差分网络噪声系数的测试方法研究

Measuring Differential Noise Figure

作者：Jon Martens，Anritsu Co., Morgan Hill, Calif.
译者：陈刚，安立通讯科技(上海)有限公司

近年来，随着差分网络在接收机和发射机中的广泛应用，差分噪声系数的测量方法逐渐成为一个重要的研究课题。在一些差分噪声系数的测量方法中，有的通过巴伦把差分网络结构的待测件变成单端网络结构，再用去嵌入的方法消除巴伦的影响，还有的直接将差分网络当成单端网络进行噪声系数测量。尽管这种借助巴伦的方法测量结果可能是准确的，但这种方法忽略了巴伦对相干噪声的微小影响，也使用户忽略了对待测件有系统影响的多模特性的研究。而将差分待测件直接视为单端输出则完全忽略了端口之间的相干性。通过采用一种不过于复杂，同时更为精细的待测件相干性的分析方法，从而有时会得到更准确的结果，并对待测件特性有更清晰的刻画。本文将分析这种测量方法，阐述这种改进的测量方法在是否有巴伦的两种情况下，噪声系数的测量结果会有1dB以上的差异。

随着差分器件的不断发展和市场需求的扩大，包括在毫米波领域，对差分(有些场景下称为共模)噪声系数的测量有着迫切的需求。虽然对差分噪声系数这一概念的定义还有些争议[1]，但根据之前文献的描述，可以将其定义为：在IEEE规定的T_0=290K温度条件下，在给定模式下的输出噪声功率与同样模式下输入端不相干的负载的输出噪声功率之比。不相干负载输入的假设是可行的，而且它会在任何处于热平衡的无源网络中出现[2]。如文献[3]中所述，测量在这种模式下的输入端负载引入的输出噪声需要适当的增益。基本的噪声功率测量有很多种方法，本文所用的将会是冷源法[4]，这种方法采用对噪声进行均方和处理的绝对功率校准。本文中假定矢量网络分析仪是一台接收机。通过压缩接收机的校准系数，从而保证功率精度和泄漏信号修正，并得到下列方程：

$$\text{noise power} = \overline{|b_i|^2} = \sum b_i b_i^* / N$$

其中，b_i表示矢网的i端口接收到的电磁波，*表示共轭复数，N表示测量次数。通常地，为了避免数据波动，N值非常大，但不会太大以至于对待测件漂移有影响（通常N是数千）。在许多其他的接收机和仪器的噪声计算中，也会采用类似的方法。

有些常用的方法会被用于差分噪声的测量。其中最为普遍的方法就是用巴伦连接在四端口网络的输出端，将四端口转换成双端口网络进行噪声功率测量，最后将巴伦的插损去嵌扣除。但是这种方法还存在部分问题：找到一款频率带宽足够宽的巴伦，尽管近年来这一问题相对简单了；但还需要面对如何将巴伦与晶元芯片或者测试夹具相连。如上所述，解决巴伦方法的这些瑕疵还需要假以时日。

另一种方法是把待测件直接当做单端网络进行测量，即测量其中一个端口，另一个端口接负载，最终进行加权平均，得到噪声功率。对于某些器件来说，这种方法很合适，同时也能说明这些器件的输出噪声是不相干的。如果这个器件的噪声结构模型如图1(a)所示，那么这种方法就非常合理了，因为两路噪声之间没有公共节点，同时耦合也很弱。事实上，有相当数量的差分放大器用的正是这种结构设计。但是，如果噪声结构模型是一个差分对(如图1(b))，那这种方法就存在较大问题。那么，是

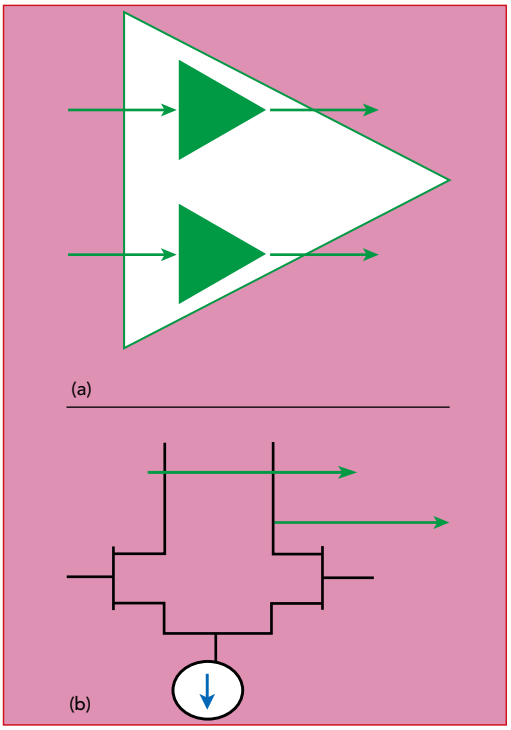

图1：差分待测件拓扑结构示意图：(a)噪声不相干结构图；(b)噪声相干结构图。

否有其他的噪声测量方法可以避免上述的这些问题呢？

测量方法比较

综上所述，使用巴伦进行差分噪声系数测量的方法是一种极为简单、效果显著和非常成功的解决方案，就像合路器一样。而这也是共模噪声系数测量所需要的。已经有诸多学者[3,5,7]指出，即使有很多的方法可以进行这种测量，但是还有许多误差问题需要解决。例如，即使是最主要的这种巴伦法还是需要去嵌巴伦的插损，以及解决接收机在进行噪声校准时引入的热噪声所带来的影响。这种方法可以捕捉到巴伦中任意增益不均衡，但这种简单的方法可能无法捕捉到噪声功率相干性的变化。不均衡将导致共模待测件噪声功率被耦合到单端巴伦的输出端或者其他未知的位置。另一方面来看，巴伦和待测件之间的匹配也会影响噪声功率相干程度。

一种经过改进修正的巴伦法能够计算传递到巴伦节点的有效相干功率，并考虑到巴伦的不平衡。如果单端待测件的噪声功率是独立已知的，同时这些待测件附加的测量值不需要增加硬件，那么总差分功率就可以计算出来。目前有诸多的技术[3,5]可以做这种修正和改进。其中一种方法是计算共模待测件输出端的噪声功率和未传输到输出端的差分模式待测件噪声功率。这可以通过测量单端噪声功率与测量巴伦或待测件输出的真实相干模型，或单独的巴伦相结合的方式来实现。

了解这些因没有进行类似的改进而引入的误差，还是很有用的。根据博斯马定理(Bosma's Theorem)[2]，如果待测件的输出不相干，那么误差将会小到可以忽略不计。如果待测件的输出高度相干，那么可以通过模拟巴伦不平衡，来观察这种误差的大小。对于具有额定插入损耗4 dB、噪声系数5 dB的单端巴伦、差分增益20 dB的待测件的仿真结果如图2所示。虽然巴伦的不平衡性会变化，在高频，10度的相位不平衡性会给系统引入0.5dB的误差，这对于一个宽带巴伦来说是正常的。即使对传输线的长度进行了匹配，那么50 GHz（PTFE介质的传输线）频率下的10度相位差也仅导致了125μm的长度差异。需要注意的是，对幅度不平衡的敏感性，至少在通常遇到的情况下，都有所降低。

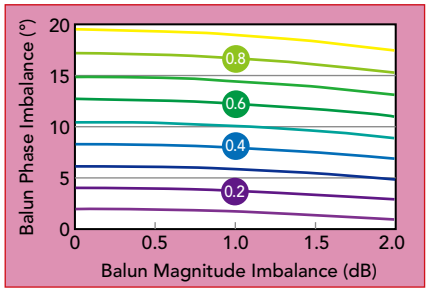

图2：简化巴伦不平衡性造成的噪声系数误差仿真图。

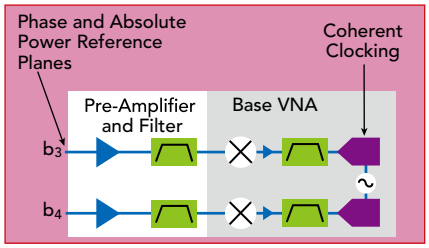

图3：修正噪声系数测量原理框图。

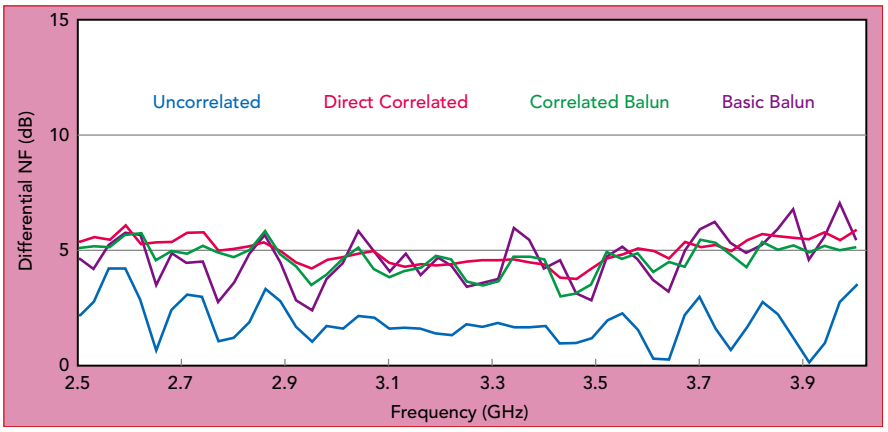

图4：相同接收机和待测件对应的四种不同噪声系数测量曲线图。

另一种方法是直接测量相干信号。将差分信号的平方和均值展开得到以下方程，其中端口3和4定义为待测件的输出端口，为简单起见，省略了接收机校准和泄漏信号校准项：

$$\text{noise power dif f} = \frac{1}{2}\overline{|b_3 - b_4|^2} = \frac{\sum (b_3 - b_4)(b_3^* - b_4^*)}{2N} = \frac{\sum \left(|b_3|^2 + |b_4|^2 - 2\mathrm{Re}\left(b_3 b_4^*\right)\right)}{2N}$$

分子的前两项是单端功率的平均值，而非相干法的结果是这样的。最后一项与两个波形信号的实部均值有关。这在物理上可以进行合理的解释：如果信号波形确实不相干，在准确测量之后，最后一项的和将为零，整个方程简化为前面讨论过的“非相干差分放大器”的情况。

与其使用巴伦和修正的方法得到这些数值，直接测量会更有效。如果矢网中有多个同步接收器，这就有可能实现，比如用b_3和b_4端口对输入的波形信号进行同时采样。但是，需要注意下列问题：

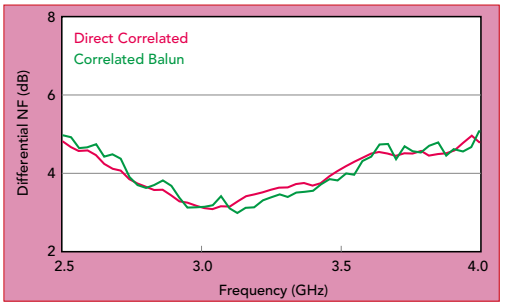

图5：直接相干和相干巴伦测量曲线图。

- 由于这些是复数，所以需要进行相位校准和功率校准。这可以使用一个普通的正弦波来实现，当然，两个接收机路径到相对于待测件的参考平面应该保持一致；
- 这里通常认为接收链路是单端的，但有着附属特性的耦合链路也是可以的；
- 如果从待测件到接收机的距离过长(超过10 m)或在某些特定的接收噪声功率情况下，那么存在丢失相干信息的风险。接收机路径应该保持相对较短，同时增益不宜明显高于待测件；
- 通过比较小频率范围内的通道间响应，可以修正较小的去关联误差。

简化的噪声系数测试原理框图如图3所示。与传统的测试框图相比，最关键的区别就是同步时钟接收机和相位参考平面。需要注意的是，这两个接收链路可以不一样，但它们的净增益和噪声需要保持一致。因为只需要测量一个指标，也不需要巴伦的特性指标，所以这种方法就显得很简单。此外，差分和共模噪声系数也可以同时测得，这一点也很重要。

Ducommun

毫米波产品
DC-110 GHz

在所有高频测试中您都可以信赖Ducommun的毫米波产品。Ducommun提供高达110GHz的全系毫米波产品。

放大器
- 0.03至110 GHz
- 低噪声/高功率
- 单直流电源/内部调节顺序偏置
- 宽带或定制设计

上/下变频器
- 全波导波段
- 低杂散/谐波
- 低LO频率和功率
- 小巧轻便

毫米波混频/倍频/标网分析仪频率延伸 解决方案
- K, Ka, Q, U, V, E, W 全波段
- 宽带低谐波杂散
- 可按需定制
  低成本高性能

收发器
- K、Ka、Q、U、V、E和W波段
- 集成模块化设计
- 高灵敏度/低成本
- 按需定制

Pin 二极管开关
- SPST至SP8T配置
- 纳秒(ns)级开关
- 0.03GHz至110GHz
- 反射式和吸收式

更多信息请联系我们的销售团队：
310-513-7256 或 rfsales@ducommun.com

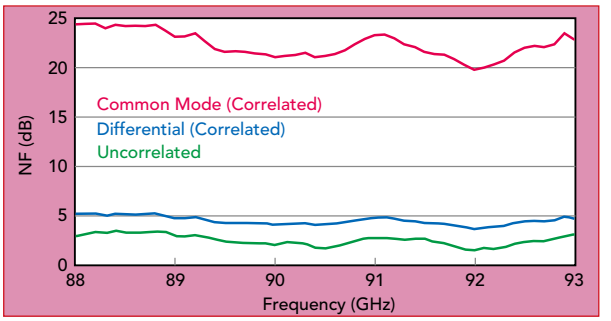

图6：直接相干法与不相干法的差分和共模噪声系数测量对比图。

测量结果对比

接下来会对上述讨论的不同方法的测量结果进行比较。首先，考虑一个输出端是高度相干的噪声差分放大器（即一个差分对）。有人可能会认为不相干的方法是不合适的，因为这会低估实际的差分噪声功率，而高估实际的共模噪声功率。不相干的测量结果如图4所示，图中还比较了直接相干的测量结果，以及巴伦转换并加以不同修正得到的测量结果：1）第一种修正只考虑了影响噪声功率的差分插损；2）第二种修正进一步考虑了非理想巴伦带来的去相干影响。

不相干的测量方法确实会产生一个较低的、不稳定的测量结果，但是根据放大器中的元素特性，这个结果是不可能的。该测量结果直接少了数分贝。其他几种方法更具有可比性。基本巴伦法的测量结果有着较大的散射波动，大约为±1dB左右的峰峰值波动。修正后的巴伦法与直接相干法的测量结果更接近。对于相干法，测量结果之间有些差异，这主要是由待测件与巴伦和接收机之间的连接方式有些不同导致的。同时这些测量方法对失配误差也仅部分正确。后两种测量结果的平均值也更接近于待测件预期的5dB噪声系数。

图5对比了直接相干法和相干巴伦法的测量结果，从图中可以清晰看出二者的差别。如图所示，基于以下几点原因，这两种测量结果存在着0.5dB以内的差异：

- 受限于有限的记录次数的噪声功率的可重复性；
- 待测件增益的S参数不确定性；
- 修正后的巴伦方法的巴伦特性；
- 直接相干法的相位校准；
- 残余失配误差；
- 功率校准的不确定性。

尽管只有其中一部分因素(比如，相同的待测件S参数和相同的接收机校准)对于这两种测量方法来说是一样的，但测量结果也很相近。同样的，待测件的最终输出形式稍有变化，这两种测量结果就会随之改变。

毫米波应用

随着应用频率的不断提高，毫米波领域差分噪声系数的测量需求也在不断增加。正如接下来即将讨论的一个W波段的案例，在图6展示了差分噪声系数分别用不相干法和直接相干法测量的数据曲线。如前文所述，不相干法低估了噪声功率和噪声系数。共模噪声功率实际上比差分噪声功率低10-15 dB，但由于器件的共模增益非常低，所以最终共模噪声系数相当大。这样共模噪声系数是否会成为大问题，很大程度上取决于待测件所在的系统。这类共模噪声功率只有在对后级增益链路有较大影响的时候，才会引起注意。非主导模态的噪声功率不确定性将会更高，因为其水平通常更接近接收机极限，而且校准时呈现出相近数相减的情形。

总结

噪声系数通常被视为一个不考虑源阻抗效应的简单值。实际上，本文就阐述了噪声系数的不同测量方法。多端口噪声参数测量方法，近年来的热门研究课题[8]，正逐渐变得丰富。本文着重介绍了噪声测量和如何提升差分/共模噪声功率测量，从而减小误差、简化测量方法。对于高度相干的待测件，在某些情况下，精度可以提高数分贝，只需要在测量和校准过程中做些改进，而无需增加硬件设备。■

参考文献

1. J. Randa, "Noise Characterization of Multiport Amplifiers," IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, Vol. 49, October 2001, pp. 1757–1763.
2. S. Wedge and D. Rutledge, " Noise Waves and Passive Linear Multiports," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 1, May 1991, pp. 117–119.
3. Y. Andee, C. Arnaud, F. Graux and F. Danneville, "De-Embedding Differential Noise Figure Using the Correlation of Noise Output Waves," 84th ARFTG Conference Digest, December 2014, pp. 1–4.
4. N. Otegi, J. M. Callantes and M. Sayed, "Cold-Source Measurements for Noise Figure Calculation in Spectrum Analyzers," 67th ARFTG Conference Digest, June 2006, pp. 223–228.
5. M. Robens, R. Wunderlich and S. Heinen, "Differential Noise Figure De-Embedding: A Comparison of Available Approaches," IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, Vol. 59, May 2011, pp. 1397–1407.
6. Y. Chang, S. Lin, H. Liao, H. Chiou and Y. Juang, "On-Wafer Differential Noise Figure and Large Signal Measurements of Low-Noise Amplifier," Proceedings of the 39th European Microwave Conference, October 2009, pp. 699–702.
7. J. Dunsmore and S. Wood, "Vector Corrected Noise Figure and Noise Parameter Measurements of Differential Amplifiers," Proceedings of the 39th European Microwave Conference, October 2009, pp. 707–710.
8. L. Boglione, "Generalized Determination of Device Noise Parameters," IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, Vol. 65, October 2017, pp. 4014–4025.