

# 扩展 OSL 方法校准微波双口测试夹具

陈振宇,王幼林,祝宁华

(中国科学院半导体研究所集成光电子学国家重点实验室,北京 100083)

**摘 要:** 常规的 OSL(open short-load) 校准方法具有简便易行的特点,被广泛应用于单端口测量的测试夹具的校准. 在本文中,OSL 方法被首次扩展应用于双端口夹具的校准,并消除该方法带来的相位不确定问题. 通过实验证明这种方法与 SOLT(short-open-load-thru) 方法同样精确.

**关键词:** 校准;微波网络分析仪;散射参数测量;相位不确定性

**中图分类号:** TN707 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 11-1711-04

## The Extended OSL Method for Calibrating the Two-Port Microwave Test Fixtures

CHEN Zhen-yu, WANG You-lin, ZHU Ning-hua

(State Key Laboratory on Integrated Optoelectronics, Institute of Semiconductors, CAS, Beijing 100083, China)

**Abstract:** The open short-load(OSL) method is very simple and widely used for one-port test fixture calibration. In this paper, this method is extended to the calibration of two-port test fixtures for the first time. The problem of phase uncertainty arising in this application has been solved. The comparison between our results and those obtained with the short-open-load-thru (SOLT) method shows that the method established is accurate enough for practical applications.

**Key words:** calibration; microwave network analyzer; scattering parameter measurement; phase uncertainty

### 1 引言

微波网络分析仪的测试夹具校准是微波网络测量过程中的重要步骤,测量的精度取决于所采用的校准标准和计算方法. 通常采用的校准标准有短路(short),开路(open),匹配(match),直通(thru)或传输线(line或delay),常见的方法有 LSO(line-short-open)<sup>[1]</sup>,TRL(thru-reflect-line)<sup>[2]</sup>,LRL(line-reflect-line)<sup>[3]</sup>,TSM(thru-short-match)<sup>[4]</sup>,TOM(thru-open-match)<sup>[4]</sup>,TSD(thru-short-delay)<sup>[5]</sup>,LMR(line-match-reflect)<sup>[6]</sup>,LAR(line-attenuation-reflect)<sup>[7]</sup>等. 测试夹具的双口校准至少需要一个传输参数不为零的已知双口网络作为标准<sup>[8,9,13]</sup>,如 thru 或 line 校准. 当两个测试端口相同时,这类传输标准容易得到,并且标准的精度也较高.

而在实际工作中经常碰到两个测试端口不同的情况. 如被测双口网络的一端是同轴线,另一端是共面线,此时需要一个同轴到共面线的传输标准. 又如在测试激光器时,对激光器芯片,需要用微波探针来连接激光器. 激光器模块的输入端为微带或接地共面微带线. 激光器输出光经过高速探测器后输出射频信号,探测器的输出端通常为 SMA 同轴接头. 因此,激光器测试的夹具校准过程需要不同端口的校准标准. 而实际应用中这类标准不易获得. 不同测试端口夹具的双端校准一直是未得到解决的问题.

OSL(open short-load) 方法<sup>[11]</sup>是一个简便易行的校准方法,只需要三个反射标准就可以进行校准. 但这个方法只能用于单端口网络的校准. 本文将 OSL 扩展应用于双口测试夹具的校准,并通过实验验证,证明了扩展的 OSL 方法的正确性,从而很好地解决了不同测试端口夹具的双口校准问题.

### 2 扩展的 OSL 方法

在图 1 中,对三个已知标准的反射系数  $\Gamma_i$ ,测试夹具的  $S_F$  参数和在网络分析仪测试端口得到的反射系数  $M_i$  的关系可表示为<sup>[11]</sup>:

$$M_i = S_{F11} + \frac{S_{F21} S_{F12} \Gamma_i}{1 - S_{F22} \Gamma_i}, \quad i = 1, 2, 3 \quad (1)$$

式中下标  $M$  表示测量得到的反射参数,  $F$  表示测试夹具. 从上式可见,无论采用什么样的校准标准,能够得到的测试夹具的参数为  $S_{F11}$ 、 $S_{F21}$ 、 $S_{F12}$  和  $S_{F22}$ . 如将标准 short, open, load 的反射参数  $\Gamma_S$ ,  $\Gamma_O$ ,  $\Gamma_L$  代入,且  $\Gamma_L = 0$ , 对应网络分析仪测试端口得到的反射参数分别为  $M_S$ ,  $M_O$ ,  $M_L$ , 式中下标  $S, O, L$  分别代表三个标准. 求解方程组得到测试夹具的  $S$  参数为:

$$S_{F11} = M_L \quad (2)$$

$$S_{F22} = \frac{S(O(M_S - M_O) + O(M_S - M_L))}{S(O(M_S - M_O))} \quad (3)$$

$$S_{F21} S_{F12} = \frac{(S - O)(M_S - M_L)(M_O - M_L)}{S(O(M_S - M_O))} \quad (4)$$

收稿日期:2001-07-18;修回日期:2002-06-20

基金项目:国家杰出青年科学基金(No. 69825109)

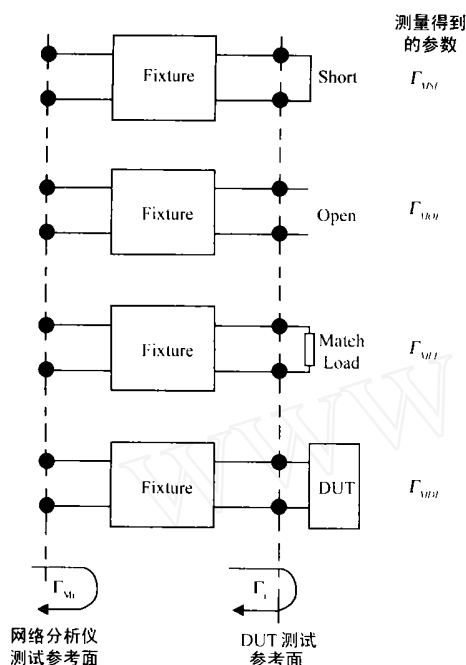


图 1 OSL 方法单端口校准示意图

常规的 OSL 方法, 只能用于单端反射测量.

对于双口测试夹具 A 和 B, 校准过程中所需要的参量为<sup>[10,13]</sup>:

$$S_{A11}, S_{A22}, k_A, k_B, S_{B11}, S_{B22}, k_B \quad (5)$$

其中  $F = S_{F11} S_{F22} - S_{F12} S_{F21}, F = A, B \quad (6)$

$$k = S_{A21} / S_{B12} \quad (7)$$

如果用常规的 OSL 方法对测试夹具 A 和 B 分别进行校准, 可以得到的参量为:

$$S_{A11}, S_{A22}, S_{A21} S_{A12}, S_{B11}, S_{B22}, S_{B21} S_{B12} \quad (8)$$

比较式(5)和(8)可见, 只有当夹具的传输参数  $S_{F21}$  确定之后, 才能够解决不同端口双口测试夹具的校准问题.

如图 2 所示为将 OSL 校准方法扩展应用于双口测试夹具校准的测量. 大多数情况下的测试夹具为互易网络, 故有  $S_{F21} = S_{F12} = \pm \sqrt{S_{F21} S_{F12}}$  关系成立. 这样, 双端口测量的 OSL 方法校准在传输参数的求解过程中, 存在正负根号的选取问题, 即相位不确定性问题<sup>[12,13]</sup>. 解决这一问题的方法很多. 当两个测试端口相同时, 采用 TSM 方法可以很好地解决这一问题, 但对于两个测试端口不同的夹具, 一种可行的办法是通过估算夹具的电长度来选取  $S_{F21}$  的正确根<sup>[2]</sup>, 但这个方法存在极大的局限性. 下面将提出一个新的方法, 它能够很方便地解决相位不确定性问题.

假设  $S_{F21} = S_{F12} = |S_{F21}| e^{i(\pm 2n)}$ , 为  $S_{F21}$  的相角,  $n = 0, 1, 2, \dots$  从  $S$  参数的 Smith 圆图上可以看出,  $S$  参数的相位是一条连续变化的曲线, 我们称之为真实的相频响应曲线. 但由于  $e^{i(\pm 2n)} = e^{\pm i 2n}$ , 故而习惯上只用  $\pm$  来表示  $S$  参数的相频特性, 并且有  $[-, ]$ . 这样, 在测量得到的  $S$  参数相频曲线上就会出现  $\pm$  区间内呈现锯齿状周期性跳变的相频响应曲线. 通常测量的  $S_{F12} S_{F21}$  的相位也是在  $-$  到  $+$  之间的. 为

了选取正确的  $n$  值, 我们先要恢复  $S_{F12} S_{F21}$  的真实相频响应曲线. 如图 3(a) 所示为假想的  $S_{F12} S_{F21}$  的相频曲线, 在第  $n$  次相位出现  $-$  的时候, 将测量的相位加上  $n$  个  $-2$ , 便可以获得  $S_{F12} S_{F21}$  的真实相频响应. 将  $S_{F12} S_{F21}$  的真实相频响应除 2 便可得到  $S_{F21}$  的真实相频响应, 如图 3(b) 所示. 在真实相频响应曲线上, 开根号前后的  $S$  参数相位曲线都应该是连续的. 这样我们就可以正确选取  $S_{F21}$  的根, 从而能够解决不同测试端口的夹具的双口校准问题.

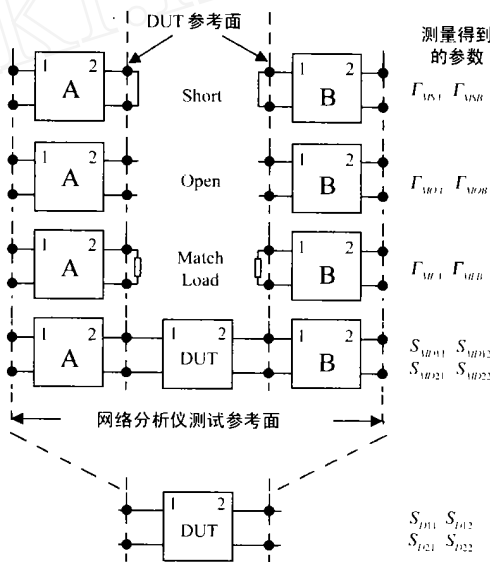


图 2 扩展 OSL 方法双口夹具校准示意图

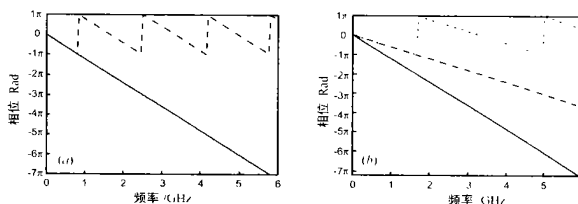


图 3 (a) 中实线为真实的相频曲线, 虚线为通常测量得到的相频曲线; (b) 中实线为真实的  $S_{F21} S_{F12}$  相频曲线, 虚线为真实的  $S_{F21}$  相频曲线, 点线为通常测量得到的  $S_{F21}$  相频曲线.

### 3 实验结果

为了验证扩展 OSL 方法的正确性, 我们首先选择一个两端都为同轴接口的无源器件作为被测器件, 该器件和夹具都可以直接用网络分析仪测量. 这样便可将我们的结果与直接测量的结果进行比较. 我们使用 HP8720D 网络分析仪, 其频率范围为 50MHz ~ 20.05GHz. 用 HP85052D 标准进行双端口 SOLT 校准.

在实验中, HP85052D 的 short, open, load 作为校准标准, 由于标准具有一定的电长度, 则  $s = -e^{-2j l_1}, o = -e^{-2j l_2}, l = 0$ . 其中  $l_1 = 9.519\text{mm}, l_2 = 9.4728\text{mm}$ . 如图 4 所示为扩展 OSL 方法的测量结果. 从图中可以清楚地看到, 扩展 OSL 方法的结果与网络分析仪直接测量的结果十分吻合.

在两个测试端口不同的情况下, 无法得到被测负载直接

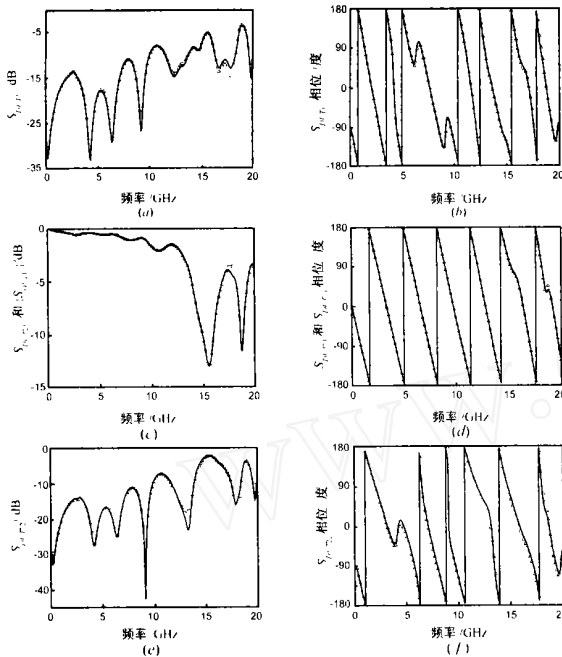


图 4 被测器件直接测量得到的结果(空心三角形)与通过 OSL 方法计算结果(实线)的比较

测量的结果,因此不能将扩展 OSL 方法的结果与直接测量的结果进行比较。实验中以 Cascade ACP40-GS-200 微波探针作为测试夹具,微波探针的输入端为 SMA 同轴接头,输出端为共面微带接头。以相应的标准套件 Cascade 103-736 的 short, open, load 标准作为共面微带标准<sup>[15]</sup>,采用扩展 OSL 方法进行校准,得到微波探针的全部 S 参数。在夹具(微波探针)校准后,就可以利用微波探针来测量半导体激光器芯片的 S 参数<sup>[14]</sup>,从而得到半导体激光器芯片真实的频率响应,比较校准前后的测试结果,如图 5 所示。由于微波探针的反射系数和传输损耗都较小,校准前后的结果差异较小。这是扩展 OSL 方法进行双口网络校准的一个典型应用。

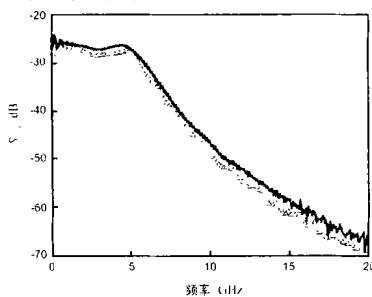


图 5 激光器芯片校准前测试结果(空心三角形)与通过扩展 OSL 方法校准后测试结果(实践)的比较

#### 4 讨论与结论

扩展 OSL 方法要求在测量相频曲线变换为真实相频响应曲线的过程中,测试频率起始点应该尽量低,在这个频率点上  $S_{12}$  的相位变化不超过  $\pi$ ,  $n$  由 0 开始取值。如果被测的微波双口网络电长度过长,可能会得到错误的  $n$  的取值。但

对于大多数情况来说,微波网络分析仪的频率起点都较低,例如 HP8510 系列网络分析仪的频率起点通常为 45MHz, HP8720 网络分析仪频率起点为 50MHz。在这个频率上相移达到  $\pi$  时,夹具的电长度为几米,而大多数夹具电长度都比这个长度要小得多。因此,对大多数实际应用来说,不会出现错误选择  $n$  值的情况。

在不同测试端口环境下,无法获得 Thru 或 Line 或其它已知传输标准,双口测试夹具的校准一直是未得到解决的问题。本文首次提出了解决这一问题的方法,通过实验证明扩展的 OSL 方法具有简便易行的优点。该方法对于实际工作中经常遇到的不同端口双口测试夹具的校准具有十分重要的意义。

#### 参考文献:

- [ 1 ] R L Vaitkus. Wide-band de-embedding with a short, an open, and a through line[J]. Proceedings of the IEEE, 1986, 74(1): 71 - 74.
- [ 2 ] G F Engen, et al. Thru-reflect-line: An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1979, 27(12): 987 - 993.
- [ 3 ] C A Hber, et al. On-line accuracy assessment for the dual six-port ANA: Extension to nonmating connectors[J]. IEEE Trans Instrument Meas, 1987, 36: 524 - 529.
- [ 4 ] N H Zhu, et al. Correlation of calibration equations for test fixtures[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1999, 47(10): 1949 - 1953.
- [ 5 ] N R Franzen, et al. A new procedure for system calibration and error removal in automated S-parameter measurements[A]. Proc 5th European Microwave Conf. [C]. Hamburg, Germany: 1975. 67 - 73.
- [ 6 ] H-J Eul, et al. Thru-match-reflect: One result of a rigorous theory for de-embedding and network analyzer calibration[A]. Proc 18th European Microwave Conf [C]. Stockholm, Sweden: 1988. 909 - 914.
- [ 7 ] H-J Eul, et al. A generalized theory and new calibration procedures for network analyzer self-calibration[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 1991, 39(4): 724 - 731.
- [ 8 ] K J Silvonon. A general approach to network analyzer calibration[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 1992, 40(4): 754 - 759.
- [ 9 ] K J Silvonon. Calibration of test fixtures using at least two standards [J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1991, 39(4): 624 - 630.
- [ 10 ] R A Speciale. A generalization of the TSD network-analyzer calibration procedure, covering import scattering-parameter measurements, affected by leakage errors[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1977, 25(12): 1100 - 1115.
- [ 11 ] R T Webster. Determination of InP HEMT Noise Parameters and S-Parameters to 60 GHz[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1995, 43(6): 1216 - 1225.
- [ 12 ] R P Meys. A triple-through method for characterizing test fixtures[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1988, 36(6): 1043 - 1046.
- [ 13 ] N H Zhu. Phase uncertainty in calibrating microwave test fixtures[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1999, 47(10): 1917 - 1922.
- [ 14 ] N H Zhu, et al. Scattering-Parameter Measurements of Laser Diodes [J]. Optical and Quantum Electronics, 2002, 34(8): 742 - 757.
- [ 15 ] Agilent Technologies. On-Wafer Measurements Using Agilent 8510 Network Analyzer and Cascade Microtech Wafer Probes[Z]. Product Note 8510 - 6, USA: 1986.

## 作者简介:

陈振宇 男,1977年8月出生于福建漳州,1999年获复旦大学微电子学与固体电子学专业学士学位,现为中科院半导体所博士研究生,研究方向为微波网络分析仪校准,材料介电特性测量。

王幼林 男,1970年9月出生于河南潢川,1991年获四川大学光学专业学士学位,2000年获北京师范大学光学专业硕士学位,现为中

科院半导体所博士研究生,研究方向为微波网络分析仪校准,半导体激光器的高频测试分析和封装。

祝宁华 男,1959年12月出生于贵州,1990年毕业于电子科技大学,获工学博士学位,现任中国科学院半导体研究所教授,从事光波导调制器及微波集成电路的理论和实验研究,半导体激光器和调制器组件的封装设计。

## 有关“支撑矢量机推广能力分析”一文的更正

本刊在2001年第5期(Vol.29)刊出了“支撑矢量机推广能力分析”一文之后,杭州电子工学院计算机学院的马健和曾文华教师来信指出了原文定理2中的充要条件.原文作者在参照他们的结论之后对原文作如下的更正:

定理1改为:分类支撑矢量机中,对应于  $\lambda = 0$  的样本分布于两条虚线  $(f(x) = -1$  和  $f(x) = 1)$   $\lambda = C$  的样本分布于两条虚线  $(f(x) = -1$  和  $f(x) = 1)$  关于本类的异侧(含两条虚线).

$$\text{即: } \begin{cases} i = 0: & f(x_i) = 1 \text{ 或 } f(x_i) = -1; \\ 0 < i < C: & f(x_i) = 1 \text{ 或 } f(x_i) = -1; \\ i = C: & y_i f(x_i) < -1; \end{cases} \quad (7)$$

证明中的最后一步改为上述式(7)即可.定理2改为:新

增训练样本违背 KKT 条件的充要条件为新增样本位于  $y_i f(x_i) < -1$  区域中(其中  $f$  为原已训练好的支撑矢量机的决策函数,  $y_i$  为样本的期望输出.)

证明改为:

**必要性:** 由于新增样本对应的 Lagrange 乘子  $\lambda_i = 0$ , 所以如果它违背了原支撑矢量机的 KKT 条件, 由 KKT 条件得,  $y_i f(x_i) < -1$ .

**充分性:** 以上必要性证明过程中, 每一步都是等价的, 所以逆命题亦成立.

定理 2.2 得证.

原文作者晨此向杭州电子工学院计算机学院的马健和曾文华老师表示最诚挚的感谢.