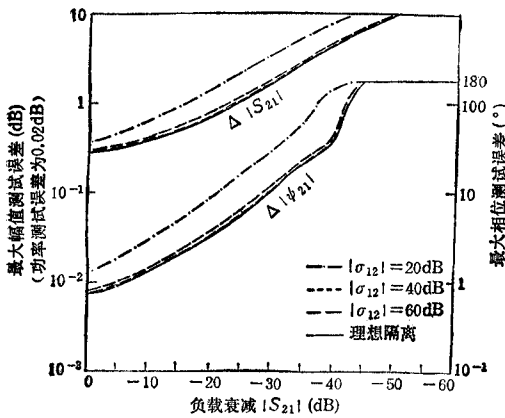


图5 不同隔离条件下双六端口网络分析仪最大可能测量误差(测量衰减器)

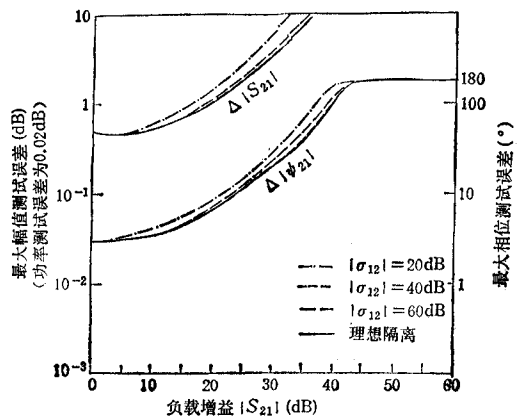


图6 不同隔离条件下双六端口网络分析仪最大可能测量误差(测放大器)

然后,我们在计算机上就非理想隔离和功率测量误差对网络参数测量误差的影响进行了模拟计算。图5和图6是一个对称的六端口网络分析仪(单个六端口是理想六端口网络)的模拟结果。在一定功率测量误差条件下,隔离条件不同时所得到的网络参数最大测量误差与被测二端口网络传输参数模值的关系¹⁾。无论是对无源器件的模拟(图5),还是对有源器件的模拟(图6),都同样表明:

(1) $|\sigma_{12}| = 60\text{dB}$ 的曲线与理想隔离的误差曲线基本重合,即此时非理想隔离产生的网络参数的误差极小,可看作“准理想”状态;

(2) $|\sigma_{12}| = 40\text{dB}$ 和 $|\sigma_{12}| = 60\text{dB}$ 的曲线非常接近,亦即,40dB的隔离已能满足工程测量的要求。

另一方面,由(10)式可知,减小系统常数误差的关键在于减小系统的“有效隔离因子”

1) ΔS_{22} 随不同隔离条件的变化与 ΔS_{21} 同,故只给出了 ΔS_{21} 的曲线, ΔS_{22} 略。

A_{12} , A_{12} 与隔离器、衰减器、六端口、信号源等有关。因此,要减小 A_{12} , 除增大隔离度外,可采取下述办法:

- (1) 增大信号源功率,使衰减器有大的衰减,即减小 $|\sigma_{12}^a|$ 和 $|\sigma_{21}^a|$;
- (2) 选择输入驻波比较小的隔离器接于信号源与功分器之间,以减小信号源反射系数 Γ_g ;
- (3) 使功分器两个输出端口间隔离性能尽量好。

五、结 论

在六端口测量技术中,功率测量误差是引起测量结果误差的一个重要因素。本文提出的新方法,在校准测量过程中不仅具有功率读数少的优点,还兼有 STD 和 TRL 校准法对校准标准依赖性不强的优点。对非理想隔离器进行的误差分析和大量计算机模拟结果表明,60dB 的隔离度可认为是准理想隔离,40 dB 的隔离已能满足工程测量的要求。因此,实际工作中无需片面追求很高隔离度。

参 考 文 献

- [1] G. F. Engen, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-26**(1978)12, 951—957.
- [2] D. Woods, *Proc. IEE*, **126**(1979)2, 221—228.
- [3] P. I. Somlo, J. D. Hunter, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-30**(1982)2, 186—192.
- [4] S. H. Li, R. G. Bossio, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-30**(1982)7, 1085—1090.
- [5] C. A. Hoer, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-25**(1977)12, 1070—1074.
- [6] G. F. Engen, C. A. Hoer, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-27**(1979)12, 987—992.
- [7] H. M. Cronson, L. Susmen, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-29**(1981)3, 372—378.
- [8] 孙稼,电子学报, **12**(1984)6, 6—10.
- [9] 阮成礼,中国科学, A 辑, 1987年, 第2期, 第201—210页.
- [10] S. H. Li, R. G. Bossio, *IEEE Trans. on IM*, **IM-31**(1982)1, 40—43.
- [11] 申东娅,电子科技大学硕士研究生论文,成都,1988年.

“L” CALIBRATION FOR DUAL-SIX-PORT NETWORK ANALYZER AND ANALYSIS OF SYSTEM MEASURING ERROR

Shen Dongya

(Yunnan University, Kunmin 650091)

Ruan Chengli Lin Weigan

(University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054)

Abstract A new method——“L” calibration technique for calibrating the duali-six-port network analyzer is proposed. Usinf this method a section of transmission line is needed only, and its length is not necessary to be known accurately. The measuring errors introduced by non-ideal isolators are discussed, and the degree of isolation needed for the system working in “the quasi-ideal condition” is given.

Key words Microwave measurement; Dual-six-port network analyzer; Calibration