

微波网络分析仪的校准*

祝宁华 王幼林 陈振宇

(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 对微波网络分析仪和测试夹具的校准方法和校准过程经常出现的问题进行了介绍. 从提高校准精度的角度, 针对不同的测试端口和相应的校准标准, 提出了选取校准方法和运算方法的准则, 同时给出了解决这些问题和提高校准精度的具体建议. 发现并通过实验验证直通标准得到的 4 个方程能够同时使用, 并可以获得精确的结果. 实验中, 观察到对同一校准方法, 采用不同的运算方法可能导致频率限制问题的出现.

关键词 校准 微波网络分析仪 散射参数测量 测试夹具

微波网络分析仪已经成为微波网络散射参数测量中最重要的测试仪器, 几乎每一个微波技术、无线通信、光通信实验室和研究开发公司都具有微波网络分析仪. 由于通常采用的微波网络分析仪的测试端口为 3.5 或 2.4 mm 同轴线, 被测网络的输入/输出端口可能为微带线、共面线等, 而不能直接测量, 需要通过测试夹具进行测试端口的转换. 此外, 如果被测网络包括有源器件, 则需要在测试夹具中加入偏置和阻抗匹配网络. 特别是对集成电路芯片和半导体光电子芯片的测量, 测试夹具更是必不可少. 随着测试频率的提高, 测试夹具的影响已经达到不可忽略的程度. 这种影响只能通过精心的校准加以消除. 采用测试夹具时微波网络分析仪的校准分为两类. 从理论上讲, 这两类校准没有本质的区别. 校准精度主要取决于所采用的校准标准和运算方法. 一类是将夹具视为网络分析仪的一部分, 直接用与夹具测试端口相应的校准标准和网络分析仪内部的校准程序进行校准, 其优点是简单易行, 但所采用的样准方法只能是网络分析仪内部仅有的几种校准方法. 另一类是在网络分析仪已经校准到仪器的同轴端口条件下, 测试已经嵌入相应标准的夹具, 而得到夹具的散射参数. 这一过程被称为测试夹具

2003-02-17 收稿, 2003-12-08 收修改稿

* 国家“973”计划(批准号: G2000036601)、杰出青年基金(批准号: 69825109)、国家“863”计划、香港城市大学战略研究资助(批准号: 7001420)和香港研究资助委员会的 CERG(批准号: 9040804)资助项目

的校准. 在校准了测试夹具后, 就能够对嵌入测试夹具的被测网络进行测试, 通过运算得到被测网络的散射参数^[1]. 这一过程被称为器件的测量. 图 1 给出了校准和测量这两个过程的示意图.

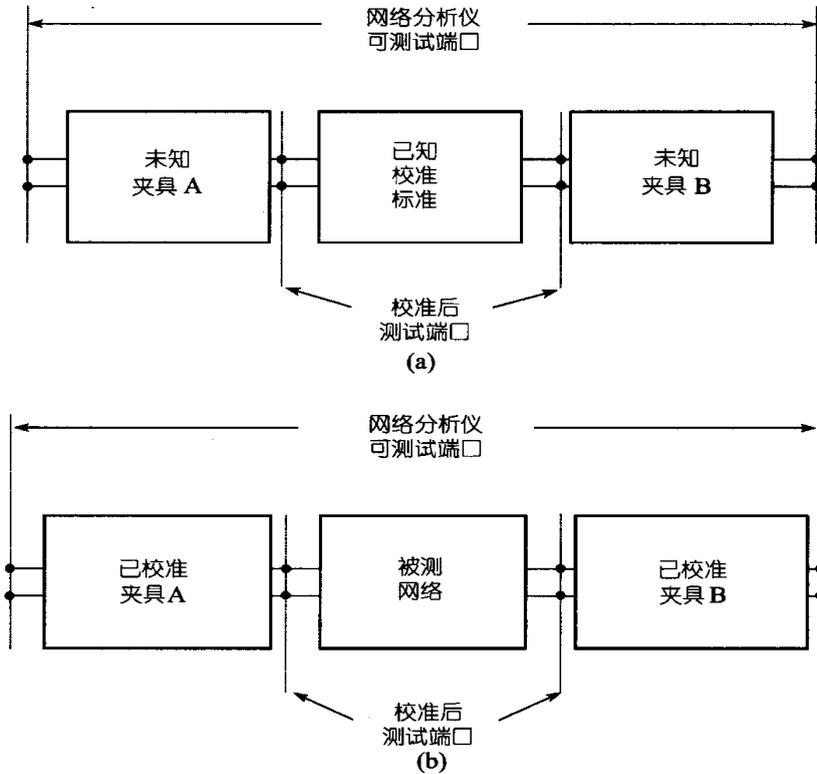


图 1 校准过程(a)和测量过程(b)示意图

通过近 25 年的研究, 许多校准方法逐渐发展起来, 建立了完整的校准理论体系^[1~16]. 可以说网络分析仪校准技术的发展过程也就是网络分析仪逐渐完善的过程. 随着应用领域的拓展, 新的技术问题不断出现, 许多问题仍然没有得到解决. 应用测试夹具的校准可以解决实际工作中许多特殊的问题, 近几年发展了许多新的校准方法, 不但扩大了应用领域, 也大大提高了测试精度. 这些新的校准方法都只能通过第 2 类校准加以实现.

本文将主要讨论这类校准问题. 首先将对网络分析仪校准的精确性问题进行全面系统的分析讨论. 从提高校准精度的角度, 针对实际应用的需要, 提出选取校准标准和运算方法的准则和建议. 对网络分析仪校准过程中出现的问题及解决办法进行深入的分析并进行实验验证.

1 校准过程中出现的问题

1.1 相位不确定性

如图 1 所示, 测试夹具 A 和 B 通常为互易网络, 因此, 校准过程中只有 6 个

散射参数待定. 当采用包括至少一个传输标准在内的3个标准可以得到7个校准方程. 如果直接求解这6个散射参数, 就需要解非线性方程组, 不能得到唯一解. Silvonon^[6]选定如下7个参量作为未知量:

$$S_{A11}, S_{A22}, \Delta_A, k, kS_{B11}, kS_{B22}, k\Delta_B, \quad (1)$$

其中,

$$\Delta_X = S_{X11}S_{X22} - S_{X12}S_{X21}, \quad X = A, B, \quad (2)$$

$$k = S_{A21} / S_{B12}. \quad (3)$$

将非线性校准方程组变成为线性方程组, 从而可以唯一地确定这7个参量. 其中, 下标A和B分别对应夹具A和B的散射参数. 但在从这7个参量进一步求解测试夹具A和B的6个散射参数时, S_{A21} 和 S_{B12} 都有两个可选择的根, 其相位相差 π . 这一现象被称为相位不确定性. Silvonon^[6]导出了线性校准方程组, 为解决相位不确定性问题奠定了重要的基础. 多年来, 科学家们一直在寻找解决这个问题的方法. 我们发现相位不确定性问题的确是存在的, 从(1)式所示的7个参量不能唯一确定测试夹具的6个散射参数, 但是可以唯一确定校准过程中所需要的包含测试夹具散射参数的所有项, 证明这个问题完全可以回避^[12]. 如果某些特殊应用需要确定单个散射参数, 也可以将相频响应曲线连续为判据, 正确选取散射参数的根^[16]. 假设 $S_{A21} = |S_{A21}|e^{i(\theta+2m\pi)}$, $S_{A12}S_{A21}$ 可以表示为 $|S_{A21}|^2e^{i(2\theta+2m\pi)}$. $S_{A12}S_{A21}$ 的相位在 $-\pi$ 与 π 之间, 其真实的相频响应曲线在低频时为零, 并且应该是连续的. 据此可以正确选取 m 的值, 而得到 S_{A21} 正确的根^[16,17].

1.2 频率限制问题

校准方程之间存在相关性已经被证实^[13], 校准方程的相关性导致某些校准方法(如TSO(thru-short-open)方法)的失败, 也可能导致某些校准方法(如TRL(thru-reflect-line)方法)周期性的频率限制, 即是在某些周期性的频率上校准精度变得很坏^[17]. 到目前为止, 频率限制出现的原因和解决办法并不十分清楚. 在下面的研究中, 我们将证明TSM(thru-short-match)方法没有任何频率限制问题, 但是采用不同的运算方法时, 频率限制问题就出现了, 其原因在周期性的频率点上, 解的表达式的分子和分母趋于零, 而出现零比零型解, 由此导致测试中不可避免的微小误差产生较大的校准误差.

1.3 具有不同测试端口夹具的校准

在实际工作中经常碰到需要测试两个端口不同的网络, 如输入端是同轴线, 输出端是共面线. 此时, 一个测试夹具的测试端口为同轴线, 另一个测试夹具的测试端口为共面线. 该测试系统的校准需要一个同轴到共面线的传输标准. 而实际应用中这类标准非常不容易获得. 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)^[11]方法是一个用于单端口网络的校准方法, 只需要3个

反射标准就可以进行校准. 我们将这一方法扩展应用于双端测试夹具的校准, 其校准精度与 SOLT(short-open-load-thru)方法相同^[16]. 由于扩展的 OSL 方法只需要 3 个反射标准就可以进行双端测试夹具的校准, 因此, 该方法也可以用于校准具有不同测试端口夹具, 但需要两组对应不同测试端口的 3 个反射标准.

2 校准标准的选取

2.1 校准方法的选取

在所有常用的校准标准中, 传输标准是直通(thru)和传输线(line 或 delay), 反射标准有短路(short)、开路(open)和匹配(match). 还有一类是散射参数未知但是稳定不变的标准, 如衰减(attenuation)和反射(reflect)标准. 校准方法是由所采用的校准标准命名的. 常见的校准方法有 TRL^[3], TSM^[12], TOM(thru-open-match)^[12], TSD(thru-short-delay)^[11], LMR(line-match-reflect)^[7]和 LAR(line-attenuation-reflect)^[7]等. 由于可用标准多于校准所需标准, 必然存在如何选择校准方法的问题. 一般情况下, 双端校准需要 3 个校准标准, 其中包括至少一个传输标准^[12]. 对任何测试端口, 直通和传输线标准都较为精确, 而且比较容易获得. 对不同的测试端口, 标准的准确性也不同, 选择不同的校准方法将导致不同的测试结果. 例如对矩形波导或同轴线, 短路比开路容易实现而且较准确. 因此, 在此条件下 TSM 方法比 TOM 方法更精确. 而对共面传输线这样的开放波导结构, 开路比短路更准确, 所以采用 TOM 方法能得到比 TSM 方法更好的结果^[12]. 因此, 应根据夹具测试端口所对应的校准标准选取校准方法.

2.2 校准标准的比较

商用的测试夹具及相应的校准标准非常昂贵, 而且往往不符合实际应用的需要, 通常需要设计自己的测试夹具和相应的校准标准. 在根据被测器件的输入输出端口选择适当的校准方法后, 就需要对具体的校准标准进行精心的挑选. 目前除了国际上重要的计量单位, 如美国国家标准技术研究所外, 几乎不可能对校准标准进行定量分析比较. 在这里介绍一种定性的分析比较方法.

通常不具有同轴接口的校准标准是不能直接测量的. 在所有校准标准中, 直通和传输线最容易获得, 也是最准确的标准. 我们采用的方法是将校准标准嵌入测试夹具测试后, 利用直通和传输线标准来比较其他标准. 由校准方程相关性^[13], 匹配标准的测试结果可以由直通和传输线的测试结果表示, 所以, 可以用直通和传输线来比较和检验匹配标准. 另外, 用直通和短路(或开路)标准得到的测量结果在某些频率等效于该直通和用另一开路(或短路)的测量结果. 因此, 可以用准确的直通和短路来比较开路标准的准确性, 反过来也可以用准确的直通和开路来检验短路标准.

3 运算方法的选择

3.1 校准方程的选取

如图1所示,测试夹具A和B通常为互易网络,因此,校准过程中只需要确定6个散射参数.当任意互易网络N被插入测试夹具时,校准方程为

$$S_{A11} + S_{A22}S_{N11}S_{CN11} - \Delta_A S_{N11} + kS_{B11}S_{N21}S_{CN12} = S_{CN11}, \quad (4)$$

$$S_{A22}S_{N12}S_{CN11} - \Delta_A S_{N12} - kS_{CN12} + kS_{B11}S_{N22}S_{CN12} = 0, \quad (5)$$

$$S_{A22}S_{N11}S_{CN21} + kS_{B11}S_{N21}S_{CN22} - k\Delta_B S_{N21} = S_{CN21}, \quad (6)$$

$$S_{A22}S_{N12}S_{CN21} - kS_{CN22} + kS_{B11}S_{N22}S_{CN22} + kS_{B22} - k\Delta_B S_{N22} = 0, \quad (7)$$

式中,下标CN表示将网络N嵌入夹具后测量得到的散射参数,N对应网络N的散射参数.测试夹具和互易网络N所形成的级联网络是互易的,因此,上面的校准方程中只有3个是独立的.从(4)和(7)式中消去 $S_{N21}S_{CN12}$ 和 $S_{N12}S_{CN21}$,得到

$$\frac{-S_{A11} - S_{A22}S_{N11}S_{CN11} + \Delta_A S_{N11} + S_{CN11}}{kS_{B11}} = \frac{kS_{CN22} - kS_{B11}S_{N22}S_{CN22} - kS_{B22} - k\Delta_B S_{N22}}{S_{A22}}. \quad (8)$$

再从(5)和(6)式中消去 S_{CN21}/S_{N21} 和 S_{CN12}/S_{N12} ,可得到

$$\frac{S_{A22}S_{CN11} - \Delta_A}{k - kS_{B11}S_{N22}} = \frac{kS_{B11}S_{CN22} - k\Delta_B}{1 - S_{A22}S_{N11}}. \quad (9)$$

从上面两式中消去含 S_{CN11} 和 S_{CN22} 的项,可导出

$$k = \frac{kS_{B11}kS_{B22} - S_{A11}S_{A22} + \Delta_A}{k\Delta_B} = \frac{S_{A21}}{S_{B12}}. \quad (10)$$

由此可见上式与 k 的定义式相同.这说明虽然(4)~(7)式中只有3个是独立的,但是如果将 k 作为一个变量,(4)~(7)式中的任意3个独立方程和 k 的定义式(3)可以被4个校准方程(4)~(7)代替.由此带来的好处是校准方程组仍然是线性的,求解简单,并可得到唯一解.

3.2 运算方法的改进

当采用短路和匹配作为标准时,可得到下面4个校准方程:

$$S_{A11} + S_{A22}S_{S11}S_{CS11} - \Delta_A S_{S11} = S_{CS11}, \quad (11)$$

$$kS_{CS22} - kS_{B11}S_{S22}S_{CS22} - kS_{B22} + k\Delta_B S_{S22} = 0, \quad (12)$$

$$S_{A11} + S_{A22}S_{M11}S_{CM11} - \Delta_A S_{M11} = S_{CM11}, \quad (13)$$

$$kS_{CM22} - kS_{B11}S_{M22}S_{CM22} - kS_{B22} + k\Delta_B S_{M22} = 0, \quad (14)$$

式中,下标C表示将标准嵌入夹具后测量得到的散射参数,S和M分别对应短路和匹配.直通是互易网络的特殊情况,因此,采用TSM校准可得到8个方程.而待求变量如(1)式所示只有7个.冗余的一条方程可以用来求解所使用的3个标

准中的某个散射参量. 对任何测试端口, 直通在整个校准频率范围内都是最准确的标准, 而准确的短路和匹配相对较难获得. 对同轴线测试端口, 匹配比短路更加准确. 由于可用方程数目多于待求变量个数, 当少用一个短路标准得到的方程时, 校准精度能够得到提高. 这就是改进的 TSM 方法^[15]. 当短路的反射系数被当作未知时, 该校准方法被称为 TMR 方法^[7], 短路的反射系数不准确所带来的影响可以被彻底消除. 同样, 匹配的反射系数不准确所带来的影响也可以被彻底消除, 我们可称该校准方法为 TSR 方法. 这样仅仅采用不同的运算方法就可以提高校准的精度.

4 实验结果

如上面分析可见, 已建立的校准方法很多, 运算方法也很多. 我们选择 TSM 方法作为一个例子来验证以上理论的正确性. 从实验中可以了解到如何选择校准方程提高测量精度, 并观察到频率限制问题的出现.

实验中, 测试夹具 A 和 B 分别为两端都是同轴接口的 3 和 6 dB 衰减器, 此夹具可以直接用网络分析仪测量, 并与校准的结果进行比较. 采用 HP85052D 校准标准, 在 50 MHz~20 GHz 的频率范围内, 用 SOLT 校准方法校准 HP8720D 网络分析仪. 然后将 HP85052D 校准标准中的直通、短路和匹配标准分别嵌入夹具后进行测试. 对于 TSM 方法, 同时采用直通标准得到的 4 个方程, 只用一个短路标准得到的方程, 校准方程组是线性的, 方程组有唯一解, 自然不存在相位不确定性问题. 对于 TRM 和 TSR 方法, 校准方程组成为非线性的, 方程组有两组解, 正确的根可通过与 TSM 方法的结果进行比较而选取. 其解的表达式较长, 在此仅给出 TSR 方法中 k 的表达式:

$$k = \frac{(S_{CT11} - S_{CS11}) \left[S_{CT12}^2 - (S_{A11} - S_{CT11})(S_{CS22} - S_{CT22}) \right] S_{S11}^2 + (S_{CS11} - S_{A11}) S_{CT12}^2 S_{T12}^2}{\left[S_{CT12}^2 - (S_{CS11} - S_{CT11})(S_{CS22} - S_{CT22}) \right] S_{CT12} S_{S11} S_{T12}} \quad (15)$$

图 2 给出了 TSM, TRM 和 TSR 方法的计算结果和直接测量的结果. 从图 2 中可以清楚地看到 TSR 方法有频率限制问题, 而 TSM 和 TRM 方法没有频率限制. 所采用的直通标准的长度为零 ($S_{T21}=1$), 短路标准的长度为 9.54 mm, 在周期性的频率点 $nc/4L_s = n \times 7.86$ GHz, 有 $S_{S11} = \pm 1$, 其中, $n = 0, 1, 2, \dots$, c 为真空中光速. 因此, 下面方程得到满足^[13]:

$$(S_{CS11} - S_{CT11})(S_{CS22} - S_{CT22}) = S_{CT21}^2 \quad (16)$$

从(15)式可见, TSR 方法的解在这些周期性频率点, 其分母为零, 由此而导致频率限制问题. 从图 2 中可以清楚地看到在这些周期性频率点, 校准数据出现跳变. 为了保证校准精确性, 可以改变短路标准的长度重新计算这些周期性频率点附近的数据. 另一方法是利用 TSM 或 TRM 方法的计算结果代替这些周期性频率点附近的数据.

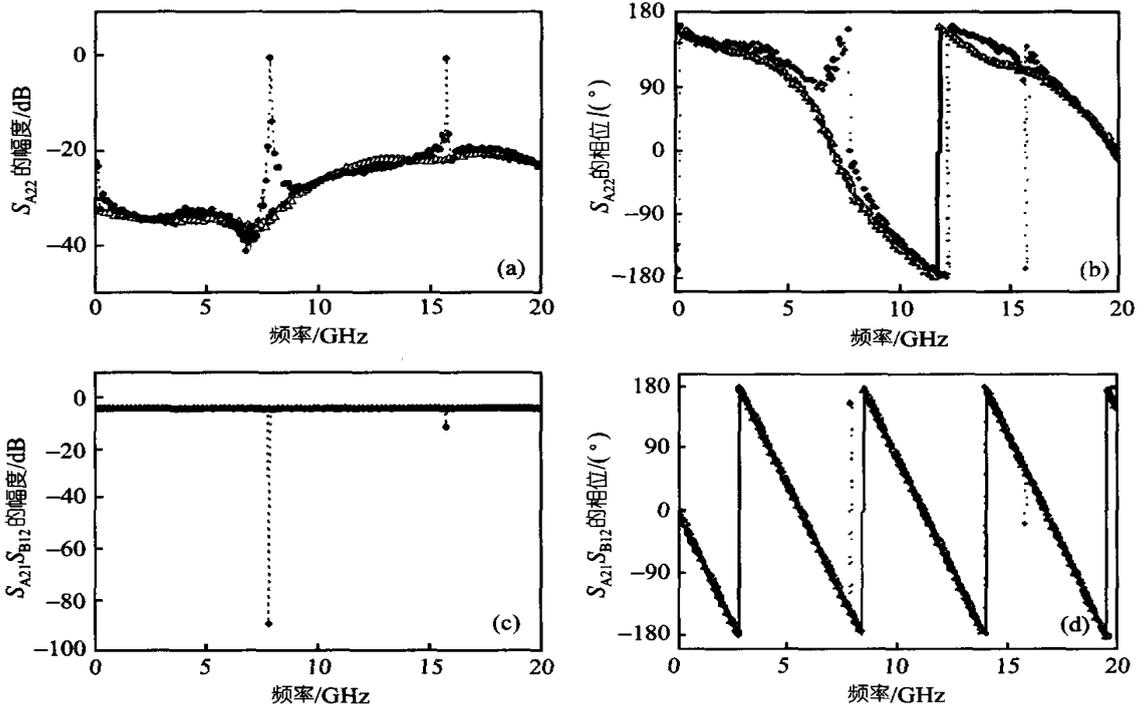


图 2 测试夹具的参数 S_{A22} 和 $S_{A21}S_{B12}$ 的频率响应曲线

图中符号 \circ , Δ 和 \bullet 分别表示 TSM, TMR 和 TSR 方法的结果, 实线为直接测量的结果

5 讨论及结论

从理论上讲, 网络分析仪的校准仅仅是 3 个网络的级联问题, 即是将已知网络嵌入两个未知夹具网络中, 通过在夹具外的测试确定夹具的散射参数. 但这并不意味着这是一个简单的问题. 到目前为止, 许多问题还没有得到解决. 虽然网络分析仪校准的精确性由所采用的校准标准和校准方法决定, 为了提高校准精度, 仍然有大量工作要做. 在校准的过程中, 如果校准标准和运算方法选择不当, 就会导致较大的误差. 以 TSM 方法为例, 如果只选择 3 个直通标准得到的方程, 就不能得到正确的结果^[12-15], 出现此问题的原因仍然不清楚. 从上节实验可知, 如果同时采用直通得到的 4 个方程, 而只用一个短路标准得到的方程, 就能得到正确的结果.

由于网络分析仪的校准技术还在不断地发展, 新的应用又带来新的需求和新的问题. 本文仅仅就如何根据实际情况, 合理利用选择校准标准和运算方法作了系统的介绍, 并提出了初步的建议. 其中所提及的问题是一个普遍性的问题, 在实际工作中经常会碰到. 例如, 对于 TRL 方法, 校准方程数多于待定参量数, 同样也有如何选取校准方程提高校准精度的问题. 有的是首次发现的新现象, 例如 TSR 方法存在频率限制问题, 同时我们还找到了出现该问题的原因, 并提出了相应的解决办法. 在此以前, 大家普遍认为在测试夹具是互易的条件下, 直通标

准得到的 4 个方程不能同时使用. 通过理论分析和实验验证, 当 $k = S_{A21}/S_{B12}$ 被作为未知量时, 这 4 个方程可以同时使用. 这一观点澄清了多年来对校准方程相关性的模糊认识. 基于该理论, 可导出 TSM 方法的线性校准方程组, 得到唯一正确的解, 从而消除相位不确定性问题.

参 考 文 献

- 1 Speciale R A. A generalization of the TSD network-analyzer calibration procedure, covering n-port scattering-parameter measurement, affected by leakage errors. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1977, 25(12): 1100~1115
- 2 Engen G F, Hoer C A. Thru-reflect-line: An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1979, 27(12): 987~993
- 3 Hoer C A, Engen G F. On-line accuracy assessment for the dual six-port ANA: Extension to nonmating connectors. *IEEE Trans Instrum Meas*, 1987, 36(4):524~529
- 4 Meys R P. A triple-through method for characterizing test fixtures. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1988, 36(6): 1043~1046
- 5 Williams D. De-embedding and unterminating microwave fixtures with nonlinear least squares. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1990, 38(6): 787~791
- 6 Silvonen K J. Calibration of test fixtures using at least two standards. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1991, 39(4): 624~630
- 7 Eul H J, Schiek B. A generalized theory and new calibration procedures for network analyzer self-calibration. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1991, 39(4): 724~731
- 8 Marks R B. A multiline method of network analyzer calibration. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1991, 39(7): 1205~1215
- 9 Silvonen K J. A general approach to network analyzer calibration. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1992, 40(4): 754~759
- 10 Steer M B, Goldberg S B, Rinne G, et al. Introducing the through-line deembedding procedure. *IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig*, 1992. 1455~1458
- 11 Webster R T. Determination of InP HEMT noise parameters and S-parameters to 60 GHz. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1995, 43(6): 1216~1225
- 12 Zhu N H. Phase uncertainty in calibrating microwave test fixtures. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1999, 47(10): 1917~1922
- 13 Zhu N H, Auracher F. Correlation of calibration equations for text fixtures. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1999, 47(10): 1949~1953
- 14 Zhu N H, Liu Y, Pun E Y B, et al. Scattering-parameter measurements of laser diodes. *Optical & Quantum Electronics*, 2002, 34(8): 747~757
- 15 Zhu N H, Chen Z Y, Wang Y L. New algorithms of the TSM and TOM methods for calibrating microwave test fixtures. *Microwave Opt Technol Lett*, 2002, 34(1): 26~31
- 16 Chen Z Y, Wang Y L, Liu Y, et al. Two-port calibration of the test fixtures with different test ports. *Microwave Opt Technol Lett*, 2002, 34(4): 299~302
- 17 Zhu N H, Qian C, Wang Y L, et al. Frequency limitation in the calibration of microwave test fixtures. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 2003, 51(9): 2000~2006

微波射频测试仪器使用操作培训

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,致力并专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,推出多套微波射频以及天线设计培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

易迪拓培训课程列表: <http://www.edatop.com/peixun/rfe/129.html>



微波射频测量仪器操作培训课程合集

搞硬件、做射频,不会仪器操作怎么行!对于射频工程师和硬件工程师来说,日常电路设计调试工作中,经常需要使用各种测试仪器测量各种电信号来发现问题、解决问题。因此,熟悉各种测量仪器原理,正确地使用这些测试仪器,是微波射频工程师和硬件工程师必须具备和掌握的工作技能,该套射频仪器操作培训课程合集就可以帮助您快速熟练掌握矢量网络分析仪、频谱仪、示波器等各种仪器的原理和使用操作...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/rftest/vna/67.html>

矢量网络分析仪使用操作培训课程套装

矢量网络分析仪是最常用的测试仪器是射频工程师和天线设计工程师最常用的测试仪器;该套培训课程套装是国内最专业、实用和全面的矢量网络分析仪培训教程套装,包括安捷伦科技和罗德施瓦茨公司矢量网络分析仪的 5 套视频培训课程和一本矢网应用指南教材,能够帮助微波、射频工程师快速地熟练掌握矢量网络分析仪使用操作...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/rftest/vna/34.html>



示波器使用操作培训课程套装

示波器是硬件和射频工程师几乎在每天的工作中都会用到仪器,因此掌握示波器的原理并能够正确使用示波器是所有从事电子硬件电路设计和调试的工程师必须具备的最基本的技能。本站推出的示波器视频培训课程套装既有示波器的基本原理以及示波器性能参数对测量结果影响的讲解,也有安捷伦和泰克多种常用示波器的实际操作讲解,能够帮助您更加深入地理解手边常用的示波器从而更加正确地使用示波器...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/rftest/osc/49.html>