

技术白皮书

功率放大器和射频前端模块的测量

目录

增益和输出功率

使用功率计校准功率测量

使用矢量网络分析仪测量增益

回波损耗和反向隔离

噪声系数

噪声单位换算

噪声系数测量

基于校准噪声源的Y因子方法

谐波

互调失真

互调失真理论

IMD测量配置

效率

漏极效率

功率放大器效率



功率放大器（PA）是现代无线电中不可或缺的射频集成电路（RFIC）之一。无论是作为分立元件还是集成前端模块（FEM）的一部分，PA会显著地影响无线发射机的性能。例如，无线PA的附加功率效率（PAE）在很大程度上会影响移动设备的电池寿命，其线性度会影响接收机解调传输信号的能力。

分立元件与集成前端模块

在GSM和UMTS等技术发展的早期，移动设备通常会为每个GSM和UMTS无线电配备独立的放大器。然而，LTE和WLAN技术的出现以及更多无线频段的使用推动了对集成化程度更高的射频前端技术的需求。如今供应商正在尝试将更多设备封装到单个组件中，包括PA、低噪放大器（LNA），双工器和天线开关。因此，现在射频测试工程师的任务通常是测试高度集成的前端模块（如图1所示），而非一个独立的PA。尽管前端模块测试所需的测量与分立组件的测量基本相同，但是测试集成前端模块通常还需要额外的步骤来配置待测设备（DUT）。

WLAN前端模块

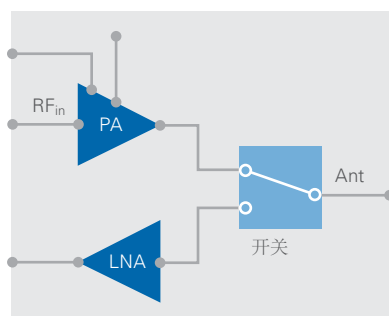


图1. FEM通常将PA和LAN集成到同一个组件中

在分析射频PA的性能特性时，工程师会采用各种测量和测试技术来了解设备的增益、线性度和效率。在实际操作中，分析设备特性所需的具体测量取决于放大器的预期用途。例如，尽管增益和效率等参数对于所有PA来说都很重要，但是用于无线通信传输的设备仍需要针对特定标准进行测量。误差向量幅度（EVM）作为PA最重要的度量标准之一，就是用来衡量调制信号的质量，而相邻信道泄漏比（ACLR）是UMTS或LTE 射频最重要的测量参数之一。

增益和输出功率

射频PA的两个重要特性是增益和输出功率。增益用来表示设备输入功率与输出功率之间的关系。通常当PA的增益在较宽的输入功率电平范围内维持相对恒定，但是当输出功率趋近于设备饱和区时，增益开始下降。这一效应称为增益压缩。

输入与输出功率的关系曲线

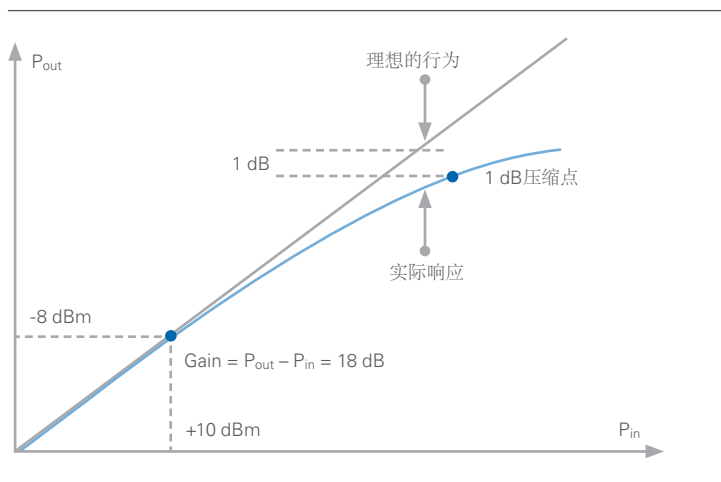


图2. 典型PA中输入与输出功率的关系曲线

分析PA最大可用输出功率的最常用方法之一是测量1 dB压缩点。如图2所示，1 dB压缩点是指PA提供的增益比其在线性工作区域提供的增益小1 dB的工作点。例如，如果PA在其线性工作区域的增益是18 dB，则1 dB压缩点是指PA正好提供17 dB增益时的输出功率。

测试1 dB压缩点时，可以使用经过功率校准的矢量网络分析仪（VNA）或射频信号发生器和射频信号分析仪的组合。使用射频信号发生器和信号分析仪的组合是测量1 dB压缩点的最快方法，可以使用连续波（CW）信号发生器或矢量信号发生器（VSG）进行此测量。

增益可作为输入功率的函数进行测量，这时可使用射频信号分析仪来测量信号发生器的功率电平并测量PA的输出功率。如图3所示，生产测试可用的一种优化技术是将VSG配置为生成斜坡波形，而非具有不同功率电平的一系列连续波（CW）。通过使用矢量信号收发仪（VSA）采集斜坡信号，即轻松地将输入功率与输出功率相关联，以确定增益与输入功率的关系曲线。这种斜坡信号方法比针对不同的步骤对信号发生器进行不同的配置要快得多，并且可以节省宝贵的测试时间。

使用斜坡信号测量压缩点

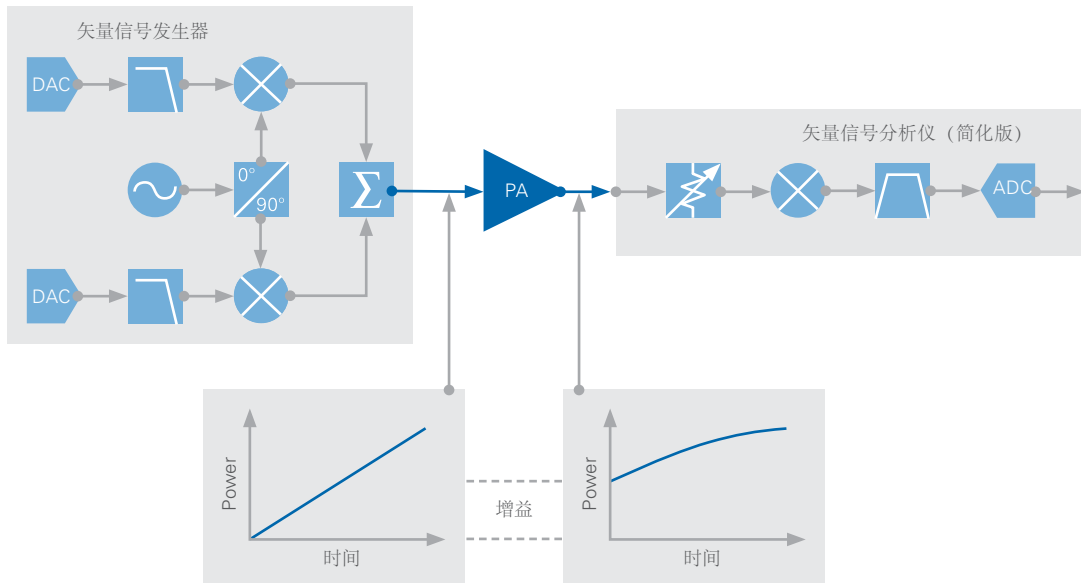
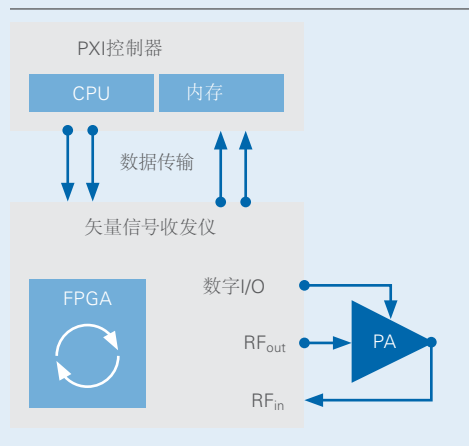


图3. 利用斜坡信号模拟PA来测量1dB压缩点

使用NI矢量信号收发仪实现快速功率级伺服控制

NI PA测试解决方案采用的独特技术是使用NI矢量信号收发仪（VST）实现基于FPGA的功率级伺服。传统的功率级伺服控制是一个非常耗时的过程。然而，通过完全在仪器FPGA上执行控制回路，即可实现最快的功率级收敛。如果将功率级伺服算法从嵌入式控制器中分离出来并在FPGA上执行，测试软件就可以利用并行测量机制进行并行测量，从而显著降低测试时间和测试成本。有关使用NI VST进行快速功耗测量的更多信息，请访问[PA测试的FPGA 伺服控制](#)。

PXI系统



提高增益和功率测量精度的一个重要技术是在仪器和待测PA之间使用小型衰减器。在PA输入和输出功率上使用在线式固定衰减器，可以显著减少由于失配引起的功率不确定性，如图4所示。

优化失配不确定性

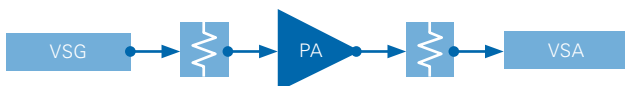
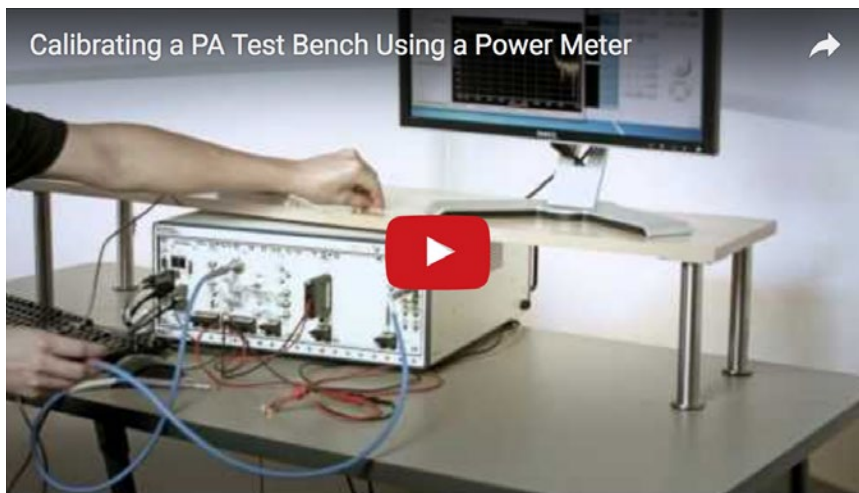


图4. 仪器和PA之间的衰减器有助于优化失配不确定性。

利用功率计校准功率测量

使用功率计或VSA可以测量PA的输出功率。过去，功率计通过测量绝对功率成为最准确的功率测量方法，准确度在 ± 0.2 dB以内。但是现在，矢量信号分析仪（VSA）配备了板载校准标准等工具，可大大提高测量绝对功率的准确度。VSA，如NI PXIe-5668R，仅仅使用板载校准功能就可以实现 ± 0.4 dB的功率测量准确度，如果使用参考校准标准（如功率计），就可以达到更高的功率准确度。



总体说来，尽管功率计可以比VSA更加精确地测量射频功率，但VSA在测量待测设备的输出功率和增益方面有如下优势。首先，VSA可以使用单个仪器进行多种测量，具有便捷性。此外，与功率计相比，VSA可以更快地测量功率，正因如此，在自动化射频测试应用中，许多工程师往往使用VSA，结合1 dB压缩点来测量功率。

测量功率和增益的一个重要步骤就是使用功率计校准系统设置。完成该校正步骤首先需将功率计连接至待测设备输入端的参考平面，如图5所示。使用功率计，我们可以在各种频率下测量信号发生器以及衰减器和线缆的总

输出功率。设置好此步骤以后，我们就获得了信号发生器在功率计的功率精度范围内的特性。

系统校准

步骤1：使用功率计校准信号发生器



步骤2：使用信号发生器校准信号分析仪。

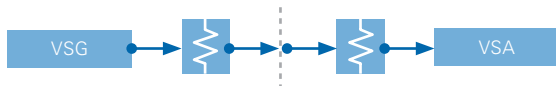


图5. 系统校准通过两个步骤完成，即使用功率计校准信号发生器和信号分析仪。

校准信号发生器设置完成后，可直接将信号分析仪装置连接至信号发生器装置，信号分析仪装置包括仪器、电缆和衰减器等。利用信号发生器生成的校准响应，并假设使用功率计进行的测量结果正确无误，就可以确定信号分析仪装置的测量偏移。执行完以上校准步骤后，即可参考功率计的结果，更准确地测量输出功率和增益。

使用VNA测量增益

尽管在自动化测试应用中，测量PA增益最常见且最快速的方法是使用VSG和VSA，但是也可以使用VNA来测量PA的增益。使用二端口VNA测量PA的增益时，将VNA的端口1连接至PA输入端，将VNA的端口2连接至PA输出端，然后测量S21系数，S21即PA的增益。

使用VNA测量PA增益的一个关键问题是确保PA的输出功率不会达到饱和或是损坏VNA接收器。在这种情况下，外部衰减的量会显著影响S21测量的准确性。虽然许多VNA具有的最大安全输入功率电平通常在1W (+30dBm) 量级，但是当仪器在接近最大功率电平下工作时，测量准确性通常会降低，因为与VSA相比，VNA的可编程衰减器范围通常更窄。

使用VNA对PA进行精确测量需要注意端口2输入端的功率电平。一般说来要确保PA的源功率和VNA端口2的输入功率基本相等。因此，如果希望PA产生20 dB的增益，则应在PA的输出端和VNA端口2之间连接一个20 dB的衰减器，如图6所示。

免端口饱和

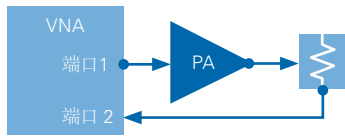


图6. 使用VNA测量PA增益时，可使用衰减器来避免端口2达到饱和状态。

在PA的输出端使用衰减器和在VNA端口2使用衰减器的一个重要差别是对校准参考平面的影响。无论是使用短路—开路—负载—直通（SOLT）的方法还是使用自动校准套件来校准VNA，参考平面都应尽可能靠近待测设备。

使用外部衰减器时，测量系统的校准应考虑到衰减器和所有相关电缆以及路径中的所有连接件，如图7所示。对于使用信号路径中的衰减器来校准测量系统的情况，测量得到的VNA S_{21} 即为增益。有关VNA校准的更多信息，请访问ni.com，查看网络分析仪测量介绍。

理解参考平面

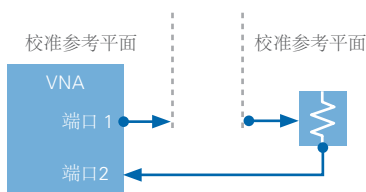


图7. VNA校准参考平面必须扩展到外部衰减器之外

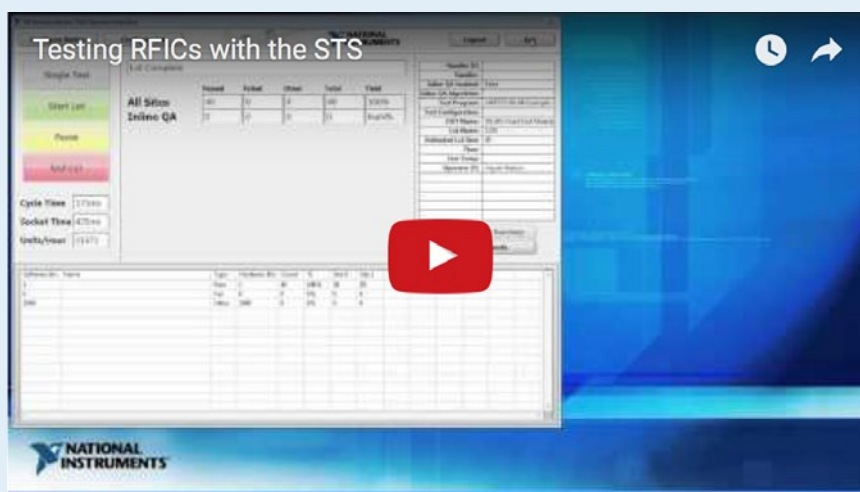
回波损耗和反向隔离

虽然增益等参数的测量在技术上不需要使用VNA，但是回波损耗和隔离的测量确实需要完整的网络分析。针对回波损耗和反向隔离的仪器设置取决于要分析的是PA的小信号行为还是大信号行为。小信号是指在线性工作区域内的信号，大信号是指非线性工作区域的信号。测量小信号行为时，可以使用VNA精确测量 S_{11} （输入回波损耗）和 S_{22} （输出回波损耗）。

在某些情况下，测量输出回波损耗可能需要对测试配置进行微调，如图8所示。PA输出端和VNA端口2之间所需的衰减可能相对较高，尤其是对于高增益PA。在这种情况下，高PA增益和相对较低的回波损耗会产生功率极低的反射信号，并由VNA的端口2进行测量。因此，对高增益PA进行精确的 S_{22} 参数测量通常需要使用衰减器来生成比放大器增益更低的损耗。在这些情况下，通常针对 S_{11} 、 S_{12} 和 S_{21} 测量使用一个衰减值，针对 S_{22} 测量使用另一个衰减值。

在生产测试中使用STS快速测量S参数

NI半导体测试系统（STS）是一款全自动化生产测试系统，采用全新的方法来测量生产测试中的S参数。该系统结合了端口模块（port Module）与NI矢量信号收发器（VST）。除了开关和预选功能之外，端口模块包含的定向耦合器可以有效地将VST转换成VNA。因此，可以在生产测试环境下快速测量S参数，而不需要使用其他仪器。S参数测量使用多端口校准模块进行校准，该模块可以自动校准多达48个RF端口。有关NI STS的更多信息，请访问ni.com/semiconductor-test-system。



测量S参数

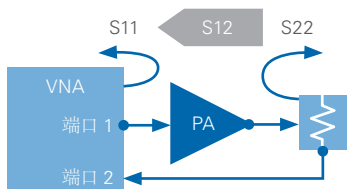


图8. VNA可用于测量反向隔离和回波损耗

在大信号条件下测试PA时，测试配置要复杂得多。在大信号条件下，很大一部分输出能量被转换为谐波，而无法被传统VNA捕捉到。因此，完整分析PA的大信号性能特征的需要使用大信号网络分析仪（LSNA）或负载牵引测

试台，如图9所示。由于在大信号条件下测量S12和S21系数更加困难，一种解决方法是将S21系数性能作为输入和/或输出阻抗的函数进行测量。在这种情况下，可编程调谐器放置在待测设备的输入或输出端。

基本负载-牵引测试配置

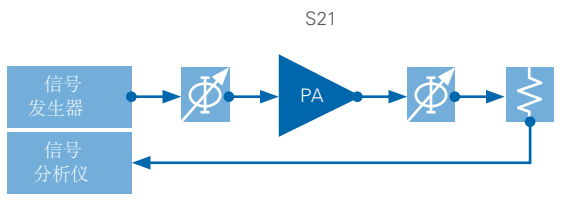


图9. 基本负载-牵引测试配置的原理图

尽管这种方法不能直接测量输入阻抗（S11）或输出阻抗（S22），但是可以通过反复试验来估算使PA达到最高性能或效率的输入/输出阻抗。需要注意的是，典型的配置是将CW信号发生器来供电并使用功率计进行测量。现在可以使用VSG来生成调制信号，并使用VSA来分析调制信号，进而测量PA的大信号性能。

噪声系数

虽然增益和输出功率是衡量PA的两个至关重要的测量参数，但是噪声系数仍然是测量低噪声放大器（LNA）的关键参数。因为LNA通常是接收机中的第一个组件，所以LNA的噪声系数和增益直接决定了接收机的噪声系数。

定量表示噪声系数和噪声因子有很多方法。最早的定义之一由Harold Friis在20世纪40年代所提出。在Friis的定义中，噪声因子（噪声系数的线性等效物理量）是特定信号通过特定组件时的信号比（SNR）的降低量。噪声因子和噪声系数均是无单位物理量，噪声因子以线性方式表示，而噪声系数则以对数形式表示。

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (1)$$

等式1. 噪声因子作为SNR的函数

如等式1所示，如果LNA输入端的信号的SNR为100dB，噪声系数为5dB，那么输出端的SNR为100-5dB = 95dB。如图10所示，噪声系数为XdB的“黑箱”组件将使SNR降低XdB

热噪声之外的固有噪声功率

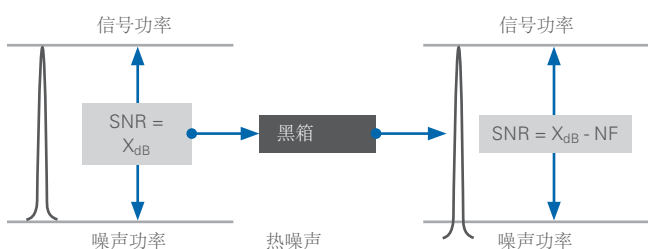


图10. 噪声系数等于组件的固有噪声功率与热噪声功率之和。

噪声系数的另一个定义是在-174dBm/Hz的常温热噪声功率下，特定有源器件和无源器件额外引入的噪声功率，以dB为单位。该定义与IEEE对噪声因子的定义相吻合，后者已被广泛接受，用等式2来表示。

$$F = \frac{N_{added} + kT_o BG}{kT_o BG} \quad (2)$$

其中 k 表示耳兹曼常量

T_o 表示常温

B 表示带宽

G 表示DUT的增益

等式2. 噪声因子的正式定义

在等式2中， kT_o 简化为常温下的热噪声，即-174dBm/Hz。因此，噪声因子等于信号功率加上组件引入的噪声功率。

例如，在天线连接至LNA的情况下，LNA输入端的噪声功率为-174dBm/Hz。在LNA的输出端，噪声功率等于-174 dBm/Hz加上LNA的噪声系数。在这种情况下，5 dB的噪声系数将产生-169 dBm/Hz的输出噪声功率。请注意，在这种情况下，由于噪声系数以对数的方式来表示，所以噪声功率直接等于5 dB加-174 dBm/Hz。

噪声单位换算

在详细介绍噪声系数测量之前，首先要明确噪声测量常用的一些单位及术语的定义。最常见的衡量参数包括噪声系数、噪声因子和噪声温度。

噪声系数 (NF) 等于器件的噪声功率加上热噪声功率，以dB为单位，噪声因子 (F) 是用线性方式表示器件在热噪声之上引入的噪声功率。利用公式3和4可以将NF换算为F，反之亦然。

$$NF = 10 \log_{10} (F) \quad (3)$$

$$F = 10^{\frac{NF_{dB}}{10}} \quad (4)$$

等式3和4. 噪声因子和噪声系数之间的换算公式

噪声功率的一个相关表达式是噪声温度。由于噪声功率与设备的开尔文温度成正比，所以噪声温度（ T_e ）是指器件产生一定量噪声功率时的等效温度。需要注意的是，设备的等效噪声温度只是理论值，仅仅用来表示无源器件产生特定噪声功率电平时的理论温度。等式5和6描述了噪声温度与噪声系数的关系。

$$T_e = T_0 (F - 1) \quad (5)$$

等式5. 噪声温度是噪声因子的函数

$$F = \frac{T_e}{T_0} + 1 \quad (6)$$

等式6. 噪声因子是噪声温度的函数，反之亦然

在等式5和6中， T_0 通常是指常温或290K。根据这两个等式，噪声因子为4或噪声系数为6.02dB的器件，具有的等效温度为290K $(4-1) = 870K$ 。基于这个计算结果，对于加热到870K的器件，其固有热噪声比290K常温下的器件的热噪声高出6.02dB。因此，870 dB的等效温度就相当于噪声因子为4或噪声系数为6.02 dB。

计算级联RF系统噪声因子所使用的Friis公式对于测量噪声因子非常重要。因为在测量器件的噪声系数时，必须将所有的测量参数考虑在内，包括待测设备的噪声以及仪器本身的噪声。Friis公式适用于图11所示的级联RF系统。

级联RF系统



图11. 每个器件都可通过增益和噪声系数进行描述。

使用等式7所示的Friis公式，就可以计算系统的噪声系数（F）。

$$F_{System} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 G_3 \dots G_{n-1}}$$

等式7. 使用Friis公式计算级联系统的噪声因子

需要注意的是，Friis公式要求噪声和增益都以线性而非对数形式表示。另外需要注意的是，如果系统的首个组件增益较高，例如LNA，则系统的噪声系数通常可以忽略等式7的其他项，只需考虑前两项即可，因此等式7可简化为等式8。

$$F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

等式8. 两级级联系统的噪声因子

同样地，我们可以根据使用类似的等式算出级联的噪声温度。将等式中的噪声因子替换为噪声温度可以得出，级联系统中第一个组件的噪声温度等于系统噪声系数减去第二个组件的噪声，如等式9所示。

$$T_{12} = T_1 + \frac{T_2}{G_1}$$

等式9. 两级级联系统的噪声温度

噪声系数测量

尽管测量噪声系数的方法有多种，但最常用的两种方法是冷源法（也称为增益法）以及Y因子法。增益法的基本原理是端接待测设备的输入，然后使用信号分析仪来测量DUT的输出噪声，如图12所示。在这种情况下，输出噪声功率是DUT的增益对DUT的固有噪声进行放大后的结果。

冷源噪声系数测量方法

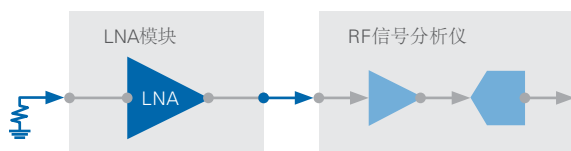


图12. 使用冷源方法需要端接DUT的输入端。

冷源法通常对高增益的LNA最为有效，因为对于明显高于本底噪声其固有本底噪声的信号来说，信号分析仪可以更精确地测量噪声功率。冷源法的缺点之一是易受电压驻波比（VSWR）不确定性的影响。另外，一般改善VSWR的方法，如使用外部衰减器，会降低仪器测量低功率信号的能力。

。因此，如果能够补偿VSWR的情况下，冷源测量技术的测量结果更为准确。事实上，假设本底噪声足够低，偶尔也可以使用网络分析仪来测量噪声系数，因为网络分析仪可以减少由于VSWR引起的不确定性。

基于校准噪声源的Y因子方法

第二种噪声系数测量方法也许更为常见，就是Y因子方法。该方法将经校准的噪声源引入LNA或PA，并在噪声源接通和关闭时测量噪声功率。如果将DUT和信号分析仪作为两级级联RF系统的一部分，则Y因子方法更为简单，如图13所示。

Y因子噪声系数测量方法

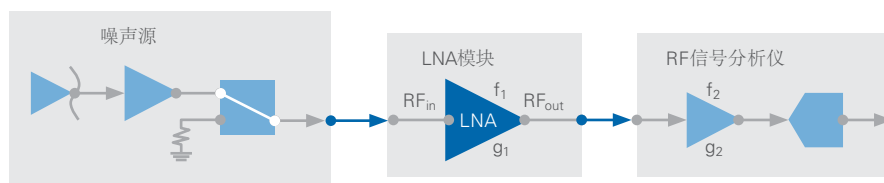


图13. 将LNA连接至信号分析仪即可组成一个级联RF系统

将噪声源（通常是LNA或解调器）连接到DUT的输入端后，就可以将这个测试系统建模为两级系统。在这种情况下，系统的噪声系数包括首个组件LNA的噪声系数和RF信号分析仪的噪声贡献。Y因子方法旨在首先通过求解系统的噪声系数（F12）和DUT（G1）的增益来测量DUT（F1）的噪声系数。因此，使用Y因子方法测量RF组件的噪声系数这个过程包含以下两个步骤：

1. 测量信号分析仪的噪声系数。
2. 测量系统连接DUT后的噪声系数。

Y因子测试系统的一个重要组件是校准噪声源。因为校准噪声源能够以相对较低的功率电平提供类似噪声的信号给到待测设备（DUT），所以在测量噪声系数时非常有用。

噪声源有两种设置，打开和关闭，其特性参数是冗余噪声比（ENR）。ENR可以由等式10表示，其中 T_{sON} 和 T_{sOFF} 表示每种设置的等效温度和噪声功率。在实际测量中，通常可以假设 $T_{sOFF} = T_0 = 290K$ 。噪声源的ENR通常直接印在器件上或标注在规格文件中，典型ENR值的范围为5 dB至30 dB，具体取决于实际应用。

$$ENR_{dB} = 10 \log \left(\frac{T_{sON} - T_{sOFF}}{T_0} \right)$$

等式10. ENR本质上是噪声源打开和关闭时的功率比。

步骤1：分析信号分析仪的噪声系数特性

使用Y因子方法测量噪声系数的第一步是在未连接DUT的情况下测量信号分析仪的噪声系数。请注意，噪声源一般需要通过RF信号分析仪的28 VDC端口提供的28 VDC电源，如图14所示。

Y因子方法的校准步骤

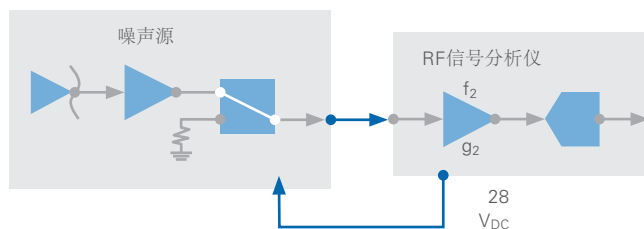


图14. 将噪声源直接连接至信号分析仪来测量信号分析仪的固有噪声系数

图14所示的系统中，Y因子是两个噪声功率大小之比，一个噪声功率在噪声源打开时测得，另一个在关闭时测得。因此，Y因子测量由两个功率测量值Non和Noff组成。请注意，Non和Noff的比率必须以线性方式表示，噪声功率的单位为瓦特。计算公式如等式11所示。

$$Y = \frac{N_{on}}{N_{off}}$$

等式11. Y因子等于Non和Noff之比

Non和Noff可以使用RF信号分析仪的通道功率测量功能进行测量。由于使用RF信号分析仪进行噪声系数测量的准确度取决于仪器本身的噪声系数，因此有必要通过以下步骤来尽量减少仪器的噪声系数：

1. 启动仪器的前置放大器（如果有的话）。
2. 将参考电平设置得尽可能低，通常小于-50 dBm。
3. 手动将仪器的衰减设置为0 dB。

请注意，对于高增益DUT的VSWR来说，将仪器的衰减调至大于0 dB的好处可能大于零衰减可降低的本底噪声。尽管使用Y因子方法理论上可以减少VSWR引起的不确定性，但是因为在校准步骤及测量步骤中信号分析仪可能会不匹配，所以VSWR引起的少量误差仍然存在。

完成以上设置之后，可以使用带内功率测量方法来测量RF信号分析仪的噪声功率。相比仅使用marker（标记）测量本底噪声，带内功率测量提供了

更加准确的噪声功率测量方法。如果以dBm来衡量功率，只需将等式12 dBm替换成W即可。

$$P_w = 10^{\frac{P_{dBm}-30}{10}}$$

等式12.以瓦特计的功率是dBm的函数

因为带内功率测量方法测量的是大量频率区段的噪声功率，因此测量的带宽会显著影响功率的测量结果。例如，1MHz带宽的-90dBm等于100kHz带宽中的-100dBm。因此，通常用dBm/Hz来表示噪声功率，如等式13所示。

$$P_{dBm/Hz} = P_{dBm} - 10 \times \log(\text{测量带宽})$$

等式13：将测量功率转换为dBm/Hz

需要注意的是，虽然用dBm/Hz来表示噪声功率可以提供信号分析仪本底噪声信息，但是测量带宽通常不会对Y因子比造成影响，除非测量带宽比噪声信号本身的带宽更宽。假设使用相同的测量带宽来测量Non和Noff，则两个带宽的单位相互抵消。一般的原则是让测量带宽比噪声源的输出带宽更窄，等于或者窄于要放大的DUT信号的带宽。根据上述功率测量方法确定Y因子后，噪声系数就仅仅是ENR和Y因子的函数，如等式14所示。

$$NF_{SA} = ENR_{dB} - 10 \log_{10}(Y - 1)$$

等式14. 噪声系数是ENR和Y因子的函数

或者还可以使用噪声温度来表达噪声，进而求解噪声系数和噪声因子。假设噪声源关闭时 $T_0 = 290K$ （常温），那么噪声源在接通状态下的噪声温度是ENR的函数。使用等式15和16可以首先根据ENR求解出噪声源的噪声温度，然后使用该值和测量得到的Y因子来计算信号分析仪的噪声温度。

$$T_{source}^{ON} = T_0 (10^{\frac{ENR}{10}}) + T_{source}^{OFF}$$

$$T_{SA} = \frac{T_{source}^{ON} - (Y_{SA} \times 290)}{Y_{SA} - 1}$$

等式15和16. 使用Y因子来确定信号分析仪的噪声温度

步骤2: 插入DUT

将噪声源直接连接至信号分析仪，就可以求解RF信号分析仪的噪声系数/噪声因子/噪声温度，然后可以测量连接DUT后的系统噪声系数。因此，需要将噪声源的输出端连接至DUT的输入端，如图15所示。

测量Y因子的步骤

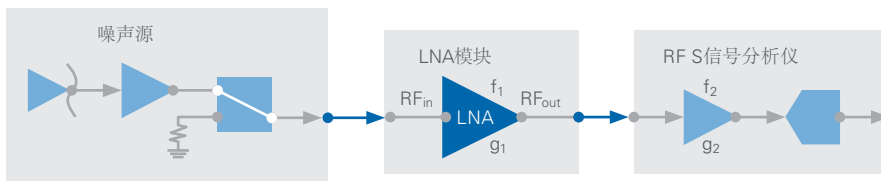


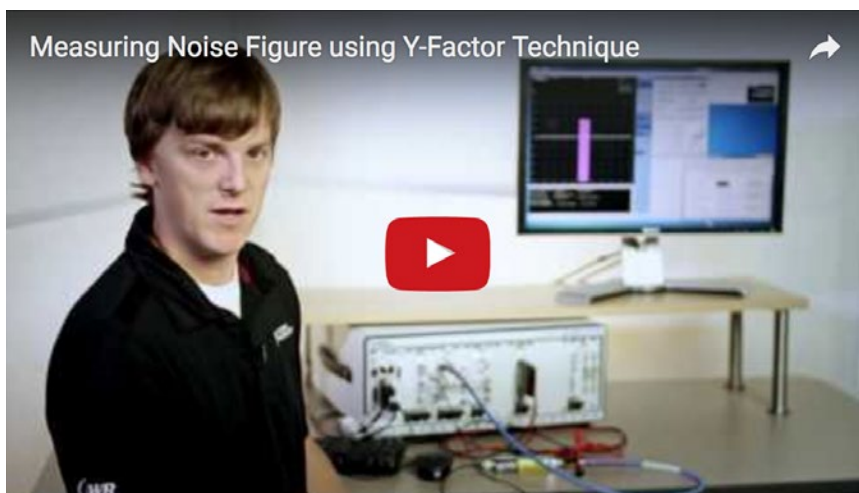
图15.连接DUT后测量RF系统的噪声系数

将DUT连接到噪声源和信号分析仪之间之后， F_{12} 、 G_{12} 和 T_{12} 等项就分别表示整个系统的噪声系数、增益和噪声温度。与校准步骤相似，接下来需要计算整个系统的Y因子。这个步骤测量的是系统或级联的Y因子，然后最终计算出 Y_{12} 。

$$Y_{12} = \frac{N_{12}^{ON}}{N_{12}^{OFF}}$$

等式17. 在连接DUT的情况下，系统的Y因子是测量得到的噪声之比

同样可以使用公式18或19分别计算系统的噪声系数或噪声温度。



$$NF_{12} = ENR_{dB} - 10 \log_{10} (Y_{12} - 1)$$

等式18. 噪声系数的计算公式（以dB为单位）

$$T_{12} = \frac{T_{source}^{ON} - (Y_{12} \times 290)}{Y_{12} - 1}$$

等式19. 噪声温度的计算公式（以开尔文为单位）

在确定整个系统的噪声系数（NF12）或噪声温度（T12）后，即可应用Friis公式计算出DUT的噪声系数。

步骤3：计算噪声系数

在分别测量出信号分析仪以及连接DUT后测量系统的噪声系数或噪声因子后，差不多就可以求解DUT的噪声系数。但在此之前还需要计算DUT的增益，如等式20所示。

$$G_{DUT} = \frac{N_{12}^{ON} - N_{12}^{OFF}}{N_2^{ON} - N_2^{OFF}}$$

等式20. 基于四个噪声功率测量结果计算出增益

确定系统噪声系数（F12）和DUT增益（G1）之后，可以使用Friis公式求解DUT的噪声系数，如等式21所示。需要注意的是，Friis公式以线性方式来表示噪声系数，所以必须将任何单位的增益或噪声系数转换为用线性来表示。

$$F_1 = F_{12} - \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

等式21. 利用测量结果计算DUT的噪声因子

或者如果将所有的测量结果用噪声温度来表示，则可以使用等式22求解DUT的噪声温度。

$$T_1 = T_{12} - \frac{T_2}{G_1}$$

等式22. 使用测量结果计算DUT的噪声温度

再次强调一下，增益必须用线性方式表达。在计算出DUT（T1）的等效噪声温度后，就可以使用等式23将其转换为噪声系数。

$$F_1 = 1 + \frac{T_1}{T_0}$$

等式23. 在T0 = 290K的条件下将噪声温度换算成噪声因子



用于测量噪声系数的Y因子方法是一种较为准确的LNA甚至是RF噪声系数测量方法。虽然理解噪声系数、噪声因子和噪声温度需要一定理论基础，但是只要掌握基本的知识，即可准确地测量噪声系数。

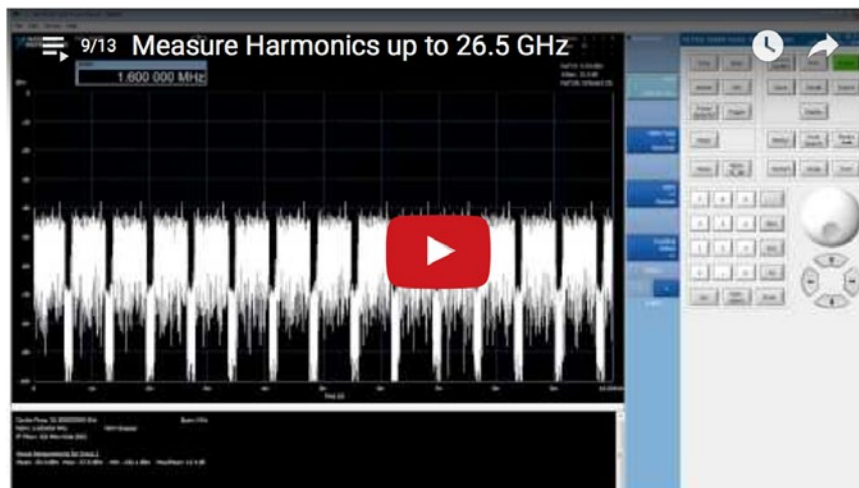
谐波

有源RF和FEM的第二个关键属性是谐波行为。谐波行为由非线性器件引起，会导致在比发射频率高数倍的频率下产生输出功率。由于许多无线标准对带外辐射进行了严格的规定，所以工程师会通过测量谐波来评估RF或FEM是否违反了这些辐射要求。

测量谐波功率的具体方法通常取决于RF的预期用途。对于通用RF等器件来说，谐波测量需要使用连续波信号来激励DUT，并测量所生成的不同频率的谐波的功率。相反，在测试无线手机或基站RF时，谐波测量一般需要调制激励信号。另外，测量谐波功率通常需要特别注意信号的带宽特性。

使用连续波激励测量谐波

使用连续波激励测量谐波需要使用信号发生器和信号分析仪。对于激励信号，需要使用信号发生器生成具有所需输出功率和频率的连续波。信号发生器生成激励信号后，信号分析仪在数倍于输入频率的频率下测量输出功率。常见的谐波测量有三次谐波和五次谐波，分别在3倍和5倍的激励频率下进行测量。



RF信号分析仪提供了多种测量方法来测量谐波的输出功率。一个直截了当的方法是将分析仪调至谐波的预期频率，并进行峰值搜索以找到谐波。例如，如果要测量生成1GHz信号时的PA三次谐波，则三次谐波的频率就是3GHz。

测量谐波功率的另一种方法是使用信号分析仪的零展频（zero span）模式在时域中进行测量。配置为零展频模式的信号分析仪可以有效地进行一系列功率带内测量，并将结果以时间的函数形式表现出来。在此模式下，可以在时域上测量选通窗口中不同频率的功率，并使用信号分析仪内置的取平均功能进行计算。

使用调制激励的谐波

实际上，许多PA被用来放大调制信号，而且这些PA的谐波性能需要调制激励。与使用连续波类似，通常在接近设备饱和点的功率电平下，将已知功率激励信号发送到PA的输入端。

测量谐波输出功率时，工程师通常会根据测量时间和所需的准确度等不同限制条件而采用图通方法。实际上，3GPP LTE和IEEE 802.11ac等无线标准并没有对谐波的要求进行具体的规定，而是规定了在一定频率范围内最大杂散辐射要求。例如，3GPP LTE规定LTE发射器在超过1GHz的频率下，在1MHz的带宽内不能发射超过-30dBm的功率。在这种情况下，验证PA是否会导致发射器超出此限制需要工程师在1 MHz带宽下测量不同谐波频率下的辐射

实际上，工程师们采用了一系列方法来确保PA不会违反杂散辐射要求。在研发或特性分析实验室中，工程师通常会使用频谱信号分析仪或是矢量信号分析仪直接测量杂散辐射。然而，在制造环境中，由于测试时间至关重要，工程师通常直接测量谐波功率并使用统计相关性来预测PA是否违反杂散辐射要求。

测量调制信号的谐波需要注意测量带宽，因为谐波所需的测量带宽因不同阶次的谐波而异。举例来说，当测试需要N MHz测量带宽的PA的输出谐波时，三次谐波的测量带宽必须为 $3 * N$ MHz，而五次谐波的测量带宽必须为 $5 * N$ MHz。例如，图16展示了谐波的带宽随着谐波阶次的增加而增加。

谐波带宽

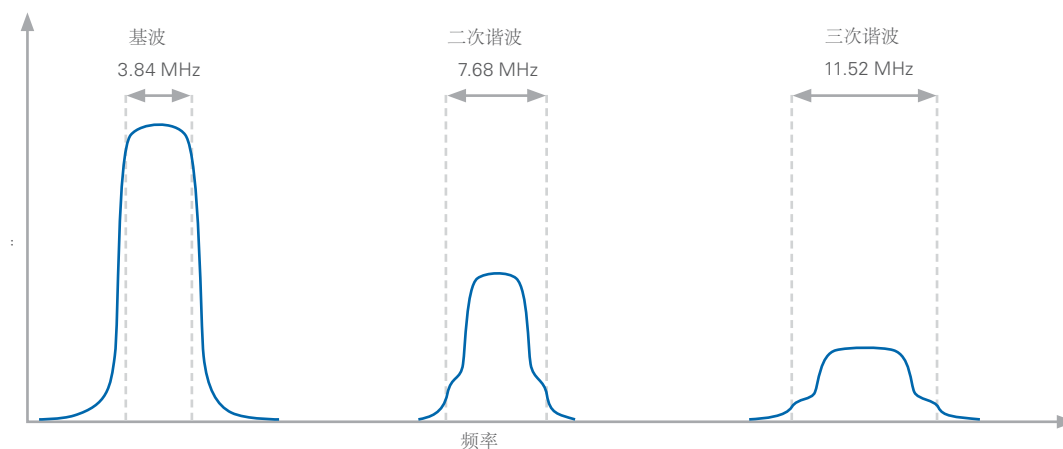


图16.带宽随谐波阶次的增加而增加

由于现代通信信号谐波要求较宽的带宽，所以工程师可以根据信号分析仪的瞬时带宽来在时域或频域上测量谐波。使用信号分析仪的零展频模式进行时域谐波测量是第一选择，但实际情况未必切实可行。例如，精确测量160 MHz 802.11ac信号的三次谐波需要480 MHz的瞬时带宽。在这种情况下，需要生成非突发激励信号或者需要小心地配置信号分析仪的功率触发，以确保每次采集的信号等效于突发信号。

需要注意的是，GSM、UMTS和LTE等蜂窝标准的规范对发射信号的最大杂散辐射（而不是谐波功率本身）进行了具体规定。因此，除了使用实际谐波之外，许多工程师还会根据杂散辐射限制来分析无线PA的特征。

互调失真

PA线性度的另一个重要指标是互调失真（IMD）。虽然IMD是衡量所有PA线性度的重要工具，但是该指标最常用于不需要相邻信道功率测量的通用功率放大器。

互调失真理论

为了理解IMD，我们需要回顾一下非线性系统的多音信号理论。虽然单音激励信号会在该信号频率的每个倍数处产生谐波行为，但是多音信号产生的非线性产物需要在更宽的频率范围才会出现。

如图17所示，PA输出端的二阶失真产物出现在输入信号频率每个倍数的频率处。 $f_2 - f_1$, $2f_1$, $f_1 + f_2$, 和 $2f_2$ 处产生的失真产物包含每个输入音的二次谐波以及两个输入音频率相加和相减频率处的失真产物。

IMD理论

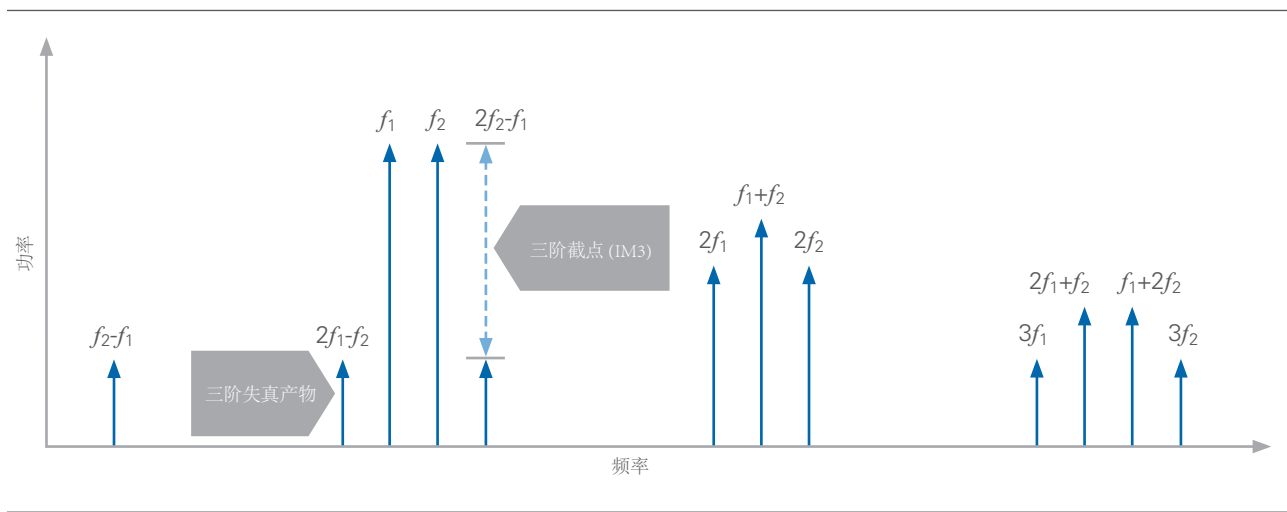
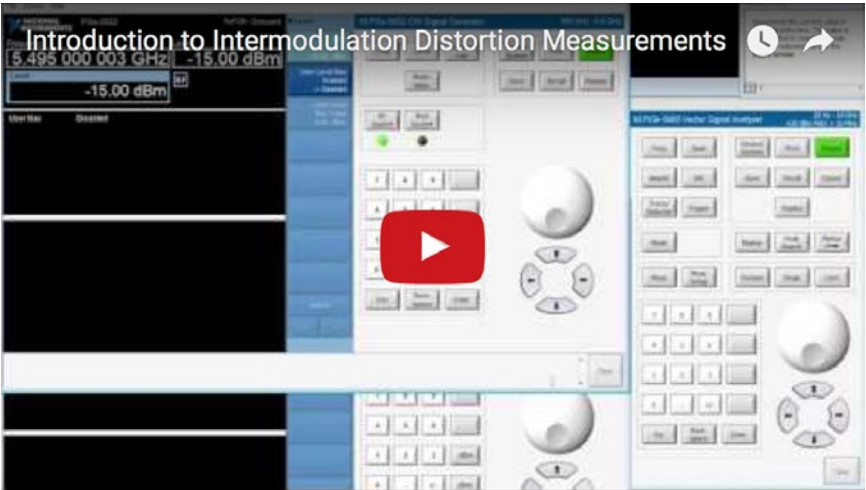


图17. IMD理论

三阶失真描述的是一阶基音信号和每个二阶失真产物之间的相互作用。事实上，通过数学计算，可以看到两个特定的三阶失真出现在接近基音频率的频率下。以一个实际应用为例，当PA发送调制信号时，三阶失真作为带内失真出现在邻近感兴趣频带的地方。



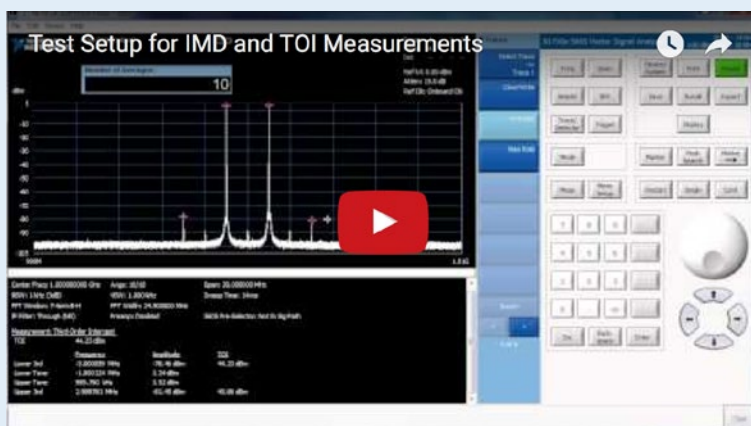
IMD测量描述的是基音和相邻三阶失真之间的功率差的比率，用dB表示。IMD测量的一个重要特征是一阶和三阶失真之间的功率比完全取决于每个音的绝对功率电平。

在许多器件的线性工作区域中，一阶音和三阶失真产物的比率常常很高。然而，随着基音输入功率的增加，三阶失真产物也随之增加。实际上，基音的功率每增加1 dB，互调失真产物会增加3 dB。

理论上，由于三阶失真产物功率的增加速度会比基音功率增加的速度更快，所以两种类型的信号在功率电平上最终相等，如图18所示。从理论上讲，基音和三阶失真产物功率相等的点为截断点，这个点也称为三阶截点（TOI或IP3）。

使用PXI信号分析仪测量IMD和TOI

互调失真（IMD）和三阶截点（TOI）是NI-RFSA软件前面板（SFP）的内置测量功能。进行这些测量时，可以将信号分析仪的频率设置为以两个基音为中心频率，以确保可以看见高于本地噪声的三阶失真产物。在NI-RFSA SFP上选择检测音，生成测量结果。NI-RFSA SFP会自动识别基音的功率差以及三阶失真产物的功率差，并显示正确的测量结果。有关PXI RF信号分析仪的更多信息，请访问ni.com/rf/test。



输出功率与IMD的关系图

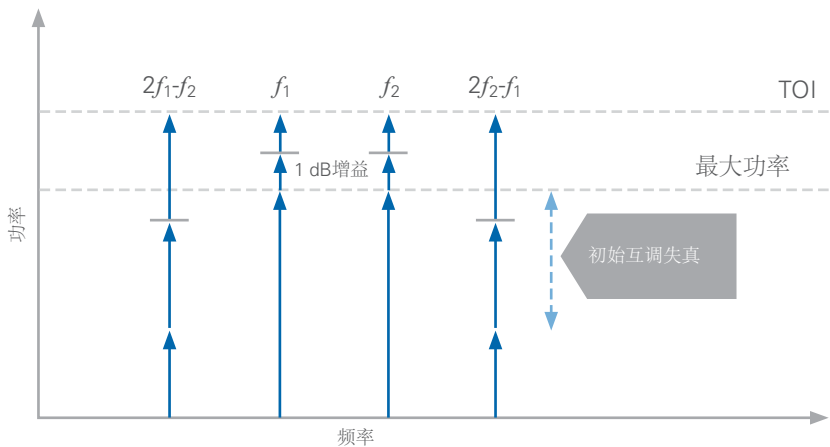


图18. 基音信号功率每增加1 dB，三阶失真产物功率增加3 dB

实际上，IP3/TOI是计算所得而非测量所得的结果。一阶产物和三阶产物之间的功率增加比是3:1，利用等式24可以计算出IP3。

$$IP3 = \frac{IMD}{2} + P_{基波}$$

等式24. 将IMD转换为IP3

TOI是衡量PA性能的重要指标，因为IMD比率取决于功率电平。TOI的测量将IMD性能的要素与绝对功率电平相结合，并通过一个数字来表示性能。

IMD测量配置

根据IMD测量理论，执行该测量需要双音激励信号激励信号。在大多数应用中，配置双音激励信号的首选方法是将RF信号发生器连接至RF功率组合器，如图19所示。

IMD测量配置

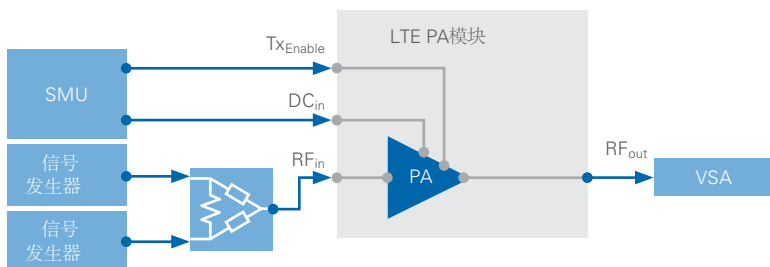


图19. IMD测量需要连接至功率组合器的两个信号产生器

由于IMD是一种常见的测量方式，许多RF信号分析仪具有内置测量功能来测量IMD或IMD/TOI。事实上，NI-RFSA SFP可以自动检测基音和三阶失真产物，并计算出IMD比。

测试高性能PA时，必须确保生成最干净的双音信号。在某些情况下，仅仅使用组合器并不能在两个信号发生器之间提供足够的隔离，也就无法产生足够干净的双音信号。在这些情况下，来自某一个源的能量会泄漏到另一个源中，导致DUT出来来自测量仪器的弱互调产物。

改进隔离的一种方法是选择具有高端口间隔离的组合器。通常，纯电阻组合器的隔离度仅为6 dB至12 dB，具体取决于电阻器拓扑结构。一个值得借鉴的经验是测量大于+ 25 dBm的IP3值需要大约40 dB的隔离度。在组合器隔离不足的情况下，可以使用衰减器、隔离器甚至是放大器来改善组合器的端口间隔离。

假设源功率足够高，提高隔离的一个方法是在每个源和功率组合器之间连接一个衰减器，如图20所示。衰减器为在相反方向上为通过的信号提供额外的隔离。如果两个端口都使用定向耦合器或隔离器来增加隔离度，则隔离度可高达50 dB。然而，耦合器通常限于单倍频程使用，因此不适用于宽频应用。

利用衰减器提高源隔离

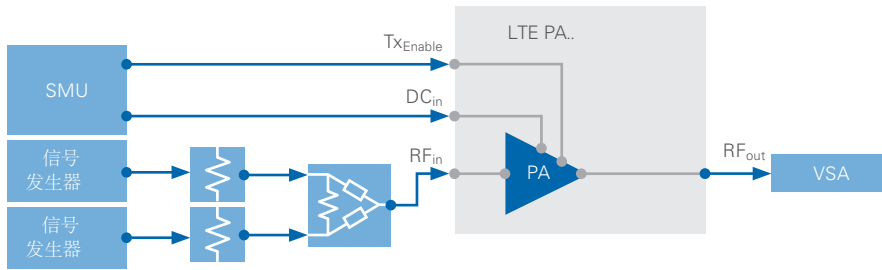


图20.衰减器可以通过隔离每个信号发生器提高激励信号的质量

当需要高功率激励信号时，具有足够反向隔离功能的放大器是最佳选择。除了在端口之间提供隔离之外，放大器还可以为激励信号提供增益，从而生成高功率双音激励信号。

效率

效率描述的是PA将直流电源能量转换成RF能量的能力。PA效率最常用的两个指标是漏极效率和功率附加效率（PAE）。每种测量都需要用到信号发生器、信号分析仪、电源或是源测量单元（SMU），如图21所示。

功率效率测试配置

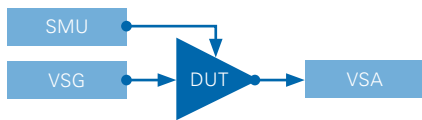


图21:功率效率及功率附加效率配置

由于SMU可以测量PA的直流电流消耗，因而是测量PA效率的重要仪器。工程师通常会测量各种电源电压下的PA效率，并使用SMU来测量每个电源电压下的电流消耗。

漏极效率

漏极效率是衡量PA效率的指标，用来表示直流电源转换为RF能量的百分比。“漏极效率”这个术语来源于PA的实现，PA的实现需要使用场效应晶体管（FET），而在FET中，直流电源输送到晶体管的漏极。

漏极效率等于PA的输出功率除以所提供的直流电源功率。尽管大多数RF信号分析仪以瓦特表示测量功率，但可以使用等式25将功率单位从dBm转换为瓦特。

$$P_{Watts} = 10 \left(\frac{P_{dBm} - 30}{10} \right)$$

等式25. 将dB转换为瓦特的功率计算公式

如果以瓦特来表示测量所得的输出功率，则漏极效率就等于该输出功率除以直流电源功率，如等式26所示。

$$\text{漏极效率}(\eta) = \frac{P_{RF \text{ 输出}}}{P_{\text{直流电源}}}$$

等式26. 漏极效率是RF输出功率和直流电源功率的函数

漏极效率是测试PA性能的一个有效指标，但在增益较低的PA中效用较低，因为这种放大器的输入功率通常很大。因此，在需要考虑所提供的输入功率的情况下，PA效率的另一个关键指标是PAE。

功率附加效率

计算PAE的方式与计算漏极效率的方式类似，只是PAE表征的是PA的附加功率而非其输出功率。确定PAE需要知道PA的输入功率，然后通过等式27可以计算得出。

$$\text{功率附加效率 } \eta = P_{RF \text{ 输出}} - P_{RF \text{ 输入}} \quad \text{漏极效率}(\eta) = \frac{P_{RF \text{ 输出}} - P_{RF \text{ 输入}}}{P_{\text{直流电源}}}$$

等式27. PAE计算公式

在实际应用中，PAE取决于一系列的工作条件，包括放大信号的偏置电压和输出电平。如图22所示，PA最大效率出现在饱和点及其周围。此外，图22表示，PAE与输出曲线同样取决于PA的偏置电压。通常，偏置电压越高，效率越高，因而最大PAE也越高。

包络跟踪PA的PAE

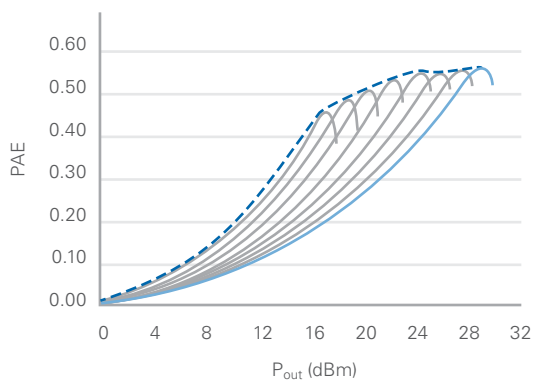


图22.PAE作为不同VCC电平下的输出功率的函数

因为PAE取决于输出功率，所以使用具有较高峰均功率比（PAPR）的信号可能会显著影响设备的PAE。802.11ac和LTE等现代无线标准都是基于OFDM技术，需要放大具有较高PAPR的信号。因为效率通常在靠近PA压缩区时最高，并且由于让PA进入压缩区域会导致失真，所以当放大高PAPR信号时，必须略微回退PA的输入功率。功率电平的变化会导致PA工作在压缩点附近的时间变短，进而导致PAE降低。因此，PA设计工程师正在尝试使用包络跟踪等技术来提高整体PAE。

