

是德科技

使用 PNA-X 系列网络分析仪 精确地测量噪声系数

应用指南



目录

噪声系数概述.....	3
什么是噪声系.....	3
精确测量噪声系数的重要性.....	5
噪声系数的测量技术.....	6
Y 因子法.....	7
冷源法.....	8
限制测量精度的因素.....	9
使用 Y 因子法测量时的假设条件.....	9
噪声系数测量结果中不确定性的来源.....	10
PNA-X 独特的测量方法.....	19
选件选择.....	19
校正噪声参数造成的影响.....	21
使用 PNA-X 和 Y 因子法得到的测量结果的比较.....	23
标量噪声校准技术.....	30
对扫描的考虑.....	31
使用标准接收机测量噪声系数.....	32
噪声功率参数.....	38
测量变频器的噪声系数.....	38
测量差分器件的噪声系数.....	40
测量噪声参数.....	42
校准技术概述.....	43
矢量噪声校准.....	43
标准接收机的噪声校准.....	45
标量噪声校准.....	46
测量变频器时的校准.....	46
晶圆上校准.....	47
噪声校准平面的推移.....	49
在实际测量中要考虑的因素.....	50
环境温度设置.....	50
噪声平均.....	50
优化 S 参数功率电平.....	54
在校准时优化功率传感器的功率电平.....	55
压缩和损坏电平.....	56
干扰.....	58
其他资源.....	59
应用指南.....	59
期刊文章.....	59
论文.....	59
网络资源.....	59

噪声系数概述

什么是噪声系数？

噪声系数是用来描述一个系统中出现的过多的噪声量的品质因数。把噪声系数降低到最小的程度可以减小噪声对系统造成的影响。在日常生活中，我们可以看到噪声会降低电视画面的质量，也会使无线通信的话音质量变差；在诸如雷达等的军用设备中，噪声会限制系统的有效作用范围；在数字通信系统中，噪声则会增加系统的比特误码率。系统设计人员总是在尽最大努力使整个系统的信噪比 (SNR) 达到最优，为了达到这个目的，可以用把信号提高的办法，也可以用把噪声降低的办法。在像雷达这样的发射/接收系统中，提高信噪比的一种方法是用更大的大功率放大器来提高发射信号的功率，或使用大口径天线。降低在发射机和接收机之间信号传输路径上的损耗也可以提高 SNR，但是信号在传输路径上的损耗大都是由工作环境所决定的，系统设计人员控制不了这方面的因素。还可以通过降低由接收机产生的噪声来提高 SNR – 通常这都是由接收机前端的高噪声放大器 (LNA) 的质量决定的。与使用提高发射机功率的方法相比，降低接收机的噪声 (以及让接收机的噪声系数的指标更好) 的方法会更容易和经济一些。

噪声系数的定义是很简单和直观的。网络的噪声因子 (F) 的定义是输入信号的 SNR 除以输出信号的 SNR:

$F = (S_i/N_i)/(S_o/N_o)$ ，式中:

S_i = 输入信号的功率

S_o = 输出信号的功率

N_i = 输入噪声功率

N_o = 输出噪声功率

把噪声因子用分贝 (dB) 来表示就是噪声系数 (NF): $NF = 10 \cdot \log (F)$

这个对噪声系数的定义对任何电子网络都是正确的，包括那些可以把输入信号的频率变换为另外一个输出频率的电子网络，例如上变频器或下变频器。

为了更好地理解噪声系数的定义，我们以放大器为例。放大器的输出信号的功率等于放大器输入信号的功率乘以放大器的增益，如果这个放大器是一个很理想的器件的话，其输出端口上噪声信号的功率也应该等于输入端口上噪声信号的功率乘以放大器的增益，结果是在放大器的输入端口和输出端口上信号的 SNR 是相同的。然而，实际情况是任何放大器输出信号的噪声功率都比输入信号的噪声功率乘以放大器的增益所得到的结果大，也就是说输出端口上的 SNR 要比输入端口上的 SNR 小，即噪声因子 F 要大于 1，或者说噪声系数 NF 要大于 0 dB。

在测量并比较噪声系数时，必须要注意的是我们在测量过程中是假定测试系统能够在被测器件 (DUT) 的输入端口和输出端口上提供非常完美的 50 Ω 端接负载。但在实际测量中，这样完美的条件永远不会存在。稍后我们会讨论如果测试系统没有完美的 50 Ω ，系统会对噪声系数的测量精度造成怎样的影响。同时，我们也会讲解各种校准和测量方法如何校正由于不理想的 50 Ω 源匹配引起的误差。

什么是噪声系数? (续)

另一种用来表达由放大器或系统引入的附加噪声的术语是有效输入温度(T_e)。为了理解这个参数, 我们需要先看一下无源端接所产生的噪声量的表达方式 – kTB , 其中 k 是玻尔兹曼常数, T 是以开尔文为单位的端接温度, B 是系统带宽。因为在某个给定的带宽内, 器件产生的噪声和温度是成正比的, 所以, 器件所产生的噪声量可以表示为带宽归一化为 1 Hz 的等效噪声温度。例如, 一个超噪比 (ENR) 为 15 dB 的商用噪声源所产生的电噪声等效于温度为 8880 K 的负载端接。任何一个实际器件的噪声系数都可以表示为一个有效输入噪声温度。显然 T_e 不是放大器或变频器的实际物理温度, 它是输入端接与一个噪声为零的理想器件相连时的等效温度(单位为开尔文), 该器件在输出端口上会产生同样大小的附加噪声, T_e 与噪声因子的关系是:

$$T_e = 290 \cdot (F - 1)$$

图 1 显示了 T_e 和噪声系数的关系曲线。虽然大部分 LNA 的特征是用噪声系数来描述的, 但是当 LNA 的噪声系数小于 1 dB 时, 就会经常用 T_e 来描述其噪声特征。在进行与噪声功率相关的计算时, T_e 也是一个很有用的参数。

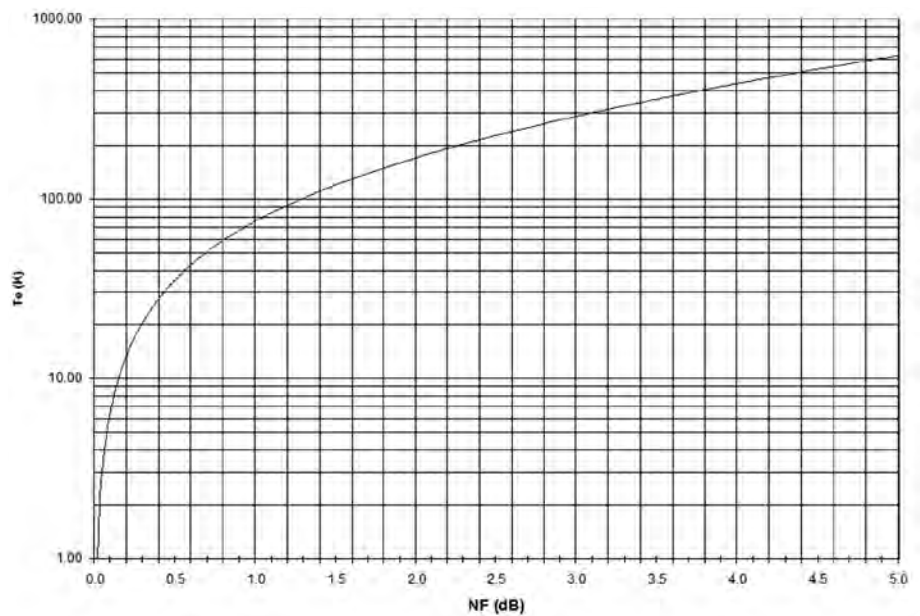


图 1. 有效噪声温度和噪声系数的关系

精确测量噪声系数的重要性

本应用指南的目的之一是让读者能够更好地理解在噪声系数测量中的测量精度问题，测量精度无论是对产品研发还是对产品生产都是很重要的。在产品研发过程中，更高的噪声系数测量精度不仅意味着在产品的仿真和测量结果之间可以有更好的相关性，有助于设计人员更快地把电路模型精细化，它还意味着系统设计人员可以对诸如雷达之类的发射/接收系统的性能进行更好的优化。当把系统的性能指标分解成系统所有各个部件的性能指标时，系统设计人员必须要根据测量精度给每个器件的指标增加防护频带，器件的设计人员也会据此对其器件进行性能验证。具体说到噪声系数，改善的测量精度和更小的防护频带意味着 LNA 可以有更好的技术指标，进而达到使用较小功率的发射放大器就能够获得同样的系统总体 SNR 的目的。由此可以使用更小、更轻、更便宜的发射机，这对于机载和星载应用是极为重要的。

在产品的生产测试中，改善的测量精度还可以允许使用较小的防护频带，这样可以在多个测试站的测量结果中取得更好的相关性，这意味着需要返工的产品越来越少，良率和吞吐量都大有提高，测试成本也进一步下降。更小的防护频带还可以让产品的技术指标更出色、更具竞争性，从而可以以更高的价格销售或是占据更多的市场份额。

噪声系数的测量技术

有两种测量噪声系数的主要方法。最常用的是Y因子法或冷热源法，是德科技的噪声系数分析仪和频谱分析仪都是用这种方法测量噪声系数。

Y因子法使用经过校准的噪声源 – 包括专门设计的通/断噪声二极管，在噪声源的后面还有一个可提供较好的输出匹配的衰减器(图2)。当二极管关闭，即没有偏置电流存在时，噪声源会对被测器件呈现出室温端接负载。当二极管被反向偏置时，它所产生的雪崩效应会产生一个超过室温端接负载的电噪声，这个额外产生的噪声量被表征为"超噪比" (即 ENR)。对于一个给定的噪声源，ENR 的值会随着频率而变化。根据内部衰减器的情况的不同，典型噪声源的 ENR 标称值的范围在 5 dB 到 15 dB 之间。使用噪声源可以在被测器件的输出端口得到两个噪声功率的测量结果，这两个测量结果的比值(称为 Y 因子)可用来计算噪声系数。使用 Y 因子法进行测量还能生成被测器件的标量增益。

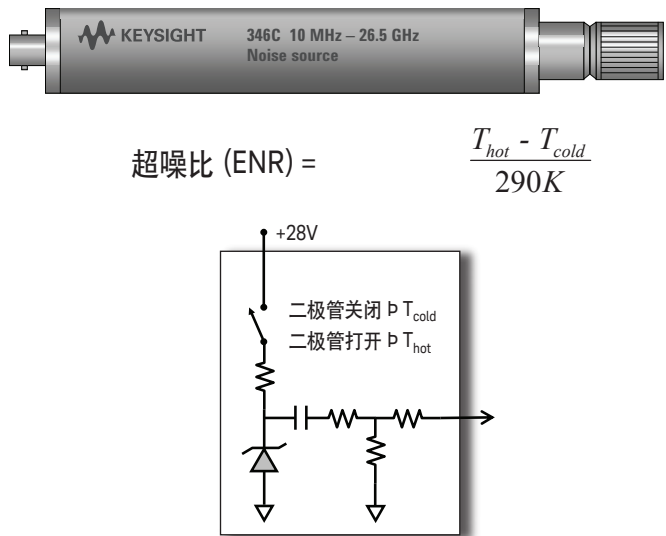


图2. 超噪源的原理图

第二种测量噪声系数的方法是冷源法，有时也把这种方法叫做直接噪声测量法。在被测器件的输入端口连接一个冷(通常是室温的)端接负载，另外再单独测量被测器件的增益。使用矢量网络分析仪(VNA)测量噪声系数就经常采用冷源法，因为这可以使我们在测量放大器或变频器时，只需通过单次连接，就可以完成诸如S参数、压缩、噪声系数等多项指标的测试。

Y 因子法

我们在这里要详细介绍 Y 因子法。使用噪声源我们可以进行两个噪声功率测量。一个是在噪声源处在冷状态 (噪声二极管关闭) 下进行, 另一个是在噪声源处在热状态 (噪声二极管打开) 下进行。从这两个测量和噪声源已知的 ENR, 我们就可以计算出两个变量: 被测放大器的标量增益和噪声系数。

在对被测器件进行测量的同时, 测试仪器中的噪声接收机的噪声也会被测量到。为了去除附加噪声对测量结果的影响, 在测量开始之前需要进行校准, 校准的过程就是把噪声源与测试仪器相连, 然后测量内部噪声接收机的噪声系数。使用一个简单的数学表达式就可以把被测器件的噪声系数从整个系统的噪声测量结果中提取出来。这一步骤被叫做第二级噪声校正, 这是因为被测器件的噪声系数是基于测试仪器中的噪声接收机在第二级的增益和噪声系数进行校正的。

如果我们把放大器的输出噪声功率与其输入噪声功率的关系画成图的话, 只要这个放大器是线性的, 那么关系图曲线就会是一条直线, 如图 3 所示。对于 LNA 来说, 这是一个很好的假设, 因为它们的目的就是放大那些远离放大器压缩区域的低电平信号。即便是输入噪声为零, 由于放大器内部有源电路自身会产生噪声的机理, 在放大器的输出端口上还是会有一定的噪声。这个由放大器自身所产生的噪声就是噪声系数测量中所要标定的量。从图中我们就可以轻松地看出, 为什么在求解放大器的增益 (直线的斜率) 和噪声系数 (从 Y 轴截获点导出) 时需要进行上述两个噪声功率测量。

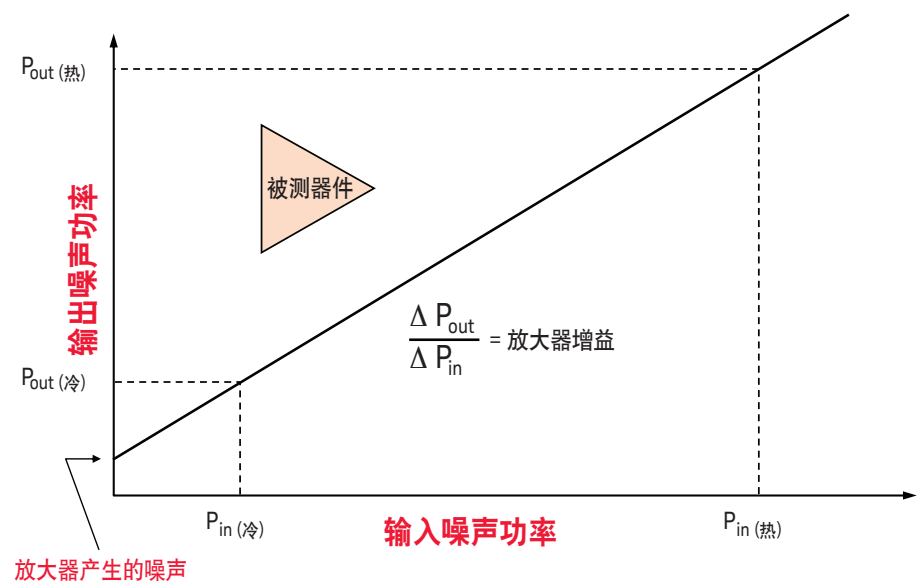


图 3. Y 因子法的图解

冷源法

我们在这里要详细介绍冷源法。冷源法的技术在概念上是很简单的，被测器件的输入端始终在室温(所谓的"冷"端接)条件下，只进行噪声功率测量，测得的噪声是经放大的输入噪声再加上放大器或变频器所产生的噪声。如果可以精确地知道放大器的增益(或变频器的变频增益)，那么就可以从测量结果中把经放大的输入噪声去掉，只留下由被测器件产生的噪声，由此就可以计算出噪声系数。为了能够在冷源法测量中得到精确的结果，我们必须要对被测器件的增益了如指掌。矢量网络分析仪使用2端口矢量误差校正技术和其他先进的校准方法可以达到冷源法所需的精度，因此，冷源法是矢量网络分析仪进行噪声系数测量的理想选择。

同Y因子法一样，冷源法也需要一个校准步骤来表征仪器内部噪声接收机的噪声系数和增益。另外，这一步骤也需要一个噪声源来完成；或者也可以使用功率计做扫频测量来确定接收机的有效噪声带宽。注意，冷源法所使用的噪声源或功率计只是在校准时才用到，被测器件进行测量时就不需要。

图4是输出噪声功率与输入噪声功率的关系图，在这里，我们可以单独测量被测器件的增益而得到这条直线的斜率。接下来只需进行一次功率测量就能确定这条直线和Y轴的交点，从而确定该直线在图中的位置，这样就可以推导出被测器件的噪声系数。

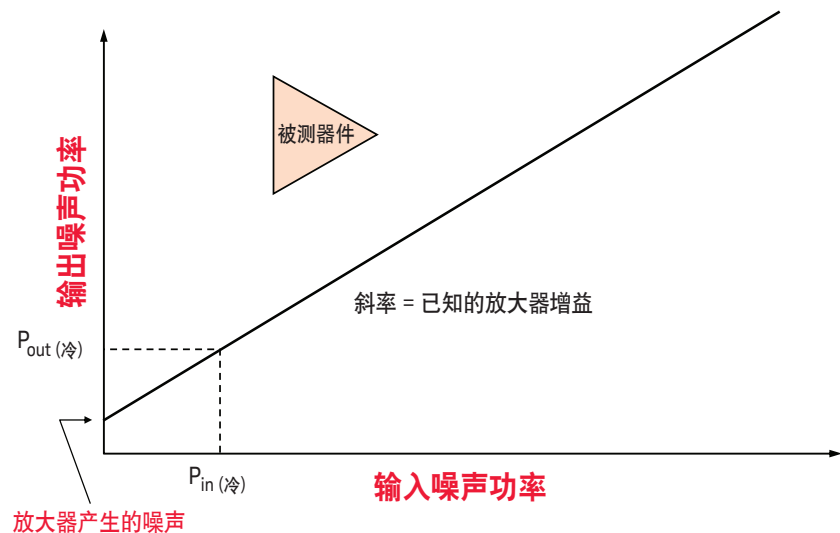


图4. 冷源法的图解

注意，当使用VNA测量被测器件的增益时可以采用矢量误差校正技术，由此得到的增益测量结果要比用Y因子法测得的更加精确。矢量误差校正要求对被测器件的四个S参数都进行测量，这需要分析仪做正向和反向两次扫描。在后面我们将会讨论如何利用被测器件经过校正的S11和S22参数来校正测量结果中的其他误差。冷源法已经被进一步开发和应用到变频器的测量，其中输入频率和输出频率并不相同。

限制测量精度的因素

使用 Y 因子法测量时的假设条件

Y 因子法的测量精度依赖于对放大器和测试系统所做的几个假设，这些假设条件的有效性会因测试系统和被测器件的 S 参数和噪声参数不同而变化。

第一个假设条件是噪声源与被测器件具有良好的 $50\ \Omega$ 匹配。这种假设虽然不是很完美，但是当被测器件与噪声源直接连接时，特别是使用 ENR 较小的噪声源时 (ENR 较小的噪声源比 ENR 较大的噪声源往往有更好的匹配)，这种假设还是比较合理的。不过，当在噪声源和被测器件之间加入了其他的电网络时，这种假设就不是很好了。我们稍后会看到，与理想的 $50\ \Omega$ 源匹配的偏离会在测量结果中造成相当大的误差。

我们在后面会举几个例子，您可以看到把噪声源与被测器件直接连接在一起要么不切实际，要么就根本不可能。首先，很多航空航天/国防设备和商用微波通信设备本身是没有同轴连接器的，例如，相控阵雷达系统上的很多发射/接收模块都有输入输出微带线，要求测试夹具和商用同轴测试设备进行连接。另一个例子是单片微波集成电路 (MMIC)，对它们的测试往往是在把它们进行封装之前直接在半导体晶圆上进行，在这种情况下，必须使用同轴共面测试探头把测试设备接到被测器件。在上述实例中，我们都没有办法把噪声源和被测器件直接进行连接。

在很多情况下即便是被测器件有同轴连接器，但是由于需要用自动测试设备 (ATE) 进行测量，需要同时连接多台仪器来充分表征被测器件的特征，例如，需要用网络分析仪测量 S 参数和增益压缩，用频谱分析仪、信号源和噪声源测量互调失真和噪声系数等特征，在这种情况下，就必须在测试设备和被测器件之间增加一个开关矩阵，因此，当测量噪声系数时，也是无法把噪声源直接接到放大器的输入端口。

在无法把噪声源和被测器件的输入端口直接相连的情况下，附加的电缆、适配器、开关、测试夹具和/或探头都会引起额外的损耗和反射，这些会使测试系统的有效源匹配性能降低。虽然通过把噪声源的 ENR 值进行标量校准可以减轻测量附件带来的损耗影响，但是源匹配的劣化所造成的影响是不容易去除的，这自然会导致测量精度下降。

第二个假设条件是噪声源的输出匹配在冷热两种状态体下是不变的。实际情况则是一些变化存在，因为噪声二极管的阻抗在其有偏置电压和无偏置电压的条件下是不一样的。对于 ENR 小并且在二极管和输出连接器之间的衰减比较大的噪声源，这种冷热状态的变化导致的阻抗变化会小一些。

使用 Y 因子法测量时的假设条件(续)

第三个假设条件是无论连接的是噪声源还是被测器件，测试仪器中的噪声接收机的噪声系数都是一样的，即便是这两种不同的器件与噪声接收机相连时所呈现的源阻抗有所不同。不过实际情况是噪声接收机的噪声参数将确定其噪声系数如何随源阻抗而变化，这意味着第二级噪声校正应根据被测器件的 S22 参数进行调整。

最后一个假设条件是放大器的可用增益有关，在计算放大器的噪声系数时会用到这个指标，它是放大器的输入和输出端口都是共轭匹配的情况下放大器的增益。使用 Y 因子法测得的增益实际上是标量功率增益，只有当被测器件的输入和输出匹配接近 $50\ \Omega$ 时，这个标量功率增益才接近于放大器的可用增益。对于一些匹配很差的器件，例如没有匹配的晶体管，要想得到真正的可用增益需要测量其全部 4 个 S 参数，如果不使用 VNA 是没有办法做到的。

这些假设条件对 Y 因子法测量精度的影响可通过噪声系数不确定度计算器很好地进行分析，该程序涵盖了所有因素所产生的影响，稍后我们会举例说明这个计算器程序给出的分析结果。在下一节内容中，我们将对 Y 因子法和冷源法的测量精度做更为详细的分析。

噪声系数测量结果中不确定性的来源

为了能够理解噪声系数测量精度和不同测试方法的区别，我们必须理解测试系统中误差的来源以及它们是如何与被测器件互相作用的。有各种因素都会造成噪声系数测量结果中的不确定性。使用不同的测试方法和不同级别的误差校正会导致测量结果中误差的幅度大为不同，有些误差的来源对于两种测试方法来说是共有的，而有些误差来源则是每种测试方法所特有的。

共有的误差来源包括仪器的不确定性和 ENR 的不确定性，通常测试仪器中只有这两个误差来源是标有指标的。ENR 的不确定性由噪声源的制造商给出，其大小取决于表征超噪比所用的测试方法；仪器的误差通常是最小的误差源。但是如果认为总体测量精度仅仅取决于上述两个技术指标那就错了。

抖动是两种测试方法中另一个共有的测量误差来源，它来自于对低电平随机信号(噪声)的测量。抖动是用来对一个噪声很大的信号的平均噪声功率测量精度进行定量分析，它可以被看作是噪声系数测量结果轨迹上的噪声量(与 S 参数测量结果中的高电平轨迹噪声类似，但通常还要大一些)，它与噪声测量的时长和测试系统的带宽有关。在 PNA-X 上通过增大噪声平均值可以扩展测量带宽或增加积分(测量)时间，从而把这种误差来源的影响降低到可以接受的程度。噪声平均值计算只是测量噪声功率时在噪声系数测量环节中会用到，它是独立于在整个噪声系数测量轨迹上所用的扫描平均而被特别控制的。

噪声系数测量结果中不确定性的来源 (续)

最后一个共有的误差来源是测试系统的漂移，这主要是因为温度的变化而引起的。测试系统始终存在着漂移，但它可以通过对系统的再次校准而解决。

正如前文所述，人们希望噪声系数测量是用理想的 $50\ \Omega$ 测试系统进行。如果测试系统的源匹配不是理想的 $50\ \Omega$ 的话，就会产生两种测量误差来源。如果这些误差不被校正的话，那么它们往往会成为影响噪声系数测量不确定性的最主要因素。

失配误差

第一种因为不理想的系统源匹配产生的误差来自于测试系统与被测器件的输入匹配的交互作用，引起与噪声信号频率的失配。这种失配效应与使用正弦信号测量 S 参数时的失配效应相同，图 5 显示了使用 Y 因子法测量时的失配效应。虽然大多数高频 LNA 的输入匹配额定值都是 $50\ \Omega$ ，但是实际输入匹配会因频率的不同而在这个值上下浮动。这对于噪声源源匹配以及位于噪声源和被测器件之间的任何电网络的源匹配同样适用。根据被测器件输入匹配的不同，从噪声源出来的一些噪声功率会被放大器的输入端口反射回来，假如噪声源能够提供理想的 $50\ \Omega$ 匹配，那么反射的功率会全部被吸收，LNA 在 $50\ \Omega$ 匹配条件下的真正噪声系数也就可以测量。不过，如果噪声源不能提供理想的源匹配，那么一些噪声功率就会被再次反射回被测器件，这些被再次反射回来的信号会与原始信号形成相消或相长的互相干扰，这个由匹配的相对相位而定。如果频率跨度足够宽能够显示一个或更多的反射周期，这种失配的效应就可以从测试结果的典型纹波图案中看出来。尽管经常会因为频率跨度太窄或测试点数太少的缘故而看不出纹波，但是误差始终存在于测量结果中。

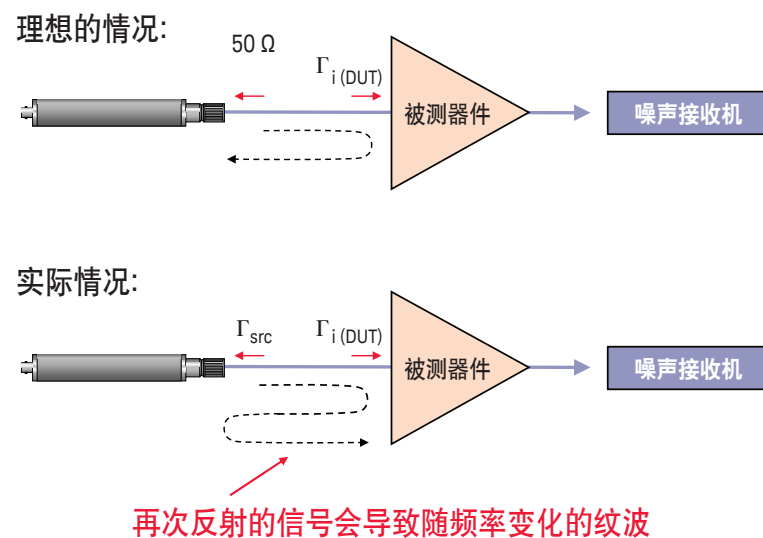


图 5. Y 因子法中的失配误差

失配误差(续)

对于使用 Y 因子法进行测量，由于噪声源(或噪声源与适配器、电缆、开关或探头级联之后)的不理想匹配，以及频谱分析仪和噪声系数分析仪无法用数学计算的方法来消除误差的影响，失配误差可以非常大。对于使用冷源法进行测量，失配误差的大小取决于被测器件输入端口上 $50\ \Omega$ 端接的质量；也可能与误差校正技术的类型有关。用已经过适当误差校正的 VNA 采用冷源法测量时，因为 VNA 可以测量测试系统和被测器件的 S 参数，并用数学方法对这种失配效应进行补偿，因此测量结果中的失配误差极小。

噪声参数的影响

很多测试工程师都不了解另一种同样由不理想的系统源匹配引起的误差。实际上由被测器件产生的一些噪声会从器件输入端口出来，经过系统源匹配反射之后又重新进入到被测器件。这个被反射回来的噪声会使被测器件的噪声系数发生变化，这种变化取决于反射噪声功率的相位和放大器内部各种噪声源的相关性，因此，测得的噪声系数将随着系统源阻抗而变化。

LNA 设计人员非常了解这种效果，他们会测量放大器的每个独立器件的噪声参数，这些噪声参数可以帮助设计人员估算某个器件的最小噪声系数，以及在怎样的源阻抗(最佳反射系数)条件下才能获得这个最小的噪声系数。噪声参数还会告诉设计人员，当系统源阻抗偏离最佳值时，放大器的噪声系数会发生怎样的改变。对于给定阻抗的改变，噪声系数的变化幅度对于放大器和变频器来说是不一样的，有些器件对源阻抗的变化是很敏感的，而有些器件则不是。了解了关于器件的噪声参数和 S 参数的知识，LNA 设计人员就能够针对具体应用而着手设计匹配的电路，以便优化放大器的增益和噪声系数。

当测量噪声系数时，如果不对噪声参数的影响进行补偿，那么噪声参数就会产生很大的误差。在下一节里会详细探讨这个话题。

什么是噪声参数

噪声参数在被测器件的输入端口和测试仪器内置噪声接收机的输入端口上都会产生影响。要想了解为什么噪声参数会给测量结果带来误差，我们首先需要了解什么是噪声参数。放大器的噪声参数描述了噪声系数随着源阻抗 Γ_s 而变化的情况。在史密斯圆图上，噪声参数通常被绘制为恒定噪声系数圆（图 6）。一组给定的噪声系数圆是在某一个频率上有效的。对任何一种放大器，不论是独立的放大器还是嵌入到变频器前端的放大器，在达到某个最优阻抗时就会出现一个最小噪声系数，我们把这个最优阻抗叫做 Γ_{opt} (Γ_{opt})。源阻抗偏离最优阻抗越远，放大器的噪声系数就会越大。放大器的噪声参数与晶体管偏置电流和工作频率都有关。

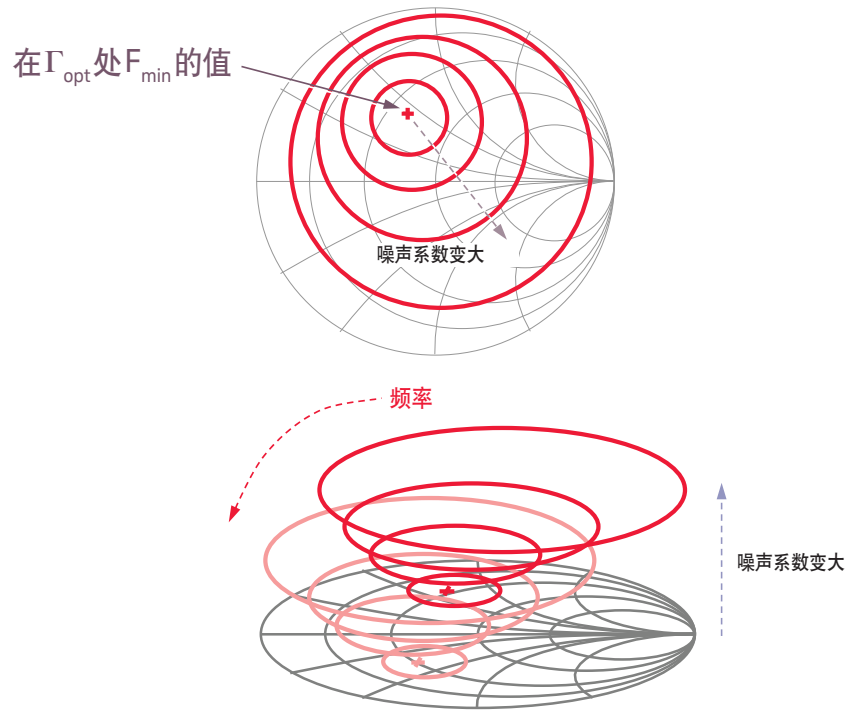


图 6. 噪声参数被绘制为恒定噪声系数圆

噪声系数效应和源阻抗可以通过噪声参数的数学公式来表示：

$$F = F_{\min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_{\text{opt}} - \Gamma_s|^2}{|1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)}$$

从这个公式中可以看到噪声因子 F 是随着源阻抗 Γ_s 而变化的。除了 Z_0 ($50\ \Omega$ 系统基准阻抗) 之外，还有三个被称作噪声参数的常数（两个标量常数，一个矢量常数）。这四个噪声参数是： $F_{\min}$ （最小噪声因子）、 Γ_{opt} -magnitude、 Γ_{opt} -phase（对应于 $F_{\min}$ 的最优源阻抗）和 R_n （噪声电阻，这是一个灵敏度参数，控制当源阻抗偏离 Γ_{opt} 时噪声系数的降级速度）。恒定噪声圆是由公式中的那些包含 Γ_s 在内的绝对值平方项决定的。

噪声的相关性

为了解为什么器件的噪声系数会随着输入匹配而变化，我们需要仔细看一下放大器上有噪声的双端口模型。一个有噪声的双端口网络会有两个噪声来源：一个是和输入端口有关的，另一个是和输出端口有关的。从数学的角度看，噪声发生器可以表示为电流源或电压源，或者是两者的组合。图 7 下方显示了噪声分析最常用的模型，因为它把噪声发生器与理想的增益模块分隔开来，并把噪声发生器置入放大器的输入端口，这会让人们更容易地理解源匹配与两个噪声发生器的交互作用。通常情况下这两个噪声源是彼此独立的，但是它们之间也会因为放大器在物理和电气方面的特征而表现出一定的相关性。

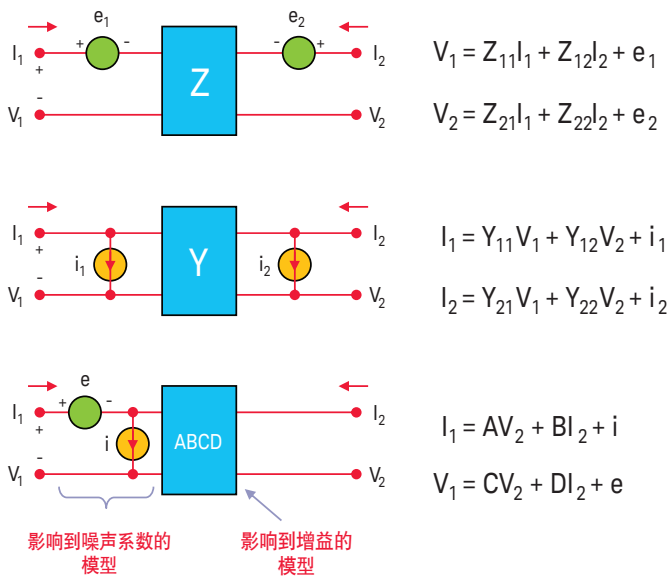


图 7. 双端口噪声模型

噪声的相关性(续)

理解两个噪声源之间的相关性对于很好地理解噪声参数是至关重要的。在图 8 中，如果两个噪声源是完全相关的话，那么它们的瞬时(电压或电流)波形的差值就是比例因数(增益)；如果它们是完全不相关的，那么每个波形就会是真正的随机波形，而且彼此毫不相关。对于真实世界中的放大器来说，两个噪声源之间相关的量介于完全相关和完全不相关这两种极端情况之间，这是因为与输入端口和输出端口有关的噪声发生器在放大器中共享有源电路。这些物理噪声发生器会向正反两个方向发出噪声(这有助于产生相关性)，但是在每个方向上的幅度和相位的变化将会是不一样的(这有助于产生非相关性)。例如，晶体管会在一个方向上产生增益，而在另外一个方向上则会产生损耗。如果在这两个噪声源之间存在一定的相关性的话，那么就会有某个源阻抗值能够提供导致最大噪声抵消效果所需的幅度和相位偏移(Γ_{opt})，这个源阻抗值会产生最小的噪声系数。

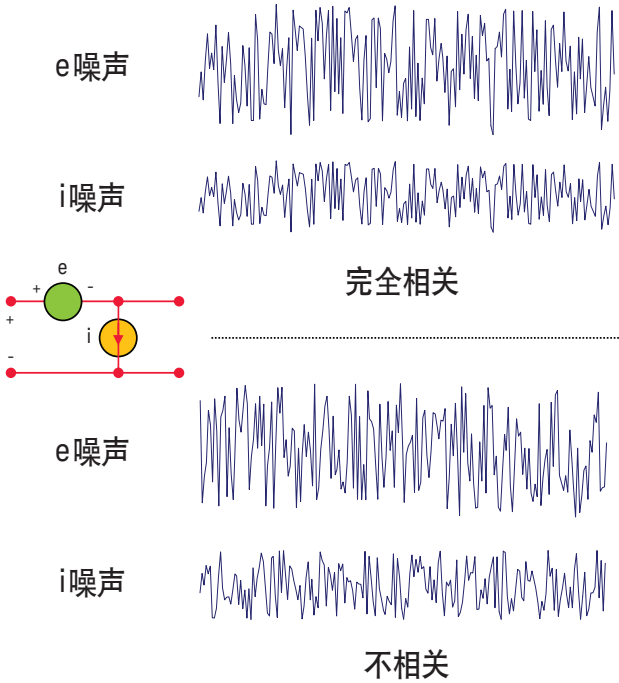


图 8. 噪声的相关性

噪声的相关性(续)

噪声参数的概念直接关系到我们精确测量 $50\ \Omega$ 噪声系数的能力。当测试系统的源阻抗在 $50\ \Omega$ 附近变化时, Γ_s 就会在靠近史密斯圆图中心的几个噪声圆之间变来变去, 所测得的被测器件噪声系数也会随之改变。图 9 显示了一个 15 dB ENR 噪声源在不加电状态下的输入匹配, 虽然它的中心是在 $50\ \Omega$ 上, 但是它的反射系数很明显是随着频率的变化而改变的。如果不对 VNA 的源匹配进行校准, 情况会更糟糕, 考虑到 VNA 更为复杂的组成结构, 这一点也就不会令人吃惊了。因为放大器的噪声系数是随着源阻抗而变化的, 人们可以看出传统的噪声系数测量系统为什么会因为不理想的源匹配而产生非常明显的测量误差。这种效果所产生的影响显示在测量结果上就是会出现很多的纹波, 这些纹波很难与因为失配误差所造成的纹波分辨开来。源匹配的变化越大, 在噪声系数测量结果中引入的误差也就越大。

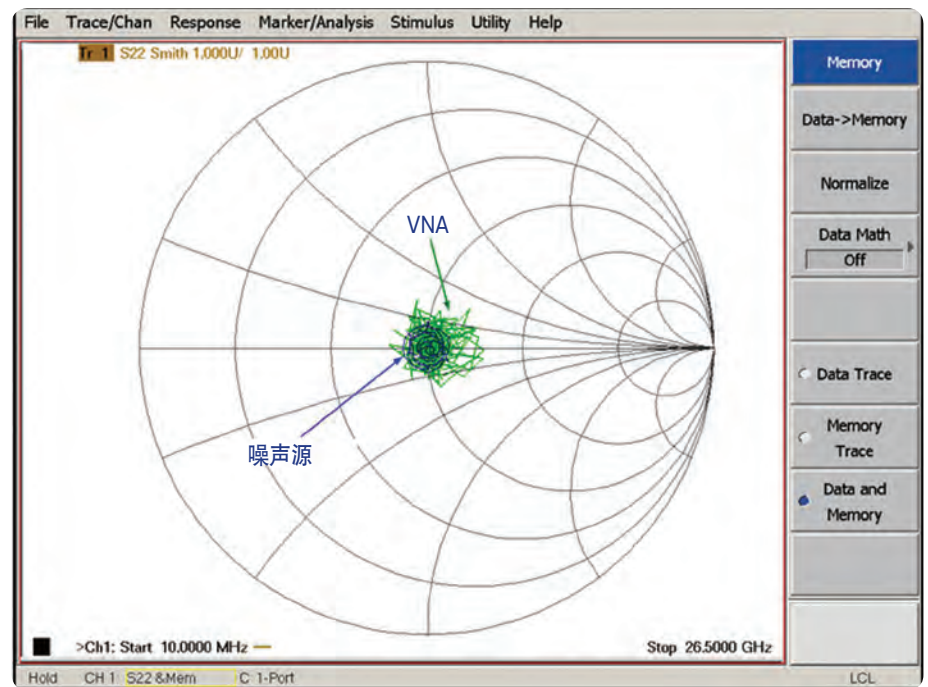


图 9. 噪声源和 VNA 的源匹配

噪声参数的影响对 Y 因子法和冷源法都是存在的。在用 Y 因子法进行测量所得到的结果中, 即便是在把噪声源直接与被测器件进行连接的情况下, 由噪声参数所引起的误差照样存在, 只不过是如果噪声源的匹配很好的话, 通常这种误差会比较小而已。不过在多数情况下这种误差会很明显, 这要取决于在测量中所使用的是哪一种噪声源以及在什么频率上进行测量。如果在噪声源和被测器件之间增添其他的元器件, 即便是对这些元器件引起的损耗进行了补偿, 也会出现更大的测量误差。

当使用 VNA 用冷源法进行测量时, 如果不采用衰减器或源校正技术的话, 那么系统原始的源匹配通常也是比较差的。使用 PNA-X 独特的矢量源校正方法(稍后会进行介绍), 实际得到的源匹配非常理想, 这样被测器件或 PNA-X 内置噪声接收机的噪声参数对测量结果造成的不确定性就会很小。

噪声系数误差模型

在分析了噪声系数测量中的主要误差来源之后，现在我们来了解一下在校准和测量过程中表示测试系统和被测器件交互的直观误差模型。图 10 是一个简化的 Y 因子法的不确定性模型，ENR 不确定性在校准和测量的过程中都存在，失配误差是由噪声源、噪声接收机和被测器件的不理想（不是严格的 50Ω ）匹配造成的。噪声源的不理想匹配还造成噪声参数误差，导致噪声接收机和被测器件的噪声系数会随着频率而发生变化，这个误差源取决于噪声接收机和被测器件的噪声参数。相比之下，抖动和仪器的不确定性是比较小的误差源。

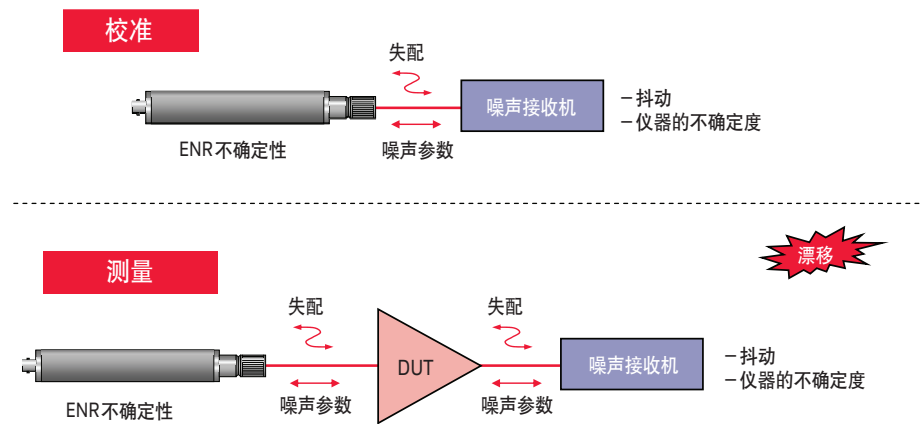


图 10. Y 因子法的不确定性模型

图 11 是使用 PNA-X 实施冷源法的简化的不确定性模型，其中噪声源用于校准 PNA-X 的低噪声接收机。在校准过程中要比 Y 因子法的校准多了几步操作。因为冷源法测量不会用到噪声源，因此 ENR 不确定性只在校准过程中存在。注意，尽管在模型中出现了失配和噪声参数误差项，但由于使用了是德科技先进的误差校正技术，这些误差是极小的。S 参数的不确定性、接收机输入匹配的不确定性和阻抗调谐器反射系数的不确定性都是额外的误差源，但是因为使用了矢量误差校正技术，这些误差都是非常小的。抖动仍然存在，这和 Y 因子法中的情况是一样的，仪器的不确定性等效于动态精度，这两项误差来源都很小。

噪声系数误差模型 (续)

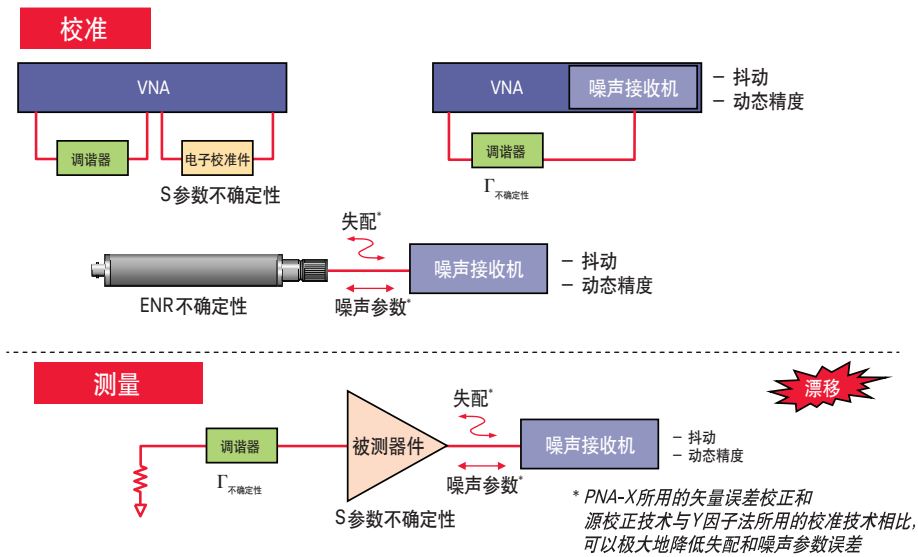


图 11. PNA-X 冷源法的不确定性模型

为了对总体测量不确定性有个正确的估计，是德科技开发出了 Monte-Carlo 不确定度计算器，这个程序把每个噪声系数测量方法中的所有误差源都包括在内。这样，用户可以对某个被测器件用 Y 因子法和用冷源法测得的总体精度进行比较，稍后我们会给出一个实例。PNA-X 的不确定度计算器 (图 12) 可以从 www.keysight.com/find/nfu 下载。

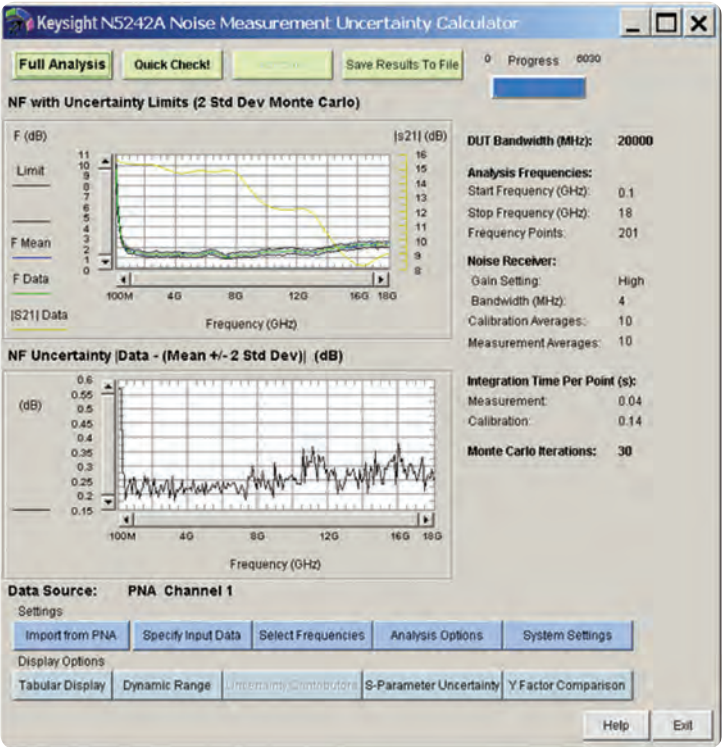


图 12. PNA-X 的噪声系数不确定度计算器使用 Monte-Carlo 法来计算噪声系数测量不确定性

PNA-X 独特的测量方法

本节将详细介绍冷源法噪声系数测量在 PNA-X 上独特的实现方法，并介绍使用 PNA-X 测量放大器、变频器、平衡(差分)器件的噪声系数的方法。

PNA-X 的噪声系数选件扩展了仪器与被测器件单次连接就能完成的测量范围，例如，只需通过单次连接就能测量 S 参数、噪声系数、增益和相位压缩、谐波和互调失真(IMD)。PNA-X 噪声系数测量所提供的结果是目前所有噪声系数测量仪器中精度最高的。

选件选择

现在有多种选件可使 PNA-X 增加噪声系数测量功能。选件 029 (用于 N5241A 13.5 GHz 和 N5242A 26.5 GHz 型号) 和选件 H29 (用于 N5244A 43.5 GHz 和 N5245A 50 GHz 型号) 为 PNA-X 增添了 13.5 GHz (用于 N5241A) 或 26.5 GHz (用于 N5242/44/45A) 低噪声接收机，以及专门设计的校准和测量算法。选件 028 把这种校准和测量算法应用到了 PNA-X 的标准接收机上(通常用来测量 S 参数、变频增益、压缩和互调失真)，并把测量噪声系数的频率范围扩展到了 50 GHz。

选件选择 (续)

图 13 是双端口 PNA-X N5241A (13.5 GHz) 或 N5242A (26.5 GHz) 增添选件 029 噪声系数硬件之后的结构图。当使用低噪声接收机测量噪声系数时，有 5 个噪声带宽可供选择：24、8、4、2 和 0.8 MHz。因为在测试端口 2 上设计了特别的电路，所以在用冷源法进行 S 参数、变频增益、噪声功率测量时无需使用机械开关进行切换。当用户为了得到最佳噪声系数而通过多种参数测量对器件进行调谐时，或者当 PNA-X 是高产量生产测试系统的一个组成部分时，PNA-X 的这个特性非常有用。

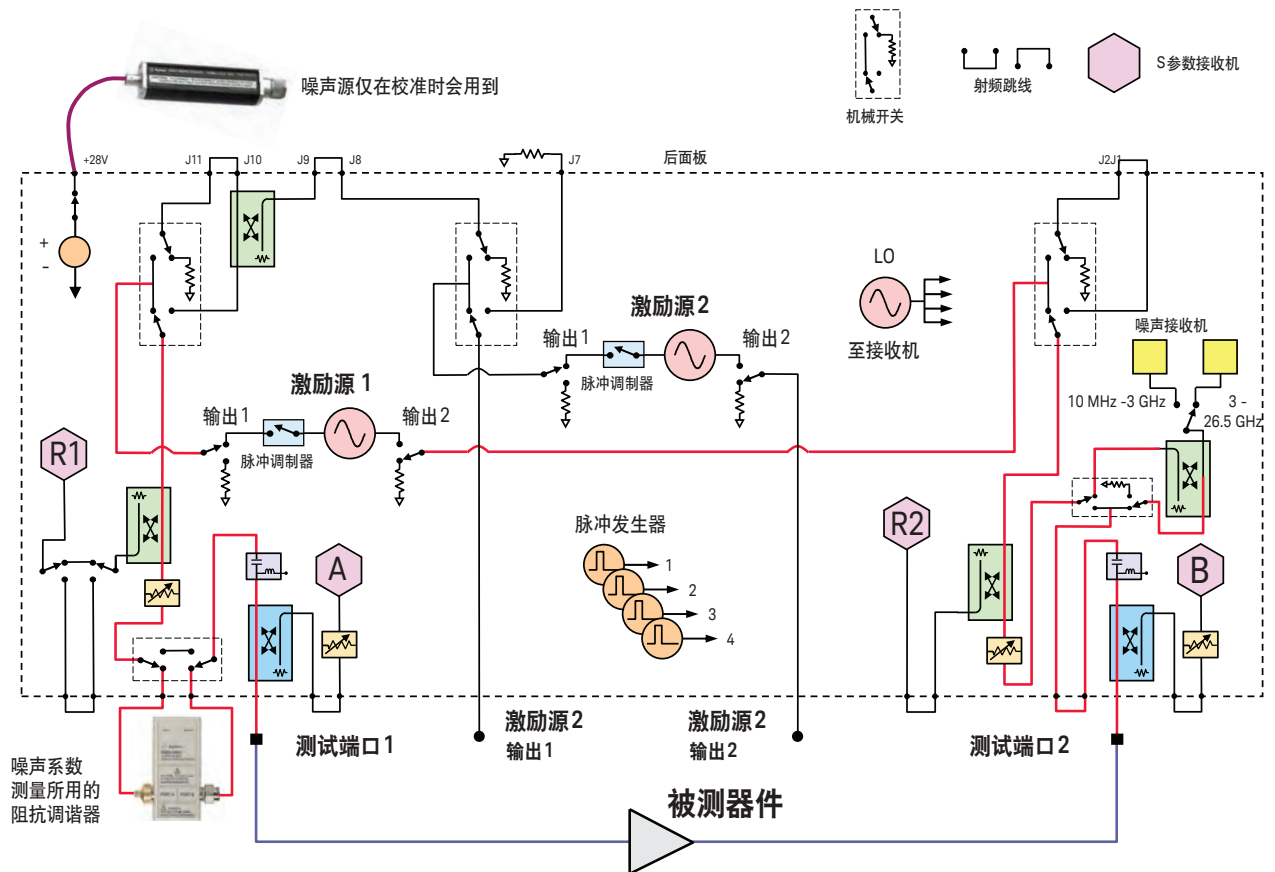


图 13. 配有噪声系数硬件选件的双端口 PNA-X

PNA-X 噪声系数解决方案还需要一个噪声源 (当使用低噪声接收机时) 和/或一个功率计 (当使用标准接收机或在测量变频器时)，这两个器件仅在校准过程中才会用到。要彻底完成经过校正的矢量 - 源测量，还需使用一个专门用作阻抗调谐器的电子校准件。此外，还需要另一个电子校准件或机械校准套件完成对 S 参数测量部分的校准。

选件选择 (续)

作为阻抗调谐器使用的电子校准件可以帮助去除不理想系统源匹配所造成的影响，我们在下面将就此做详细的解释，这让我们在进行单次连接测量的同时还可以得到很高的精度。选件 029 或 H29 为测试端口 1 上的激励源环路增加了一个旁路开关，这样如果需要的话，在测量压缩特征或 IMD 特征时就可以把作为调谐器使用的电子校准件避开。您也可以选择标量校准。标量校准的精度较差但速度更快，并且不需要将电子校准件用作阻抗调谐器。即便利用完全的矢量 – 源校正技术，PNA-X 噪声系数解决方案的速度也要比 NFA 和频谱分析仪解决方案快很多 (图 14)。鉴于 PNA-X 的测量速度极快，因此可以使用 PNA-X 测量非常多的数据点，以获得高分辨率。

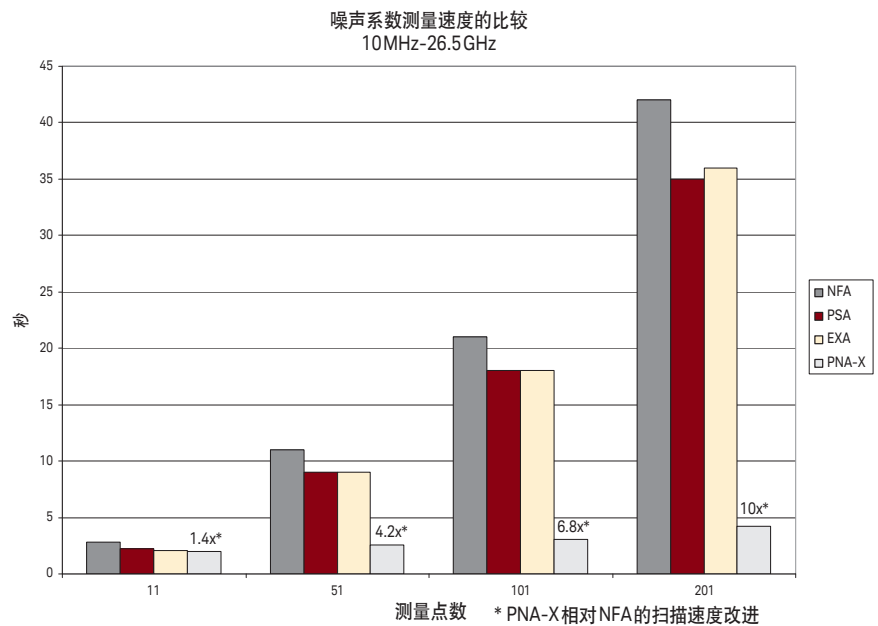


图 13. 配有噪声系数硬件选件的双端口 PNA-X

校正噪声参数造成的影响

我们在之前已经提到，VNA 通过常规的矢量误差校正技术可以对失配误差进行校正。为了校正噪声参数误差，我们必须要对被测器件的噪声参数进行测量，进而就需要在被测器件的输入端口使用阻抗调谐器。在选择阻抗调谐器时，可以使用噪声参数测试系统常用的机电式阻抗调谐器，它可以给被测器件提供非常宽的源阻抗范围；或者，也可以使用前面提到的电子校准件，它提供在计算 50 Ω 噪声系数时所需要的有限阻抗范围。为了更有效地进行第二级噪声校正，在校准过程中还要对噪声接收机的噪声参数进行测量。

校正噪声参数造成的影响(续)

图 15 形象地表达了这个概念。在史密斯圆图中心位置上的方块是我们想要对被测器件的噪声系数进行测量的地方，这里对应的是理想的 $50\ \Omega$ 源阻抗。但正如前文所述，我们知道测试系统不能提供理想的 $50\ \Omega$ 匹配。因此，与其假设我们测量的是具有理想源匹配的噪声系数，倒不如有意使用一组非 $50\ \Omega$ 阻抗(我们知道这些阻抗的精确值)来测量噪声系数。如图所示，在每个测量频点上我们给被测器件最少提供 4 个不同的阻抗值，在每一个阻抗值上测量从被测器件输出的噪声功率。在校准过程中对这 4 个状态的阻抗值进行测量，并在已连接被测器件的情况下进行噪声功率测量。然后把成对的阻抗值/噪声功率值用在噪声参数的公式中(使用 4 个等式求解 4 个未知变量)，因此就可以非常精确地算出在 $50\ \Omega$ 条件下的噪声系数。所以使用从史密斯圆图上用小圆圈表示的测量结果，我们就可以精确地计算出与图中心方块相对应的噪声系数。

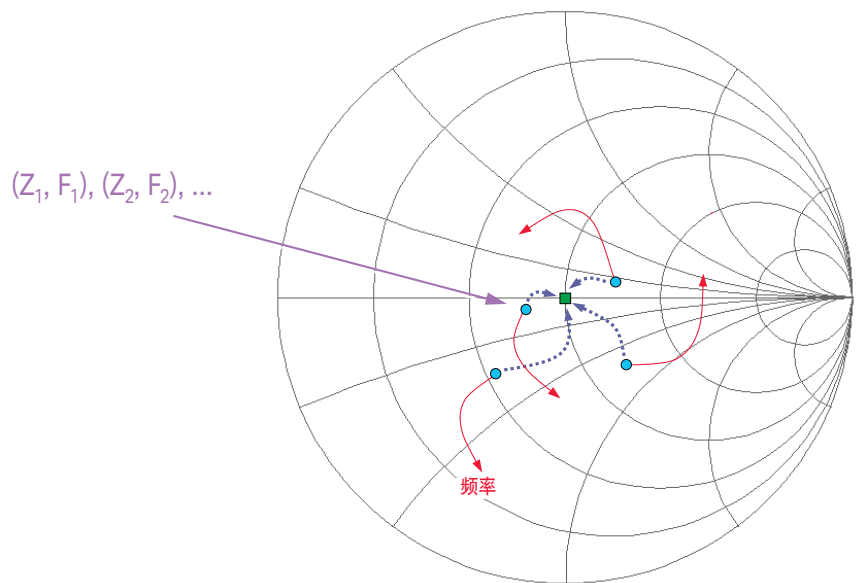


图 15. PNA-X 独特的源校正技术的图示

正如矢量误差校正能够显著改善 VNA 在 S 参数测量时的源匹配和负载匹配一样，源校准方法可以使 PNA-X 的非理想源匹配在噪声系数测量时变得非常出色。在实际测量中，在每一个阻抗状态下都会做一次频率扫描，而不是在每个频率点上改变阻抗的状态，这就使得整个测量过程变得非常快。当使用 N4690 系列电子校准件时，用户可以选择最多 7 个阻抗状态，通过用更多数据进行超定的方法可以进一步提高测量精度。

使用 PNA-X 和 Y 因子法得到的测量结果的比较

借助前面提到的 Monte-Carlo 噪声系数不确定度计算器，图 16 是在自动测试环境中分别用 PNA-X 源校正技术和 Y 因子法(使用超噪比为 14 dB 的噪声源)对 LNA 进行测量不确定性计算。在本例中，LNA 的技术指标是：增益 = 15 dB，输入/输出匹配 = 10 dB，噪声系数 = 3 dB， $F_{\min} = 2.7$ dB， $\Gamma_{\text{opt}} = 0.27 \angle 0^\circ$ ， $R_n = 12$ 至 33。

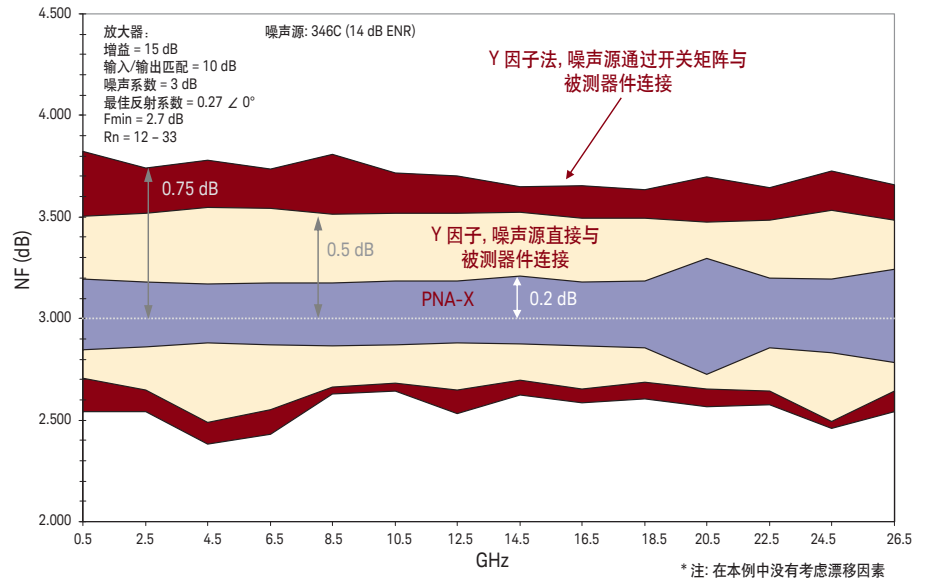


图 16. ATE 环境中的噪声系数不确定性

在本例中，即便是把噪声源直接与放大器连接，使用 PNA-X 进行测量得到的不确定性明显小于使用 Y 因子法的不确定性(PNA-X 测量结果的不确定性为 0.2 dB，Y 因子法测量结果的不确定性为 0.5 dB)。如果在噪声源和 LNA 之间插入仿真的开关矩阵，那么 Y 因子法的测量结果不确定性会劣化到 0.75 dB。对于噪声系数比较小或中等的器件来说，用 PNA-X 进行测量对测量精度的提高是很可观的。

使用 PNA-X 和 Y 因子法得到的测量结果的比较 (续)

图 17 是把前一个测量结果不确定性实例的各个因素加以分解。使用 Y 因子法时，两个最大的误差来源是由不理想的系统源匹配造成的。第一大误差源是噪声源非理想匹配和被测器件所产生的噪声交互作用所引起的噪声参数效应，第二大误差源是由失配效应引起的。注意，当我们在噪声源和被测器件之间插入一个仿真的 ATE 网络时，相比失配误差的影响，噪声参数的影响会变得更大。对于使用 PNA-X 的源校正方法，最大的误差源是在校准过程中噪声源的 ENR 不确定性，这种不确定性会影响到对 PNA-X 内置噪声接收机进行测量的精度。

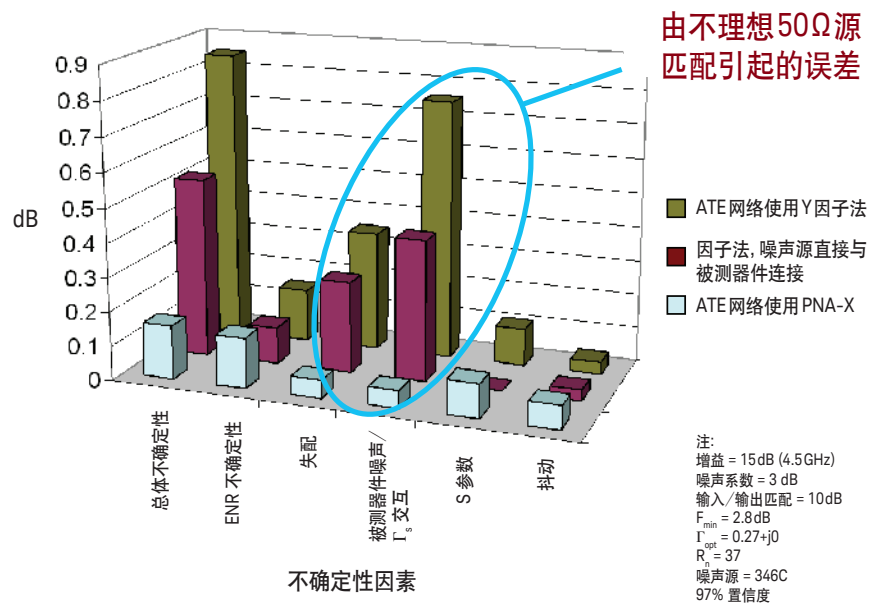


图 17. 在 ATE 环境中得到的噪声系数测量结果不确定性的分解

使用 PNA-X 和 Y 因子法得到的测量结果的比较 (续)

图 18 显示了对未封装的 LNA 进行晶圆上测量。从图中可以看到，使用 Y 因子法时不能将噪声源直接与放大器连接，必须通过电缆和晶圆探头进行连接。用 PNA-X 进行测量的结果不确定性会因为晶圆探头损耗而有所增加，当频率超过 24 GHz 时，这种增幅最为明显。然而，与 Y 因子法相比，PNA-X 测量结果中的不确定性还是很小的。如果在晶圆上装置中增添一个开关矩阵，那么 Y 因子法所具有的不确定性会比上面实例中的不确定性还要差，与 PNA-X 只有 0.3 dB 的不确定性相比，Y 因子法的不确定性在这里已经达到了 1.1 dB。

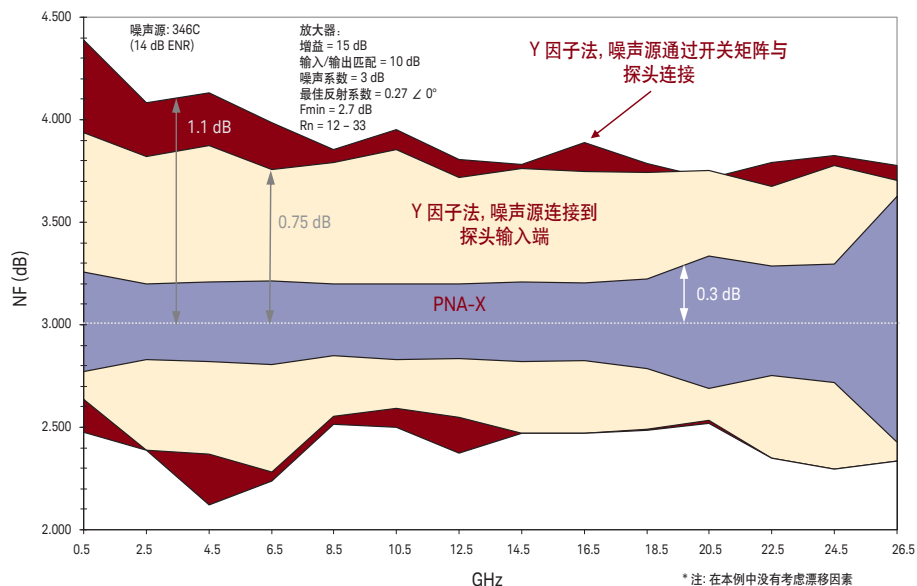


图 18. 对晶圆上装置的噪声系数不确定性进行比较

图 19 把这个晶圆上测量实例的不确定性因素加以分解。再次看到，当使用 ATE 环境时，Y 因子法的主要误差源是由失配和噪声参数效应引起的。

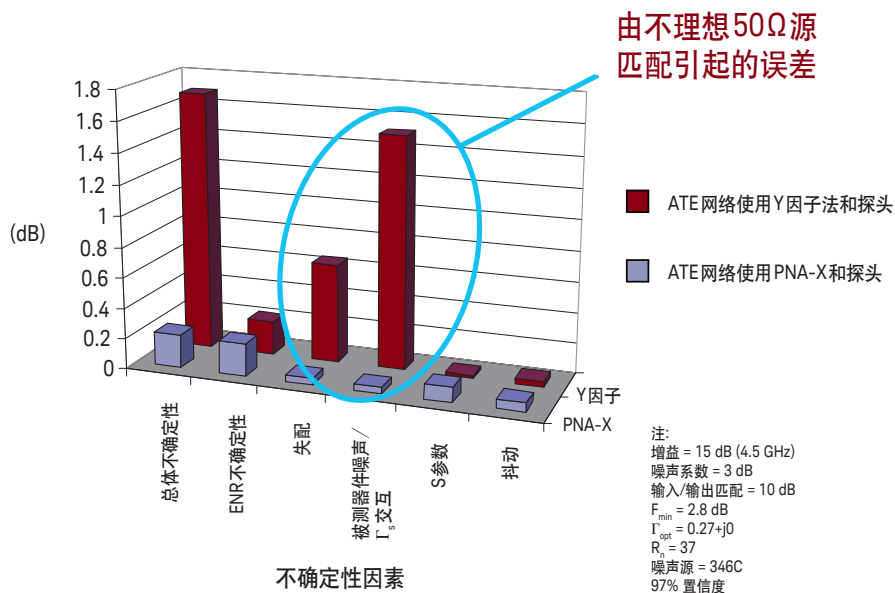


图 19. 在晶圆上装置中得到的噪声系数测量结果不确定性的分解

使用 PNA-X 和 Y 因子法得到的测量结果的比较 (续)

图 20 是对一个未经封装并且是没有匹配的低噪声晶体管分别用 PNA-X 的源校正方法和 Y 因子法 (使用 ENR 为 14 dB 的噪声源) 进行测量, 并对测量结果进行比较, 这是一个真实的 401 点宽带测量。这个被测器件的输入匹配很差而很难得到很精确的测量结果。注意, 使用 PNA-X 进行测量所得到的轨迹相对平滑, 而且处在 Y 因子法纹波的中心。Y 因子法测量结果中的纹波通常很难看到, 这其中有两个原因。第一个原因是很多器件都是窄带器件, 所以测量带宽通常会太窄而无法显示固有的纹波, 在中心频率低于 15 GHz 的窄带测量应用中, 使用 Y 因子法测量得到的结果要么是比器件的实际性能好很多, 要么就是比实际差很多。第二个原因是, 即便是进行宽带测量, 因为 Y 因子法的测量速度极慢, 所以在测量时只能选择非常少的测量点数, 所得到的结果自然就是欠采样的结果, 或是完全偏离了被测器件真实性能的假象, 图中虚线所示的就是测量点数只有 11 个时的测量结果 – 这也是 NFA 默认的测量点数。把测量点数增加到 401 个, 纹波就会很明显。PNA-X 提供较低的纹波, 具有更高的测量精度, 因此也能反映出被测器件的真实性能。

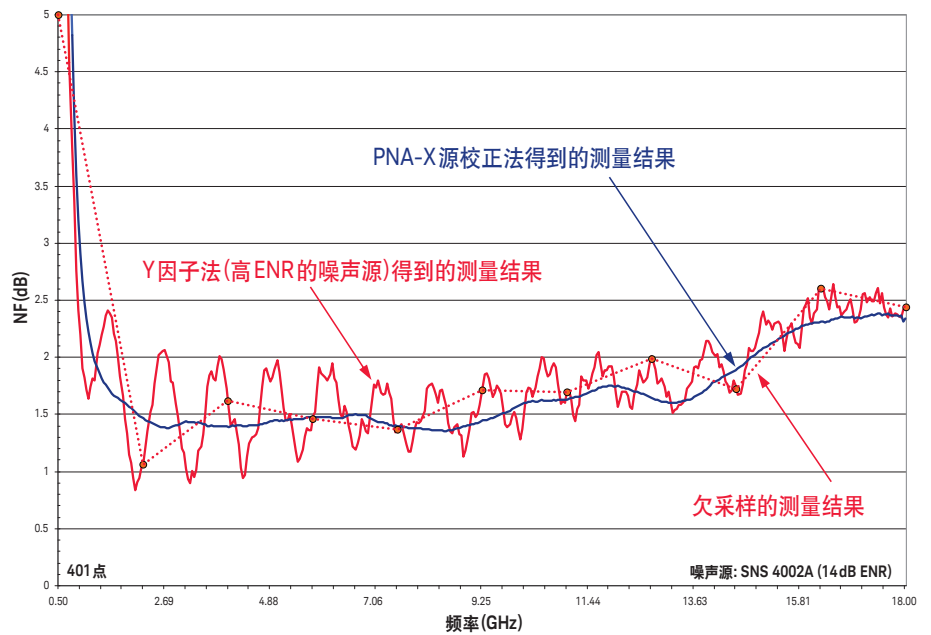


图 20. 用 PNA-X 和 NFA (使用 ENR 值比较大的噪声源) 测量噪声系数的结果

使用 PNA-X 和 Y 因子法得到的测量结果的比较 (续)

图 21 显示了 ENR 为 6 dB 的噪声源重复前面所做的测量。我们可以看到，Y 因子法的测量结果纹波变小了，但仍然不如 PNA-X 的测量结果。

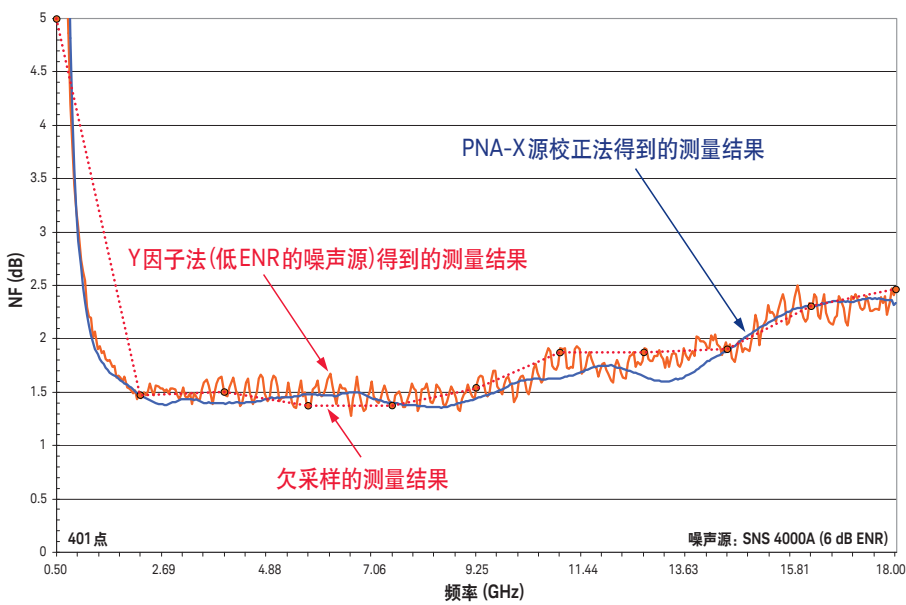


图 21. 用 PNA-X 和 NFA (使用 ENR 值比较小的噪声源) 测量噪声系数的结果

使用 PNA-X 和 Y 因子法得到的测量结果的比较 (续)

另一种显示测试系统中是否存在源匹配引起的测量误差的方法是用一个空气线来改变呈现在被测器件端口上的源匹配的相位。图 22 显示了放大器自身的噪声系数以及放大器前面有一截空气线时的噪声系数。如果测试系统能够去除不理想的源匹配所造成的影响，那么增加一条空气线应当只会给测量结果增加了这条空气线的损耗，空气线的损耗在这里的频率范围内是远小于 0.1 dB 的，这种效果可以从下半部分的 PNA-X 测量结果中看出来。然而，图的上半部显示的是用 NFA 和 ENR 为 14 dB 的噪声源进行测量，我们可以看到空气线的加入使得噪声系数产生了较大的差异(取决于频率)，这些差异的大小甚至超过了理论计算应该得到的值。这种大的变化表明了 Y 因子法的测量结果会受到系统源匹配的不良影响，正如前面讨论的那样，Y 因子法无法去除不理想的系统源匹配引起的失配和噪声参数效应。

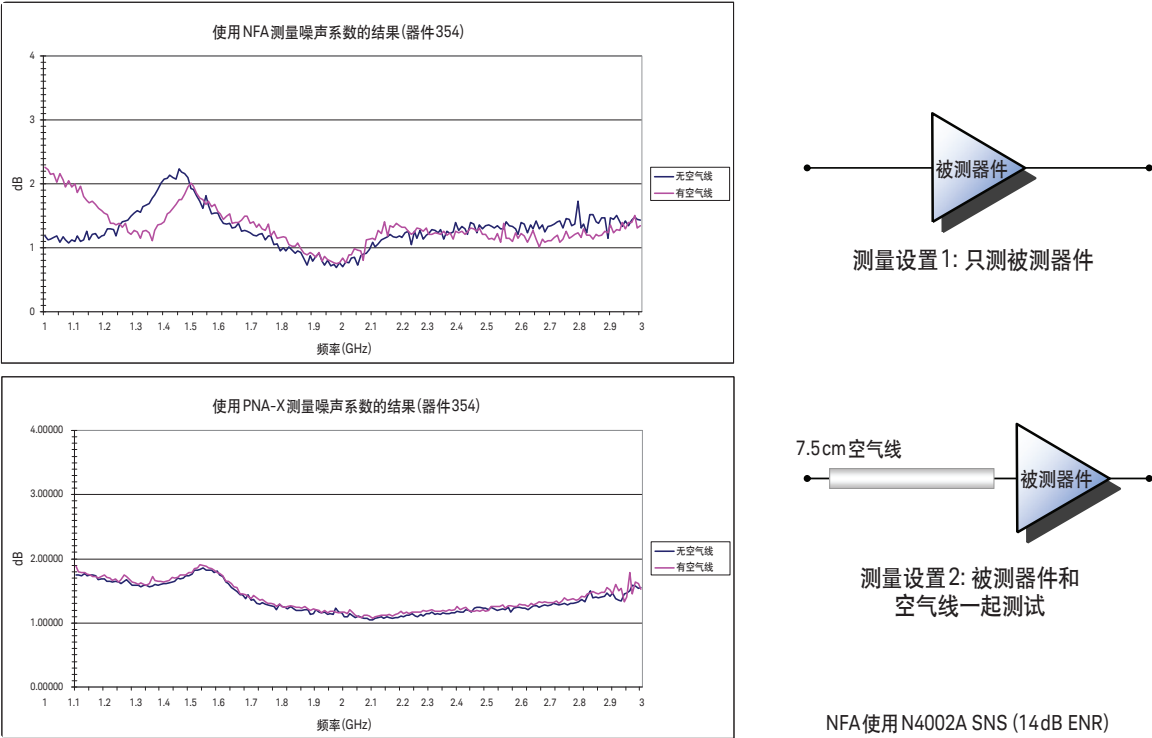


图 22. 空气线是显示是否存在源匹配引起的误差的一个有效工具

使用 PNA-X 和 Y 因子法得到的测量结果的比较 (续)

图 23 显示了另一个实例，用来说明使用 Y 因子法进行测量时，系统不理想的源匹配会在噪声系数测量结果中产生纹波。在本例中，把一条 12 英寸长的柔性电缆接到被测器件的前面，模拟一个使用 ATE 进行测量的环境。在使用 Y 因子法时，这条电缆是放在噪声源(ENR 为 14 dB)和被测器件之间的，然后使用 NFA 内置的损耗补偿表把电缆的标量损耗去掉。在 ATE 系统中通常都会使用 ENR 值比较大的噪声源进行测量，这是因为在噪声源和被测器件之间的损耗会比较大，使用 ENR 值比较小的噪声源进行测量很难得到比较好的测量结果。使用 PNA-X 进行测量时，电缆就是测试系统的一部分，校准平面设置在被测器件的输入和输出端口处。Y 因子法测量结果中的纹波还是很大，这表明不理想的源匹配会产生很大的误差。

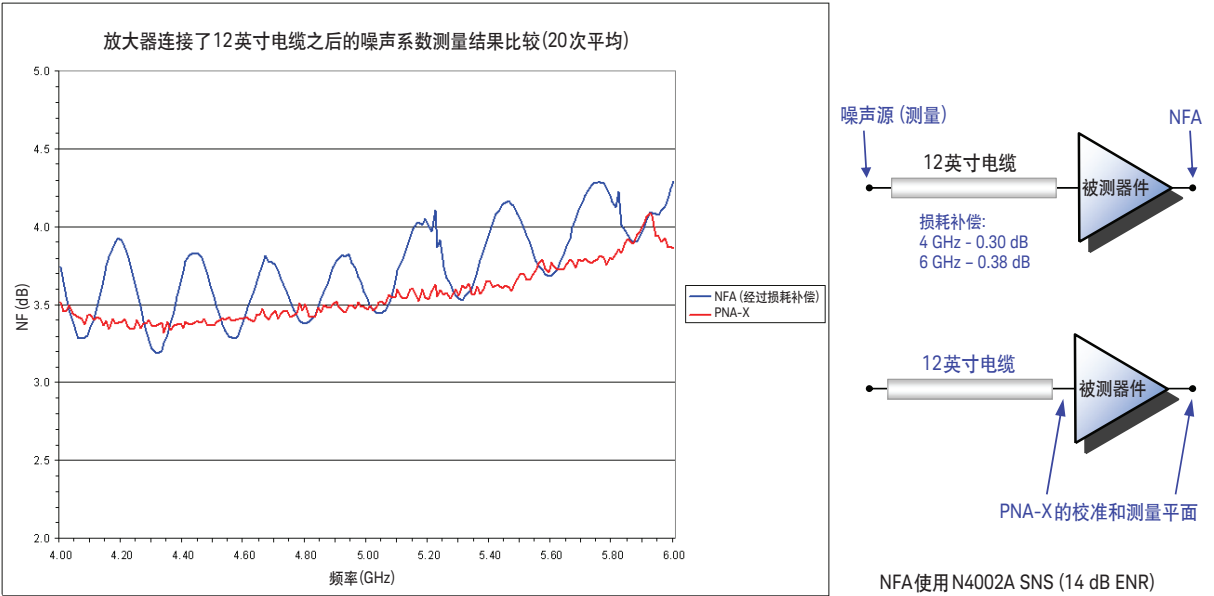


图 23. 在一个 伪 ATE 环境中得到的噪声系数测量结果

标量噪声校准技术

到目前为止，本应用指南介绍了 PNA-X 是如何在噪声系数测量的过程中通过给被测器件提供四个或更多的阻抗，校正由不理想的源匹配引起的测量结果误差，这种校准方法是通过在校准过程中选择 "Vector Noise" 一项来激活的。还有另一种被称为 "Scalar Noise" 的校准选项，这种方法操作起来比较简单，测量速度也快，但是不如 "Vector Noise" 的校准方法精确。这种标量校准方法仍然用冷源法进行测量，仍然是测量被测器件的增益和输出噪声功率。不过，标量噪声校准方法是假设在频率范围内系统源匹配的值为 50Ω ，因此无需使用阻抗调谐器。这种测量方法有两个优点：第一，它的测量速度很快，因为它只需要一次噪声功率扫描就可以完成测量，而不是矢量噪声校准方法所需要的 4 到 7 次噪声功率扫描测量。相应地，这种方法的第二个优点就是实现起来成本不是太高，因为在测量过程中不需要把一个电子校准件当成阻抗调谐器来使用，这部分成本就可以从测试系统的成本中除掉。这种测试方法中的一个需要权衡的弊端是在测量结果中会出现较大的纹波，因此也就不是非常精确，出现纹波是因为由被测器件的噪声参数引起的误差是不可以被去除的。测量结果的误差有多大要取决于系统源匹配的指标有多好以及被测器件对源阻抗变化的敏感度有多高。

图 24 比较了矢量噪声校准和标量噪声校准两种测量方法所得到的结果。我们可以看到，用矢量校准方法所得到的测量结果的曲线要平滑得多；在标量校准方法所得到的结果中，如果在测试端口电缆的末端增加一个外接衰减器的话也有助于降低测量结果中的纹波。在本例中，用标量法使用 6 dB 衰减器进行测量所得到的结果与使用矢量法测量所得到的结果非常接近。

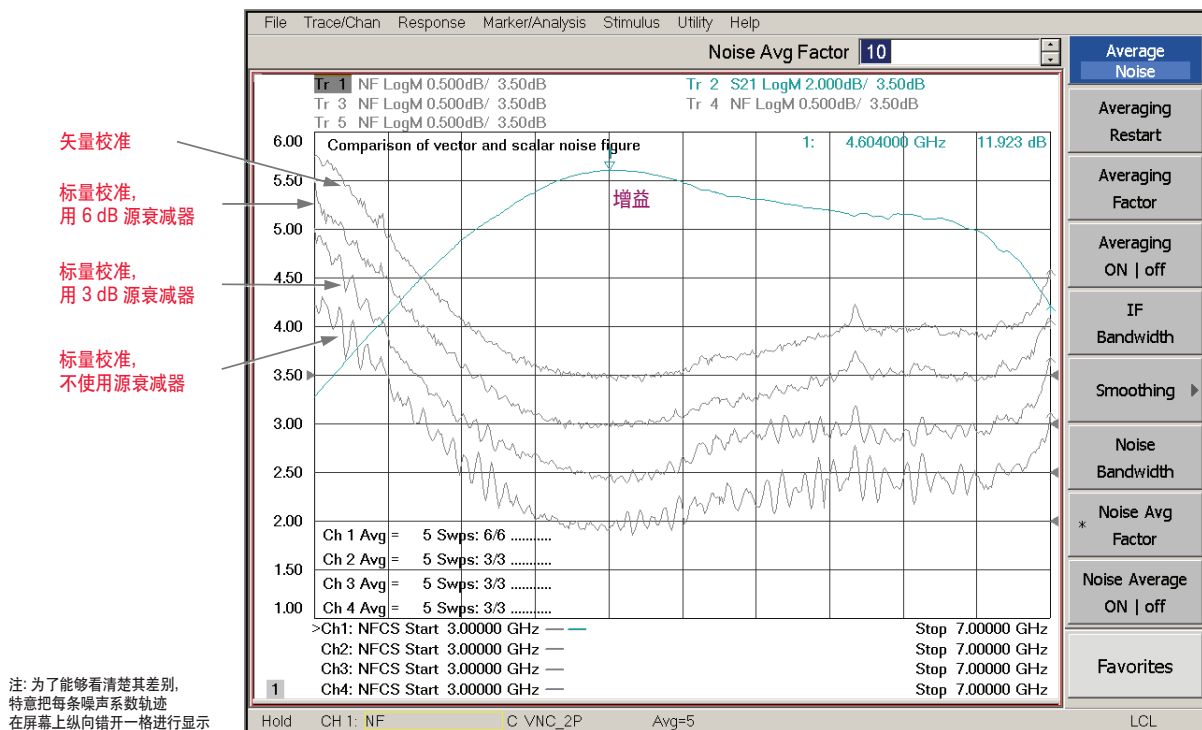


图 24. 矢量噪声校准法和标量噪声校准法的测量结果比较

对扫描的考虑

在测量放大器时，除了矢量噪声校准法所需要的 4 到 7 次扫描测量噪声功率之外，还需要进行两次传统的 S 参数扫描测量(正向和反向)，以便精确地测量被测放大器的增益。因此，在默认进行 4 次阻抗扫描测量的情况下，为了计算出噪声系数，分析仪必须要进行 6 次扫描。在测量变频器时，所需的最少扫描次数是 8 次，考虑到输入信号的频率和输出信号的频率不一样，所以在测量经过匹配校准的变频增益时就需要用正弦波激励多做两次扫描。当使用标量噪声校准法测量放大器的噪声系数时，只需要进行 3 次扫描(2 次用于测量 S 参数，1 次用于测量噪声功率)；测量变频器则需要 5 次扫描(4 次用于测量经过匹配校准的变频增益，1 次用于测量噪声功率)。图 25 对比了分别用标量法和矢量法对放大器的噪声系数进行测量时的测量速度，比较了做噪声平均和不做噪声平均以及在不同的轨迹点数的情况下两种方法在测量速度上的差别。当进行噪声平均时(这也是广受推荐的做法)，标量法的测量速度大概要快 4 倍。

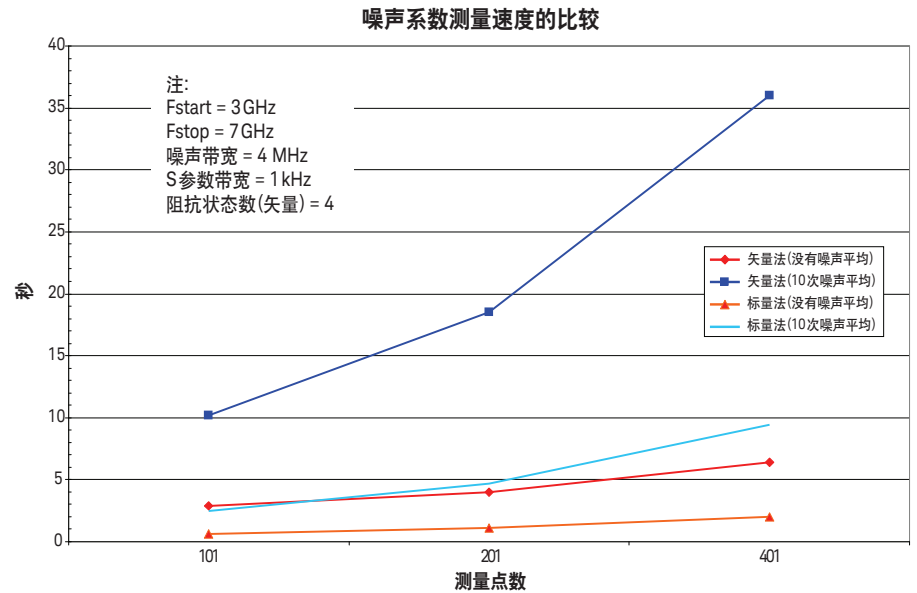


图 25. 标量噪声校准法在测量速度上的改善大概有 4 倍之多

如果 PNA-X 中装有低噪声接收机的话(选件 029 或 H29)，使用低噪声接收机进行噪声功率扫描测量(这时正弦波激励源是关闭的)，在进行 S 参数或变频增益测量时，则使用分析仪的标准测量接收机(使用仪器内部的正弦波激励源)。因为测试端口 2 上的外接电路与低噪声接收机搭配使用，一旦切换到噪声系数测量模式，仪器需要在标准接收机和低噪声接收机之间进行切换，无需使用额外的机械开关。使用选件 028，所有的测量都是用标准接收机进行的。

使用标准接收机测量噪声系数

使用 PNA-X 选件 028，需要用 PNA-X 的标准接收机来测量噪声系数计算所需的两种数据 – 噪声功率和被测器件的增益 (选件 029 和 H29 包括低噪声接收机，允许使用标准接收机进行噪声系数测量，如图 26 所示)。为了使用标准的接收机测量噪声系数，同时为了能够得到真正可用的测量结果，必须要能够充分理解并克服在测量中涉及到增益和滤波的一些实际限制因素。这些问题都可以通过选件 029 和 H29 低噪声接收机解决。图 27 显示了低噪声接收机在高频段 (3 GHz 至 26.5 GHz) 的结构图。在图中我们可以看到有两个关键模块: 第一个是输入端口上的 LNA，第二个是在混频器之前的一组滤波器。

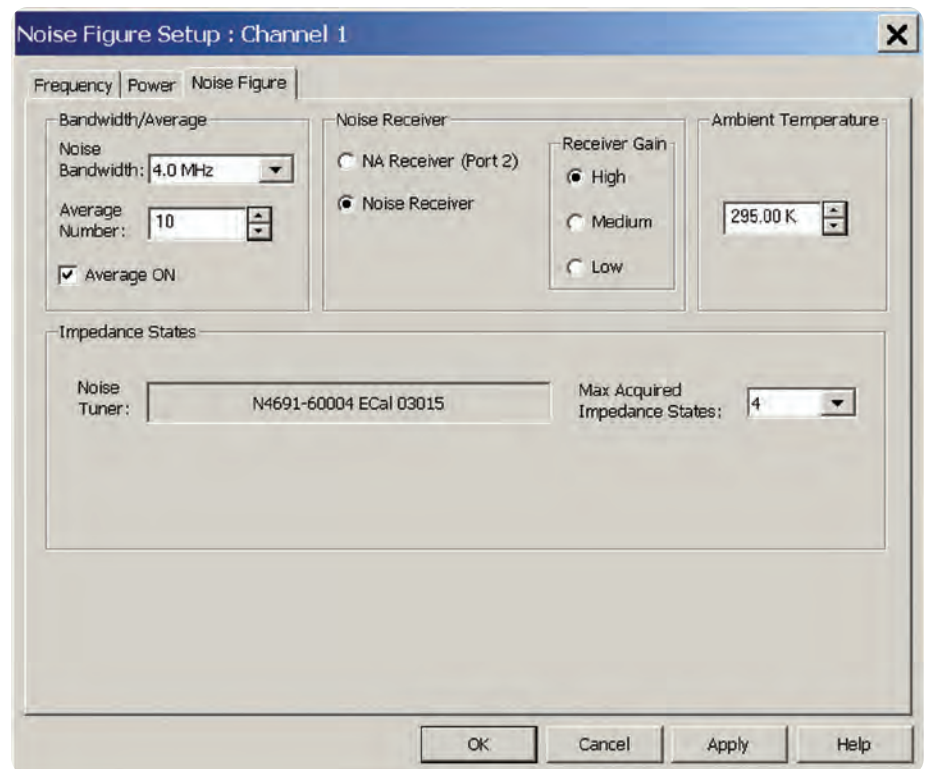


图 26. 选件 029/H29 的噪声系数设置界面，提供噪声接收机或标准接收机进行噪声系数测量的选项

使用标准接收机测量噪声系数 (续)

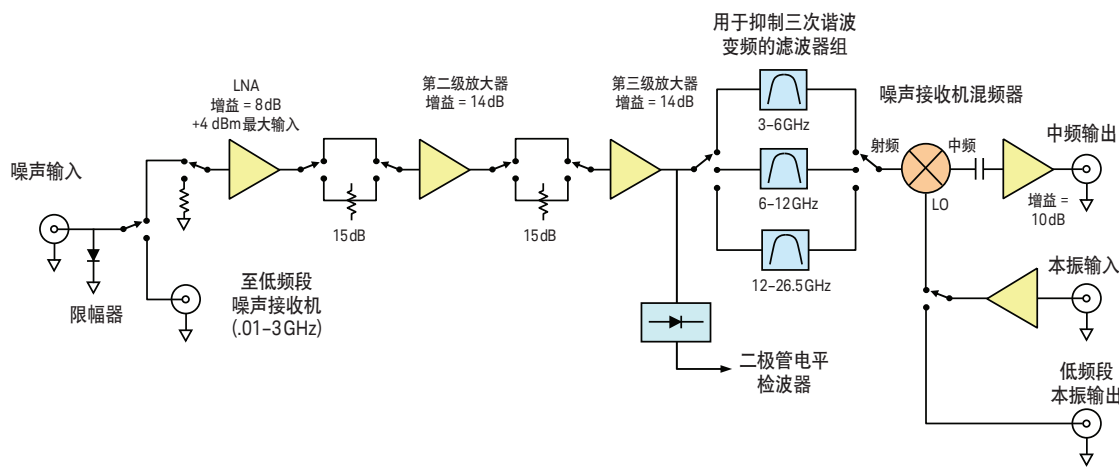


图 27. 高频段噪声接收机的结构图

对增益控制的要求

LNA 在提供增益的同时不会添加过多的噪声(它本身的噪声系数很小), 这意味着整个接收机的测量灵敏度会非常好。图 28 显示了 PNA-X 配置了选件 029 之后在测试端口 2 上的噪声系数值。LNA 可以测量噪声小而且增益也较低的器件, 无需使用外部前置放大器。对于被测器件的增益加上噪声系数的值接近 30 dB 的情况, 上图中的三个输入放大器都会用到。对于被测器件的增益加上噪声系数的值超过 30 dB 的情况, 在测量中根据需会要把图中的第二和第三个放大器切换连接到 15 dB 的衰减器上, 这样可以避免接收机产生压缩的情况。



图 28. 端口 2 的典型噪声系数

对增益控制的要求(续)

当使用标准接收机时 – 这意味着在混频器之前没有 LNA，因此仪器的实际噪声系数可以达到 25 至 45 dB（没有把测试端口上的耦合器损耗计算在内）– 输入到接收机的噪声应当至少和接收机内部噪声是一样大的，要想得到一个理想的测量结果，输入噪声应比接收机所产生的噪声大得多。如果被测器件的增益加上噪声系数的值小于 30 dB（频率高达 20 GHz）或者小于 40 dB（频率高达 50 GHz）或小于 45 dB（频率高达 67 GHz），建议使用外部前置放大器才能满足上面所说的测量条件。如图 29 所示，可以非常方便地从前面板的跳线接口把外接的前置放大器接入接收机路径。因为前置放大器是在被测器件的后面，因此它的增益不会从测量结果中通过比值的运算去除掉。因此，在测量时保持周围环境温度的稳定是极为重要的，同时，要保证在前置放大器已经充分预热完毕之后再进行校准和测量。当使用外部前置放大器时，通常还需要在前置放大器的输出端口外接一个滤波器。使用标准接收机对一些增益很高的器件(>60 dB)来说是非常适用的，例如一些变频器，因为被测器件的高输出噪声功率不会造成接收机产生压缩；但如果用低噪声接收机测量这类器件的话，即便是把仪器内的增益设置到最低的程度，也会导致接收机产生压缩的现象。

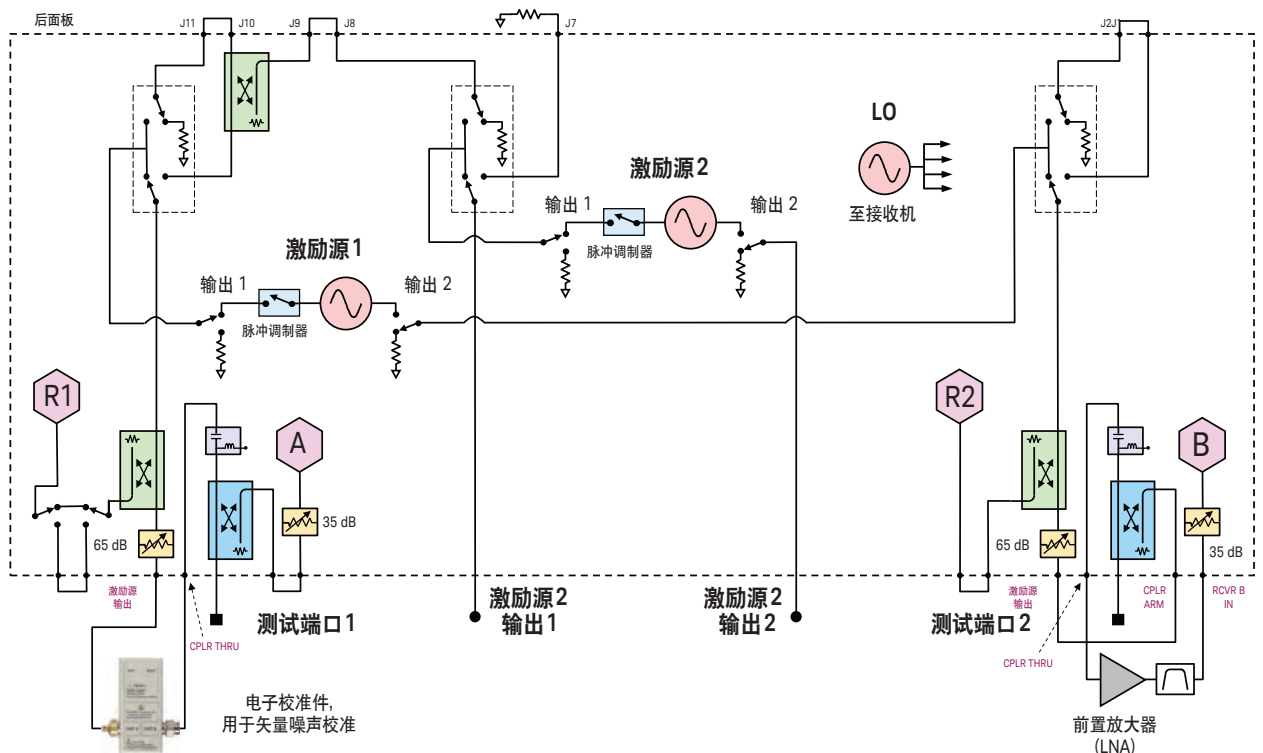


图 29. 使用标准接收机测量噪声系数的原理图，第二个端口的耦合器被反向连接，图中还显示出了外接的前置放大器和滤波器

对增益控制的要求(续)

无论是否使用前置放大器，在使用标准接收机进行测量时，对大部分的器件我们都推荐把用于测量噪声系数的测试端口上的耦合器反着接(如图 30 所示)，这样可以去除接收机路径中的耦合器损耗。这样做可以在 1 GHz 的频率以上把系统的灵敏度提高 15 dB，这一数值远大于在 1 GHz 频率以下的灵敏度 – 耦合臂在 1 GHz 之下会呈现出高通响应特征(图 31)。不过，把测试端口上的耦合器反接之后虽然不会妨碍测量 S 参数，但是在测量 S12 或 S22 时会降低可用的功率。总之，这种连接方法是测量噪声系数时的一种可以接受的权衡取舍办法。



图 30. 把测试端口耦合器反接时的跳线连接方法(把耦合器的主臂和耦合臂对调)

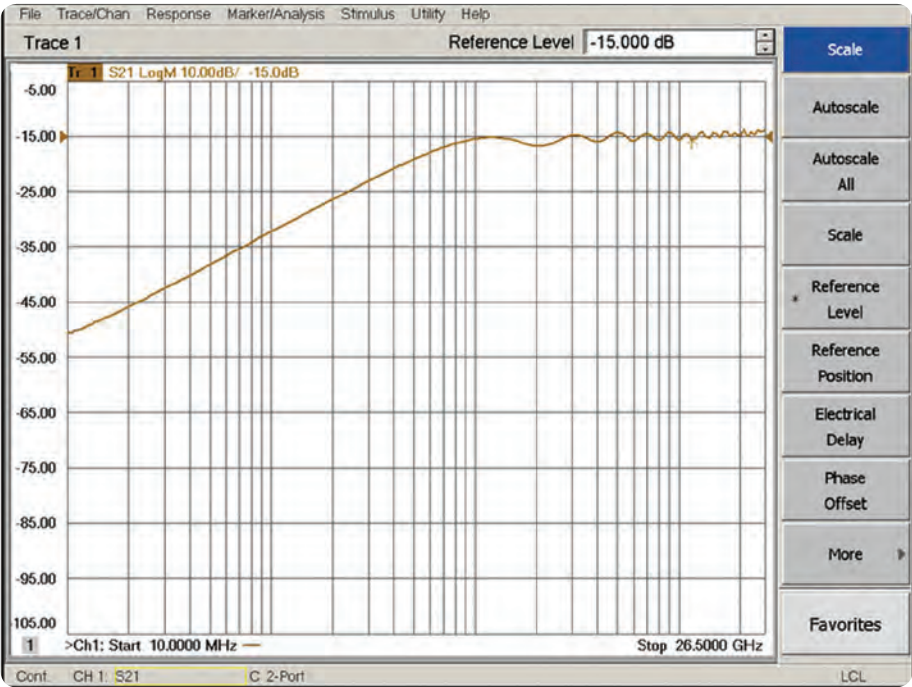


图 31. 测试端口耦合器的频率响应(耦合臂)

对滤波的要求

专用低噪声接收机的另外一个关键部分是置于混频器之前的一组滤波器，根据具体的测量频段是用基波混频还是三次谐波混频的情况，这些滤波器可以去除在接收机本振基波频率或三次谐波频率附近的噪声。如图 32 所示，当使用基波混频时，由于混频过程中存在着非线性现象，因此混频器在内部会产生多余的三次谐波信号(也会产生高次谐波信号，但是它们所产生的影响普遍都是很小，可以忽略)。如果进入到混频器的噪声的频率是在三次谐波附近，它就会和已经与本振的基波信号混频了的噪声信号一起混频到中频，因为在三次谐波附近的变频效率要比在基波频率上的变频效率小 10 dB，所以新增加的噪声相对来说比较少。如果不加入任何滤波措施，这些附加的噪声就会从被测器件出来，导致所测得的噪声系数出现预料之外的增加。当分析仪在内部使用三次谐波混频把噪声下变频到中频进行测量时，也会出现同样的问题，不过这种情况下在基波频率附近出现的多余噪声要比我们所需要的在三次谐波附近的噪声大得多，结果就会导致测量结果的误差要比使用基波混频方法的误差大很多。这个问题可以使用混频器之前的滤波器加以解决，情况就如同选件 029 或 H29 (频率高达 26.5 GHz) 一样。

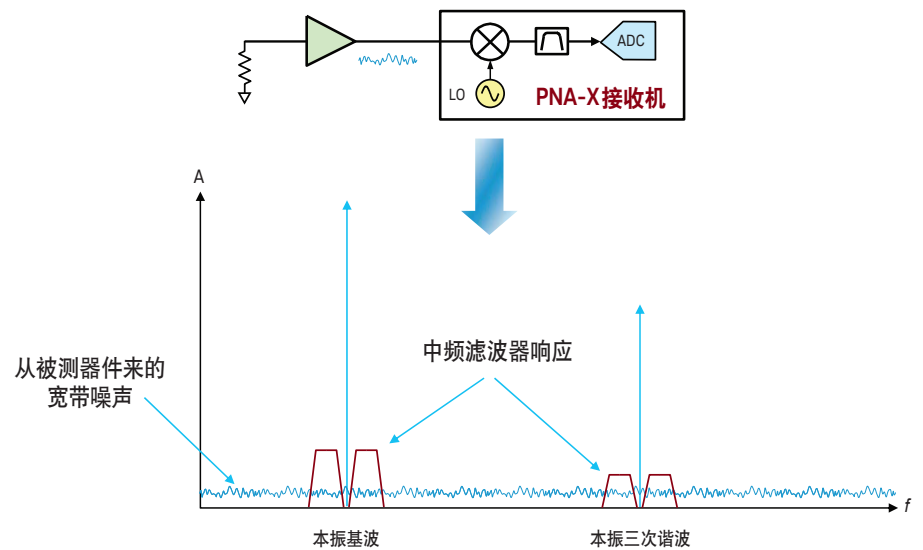


图 32. 当使用标准接收机测量时, 宽带输入噪声会与本振的基波以及内部产生的三次谐波相混频

对滤波的要求(续)

对于 43.5 GHz 和 50 GHz PNA-X 而言，当频率在 26.5 GHz 以下时，用的是基波混频方法，在 26.5 GHz 以上用三次谐波混频方法。图 33 比较了对同一个放大器噪声系数进行测量的结果，即放大器在宽带未经滤波时的测量结果和使用中心频率为 41 GHz 的带通滤波器时的测量结果。在不经过滤波的情况下，测得的噪声系数在靠近显示屏中间的 26.5 GHz 处有一个很大的跳变，在 41 GHz 附近显示出来的噪声系数值约为 19 dB。经过滤波之后再测量，在 41 GHz 附近的噪声系数为 4.5 dB，这是正确的测量结果。如果器件在其内部就有滤波机制或者本身就是窄带器件的话，那么在用标准接收机测量噪声系数时就不需要使用外部滤波器。当在接收机的环路上使用一个前置放大器时，通常需要对这个前置放大器的输出进行滤波，除非放大器本身的频率响应就足够窄，能够把不需要的混频信号抑制掉。在测量宽带器件时，可能需要多个滤波器对感兴趣的频率范围进行操作，在这样的情况下，整个频率范围的测量工作就需要分成几个频带较窄的范围来分别测量。如果用户想在 10 MHz 至 50 GHz 的频率范围内进行测量，我们推荐使用 N5245A 选件 H29。当频率在 26.5 GHz 以下时，可以使用低噪声接收机，并用其三次谐波抑制滤波器来提高测量精度，从 26.5 到 50 GHz 的范围内，可以使用配有高通滤波器、转角频率在 18 至 26.5 GHz 之间的前置放大器。在这个频段内制作一个同轴高通滤波器有一个简单的方法，即，把两个同轴 – 波导适配器连接在一起，这是因为波导传输线本身就固有高通响应特征。

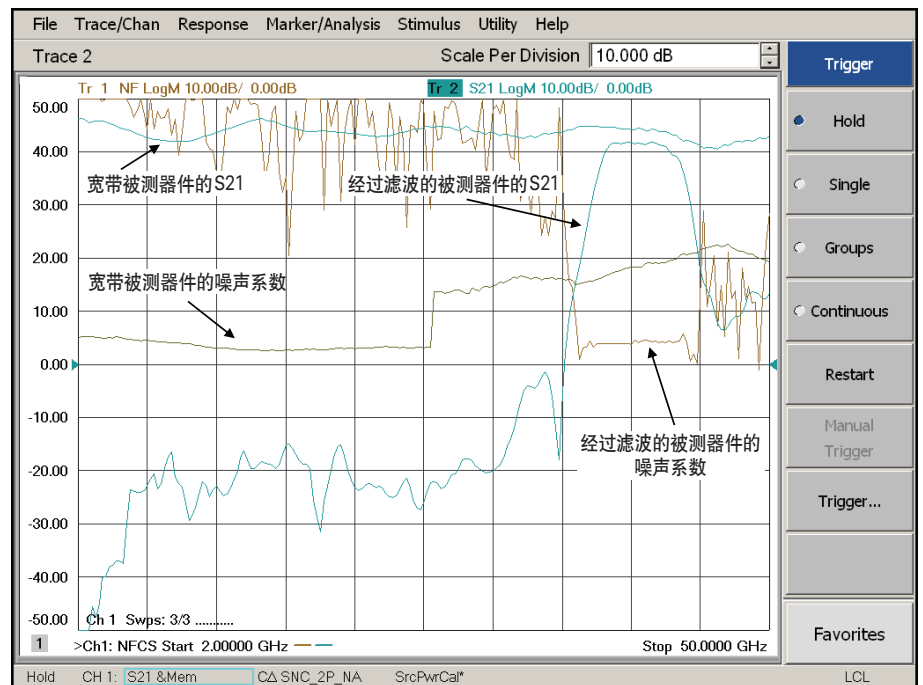


图 33. 使用 50 GHz PNA-X 标准接收机测量经过滤波和未经滤波的放大器的噪声系数，并比较测量结果

噪声功率参数

PNA-X 除了能够测量器件的噪声系数之外，还能显示从被测器件输出的噪声功率。噪声功率可以表示为可用功率(推算到共轭匹配负载)或入射功率(推算到 $50\ \Omega$ 负载)，可以显示为绝对数值(dBm，归一化为 1 Hz 带宽)或相对数值(dB，相对于 -174 dBm)。系统噪声功率参数包括噪声接收机产生的附加噪声功率，但是在测量被测器件的噪声功率参数时会把接收机所产生的部分从测得的噪声功率中减掉。PNA-X 还可以直接测量 ENR，在测量 ENR 时，PNA-X 在噪声源加电的状态下测量噪声功率随频率变化的情况，然后用测得的热噪声与系统校准时得到的冷噪声来计算 ENR。

因为测量噪声功率参数时是不能使用矢量噪声校准方法的，因此测量需要两次扫描：第一次扫描用来测量 S_{22} (通过去除接收机所产生的噪声来对接收机的噪声参数进行校正，以便获得被测器件的噪声功率参数，并计算出可用功率)；第二次扫描是噪声功率扫描。

测量变频器的噪声系数

使用冷源法测量变频器的优势之一是它对单边带(SSB)和双边带(DSB)变频器都能正确地进行测量。DSB 变频器比等效的 SSB 变频器会有更多的下变频噪声，这是因为 SSB 变频器内部在混频器的前面没有使用镜像滤波器，如图 34 所示。这意味着在频点($LO + IF$)和($LO - IF$)上的噪声会变频到 IF 上。两个边带所产生的噪声有可能不一样大，因为它们依赖于变频器前端混频级之前电路的频率响应特征。如果前端电路的频率响应在中频的上下偏置范围之间表现得比较平坦，那么 DSB 变频器会比 SSB 等效变频器多产生 3 dB 的噪声。在频率响应不是很平坦的情况下，如果等效 SSB 变频器的镜像滤波器位于两个边带中较大的边带附近，那么两种变频器所产生的噪声差异会较小；如果等效 SSB 变频器的镜像滤波器位于两个边带中较小的边带附近，那么这种噪声的差异就会较大。当使用 Y 因子法时，测量两个等效 SSB 变频器和一个 DSB 变频器的噪声系数所得到的结果将会是相同的，这是因为在测量中把噪声功率的测量结果进行了一次比值计算，DSB 变频器的额外噪声(相对于 SSB 变频器而言)在求比的过程中被抵消掉了。对于大部分 DSB 被测器件，使用 NFA 或基于频谱分析仪的解决方案所得到的测量结果通常要比实际的噪声系数值好(小) 0 到 3 dB，当然有时候误差很可能比这个范围还要大一些。因为冷源法只测量一次噪声功率，不存在比值计算问题，因此 DSB 和 SSB 变频器的噪声系数都可以被准确地测量出来。

测量变频器的噪声系数(续)

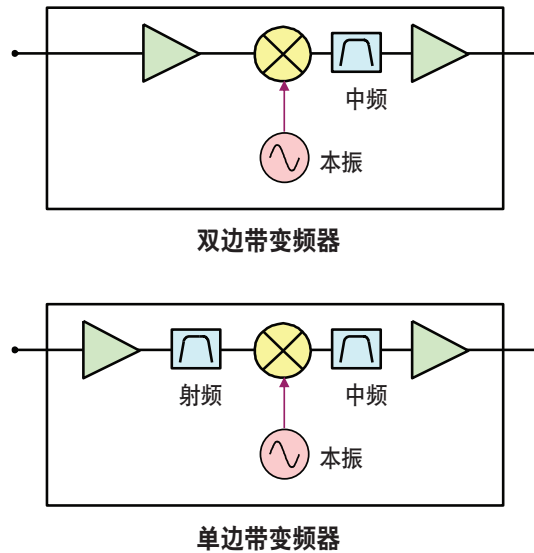


图34. 单边带和双边带变频器

测量嵌入式本振的变频器

嵌入式本振变频器没有本振或时基信号的接口，这给它们的测量带来了额外的困难。嵌入式本振变频器在很多卫星转发器上都会用到，这是因为在卫星上器件的尺寸和重量都受到限制，同时为了防止出现不需要的杂散信号也都需要限制对安装在卫星上的变频器的本振信号的接触。如果接触不到变频器的本振信号或时基信号，就会给测量带来麻烦。这种被测器件输出信号的频率并不一定就是它应有的频率，因为器件内置本振信号的频率永远都不会就是它的标称值。如果器件内置本振信号的频率偏置比测量变频增益所用的中频带宽还要大，那么在测量增益时就会引起非常大的误差。解决办法是调整 PNA-X 接收机的调谐状态，这样可以让被测器件输出信号的频率正好落在分析仪测量变频增益时所选择的中频滤波器的中间。为了让这种测量方法更有效果，内置本振信号的频率就必须相对地稳定一些，这种要求对于应用在航空航天与国防领域中的卫星转发器和接收机来说基本上都可以满足，因为它们的本振信号都是锁定在很稳定而且相位噪声也很小的晶体振荡器上。

PNA-X 的调谐过程非常简单和直接。首先，先把射频激励源的频率设置到测量的中心频率上，然后，PNA-X 进行一次宽带接收机频率扫描，扫描的中心设为被测器件的额定输出频率上(根据额定本振信号的频率计算出来的)。根据实际信号的频率峰值和理论信号的频率之差，我们可以确定适用于调整 PNA-X 接收机调谐过程的频偏值。内部接收机扫描的频率跨度也可以由用户设定，最大可以设置为 10 MHz，显然这要比实际变频器的频偏大得多。

测量差分器件的噪声系数

从理论上说测量差分(平衡)放大器的噪声系数是比较简单的。为了得到一个真正差分模式的噪声信号，需要在被测器件的输入端口上连接一个平衡-不平衡变换器或0°/180°混合电路。对于完全都是平衡结构的器件，还需要在被测器件的输出端连接一个平衡-不平衡变换器或混合电路，如图 35 所示。混合电路是非常有用的元件，通过利用它的求和/Σ (0°)和求差/Δ (180°)端口来测量差分模式和共模模式的噪声系数。当测量晶圆上的器件时，测试探头连接到平衡-不平衡变换器或混合电路的差分(或共模)模式一侧。进行差分或共模测量的过程可以简要归纳为以下三个步骤：

- 1.使用标量噪声校准或矢量噪声校准方法进行单端噪声系数校准时，不用连接平衡 – 不平衡变换器或混合电路，或者是探头
- 2.在单端测试端口和被测器件的差分端口之间插入经过表征的平衡 – 不平衡变换器或混合电路(如果需要还会插入探头)
- 3.对被测器件进行测量，用分析仪的"夹具"特性把输入端口(也可能是输出端口)上的平衡 – 不平衡变换器或混合电路的特征进行去嵌入处理

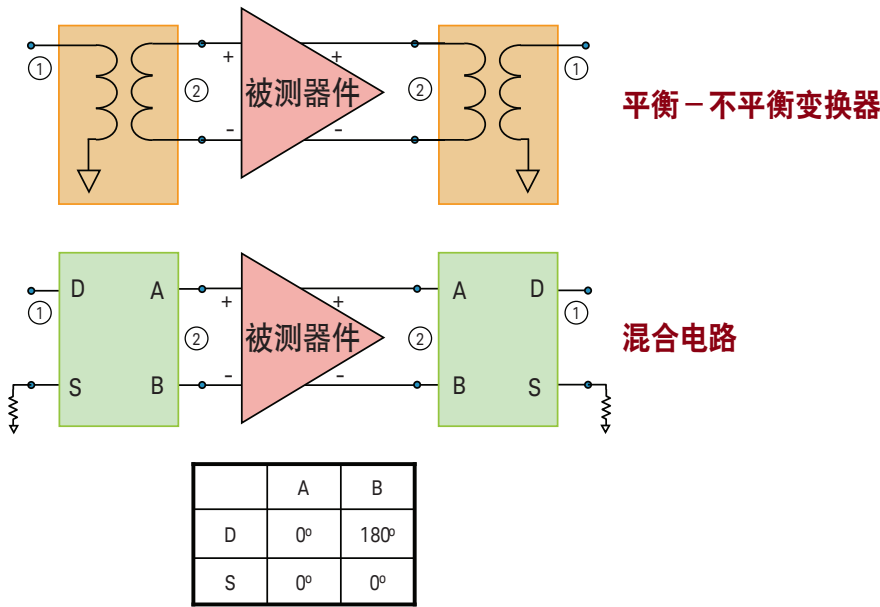


图 35. 测量平衡放大器或变频器时需要使用平衡 – 不平衡变换器或混合电路

表征平衡 – 不平衡变换器或混合电路的特征

虽然平衡 – 不平衡变换器或混合电路本身作为一个三端口器件具有9个单端或混合模式的参数，但是为了进行去嵌入处理，我们必须要把它们当成具有4个参数的双端口器件来处理，做到这一点只需要忽略与多余模式相关的参数即可。例如，对于平衡 – 不平衡变换器来说，只有4个单端-差分模式参数是重要的，而其余5个共模和混合模式参数可以忽略。如果用户还想用混合电路测量共模模式的噪声系数，那么除了要用到4个单端-差分模式参数之外，另外4个单端 – 共模模式参数也会用到。

表征平衡 – 不平衡变换器或混合电路的特征 (续)

在测量被测器件之前，必须用手动方式生成差分或共模的 .s2p 文件，用于对平衡 – 不平衡变换器或混合电路进行去嵌入。平衡 – 不平衡变换器或混合电路是作为单端三端口器件来测量的，PNA-X 会从它们的单端数据中计算出差分或共模性能。这个操作过程的第一步是先对 PNA-X 做三端口校准，接下来给平衡 – 不平衡变换器或混合电路连接上互连电缆(如果需要的话还会连接探头)，使用四条轨迹设置并测量指定的混合模式参数(图 36)。平衡 – 不平衡变换器或混合电路(在测量中它们既可以连接在被测器件的输入端也可以连接在输出端)的单端输入端口应与 PNA-X 的端口 1 连接，这是因为当使用去嵌入功能时，仪器的夹具特性会认为被去嵌入的元件(即平衡 – 不平衡变换器或混合电路)的端口 2 是与被测器件的输入端口或输出端口连接。当使用混合电路时，在差分模式测量时应在 S 端口上连接一个 50 Ω 端接负载，在共模模式测量时应在 Δ 端口上连接一个 50 Ω 端接负载。如果需要对两种模式都进行表征，特征数据必须要分成不同的数据文件进行保存。一旦适当的差分或共模数据被测量之后，它们的数据就被保存成 .s2p 文件[操作步骤是点击 File，接着选择 Save Data As..., Trace(*.s2p)]。PNA-X 会提醒用户需要用到的端口 – 对于差分模式的数据，选择 S1 和 D2，对于共模模式的数据，选择 S1 和 C2。

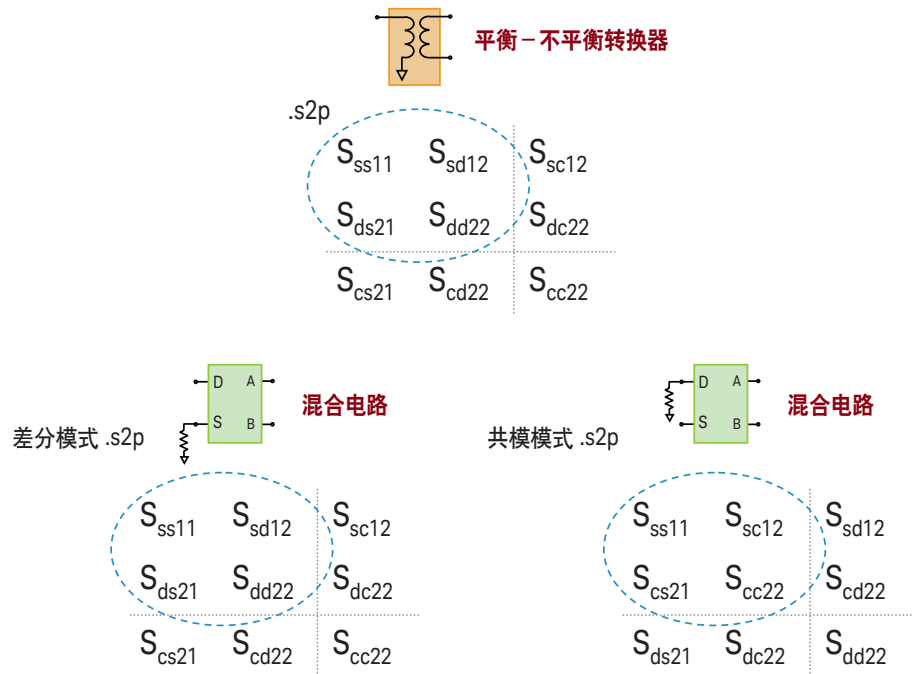


图 36. 选择适当的 4 个差分或共模参数

测量噪声参数

到目前为止我们所讨论的 PNA-X 解决方案都是关于测量 50 Ω 噪声系数。然而，LNA 的设计人员为了设计最佳匹配电路，往往需要测量未经匹配的高反射晶体管的噪声系数与源阻抗之间的关系。这种类型的表征就产生了对噪声参数的需要。一个完整的噪声参数分析过程需要在被测器件的输入端附近放置一个调谐器，用于提供宽范围的源阻抗。Maury Microwave 公司最近新开发了一种基于 PNA-X 的噪声参数测试系统，这个新系统与过去的系统相比，测量速度更快而且精度也更高。并且，新系统比以前基于独立 VNA 和噪声系数分析仪的系统设置起来更容易。由于这个系统采用了更为先进的测量算法，因此在保证测量精度明显提高的同时，测量速度也比以前快了 100 倍。图 37 显示了采用新的测量方法之后，得到的测试曲线更平滑了，测量精度也明显提高。Maury Microwave 公司基于 PNA-X 的噪声参数测试系统能够覆盖高达 50 GHz 的频率范围。

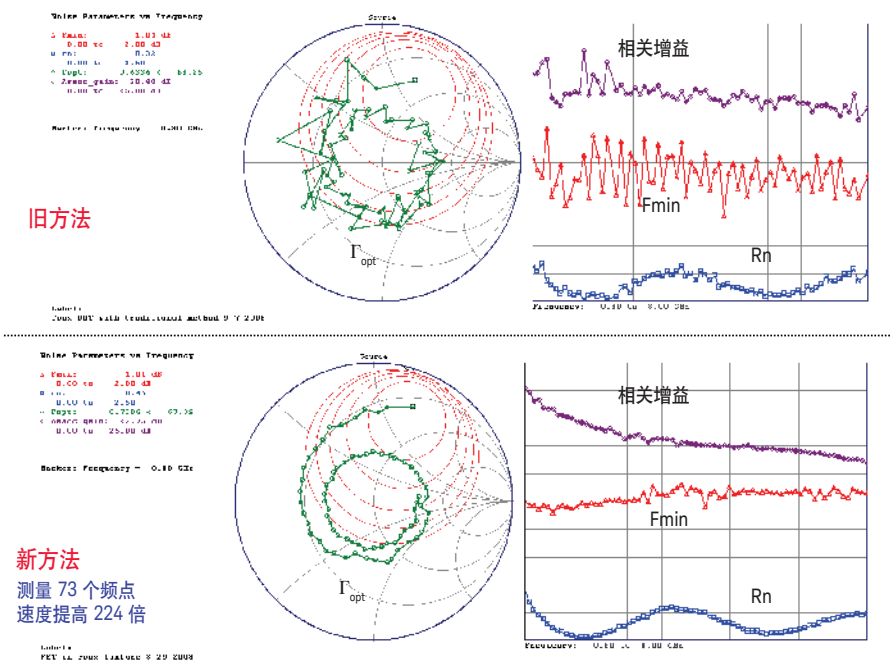


图 37. 与过去的系统相比，Maury Microwave 公司基于 PNA-X 的噪声参数系统的测量精度和速度都显著提高

校准技术概述

从使用者的角度来看进行噪声校准要相对简单一些，在最简单的情况下，测量放大器只由 3 个校准步骤组成，测量变频器则只由 4 个校准步骤组成。校准时需要使用仪器内部的正弦波激励源，一个噪声源和/或一个功率计，一个直通连接以及 S 参数校准标准件(电子校准件或机械校准件)。与简单的 S 参数校准相比，噪声系数校准需要做更多的测量，如果在校准中使用的是机械校准件，或是一些需要做去嵌入处理的适配器，那么要进行的测量步骤会更多。

矢量噪声校准

图 38 概述了 PNA-X 在测量矢量校准放大器的噪声系数时所用到的校准步骤，仪器内部装有低噪声接收机，使用了两个电子校准件。整个校准由三个步骤组成。第一步，把噪声源连接到测试系统的第二个端口，测量噪声源在冷、热两种状态下的噪声功率，与此同时还测量了噪声源相对应的匹配。第二步，把一个直通校准件连接在测试端口 1 和端口 2 之间，这个步骤中要测量的是噪声接收机在三种不同的增益设置状态下其增益的差别，同时还测量相对应的负载匹配。因为在校准过程中这三个增益设置状态都进行了测试，因此在测量过程中如果出现过载就可以改变增益的设置。同样在第二步中，被用作阻抗调谐器的电子校准件的反射系数(即源阻抗)也得到了测量。在第三步中，需要使用另一个电子校准件或适当的机械校准套件来收集常规 S 参数误差项数据。如果电子校准件上的连接器与被测器件的连接器完全匹配，那么第三步就只是很简单的一次测量，如果不匹配(例如被测器件是阴头-阴头连接器，而电子校准件是阳头-阴头连接器)，则在第三步需要测量两次。

- 校准使用正弦波激励源、噪声源和冷端接负载
- 低频段和高频段的校准存在一些差异
- 在最简单的情况下的校准步骤(电子校准件和被测器件的连接器是匹配的)
 - 把噪声源连接到端口 2
 - 测量冷热两种状态下的噪声功率
 - 测量冷热两种状态下噪声源的匹配
 - 连接直通件(在端口 1 和端口 2 之间)
 - 测量 0、15、30 dB 三种设置状态下增益的差异
 - 测量噪声接收机的负载匹配
 - 测量用作阻抗调谐器的电子校准件的 Γ_s
 - 连接电子校准件(在端口 1 和端口 2 之间)
 - 测量常规 S 参数的误差项
 - 用电子校准件测量在不同 Γ_s 的条件下接收机的噪声功率(不使用调谐器)
- 其他可能需要的步骤
 - 如果使用的噪声源是不可插入器件，则需要进行 1 端口校准把适配器的影响考虑进去
 - 如果电子校准件和被测器件的连接器不匹配，则需执行 S 参数校准
 - 测量变频器时需要用功率计进行源功率校准



图 38. 使用低噪声接收机测量噪声系数和电子校准件校准常规 S 参数的矢量噪声校准步骤

矢量噪声校准 (续)

为了确定接收机的噪声参数，在 S 参数测试中用到的电子校准件也可以作为阻抗调谐器使用，用于测量在不同源阻抗条件下接收机的噪声功率。因为在这个电子校准件和噪声接收机之间的损耗比较小，它被当成接收机的源牵引(而不是用作阻抗调谐器)来使用，这样可以产生比较高的反射系数，并且更好地对噪声参数进行表征。

图 39 显示了用低噪声接收机测量矢量校准放大器、同时用机械校准套件测量 S 参数部分的校准步骤。这个过程和前一幅图中所描述的情形相类似，这里主要的差别是接收机噪声功率与源匹配的关系是在第二步(把电子校准件配置成调谐器)和第三步(使用机械校准件的开路，短路和负载件)中测量的。在接收机噪声功率的测量结果中增加机械校准件的数据，可以给出更多的数据，从而获得更高测量精度的"超定"测量办法。

- 校准使用正弦波激励源、噪声源和冷端接负载
- 低频段和高频段的校准存在一些差异
- 在最简单的情况下(可插入式器件)的校准步骤
 - 把噪声源连接到端口 2
 - 测量冷热两种状态下的噪声功率
 - 测量冷热两种状态下噪声源的匹配
 - 连接直通件(在端口 1 和端口 2 之间)
 - 测量 0、15、30 dB 三种设置状态下增益的差异
 - 测量噪声接收机的负载匹配
 - 测量用作阻抗调谐器的电子校准件的 Γ_0
 - 测量在不同调谐器 Γ_0 的条件下接收机的噪声功率
 - 连接校准标准件(在端口 1 和端口 2 之间)
 - 测量常规 S 参数的误差项
 - 测量分别连接开路件、短路件和负载件的情况下接收机的噪声功率(给出更多的数据以获得超定测量方法)
- 其他可能需要的步骤
 - 如果使用的噪声源是不可插入器件, 则需要进行 1 端口校准把适配器的影响考虑进去
 - 如果被测器件是不可插入器件, 需要进行 S 参数校准
 - 测量变频器时需要用功率计进行源功率校准



图 39. 使用低噪声接收机测量噪声系数和机械标准件校准常规 S 参数的矢量噪声校准步骤

标准接收机的噪声校准

当使用标准接收机而不是低噪声接收机测量噪声系数时，校准过程会有两个改变。第一个改变是不需要使用噪声源来表征由接收机所产生的噪声。当表征低噪声接收机时，使用一个噪声源可以提供接收机的增益-带宽值，这是在计算噪声功率所带来的额外噪声时所必须知道的数据。但是当接收机的噪声系数比噪声源所产生的噪声大得多时——使用网络分析仪的标准接收机测量噪声系数就是这种情况，这种方法就行不通了。这个问题可以通过把接收机的增益和带宽分开测量来解决，然后再用数学方法计算出增益-带宽值。在测量增益时，为了能够对接收机进行校准使之可以精确地测量正弦波信号的功率，需要把一个功率计当做绝对功率参考使用。通过窄带频率扫描可以确定中频滤波器的幅度响应，然后再对这个幅度响应进行积分就可以计算接收机的有效噪声带宽，也就完成了接收机的噪声带宽测量。因为在测量噪声功率时使用了零中频混频，所以在校准过程中会在仪器的显示屏上出现双峰值的响应特征，如图 40 所示。

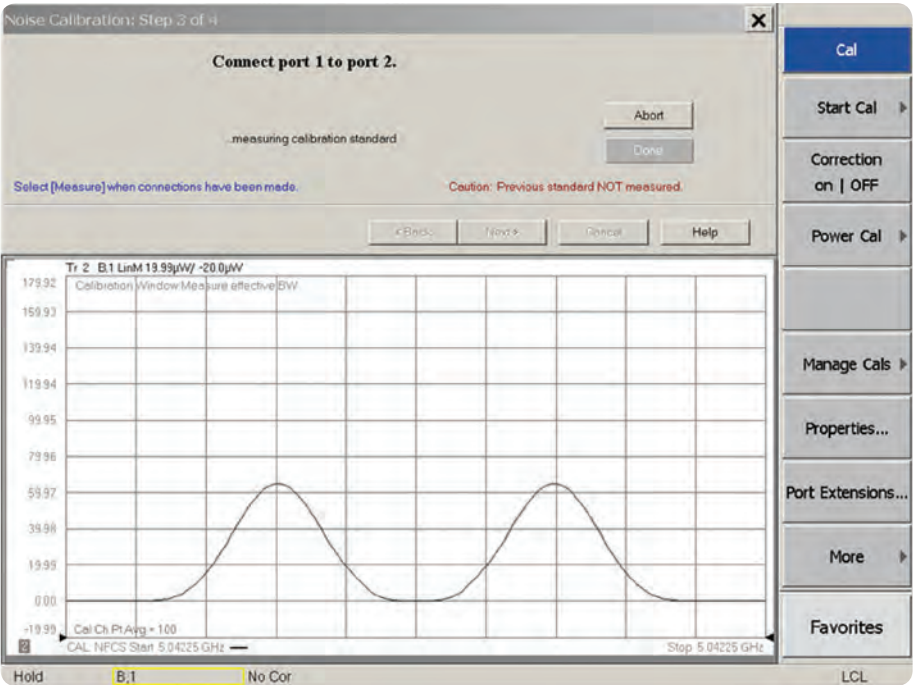


图 40. 在校准过程中测量标准接收机的有效噪声带宽

当使用标准接收机测量噪声系数时，校准过程中的第二个变化是只需要进行一次增益测量即可，因为标准接收机内部的混频器之前没有可切换的放大器。

标量噪声校准技术

当进行标量噪声校准时，因为经过标量校准的测量是在假设有一个理想的 $50\ \Omega$ 源匹配的条件下进行，所以对当成阻抗调谐器使用的电子校准件的阻抗状态测量就被忽略了。然而，为了在第二级噪声校正的过程中可以做得更为精确，用于测量噪声功率的接收机源牵引测量仍然会执行。如果是使用电子校准件对 S 参数测量进行校准，那么这个电子校准件也可以用于源牵引测量。如果测量 S 参数使用的是机械校准套件，那么机械校准套件的开路标准件、短路标准件和负载标准件也能够用于源牵引测量。为了求解测量接收机的噪声参数至少需要知道 4 种阻抗状态的测量结果，因此在做直通校准时也多做了一步测量，把测试系统原始的源匹配当作额外的阻抗标准来使用。源匹配原始数据的复数值是 S 参数校准数据的一部分。

测量变频器时的校准

当测量变频器时，在校准过程的开始阶段还要额外增加一步操作，把一个功率计连接在测试端口 1 上。这一步操作是对激励源的功率进行校准，调节源功率随频率的变化。这个经过校准的功率随后会用在对准接收机的校准上，使之能够进行绝对功率测量，这对于测量变频器的变频增益(或损耗)是非常必要的。这个功率校准方法与标量混频器/变频器 (SMC) 测量所用的方法相同。

晶圆上校准

使用低噪声接收机用矢量校准的方法进行晶圆上测量时，有两种方法进行校准。因为噪声源的同轴连接器不能连接到晶圆探头端上，这两种校准方法都无法让噪声源处在被测器件的测量平面上。在下面的两个实例中，我们会介绍在校准过程中如何连接噪声源；在使用标准接收机和同轴功率计进行晶圆上测量，或通过连接一个功率计进行变频器测量时，可以采用同轴校准和晶圆上校准这两种方法的组合。

在图 41 所示的实例中，首先通过一个阴头 – 阴头 (f-f) 适配器把噪声源直接连接到 PNA-X 的测试端口 2 上，在噪声表征完成之后进行第二步操作，在适配器平面上进行 1 端口校准，这样就建立了一个噪声校准的基准面。第三步是把 PNA-X 的端口 2 和晶圆探头用电缆连接起来，让阴头-阴头适配器保持在原位。在完成了晶圆上双端口校准之后，使用嵌入算法(在后面会提到)就可以用数学方法把噪声校准基准面延伸到双端口校准平面上。这种校准方法可以把噪声源和测试端口 2 之间的损耗降至最低，因此可以获得 PNA-X 内部低噪声接收机的最佳校准结果。

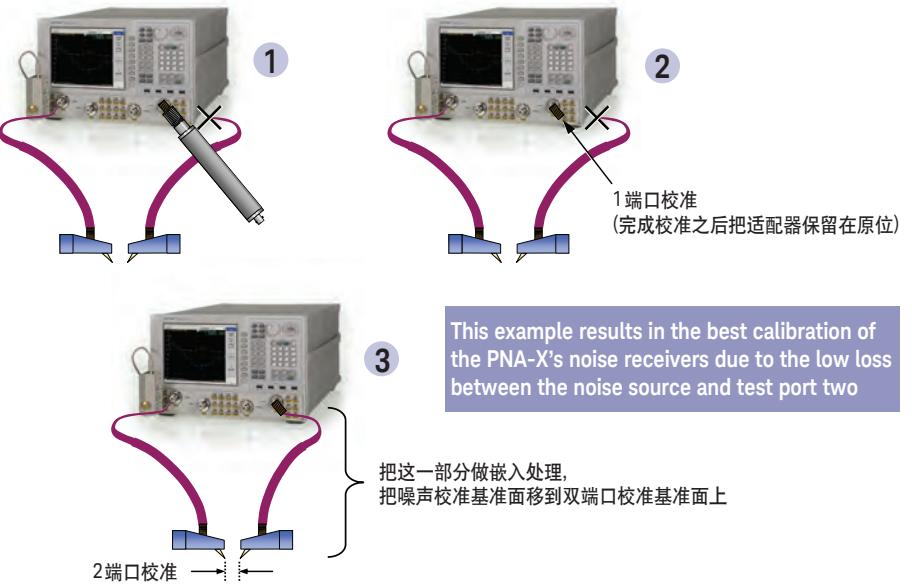


图 41. 晶圆上噪声校准。实例 1: 直接把噪声源连接到 PNA-X 的前面板上

晶圆上校准 (续)

在图 42 的实例中，噪声源连接在用于把晶圆探头和分析仪相连接的电缆的一端，而不是直接与分析仪的测试端口 2 相连。这种连接方法对于在测量当中摆放 PNA-X 的位置来说是很方便的，特别是在进行晶圆上测量时，PNA-X 通常安装在测试机架里，放在晶圆探头台的后面，这让用户很难接触到 PNA-X。在这种连接方式中，仍然需要使用一个阴头-阴头适配器把噪声源与测试系统进行连接，并且在完成了噪声参数表征之后，对阴头-阴头适配器进行单端口校准，这样就能建立一个噪声校准基准面。与前面实例中介绍的适配器在完成单端口校准后保留在原位不同，此时必须要把适配器移除才能把电缆与晶圆探头相连接。然而，即便是已经移除了这个阴头-阴头适配器，嵌入算法仍然能够把噪声校准基准面延伸到双端口校准基准面上。

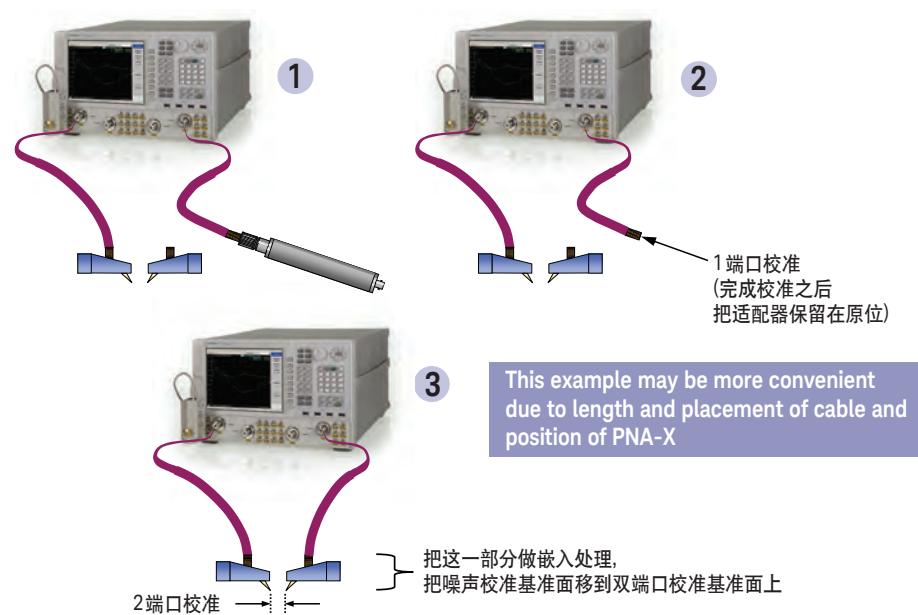


图 42. 晶圆上噪声校准。实例 2: 把噪声源连接到同轴测试电缆的一端

噪声校准平面的推移

为了更好地理解前面两个校准方法实例，特别是为什么在移除阴头-阴头适配器的情况下还能够把噪声校准平面延伸到晶圆探头端上，我们在这里探讨一下如何把校准平面从一个平面移到另一个平面。以图 43 为例，Cal 1 是在使用阴头-阴头适配器 ($[T_A]$) 的条件下进行的，Cal 2 是在使用晶圆探头 ($[T_B]$) 的条件下进行的。对 Cal 2 来说，晶圆探头也是另一种形式的适配器。注意，无论是哪种情况，测试电缆和 VNA 的特征 $[T_{sys}]$ 都是一致的，它是测试端口电缆和 VNA 的 T 参数组合。我们在这里使用从 S 参数推导出的 T 参数，因为在计算级联网络时能够非常简单。例如，两个级联 T 参数网络可以很容易地相乘。

为了从校准平面 1 (Cal 1) 推移到校准平面 2 (Cal 2)，我们需要计算一个虚拟适配器的 T 参数，记为 $[T_A]$ 。这个虚拟适配器可以表示为：

$$[T_A] = [T_B] * [T_{sys}]^{-1}, \text{ 其中 } [T_A]^{-1} \text{ 是 } [T_A] \text{ 的倒数。}$$

不过，因为我们没有直接得到 $[T_B]$ 或 $[T_A]$ 的数据，因此我们需要做一些计算，从 $[T_1]$ 和 $[T_2]$ 的结果中得出 $[T_A]$ 。

我们已知：

$$[T_1] = [T_A] * [T_{sys}] \text{ and } [T_2] = [T_B] * [T_{sys}].$$

因为 $[T_{sys}]$ 是公共项，我们可以得到以下公式：

$$[T_{sys}] = [T_1] * [T_A]^{-1} = [T_2] * [T_B]^{-1}$$

公式两边同时乘以 $[T_B]$ ，可以得到：

$$[T_B] * [T_1] * [T_A]^{-1} = [T_B] * [T_2] * [T_B]^{-1} = [T_2]$$

同时乘以 $[T_1]^{-1}$ ，我们可以得到：

$$[T_1]^{-1} * [T_B] * [T_1] * [T_A]^{-1} = [T_1]^{-1} * [T_2] \text{ 或者}$$

$$[T_B] * [T_A]^{-1} = [T_1]^{-1} * [T_2] = [T_A]$$

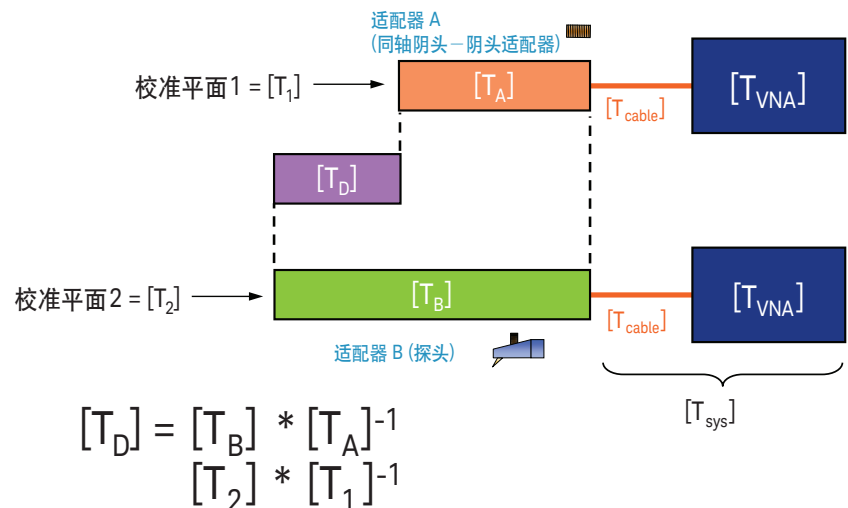


图 43. 在适配器之间移动校准平面

在实际测量中要考虑的因素

环境温度设置

当设置噪声系数测量时，需要知道测试系统的环境温度以便计算出正确的输入噪声功率。在"噪声系数设置"对话框(图 26)中输入的温度值应表示所有从校准平面到 PNA-X 方向上的元器件的平均温度，包括在仪器测试端口后面的元器件的温度。一个测试开始时非常适用的值就是环境温度，通常是 298 K，也可以使用一个精密温度计来测量这个温度。虽然电子校准件的内部温度被加热到 304 K，但是电子校准件和被测器件之间的损耗一般会抵消器件温度超过环境温度所带来的影响。仪器工作时也可能会产生一些加热的效果，因此 299 K 或 300 K 是比较准确的估计值。注意，把温度设为 298 K 和设为 300 K 的区别大概只有 0.7%，这相当于在噪声系数测量结果中只有 0.03 dB 的差异。

在使用噪声源进行校准的过程中，在校准向导界面上有一个输入对话框，您可以在这里指定噪声源的实际温度。由于噪声源始终是在加电的状态下与 PNA-X 连接，因此它的温度通常要比环境温度高出几 K。

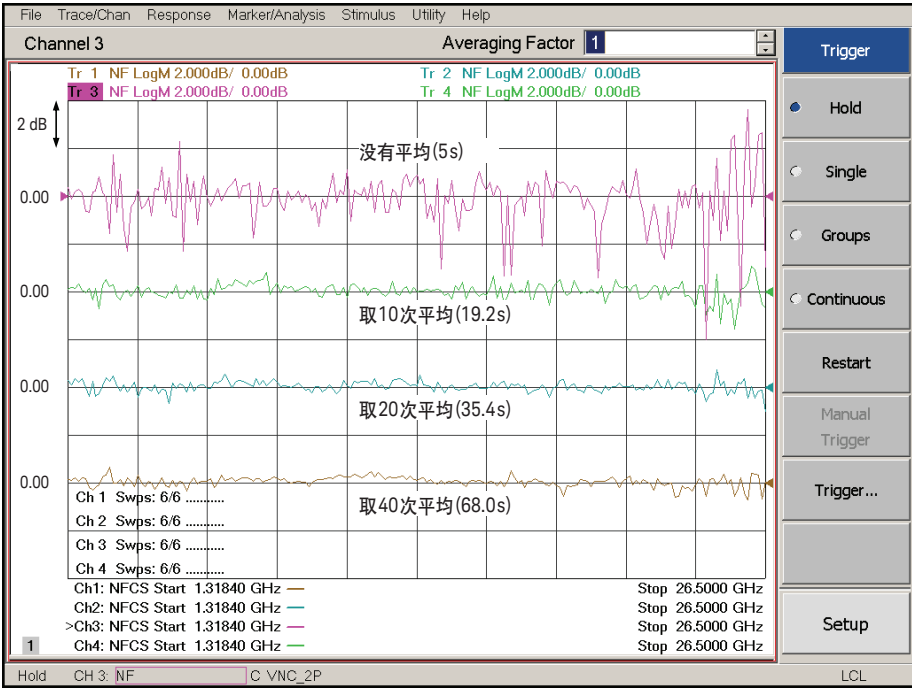
噪声平均

当使用 PNA-X 测量噪声系数时，噪声平均是一个重要的测量条件。当在测量过程中不使用噪声平均时(等同于把求平均值操作次数设为 1)，为了估算噪声接收机能够测量到的平均噪声功率，在每一次噪声功率测量中，仪器内部仍然有很多的模数转换(ADC)样本。ADC 样本的数量是任意的，PNA-X 在用低噪声接收机时大约会使用 1 万个样本。当启用噪声平均功能时，仪器需要处理的数据就是用平均值乘以 ADC 采样数，这样通过降低在测量结果轨迹上的抖动来给出更好的平均噪声功率估算值，但是代价是牺牲一定的测量速度。在校准期间我们极为推荐使用噪声平均功能：使用低噪声接收机时把求平均值操作次数设为 10 至 20 次，使用标准接收机时把操作次数设为 50 至 100 次，这样可以得到非常纯净的校准结果。在对被测器件进行测量时，可以把噪声平均操作的次数值设置得略低一些，以便在测量速度和精度之间取得平衡。通常被测器件的增益越高，在测量时需要做噪声平均操作的必要性就越低。但是如果在校准过程中不启用噪声平均功能，那么即便是稍后启用这项功能，也无法再去除校准期间存在的噪声。

当用标准接收机测量噪声系数时，只有两个噪声带宽可供选择 – 720 kHz 和 1.2 MHz，这与使用低噪声接收机进行测量不一样，后者有 5 种设置可供选择，频率覆盖从 0.8 到 24 MHz 的范围。噪声带宽越小，意味着测量结果中会有越多的抖动，这就需要更多的噪声平均操作。

测量一个直通件的噪声系数

图 44 显示了使用低噪声接收机对一个 PNA-X 直通件的噪声系数进行测量，在默认噪声带宽为 4 MHz 的情况下分别用 4 种不同的噪声平均操作次数值得到的结果比较。用冷源法进行这种测量是非常困难的，因为被测器件是个直通件，它不能产生增益也不能产生过多的噪声，这样就不能给噪声接收机输入一个超噪声，这也意味着第二级噪声校正算法是用相同的平均功率减去两个噪声比较大的信号。当 PNA-X 不启用噪声平均功能时，噪声系数测量的速度非常快，测得的平均值也是预期的 0 dB，但抖动(轨迹噪声)是相当高的。把噪声平均操作的次数增加到 10 次就会使抖动明显地降低，测量精度也相应有很大的改善。如果把平均的次数提高到 20 次，效果甚至更明显。相比之下，进行 40 次平均所取得的改善就不是特别明显了。因此使用低噪声接收机进行测量时，取 10 到 20 次的平均操作可以实现测量速度和精度之间的良好平衡，特别是在噪声系数校准的过程中，这种程度的平均操作是非常必要的(当使用标准接收机时，取平均的次数要增加到 50 到 100 次)。需要注意的是，如果用同样的平均次数测量有增益的器件的噪声系数，所得到的结果中的抖动会比测量直通件时的抖动小得多。



注: 测量点数 = 201, 在测量和校准时都进行了平均操作, 所显示的轨迹刻意错开两格, 以便看得清楚

图 44. 测量一个直通件的噪声系数, 用不同的噪声平均次数值

测量一个直通件的噪声系数 (续)

图 45 是分别用 NFA (Y 因子法) 和 PNA-X (使用冷源法和低噪声接收机) 对同一个直通件进行噪声系数测量，在测量时间大概相等的情况下对测量结果进行了比较。PNA-X 的 20 次噪声平均可以得到近似于 NFA 的积分时间。从测量结果中可以看到，两种测量结果的抖动是大致相同的。但是 PNA-X 的平均值要比 NFA 更接近预期的值 0 dB，这是因为 PNA-X 能够更精确地测量被测器件的增益 (在本例中被测器件的增益为 0 dB)。

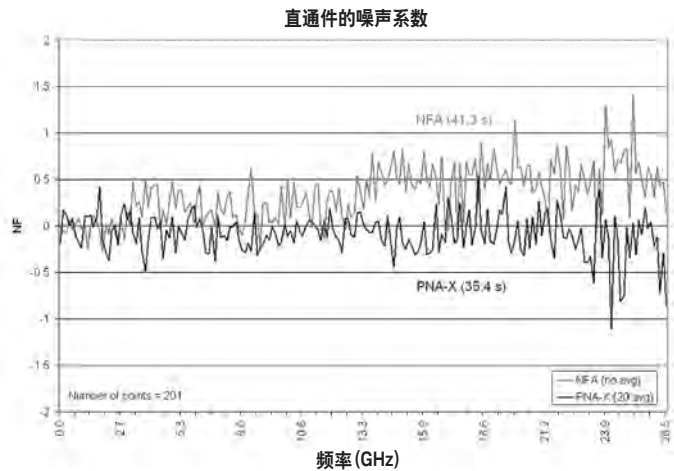
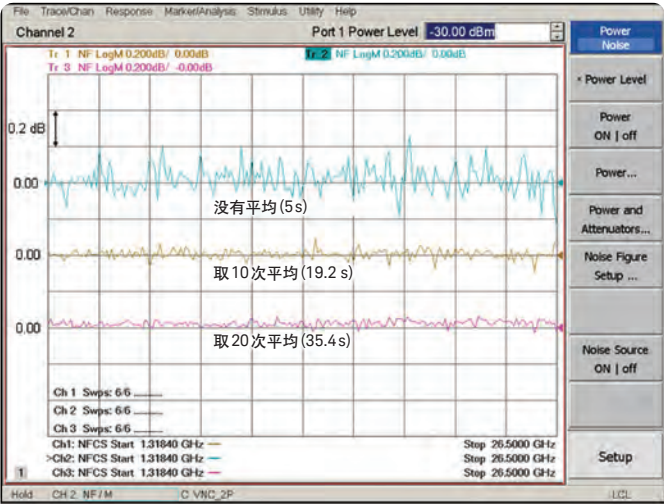


图 45. 使用 PNA-X 的低噪声接收机和 NFA 分别测量直通件的噪声系数

测量一个放大器的噪声系数

图 46 显示了使用低噪声接收机对一个增益在 15 至 20 dB 的放大器进行三次噪声系数测量，分别用不同的噪声平均次数。请注意在这个实例中，仪器的刻度是每格 0.2 dB，而在上一个测量直通件的实例中，仪器的刻度是每格 2 dB。当取 10 到 20 次平均时，测量结果中的抖动是极小的。



注：被测器件是 83017A，在输出端口接了一个 20 dB 衰减器；测量点数 = 201；在测量和校准中都进行了平均；数据经过归一化处理后 (数据/存储器) 可以消除斜率；所显示的轨迹刻意错开两格，以便看得清楚

图 46. 使用低噪声接收机并用不同的噪声平均次数来测量一个放大器的噪声系数

测量低增益或大损耗器件

PNA-X 测量低噪声系数和低增益器件的能力非常强。为说明这一点，图 47 显示了对一个没有增益和超噪声的器件 (40 dB 衰减器) 进行噪声系数测量。如果用 Y 因子法测量这个器件的噪声系数将是非常困难的，因为噪声源在冷热状态下的差异会被衰减器衰减为一个极小的值。这个例子只是为了证明冷源法的有效性，在实际工作中不需要测量衰减器的噪声系数，因为衰减器的噪声系数始终等于它的损耗值。注意，下图中对数格式的噪声系数是 S21 的镜像，这表明测量结果是正确的，因为衰减器的噪声系数始终为正值且 S21 的对数幅度总是负值。S21 和噪声系数测量结果之间的基准电平是彼此的负数值，这样我们就可以把两条测量轨迹放在一起进行比较。同时，为了使抖动达到一个可以接受的水平，在测量时做了 50 次噪声平均。

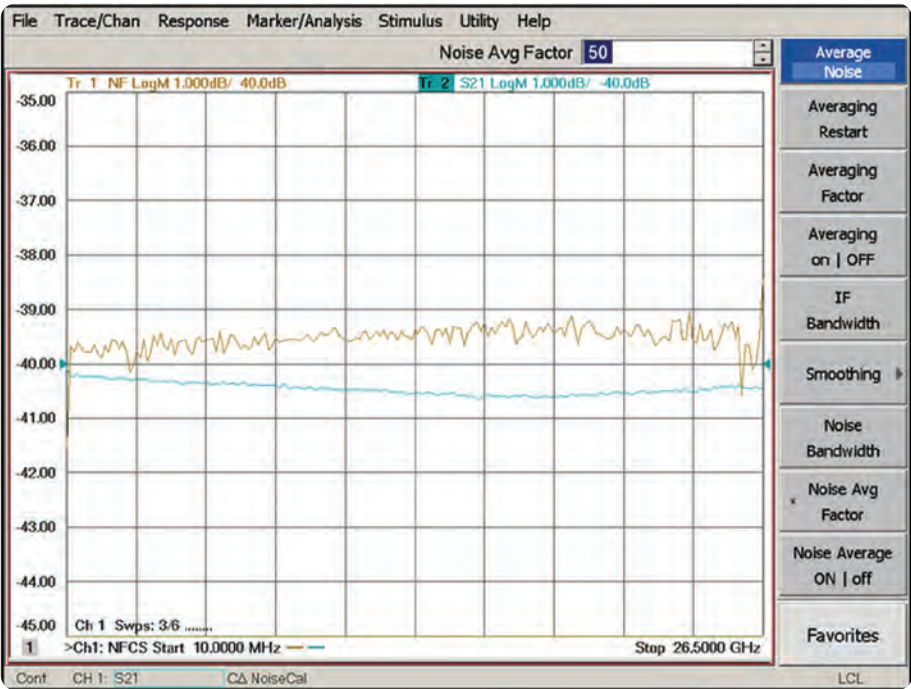


图 47. 40 dB 衰减器的噪声系数测量

优化 S 参数功率电平

因为噪声系数测量通常是针对高增益放大器或变频器，所以在噪声系数测量的过程中，进行 S 参数或变频增益测量时的端口功率都比较低。可以做两件事情来改善受到端口功率影响的测量精度。第一个是断开口之间功率的耦合关系，把 PNA-X 和被测器件输出端口相连接的那个端口上的功率设置得高一些，这是因为精确地测量被测器件的 S22 对第二级噪声校正是有必要的，因此需要把端口的功率电平设置得高一些，以确保进行反射测量时得到良好的 SNR。对大部分器件来说，即便是输入功率必须很低时，反向功率仍然可以设置得相当高而不会导致任何损坏。通常，在测量噪声系数而对被测器件进行正向驱动时，反向端口的功率设置成比被测器件的输出功率小 5 dB。

第二个是在校准过程中提高端口 1 的功率，然后对被测器件进行测量时再把这个功率降低。这意味着要把端口 1 的源衰减器设置得尽可能小，但同时还要保证端口功率可以下降到测量所需要的水平。使用比较小的衰减值意味着在校准过程中可以把端口功率设置得更高，给出更好的 SNR 从而减少轨迹噪声。

在使用标准接收机和外接前置放大器测量噪声系数时，设置测量和校准时的功率电平必须把前置放大器增益考虑在内，以避免测量接收机被压缩。如果把测试端口上的耦合器反接，那么与常规配置相比，发送给接收机的功率至少要高 15 dB，在这种情况下必须要谨慎地避免接收机压缩。通常情况下，为了避免标准接收机产生压缩，测试端口在采用常规跳线配置时的功率应设置在 +10 dBm 以下，而在端口耦合器反向接时，功率应设置在 -5 dBm 以下。

在校准时优化功率传感器的功率电平

当测量一个变频器的噪声系数或用标准接收机测量噪声系数时，在校准过程中需要使用功率传感器对 PNA-X 接收机进行校准。图 48 显示了在校准过程中可以单独设置所用到的功率电平，与 S 参数校准和测量时的通道功率无关。为了获得最高的测量精度，功率传感器的功率电平应当与进行校准时的功率电平一致 – 通常是 0 dBm，这样会把功率传感器的线性度误差从总体测量不确定性中去除。PNA-X 接收机的线性度要比功率传感器的还要明显，因此接收机可以在较高的功率上进行校准，即便是用较低的功率进行测量也能够保证极高的测量精度。根据源衰减的值以及测量频率范围的不同，在校准过程中可能难以达到 0 dBm。在这种情况下，只要保证不要让激励源到了无法进行自动电平控制的地步，应该把功率设置得尽可能地高。

当测量增益特别大的器件而需要把源衰减的值设置得很大时(或者是为了把测量功率设置得足够低来避免被测器件被压缩)，最大可用功率可能低于功率传感器的测量范围，这会导致功率校准失败。在这种情况下，可以把源衰减器的值设置得小一点，这样在校准时就会有更大的功率，而在测量噪声系数时可以把一个外部衰减器接到被测器件的输入端。这个衰减器对噪声系数测量结果的影响可以通过把它的 S 参数进行去嵌入而消除，S 参数必须在测量之前单独地测量。

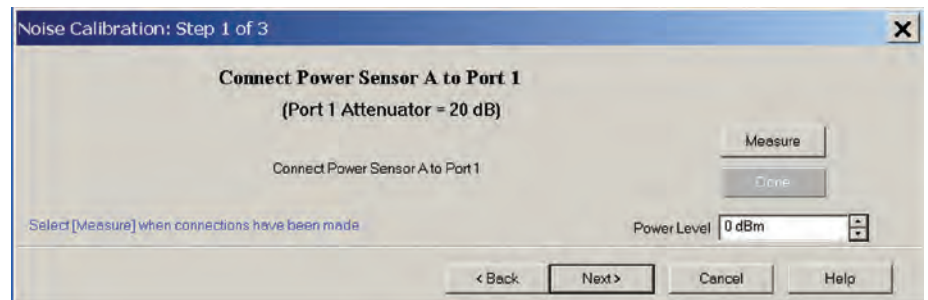


图 48. 当使用功率计进行校准时, 功率电平可以独立于通道功率进行优化

压缩和损坏电平

就像 S 参数测量一样，在测量噪声系数时确保噪声接收机不被压缩也是很重要的。在使用 PNA-X 的低噪声接收机时更要注意这一点，因为低噪声接收机的增益要比标准接收机的增益高得多。在考虑噪声测量中的压缩时，必须要把被测器件的增益和带宽两个因素都考虑进去。当被测器件的增益或带宽提高时，输出的噪声功率也跟着提高。当用低噪声接收机测量宽带器件时，前端放大器最有可能先产生压缩；当测量窄带器件时，接收机后端的模数转换器 (ADC) 很可能在前端产生压缩之前就已经超过了其工作范围。PNA-X 的低噪声接收机在前端有几个用来检测压缩的二极管检波器。如果仪器的前端产生过载或者 ADC 超出了工作范围，仪器固化软件就会产生一个告警信息。如果告警信息在测量过程中只是闪现了一下，这可能是由于干扰造成的 (参见下一节内容)，如果告警信息一直存在，那么噪声接收机或被测器件的增益就必须降低。注意，在校准之后改变接收机的增益值不会使测量结果无效，这是因为在校准过程中接收机的全部三个增益设置都已经过了测量。如果接收机的增益设置已经很小了，那么可以有两种选择来解决问题：在被测器件的输出端口连接一个衰减器 (这不会影响被测器件的噪声系数测量) 或者改用标准接收机进行测量。如果使用了衰减器，它的影响可以用去嵌入的方法去除掉，这样测得的被测器件 S₂₁ 就是正确的。使用标准接收机时，由于它没有前端放大器，因此噪声所产生的压缩不会引起问题。然而，如果把测试端口上的耦合器反接，那么与标准配置相比，发送给接收机的功率至少提高 15 dB，因此在进行 S 参数测量时仍然要谨慎地避免接收机压缩。

在测量混频器或变频器时，被测器件的输出端口需要进行额外的过滤，以消除本振馈通或其他杂散信号的影响，否则也有可能造成压缩现象。

压缩和损坏电平 (续)

噪声系数不确定性计算器是检查压缩现象的一个实用工具。它从噪声系数的测量结果中读取数据，并且显示测得的噪声功率距离接收机的本底噪声有多远以及产生压缩的量，如图 49 所示。

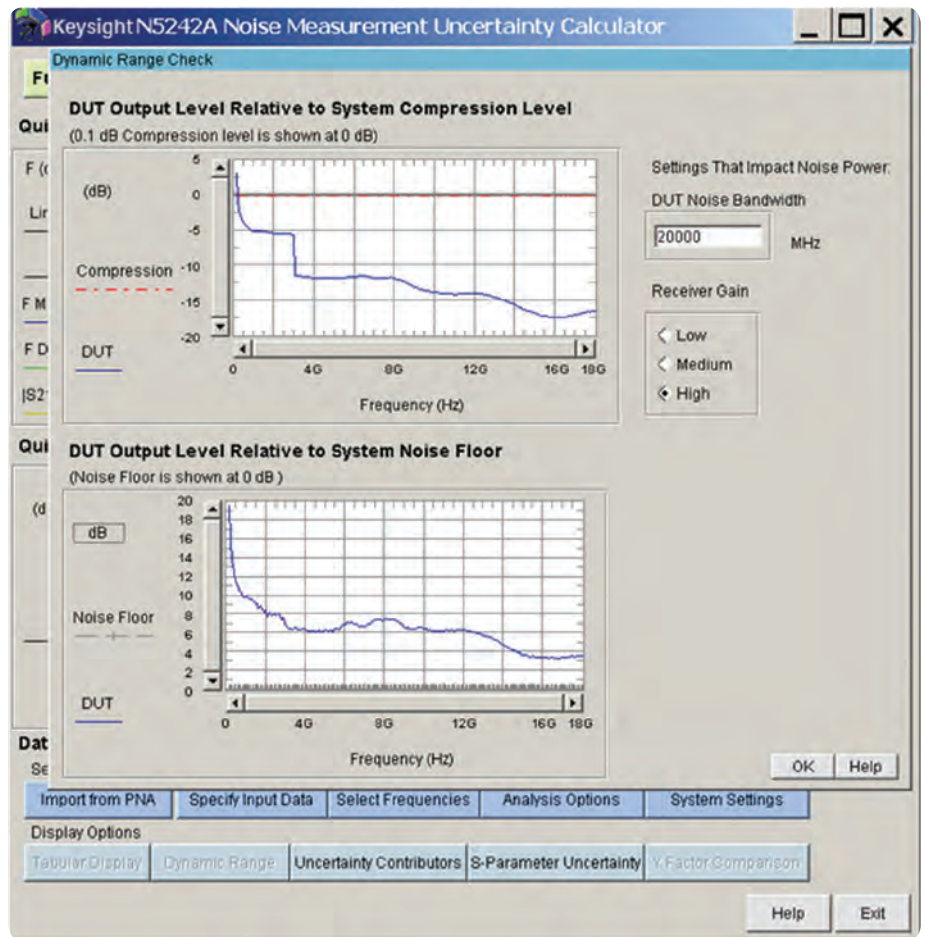


图 49. Keysight PNA-X 噪声系数不确定度计算器显示了被测器件的噪声功率是否导致噪声接收机产生压缩

当使用低噪声接收机时，PNA-X 的端口 2 的损坏电平会从 +30 dBm 下降到 +25 dBm。这种损坏电平的降低是由噪声接收机内部的 LNA 造成的，它比标准接收机中的混频器对测量信号更敏感。

干扰

当测量没有屏蔽的被测器件的噪声系数时，例如印刷电路板上的放大器，来自蜂窝电话/ 移动手机、无线局域网路由器或客户端、其他无线电信号的电磁干扰经常会影响到被测器件的测量结果。这些干扰表现出来的特征是测量结果中出现非重复性的尖峰值，如图 50 所示。通常这种干扰只会对同一个频率上的噪声测量结果带来不利影响。然而，如果干扰过大并且一直出现，它会导致噪声接收机产生压缩现象，从而会使测量结果不准确。如果出现这种情况，解决办法之一是尽可能地把 PNA-X 内部接收机的增益降低。当然最好的方法还是在一个屏蔽比较好的环境内(例如在屏蔽室中)测量噪声系数。

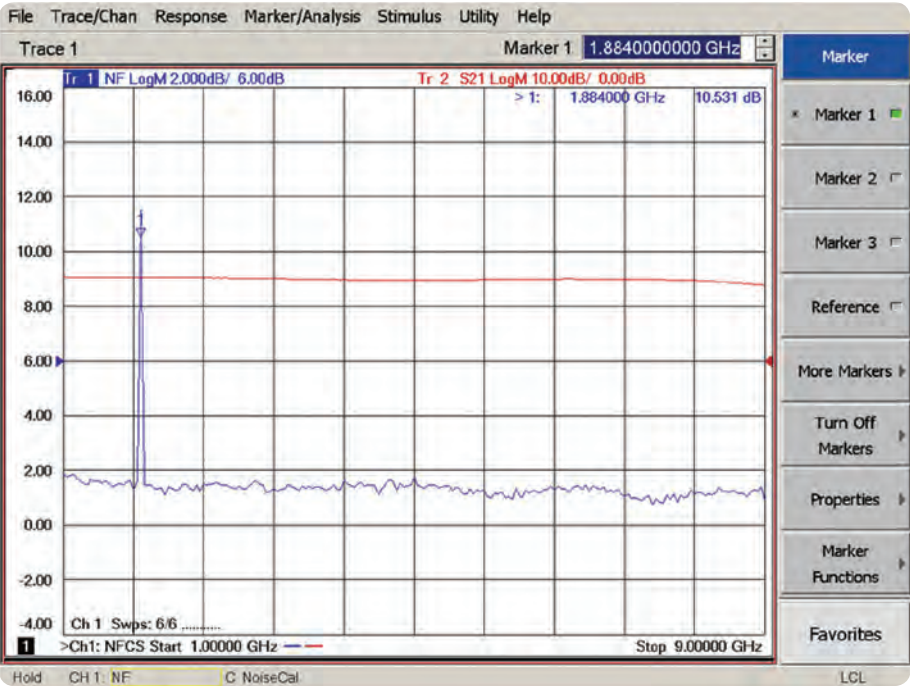


图 50. 电磁干扰对噪声系数测量的影响通常表现为测量轨迹上出现大的尖峰

其他资源

应用指南

Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements, 5952-8255E
(原为应用指南 57-1)

Noise Figure Measurement Accuracy-The Y-Factor Method, 5952-3706E
(原为应用指南 57-2)

10 Hints for Making Successful Noise Figure Measurements, 5980-0288EN
(原为应用指南 57-3)

Practical Noise-Figure Measurement and Analysis for Low-Noise Amplifier Designs,
5980-1916EN
(原为应用指南 1354)

*Noise Figure Measurements of Frequency Converting Devices Using the Keysight NFA
Series Noise Figure Analyzer*, 5989-0400EN
(原为应用指南 1487)

期刊文章

Ballo, David. "Overcoming Noise Figure Measurement Challenges in Fixtured, On-Wafer
and ATE Environments". Microwave Product Digest, 2008 年 5 月

Gary Simpson 和 David Ballo. "Ultra-fast, Simpler and More Accurate Noise Parameter
Measurements". Microwave Journal, 2010 年 3 月 (第 53 卷第 3 期): 第 82+ 页

论文

James Randa、Ken Wong 和 Roger Pollard. "Simulations of Noise-Parameter Verification
Using Cascade with Isolator or Mismatched Transmission Line". 70th ARFTG Microwave
Measurements Conference Digest, 2007 年 11 月, 第 77–83 页

网络资源

登录以下网址可以找到有关 PNA-X 的更多详细信息以及关于噪声系数测量的常见问题
解答: www.keysight.com/find/pnax

登录以下网址可以在帮助文件中找到关于 PNA-X 噪声系数选件的用户界面概述:
na.tm.keysight.com/pna/help/index.html

Keysight PNA-X 噪声系数不确定度计算器可以从以下网址下载:
www.keysight.com/find/nfu

myKeysight

myKeysight
www.keysight.com/find/mykeysight
个性化视图为您提供最适合自己的信息!



www.lxistandard.org
局域网扩展仪器 (LXI) 将以太网和 Web 网络的强大优势引入测试系统中。
是德科技是 LXI 联盟的创始成员。



是德科技保证方案
www.keysight.com/find/AssurancePlans
5 年的周密保护以及持续的巨大预算投入, 可确保您的仪器符合规范要求,
精确的测量让您可以继续高枕无忧。



www.keysight.com/go/quality
Keysight Technologies, Inc.
DEKRA Certified ISO 9001:2008
Quality Management System

是德科技渠道合作伙伴
www.keysight.com/find/channelpartners
黄金搭档: 是德科技的专业测量技术和丰富产品与渠道合作伙伴的便捷
供货渠道完美结合。

www.keysight.com/find/pna

本文为 "应用指南 1408-20"

如欲获得是德科技的产品、应用和服务信息,
请与是德科技联系。如欲获得完整的产品列表,
请访问: www.keysight.com/find/contactus

是德科技客户服务热线

热线电话: 800-810-0189、400-810-0189
热线传真: 800-820-2816、400-820-3863
电子邮件: tm_asia@keysight.com

是德科技(中国)有限公司

北京市朝阳区望京北路3号是德科技大厦
电话: 86 010 64396888
传真: 86 010 64390156
邮编: 100102

是德科技(成都)有限公司

成都市高新区南部园区天府四街116号
电话: 86 28 83108888
传真: 86 28 85330931
邮编: 610041

是德科技香港有限公司

香港北角电器道169号康宏汇25楼
电话: 852 31977777
传真: 852 25069233

上海分公司

上海市虹口区四川北路1350号
利通广场19楼
电话: 86 21 26102888
传真: 86 21 26102688
邮编: 200080

深圳分公司

深圳市福田区福华一路6号
免税商务大厦裙楼东3层3B-8单元
电话: 86 755 83079588
传真: 86 755 82763181
邮编: 518048

广州分公司

广州市天河区黄埔大道西76号
富力盈隆广场1307室
电话: 86 20 38390680
传真: 86 20 38390712
邮编: 510623

西安办事处

西安市碑林区南关正街88号
长安国际大厦D座501
电话: 86 29 88861357
传真: 86 29 88861355
邮编: 710068

南京办事处

南京市鼓楼区汉中路2号
金陵饭店亚太商务楼8层
电话: 86 25 66102588
传真: 86 25 66102641
邮编: 210005

苏州办事处

苏州市工业园区苏华路一号
世纪金融大厦1611室
电话: 86 512 62532023
传真: 86 512 62887307
邮编: 215021

武汉办事处

武汉市武昌区中南路99号
武汉保利广场18楼A座
电话: 86 27 87119188
传真: 86 27 87119177
邮编: 430071

上海MSD办事处

上海市虹口区欧阳路196号
26号楼一楼J+H单元
电话: 86 21 26102888
传真: 86 21 26102688
邮编: 200083

本文中的产品指标和说明可不经通知而更改

©Keysight Technologies, 2010-2014

Published in USA, August 3, 2014

出版号: 5990-5800CHCN

www.keysight.com