

是德科技 频谱分析基础

应用指南 150



谨以本应用指南献给是德科技的 Blake Peterson。

Blake 在惠普和是德科技效力 45 年之久，为全球各地的客户提供最出色的技术支持。Blake 长期负责向新入行的市场和销售工程师传授有关频谱分析仪技术的基础知识，以便为他们学习和掌握更高深的技术打下良好的基础。工程师们把他视为频谱分析领域的良师益友和具有突出贡献的技术专家。

Blake 的众多成就包括：

- 著作首版《频谱分析基础》应用指南，并参与后继版本的编撰
- 帮助推出 8566/68 频谱分析仪，开启现代频谱分析新时代；以及 PSA 系列频谱分析仪，在问世时为业界树立全新性能标杆
- 提议创办 Blake Peterson 大学 — 为是德科技所有新入职的工程师提供必要的技术培训

为了表彰他的出色成就和重要贡献，《Microwaves & RF》杂志将首座 2013 年当代传奇奖 (Living Legend Award) 特别授予 Blake。

目录

第 1 章 – 引论 – 什么是频谱分析仪?5

频域对时域5

什么是频谱?6

为什么要测量频谱?6

信号分析仪种类8

第 2 章 – 频谱分析仪原理9

射频衰减器10

低通滤波器或预选器10

分析仪调谐11

中频增益12

信号分辨13

剩余FM15

相位噪声16

扫描时间18

包络检波器20

显示21

检波器类型22

取样检波23

 (正) 峰值检波24

负峰值检波24

正态检波24

平均检波27

EMI 检波器: 平均值和准峰值检波27

平滑处理28

时间选通31

第 3 章 – 数字中频概述36

数字滤波器36

全数字中频37

专用数字信号处理集成电路38

其他视频处理功能38

频率计数38

全数字中频的更多优势39

第 4 章 – 幅度和频率精度40

相对不确定度42

绝对幅度精度42

改善总的不确定度43

技术指标、典型性能和标称值43

数字中频结构和不确定度43

幅度不确定度示例44

频率精度44

目录
续

第 5 章 – 灵敏度和噪声46

 灵敏度46

 本底噪声扩展48

 噪声系数49

 前置放大器50

 噪声作为信号53

 用于噪声测量的前置放大器54

第 6 章 – 动态范围55

 动态范围与内部失真55

 衰减器测试56

 噪声57

 动态范围与测量不确定度58

 增益压缩60

 显示范围与测量范围60

 邻道功率测量61

第 7 章 – 频率范围扩展62

 内部谐波混频62

 预选66

 幅度校准68

 相位噪声68

 改善的动态范围69

 预选的优缺点70

 外部谐波混频71

 信号识别73

第 8 章 – 现代信号分析仪76

 特殊应用测量76

 为什么需要相位信息77

 数字调制分析79

 实时频谱分析80

第 9 章 – 控制和数据传输81

 保存和打印数据81

 数据传输和远程仪器控制81

 固化软件更新82

 校准、故障解决、诊断和修复82

总结82

名词解释83

第 1 章 引论 — 什么是频谱分析仪？

本应用指南介绍了扫描调谐超外差式频谱分析仪的基本原理和频谱分析仪的基础知识并探讨了频谱分析仪功能的新进展。

从最基础的角度考虑，我们可以把频谱分析仪理解为一种频率选择性、峰值检测的电压表，它经过校准之后显示正弦波的有效值。应当强调的是，尽管我们常用频谱分析仪来直接显示功率，但它毕竟不是功率计。当然，只要知道了正弦波的某个值（例如峰值或平均值）和测量这个值时所用的电阻值，就能够校准电压表用来指示功率。数字技术的出现赋予了现代频谱分析仪更多的功能。本指南在介绍了频谱分析仪基本原理的同时也阐述了使用数字技术和数字信号处理技术赋予这类仪器的新功能。

频域对时域

在详细介绍频谱分析仪之前，读者也许会问：“什么是频谱？为何要对它进行分析？”我们已经习惯于用时间作为参照，来记录某时刻发生的事件。这种方法当然也适用于电信号。于是可以用示波器来观察某个电信号（或通过适当传感器能转换成电压的其他信号）的瞬时值随时间的变化，也就是在时域中用示波器观察信号的波形。

然而，傅立叶¹理论告诉我们，时域中的任何电信号都可以由一个或多个具有适当频率、幅度和相位的正弦波叠加而成。换句话说，任何时域信号都可以变换成相应的频域信号，通过频域测量可以得到信号在某个特定频率上的能量值。通过适当的滤波，我们能将图 1-1 中的波形分解成若干个独立的正弦波或频谱分量，然后就可以对它们进行单独分析。每个正弦波都用幅度和相位加以表征。如果我们要分析的信号是周期信号（正如本书所研究的情况），傅立叶理论指出，所包含的正弦波的频域间隔是 $1/T$ ，其中 T 是信号的周期²

某些测量场合要求我们考察信号的全部信息 — 频率、幅度和相位，然而，即便不知道各正弦分量间的相位关系，我们也同样能实施许多的信号测量，这种分析信号的方法称为信号的频谱分析。频谱分析更容易理解，而且非常实用，因此本书首先在第 2 章介绍了如何使用频谱分析仪进行信号的频谱分析。

为了正确地从时域变换到频域，理论上必须涉及信号在整个时间范围、即在正负无穷大的范围内的各时刻的值，不过在实际测量时我们通常只取一段有限的时间长度。

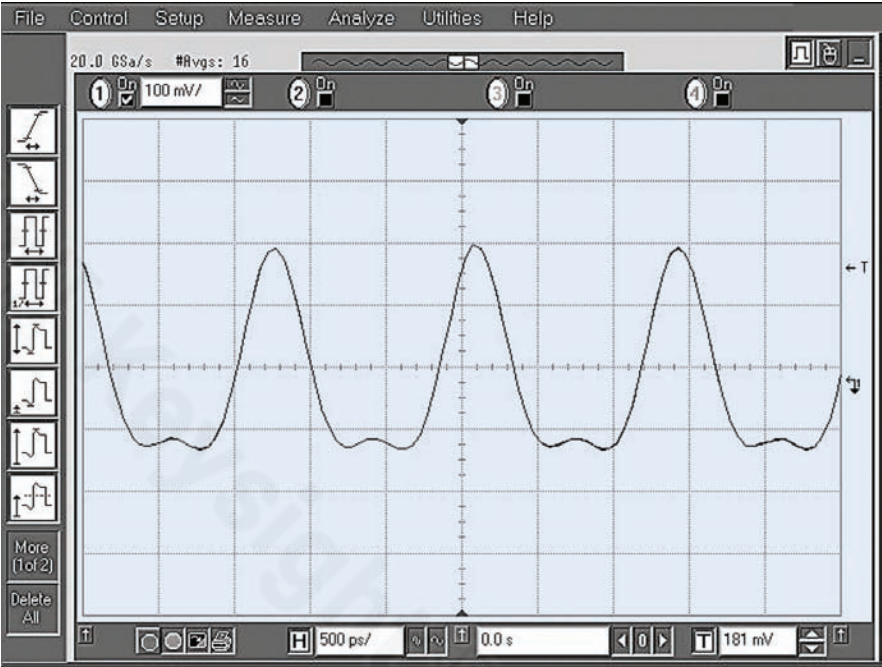


图 1-1. 复合时域信号

1. Jean Baptiste Joseph Fourier, 1768-1830。他提出任何周期信号都可以看做是一系列正弦波和余弦波的叠加。
2. 若时间信号只出现一次，则 T 为无穷大，在频域中用一系列连续的正弦波表示。

按照傅立叶变换理论，信号同样也可以从频域变换到时域，当然，这涉及理论上在正负无穷大的频率范围内对信号的所有频谱分量值作出估计。实际上，在有限带宽内进行的测量获取了信号的大部分能量，其结果是令人满意的。在对频域数据进行傅立叶变换时，各个频谱分量的相位也成为至关重要的参数。例如，在把方波变换到频域时如果不保存相位信息，再变换回来的波形可能就是锯齿波了。

什么是频谱？

那么，在上述讨论中什么是频谱呢？正确的回答是：频谱是一组正弦波，经适当组合后，形成被考察的时域信号。图 1-1 显示了一个复合信号的波形。假定我们希望看到的是正弦波，但显然图示信号并不是纯粹的正弦形，而仅靠观察又很难确定其中的原因。

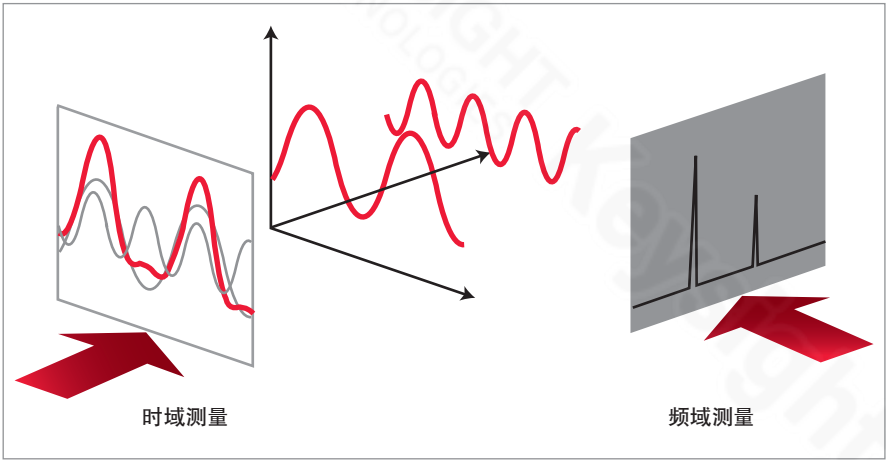


图 1-2. 信号的时域和频域关系

图 1-2 同时在时域和频域显示了这个复合信号。频域图形描绘了频谱中每个正弦波的幅度随频率的变化情况。如图所示，在这种情况下，信号频谱正好由两个正弦波组成。现在我们便知道了为何原始信号不是纯正弦波，因为它还包含第二个正弦分量，在这种情况下是二次谐波。既然如此，时域测量是否过时了呢？答案是否定的。时域测量能够更好的适用于某些测量场合，而且有些测量也只能在时域中进行。例如纯时域测量中所包括的脉冲上升和下降时间、过冲和振铃等。

为什么要测量频谱？

频域测量同样也有它的长处。如我们已经在图 1-1 和 1-2 看到的，频域测量更适于确定信号的谐波分量。

在无线通信领域，人们非常关心带外辐射和杂散辐射。例如在蜂窝通信系统中，必须检查载波信号的谐波成分，以防止对其他有着相同工作频率与谐波的通信系统产生干扰。工程师和技术人员对调制到载波上的信息的失真也非常关心。

三阶交调（复合信号的两个不同频谱分量互相调制）产生的干扰相当严重，因为其失真分量可能直接落入分析带宽之内而无法滤除。

频谱监测是频域测量的又一重要领域。政府管理机构对各种各样的无线业务分配不同的频段，例如广播电视、无线通信、移动通信、警务和应急通信等其他业务。保证不同业务工作在其被分配的信道带宽内是至关重要的，通常要求发射机和其他辐射设备应工作于紧邻的频段。在这些通信系统中，针对功率放大器和其他模块的一项重要测量是检测溢出到邻近信道的信号能量以及由此所引起的干扰。

电磁干扰（EMI）是用来研究来自不同发射设备的有意或无意的无用辐射。在此我们关心的是，无论是辐射还是传导（通过电力线或其他互导连线产生），其引起的干扰都可能影响其他系统的正常运行。根据由政府机构或行业标准组织制定的有关条例，几乎任何从事电气或电子产品设计制造的人员都必须对辐射电平与频率的关系进行测试。

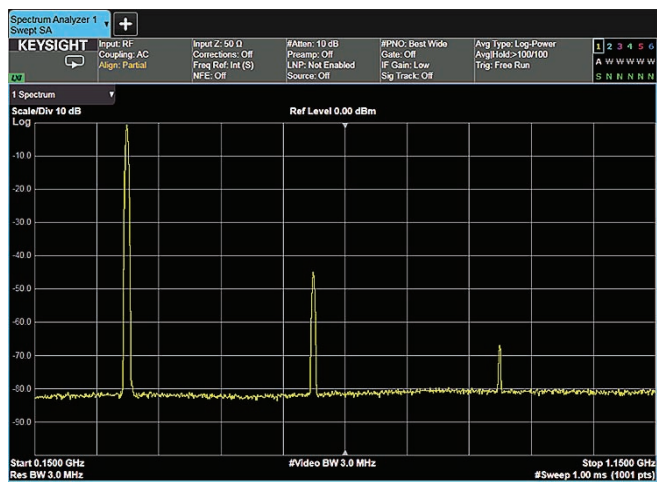


图 1-3. 发射机的谐波失真测试

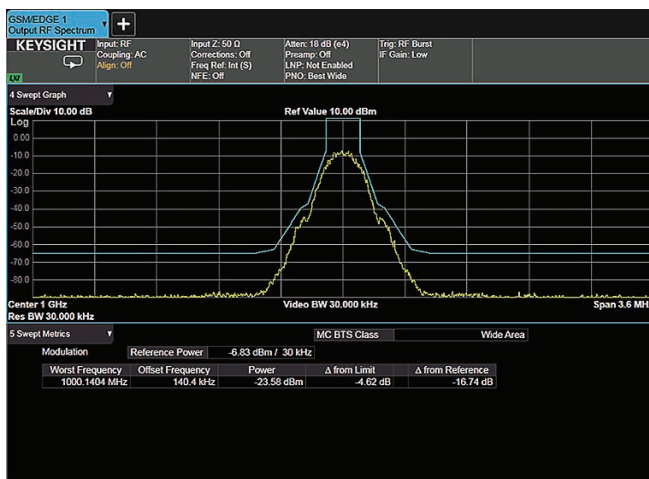


图 1-4. GSM 无线信号和频谱辐射模板显示出无用辐射的极限值

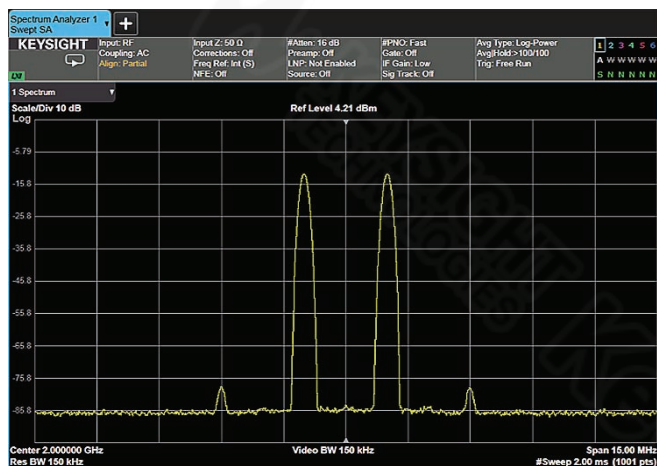


图 1-5. 射频功率放大器的双音测试

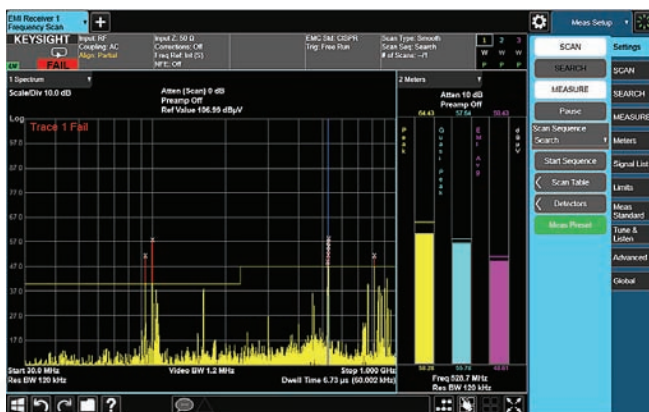


图 1-6. EMI 测试中对照 CISPR11 限制值的信号辐射测量结果

我们经常需要对噪声进行测量。任何有源电路或器件都会产生额外噪声。通过测量噪声系数和信噪比 (SNR) 能够描述器件的性能及其对总体系统性能的影响。

图 1-3 至 1-6 列举了使用 X 系列信号分析仪实施这类测量应用的几个例子。

信号分析仪种类

最初的扫描调谐超外差分析仪只能测量幅度。不过, 随着技术的不断发展和通信系统的日益复杂, 相位在测量中的地位越来越重要。频谱分析仪现在虽然仍冠以信号分析仪的名称, 但实际上已经发展成独立的一类仪器。通过对信号进行数字化, 在经过一级或多级频率转换后, 信号中的相位和幅度信息可以得到保留和显示出来。因此当前的信号分析仪 (例如 Keysight X 系列) 综合了模拟、矢量和 FFT (快速傅立叶变换) 分析仪的特点。为了进一步改进功能, Keysight X 系列信号分析仪还融合了计算机, 并配有可拆卸磁盘驱动器, 即使分析仪转移到不安全的场合使用, 其敏感数据也能保留在安全区域内。

技术的发展还促进了仪表的小型化。因此, 工程师可以用坚固耐用的便携式频谱分析仪 (例如 Keysight FieldFox) 更容易地执行户外测量任务, 例如发射机或天线场地的勘测。在需要短暂停留以进行快速测量的场合, 预热时间为零的分析仪可以使工程师尽快投入工作。通过应用先进的校准技术, 这些手持式分析仪实施现场测量的精度与实验室级台式频谱分析仪相差不超过十分之一 dB。

在本应用指南中, 我们重点讨论扫描幅度测量, 对与相位有关的测量只做简略介绍—参见第 8 章。

注: 随着计算机成为惠普公司的主要业务, 惠普于上世纪九十年代后期创建了独立运营的是德科技公司, 并将测试与测量业务划入是德科技。因此, 许多老式频谱分析仪冠以惠普品牌, 但却是由是德科技提供支持。

本应用指南将帮助您深入了解自己所拥有的频谱分析仪或信号分析仪, 使您可以充分地发挥这种多功能仪器的最大效能。

更多信息

如欲了解关于矢量测量的更多信息, 请参见《矢量信号分析基础》应用指南, 5989-1121EN。关于调谐至 0 Hz 的 FFT 分析仪的信息, 请参见 Keysight 35670A 网页:

www.keysight.com/find/35670A

第 2 章 频谱分析仪原理

本章将重点介绍频谱分析仪工作的基本原理。虽然今天的技术使得现代数字实现替代许多模拟电路成为可能，但是从经典的频谱分析仪结构开始了解仍然非常好处。

在后面几章中，我们将探讨数字电路赋予频谱仪的功能及优势。第 3 章会讨论现代频谱仪中所使用的数字架构。

图 2-1 是一个超外差频谱分析仪的简化框图。“外差”是指混频，即对频率进行转换，而“超”则是指超音频频率或高于音频的频率范围。从图中我们看到，输入信号先经过一个衰减器，再经低通滤波器（稍后会看到为何在此处放置滤波器）到达混频器，然后与来自本振（LO）的信号相混频。

由于混频器是非线性器件，其输出除了包含两个原始信号之外，还包含它们的谐波以及原始信号与其谐波的和信号与差信号。若任何一个混频信号落在中频（IF）滤波器的通带内，它都会被进一步处理（被放大并可能按对数压缩）。基本的处理过程有包络检波、低通滤波器进行滤波以及显示。斜坡发生器在屏幕上产生从左到右的水平移动，同时它还对本振进行调谐，使本振频率的变化与斜坡电压成正比。

如果您熟悉接收普通调幅（AM）广播信号的超外差调幅收音机，您一定会发现它的结构与图 2-1 所示框图极为相似。差别在于频谱分析仪的输出是屏幕而不是扬声器，且其本振调谐是电子调谐而不是靠前面板旋钮调谐。

既然频谱分析仪的输出是屏幕上的 X-Y 迹线，那么让我们来看看从中能获得什么信息。显示被映射在由 10 个水平网格和 10 个垂直网格组成的标度盘上。横轴表示频率，其标度值从左到右线性增加。频率设置通常分为两步：先通过中心频率控制将频率调节到标度盘的中心线上，然后通过频率扫宽控制再调节横跨 10 个网格的频率范围（扫宽）。这两个控制是相互独立的，所以改变中心频率时，扫宽并不改变。还有，我们可以采用设置起始频率和终止频率的方式来代替设置中心频率和扫宽的方式。不管是哪种情况，我们都能确定任意被显示信号的绝对频率和任何两个信号之间的相对频率差。

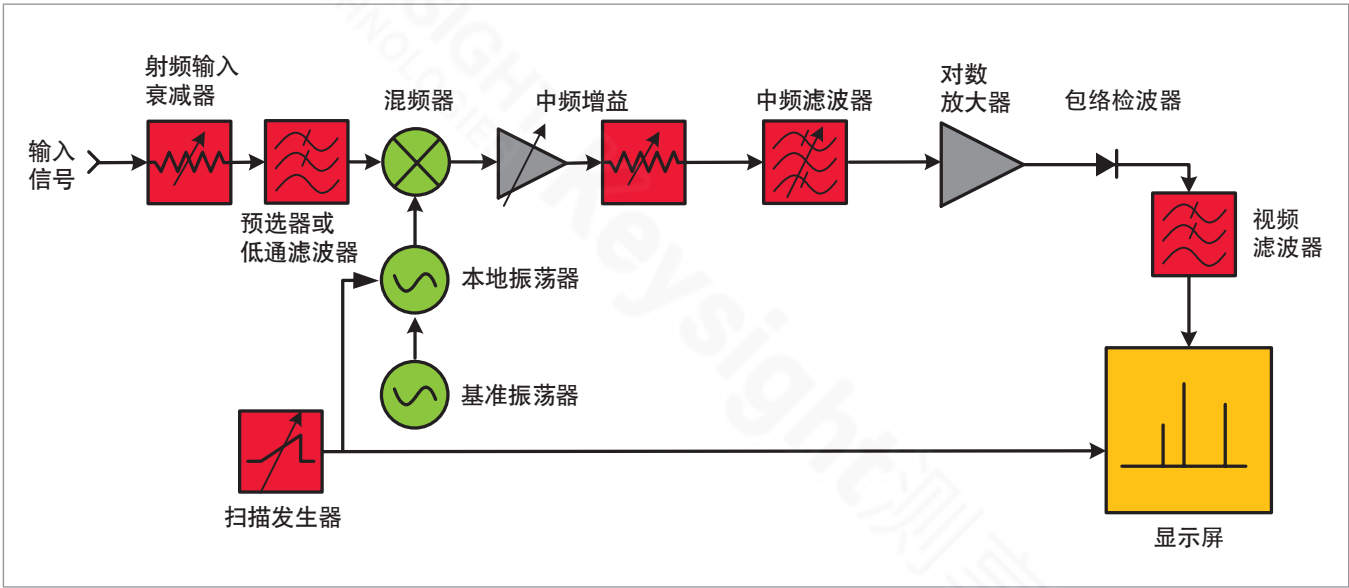


图 2-1. 典型超外差频谱分析仪的结构框图

纵轴标度按幅度大小划分。可以选用以电压定标的线性标度或以分贝 (dB) 定标的对数标度。对数标度比线性标度更经常使用, 因为它能反映出更大的数值范围。对数标度能同时显示幅度相差 70 至 100 dB (电压比为 3200 至 100,000 或功率比为 10,000,000 至 10,000,000,000) 的信号, 而线性标度则只能用于幅度差不大于 20 至 30 dB (电压比 10 至 32) 的信号。在这两种情况下, 我们都会运用校准技术 1 给出标度盘上最高一行的电平即基准电平的绝对值, 并根据每个小格所对应的比例来确定标度盘上其他位置的值。这样, 我们既能测量信号的绝对值, 也能测量任意两个信号的相对幅度差。

屏幕上会注释出频率和幅度的标度值。图 2-2 是一个典型的频谱分析仪的显示。

现在让我们将注意力再回到图 2-1 中所显示的频谱分析仪元器件。

射频衰减器

分析仪的第一部分是射频衰减器。它的作用是保证信号在输入混频器时处在合适的电平上, 从而防止发生过载、增益压缩和失真。由于衰减器是频谱仪的一种保护电路, 所以它通常是基于基准电平值而自动设置, 不过也能以 10 dB、5 dB、2 dB 甚至 1 dB 的步进来手动选择衰减值。图 2-3 所示是一个以 2 dB 为步进量、最大衰减值为 70 dB 的衰减器电路的例子。

其中隔直电容是用来防止分析仪因直流信号或信号的直流偏置而被损坏, 不过它会对低频信号产生衰减, 并使一些频谱仪的最低可用起始频率增加至 9 kHz、100 kHz 或 10 MHz。

在有些分析仪中, 可以像图 2-3 那样连接一个幅度基准信号, 它提供了一个有精确频率和幅度的信号, 用于分析仪周期性的自我校准。

低通滤波器或预选器

低通滤波器的作用是阻止高频信号到达混频器。从而可以防止带外信号与本振相混频, 在中频上产生多余的频率响应。微波频谱分析仪用预选器代替了低通滤波器, 预选器是一种可调滤波器, 能够滤掉我们所关心的频率以外的其他频率上的信号。在第 7 章里, 我们将详细介绍对输入信号进行过滤的目的和方法。

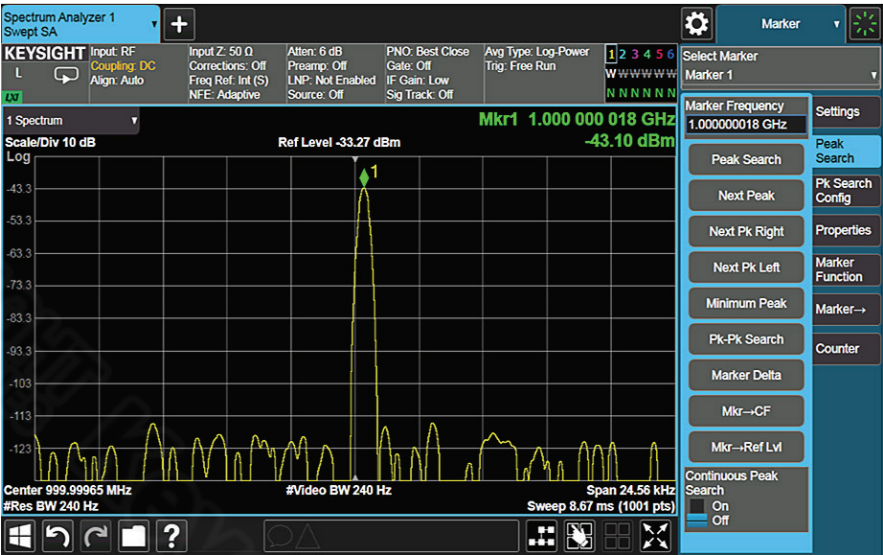


图 2-2. 参数已设定的典型频谱分析仪显示图

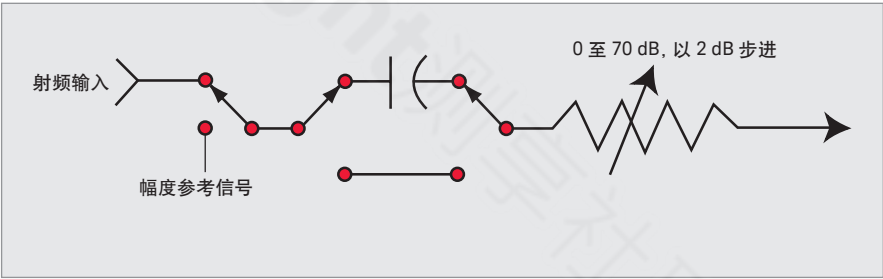


图 2-3. 射频衰减器电路

1. 参见第 4 章“幅度和频率精度”。

分析仪调谐

我们需要知道怎样将频谱仪调谐至我们所希望的频率范围。调谐取决于中频滤波器的中心频率、本振的频率范围和允许外界信号到达混频器（允许通过低通滤波器）的频率范围。从混频器输出的所有信号分量中，有两个具有最大幅度的信号是我们最想得到的，它们是由本振与输入信号之和以及本振与输入信号之差所产生的信号分量。如果我们能使想观察的信号比本振频率高或低一个中频，则所希望的混频分量之一就会落入中频滤波器的通带之内，随后会被检波并在屏幕上产生幅度响应。

为了使分析仪调谐至所需的频谱范围，我们需要选择合适的本振频率和中频。假定要求的调谐范围是 0 至 3.6 GHz，接下来需要选择中频频率。如果选择 1 GHz 的中频，这个频率处在所需的调谐范围内，我们可以得到一个 1 GHz 的输入信号，又由于混频器的输出包含原始输入信号，那么来自于混频器的 1 GHz 输入信号将在中频处有恒定的输出。所以不管本振如何调谐，1 GHz 的信号都将通过系统，并在屏幕上给出恒定的幅度响应。其结果是在频率调谐范围内形成一个无法进行测量的空白区域，因为在这一区域的信号幅度响应独立于本振频率。所以不能选择 1 GHz 的中频。

也就是说，我们应在比调谐频段更高的频率上选择中频。在可调谐至 3.6 GHz 的 Keysight X 系列信号分析仪中，第一个本振频率范围为 3.8 至 8.7 GHz，选择的中频频率约为 5.1 GHz。

现在我们想从 0 Hz（由于这种结构的仪器不能观察到 0 Hz 信号，故实际上是从某个低频）调谐到 3.6 GHz。

选择本振频率从中频开始（ $f_{LO} - f_{IF} = 0$ Hz）并向上调谐至高于中频 3.6 GHz，则 $f_{LO} - f_{IF}$ 的混频分量就能够覆盖所要求的调谐范围。运用这个原理，可以建立如下调谐方程：

$$f_{sig} = f_{LO} - f_{IF}$$

式中， f_{sig} = 信号频率
 f_{LO} = 本振频率
 f_{IF} = 中频 (IF)

如果想要确定分析仪调谐到低频、中频或高频信号（比如 1 kHz、1.5 GHz 或 3 GHz）所需的本振频率，首先要变换调谐方程得到 f_{LO} ：

$$f_{LO} = f_{sig} + f_{IF}$$

然后代入信号和中频频率²：

$$\begin{aligned} f_{LO} &= 1 \text{ kHz} + 5.1 \text{ GHz} = 5.100001 \text{ GHz} \\ f_{LO} &= 1.5 \text{ GHz} + 5.1 \text{ GHz} = 6.6 \text{ GHz or} \\ f_{LO} &= 3 \text{ GHz} + 5.1 \text{ GHz} = 8.1 \text{ GHz.} \end{aligned}$$

图 2-4 举例说明了分析仪的调谐过程。图中， f_{LO} 并未高到使 $f_{LO} - f_{sig}$ 混频分量落入 IF 通带内，故在显示器上没有响应。但是，如果调整斜波发生器使本振调谐到更高频率，则混频分量在斜波（扫描）的某点上将落入 IF 通带内，我们将看到显示器上出现响应。

由于斜波发生器能同时控制显示器上迹线的水平位置和本振频率，因此可以根据输入信号的频率来校准显示器的横轴。

我们还未完全解决调谐问题。如果输入信号频率是 9.0 GHz，会发生什么情况呢？当本振调谐在 3.8 至 8.7 GHz 的范围时，在它到达远离 9.0 GHz 输入信号的中频 (3.9 GHz) 时，会得到一个频率与中频频率相等的混频分量，并在显示器上生成响应。换句话说，调谐方程很容易地成为：

$$f_{sig} = f_{LO} + f_{IF}$$

这个公式表明图 2-1 的结构也能得到 8.9 至 13.8 GHz 的调谐范围，但前提是允许此范围内的信号到达混频器。

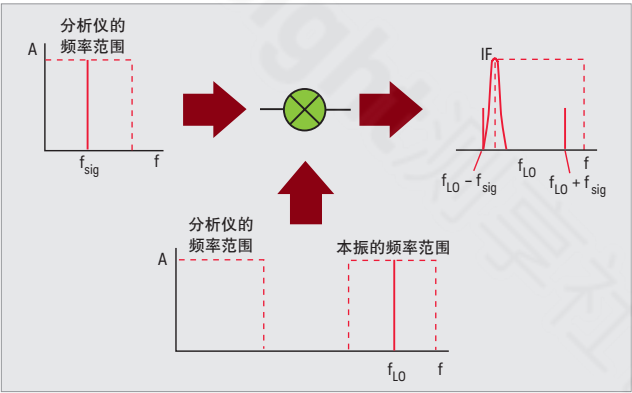


图 2-4. 为了在显示屏上产生响应，本振必须调谐到 $f_{IF} + f_{sig}$

2. 为简单起见，文中采用的是四舍五入的频率值，精确值显示在图中。

图 2-1 中输入端低通滤波器的作用就是阻止这些高频信号到达混频器。如前所述,我们还要求中频信号本身不会到达混频器,那么低通滤波器必须能对 5.1 GHz 以及 8.9 至 13.8 GHz 范围内的信号进行有效的衰减。

总之,可以认为对于单频段射频频谱分析仪,选择的中频频率应高于调谐范围的最高频率,使本振可以从中频调谐至调谐范围的上限频率加上中频,同时在混频器前端放置低通滤波器来滤除 IF 以下的频率。

为了分辨频率上非常接近的信号(见稍后的“信号分辨”一节),有些频谱仪的中频带宽窄至 1 kHz,有些达到 10 Hz 甚至 1 Hz。这样的窄带滤波器很难在 5.1 GHz 的中心频率上实现,因此必须增加另外的混频级(一般为 2 至 4 级)来把第一中频下变频到最后的中频。图 2-5 是一种基于典型频谱分析仪结构的中频变换链。

对应的完整的调谐方程为:

$$f_{\text{sig}} = f_{\text{LO1}} - (f_{\text{LO2}} + f_{\text{LO3}} + f_{\text{final IF}})$$

而

$$\begin{aligned} f_{\text{LO2}} + f_{\text{LO3}} + f_{\text{final IF}} \\ &= 4.8 \text{ GHz} + 300 \text{ MHz} + 22.5 \text{ MHz} \\ &= 5.1225 \text{ GHz, 即为第一中频。} \end{aligned}$$

可以看出它与仅仅使用第一个中频的简化调谐方程得到一样的结果。虽然图 2-5 中只画出了无源滤波器,但实际还有更窄中频级的放大。基于频谱仪自身的设计,最终的中频结构可能还包括对数放大器或模数转换器等其他器件。

大多数射频频谱分析仪都允许本振频率和第一中频一样低,甚至更低。由于本振和混频器的中频端口之间的隔离度有限,故本振信号也会出现在混频器输出端。当本振频率等于中频时,本振信号自身也被系统处理

并在显示器上出现响应,就像输入了一个 0 Hz 的信号一样。这种响应称为本振馈通,它会掩盖低频信号。所以并不是所有的频谱仪的显示范围都能包含 0 Hz。

中频增益

再看图 2-1,结构框图的下一个部分是一个可变增益放大器。它用来调节信号在显示器上的垂直位置而不会影响信号在混频器输入端的电平。当中频增益改变时,基准电平值会相应的变化以保持所显示信号指示值的正确性。通常,我们希望在调节输入衰减时基准电平保持不变,所以射频衰减器和中频增益的设置是联动的。

在输入衰减改变时,中频增益会自动调整来抵消输入衰减变化所产生的影响,从而使信号在显示器上的位置保持不变。

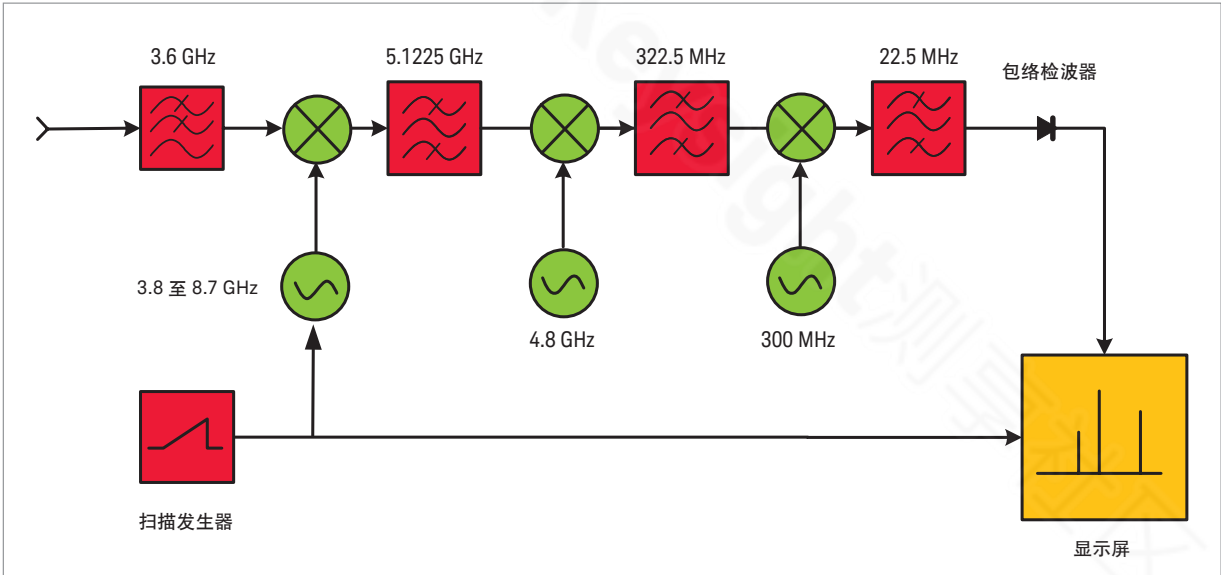


图 2-5. 大多数频谱分析仪使用 2 至 4 个混频步骤以达到最后的中频。

信号分辨

中频增益放大器之后, 就是由模拟和/或数字分辨率带宽 (RBW) 滤波器组成的中频部分。

模拟滤波器

频率分辨率是频谱分析仪明确分离出两个正弦输入信号响应的能力。傅立叶理论告诉我们正弦信号只在单点频率处有能量, 好像我们不应该有什么分辨率问题。两个信号无论在频率上多么接近, 似乎都应在显示器上表现为两条线。但是超外差接收机的显示器上所呈现的信号响应是具有一定宽度的。

混频器的输出包括两个原始信号 (输入信号和本振) 以及它们的和与差。中频由带通滤波器决定, 此带通滤波器会选出所需的混频分量并抑制所有其他信号。由于输入信号是固定的, 而本振是扫频的, 故混频器的输出也是扫频的。若某个混频分量恰好扫过中频, 就会在显示器上将带通滤波器的特性曲线描绘出来, 如图 2-6 所示。链路中最窄的滤波器带宽决定了总显示带宽。在图 2-5 所示结构中, 该滤波器具有 22.5 MHz 的中频。

因此, 两个输入信号频率必须间隔足够远, 否则它们所形成的迹线会在顶部重叠, 看起来像是只有一个响应。所幸的是,

频谱分析仪中的分辨率 (IF) 滤波器可调, 所以通常能找到一个带宽足够窄的滤波器来分离频率间隔很近的信号。

是德科技频谱仪的技术资料列出了可用的 IF 滤波器的 3 dB 带宽, 以便描述频谱仪分辨信号的能力。这些数据告诉我们两个等幅正弦波相距多近时还能依然被分辨。这时由信号产生的两个响应曲线的峰值处有 3 dB 的凹陷, 如图 2-7 所示, 两个信号可以被分辨。当然这两个信号还可以再近一些直到它们的迹线完全重叠, 但通常以 3 dB 带宽作为分辨两个等幅信号的经验值³。

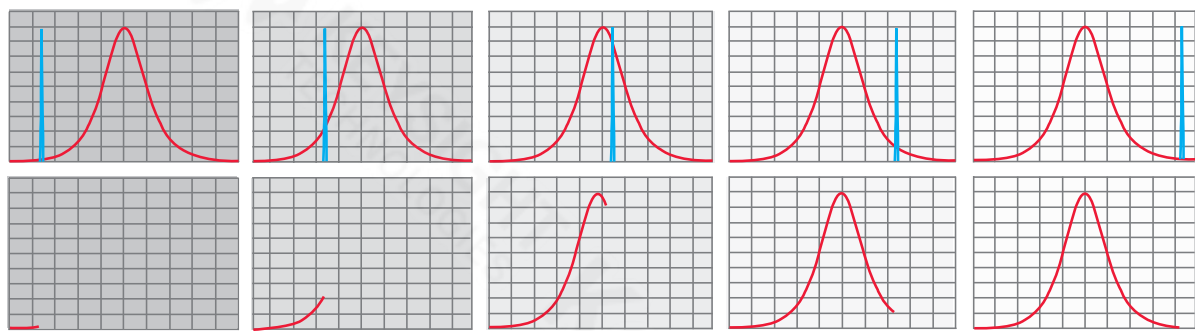


图 2-6. 当混频分量扫过 IF 滤波器时, 显示器上描绘出滤波器的特性曲线。

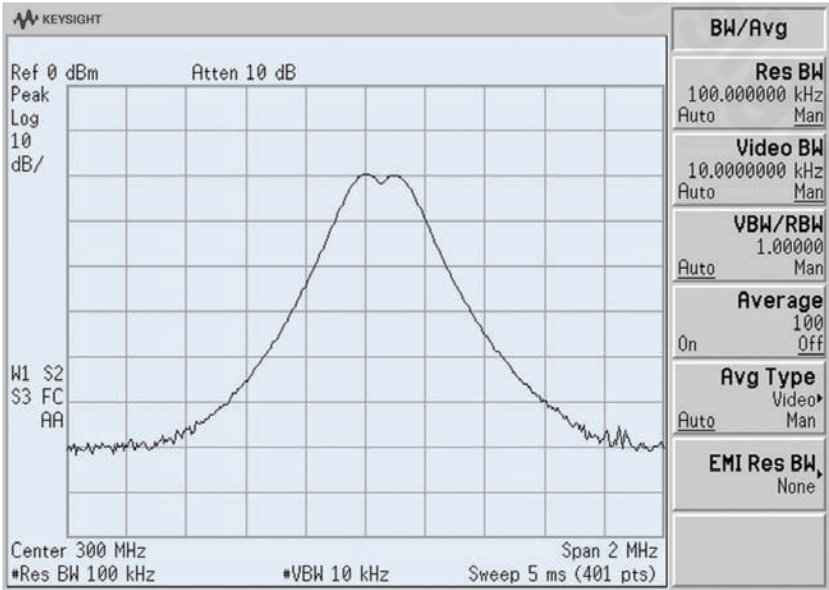


图 2-7. 能够分辨出间距等于所选 IF 滤波器 3 dB 带宽的两个等幅正弦信号。

3. 如果采用标准 (正态) 检波模式 (见本章后面的“检波类型”), 需要使用足够的视频滤波平滑信号迹线, 否则因两个信号相互作用就会有拖尾现象。虽然拖尾的迹线指出了存在不止一个信号, 但是很难测定每路信号的幅度。默认检波模式是正峰值检波的频谱仪显示不出拖尾效应, 可以通过选择取样检波模式来进行观察。

我们碰到更多的情况是不等幅正弦波。有可能较小的正弦波被较大信号响应曲线的边带所淹没。这种现象如图 2-8 所示。顶部的迹线看起来是一个信号，但实际上它包含两个：一个频率为 300 MHz (0 dBm)，另一个频率为 300.005 MHz (-30 dBm)。在去除 300 MHz 的信号后，较小的信号才会显示出来。

分辨率滤波器的另一个技术指标是带宽选择性 (也称选择性或形状因子)。带宽选择性决定了频谱仪分辨不等幅正弦信号的能力。是德科技频谱分析仪的带宽选择性通常指定为 60 dB 带宽与 3 dB 带宽之比，如图 2-9 所示。是德科技分析仪中的模拟滤波器具有 4 个极点，采用同频调谐式设计，其特性曲线形状类似高斯分布⁴。这种滤波器的带宽选择性约为 12.7:1。

那么，假定带宽选择性是 12.7:1，若要分辨频率相差 4 kHz、幅度相差 30 dB 的两个信号，应如何选择分辨率带宽呢？

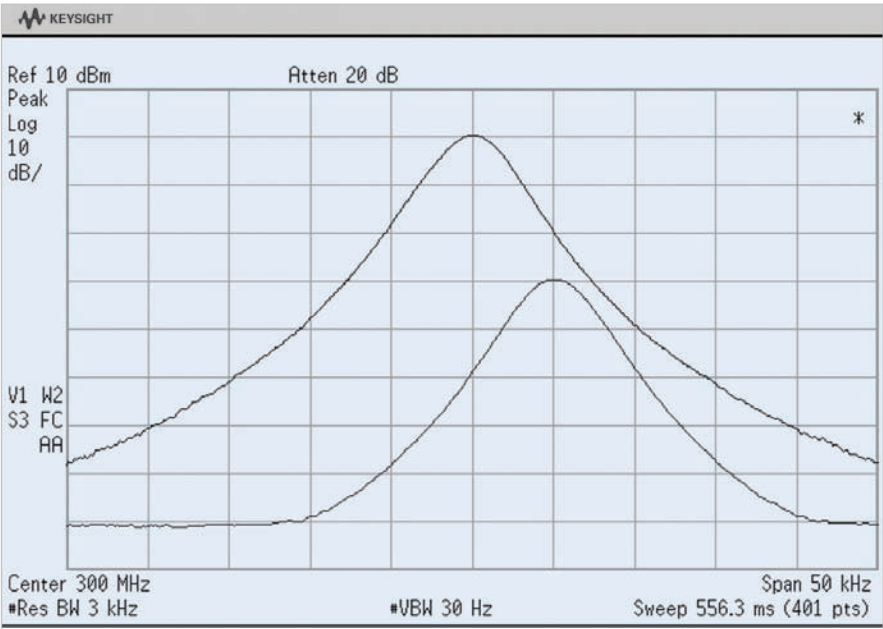


图 2-8. 低电平信号被淹没在较大信号响应曲线的边带里

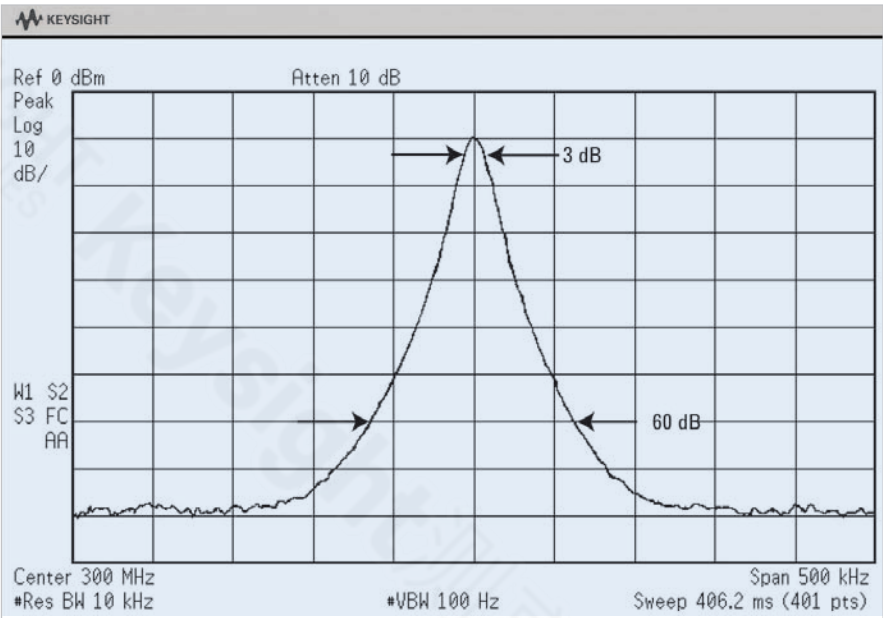


图 2-9. 带宽选择性: 60 dB 带宽与 3 dB 带宽之比

4. 一些老式频谱分析仪对于最窄的分辨带宽滤波器采用 5 个极点从而改善带宽选择性至 10:1。新型分析仪通过使用数字 IF 滤波器可以达到更好的带宽选择性。

由于我们关心的是当分析仪调谐至较小信号时对较大信号的抑制情况，因此不需要考虑整个带宽，而只需考虑从滤波器中心频率到边缘的频率范围。为确定在给定的频偏时滤波器边带下降了多少，使用如下方程：

$$H(\Delta f) = -10(N) \log_{10} [(\Delta f/f_0)^2 + 1]$$

其中

$H(\Delta f)$ 为滤波器边缘的下降（单位为 dB）， N 是滤波器极点的个数， Δf 是相对中心频率的频偏量（单位为 Hz）

$$f_0 = \frac{RBW}{2\sqrt{2^{1/N}-1}}$$

在上述假设下， $N=4$ ， $\Delta f = 4000$ 。下面我们使用 3 kHz 的分辨率带宽来试一下。首先计算 f_0 ：

$$f_0 = \frac{3000}{2\sqrt{2^{1/4}-1}} = 3448.44$$

则在 4 kHz 偏移处，滤波器的边缘下降为：

$$H(4000) = -10(4) \log_{10} [(4000/3448.44)^2 + 1] = -14.8 \text{ dB}$$

这种情况将无法看到较小信号。改用带宽为 1 kHz 的滤波器，可得

$$f_0 = \frac{1000}{2\sqrt{2^{1/4}-1}} = 1149.48$$

于是计算滤波器的边缘下降为：

$$H(4000) = -10(4) \log_{10} [(4000/1149.48)^2 + 1] = -44.7 \text{ dB}$$

因而，1 kHz 的分辨率带宽能够分辨出这个小信号，如图 2-10 所示。

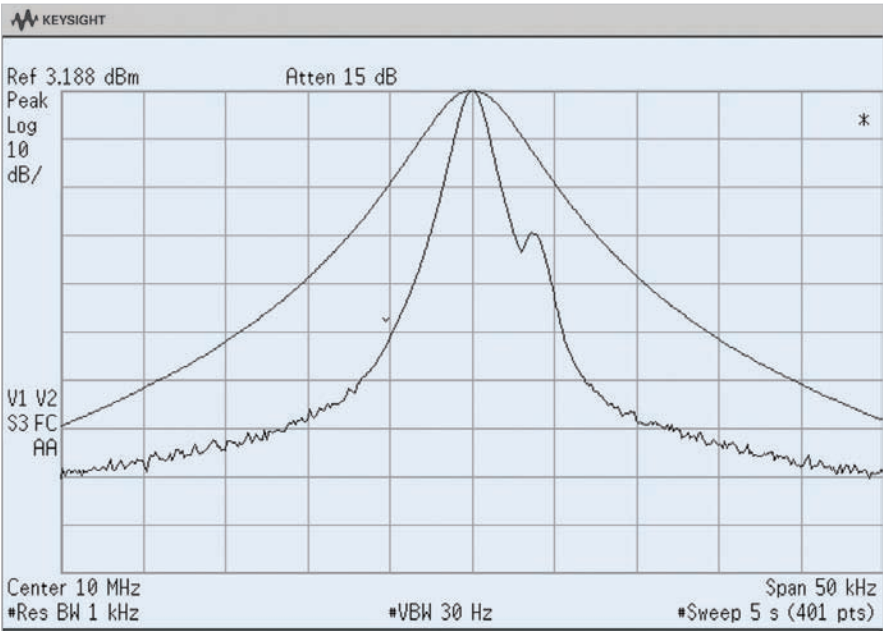


图 2-10. 带宽为 3 kHz（上方迹线）不能分辨出较小信号，带宽减小到 1 kHz（下方迹线）时则能分辨

数字滤波器

一些频谱分析仪使用数字技术实现分辨率带宽滤波器。数字滤波器有很多优点，例如它能极大地改善滤波器的带宽选择性。是德科技公司的 PSA 系列和 X 系列分析仪实现了分辨率带宽滤波器的全部数字化。另外像 Keysight ESA-E 系列频谱仪，采用的是混合结构：带宽较大时采用模拟滤波器，带宽小于等于 300 Hz 时采用数字滤波器。有关数字滤波器的更多内容参见第 3 章。

剩余 FM

最小可用分辨率带宽通常由分析仪中本振（尤其是第一本振）的稳定度和剩余调频决定。早期的频谱仪设计使用不稳定的 YIG（钇铁石榴石）振荡器，通常具有大约 1 kHz 的残余调频。由于这种不稳定性被传递给与本振相关的混频分量，再将分辨率带宽减小至 1 kHz 以下是没有意义的，因为不可能确定这种不稳定性的准确来源。

不过，现代分析仪已经极大的改善了残余调频。比如是德科技高性能 X 系列信号分析仪具有 0.25 Hz（标称值）的残余调频；PSA 系列频谱分析仪为 1 至 4 Hz；ESA 系列频谱仪为 2 至 8 Hz。这使得分辨率带宽可以减小至 1 Hz。因此，分析仪上出现的任何不稳定性都是由输入信号造成的。

相位噪声

没有一种振荡器是绝对稳定的。虽然我们看不到频谱分析仪本振系统的实际频率抖动，但仍能观察到本振频率或相位不稳定性的明显表征，这就是相位噪声（有时也叫噪声边带）。

它们都在某种程度上受到随机噪声的频率或相位调制的影响。如前所述，本振的任何不稳定性都会传递给由本振和输入信号所形成的混频分量，因此本振相位噪声的调制边带会出现在幅度远大于系统宽带底噪的那些频谱分量周围（图 2-11）。显示的频谱分量和相位噪声之间的幅度差随本振稳定度而变化，本振越稳定，相位噪声越小。它也随分辨率带宽而变，若将分辨率带宽缩小 10 倍，显示相位噪声电平将减小 10 dB⁵。

相位噪声频谱的形状与分析仪的设计，尤其是用来稳定本振的锁相环结构有关。在某些分析仪中，相位噪声在稳定环路的带宽中相对平坦，而在另一些分析仪中，相位噪声会随着信号的频偏而下降。相位噪声采用 dBc（相对于载波的 dB 数）为单位，并归一化至 1 Hz 噪声功率带宽。有时在特定的频偏上指定，或者用一条曲线来表示一个频偏范围内的相位噪声特性。

通常，我们只能在分辨率带宽较窄时观察到频谱仪的相位噪声，此时相位噪声使这些滤波器的响应曲线边缘变得模糊。使用前面介绍过的数字滤波器也不能改

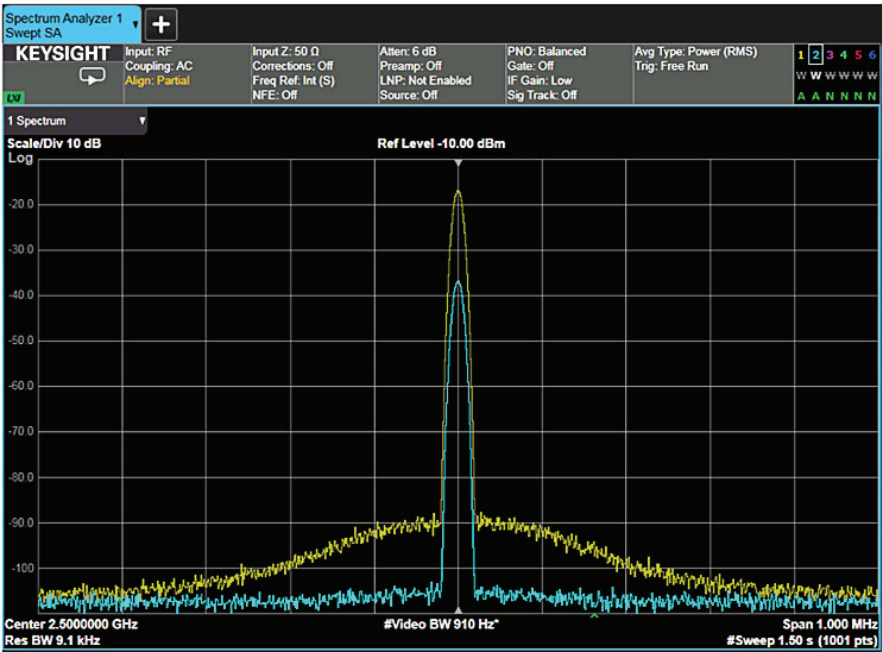


图 2-11.只有当信号电平远大于系统底噪时，才会显示出相位噪声

变这种效果。对于分辨率带宽较宽的滤波器，相位噪声被掩埋在滤波器响应曲线的边带之下，正如之前讨论过的两个非等幅正弦波的情况。

一些现代频谱仪或信号分析仪（例如 Keysight X 系列）允许用户选择不同的本振稳定度模式，使得在各种不同的测量环境下都能具备最佳的相位噪声。例如，高性能 X 系列信号分析仪提供 3 种模式：

- 距载波频偏小于 140 kHz 时的相位噪声优化。在此模式下，载波附近的本振相位噪声被优化，而 140 kHz 之外的相位噪声不具备最优特性。

- 距载波频偏大于 160 kHz 时的相位噪声优化。这种模式优化距载波频偏大于 160 kHz 处的相位噪声。

- 优化本振用于快速调谐。当选择这种模式，本振的特性将折衷所有距载波频偏小于 2 MHz 范围内的相位噪声。这样在改变中心频率或扫宽时允许在最短的测量时间内保证最大的测量吞吐量。

5. 对宽带底噪（或任何宽带噪声信号）都有这种效果。参见第 5 章“灵敏度和噪声”。

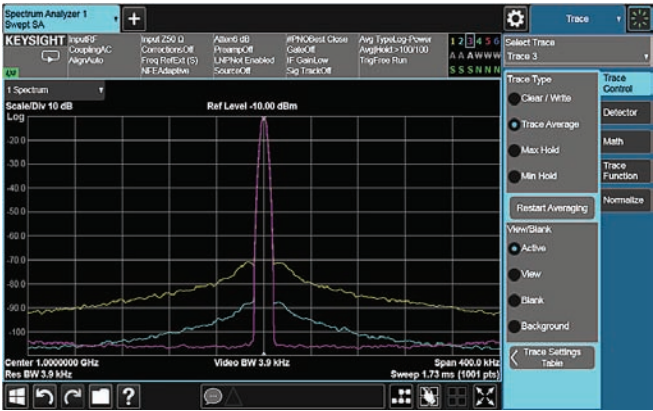


图 2-12a. 相位噪声性能在不同测量环境下的优化



图 2-12b. 距载波频偏为 140 kHz 处的详细显示

高性能 X 系列信号分析仪的相位噪声优化还可以设为自动模式，这时频谱仪会根据不同的测量环境来设置仪器，使其具有最佳的速度和动态范围。当扫宽 > 44.44 MHz 或分辨率带宽 > 1.9 MHz 时，分析仪选择快速调谐模式。另外，当中心频率 < 195 kHz 或当中心频率 ≥ 1 MHz 且扫宽 ≤ 1.3 MHz、分辨率带宽 ≤ 75 kHz 时，分析仪自动选择最佳近端载波相位噪声。在其他情况下，分析仪会自动选择远端最佳相位噪声。

在任何情况下，相位噪声都是频谱仪分辨不等幅信号能力的最终限制因素。如图 2-13 所示，根据 3 dB 带宽和选择性理论，我们应该能够分辨出这两个信号，但结果是相位噪声掩盖了较小的信号。

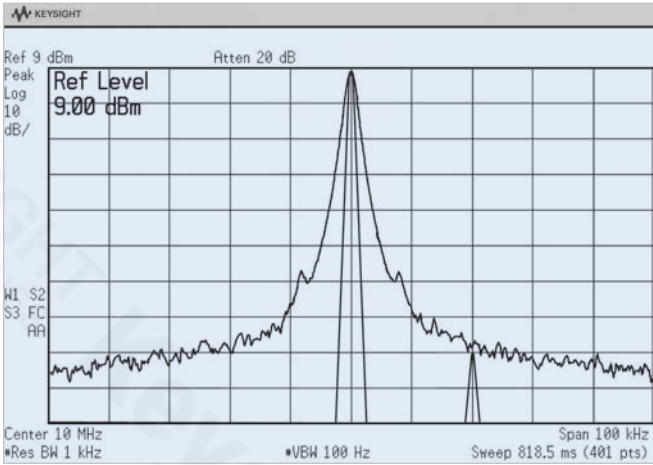


图 2-13. 相位噪声阻碍了对非等幅信号的分辨

扫描时间

模拟分辨率滤波器

如果把分辨率作为评价频谱仪的唯一标准，似乎将频谱仪的分辨率（IF）滤波器设计得尽可能窄就可以了。然而，分辨率会影响扫描时间，而我们又非常注重扫描时间。因为它直接影响完成一次测量所需的时间。

考虑分辨率的原因是由于中频滤波器是带限电路，需要有限的时间来充电和放电。如果混频分量扫过滤波器的速度过快，便会造成如图 2-14 所示的显示幅度的丢失。
（关于处理中频响应时间的其他方法，见本章后面所述的“包络检波器”。）如果我们考虑混频分量停留在中频滤波器通带内的时间，则这个时间与带宽成正比，与单位时间内的扫描（Hz）成反比，即：

通带内的时间 =

$$\frac{RBW}{Span/ST} = \frac{(RBW)(ST)}{Span}$$

其中

RBW = 分辨率带宽，ST = 扫描时间。

另一方面，滤波器的上升时间又与其带宽成反比，如果我们引入比例常数 k，则有：

$$上升时间 = \frac{k}{RBW}$$

若使前面讨论的这两个时间相等，并求解扫描时间，得到：

$$\frac{k}{RBW} = \frac{(RBW)(ST)}{Span}$$

$$或 ST = \frac{k (Span)}{RBW^2}$$

许多模拟分析仪中所采用的同步调谐式准高斯滤波器的 k 值在 2 至 3 之间。

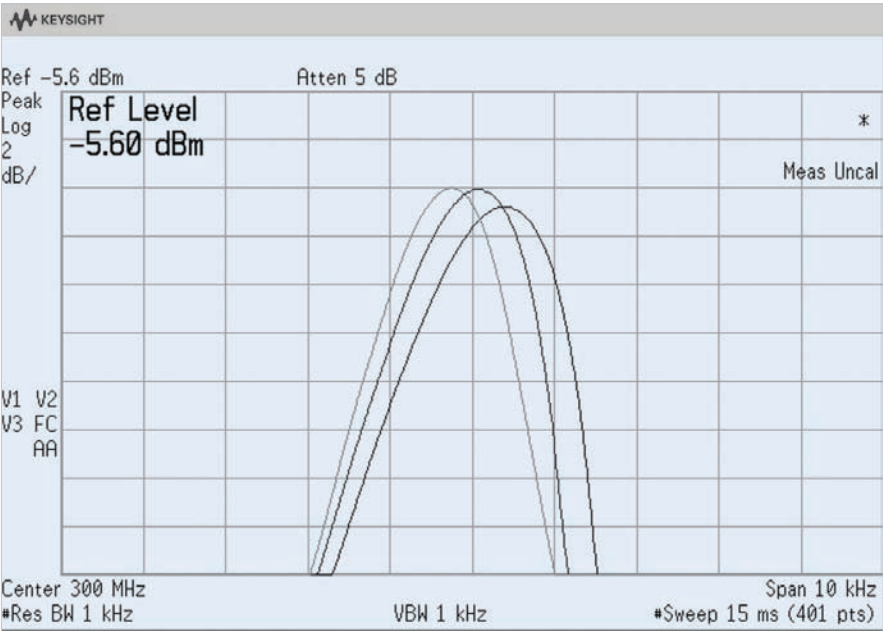


图 2-14. 扫描过快引起显示幅度的下降和所指定频率的偏移

我们得出的重要结论是：分辨率的变化对扫描时间有重大影响。老式模拟分析仪通常都能按 1、3、10 的规律或大致等于 10 的平方根的比率提供步进值。所以，当分辨率每改变一档，扫描时间会受到约 10 倍的影响。Keysight X 系列信号分析仪提供的带宽步进可达 10%，以实现扫宽、分辨率和扫描时间三者更好的折衷。

频谱分析仪一般会根据扫宽和分辨率带宽的设置自动调整扫描时间，通过调节扫描时间来维持一个被校准的显示。必要时，我们可以不使用自动调节而采用手动方式设定扫描时间。如果所要求的扫描时间比提供的最大可用扫描时间还短，频谱仪会在网格线右上方显示“Meas Uncal”以表示显示结果未经校准。

数字分辨率滤波器

是德科技频谱分析仪中所使用的数字分辨率滤波器对扫描时间的影响与之前所述的模拟滤波器不同。对于扫描分析，利用数字技术实现的滤波器在不进行更深入处理的条件下，扫描速度提高至原来的 2 至 4 倍。

而配有选件 FS1 的 X 系列信号分析仪利用编程方法可以校正分辨率带宽在大约 3 kHz 至 100 kHz 之间时扫描速度过快的影响。因此取决于特定的设置，扫描时间可以从秒级缩短到毫秒级。见图 2-14a。不包括校正过程的扫描时间将达到 79.8 秒。图 2-14b 显示了分析仪配有选件 FS1 时，扫描时间达 1.506 秒。对于这些最宽的分辨率带宽，扫描时间已经非常短。例如，在 $k = 2.1$ GHz 扫宽、1 MHz 分辨率带宽条件下，使用公式计算得出扫描时间仅为 2 毫秒。

对于较窄的分辨率带宽，Keysight X 系列等分析仪使用快速傅立叶变换 (FFT) 来处理数据，因此扫描时间也会比公式预计的时间短。由于被分析的信号是在多个频率范围中进行处理，所以不同的分析仪会有不同的性能表现。例如，如果频率范围为 1 kHz，那么当我们选择 10 Hz 的分辨率带宽时，分析仪实际上是在 1 kHz 单元中通过 100 个相邻的 10 Hz 滤波器同时处理数据。如果数字处理的速度能达到瞬时，那么可以预期扫描时间将缩短 100 倍。实际上缩减的程度要小些，但仍然非常有意义。关于数字处理技术的更多优势参见第 3 章。

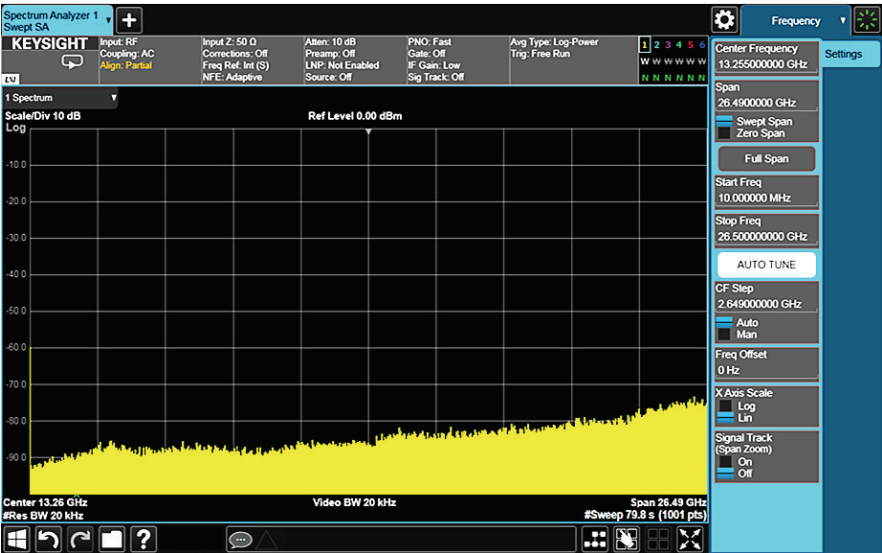


图 2-14a. 20 kHz RBW、未配有选件 FS1 时的全扫宽扫描速度

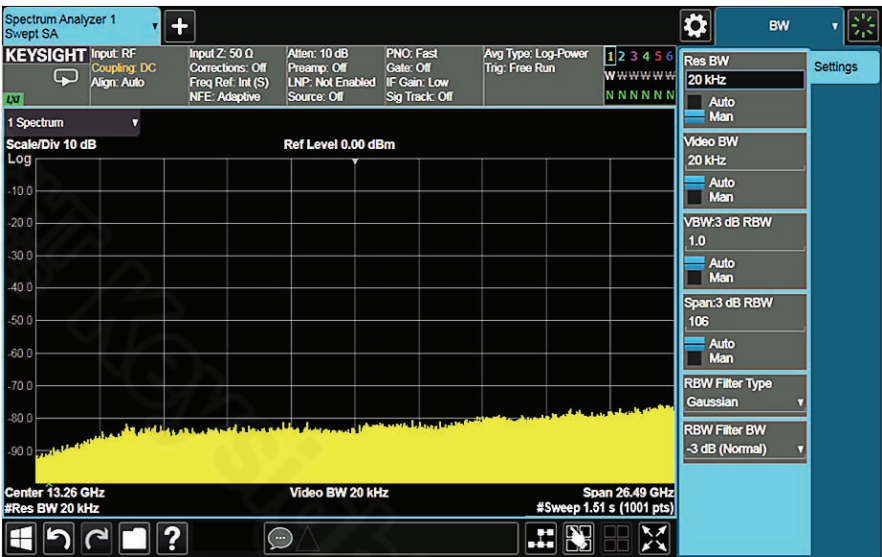


图 2-14b. 20 kHz RBW、配有选件 FS1 时的全扫宽扫描速度

更多信息

关于快速扫描测量的详细讨论，请参见《使用快速扫描技术加速杂散搜索》— 应用指南，5991-3739CHCN。

包络检波器⁶

老式分析仪通常会使用包络检波器将中频信号转换为视频信号⁷。最简单的包络检波器由二极管、负载电阻和低通滤波器组成,如图 2-15 所示。示例中的中频链路输出信号(一个幅度调制的正弦波)被送至检波器,检波器的输出响应随中频信号的包络而变化,而不是中频正弦波本身的瞬时值。

对大多数测量来说,我们选择足够窄的分辨率带宽来分辨输入信号的各个频谱分量。如果本振频率固定,频谱仪则调谐到信号的其中一个频谱分量上,那么中频输出就是一个恒定峰值的稳定正弦波。于是包络检波器的输出将是一个恒定(直流)电压,并没有需要检波器来跟踪的变化。

不过,有些时候我们会故意使分辨率带宽足够宽以包含两个或更多的频谱分量,而有些场合则别无选择,因为这些频谱分量之间的频率间隔比最窄的分辨率带宽还要小。假设通带内只含两个频谱分量,则两个正弦波会相互影响而形成拍音,如图 2-16 所示,中频信号的包络会随着两个正弦波间的相位变化而变化。

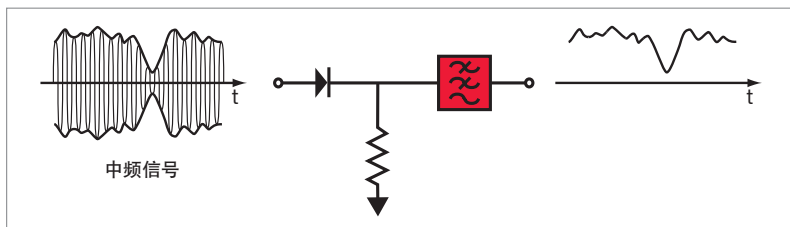


图 2-15. 包络检波器

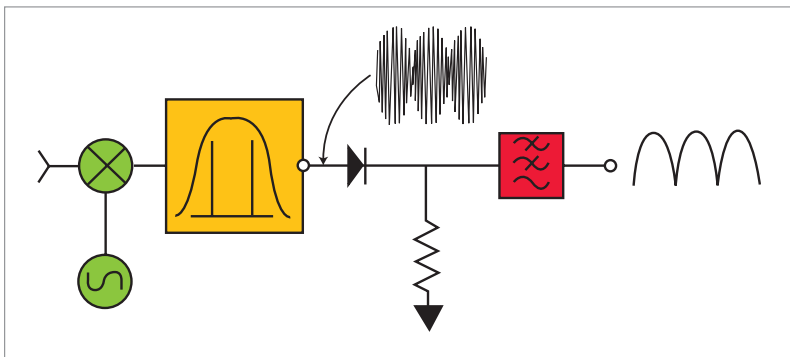


图 2-16. 包络检波器的输出随中频信号的峰值而变化

分辨率(中频)滤波器的带宽决定了中频信号包络变化的最大速率。该带宽决定了两个输入正弦波之间有多大的频率间隔从而在经混频后能够同时落在滤波器通带内。假设末级中频为 22.5 MHz,带宽为 100 kHz,那么两个间隔 100 kHz 的输入信号会产生 22.45 和 22.55 MHz 的混频分量,因而满足上述标准,如图 2-16 所示。检波器必须能够跟踪由这两个信号所引起的包络变化,而不是 22.5 MHz 中频信号本身的包络。

包络检波器使频谱分析仪成为一个电压表。让我们再次考虑上述中频通带内同时有两个等幅信号的情况,功率计所指示的电平值会比任何一个信号都要高 3 dB,也就是两个信号的总功率。假定两个信号靠得足够近,以致分析仪调谐至它们中间时由于滤波器的频响跌落而引起的衰减可以忽略不计⁸。

那么分析仪的显示将在任一信号电平 2 倍的电压值(大于 6 dB)与 0(在对数标度下为负无穷大)之间变化。记住这两个信号是不同频率的正弦信号(矢量),所以它们彼此之间的相位也在不断变化,有时刚好同相,幅值相加,而有时又刚好反相,则幅值相减。

因此,包络检波器根据来自中频链路的信号峰值(而不是瞬时值)的变化而改变,导致信号相位的丢失,这将电压表的特性赋予了频谱分析仪。

数字技术实现的分辨率带宽滤波器不包括模拟的包络检波器,而是用数字处理计算出 I、Q 两路数据平方和的方根,这在数值上与包络检波器的输出相同。关于数字结构的更多内容,参见第 3 章。

更多信息

关于包络检波器的更多信息,请参见《频谱和信号分析仪的测量和噪声》—应用指南,5966-4008CHCN。

6. 包络检波器不应与显示检波器混淆,见本章后面的“检波器类型”。

7. 一种频率范围从零(直流)到由电路元件决定的某个较高频率的信号。频谱仪早期的模拟显示技术用这种信号直接驱动 CRT 的垂直偏转,因此被称为视频信号。

8. 对于这里所讨论的内容,我们假设滤波器具有理想的矩形特性。

显示

直到 20 世纪 70 年代中期，频谱分析仪的显示方式还是纯模拟的。显示的迹线呈现连续变化的信号包络，且没有信息丢失。但是模拟显示有着自身的缺点，主要的问题是处理窄分辨率带宽时所要求的扫描时间很长。在极端情况下，显示迹线会变成一个在阴极射线显像管 (CRT) 屏幕上缓慢移动的光点，而没有实际的迹线。所以，长扫描时间使显示变得没有意义。

是德科技（当时是惠普的一部分）率先提出了一种可变余辉存储的 CRT，能在它上面调节显示信息的消退速率。如果调节适当，那么在旧迹线刚刚消失的时刻新的迹线恰好出现以更新显示。这种显示是连续、无闪烁的，而且避免了迹线重叠带来的混淆。它的效果相当好，但是针对每个新的测量状态需要重新调整亮度和消退速度。

20 世纪 70 年代中期，数字电路发展起来，它很快被用于频谱分析仪中。一旦一条迹线被数字化并存入存储器后，便永久地用于显示。在不使图像变得模糊或变淡的前提下，以无闪烁的速率来刷新显示变得简单。在不使图像变得模糊或变淡的前提下，以无闪烁的速率来刷新显示变得简单。

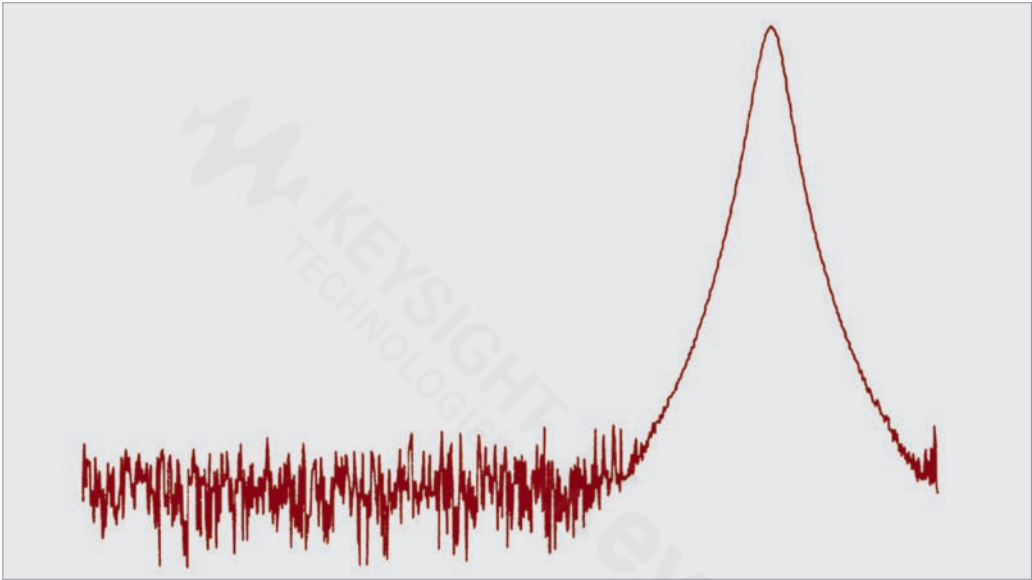


图 2-17. 对模拟信号进行数字化时，每个点应显示什么样的值？

检波器类型

采用数字显示，我们需要确定对每个显示数据点，应该用什么样的值来代表。无论我们在显示器上使用多少个数据点，每个数据点必须能代表某个频率范围或某段时间间隔（尽管在讨论频谱分析仪时通常并不会用时间）内出现的信号。

这个过程好似先将某个时间间隔的数据都放到一个信号收集单元 (bucket) 内，然后运用某一种必要的数学运算从这个信号收集单元中取出我们想要的信息比特。随后这些数据被放入存储器再被写到显示器上。这种方法提供了很大的灵活性。

这里我们将要讨论 6 种不同类型的检波器。

在图 2-18 中，每个信号收集单元内包含由以下公式决定的扫宽和时间帧的数据：

频率：
信号收集单元的宽度 = 扫宽 / (迹线点数 - 1)
时间：
信号收集单元的宽度 = 扫描时间 / (迹线点数 - 1)

不同仪器的采样速率不同，但减小扫宽和 / 或增加扫描时间能够获得更高的精度，因为任何一种情况都会增加信号收集单元所含的样本数。采用数字中频滤波器的分析仪，采样速率和内插特性按照等效于连续时间处理来设计。

- “信号收集单元”的概念很重要，它能够帮我们区分这 6 种显示检波器类型：
- 取样检波
 - 正峰值检波 (简称峰值检波)
 - 负峰值检波
 - 正态检波 (Normal)
 - 平均检波
 - 准峰值检波



图 2-18. 1001 个迹线点 (信号收集单元) 中的每个点都覆盖了 100 kHz 的频率扫宽和 0.01 ms 的时间扫宽

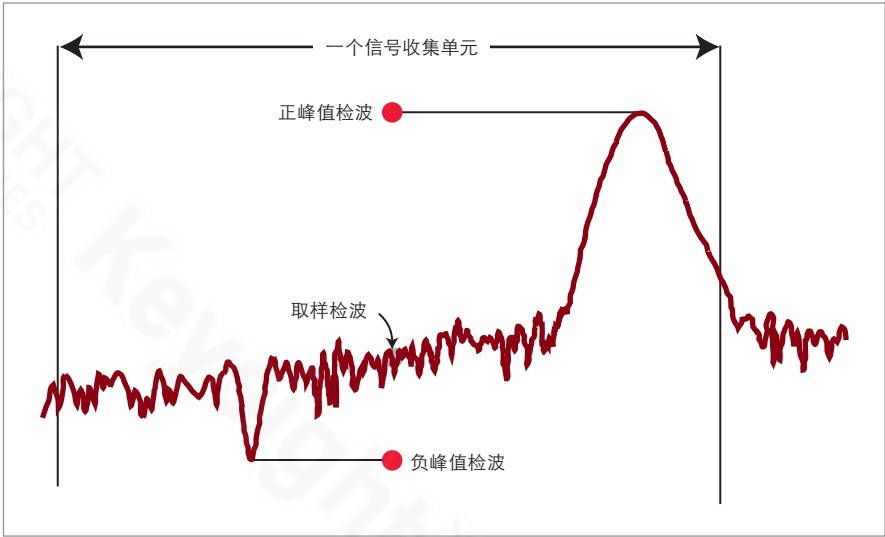


图 2-19. 存储器中存入的迹线点基于不同的检波器算法

前三种检波类型 (取样、峰值和负峰值) 比较容易理解，如图 2-19 中的直观表示。正态、平均和准峰值检波要复杂一些，我们稍后进行讨论。

我们回到之前的问题：如何用数字技术尽可能如实地显示模拟系统？我们来设想图 2-17 所描述的情况，即显示的信号只包含噪声和一个连续波 (CW) 信号。

取样检波

作为第一种方法，我们只选取每个信号收集单元的中间位置的瞬时电平值（如图 2-19）作为数据点，这就是取样检波模式。为使显示迹线看起来是连续的，我们设计了一种能描绘出各点之间矢量关系的系统。比较图 2-17 和 2-20，可以看出我们获得了一个还算合理的显示。当然，迹线上的点数越多，就越能真实地再现模拟信号。不同频谱仪的可用显示点数是不一样的，对于 X 系列信号分析仪，频域迹线的取样显示点数可以从最少 1 个点最多 40001 个点。如图 2-21 所示，增加取样点确实可使结果更接近于模拟信号。

虽然这种取样检波方式能很好的体现噪声的随机性，但并不适合于分析正弦波。如果在高性能 X 系列信号分析仪上观察一个 100 MHz 的梳状信号，分析仪的扫宽可以被设置为 0 至 26.5 GHz 即使使用 1001 个显示点，每个显示点代表 26.5 MHz 的频率扫宽（信号收集单元），也远大于 8 MHz 的最大分辨率带宽。

结果，采用取样检波模式时，只有当梳状信号的混频分量刚好处在中频的中心处时，它的幅度才能被显示出来。图 2-22a 是一个使用取样检波的带宽为 750 Hz、扫宽为 10 MHz 的显示。它的梳状信号幅度应该与图 2-22b 所示（使用峰值检波）的实际信号基本一致。可以得出，取样检波方式并不适用于所有信号，也不能反映显示信号的真实峰值。当分辨率带宽小于采样间隔（如信号收集单元的宽度）时，取样检波模式会给出错误的结果。

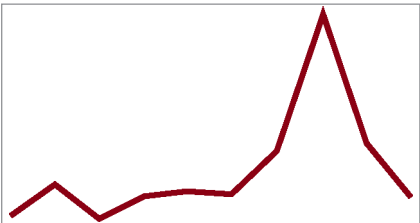


图 2-20. 取样检波模式使用 10 个点显示图 2-17 中的信号

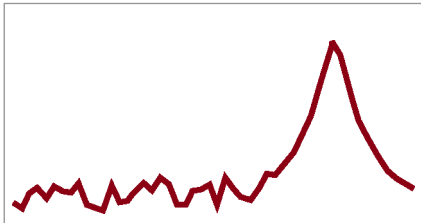


图 2-21. 增加取样点使显示结果更接近于模拟显示

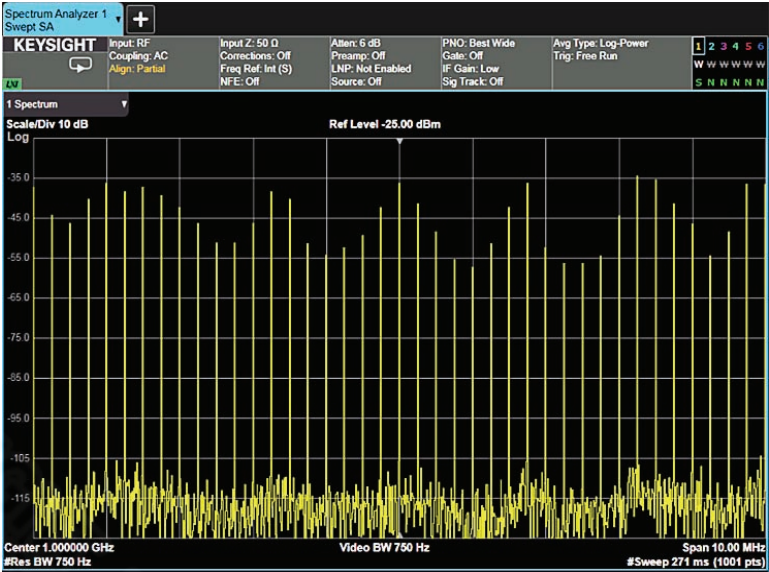


图 2-22a. 取样检波模式下的带宽为 250 kHz、扫宽为 10 MHz 的梳状信号

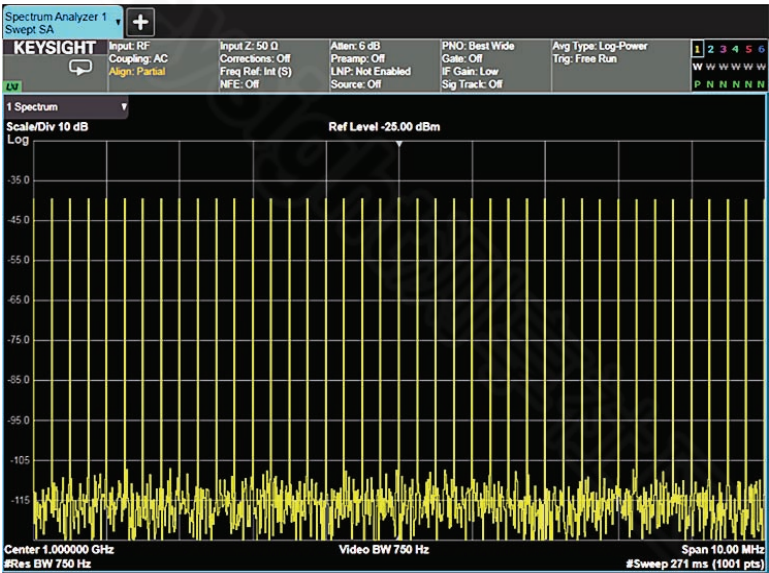


图 2-22b. 在 10 MHz 扫宽内，采用（正）峰值检波得到的实际梳状信号

(正) 峰值检波

确保所有正弦波的真实幅度都能被记录的一种方法是显示每个信号收集单元内出现的最大值，这就是正峰值检波方式，或者叫峰值检波，如图 2-22b 所示。峰值检波是许多频谱分析仪默认的检波方式，因为无论分辨率带宽和信号收集单元的宽度之间的关系如何，它都能保证不丢失任何正弦信号。不过，与取样检波方式不同的是，由于峰值检波只显示每个信号收集单元内的最大值而忽略了实际的噪声随机性，所以在反映随机噪声方面并不理想。因此，将峰值检波作为第一检波方式的频谱仪一般还提供取样检波作为补充。

负峰值检波

负峰值检波方式显示的是每个信号收集单元中的最小值。大多数频谱仪都提供这种检波方式，尽管它不像其他方式那么常用。对于 EMC 测量，想要从脉冲信号中区分出 CW 信号，负峰值检波会很有用。在本应用指南后面的内容里，我们将看到负峰值检波还能应用于使用外部混频器进行高频测量时的信号识别。

正态检波

为了提供比峰值检波更好的对随机噪声的直观显示并避免取样检波模式显示信号的丢失问题，许多频谱仪还提供正态检波模式（俗称 rosenfell⁹ 模式）。如果信号像用正峰值和负峰值检波所确定的那样既有上升、又有下降，则该算法将这种信号归类为噪声信号。

在这种情况下，用奇数号的数据点来显示信号收集单元中的最大值，用偶数号的数据点来显示最小值。如图 2-25 所示。正态检波模式和取样检波模式在图 2-23a 和 2-13b 中比较¹⁰。



图 2-23a. 正态检波模式



图 2-23b. 采样检波模式

9. Roesnfell 并不是人名，而是一种运算方法的描述，用以测试在给定数据点代表的信号收集单元内的信号是上升还是下降，有时也写成 rose' n' fell。
10. 由于取样检波器在测量噪声时非常有效，所以它常被用于噪声游标应用。同样在信道功率测量和邻道功率测量中需要一种检波类型，可以提供无任何倾向的结果，此时适合使用峰值检波。对没有平均检波功能的频谱仪来说，取样检波是最好的选择。

当遇到正弦信号时会是什么情况呢？我们知道，当混频分量经过中频滤波器时，频谱仪的显示器上会描绘出滤波器的特性曲线。如果滤波器的曲线覆盖了许多个显示点，便会出现下述情况：显示信号只在混频分量接近滤波器的中心频率时才上升，也只在混频分量远离滤波器中心频率时才下降。无论哪一种情况，正峰值和负峰值检波都能检测出单一方向上的幅度变化，并根据正态检波算法，显示每个信号收集单元内的最大值，如图 2-24 所示。

当分辨率带宽比信号收集单元窄时又会怎样呢？这时信号在信号收集单元内既有上升又有下降。如果信号收集单元恰好是奇数号，则一切正常，信号收集单元内的最大值将作为下一个数据点直接被绘出。但是，如果信号收集单元是偶数号的，那么描绘出的将是信号收集单元内的最小值。根据分辨率带宽和信号收集单元宽度的比值，最小值可能部分或完全不同于真实峰值（我们希望显示的值）。在信号收集单元宽度远大于分辨率带宽的极端情况下，信号收集单元内的最大值和最小值之差将是信号峰值和噪声之间的差值，图 2-25 的示例正是如此。观察第 6 个信号收集单元，当前信号收集单元中的峰值总是与前一个信号收集单元中的峰值相比较，当信号单元为奇数号时（如第 7 个单元）就显示两者中的较大值。此峰值实际上发生在第 6 个信号收集单元，但在第 7 个单元才被显示出来。

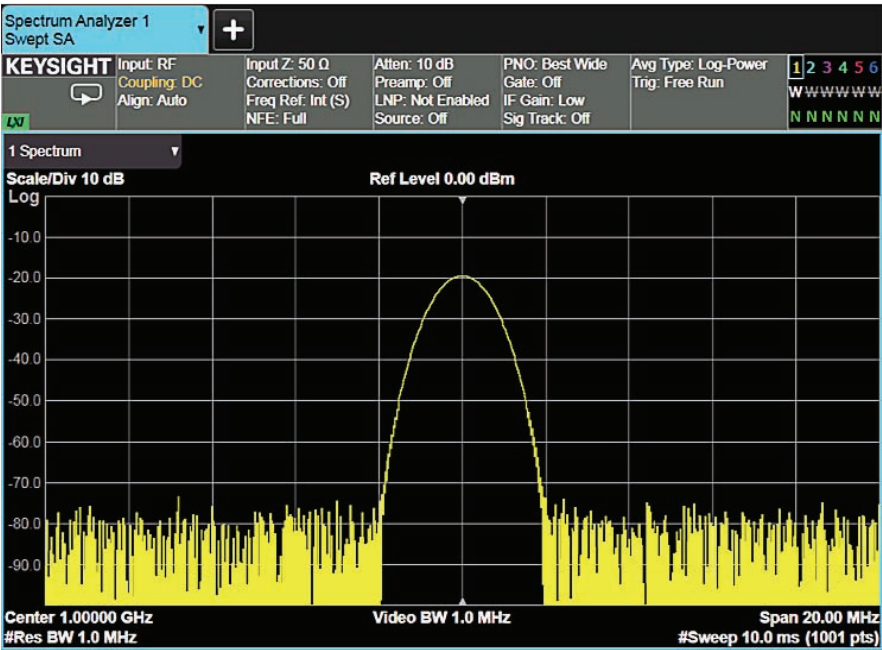


图 2-24. 当信号收集单元内的值只增大或只减小时，正态检波显示该单元内的最大值

正态检波算法：

如果信号值在一个信号收集单元内既有上升又有下降：则偶数号信号收集单元将显示该单元内的最小值（负峰值）。并记录最大值，然后在奇数号信号收集单元中将当前单元内的峰值与之前（记录的）一个单元的峰值进行比较并显示两者中的较大值（正峰值）。如果信号在一个信号收集单元内只上升或者只减小，则显示峰值，如图 2-25 所示。

这个处理过程可能引起数据点的最大值显示过于偏向右方，但此偏移量通常只占扫宽的一个很小的百分数。一些频谱分析仪，例如高性能 X 系列信号分析仪，通过调节本振的起止频率来补偿这种潜在的影响。

另一种错误是显示峰值有两个而实际峰值只存在一个，图 2-26 显示出可能发生这种情况的例子。使用较宽分辨率带宽并采用峰值检波时两个峰值轮廓被显示出来。

因此**峰值**检波最适用于从噪声中定位 CW 信号，**取样**检波最适用于测量噪声，而既要观察信号又要观察噪声时采用**正态**检波最为合适。

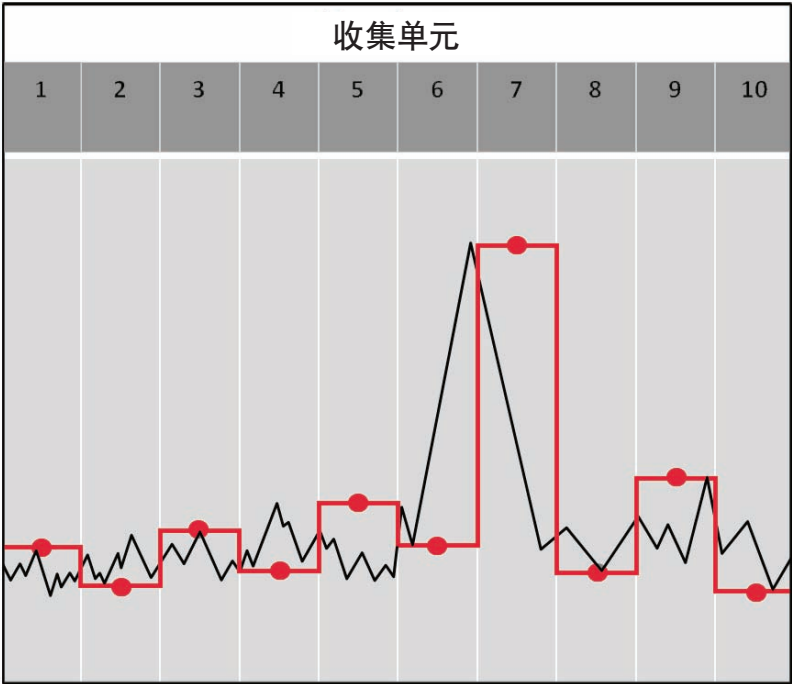


图 2-25. 正态检波算法所选择的显示迹线点

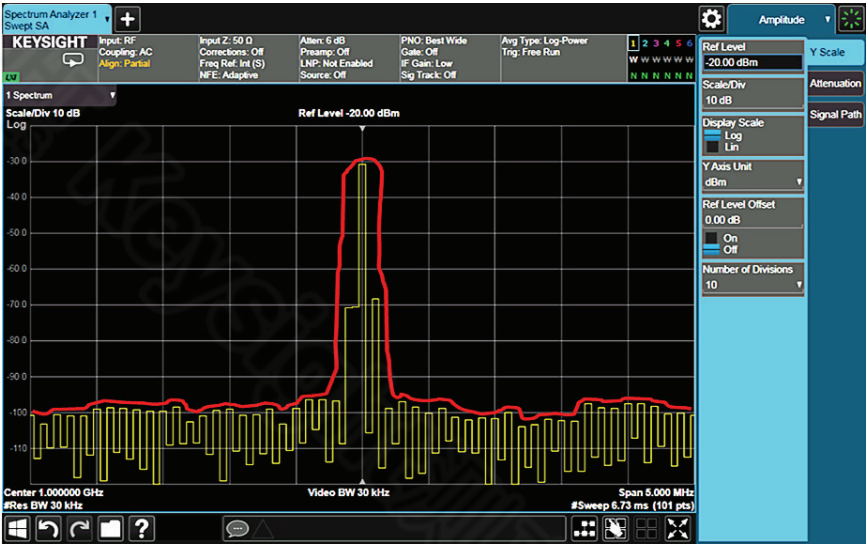


图 2-26. 正态检波显示出两个峰值而实际只存在一个

平均检波

虽然现代数字调制方案具有类噪声特性，但**取样**检波不能提供我们所需的所有信息。比如在测量一个 W-CDMA 信号的信道功率时，我们需要集成信号的均方根值，这个测量过程涉及到频谱仪一定频率范围内的信号收集单元的总功率，**取样**检波并不能提供这个信息。

虽然一般频谱仪是在每个信号收集单元内多次收集幅度数据，但取样检波只保留这些数据中的一个值而忽略其他值。而平均检波会使用该时间（和频率）间隔内的该信号收集单元内所有数据，一旦数据被数字化并且我们知道其实现的环境，便可以将数据以多种方法处理从而获得想要的结果。

某些频谱仪将功率（基于电压的均方根值）取平均的检波称为 rms（均方根）检波。Keysight X 系列信号分析仪的平均检波功能包括功率平均、电压平均和信号的对数平均，不同的平均类型可以通过按键单独选择：

功率 (rms) 平均是对信号的均方根电压取平均值，这是将一个信号收集单元内测得的电压值取平方和再开方然后除以频谱仪输入特性阻抗（通常为 50 Ω ）而得到。功率平均计算出真实的平均功率，最适用于测量复杂信号的功率。

电压平均是将一个信号收集单元内测得的信号包络的线性电压值取平均。在 EMI 测试中通常用这种方法来测量窄带信号（这部分内容将在下一节做进一步讨论）。电压平均还可以用来观察 AM 信号或脉冲调制信号（如雷达信号、TDMA 发射信号）的上升和下降情况。

对数功率 (视频) 平均是将一个信号收集单元内测得的信号包络的对数幅度值（单位为 dB）取平均。它最适合用来观察正弦信号，特别是那些靠近噪声的信号。¹¹

因此，使用功率为平均类型的平均检波方式提供的是基于 rms 电压值的真实平均功率，而平均类型为电压的检波器则可以看作是通用的平均检波器。平均类型为对数的检波器没有其他等效方式。

采用平均检波测量功率较取样检波有所改进。取样检波需要进行多次扫描以获取足够的数据点来提供精确的平均功率信息。平均检波使得对信道功率的测量从某范围内信号收集单元的求和变成代表着频谱仪某段频率的时间间隔的合成。在快速傅立叶变换 (FFT) 频谱仪¹²中，用于测量信道功率的值由显示数据点的和变为了 FFT 变换点之和。

在扫频和 FFT 两种模式下，这种合成捕获所有可用的功率信息，而不像取样检波那样只捕获取样点的功率信息。所以当测量时间相同时，平均检波的结果一致性更高。在扫描分析时也可以简单地通过延长扫描时间来提高测量结果的稳定性。

EMI 检波器：平均检波和准峰值检波

平均检波的一个重要应用是用于检测设备的电磁干扰 (EMI) 特性。在这种应用中，上一节所述的电压平均方式可以测量到可能被宽带脉冲噪声所掩盖的窄带信号。在 EMI 测试仪器中所使用的平均检波将取出待测的包络并使其通过一个带宽远小于 RBW 的低通滤波器，此滤波器对信号的高频分量（如噪声）做积分（取平均）运算。若要在一个没有电压平均检波功能的老式频谱分析仪中实现这种检波类型，需将频谱仪设置为线性模式并选择一个视频滤波器，它的截止频率需小于被测信号的最小 PRF（脉冲重复频率）。

准峰值检波 (QPD) 同样也用于 EMI 测试中。QPD 是峰值检波的一种加权形式，它的测量值随被测信号重复速率的下降而减小。也就是，一个给定峰值幅度并且脉冲重复速率为 10 Hz 的脉冲信号比另一个具有相同峰值幅度但脉冲重复速率为 1 kHz 的信号准峰值要低。这种信号加权是通过带有特定充放电结构的电路和由 CISPR¹³ 定义的显示时间常量来实现。

11. 参见第 5 章“灵敏度和噪声”。

12. 有关 FFT 分析仪的更多信息参见第 3 章。FFT 频谱分析仪同时对多个信号收集单元的数据进行数学处理，从而提高了测量速度。

13. CISPR，国际无线电干扰特别委员会，由一些国际组织建立于 1934 年，致力于解决无线电干扰。它是由国际电工委员会 (IEC) 和许多其他国际组织的委员所组成的一个非政府组织，其所推荐的标准通常成为世界各地的政府监管机构所采用的法定 EMC 测试要求的基础。

QPD 也是定量测量信号“干扰因子”的一种方法。设想我们正在收听某一遭受干扰的无线电台, 如果只是每隔几秒偶而听见由噪声所引起的“嗞嗞”声, 那么基本上还可以正常收听节目, 但是, 如果相同幅度的干扰信号每秒出现 60 次, 就无法再正常收听节目了。

平滑处理

在频谱仪中有几种不同的方法来平滑包络检波器输出幅度的变化。第一种方法是前面已经讨论过的平均检波, 还有两种方法: 视频滤波和迹线平均¹⁴。下面将对它们进行介绍。

视频滤波

要识别靠近噪声的信号并不只是 EMC 测量遇到的问题。如图 2-27 所示, 频谱仪的显示是被测信号加上它自身的内部噪声。为了减小噪声对显示信号幅度的影响, 我们常常对显示进行平滑或平均, 如图 2-28 所示。频谱仪所包含的可变视频滤波器就是用作此目的。它是一个低通滤波器, 位于包络检波器之后, 并且决定了视频信号的带宽, 该视频信号稍后将被数字化以生成幅度数据。此视频滤波器的截止频率可以减小到小于已选定的分辨率带宽 (IF) 滤波器的带宽。这时候, 视频系统将无法再跟随经过中频链路的信号包络的快速变化。结果就是对被显示信号的平均或平滑。

更多信息

关于噪声游标的更详细讨论, 请参见《频谱和信号分析仪的测量和噪声》—应用指南, 5966-4008CHCN。

14. 第四种方法称为噪声游标, 我们在第 5 章“灵敏度和噪声”中做介绍。

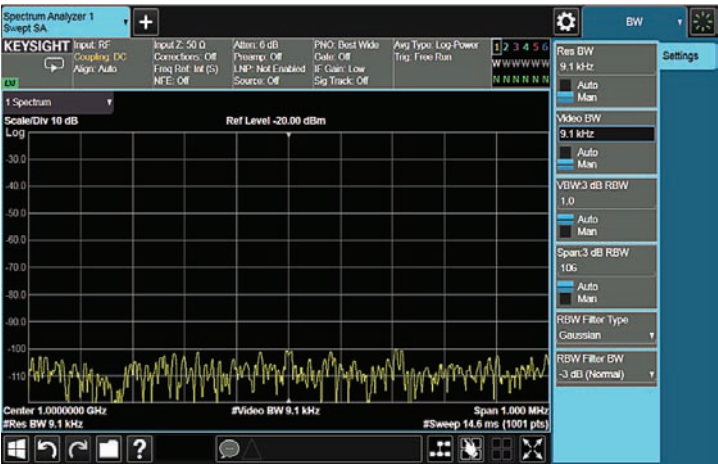


图 2-27. 频谱分析仪显示的信号加噪声

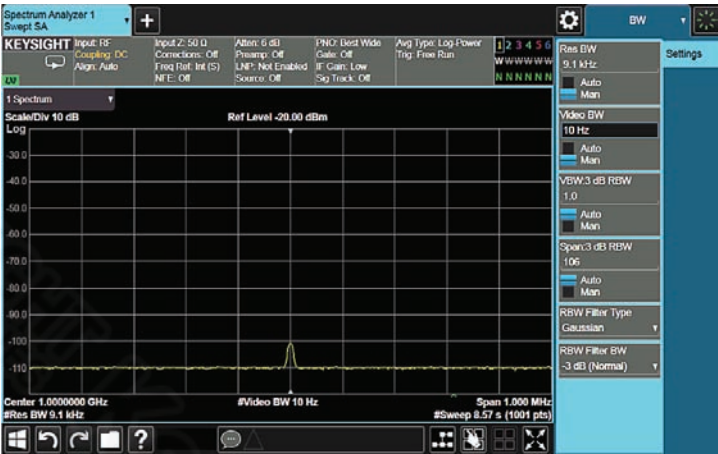


图 2-28. 图 2-27 中的信号经充分平滑后的显示

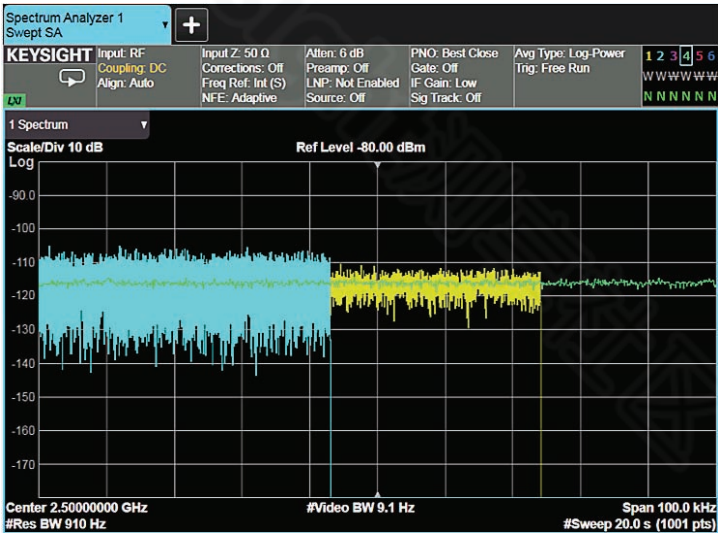


图 2-29. VBW 与 RBW 比值分别为 3:1、1:10、1:100 时的平滑效果

这种效果在测量噪声时最为明显，尤其是选用高分辨率带宽的时候。当减小视频带宽，那么噪声峰峰值的波动变化也随之减小。如图 2-29 所示，减小的程度（平均或平滑的程度）随视频带宽和分辨率带宽的比值而变。当比值小于或等于 0.01 时，平滑效果较好，而比值增大时，平滑效果则不太理想。视频滤波器不会对已经平滑的信号迹线（例如显示的正弦信号已可以很好地与噪声区分）有任何影响。

如果将频谱仪设置为正峰值检波模式，可以注意到以下两点：首先，如果 $VBW > RBW$ ，则改变分辨率带宽对噪声的峰峰值起伏影响不大。其次，如果 $VBW < RBW$ ，则改变视频带宽似乎会影响噪声电平。噪声起伏变化不大是因为频谱仪当前只显示了噪声的峰值。不过，噪声电平表现出随着视频带宽而变，这是由于平均（平滑）处理的变化，因而使被平滑的噪声包络的峰值改变，如图 2-30a。选择平均检波模式，平均噪声电平并不改变，如图 2-30b。

由于视频滤波器有自己的响应时间，因此当视频带宽 VBW 小于分辨率带宽 RBW 时，扫描时间的改变近似与视频带宽的变化成反比，扫描时间（ST）通过以下公式来描述：

$$ST \approx \frac{k(\text{Span})}{(RBW)(VBW)}$$

分析仪根据视频带宽、扫宽和分辨率带宽，自动设置相应的扫描时间。

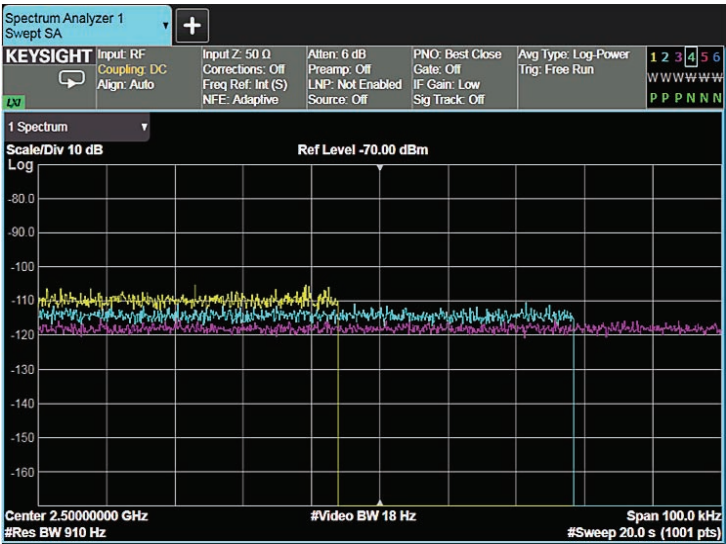


图 2-30a. 正峰值检波模式：减小视频带宽使峰值噪声变小，但不能降低平均噪声电平

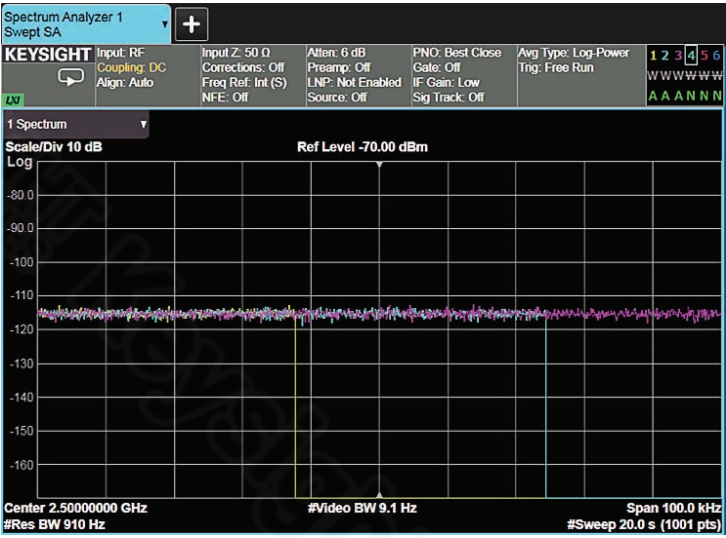


图 2-30b. 平均检波模式：无论 VBW 与 RBW 的比值为多少（3:1、1:10、1:100），噪声电平保持不变

迹线平均

数字显示提供了另一种平滑显示的选择：迹线平均。这是与使用平均检波器完全不同的处理过程。它通过逐点的两次或多次扫描来实现平均，每一个显示点的新数值由当前值与前一个平均值再求平均得到：

$$A_{avg} = \left(\frac{n-1}{n}\right) A_{prior\ avg} + \left(\frac{1}{n}\right) A_n$$

式中

A_{avg} = 新平均值

$A_{prior\ avg}$ = 上次扫描所得平均值

A_n = 当前扫描所得测量值

n = 当前扫描次数

因此，经过若干扫描后显示会渐渐趋于一个平均值。通过设置发生平均的扫描次数，可以像视频滤波那样选择平均或平滑的程度。图 2-31 显示了不同扫描次数下获得的迹线平均效果。尽管迹线平均不影响扫描时间，但因为多次扫描需要一定的时间，因此要达得期望的平均效果所用的时间与采用视频滤波方式所用的时间大致相同。

在大多数场合里无论选择哪种显示平滑方式都一样。如果被测信号是噪声或非非常接

近噪声的低电平正弦信号，则不管使用视频滤波还是迹线平均都会得到相同的效果。

不过，两者之间仍有一个明显的区别。视频滤波是对信号实时地进行平均，即随着扫描的进行我们看到的是屏幕上每个显示点的充分平均或平滑效果。每个点只做一次平均处理，在每次扫描上的处理时间约为 $1/VBW$ 。而迹线平均需要进行多次扫描来实现显示信号的充分平均，且每个点上的平均处理发生在多次扫描所需的整个时间周期内。

所以对于一些信号来说，采用不同的平滑方式会得到截然不同的效果。比如对一个频谱随时间变化的信号采用视频平均时，每次扫描都会得到不同的平均结果。但是如果选择迹线平均，所得到的结果将更接近于真实的平均值，见图 2-32a 和 2-32b。

图 2-32a 和 2-32b 显示对调频广播信号分别应用视频滤波和迹线平均，所产生的不同效果。



图 2-31. 扫描次数分别为 1、5、20、100（每组扫描对应迹线位置偏移从上到下）时的迹线平均效果

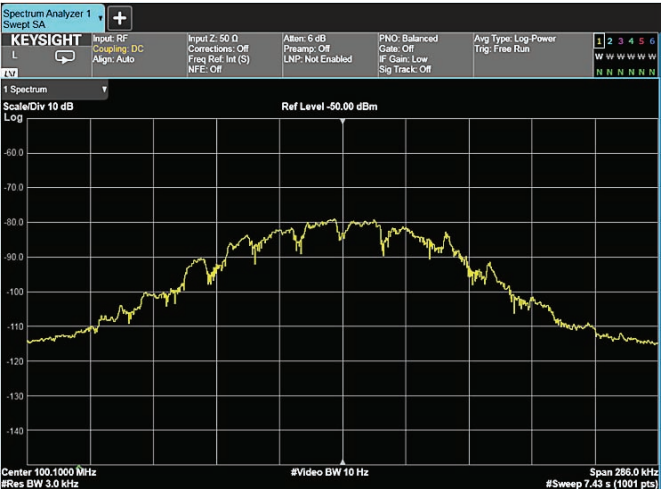


图 2-32a. 视频滤波

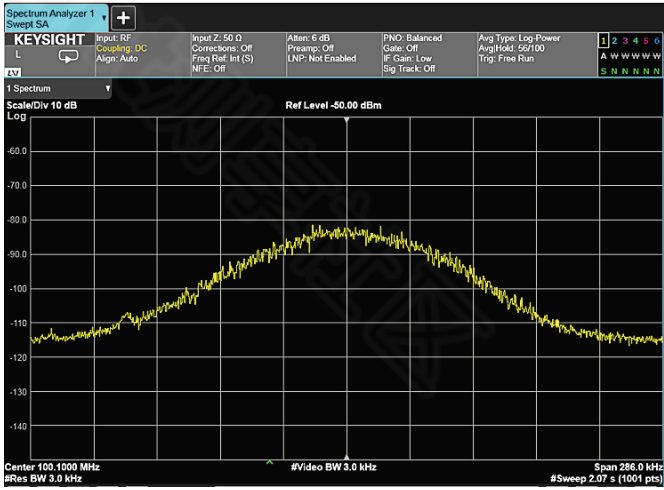


图 2-32b. 迹线平均

时间选通

具有时间选通功能的频谱分析仪可以获得频域上占据相同部分而时域上彼此分离的信号的频谱信息。通过利用外部触发信号调整这些信号间的间隔，可以实现如下功能：

- 测量在时域上彼此分离的多个信号中的任意一个（例如，您可以分离出两个时分而频率相同的无线信号的频谱）
- 测量 TDMA 系统中某个时隙的信号频谱
- 排除干扰信号的频谱，比如去除只存在于一段时间的周期性脉冲边缘的瞬态过程

为什么需要时间选通

传统的频域频谱分析仪在分析某些信号时只能提供有限的信息。这些较难分析的信号类型包括：

- 射频脉冲
- 时间复用
- 时分多址 (TDMA)
- 频谱交织或非连续
- 脉冲调制

有些情况，时间选通功能可以帮助您完成一些往常即便有可能进行但也非常困难的测量。

测量时分双工信号

如何使用时间选通功能执行复杂的测量，请见图 2-33a。图中显示了一个简化的数字移动信号，其中包含无线信号 #1 和 #2，它们占据同一频道而时间分用。每路信号发送一个 1 ms 的脉冲，然后关闭，而后另一路信号再发送 1 ms。问题的关键是如何测量每个发射信号单独的频谱。

令人遗憾的是，传统的频谱分析仪并不能实现这一点。它只能显示两个信号的混合频谱，如图 2-33b 所示。而现代分析仪利用时间选通功能以及一个外部触发信号，就能够观察到单独的无线信号 #1（或 #2）的频谱并确定其是否存在所显示的杂散信号，如图 2-33c。

时间选通可通过以下三种不同方法来实现。不过，有一些关于时间选通的基本概念可适用于任何一种方法。尤其是，您必须能够设置下列四个选项：

- 外部提供的选通触发信号
- 选通控制或触发模式（边缘触发或电平触发）（X 系列信号分析仪可以设置为选通触发释抑模式，以忽略可能出现的错误触发信号。）
- 选通时延设置，它决定了触发信号开始后多久选通电路会被激活并开始观察被测信号
- 选通脉冲宽度设置，它决定了选通开通并进行信号观察的时间长度

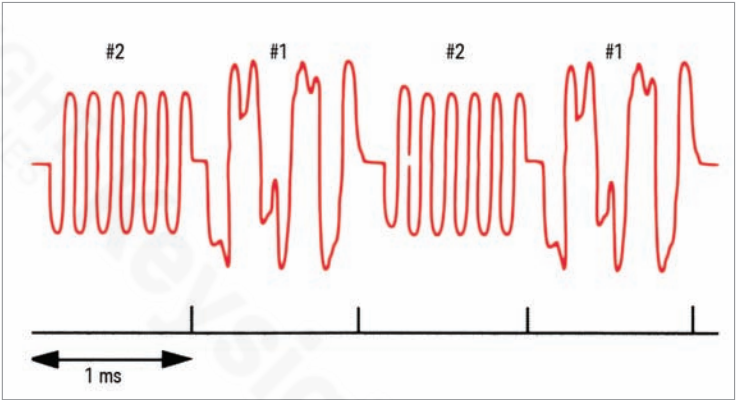


图 2-33a. 在时域里简化的数字移动无线信号

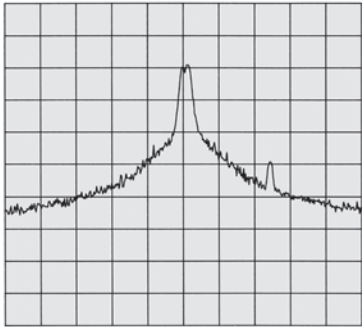


图 2-33b. 两路信号的混合频谱。哪路信号产生了杂散辐射？

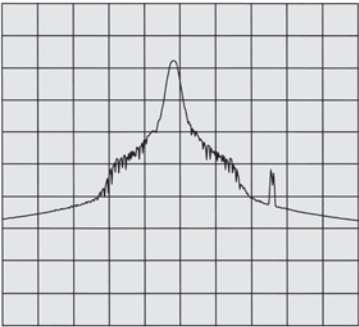


图 2-33c. 信号 #1 的时间选通频谱指出它是杂散辐射的来源

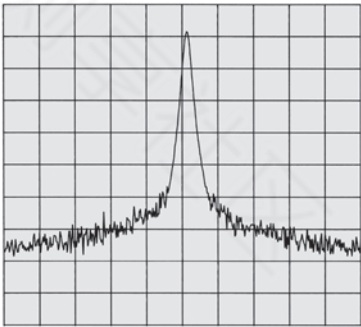


图 2-33d. 信号 #2 的时间选通频谱表明它不存在杂散辐射

调整这些参数可以让您观察到所需的某个时间段的信号频谱。如果刚好在感兴趣的时间段里仅有一个选通信号，那么就可以使用如图 2-34 所示的电平选通信号。但是在许多情况下，选通信号的时间不会与我们要测量的频谱完全吻合。所以更灵活的方法是结合指定的选通时延和选通脉冲宽度采用边缘触发模式来精确定义想测量信号的时间周期。

考虑如图 2-35 所示的 8 个时隙的 GSM 信号。每个突发脉冲序列的长度为 0.577 ms，整个帧长 4.615 ms。我们可能只对某个指定时隙内的信号频谱感兴趣。本例中假设 8 个可用时隙中使用了两个（时隙 1 和 3），如图 2-36。当在频域中观察此信号时，见图 2-37，我们观察到频谱中存在多余的杂散信号。为了解决这个问题并找到干扰信号的来源，我们需要确定它出现在哪一个时隙里。如果要观察时隙 3，我们可以将选通的触发设置在时隙 3 中的突发脉冲序列的上升沿并指定选通时延为 1.4577 ms、选通脉冲宽度为 461.60 μ s，如图 2-38 所示。选通时延确保了在整个突发脉冲序列持续期间我们只测量时隙 3 信号的频谱。注意一定要谨慎地选择选通开始和停止值，以避免突发脉冲序列的上升沿和下降沿，因为需要在测量前留出一些时间等待 RBW 滤波信号稳定下来。图 2-39 显示了时隙 3 的频谱，表明杂散信号并不是由此突发脉冲引起的。

实现时间选通的三种常见方法

- FFT 选通
- 本振选通
- 视频选通

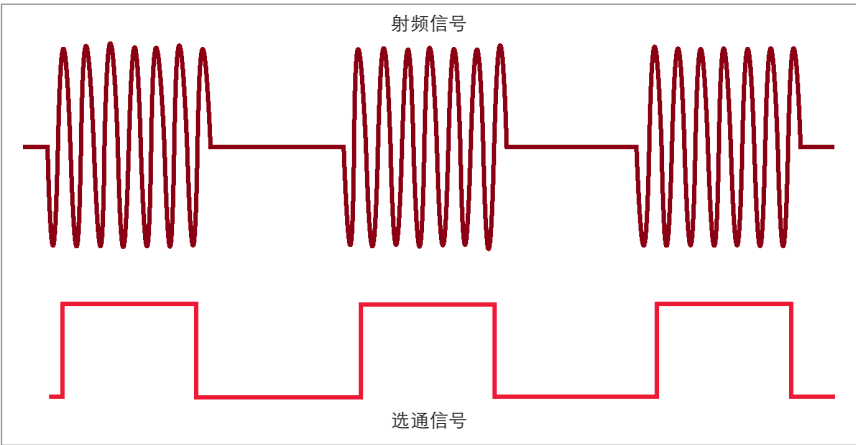


图 2-34. 电平触发：频谱分析仪只在选通触发信号高于某个确定的电平时才测量频谱



图 2-35. 采用 8 个时隙的 TDMA 信号（本例为 GSM 信号），时隙 0 为“关闭”。

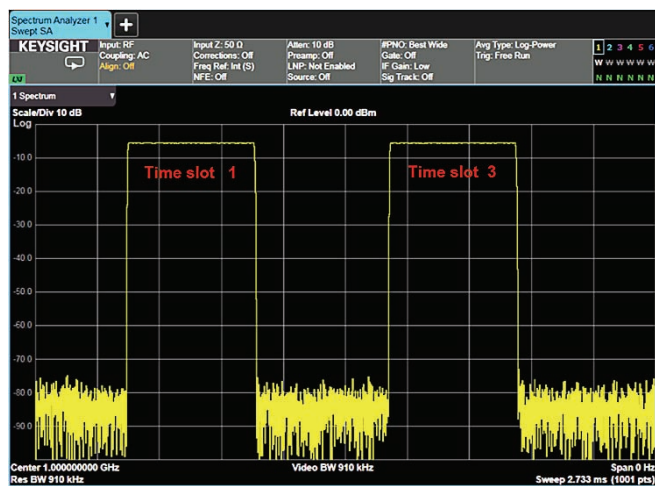


图 2-36. 只有时隙 1 和 3 “开启”的 GSM 信号在零扫宽（时域）时的显示。

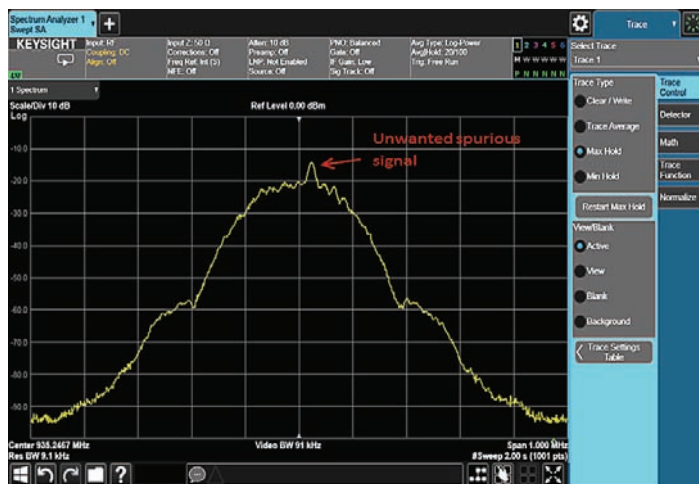


图 2-37. 两个时隙“开启”的 GSM 信号的频域显示，频谱中出现多余的杂散信号。

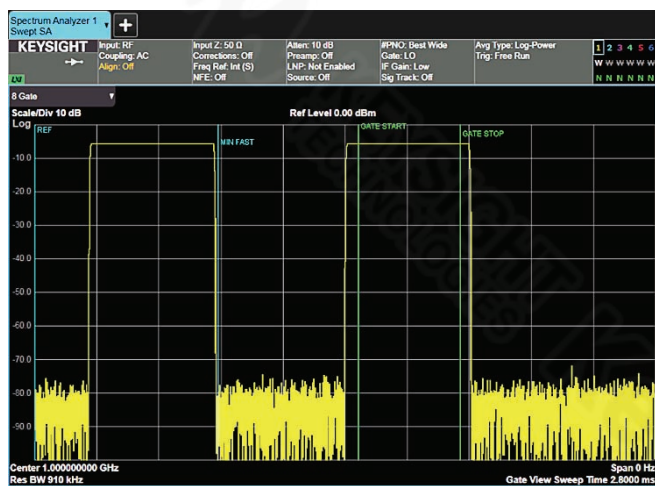


图 2-38. 使用时间选通观察 GSM 信号时隙 3 的频谱。

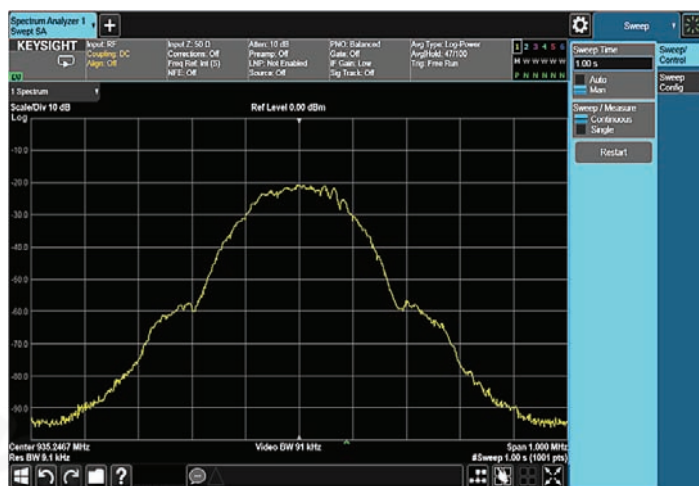


图 2-39. 时隙 3 的频谱表明杂散信号不是由此突发脉冲导致的。

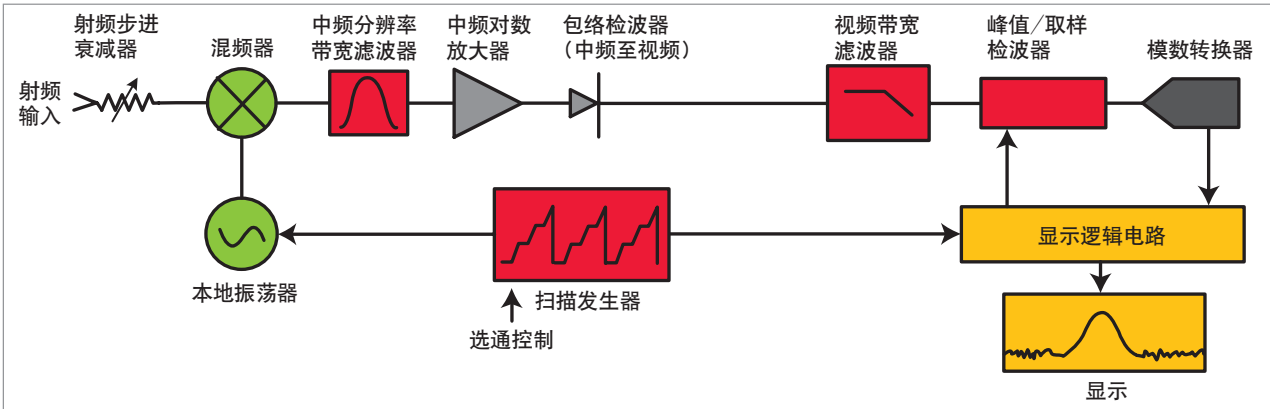


图 2-40. 在本振选通模式下，本振只在选通间隔内扫描

选通 FFT

Keysight X 系列信号分析仪具有内置的 FFT 功能。在此模式下，触发启用后经过所选时延，频谱仪开始捕获数据并进行 FFT 处理。中频信号经数字化后在 1.83/RBW 的时间周期内被采集。基于这个数据采集计算 FFT，得到信号的频谱。因此，该频谱存在于已知时间段的某个特定时间。当频谱仪扫宽比 FFT 最大宽度窄时，这是速度最快的选通技术。

为了获得尽可能大的频率分辨率，应选择频谱仪可用的最小的 RBW（它的捕获时间与待测时间周期相适应）。但实际上并非总需如此，您可以选择一个较宽的 RBW 同时相应地减小选通脉冲宽度。在 FFT 选通应用中最小可用的 RBW 通常比其他选通技术的最小可用 RBW 更窄，因为在其他技术里中频必须在脉冲持续期内充分稳定，这要比 1.83/RBW 更长的时间。

本振选通

本振选通有时也称为扫描选通，是另一项时间选通技术。在本振选通模式下，我们通过控制由扫描发生器产生的斜坡电压来扫描本振，如图 2-40 所示。像所有频谱仪一样，当选通信号开启时，本振信号在频率上爬升。当选通关闭后，扫描发生器的输出电压固定，本振在频率上停止上升。由于这种技术可以在每个突发脉冲信号持续期间内对多个信号收集单元进行测量，因此它的速度比视频选通快很多。我们同样以前面提到的 GSM 信号为例。

用标准非选通模式的 X 系列信号分析仪扫过 1 MHz 扫宽需要 14.6 ms，如图 2-41 所示。如果选通脉冲宽度为 0.3 ms，频谱仪必须在 49（14.6 除以 0.3）个选通信号间隔时间内扫描；如果 GSM 信号的完整帧长为 4.615 ms，那么总的测量时间就等于 49 个选通信号间隔乘以 4.615 ms 等于 226 ms。这与后面所说的视频选通技术相比在速度上有了很大的提高。X 系列信号分析仪和 PSA 系列频谱分析仪均具有本振选通功能。

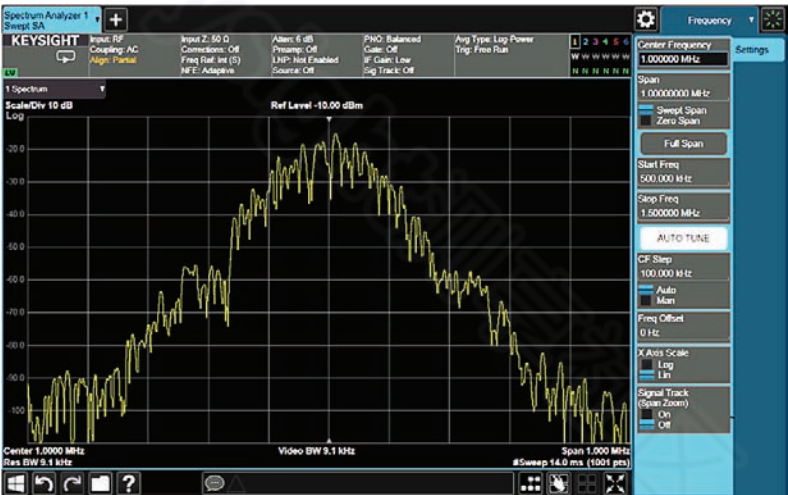


图 2-41. GSM 信号频谱

视频选通

一些频谱仪 (包括 Keysight 8560、8590 和 ESA 系列) 采用了视频选通的信号分析技术。这种情况下, 当选通信号处于截止状态时视频电压被关闭或为“负无穷大”。检波器设置为峰值检波, 扫描时间的设置必须保证选通信号在每个显示点或信号收集单元内至少出现一次, 从而确保峰值检波器能够获得相应时间间隔内的真实数据, 否则会出现没有数据值的迹线点, 进而

导致不完整的显示频谱。因此, 最小扫描时间 = 显示点数 $N \times$ 突发脉冲的时间周期。例如, 在 GSM 测量中, 完整帧长为 4.615 ms, 假设 ESA 频谱仪设置为缺省显示点数 401, 那么对于 GSM 视频选通测量的最小扫描时间是 $401 \times 4.615 \text{ ms} = 1.85 \text{ s}$ 。

有些 TDMA 格式的周期时间长达 90 ms, 导致如果使用视频选通技术需要很长的扫描时间。

现在, 您已经知道典型的模拟频谱分析仪的工作原理, 以及部分重要功能特性的使用方法, 接下来要讨论的是当使用数字技术替代某些模拟电路时, 对频谱分析仪的性能有何改善。

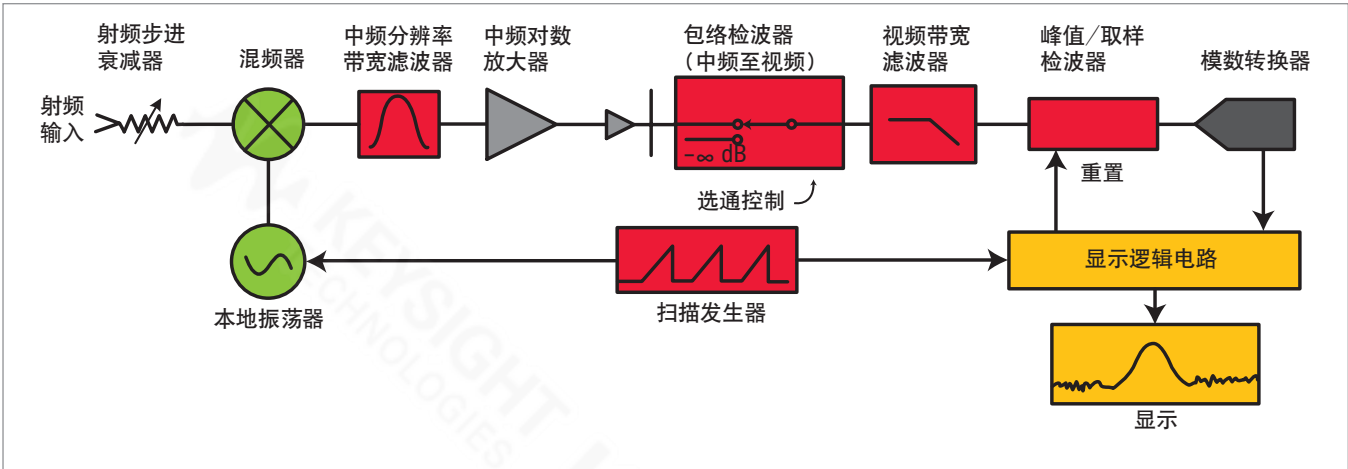


图 2-42. 具有视频选通的频谱分析仪的结构框图

第 3 章 数字中频概述

自 20 世纪 80 年代以来，频谱分析最深刻巨大的变化之一就是数字技术的应用代替了以往仪器中模拟电路实现的部分。随着高性能模数转换器的推出，最新的频谱分析仪与仅仅几年前的产品相比，可以在信号通路的更早阶段对输入信号进行数字化。这种变化在频谱分析仪的中频部分体现的最为明显。数字中频对频谱分析仪的性能有很大提高，它极大地改善了其测量速度、精度以及利用高性能 DSP 技术测量复杂信号的能力。

数字滤波器

Keysight ESA-E 系列频谱分析仪采用了一部分数字中频电路。传统的模拟 LC 和晶体滤波器只能实现 1 kHz 及更高的分辨率带宽 (RBW)，而采用数字技术则可使最窄的带宽达到 1 Hz 至 300 Hz。

如图 3-1 所示，线性模拟信号经下变频至中频 8.5 kHz，并通过一个带宽只有 1 kHz

的带通滤波器，随后该中频信号经过放大，以 11.3 kHz 的速率被采样及数字化。

信号一旦经过数字化后，便对其进行快速傅立叶变换。为了对合适的信号进行转换，分析仪必须是固定调谐的（不扫描），即这种转换必须是对时域信号进行的。因此当我们选择某一个数字分辨率带宽时，ESA-E 系列分析仪以 900 Hz 的步进递增本振频率，而不是连续扫描。这种步进式调谐可以从显示屏上观察到，当数字处理完成后，显示以 900 Hz 的步进更新。

稍后我们会看到另一些频谱仪和信号分析仪 (Keysight X 系列分析仪) 使用了全数字化中频技术，即仪器中所有的分辨率带宽滤波器均采用数字技术实现。

这些频谱仪采用数字处理的一个关键好处是它的带宽选择性可达到约 4:1。即使是最窄的滤波器也可以达到这样的选择性，我们可以用它来分辨频率非常接近的信号。

在第 2 章里，我们计算了两个相距 4 kHz 的信号经过一个带宽为 3 kHz 的模拟滤波器时的边缘选择特性。让我们再对数字滤波器做相同的计算，一个好的数字滤波器的选择性模型是类高斯分布：

$$H(\Delta f) = -3.01 \text{ dB} \times \left[\frac{\Delta f}{\text{RBW}/2} \right]^\alpha$$

其中 $H(\Delta f)$ 是滤波器边缘下降值 (单位 dB)。

Δf 是相对于中心频率的频率偏移 (单位 Hz)， α 是控制选择性的参数。对于一个理想的高斯滤波器， α 的值等于 2。是德科技频谱分析仪的扫频式 RBW 滤波器是基于 $\alpha = 2.12$ 的准高斯模型，因而其选择性的比值为 4.1:1。

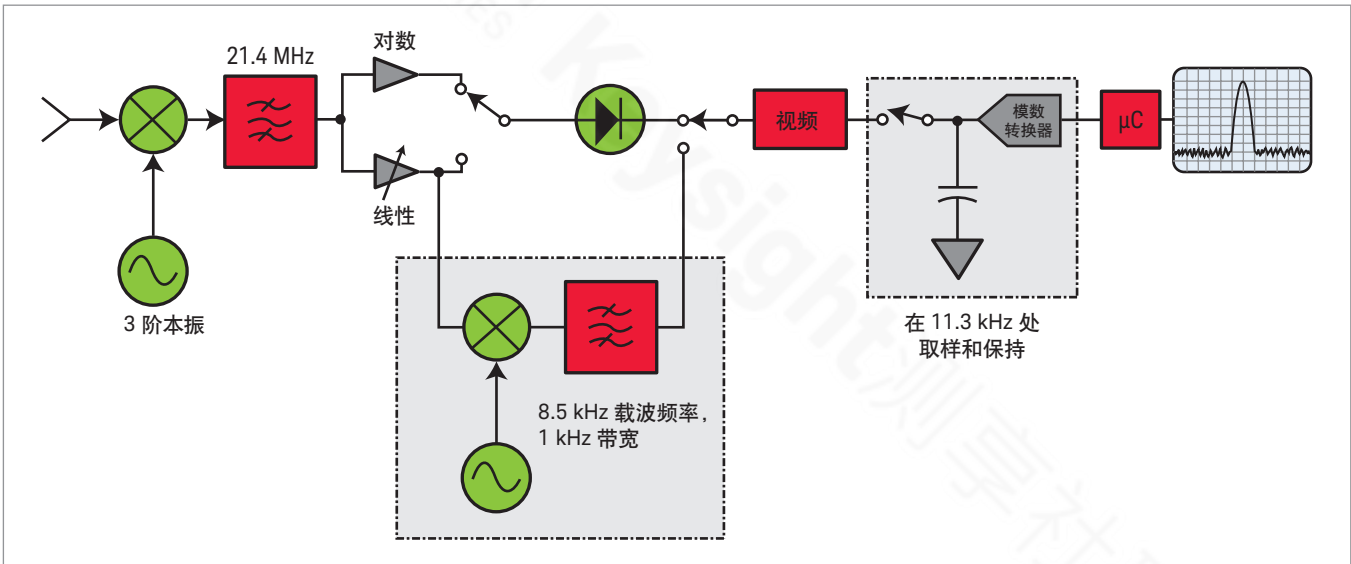


图 3-1. ESA-E 系列频谱仪中的 1、3、10、30、100 和 300 Hz 分辨率带宽滤波器的数字实现方法

1. 严格说来，信号一旦经过数字化就不再是中频 (IF)，这个点上的信号是用数字化的数值来表示。不过，我们使用术语“数字中频”来描述这种替代了传统频谱分析仪中所采用的模拟中频的数字处理技术。

把例子中的数值代入公式，我们得到：

$$H(4\text{ kHz}) = -3.01\text{ dB} \times \left[\frac{4000}{3000/2} \right]^{2.12} = -24.1\text{ dB}$$

在频率偏移 4 kHz 处，模拟滤波器的边缘下降为 -14.8 dB，与之相比，带宽为 3 kHz 的数字滤波器下降了 -24.1 dB。由于数字滤波器具备这种优良的选择性，它更能分辨出频率非常接近的信号。

全数字中频

Keysight X 系列等频谱分析仪首次将多项数字技术结合从而实现了全数字中频，这种全数字中频给用户带来很大好处。用于窄扫宽的 FFT 分析和用于宽扫宽的扫频分析的联合使用，优化了扫描过程，使得测量能够尽可能快速地完成。在结构上，模数转换器 (ADC) 和其他数字硬件的改进使模数转换器的位置能够更接近于频谱仪的输入端。

下面让我们先来观察 X 系列信号分析仪的全数字中频结构框图，如图 3-2 所示。

在此结构中，160 个分辨率带宽滤波器全部采用数字技术实现，但在模数转换器之前还会有模拟电路：首先是下变频的几个阶段，其次是一对单极点前置滤波器（其中一个为本振滤波器，另一个为晶体滤波器）。这里的前置滤波器与模拟中频的一样，用来防止后续过程对三阶失真的进一步放大。此外，它还能通过自动定标实现动态范围扩展，此单极点前置滤波器的输出将连接至自动定标 (autorange) 检波器和抗混叠滤波器。

与任何基于 FFT 的中频结构一样，抗混叠滤波器必须防止混叠现象（即带外的混叠信号成为模数转换器的取样信号）。这种滤波器拥有多个极点，所以有很大的群时延。

即使是下变频至中频的一个快速上升的射频 (RF) 脉冲，在经过此抗混叠滤波器时也会经历大于三个模数转换器时钟 (30 MHz) 周期的时延，这段时延给了频谱仪时间使其在接近的大信号造成 ADC (模数转换器) 过载之前可将它识别出来。控制自动幅度调节检波器的逻辑电路会在大信号到达 ADC 前减小信号的增益，从而防止削波。如果信号包络长时间处于较小值，该自动幅度调节电路就会相应地提高增益，降低输入端的有效噪声影响，同时 ADC 之后的数字增益也会作相应地改变以补偿 ADC 之前的模拟增益的变化。结果就是当扫频模式下启用自动幅度调节功能可以获得一个很宽动态范围的“浮点式”模数转换器。

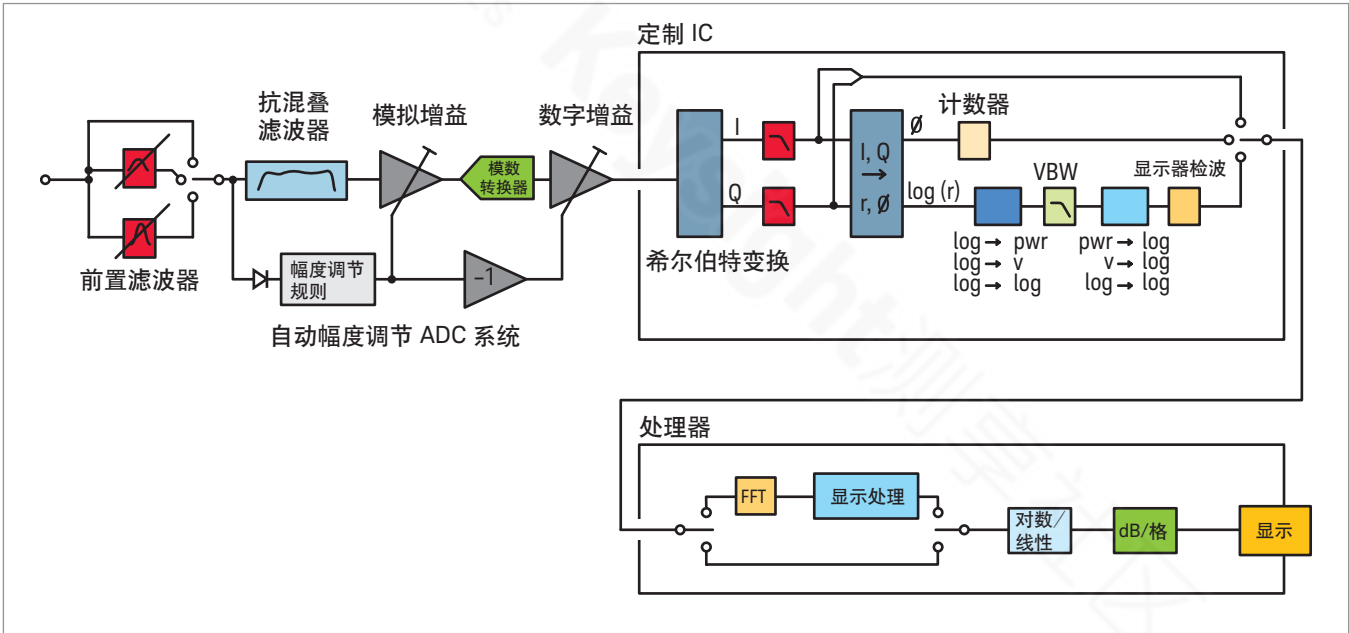


图 3-2. Keysight X 系列信号分析仪全数字中频结构方框图

图 3-3 描绘了 X 系列分析仪的扫描方式。单极点前置滤波器允许增益在频谱仪调谐至远离载波频率时变得很高，而随着与载波频率的逐渐靠近，增益降低，ADC 量化噪声增大。该噪声电平的大小取决于信号距离载波的频率，因此它看起来像是一种阶梯状的相位噪声。不过，相位噪声与这种自动幅度调节的噪声并不同。频谱分析仪无法避免相位噪声，而减小前置滤波器的带宽可以降低大多数载波频率偏移处的自动幅度调节的噪声。又由于前置滤波器的带宽近似等于 RBW 的 2.5 倍，所以减小 RBW 也会减小自动幅度调节的噪声。

专用数字信号处理集成电路

我们回到数字中频的框图(图 3-2)，ADC 增益由模拟增益确定并经过数字增益纠正后，一个专用的集成电路开始处理信号样本。首先，它把 30 MHz 的中频信号样本分离成速率减半 (15 Mpairs/s) 的 I、Q 两路，并用一个增益和相位与单极点模拟前置滤波器相反的单级数字滤波器给 I、Q 两路一个高频提升。然后 I、Q 信号经过一个接近于理想高斯响应的线性相位滤波器进行低通滤波。高斯滤波器由于最佳地折衷了频域性能(形状因子)和时域性能(对快速扫描的响应)，经常被应用在扫频式频谱分析里。随着信号带宽的减小，I、Q 信号可能被抽取并送至处理器作 FFT 处理或解调。尽管 FFT 运算可以覆盖的频段跨度高达抗混叠滤波器的 10 MHz 带宽，但是即使在较窄的 FFT 宽度(比如 1 kHz)和窄 RBW(比如 1 Hz)情况下，要进行 FFT 运算也需要 2 千万个数据点。对较窄的扫宽使用抽取技术可以大大减少 FFT 运算所需的数据点个数，提高计算速度。

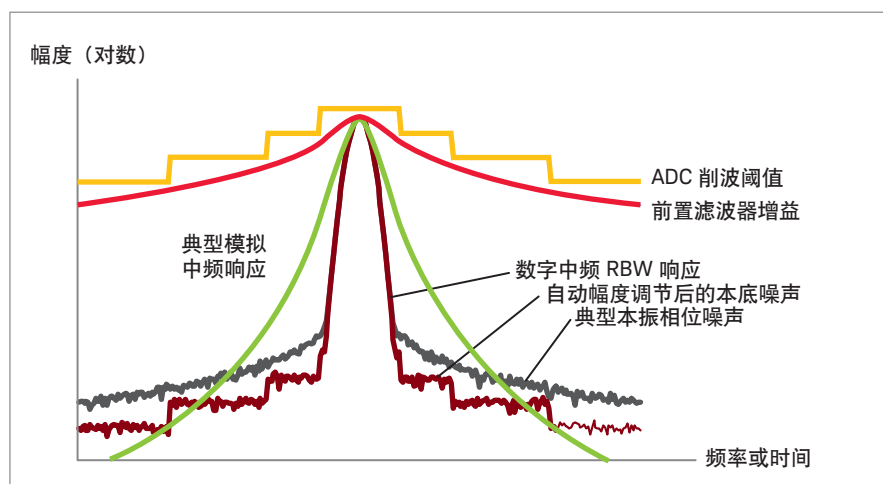


图 3-3. 自动幅度调节使 ADC 噪声接近于载波而低于本振噪声或 RBW 滤波器响应

对于扫频分析，经滤波的 I、Q 信号被转换为幅度/相位对的形式。传统的扫频分析，幅度信号经视频带宽 (VBW) 滤波器并通过显示检波电路获取样本值。对数/线性显示和每标度分贝值的选择在处理器中完成，所以信号不必重复测量就可以在屏幕上以任意比例显示其迹线。

其他视频处理功能

VBW 滤波器通常用于平滑信号的对数幅度，不过它还有许多其他功能。它能够在滤波之前将对数幅度转换为电压包络，并在显示检波之前以同样的方法将其转换回来。

在零扫宽情况下观察脉冲射频频包络形状的理想方法是以线性电压标度显示滤出的信号幅度。对数幅度信号也可以在滤波前被转换为功率信号(幅度的平方)然后再被转换回去。功率信号滤波使得分析仪对具有类噪声特性的信号，如数字通信系统信号和对具有相同 rms 电压值的 CW 信号都给出相同的平均响应。一个日益增长的应用需求是测量一个信道或一段频率范围内的总功率。

在这种测量中，显示数据代表的是本振扫过该数据点的时间段内的平均功率。VBW 滤波器还可以被配置为一个累加器对对数、电压或功率进行平均。

频率计数

扫频式频谱分析仪通常都有一个频率计数器。它负责记录中频信号的过零次数以及在余下转换过程中相对于本振已知偏移量的频率偏移。如果计数器能够达到每秒计一次，可以实现 1 Hz 的高分辨率。

由于采用了数字合成本振和全数字 RBW，X 系列信号分析仪的固有频率精度很高(扫宽的千分之一)。另外，X 系列信号分析仪还包含一个不仅能记录过零次数，还能记录相位变化的频率计数器。所以它能够在 0.1 秒内分辨数十毫 Hz 的频率。有了这种设计，分辨频率变化的能力不再受频谱仪的限制，而是由待记录信号的噪声水平决定。

全数字中频的更多优势

我们已经讨论了全数字中频信号分析仪的诸多功能：功率/电压/对数视频滤波、高分辨率频率计数、存储迹线的对数/线性转换、卓越的形状因子、显示数据点的平均检波模式、160 个 RBW，当然还有 FFT 和扫频处理。频谱分析中，RBW 滤波器的滤波过程会产生频率和幅度测量上的误差，该误差随扫描速率的变化而变化。对于固定水平的误差，全数字中频结构中线性相位的 RBW 滤波器比起模拟滤波器具有更快的扫描速度。数字实现还可以进行众所周知的频率和幅度读数补偿，允许的扫描速度通常是老式频谱仪的四倍。Keysight X 系列信号分析仪可以达到 50 倍以上的扫描速度（见第 2 章 数字分辨率滤波器）。

数字技术实现的对数放大非常精确。整个分析仪的典型误差比制造商用来检验对数保真度的测量不确定度小很多。当分析仪混频器输入低于 -20 dBm 的任意电平时，对数保真度的指标为 ± 0.07 dB。与模拟中频一样，对数放大器的范围不会限制低电平信号的对数保真度，这个范围只受混频器输入端的 -155 dBm 噪声的限制。由于上游电路高功率处的单音压缩，混频器输入端低于 -10 dBm 信号的保真度指标降至 ± 0.13 dB。与之相比，模拟对数放大器的指标容限通常在 ± 1 dB 的范围。

其他与中频相关部件的精度也有所提高。中频预选器是模拟的，必须像模拟滤波器那样做校准，因此受制于校准误差。但它的性能比大多数模拟滤波器好得多。由于需要制造的结构只有 1 级，相比模拟中频分析仪的 4 级或 5 级滤波器，这样的滤波器稳定很多。从而 RBW 滤波器之间的增益变化指标被控制在 0.03 dB，优于全模拟中频设计 10 倍。

中频带宽的精度取决于滤波器数字部分的稳定性限制和模拟预选器的校准不确定度。还是同样，预选器非常稳定，仅贡献了 5 级结构 RBW 所产生误差的 20%。所以，大部分 RBW 值都在他们指定设置带宽的 2% 之内，而模拟中频分析仪的指标是 10% 至 20%。

提高带宽精度最重要的目的是最小化信道功率以及类似测量的不准确性。我们知道 RBW 滤波器的噪声带宽指标比其 2% 的设置容限更好，噪声游标和信道功率测量的容限经修正是 $\pm 0.5\%$ 。因此，带宽不确定度对噪声密度和信道功率测量的幅度误差影响只有 ± 0.022 dB。

最后，因为没有依赖于基准电平的模拟增益阶段，分析仪不会出现“中频增益”错误。所有这些技术的改进都意味着应用全数字中频会大大提高频谱分析仪的测量精度，同时它还使在改变频谱仪设置的时候不会严重影响测量不确定度，下一章将会讨论到这一点的具体内容。

第 4 章 幅度和频率精度

我们已经能在显示屏幕上观察到信号，下面来研究幅度精度，或者更确切地说是幅度不确定度。目前大多数频谱分析仪都用绝对精度和相对精度来标定。不过，相对性能会影响到这两类精度，所以先从影响相对测量不确定度的那些因素开始研究。

在讨论这些不确定因素之前，我们再来观察图 4-1 所示的模拟扫描调谐式频谱分析仪的结构框图，看看哪些部分会造成不确定性。然后在本章后续内容中，我们会说明数字中频和各种修正及校准技术是如何从本质上减小测量不确定度的。

造成不确定度的元器件包括：

- 输入连接器（不匹配）
- 射频衰减器
- 混频器和输入滤波器（平坦度）
- 中频增益/衰减（基准电平）
- RBW 滤波器
- 显示标度保真度
- 校准器（方框图中没有画出）

影响测量不确定度的一个重要而又经常被忽略的因素是阻抗失配。频谱仪一般不是理想的输入阻抗，信号源也没有理想的输出阻抗。当阻抗失配时，信号的入射和反射矢量产生的效果可好可坏，因此频谱仪接收到的信号就可能大于或小于原始信号。在大多数情况下，由阻抗失配造成的不确定度通常相当小，但应强调的是，随着近几年频谱仪幅度精度的大幅改善，如今阻抗失配造成的不确定度已经成为总测量不确定度中重要的一部分。总之，改善信号源或频谱仪的匹配性能可以降低测量不确定度。

计算最大匹配误差（单位 dB）的一般公式为：

$$\text{Error (dB)} = -20 \log[1 \pm |(\rho_{\text{analyzer}})(\rho_{\text{source}})|]$$

其中 ρ 代表反射系数。

频谱分析仪的技术资料中一般都规定了输入电压驻波比（VSWR）。已知了 VSWR，就可以用下列公式计算出 ρ 值：

$$\rho = \frac{(\text{VSWR}-1)}{(\text{VSWR}+1)}$$

例如，考虑一个频谱仪的输入 VSWR 为 1.2，被测器件（DUT）输出端口处的 VSWR 为 1.4，则产生的匹配误差等于 ± 0.13 dB。

更多信息

详细了解如何通过改善信号源或分析仪的匹配性能降低测量不确定度，请参见《Keysight PSA 高性能频谱分析仪系列的幅度精度》— 技术概述，5980-3080CHCN。

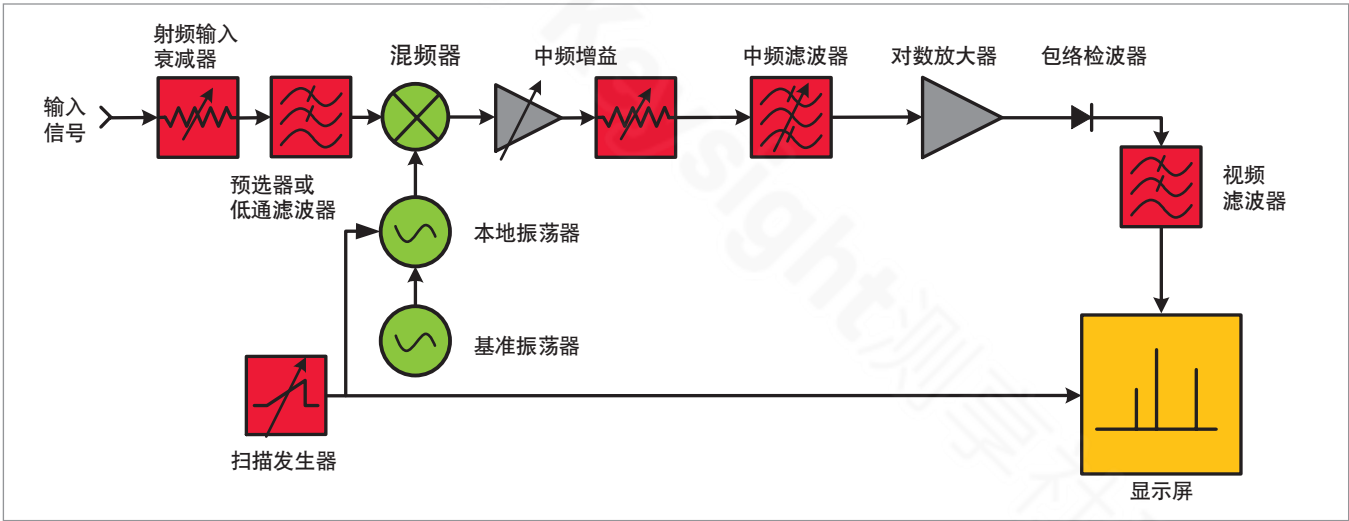


图 4-1. 频谱分析仪结构框图

由于频谱仪的最差匹配发生在输入衰减器设置为 0 dB 的时候, 故应尽量避免 0 dB 的设置。我们还可以在频谱仪输入端附加一个匹配良好的器件(衰减器), 这样便能大大减小由失配所引起的不确定度因素。当要测量的信号远大于噪声电平时, 加入衰减器能够有效地减小测量不确定度。不过当信噪比较小(一般 ≤ 7 dB)时, 附加衰减器反而会加大测量误差, 这是因为噪声功率附加在了信号功率上, 导致偏高的错误读数。

下面我们来分析输入衰减器。某些相对测量需要不同的衰减器设置, 这时我们必须考虑**输入衰减切换的不确定度**。由于射频衰减器必须工作在频谱仪的整个频率范围内, 所以它的步进精度随频率而变化。衰减器还会影响总的频率响应: 可以预见在 1 GHz 处, 衰减器的性能十分良好, 而在 26 GHz 处则不一定有同样令人满意的性能。

信号传输路径上的下一个元器件是输入滤波器。频谱分析仪在低频段使用固定低通滤波器, 在高频段则使用可调带通滤波器, 又称为预选器(将在第 7 章详细讨论)。其中低通滤波器与预选器相比, 有更好的频率响应, 且带来的频率响应误差的不确定度也较小。预选器通常是一个 YIG 调谐滤波器, 它的频响变化范围较大, 在毫米波频段其值在 1.5 dB 到 3 dB 之间。

输入滤波器之后的元器件是混频器和本地振荡器, 它们都会增加**频率响应不确定度**。

图 4-2 显示了一个频段内的频率响应。频率响应通常定义为偏离两极值中点 $\pm x$ dB。频谱仪的频率响应表征了由平坦度以及信号到达第一混频器前(包括第一混频器)各个元器件之间的相互作用产生的总体系统性能。微波频谱分析仪使用不止一个频段来达到 3.6 GHz 以上, 这是通过使用一个具有更高次谐波的本地振荡器来完成的, 我们将在第 7 章对其进行讨论。在对不同频段的信号作相对测量时, 必须考虑每个频段的频率响应以确定总的频率响应不确定度。另外, 某些频谱仪还有**频段切换不确定度**, 也必须被纳入在总的测量不确定度中。

当输入信号转换至中频后, 会通过中频增益放大器和**中频衰减器**以补偿射频衰减器设置的变化和混频器变频损耗, 于是输入信号的幅度都是参考屏幕标度盘最上方的一行, 即众所周知的基准电平。

中频放大器和衰减器只工作于单一频率, 所以对频率响应没有影响。然而, 它们本身的精确程度所引入的某种幅度不确定度总是存在, 这种不确定度被称为**基准电平精度**。

在测量过程中可能发生变化的另一个参数是分辨率带宽。不同的滤波器具有不同的插入损耗, 通常, 当在 LC 滤波器(一般用于较宽的分辨率带宽)和晶体滤波器(用于较窄的分辨率带宽)之间切换时插入损耗差别最大, 由此导致分辨率带宽切换不确定度。

在频谱分析仪上最常用显示信号的方法是采用对数幅度标度, 比如每格为 10 dB 或 1 dB, 所以中频信号一般会通过一个对数放大器, 而此对数放大器的增益特性近似对数曲线, 因此任何相对于理想对数响应的偏移都会增加幅度不确定度。同样, 当频谱仪采用线性标度模式时, 线性放大器也没有完美的线性响应。这种不确定度称为**显示标度保真度**。

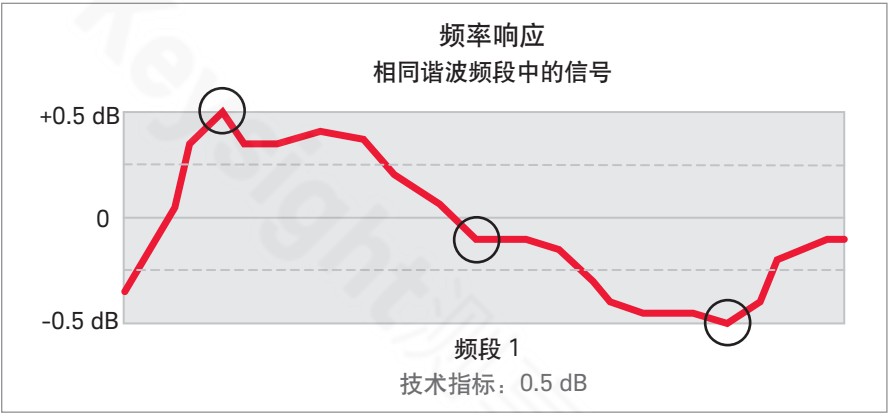


图 4-2. 单频段中的相对频率响应

相对不确定度

当对输入信号进行相对测量时，我们将该信号的某个部分或另一个不同的信号作为基准。例如，在测量二次谐波失真时，我们用信号的基波作为基准，绝对值并不予考虑，而只关心二次谐波与基波的幅度差值。

在最差的相对测量情形下，基波信号可能出现在最高频率响应的点上，而我们想要测量的谐波信号则出现在最低频率响应的点上，相反的情况也会以同样的概率发生。因此，如果相对频响指标是如图 4-2 所示的 $\pm 0.5\text{ dB}$ 的话，那么总的不确定度将是它的 2 倍，即 $\pm 1.0\text{ dB}$ 。

有时被测的两个信号可能分别处于频谱仪的不同频段，这种情况下，严格分析总的不确定度则必须包括这两个频段的平坦度的不确定度之和。

其他不确定度，像 RBW 切换不确定度或基准电平精度，都是对两个信号同时起作用，在相对测量过程中可不予考虑。

绝对幅度精度

这种情况下，严格分析总的不确定度则必须包括这两个频段的平坦度的不确定度之和。因此我们可以依靠频谱仪的相对精度把基准信号的绝对校准转移到其他频率和幅度上。频谱仪通常还有一个绝对频率响应指标，平面曲线的零点就与这个校准信号对齐。许多是德科技频谱仪都采用 50 MHz 的基准信号，在此频率处，绝对幅度精度指标非常之高：高性能 X 系列信号分析仪为 $\pm 0.24\text{ dB}$ 。

表 4-1. 常见频谱分析仪的幅度不确定度的典型值

幅度不确定度 ($\pm\text{ dB}$)	
相对不确定度	
射频衰减器切换不确定度	0.18 至 0.7
频率响应	0.38 至 2.5
基准电平精度 (中频衰减器/增益变化)	0.0 至 0.7
分辨率带宽转换不确定度	0.03 至 1.0
显示标度保真度	0.07 至 1.15
绝对不确定度	
校准器精度	0.24 至 0.34

在进行不同类型的测量时最理想的做法是考虑所有已知的不确定度然后确定哪些不确定度可以忽略不计。表 4-1 中的数值给出了多种不同频谱仪的指标范围。

比如像频率响应的一些指标，与频率范围的选取有关。一个 3 GHz 的射频分析仪其频率响应可能为 $\pm 0.38\text{ dB}$ ，而另一个调谐至 26 GHz 的微波频谱分析仪的频率响应可能是 $\pm 2.5\text{ dB}$ 或者更高。另一方面，一些其他不确定度来源，如分辨率带宽的变化，对所有频率产生的效果相同。

改善总的不确定度

若我们是第一次考察总的测量不确定度，可能会过于关注将不确定度的值加在一起。最坏的情况是，频谱仪中每个引起不确定性的来源都达到规定的最大值，而且同时全部偏向同一方向。由于不确定性来源可以认为是独立变量，可能有些误差是正的，而其他误差是负的，所以常用的方法是计算这些误差的和方根（RSS）。

无论考虑最坏的情况还是 RSS 误差，我们都可以采取一些措施来改善这种状况。首先，应当知道所使用频谱仪的具体技术指标，这些指标在所要进行测量的范围内可能足以满足需要。如果不是这样，表 4-1 提出了几种可能改善精度的途径。

在获取任何数据以前，我们可以先逐步进行一次测量，看看是否有一些参数不需要进行调节。我们可能会发现：无需改变射频衰减器设置、分辨率带宽或是基准电平就能够满足测量的需要，如果是这样，那么与改变这些控制相关的所有不确定度就可以消除。我们可能在显示保真度和基准电平精度中作折衷选择，选用它们当中精度更高的那个并消除另一个不确定度因素。如果不怕麻烦想要鉴定某个分析仪的特性，我们甚至可以绕过频率响应²。而使用一个功率计，通过对比所需频率处的频谱仪读数和功率计读数来实现。

这同样适用于校准器。如果有一个更加精确的或者是更接近于感兴趣频率的校准器，那么可以用它代替内置校准器。

目前许多分析仪都具有自动校准程序，这些程序会产生一个误差系数（例如，幅度随分辨率带宽的变化），分析仪稍后用这个系数来纠正测量数据。有了这些自动校准程序，我们便可以用频谱仪准确地进行幅度测量并能够在测量过程中更自由地改变参数设置。

技术指标、典型性能和标称值

当我们评估一个频谱仪的精度时，必须理解频谱仪技术资料中诸多基准值的含义。是德科技定义了 3 类表征仪器性能的指标：

技术指标描述温度在 0 到 55 °C（除非另有说明）之间仪器质量保证的性能参数。每台仪器都要经过测试以验证满足该指标，而且还要考虑用来测试该仪器的设备自身的测量不确定度。所有被测试的仪器 100% 满足技术指标。

有些测试设备制造商对某些仪器指标使用“2 sigma”或 95% 置信度，所以在评估来自不同制造商的设备技术指标时，为了获得准确的对比，很重要的一点是确保进行对比的是同一类型的数据。

典型性能描述仪器质量保证中不涵盖的其他产品性能指标。它比技术指标规定的性能高，表示 80% 的设备在温度 20 至 30 °C 时置信度为 95% 的性能指标。

典型性能不包括测量不确定度。生产过程中要对所有的仪器进行测试以获得典型性能指标。

标称值指仪器预期的性能或对仪器的测量应用有意义的指标，但是这些指标不被仪器质量保证所涵盖。标称值在仪器生产过程中一般不经过测试。

数字中频结构和不确定度

如前一章所述，数字中频结构可以消除或是最小化模拟频谱仪的诸多不确定度。这些不确定度包括：

基准电平精度（中频增益不确定度）

具有全数字中频结构的频谱仪如 Keysight X 系列，没有随基准电平变化的中频增益，所以没有中频增益不确定度。

显示标度保真度

数字中频结构中没有对数放大器，其对数功能通过数学方法实现，所以传统的对数保真度不确定性不存在。不过其他一些因素，如射频压缩（尤其是对幅度大于 -20 dBm 的输入信号）、ADC 增益范围对齐精度和 ADC 的线性度（或量化误差）都会影响显示标度的不确定性；其中量化误差可以通过加入噪声平滑 ADC 传输函数来改善，被加入的噪声称为抖动。尽管抖动可以增加线性度，但还是会些许地恶化显示平均噪声电平。对于 X 系列频谱仪，通常建议在被测信号的信噪比大于或等于 10 dB 时才使用抖动。

2. 如果这样做，失配将成为更重要的误差。

而当信噪比小于 10 dB 时, 对于任一单次测量 (换句话说, 没有平均), 加入抖动带来的更高底噪所造成测量精度的恶化问题相比于它所解决的线性度问题更加糟糕, 所以此时最好关掉抖动。

RBW 切换不确定度

X 系列信号分析仪中的数字中频包括一个模拟预选器, 带宽设置为所需分辨率带宽的 2.5 倍。此预选器在带宽、增益和中心频率方面具有某些不确定性, 且它随 RBW 的设置而变。余下的 RBW 滤波过程在数字中频部分由 ASIC 进行数字实现, 尽管数字滤波器并不完美, 但是具有很好的可重复性, 并使用一些补偿尽量减小误差。这与模拟实现相比, 整体上极大地改善了 RBW 的切换不确定度。

幅度不确定度示例

我们来看看一些针对不同测量的幅度不确定度的例子。假设我们要测量一个频率为 1 GHz、幅度为 -20 dBm 的射频信号, 如果使用 Keysight PXA X 系列频谱仪, 衰减 = 10 dB, RBW = 1 kHz, VBW = 1 kHz, 扫宽 = 20 kHz, 基准电平 = -20 dBm, 采用对数标度, 扫描时间联动和 20 至 30°C 的环境温度, 技术指标上指出绝对不确定度等于 ±0.24 dB 加上绝对频率响应; 而使用 MXA X 系列信号分析仪采用相同的设置测量相同的信号时, 不确定度等于 ±0.33 dB 加上绝对频率响应。具体数值总结于表 4-2 中。

当频率更高时, 不确定度也随之增大。本例中, 我们要测量一个中心频率为 10 GHz、幅度为 -10 dBm 的信号, 此外我们还想测量它在 20 GHz 频率处的二次谐波。

表 4-2. 测量 1 GHz 信号时的幅度不确定度

不确定度的来源	1 GHz 频率、-20 dBm 幅度的信号的绝对不确定度		
	N9030A PXA	N9020A MXA	N9010A EXA
绝对幅度精度	± 0.24 dB	± 0.33 dB	± 0.40 dB
频率响应	± 0.35 dB	± 0.45 dB	± 0.60 dB
最坏情况下的总体不确定度	± 0.59 dB	± 0.78 dB	± 1.00 dB
总体 RSS 不确定度	± 0.42 dB	± 0.56 dB	± 0.72 dB

表 4-3. 8563EC 和 N9030A PXA 的绝对和相对幅度精度的比较

不确定度的来源	10 GHz 频率、-10 dBm 幅度的信号的测量不确定度			
	10 GHz 处的基频的绝对不确定度		20 GHz 处的二次谐波的相对不确定度	
	8563EC	N9030A PXA	8563EC	N9030A PXA
校准件	± 0.3 dB	无	无	无
绝对幅度精度	无	± 0.24 dB	无	无
衰减器	无	无	无	无
频率响应	± 2.9 dB	± 2.0 dB	± (2.2 + 2.5) dB	± (2.0 + 2.0) dB
频段切换不确定度	无	无	± 1.0 dB	无
中频增益	无	无	无	无
RBW 切换	无	± 0.03 dB	无	无
显示标度保真度	无	± 0.07 dB	± 0.85 dB	± 0.07 dB
最坏情况下的总体不确定度	± 3.20 dB	± 2.34 dB	± 6.55 dB	± 4.07 dB
总体 RSS 不确定度	± 2.91 dB	± 2.02 dB	± 3.17 dB	± 2.83 dB

假设测量条件如下: 0 至 55°C, RBW = 300 kHz, 衰减 = 10 dB, 基准电平 = -10 dBm。我们比较了是德科技不同的频谱分析仪和信号分析仪 8563EC (模拟中频) 和 N9030A PXA (数字中频) 的绝对和相对幅度不确定度, 如表 4-3。

频率精度

至此, 我们已经近乎全面地探讨了幅度测量。那么频率测量又如何呢? 同样我们将频率测量划分为两大类, **绝对频率**测量和**相对频率**测量。绝对测量用来测量指定信号的频率, 例如我们可能会去测量一个无线电广播信号, 以确认它是否工作在分配的频率内。

绝对测量还可以用来分析干扰信号, 例如杂散搜索。而相对测量可用来得到频谱成分之间的频率差或者是调制频率是多少。

直到 20 世纪 70 年代末, 由于第一本振是一个工作在高于分析仪射频范围的高频振荡器, 绝对频率不确定度是以兆赫兹 (MHz) 测量的, 在当时也没有将本振与一个更精确的基准振荡器相关联。如今的本振经过合成已提供了更好的精度。绝对频率不确定 度通常由**频率读数精度的指标**来描述, 它包括中心频率、起止频率和游标频率。

随着 1977 年 Keysight 8568A 产品的问世, 通用频谱分析仪可以提供类似频率计数器的精度, 并且使用恒温振荡器减小频率漂移。这几年来, 频谱仪中增加了不同价格多种形式间接合成的晶体基准振荡器。间接合成最广泛的定义是: 该振荡器的频率在某种程度上取决于基准振荡器。它包含了锁相、鉴频和计数器锁等技术。

我们真正关心的是这些变化对频率精度 (和频率漂移) 的影响。典型的读数精度可以表示如下:

$$\pm [(\text{频率读数} \times \text{频率基准误差}) + \text{扫宽的 } A\% + \text{RBW 的 } B\% + C \text{ Hz}]$$

需要注意的是, 除非我们知道基准频率的信息, 否则无法确定精确的频率误差。尽管有时老化率是以较短的周期给出 (如 $\pm 5 \times 10^{-10}/\text{天}$), 但大多数情况下我们知道的都是年老化率, 比如 $\pm 1 \times 10^{-7}/\text{年}$ 。此外我们还需知道振荡器最近一次被调整的时间以及它的值与标称频率 (通常为 10 MHz) 的接近程度。在考虑频率精度时有些因素经常被忽略, 包括基准振荡器的已工作时长。许多振荡器需要经过 24 到 72 小时才能达到规定的频率漂移率。为了尽可能减小这种影响, 一些频谱仪只要插入交流电源线就会持续的为基准振荡器供电。这种情况下, 设备其实并未处于真正意义上的“关闭”状态, 更恰当的说法应该叫“待机”。

我们还需要考虑温度稳定性, 因为它的影响可能比漂移率更严重。总之, 在确定频率不确定度之前有众多因素需要考虑。

在出厂设置中, 通常会利用一个溯源到国家标准的内部频率标准。大多数具有内置基准振荡器的频谱仪允许使用外部基准, 于是前面表达式的频率基准误差就是内部频率标准的误差。

当进行相对测量时, 需要考虑扫宽精度。是德科技频谱仪的扫宽精度一般定义为屏幕上任意两个频谱分量所指示间隔的不确定性。例如, 假设扫宽精度是扫宽的 0.5%, 两个信号在 1 MHz 的扫宽内相距两个格 (100 kHz/格), 信号间隔的不确定度为 5 kHz; 如果使用 Δ 游标, 不确定度也是一样。 Δ 读数会为 200 kHz, 测量结果应该是 200 kHz $\pm$ 5 kHz。

当在野外进行测量时, 我们一般希望频谱仪开启后能够尽快完成测量任务并转移到下一个测量点。这时, 了解频谱仪在预热时间较短时基准信号的工作情况是很有帮助的。例如 Keysight ESA-E 系列便携式频谱分析仪在 5 分钟预热时间后就会满足其公布的性能指标。

大多数频谱仪都包含可以放置在信号迹线上以获得信号绝对频率和幅度的游标功能。

不过, 游标所指示的频率值随显示频率的校准、游标在屏幕上的位置和所选择的显示点个数而变化。同时, 为了获得最佳的频率精度, 必须仔细地把游标精确地放在频谱分量响应的峰值处, 如果稍有偏差, 频率读数就会不准确。为了获得最好的精度, 我们可以通过调窄扫宽和分辨率带宽而将它们的影响减到最小, 从而可以更容易地将游标放在响应的峰值上。

许多频谱仪拥有游标模式, 它包含可以消除扫宽和分辨率带宽对频率精度影响的内部计数装置。计数器并不直接对输入信号计数, 而是对中频信号或一个或多个本振进行计数, 然后由处理器计算出输入信号的频率。为了消除计数中的噪声因素, 要求满足一个最小限度的信噪比。对中频信号计数还可以消除将游标精确地放在显示的信号响应峰值上的要求。如果使用游标计数器功能, 将其放置于信号峰值附近距离噪声足够远的任何位置都能正常工作。游标计数精度可表示为:

$$\pm [(\text{游标频率值} \times \text{频率基准误差}) + \text{计数器分辨率}]$$

其中, 频率基准误差见前面的讨论。计数器分辨率, 和其他简单的数字计数器一样, 是指计数器读数的最低有效位。一些频谱仪允许同时使用计数器模式与 Δ 游标, 这种情况下, 计数器分辨率和固定频率的影响将会加倍。

第 5 章 灵敏度和噪声

灵敏度

频谱分析仪的主要用途之一是搜索和测量低电平信号。这种测量的最终限制是频谱仪自身产生的噪声。这些由各种电路元件的随机电子运动产生的噪声经过分析仪多级增益的放大最后作为噪声信号出现在显示屏上。该噪声在频谱分析仪里通常称为显示平均噪声电平，或称 DANL¹。DANL 中看到的噪声功率由热噪声和频谱分析仪的噪声系数组成。虽然使用一些技术可以测量略微低于 DANL 的信号，但是 DANL 始终限制着我们测量低电平信号的能力。

让我们假设一个 50 欧姆的端子连接在频谱分析仪的输入端以防止其他信号进入分析仪。这个无源端子产生少量的噪声能量 kTB，其中：

k = 玻尔兹曼常数 (1.38×10^{-23} joule/K)
 T = 温度 (K)
 B = 噪声带宽 (Hz)

由于总噪声功率是测量带宽的函数，数值通常归一化至 1 Hz 带宽。因此，室温下噪声功率密度是 -174 dBm/Hz。当该噪声到达分析仪的第一增益级，放大器将它连同自身的噪声一起放大。

当噪声信号继续通过系统时，由于幅度足够高，以致后续增益级产生的噪声对总噪声功率仅仅贡献了一小部分。注意在频谱分析仪的输入连接器和第一级增益之间会存在输入衰减器以及一个或多个混频器，这些元器件都会产生噪声。不过它们产生的噪声正处于或接近绝对最小值 -174 dBm/Hz，所以不会对进入第一增益级并被放大的噪声有显著影响。

虽然在输入连接器与第一增益级之间的输入衰减器、混频器和其他电路元件对实际系统噪声的影响较小，但由于它们衰减了输入信号，故对分析仪显示低电平信号的能力有明显影响，也就是说，它们降低了信噪比从而使灵敏度降低。

当频谱分析仪输入端带有 50 欧姆负载，我们可以通过简单地记录显示器上指示的噪声电平来确定 DANL。所示的电平就是频谱分析仪自身的底噪。低于该电平的信号被噪声掩盖而无法观测。不过，DANL 并不是输入端的实际噪声电平，而是有效噪声电平。分析仪的显示经过校准反映输入端的信号电平，因而所显示的噪声电平代表了输入端假想的或者说有效的底噪。

输入端实际噪声电平是输入信号的函数。实际上，有时噪声就是我们感兴趣的信号。就像任何离散信号，当噪声信号高于有效（显示）底噪时较容易测量。输入端有效底噪包括位于第一增益级之前的输入衰减器损耗、混频器变频损耗和其他电路元件损耗。我们无法改变混频器变频损耗，但却可以控制射频衰减器。这使得我们可以控制进入第一级混频器的输入信号功率并改变所显示的信号与底噪比。显然，当选择最小的（零）射频衰减时，所得到的 DANL 最低。

由于输入衰减器不影响系统产生的实际噪声，一些早期的频谱分析仪不管输入衰减器的设置如何都简单地将噪声显示在同样的位置。也就是中频增益保持恒定。在这种情况下，输入衰减器将会影响显示器上实际输入信号的位置。当增大输入衰减，输入信号进一步被衰减，显示器上信号的位置降低而噪声的位置保持不变。

1. 显示平均噪声电平有时会与“灵敏度”混淆。虽然它们之间有关系，但是含义并不相同。灵敏度是在一定的信噪比 (SNR) 或比特误码率的情况下可测量到的最小信号电平。它是无线电接收机性能的一个通用指标。而频谱分析仪的指标总是以 DANL 给出。

从二十世纪 70 年代末开始, 频谱分析仪的设计采用了不同的方法。在新型分析仪中, 内部的微处理器可以改变中频增益从而补偿输入衰减器的变化。所以当改变输入衰减器时, 分析仪输入的信号在显示器上的位置并不改变, 只是显示的噪声上下移动。这时基准电平保持不变。如图 5-1 所示, 当衰减从 5 dB 增加到 15 dB 再到 25 dB, 显示的噪声电平上升而信号电平保持 -30 dBm 不变。任何一种情况下选择最小的输入衰减将会获得最佳信噪比。

分辨率带宽也会影响信噪比或灵敏度。分析仪产生的噪声是随机的并且在宽频率范围内保持恒定的幅度。因为分辨率(或称中频)带宽滤波器位于第一增益级之后, 通过滤波器的总噪声功率由滤波器的带宽决定。该噪声信号被检测并最终显示出来。噪声信号的随机属性使得显示电平按下列规律变化:

$$10 \log (BW_2/BW_1)$$

式中
 BW_1 = 起始分辨率带宽
 BW_2 = 终止分辨率带宽

所以如果将分辨率带宽改变 10 倍, 显示的噪声电平会改变 10 dB, 如图 5-2 所示。对于连续波信号, 使用频谱分析仪所提供的最小的分辨率带宽将会获得最佳信噪比或灵敏度²。



图 5-1. 在现代信号分析仪中, 改变输入衰减, 基准电平会保持不变

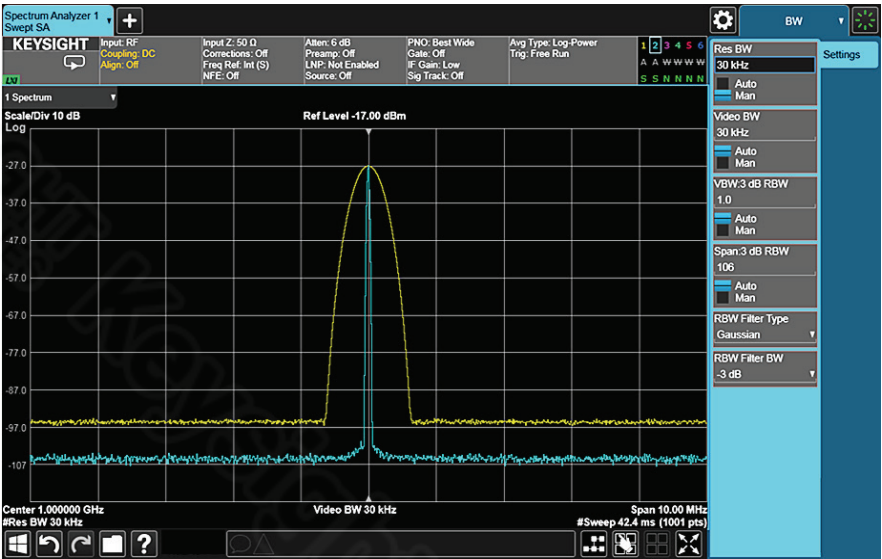


图 5-2. 显示的噪声电平按照 $10 \log (BW_2 / BW_1)$ 变化

2. 宽带脉冲信号表现出的情况相反, 当带宽变大, SNR 增加。

频谱分析仪显示信号加噪声，低的信噪比将使信号难以分辨。前面提到视频滤波器可以用来降低带有噪声的信号幅度波动同时不影响恒定信号的幅度。图 5-3 显示出视频滤波器如何改善识别低电平信号的能力。注意视频滤波器对平均噪声电平并没有影响，所以严格说来也不影响分析仪的灵敏度。

总之，对于窄带信号，通过选择最小的分辨率带宽和最小的输入衰减，可以获得最佳的灵敏度和信噪比。我们还可以通过设置最小的视频带宽便于我们观察处于或接近噪声电平的信号³。当然，选择窄的分辨率带宽和视频带宽会延长扫描时间。

本底噪声扩展

虽然通过设计适合的硬件和选择恰当的元器件可以降低分析仪的固本底噪声进而显著改善动态范围，但是在实际应用中仍存在着一些限制。还有一种方法可显著改善动态范围。通过全面的信号处理和其他技术创新，可对信号分析仪中的噪声功率进行建模并将其从测量结果中删除，从而降低有效噪声电平。在高性能 X 系列信号分析仪中，这项操作被称为本底噪声扩展（NFE）。

一般来说，如果能够准确地确定分析仪的噪声功率成分，那么在进行各种频谱测量时就可以从结果中减去噪声功率。例如信号功率或频段功率、ACPR、杂散、相位噪声、谐波和互调失真等频谱测量。噪声消减技术不会改进诸如信号解调或信号时域显示等矢量分析操作的性能。



图 5-3. 视频滤波使得低电平信号更易分辨

是德科技在噪声消减技术方面已表现出卓越的实力，其矢量信号分析仪提供了迹线运算功能，用以消除频谱及频段功率测量结果中的分析仪噪声（Keysight X 系列信号分析仪也提供了类似的迹线运算功能）。

尽管这种功能在使用中略有不便，但是非

常有效。它包括切断信号与分析仪的联系，通过大量平均运算来测量分析仪噪声电平，而后重新联系信号，使用迹线运算功能得出并显示正确结果。每当分析仪的配置（中心频率/扫宽、衰减/输入范围、分辨率带宽）发生变化时，都必须重新测量分析仪的噪声功率。

3. 关于噪声对测量精度的影响，见第 6 章的“动态范围与测量不确定度”。

高性能 X 系列分析仪显著改善了这项测量技术, 使之适用于多种测量场合。工程师在对分析仪进行校准时, 会测量决定分析仪本底噪声的重要参数, 然后用这些参数 (以及当前的测量信息, 如分析仪温度) 构建分析仪本底噪声的完整模型, 包括分析仪配置和工作条件发生变化时的模型。随后, 分析仪会从频谱和功率测量结果中自动减去仪表噪声功率成分。这个处理过程称为本底噪声扩展, 通过 “ModeSetup (模式设置)” 菜单里的按键启用。图 5-4 显示了一个实例。

NFE 的效果表现在多个方面。分析仪在低频段 (3.6 GHz 以下) 的显示平均噪声电平 (DANL) 一般会下降 10 至 12 dB, 在高频段 (3.6 GHz 以上) 会降低大约 8 dB。虽然显示的噪声电平将会降低, 但是这只是删减了分析仪的噪声功率。因此, 如果分析仪的噪声功率所占比例较大的话, 那么显示的信号功率降低得很明显, 反之则不会降低多少。

启用 NFE 后, 无论是离散信号, 还是信号源的本底噪声, 高性能 X 系列信号分析仪的测量结果都会更精确。NFE 可以与所有的频谱测量 (无论是 RBW 还是 VBW)、任何类型的检波器或平均功能结合使用。



图 5-4. 谐波的本底噪声扩展视图

噪声系数

许多接收机制造厂商按照噪声系数而不是灵敏度来定义接收机的性能。正如我们后面将看到的, 这两个指标是可以换算的。频谱分析仪就是一个接收机, 我们将基于正弦输入信号来研究噪声系数。

噪声系数被定义为信号通过某设备 (这里就是频谱仪) 时信噪比的恶化程度。我们可以将噪声系数表示为:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o}$$

式中

F = 以功率比 (或者说噪声因子) 表示的噪声系数

S_i = 输入信号功率

N_i = 真正输入的噪声功率

S_o = 输出信号功率

N_o = 输出噪声功率

对于频谱仪来讲, 这个表达式是可以简化的。首先, 输出信号是输入信号乘以分析仪的增益。其次, 由于输出端 (显示器上指示) 的信号电平与输入 (输入连接器上) 的电平一样, 分析仪的增益即为 1。所以经过替代、抵消和重新整理, 该表达式变成:

$$F = N_o/N_i$$

该表达式告诉我们确定噪声系数需要做的就是将显示器读出的噪声电平和输入连接器端真实的 (非有效) 噪声电平进行比较。噪声系数通常以 dB 表示, 或:

$$NF = 10 \log(F) = 10 \log(N_o) - 10 \log(N_i)$$

我们使用输入端真实的噪声电平, 而不是有效噪声电平。这是因为我们的输入信噪比是基于真实噪声。正如前面所提到的, 当输入端接 50 欧姆负载时, 室温下 1 Hz 带宽的 kTB 噪声电平是 -174 dBm。

更多信息

如欲详细了解本底噪声扩展的使用, 请参见《在 PXA 信号分析仪中使用本底噪声扩展》— 应用指南, 5990-5340CHCN

我们知道分析仪上显示的噪声电平随带宽的变化而改变。因此要确定频谱分析仪的噪声系数我们仅需要测量某一带宽的噪声功率, 然后使用 $10 \log(BW_2/BW_1)$ 计算出 1 Hz 带宽下的噪声功率, 并将它与 -174 dBm 进行比较。

例如, 如果测得 10 kHz 分辨率带宽下的噪声功率为 -110 dBm, 我们可以得到:

$$\begin{aligned} NF &= [\text{所测的噪声}] - \\ &\quad 10 \log(RBW/1) - kTB_{B=1 \text{ Hz}} \\ &= -110 \text{ dBm} - 10 \log(10,000/1) - (-174 \text{ dBm}) \\ &= -110 - 40 + 174 \\ &= 24 \text{ dB} \end{aligned}$$

噪声系数与带宽无关⁴。假如选择不同的分辨率带宽, 所得到的结果完全一样。例如, 如果选择 1 kHz 分辨率带宽, 所测的噪声为 -120 dBm, $10 \log(RBW/1)$ 将是 30。累加各项得到 $-120 - 30 + 174 = 24$ dB, 噪声系数与上面的结果相同。

例子中的 24 dB 噪声系数告诉我们一个正弦信号必须比 kTB 高 24 dB 才能等于这个分析仪上的显示平均噪声电平。因此我们可以使用噪声系数来确定给定带宽下的 DANL 或比较同样带宽下不同分析仪的 DANL⁵。

前置放大器

引入噪声系数的一个原因是它能帮助我们确定如果使用前置放大器会给我们带来多大好处。24 dB 的噪声系数对于频谱分析仪是不错的, 而对于专用接收机则不够好。

不过, 通过在频谱分析仪的前端放置一个合适的前置放大器, 得到的系统 (前置放大器和频谱分析仪) 噪声系数会比单独使用频谱分析仪的噪声系数要低。从某种程度上讲, 我们降低了噪声系数, 也就是改进了系统的灵敏度。

前面介绍噪声系数时, 我们基于正弦输入信号进行讨论。我们以同样的依据考察前置放大器带来的好处。不过, 前置放大器同样也放大了噪声, 并且这个输出噪声可能高于分析仪的有效输入噪声。正如在后面的章节“噪声作为信号”部分将要看到的那样, 频谱分析仪使用对数功率平均如何显示一个随机噪声信号, 并且该显示值低于实际值 2.5 dB。当探讨前置放大器时, 应该适当考虑这 2.5 dB 的影响。

与其使用一大堆公式来考察前置放大器的好处, 不如让我们看看两个极端的例子和它们适用的情况。首先, 如果前置放大器 (带宽与频谱分析仪的一样) 的输出噪声功率比分析仪的 DANL 高至少 15 dB 时, 那么系统的噪声系数比前置放大器的大概低 2.5 dB。我们怎么知道这是正确的呢? 只要将前置放大器连接至分析仪并且注意显示的噪声发生了什么变化。如果它增大了 15 dB 或更多, 便验证了上述结论。

另一方面, 如果前置放大器 (仍与频谱分析仪的带宽相同) 输出的噪声功率比分析仪的显示平均噪声电平低 10 dB 或更多, 那么系统的噪声系数等于频谱分析仪的噪声系数减去前置放大器的增益。同样仍可通过观察分析仪来检验这个情况。连接前置放大器到分析仪, 若显示噪声没有改变, 那么就验证了该结论。

不过, 通过仪器测试需要有现成的设备。我们不需要考虑具体数字。只要将前置放大器连接至分析仪, 记录显示平均噪声电平, 然后减去前置放大器的增益, 就得到系统的灵敏度。

然而我们真正希望的是提前知道前置放大器起到什么作用。上述的两个情况可以作如下表述:

$$\begin{aligned} \text{如果 } NF_{\text{pre}} + G_{\text{pre}} &\geq NF_{\text{SA}} + 15 \text{ dB}, \\ \text{那么 } NF_{\text{sys}} &= NF_{\text{pre}} - 2.5 \text{ dB} \end{aligned}$$

和

$$\begin{aligned} \text{如果 } NF_{\text{pre}} + G_{\text{pre}} &\leq NF_{\text{SA}} - 10 \text{ dB}, \\ \text{那么 } NF_{\text{sys}} &= NF_{\text{SA}} - G_{\text{pre}} \end{aligned}$$

通过这些表达式可以看到前置放大器是如何影响灵敏度的。假设频谱分析仪的噪声系数是 24 dB, 前置放大器的增益是 36 dB 并且噪声系数是 8 dB。要得到系统的噪声系数只需要将前置放大器的增益加噪声系数与频谱分析仪的噪声系数作比较。前置放大器的增益加噪声系数是 44 dB, 比频谱分析仪的噪声系数高 15 dB 以上, 所以前置放大器和频谱分析仪组合的噪声系数是前置放大器的噪声系数减去 2.5 dB。在 10 kHz 的分辨率带宽下, 前置放大器和分析仪的系统灵敏度 (显示平均噪声电平, DANL) 为:

$$kTB_{B=1} + 10 \log(NBW/1 \text{ Hz}) + NF_{\text{SYS}} + \text{LogCorrectionFactor}$$

在这个公式中, $kTB = -174 \text{ dBm/Hz}$, 因此 $kTB_{B=1}$ 为 -174 dBm。典型数字 RBW 的噪声带宽 (NBW) 比 RBW 宽 0.2 dB, 也就是 40.2 dB。系统的噪声系数现在为 8 dB。LogCorrectionFactor 为 -2.5 dB, 因此灵敏度为 -128.3 dBm。

4. 对于特定的分析仪, 由于分辨率带宽滤波器部分和增益在中频链的分布方式有所不同, 这一点可能不完全正确。

5. 照这样计算的噪声系数不能直接与接收机的噪声系数相比较, 因为公式中“所测的噪声”项比实际噪声低 2.5 dB。见本章的“噪声作为信号”。

此时的底噪较没有前置放大器时的-110 dBm 改善了 18.3 dB。

不过,使用前置放大器可能有一个缺点,这取决于我们最终的测量目的。如果我们想要最好的灵敏度但不能损失测量范围,前置放大器则不是一个正确的选择。图 5-5 描述了这一点。一个 24 dB 噪声系数的频谱分析仪在 10 kHz 分辨率带宽下的显示平均噪声电平是 -110 dBm。如果分析仪的 1 dB 压缩点⁶是 0 dBm,那么测量范围是 110 dB。当连接前置放大器,系统的最大输入必须减去前置放大器的增益,即为 -36 dBm。还有,当连接前置放大器后,因为前置放大器的输出噪声功率比分析仪自身的底噪高很多,甚至考虑了 2.5 dB 因

素以后,显示平均噪声电平也会上升 17.5 dB。在这个较高噪声电平的基础上减去前置放大器的增益,我们的测量范围是 92.5 dB,相比没有前置放大器少了 17.5 dB。所以当连接前置放大器时,测量范围的损失就等于显示噪声的变化。

要想提供好的灵敏度而又不损失测量范围,前置放大器必须符合上述的第二条标准,也就是,前置放大器的增益和噪声系数之和至少必须低于频谱分析仪的噪声系数 10 dB。在这种情况下,连接前置放大器时显示的底噪将不会有显著变化。尽管整个测量范围下移,并且移动量为前置放大器的增益,我们还是得到了与开始相同的总测量范围。要选择正确的前置放大器,

需要基于我们的测量需求。如果我们想要绝对最佳的灵敏度而不关心测量范围,我们应该选择一个高增益,低噪声系数的前置放大器从而系统的噪声系数就是前置放大器的噪声系数减去 2.5 dB。如果我们想要好的灵敏度但是不能牺牲测量范围,我们必须选择一个低增益的前置放大器。

有必要指出的是,通过调节频谱分析仪的输入衰减器能有效地降低噪声系数(或者如果愿意,可以减小前置放大器的增益)。例如,如果我们稍微提高灵敏度而并不放弃测量范围时,可以使用前面的前置放大器加上频谱分析仪上的 30 dB 射频输入衰减。

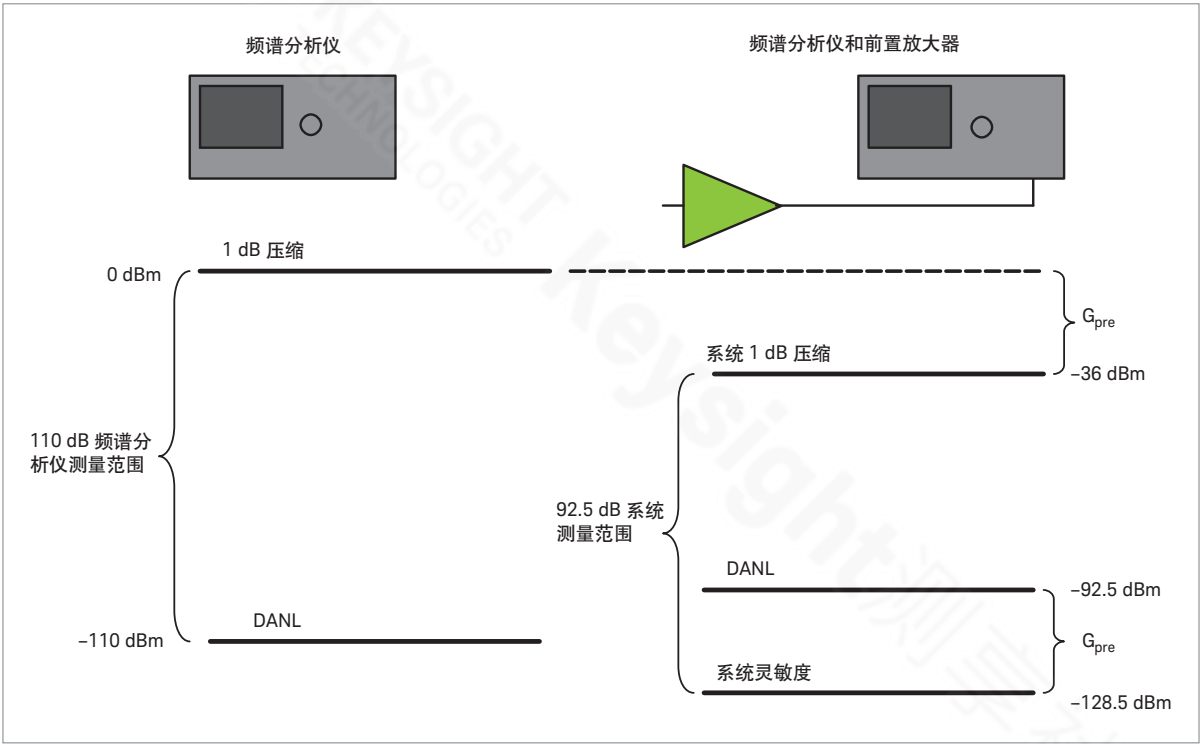


图 5-5. 如果连接前置放大器时显示噪声增大,那么噪声变化了多少,测量范围就会缩小多少

6. 参见第 6 章中的“混频器压缩”部分。

这个衰减会使分析仪的噪声系数从 24 dB 增至 54 dB。现在前置放大器的增益加上噪声系数 (36 + 8) 比分析仪的噪声系数低 10 dB, 从而满足了上述第二个标准的条件。

系统的噪声系数现在为:

$$\begin{aligned} NF_{sys} &= NF_{SA} - G_{PRE} \\ &= 54 \text{ dB} - 36 \text{ dB} \\ &= 18 \text{ dB} \end{aligned}$$

这表明相比 0 dB 输入衰减时的分析仪, 噪声系数有 6 dB 的改进, 从而灵敏度改善了 6 dB, 而测量范围几乎没有损失。

当然, 有一些前置放大器处于这些极端情况之间。图 5-6 给出如何通过频谱分析仪的噪声系数和前置放大器的噪声系数以及放大器的增益数值来确定系统的噪声系数。我们通过观察 $NF_{PRE} + G_{PRE} - NF_{SA}$ 的值来研究图 5-6 的曲线。如果该值小于 0, 我们找到虚线对应的点并从高于 $NF_{SA} - G_{PRE}$ 的以 dB 表示的左侧纵坐标上读出系统的噪声系数。如果 $NF_{PRE} + G_{PRE} - NF_{SA}$ 是正值, 我们在实线上找到相应的点并从高于 NF_{PRE} 的以 dB 表示的右侧纵坐标上读出系统的噪声系数。

我们先来测试前面两个极端的例子。

当 $NF_{PRE} + G_{PRE} - NF_{SA}$ 变得低于 -10 dB 时, 系统的噪声系数逐渐地接近 $NF_{SA} - G_{PRE}$ 。当它变得大于 +15 dB 时, 系统的噪声系数逐渐地接近 NF_{PRE} 减去 2.5 dB。

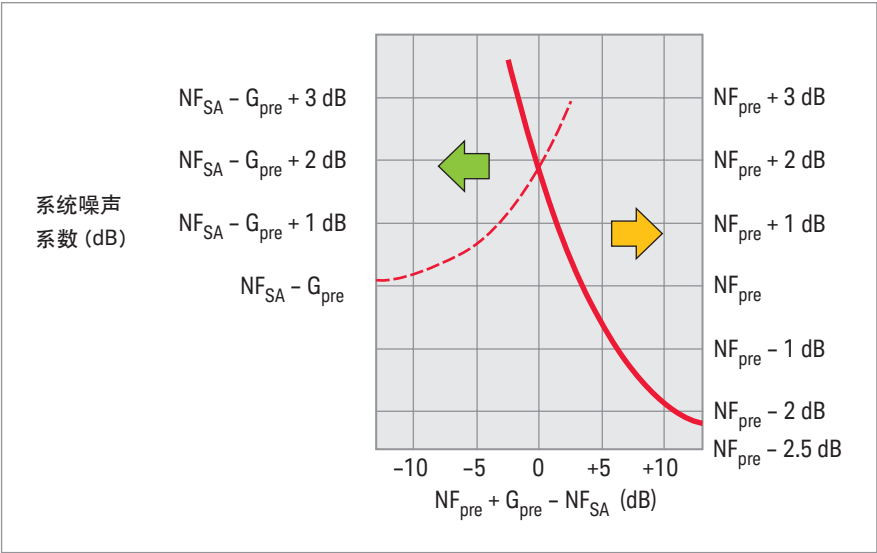


图 5-6. 正弦信号的系统噪声系数

下面, 让我们用数字来试一试这两个实例。前面我们确定分析仪的噪声系数是 24 dB。那么如果我们连接上 Keysight 8447D, 一个噪声系数为 8 dB, 增益为 26 dB 的前置放大器, 系统的噪声系数是多少呢? 首先, $NF_{PRE} + G_{PRE} - NF_{SA}$ 是 +10 dB。从图 5-6 我们可以得出系统的噪声系数大约是 $NF_{PRE} - 1.8 \text{ dB}$, 也就是 $8 - 1.8 = 6.2 \text{ dB}$ 。该图已经考虑了 2.5 dB 的因子。另一方面, 如果前置放大器的增益仅为 10 dB, 那么 $NF_{PRE} + G_{PRE} - NF_{SA}$ 是 -6 dB。这次图中表明系统的噪声系数是 $NF_{SA} - G_{PRE} + 0.6 \text{ dB}$, 即 $24 - 10 + 0.6 = 14.6 \text{ dB}$ 。(当我们在前面确定分析仪单独的噪声系数时没有介绍 2.5 dB 因子, 因为我们是直接从显示上读出所测的噪声, 该图的显示噪声已经包含了 2.5 dB 因子)。

许多现代频谱分析仪包括可选的内置式前置放大器。与外部前置放大器相比, 内置式前置放大器将测量装置简化并省去了额外连接线。

使用内置式前置放大器测量信号的幅度更加方便, 因为前置放大器/频谱分析仪组合被当作一个系统一起校准并且屏幕上显示的幅值已经被校正以便得到正确的读数。如果是外部前置放大器, 您必须使用与前置放大器增益相等的基准电平偏移量校正频谱分析仪的读数。大多数现代频谱分析仪允许您从面板上输入外部前置放大器的增益值, 然后分析仪把这个增益量补偿至显示基准电平, 所以您可以在屏幕上直接观察到修正的测量结果。

更多信息

噪声系数的详细内容, 参见应用指南 5952-8255CHCN 《射频和微波噪声系数测量基础》。

噪声作为信号

到目前为止，我们已经关注了测量系统（分析仪或分析仪加前置放大器）内产生的噪声。我们描述了测量系统的显示平均噪声电平是如何限制了整体的灵敏度的。然而，有时随机噪声就是我们想要测量的信号。由于噪声自身的属性，超外差频谱分析仪指示的值要小于噪声的实际值。让我们来看看为什么会是这种情况并且怎么修正它。

所谓随机噪声是指信号的瞬时幅度随时间呈高斯分布，如图 5-7 所示。例如，热噪声或约翰逊噪声就是这个特性。这种信号没有离散的谱分量，所以不能选择某些特定的分量并测量信号强度。实际上，我们必须定义所谓的信号强度是什么。如果在任意时刻对信号取样，理论上我们可以获得任何幅度值。我们需要一个指标来表示对时间取平均的噪声电平，比如相对于 rms 电压的功率就可以满足要求。

我们已经看到视频滤波和视频平均会减小信号峰峰波动，给出稳定的读数。我们必须将这个值换算到功率或 rms 电压。高斯分布的 rms 值等于它的标准偏差 σ 。

让我们从分析仪的线性显示模式着手开始讨论。当输入端的高斯噪声通过中频链时带宽受限，它的包络呈瑞利分布（如图 5-8）。我们在分析仪显示上看到的噪声，即包络检波器的输出，就是输入噪声信号的瑞利分布包络。想要获得稳定值、平均值，我们使用视频滤波或平均。瑞利分布的平均值是 1.253σ 。

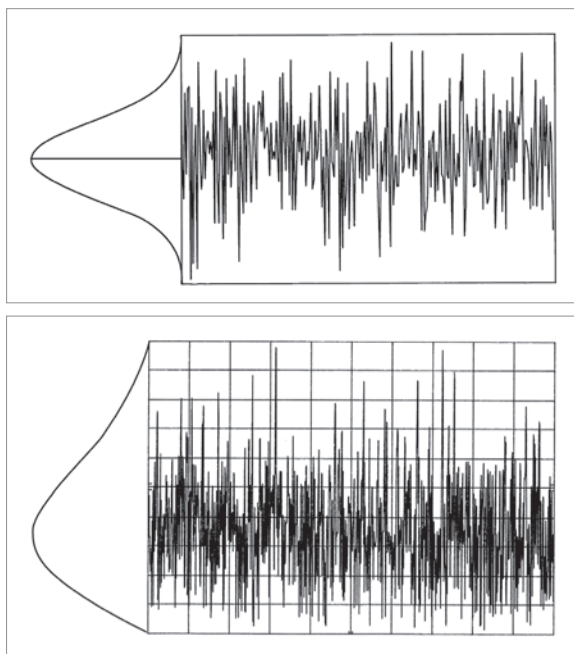


图 5-7. 随机噪声具有高斯幅度分布

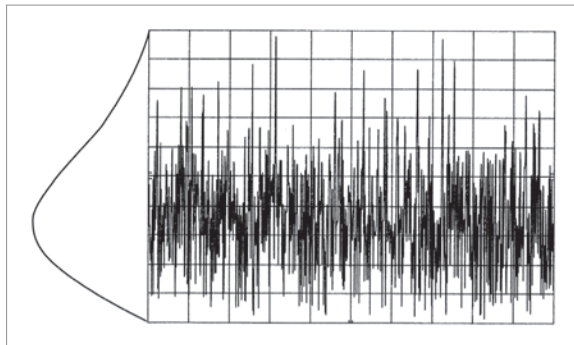


图 5-8. 带限高斯噪声的包络呈瑞利分布

但是我们的分析仪是一种被校准用来指示正弦波 rms 值的峰值响应电压计。为了从峰值转换为 rms，分析仪将其读值乘以 0.707（-3 dB）进行换算。瑞利分布噪声的平均值以同样的因子进行换算，给出的读数是 0.886σ （低于 σ 1.05 dB）。为了将输入噪声信号的 rms 电压等效为分析仪显示的平均值，我们必须计入显示值的误差。不过注意该误差不是一个不确定值，它是一个恒定误差。分析仪的显示值通过加上 1.05 dB 可以得到修正。

大多数频谱分析仪，显示标度（对数或线性的电压）上的噪声分布的平均是由 VBW 滤波或迹线平均来完成的。通常，我们使用对数显示模式的分析仪，这种模式在噪声测量中会增加误差。

对数放大器的增益随信号幅度的变化而改变，所以较高的噪声值并不会像较低的那样被放大相同的倍数。结果，包络检波的输出是一个被扭曲的瑞利分布，所以从视频滤波或平均得到的平均值还要再低 1.45 dB。因而，在对数模式下，平均噪声的显示要低 2.5 dB。同样，这个误差也是可以修正的确定值⁷。

这就是我们前面讨论前置放大器时，不管前置放大器的输出噪声功率是近似还是大于分析仪本身的噪声，都要计入的 2.5 dB 因子。

影响噪声测量的另一个因素是带宽——测量在该带宽内进行。我们已经看到改变分辨率带宽是如何影响分析仪内部产生噪声的显示电平。带宽以同样的方式影响着外部噪声信号。为了比较不同分析仪的测量，必须知道每种情况所使用的带宽。

7. 在 X 系列分析仪中，平均不依赖显示标度，可被设置为视频、电压或功率（rms）。当使用功率平均，不需要进行修正，是因为平均 rms 电平是由信号幅度的平方而不是电压的对数或包络决定的。

不仅仅是 3 dB (或 6 dB) 分析仪的带宽影响所测的噪声电平, 分辨率滤波器的形状也同样起到作用。为了方便比较, 我们定义一个标准的噪声-功率带宽: 与通过分析仪滤波器的噪声功率相同的矩形滤波器的带宽。对于是德科技分析仪的准高斯滤波器, 等价的噪声功率带宽大约是 3 dB 带宽的 1.05 到 1.13 倍, 根据带宽的选择性而定。例如, 一个 10 kHz 的分辨率带宽滤波器的噪声 - 功率带宽在 10.5 到 11.3 kHz 之间。

如果我们使用 $10 \log (BW_2/BW_1)$ 来调节显示噪声电平使在噪声 - 功率带宽内测得的数值与 3 dB 带宽内的相同, 我们发现调节量为:

$$10 \log (10,000/10,500) = -0.21 \text{ dB}$$

至

$$10 \log (10,000/11,300) = -0.53 \text{ dB}$$

也就是说, 如果我们从指示的噪声电平里减去 0.21 到 0.53 中的某个值, 可以得到方便于计算的噪声 - 功率带宽内的噪声电平。在下面的例子中, 作为带宽修正的合理折衷, 我们将使用 0.5 dB⁸。

考虑不同的校正因子让我们来计算每种平均模式的总修正量:

线性 (电压) 平均:	
瑞利分布 (线性模式):	1.05 dB
3-dB/噪声功率带宽:	<u>-0.50 dB</u>
总修正量:	0.55 dB

对数平均:	
对数瑞利分布:	2.50 dB
3-dB/噪声功率带宽:	<u>-0.50 dB</u>
总修正量:	2.00 dB

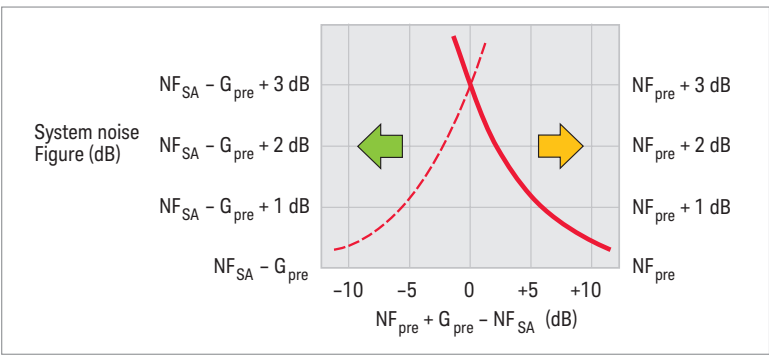


图 5-9. 噪声信号的系统噪声系数

功率 (rms 电压) 平均:

功率分布:	0.00 dB
3-dB/噪声功率带宽:	<u>-0.50 dB</u>
总修正量:	-0.50 dB

许多现代基于微处理器的分析仪允许使用噪声游标。当我们这样做时, 微处理器转换分析仪至功率 (rms) 平均模式, 计算游标所包含的多个显示点的平均值⁹, 归一化并校正至 1 Hz 噪声 - 功率带宽然后显示归一化的值。

分析仪承担复杂的计算。并且很容易将噪声游标的值转换到其他带宽。例如, 如果想知道一个 4 MHz 通信信道内的总噪声, 我们可以在噪声游标的值上加 $10 \log (4,000,000/1)$, 即 66 dB¹⁰。

用于噪声测量的前置放大器

由于噪声信号是典型的低电平信号, 我们常常需要使用前置放大器以拥有足够的灵敏度测量噪声信号。不过, 我们首先必须重新计算分析仪的灵敏度。先前定义的灵敏度是等于显示平均底噪的正弦信号的幅度。由于分析仪被校准以显示正弦信号的正确幅度, 对这种信号无需修正。

但是噪声被显示时低了 2.5 dB, 所以输入的噪声信号必须比分析仪的显示底噪高

2.5 dB 从而才能在到达显示时达到与底噪相同的电平。输入信号噪声和内部信号噪声加起来抬高了显示噪声 3 dB, 就是功率的 2 倍。所以我们可以定义对于噪声信号分析仪的噪声系数为:

$$NF_{SA(N)} = (\text{底噪})_{\text{dBm/RBW}} - 10 \log (RBW/1) - kTB_{B=1} + 2.5 \text{ dB}$$

如果我们使用和前面相同的底噪, 10 kHz 分辨率带宽内是 -110 dBm, 得到:

$$NF_{SA(N)} = -110 \text{ dBm} - 10 \log (10,000/1) - (-174 \text{ dBm}) + 2.5 \text{ dB} = 26.5 \text{ dB}$$

同正弦信号的情况一样, $NF_{SA(N)}$ 与分辨率带宽无关, 它告诉我们噪声信号必须高出 kTB 多少才会在显示上等于分析仪的底噪。

当我们给分析仪加入一个前置放大器, 系统的噪声系数和灵敏度得到改善。不过, 在定义 $NF_{SA(N)}$ 时已经考虑了 2.5 dB 因子, 所以系统噪声系数的曲线变成了图 5-9。对于噪声信号, 我们使用和前面正弦信号同样的方法确定系统噪声系数。

8. X 系列分析仪指明噪声功率带宽精度在 0.5% 之内 ($\pm 0.022 \text{ dB}$)。
9. 例如, X 系列分析仪在半格内计算平均值, 并不管显示点的数量。
10. 大多数现代频谱分析仪使用信道功率功能使得这个计算更加简单。用户输入信道的综合带宽并让信号在分析仪屏幕上居中显示。信道功率功能将计算信道内的总信号功率。

第 6 章 动态范围

动态范围通常被认为是分析仪测量谐波相关信号和两个或多个信号互相作用所生成信号的能力。例如对二阶或三阶谐波失真或者三阶交调的测量。在处理这些测量时，需记住频谱分析仪的输入混频器是非线性器件，因而频谱仪自身总会产生失真。混频器的非线性有其原因。它需要以非线性的方式把一个输入信号转换到所需的中频上。但是混频器中产生的多余失真分量和我们想测量的输入信号的失真会落在相同的频率上。

因此我们也可以这样定义动态范围：频谱仪能测量到的输入端同时存在的最大信号与最小信号的比值 (dB)，并且对于较小信号允许以给定不确定度测量。

需要指出的是测量精度也是定义的一部分。在后面的例子中我们将看到内部产生的噪声和失真是如何影响测量精度的。

动态范围与内部失真

为了确定动态范围与失真的关系，我们必须先了解输入混频器的工作原理。大多数分析仪，尤其是利用谐波混频扩展它们的可调谐范围的分析仪¹，都使用了二极管混频器（其他类型的混频器也有类似的性能）。流过理想二极管的电流可以表示为：

$$i = I_S (e^{qv/kT} - 1)$$

其中， I_S = 二极管饱和电流
 q = 电子电荷 (1.60×10^{-19} C)
 v = 瞬时电压
 k = 玻尔兹曼常数
 (1.38×10^{-23} joule/K)
 T = 温度 (K)

我们可以把上式展开为幂级数：

$$i = I_S (k_1 v + k_2 v^2 + k_3 v^3 + \dots)$$

其中， $k_1 = q/kT$
 $k_2 = k_1^2/2!$
 $k_3 = k_1^3/3!$ ，等等。

现在将两个信号加入到混频器上，一个是我们要分析的输入信号，另一个是用来产生中频的本振信号：

$$v = V_{LO} \sin(\omega_{LO} t) + V_1 \sin(\omega_1 t)$$

经过数学处理，使用正确的本振频率，便得到所需的混频分量，该混频分量等于中频：

$$k_2 V_{LO} V_1 \cos[(\omega_{LO} - \omega_1)t]$$

还能产生一个 $k_2 V_{LO} V_1 \cos[(\omega_{LO} + \omega_1)t]$ 项，但在讨论调谐方程时已知道，我们希望本振频率高于中频频率，故而， $(\omega_{LO} + \omega_1)$ 也总是高于中频信号。

当本振电平固定时，混频器输出与输入信号电平线性相关。实际上，这只在输入信号比本振信号电平低 15 dB 到 20 dB 以上时才正确。另外还包含了输入信号的谐波项：

$$(3k_3/4)V_{LO}V_1^2 \sin(\omega_{LO} - 2\omega_1)t, \\ (k_4/8)V_{LO}V_1^3 \sin(\omega_{LO} - 3\omega_1)t, \text{ 等等。}$$

这些项表明，由内部失真引起的动态范围随输入混频器上的信号而变。让我们通过动态范围的定义即基波与内部产生的失真之间的差 (dB) 来研究这是如何工作的。

第一项的正弦自变量包含了 $2\omega_1$ ，这代表输入信号的二次谐波，

二次谐波的电平值随基波电压的平方 V_1^2 而改变。这个事实告诉我们输入混频器上的基波电平每降低 1 dB，内部产生的二次谐波将降低 2 dB。如图 6-1 所示。第二项包含了 $3\omega_1$ ，即三次谐波和输入信号电压的立方 V_1^3 。因此输入混频器上的基波电平每变化 1 dB 时，内部产生的三次谐波相应变化 3 dB。

失真常用它的阶数来描述。阶数由与信号频率相关的系数或与信号幅度相关的幂次（指数）所决定，因此，二次谐波失真是二阶的，三次谐波失真是三阶的。阶数也表明了内部产生的失真的变化与建立它的基波变化的关系。

现在我们加入第二个输入信号：

$$v = V_{LO} \sin(\omega_{LO} t) + V_1 \sin(\omega_1 t) + V_2 \sin(\omega_2 t)$$

这次当我们通过数学计算找到内部产生的失真时，除了谐波失真，我们还得到：

$$(k_4/8)V_{LO}V_1^2V_2 \cos[\omega_{LO} - (2\omega_1 - \omega_2)]t, \\ (k_4/8)V_{LO}V_1V_2^2 \cos[\omega_{LO} - (2\omega_2 - \omega_1)]t, \text{ 等等。}$$

这两项表示互调失真，即两个输入信号之间的相互作用。低频失真分量 $2\omega_1 - \omega_2$ 的频率比 ω_1 低 $\omega_2 - \omega_1$ ，即两个基波之差。高频失真分量 $2\omega_2 - \omega_1$ 的频率则比 ω_2 高相同的频率。如图 6-1 所示。

再次强调，动态范围随输入混频器上的电平而变。

1. 参见第 7 章“扩展频率范围”。

内部产生的失真在第一个公式中随着 V_1^2 与 V_2^2 的乘积而变,而在第二个公式中随着 V_1 与 V_2^2 的乘积而变。如果 V_1 与 V_2 的幅度相同,这也是失真测量时经常遇到的情况,我们可以把它们的乘积看作立方项 (V_1^3 或 V_2^3) 因此,两个输入信号的电平每同时改变 1 dB,失真分量就会改变 3 dB,如图 6-1 所示。

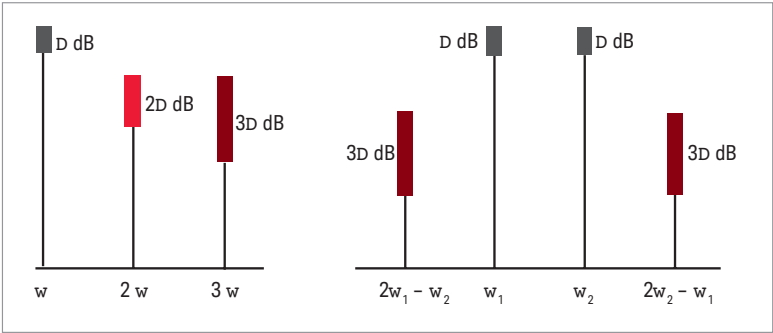


图 6-1. 混频器上基波电平的改变对内部失真的影响

这与图 6-1 中的三次谐波失真有相同程度的变化。事实上,这也是一种三阶失真,在这种情况下,我们可以将 ω_1 与 ω_2 的系数相加或者 V_1 与 V_2 的指数求和 (比如, $2\omega_1 - 1\omega_2$ 的系数相加 $2 + 1 = 3$) 来确定失真程度。

所有这些都说明动态范围取决于混频器上信号电平的大小。对于某个特定的测量如何知道混频器端我们需要多大的输入电平呢?大多数分析仪的技术指标中会包含动态范围如何变化的曲线图。即使没有提供这种图,我们也可以自己绘制²。

我们确实需要一个着手点,而这需要从技术指标说明中得到。首先观察二阶失真,假设技术指标告诉我们二阶谐波失真比混频器上的 -40 dBm 信号低 75 dB。失真是一种相对测量 (至少目前是),我们也定义了动态范围是以 dB 表示的基波与内部产生的失真之间的差值,就以此作为出发点。内部产生的二阶失真要比基波低 75 dB,故我们可以测量低于 75 dB 的失真。我们把这点绘制在纵轴是失真 (dBc),横轴为混频器上的输入电平 (输入连接处的电平减去输入衰减值) 的图中。如图 6-2 所示。如果混频器端电平下降到 -50 dBm 时会是什么情况呢?如图 6-1 所示,混频器上的基波电平每变化 1 dB,内部产生的二次谐波就会变化 2 dB。

但是就测量而言,我们只关注相对变化,也就是我们测量范围会发生什么变化。在这种情况下,混频器上基波电平每改变 1 dB 我们的测量范围也变化 1 dB。在二次谐波的例子中,当混频器上的电平从 -40 dBm 变化到 -50 dBm 时,内部失真以及测量范围从 -75 dBc 变化到 -85 dBc。所以事实上,这些点都落在一条斜率为 1 的直线上,该直线表示混频器上任何输入电平下的动态范围。

对三阶失真,也可以建立一条类似的直线。例如,技术指标可能说明混频器上的信号电平为 -30 dBm 时三阶失真是 -85 dBc。又以此作为出发点,我们可以绘出如图 6-2 所示的点。如果现在把混频器上的信号电平降到 -40 dBm,会怎么样呢?再次参考图 6-1,我们看到基波或者其他音频每减小 1 dB,三次谐波失真和三阶交调失真就会减小 3 dB。这是一个重要的差别。如果混频器上的电平从 -30 dBm 改变到 -40 dBm,基波或其他音频和内部产生的失真之间的差值将变化 20 dB。故内部失真为 -105 dBc。这两个点落在一条斜率为 2 的直线上,该直线给出了混频器上任意信号电平下的三阶性能。

有时三阶性能由 TOI (三阶截止点) 给出,这是内部产生的三阶失真与基波相等 (0 dBc) 时的混频器电平。因为混频器进入饱和状态,因而这种情况在实际中并不会发生。不过从数学角度出发,TOI 是一个极好的数据点,因为我们可以了解到直线的斜率。所以,即使把 TOI 作为起始点,我们还是能确定给定混频器电平上内部产生失真的程度。

我们可以根据技术指标中的信息算出 TOI,由于混频器上的基波每改变 1 dB,三阶动态范围会改变 2 dB,我们可以从基波电平值中减去指定动态范围 (以 dBc 为单位) 的一半得到 TOI。

$$TOI = A_{fund} - d/2$$

其中 A_{fund} = 基波电平 dBm
 d = 基波和失真之间的差,为负值 dBc

利用前面讨论的数值,可以得到:

$$TOI = -30 \text{ dBm} - (-85 \text{ dBc})/2 = +12.5 \text{ dBm}$$

2. 更多关于如何绘制动态范围图的信息,参见《优化失真测量的动态范围 — Keysight PSA 高性能频谱分析仪系列》— 产品指南, 5980-3079CHCN。

衰减器测试

理解失真图固然很重要，不过我们还有一个简单的测试来确定显示的失真分量是来自真实输入信号还是内部产生的信号。改变输入衰减器，若失真分量的显示值保持不变，则失真分量是输入信号的一部分。若显示值改变，则失真分量就是由内部产生或者是内部信号和外部信号之和。通过继续改变衰减器的值直到显示的失真不再变化便完成了测量。

噪声

动态范围还有另一个限制条件，这就是频谱分析仪的本底噪声。回顾我们对动态范围的定义，即可测量的最大信号与最小信号的比值。频谱分析仪的平均噪声限制了小信号的测量，动态范围与噪声的关系变为基波信号和本底噪声之间的信噪比，其中基波信号的失真分量是我们想要测量的。

我们可以容易地在动态范围图上绘出噪声，例如：假设频谱分析仪的技术资料上指定分辨率带宽为 10 kHz 时平均显示噪声电平是 -110 dBm，如果基波信号在混频器上的电平是 -40 dBm，比平均噪声高 70 dB，因此，信噪比是 70 dB。当混频器上的信号电平每减小 1 dB，信噪比也随之损失 1 dB。噪声曲线是一条斜率为 -1 的直线。如图 6-2 所示。

如果我们暂不考虑测量精度，最佳动态范围出现在失真曲线与噪声曲线的交汇点。图 6-2 表明二阶失真的最大动态范围是 72.5 dB，三阶失真的最大动态范围是 81.7 dB。在实际测量中，噪声和失真曲线的交点并非严格按照定义，因为噪声添加至连续波状的失真产物中，当使用带有对数刻度平均的对数功率刻度显示时动态范围会减小 2 dB。

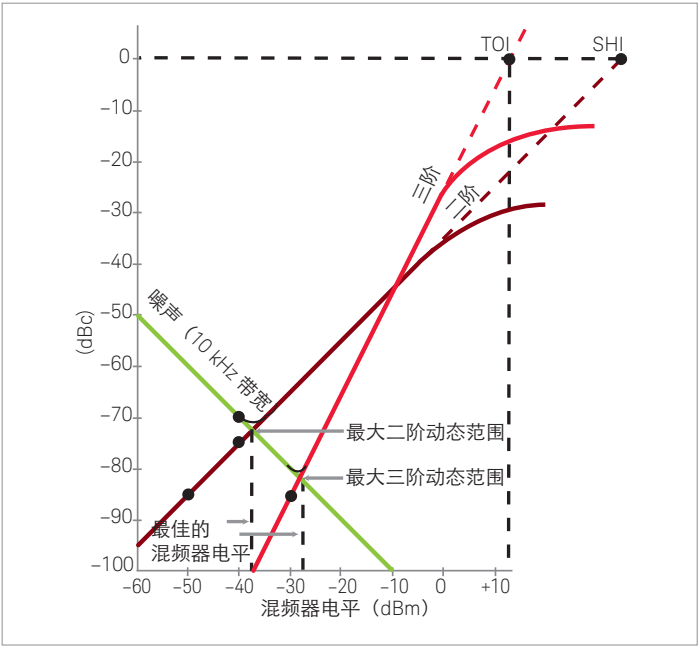


图 6-2. 动态范围与失真和噪声

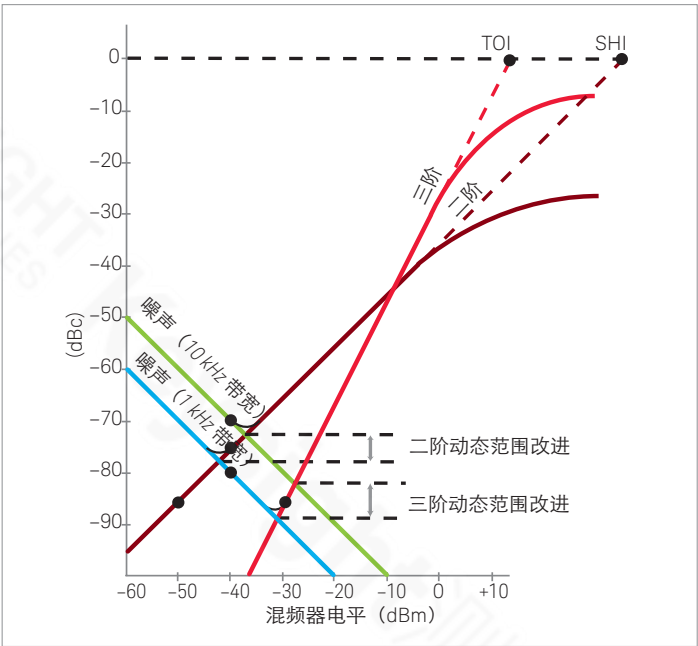


图 6-3. 用降低分辨率带宽改进动态范围

图 6-2 显示了某一分辨率带宽时的动态范围。我们无疑可以通过减小分辨率带宽来改善动态范围。但降低的本底噪声和动态范围改善之间并没有一一对应的关系。对于二阶失真，动态范围的改善是本底噪声变化的一半；对于三阶失真，动态范围的改善则为本底噪声变化的 2/3。如图 6-3 所示。

影响动态范围的最后一个因素是频谱分析仪本振的相位噪声，并且它只影响三阶失真测量。例如，假设我们对一个放大器进行双音三阶失真的测量，测试的双音频率间隔为 10 kHz。三阶失真分量与测试音也相隔 10 kHz。在这个测量中，我们也许会想到用 1 kHz 的分辨率带宽。参见图 6-3，并允许噪声曲线有 10 dB 的下降，会得到一个约 88 dB 的最大动态范围。然而，若假设在 10 kHz 频偏处的相位噪声是 -80 dBc，那么 80 dB 就成为这次测试中动态范围的极限值。如图 6-4 所示。

总之，频谱分析仪的动态范围受三个因素影响：输入混频器的失真性能、系统的宽带本底噪声（灵敏度）和本地振荡器的相位噪声。

动态范围与测量不确定度

在前面对幅度精度的讨论中，我们仅仅考虑了表 4-1 列出的项目再加上失配。我们并未考虑内部产生的失真分量（正弦曲线）与我们想要测量的外部信号处在同一频率的可能性。然而，内部产生的失真分量恰好与我们想要测量的外部信号的失真分量处在同一频率上。问题在于我们无法知道外部信号与内部信号的相位关系。故只能确定不确定度的可能范围：

不确定度 (dB) = 20 log(l ± 10^{d/20})

式中：d = 较大正弦波与较小的正弦波的差 (dB)（负数）

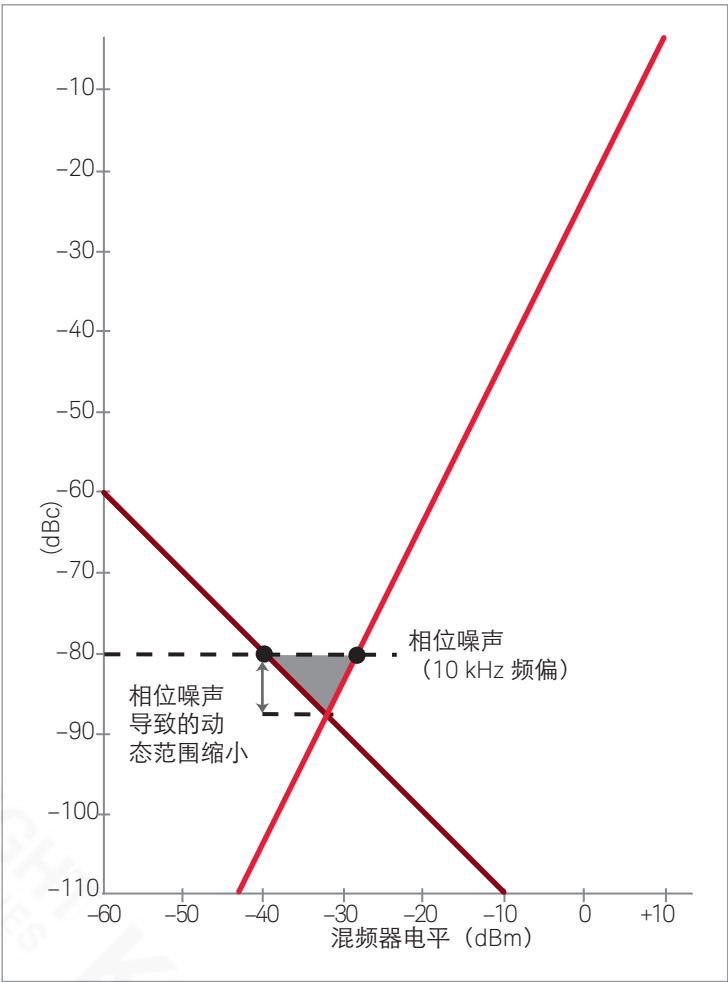


图 6-4. 相位噪声会限制三阶互调测试

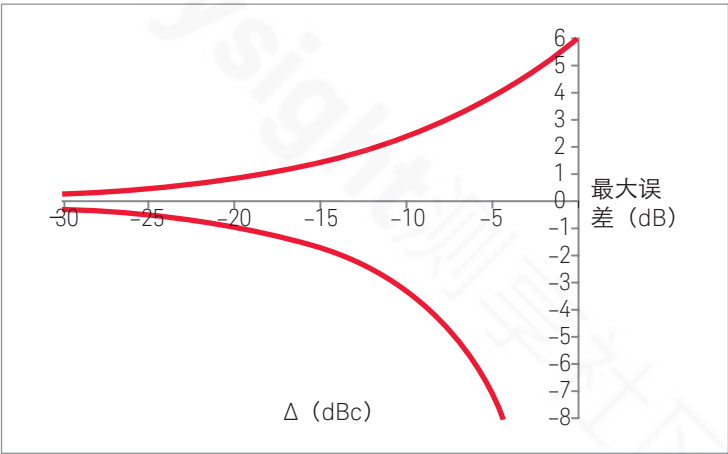


图 6-5. 两个同频正弦波的幅度差和不确定度的关系

如图 6-5 所示。例如，我们设立一些条件比如内部产生的失真与输入信号失真的幅度相等，则测量误差可能在 +6 dB（两信号正好同相）到负无穷大之间（两信号正好反相以致相互抵消）。这种不确定度范围在大多数情况下是不能接受的。如果把测量不确定度限定在 ± 1 dB，图 6-5 表明内部失真分量必须比我们想要测量的失真分量低 18 dB 左右。为了绘制测量误差不大于 1 dB 的二阶和三阶测量的动态范围曲线，我们必须将图 6-2 中的曲线偏移 18 dB，如图 6-6 所示。

下面，让我们看看由低信噪比引起的不确定度。我们想要测量的失真分量为低电平信号，并且它们非常接近频谱分析仪的噪声电平。在这种情况下，我们通常使用视频滤波器使低电平信号更容易辨识。图 6-7 显示了对于某个典型频谱分析仪，显示信号电平误差随显示信噪比变化的曲线。请注意，这种误差仅存在于一个方向，因而可以加以校正。不过，我们通常不这样做。对于动态范围测量，假定接受噪声产生的 0.3 dB 误差，并在动态范围曲线图中使噪声曲线偏离 5 dB，如图 6-6 所示。在失真曲线和噪声曲线交汇处，最大的可能误差将小于 1.3 dB。

让我们来看看当考虑测量误差时动态范围会发生什么变化。如图 6-6 所示，二阶失真的动态范围从 72.5 dB 变化到 61 dB，变化了 11.5 dB。这是两条曲线总偏移（失真为 18 dB，噪声为 5 dB）的一半。三阶失真的动态范围从 81.7 dB 变化到 72.7 dB，变化了约 9 dB。在这种情况下，其变化是失真曲线 18 dB 偏移的 1/3 加上噪声曲线 5 dB 偏移的 2/3。

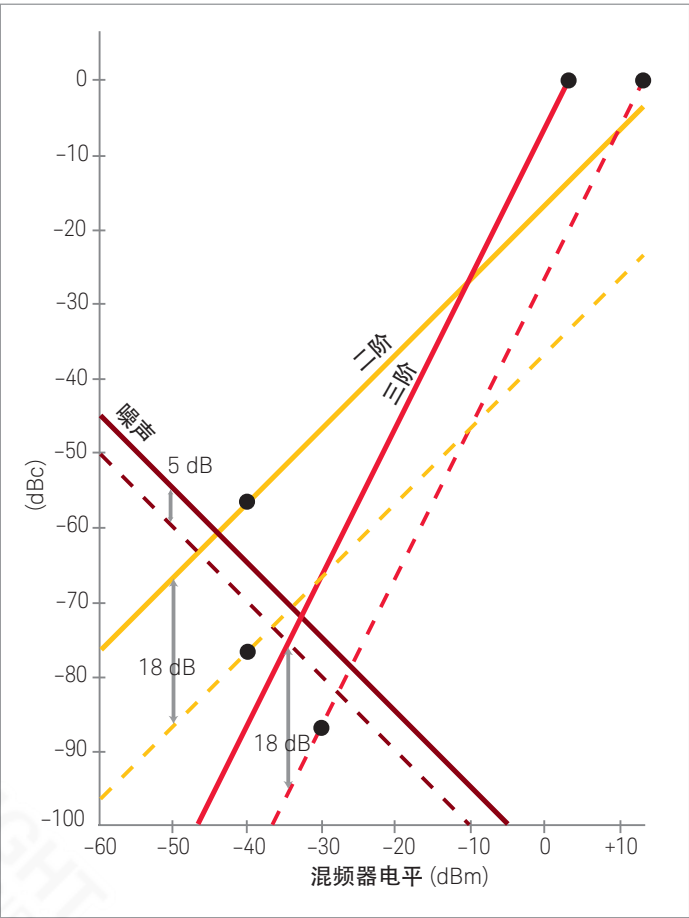


图 6-6. 最大误差 1.3 dB 时的动态范围

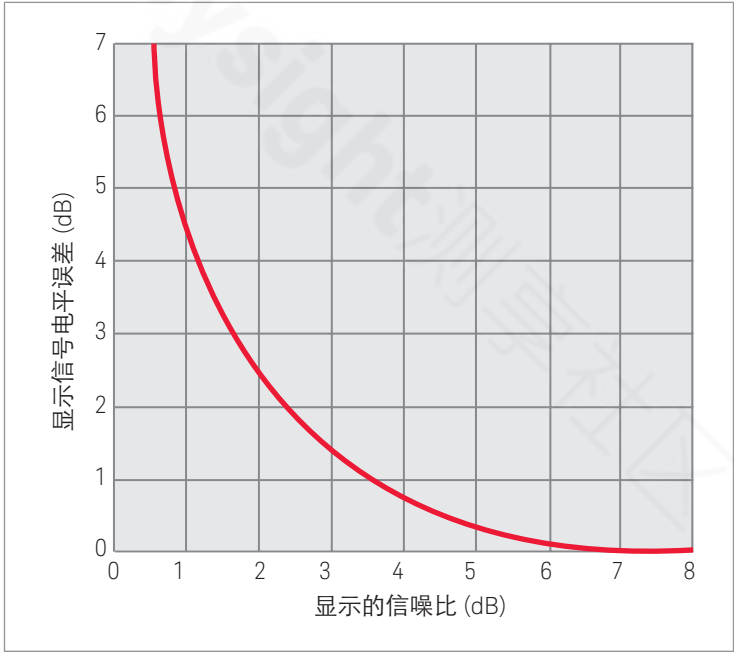


图 6-7. 由于噪声导致显示信号幅度的误差

增益压缩

在讨论动态范围时，即使在相对意义上，我们也没有关心大信号是如何被精确显示的。当不断增大正弦输入信号的电平时，最终输入混频器上的电平会变得过高以致于指定的输出混频分量不再随输入的信号线性变化。混频器处于饱和状态，所显示的信号幅度很小。这种饱和是逐渐形成而不是突然出现。为了避免进入饱和状态，通常规定 1 dB 压缩点。增益压缩通常发生在 -5 dBm 至 5 dBm 的混频器电平之间。这样我们就可以确定如何设定输入衰减器以精确测量高电平信号³。采用数字中频的频谱分析仪会在 ADC 超出范围时显示中频过载。

事实上，有三种方法来评估压缩。传统方法即所谓的连续波压缩，可以测量当输入信号功率逐步增大时，器件（放大器、混频器或系统）增益的变化。刚才讨论的就是这个方法。注意，即使对于中等动态范围，连续波压缩点也远高于前面指出的基波电平值。因此，不考虑大信号压缩的可能性是合理的。

第二种方法被称为双音压缩，当较大信号的功率递增时，测量对于小信号系统增益的变化。双音压缩适用于测量多个连续波信号，如边带信号和独立信号。此方法的压缩阈值通常比连续波法低几个 dB。是德科技使用这种方法来确定频谱分析仪的增益压缩。

最后一种方法叫作脉冲压缩，当脉冲功率逐渐增加时，测量对于窄（宽带）射频脉冲系统增益的变化。测量脉冲时，我们常常采用比脉冲带宽窄得多的分辨率带宽，因此分析仪所显示的信号电平大大低于脉冲功率的峰值。我们可能没有意识到的结果是：信号总功率高于混频器的压缩阈值。高的阈值能改善高功率、超窄或超宽线性调频脉冲的信噪比。阈值要比 Keysight X 系列信号分析仪的双音压缩高 12 dB 左右。由于不同的压缩机制对连续波、双音和脉冲有不同的影响，故任何一种压缩阈值都有可能比其他压缩阈值小。

显示范围和测量范围

另外有两种范围经常与动态范围混淆：显示范围和测量范围。显示范围，通常被称为显示动态范围，是指频谱分析仪已校准的显示幅度范围。例如，十格的显示器在选择每格 10 dB 时，应有 100 dB 的显示范围。这对于使用数字中频电路的现代分析仪固然是正确的，例如 Keysight X 系列。而且在使用窄（10 至 300-Hz）数字分辨率带宽时，这对于 Keysight ESA-E 系列分析仪同样适用。不过使用模拟中频的频谱分析仪一般只校准基准电平下面的 85 dB 或 90 dB。在这种情况下，显示格的底线代表幅度为 0 的信号，故显示屏的底部包括的范围是相对参考电平从 -85 dB 或 -90 dB 到无穷小。

对数放大器的范围可能成为使用模拟中频电路的频谱分析仪的另一个限制条件。例如，ESA-L 系列频谱分析仪使用 85 dB 对数放大器。这样，只有基准电平以下 85 dB 范围内的测量得到了校准。

问题在于，全部显示范围是否都可以被利用呢？根据上面对动态范围的讨论，我们知道回答一般来说是肯定的。事实上，动态范围往往超出显示范围或对数放大器的范围。为了将较小的信号放入显示屏的已校区域，必须增加中频增益。但这样做又会使较大的信号超出显示屏的顶部，即高于基准电平。部分是德科技的分析仪（例如 X 系列）可以测量超出基准电平的信号，并且不会影响较小信号显示的精度，如图 6-8 所示（参见第 61 页）。所以我们可以充分利用分析仪的完整动态范围，即便是它超出了显示范围。在图 6-8 中，基准电平从 -20 dBm 变化到 -50 dBm，信号已经远远超出显示屏的顶部，然而游标读数并没有改变。

测量范围是在任何情况下可以测得的最大信号与最小信号之比。大多数分析仪的测量上限取决于最大安全输入电平，典型值为 +30 dBm (1 W)。这些分析仪具有可调到 60 或 70 dB 的输入衰减器，因此，您可以将 +30 dBm 信号降低到远低于输入混频器压缩点的电平并能精确测量它们。显示的平均噪声电平决定了测量范围的另一端。这取决于分析仪的最小分辨率带宽和在测量中是否使用了前置放大器，DANL 通常从 -115 dBm 到 -170 dBm。因此，测量范围可以从 145 dB 到 200 dB。当然，我们不可能在输入端同时存在 +30 dBm 的信号时观察到 -170 dBm 的信号。

3. 许多分析仪内部可以控制输入衰减器和中频增益的联动设置，所以当连续波信号在输入混频器上的电平和压缩电平一样时，信号会在显示格子的最上方有明显衰减。这样我们就不会因为疏忽大意而继续对连续波信号进行不正确的测量。

邻道功率测量

TOI、SOI、1 dB 增益压缩和 DANL 都是频谱分析仪性能的典型测量指标。但随着数字通信系统的大量增加，其他衡量动态范围的测量指标也变得非常重要。例如邻道功率（ACP）测量经常用于测量 CDMA 通信系统中有多少信号能量泄露或者溢出到载频频率以上或以下的邻道或者交替信道中。图 6-9 给出了一个邻道功率测量实例。

注意载波功率和邻道、交替信道功率的相对幅度的差别。一次最多可以测量载波两边各六个信道的功率。

通常我们最关注主信道功率和相邻或交替信道信号功率的差值。这取决于特定的通信标准，这些测量常被称作“邻道功率比”（ACPR）或“邻道泄漏比”（ACLR）测试。由于数字调制信号和它产生的失真本质上非常像噪声，故工业标准通常定义一个信道积分功率带宽。

为了精确地测量被测器件的 ACP 性能，例如一个功率放大器，频谱分析仪必须有比被测器件更好的 ACP 性能。因此，对于数字通信系统的测试，频谱分析仪的 ACPR 动态范围就成为了一个关键的性能指标。

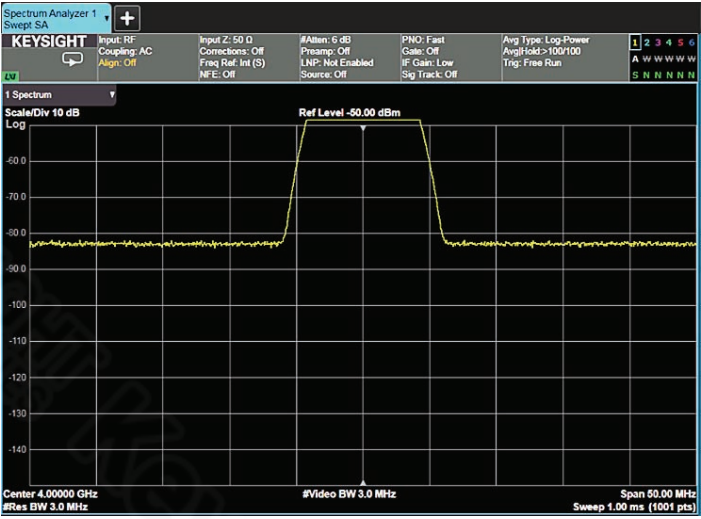
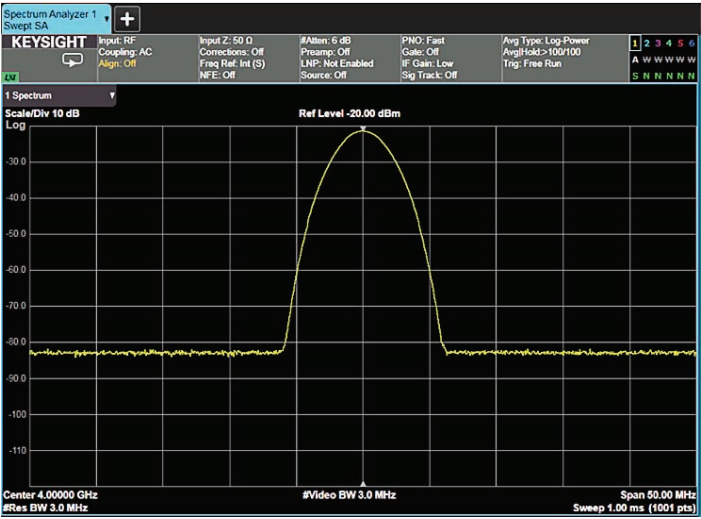


图 6-8. 高性能 X 系列信号分析仪的显示范围和测量范围

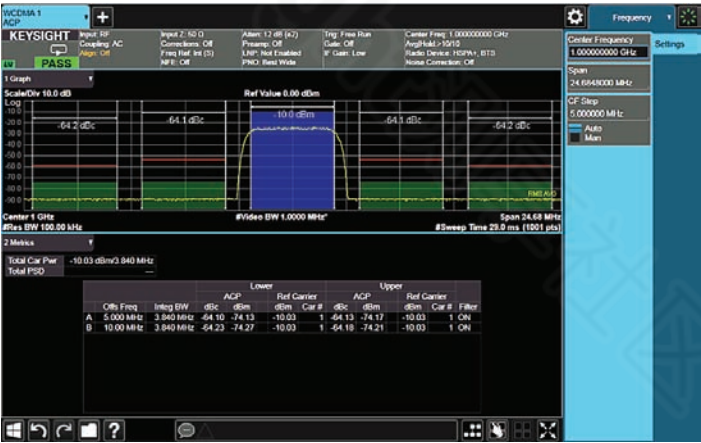


图 6-9. 使用高性能 X 系列信号分析仪进行邻道功率测量

第 7 章 频率范围扩展

随着越来越多无线业务的引入和部署，可用频谱资源越来越紧张。所以，在更高频率上对新业务和新业务的开发已经成为目前的趋势。另外，新微波技术的持续发展也带动了更多微波频段测量能力的需求。频谱分析仪的设计人员已经开发了使用同轴输入直接调谐至 50 GHz 的仪器，而使用外部混频技术甚至可以测量更高的频率。本章介绍能够使频谱分析仪调谐至这些高频率的主要技术。

内部谐波混频

在第 2 章中我们描述了一种可调谐至 3.6 GHz 的单一频段的频谱分析仪，现在我们将希望能将频谱分析仪调谐至更高的频率。实现这种频率扩展的最实际的方法是采用谐波混频。

下面我们将循序渐进地加以说明。在推导第 2 章中的调谐方程时，我们发现需要用图 2-1 所示的低通滤波器来阻止高频信号到达混频器输入端，结果形成了调谐到 3.6 GHz 的单一响应、单一频段的分析仪。现在我们希望观察并测量较高频率的信号，所以必须去除该低通滤波器。

在推导调谐方程时，我们研究过的其他因素是本振和中频的选择。我们认为中频不应处于所关注的频段内，因为这会在调谐范围内形成一个无法进行测量的空白区域。所以我们将中频选为 5.1 GHz，使它处在所关注的最高调谐频率之上 (3.6 GHz)。由于新的调谐范围将大于 3.6 GHz，所以将新的中频移至 3.6 GHz 以下是很合理的事。在是德科技频谱分析仪中用于这些较高频率范围的典型第一中频值是 322.5 MHz。

在下面实例中我们将使用这个中频值。总之，对于低于 3.6 GHz 的低频段，第一中频是 5.1 GHz；对于高频段，我们切换第一中频至 322.5 MHz。在图 7-1 中，第二个中频是 322.5 MHz，所以想要分析仪调谐至较高频率范围时，我们需要做的是将信号旁路绕过第一个中频。

在第 2 章中，我们通过数学计算得出需要一个低通滤波器的结论。而接下来我们要讨论的情况更加复杂，我们将采用较易理解的图式法来研究所发生的情况。低频段的情况相对简单，所以先由它着手。给出的所有图形均以横轴表示本振频率，纵轴表示信号频率，如图 7-2 所示。我们已经知道，每当输入信号频率与本振相差一个中频频率时，便得到一个频率等于中频的混频分量（从而在屏幕上显示一个响应），所以可以通过将本振频率加上或减去中频简单地确定分析仪所调谐到的频率。

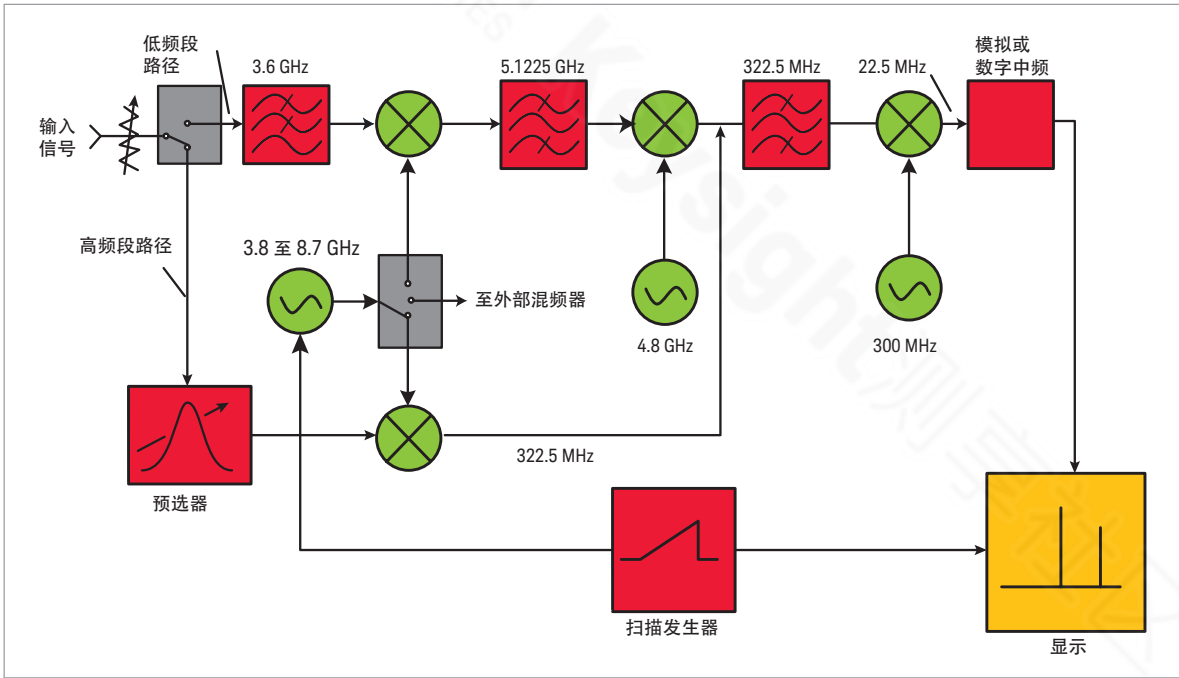


图 7-1. 低频段和高频段的切换

为了确定调谐范围，接下来我们在图 7-2 中用虚线描绘出本振频率和信号频率的关系。从虚线的值减去中频可以得到 0 至 3.6 GHz 的调谐范围，这是第 2 章所确定的调谐范围。注意，在图 7-2 中这条线被标记为“1-”，表示基波混频并采用调谐方程中的负号。我们可以通过这个图来确定接收特定频率信号所需的本振频率或者对于给定的本振频率分析仪所调谐的频率。为了能显示一个 1 GHz 信号，本振必须调至 6.1 GHz。当本振等于 8 GHz 时，频谱仪则调谐到接收 2.9 GHz 频率的信号。本文中对第一中频值将四舍五入到小数点后一位，实际中频频率 (5.1225 GHz) 则表示在方框图上。

现在，我们给图 7-2 中的本振线加上中频则得到另一个基波混频频段，这就是靠近上方标记为 1+ 的实线，它指示的调谐范围是 8.9 至 13.8 GHz。注意，对于给定的本振频率，分析仪所调谐到的两个频率之间相差 2 个中频。假设在测量低频段信号时输入端有一个低通滤波器，我们应该不会受到 1+ 频率范围内信号的干扰。

下面我们来研究谐波混频会使情况复杂到什么程度。由于谐波混频需要本振向混频器提供一个高电平驱动信号以实现有效的混频，同时混频器又是一个非线性器件，会产生本振信号的谐波，因此和基波混频一样，输入信号也可以和本振谐波混频，而任何频率等于中频的混频分量都将在屏幕上产生响应，换句话说，调谐（混频）方程这时变成：

$$f_{\text{sig}} = n f_{\text{LO}} \pm f_{\text{IF}}$$

其中， n = 本振谐波次数
(其余参数与前面讨论相同)

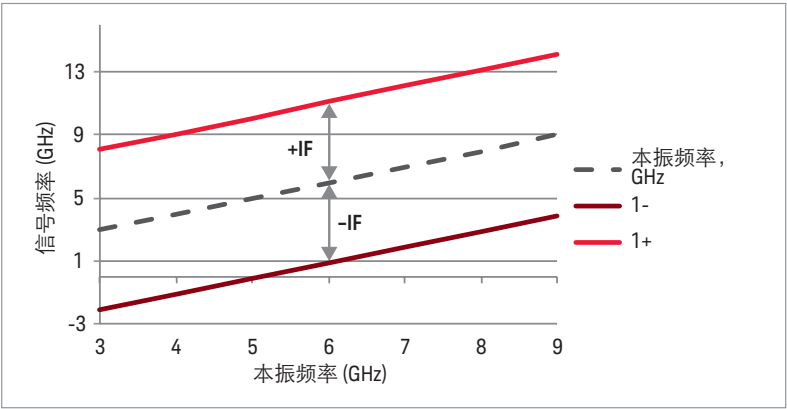


图 7-2. 在低频段、高中频时基波混频调谐曲线

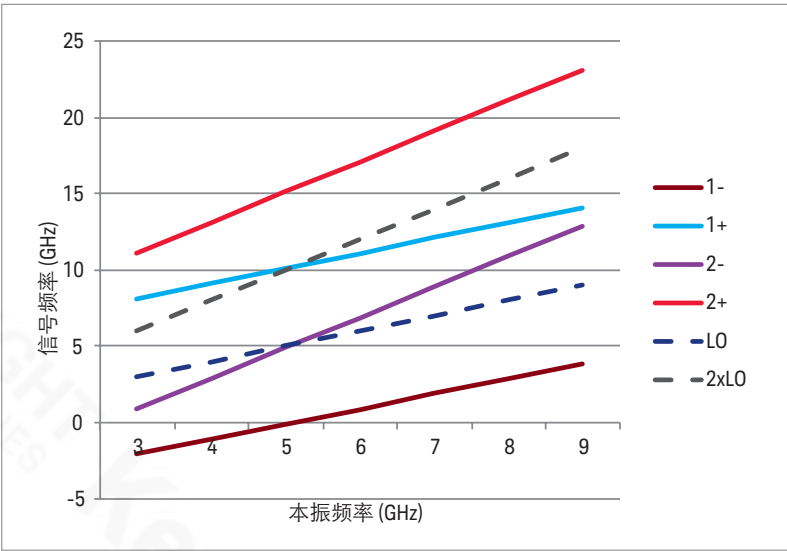


图 7-3. 在低频段、高中频时，“1-”频率范围内的信号产生唯一的、清晰的响应

我们加上二次谐波混频（如图 7-3）来了解一下测量过程的复杂程度。与之前一样，先画出本振频率相对信号频率曲线，然后将本振频率乘以 2 得到图 7-3 中上方的虚线。如同基波混频一样，我们直接从本振的二次谐波曲线减去或加上中频 (5.1 GHz) 就能得到 2- 和 2+ 的调谐范围，由于这两个范围都没有与期望的 1- 调谐范围交叠，所以我们仍然可以认为它们并未真正使测量过程更复杂。

换句话说，在 1- 调谐范围内的信号能够在分析仪屏幕上产生唯一的、清晰的响应。基波混频时所用的低通滤波器同样可以有效地消除谐波混频情况时产生的其他响应。

情况对于高频段、低中频时则大不相同。和之前一样，先画出本振频率对信号频率曲线，再加上和减去中频，得到如图 7-4 所示的结果。注意这时 1- 和 1+ 两个调谐范围非常接近，事实上已经产生了重叠，这是由于中频的频率很低，目前情况下只有 322.5 MHz。

那么调谐范围之间如此近的间隔是否会使测量变得更复杂呢？回答是既肯定又否定。首先，系统每次只能校准一个调谐范围。此时，我们会选择 1- 调谐范围获得一个约为 3.5 GHz 的低频，于是就会和 3.6 GHz 低频段调谐范围的高端产生某些重叠，所以会在屏幕上看到什么效果呢？我们来看本振频率等于 5 GHz 的曲线图，发现有两个可能的频率会在显示的同一点上产生响应：4.7 和 5.3 GHz（取小数点后一位）。另一方面，如果从信号频率轴的 5.3 GHz 上观察，又会发现除了 5 GHz 本振频率处的 1+ 响应外，还会有 1- 响应。这种情况发生在当允许本振频率扫描高达 5.6 GHz（高于 5 GHz 两个中频）的时候。同样，当观察信号频率轴的 4.7 GHz 时，除了 5 GHz 本振频率处的 1- 响应外，还会看到本振频率 4.4 GHz（低于 5 GHz 两倍中频）的 1+ 响应。因此，对每个所需的 1- 调谐曲线上的响应，都会有另一个响应出现在比其频率低 2 个中频的位置上，这种成对出现的响应称为镜像响应。

使用这种混频解决方案有可能使不同频率的信号显示在同一点上，即在同一本振频率处产生响应。如图 7-4 所示，当本振频率为 5 GHz 时，频率为 4.7 GHz 和 5.3 GHz 的输入信号都能在中频处产生响应，这些信号的频率被称为镜像频率，它们之间也是相隔 2 倍中频。

很明显，我们需要某种措施来区分分析仪已校准的 1- 调谐曲线产生的响应和由 1+ 调谐曲线产生的响应。

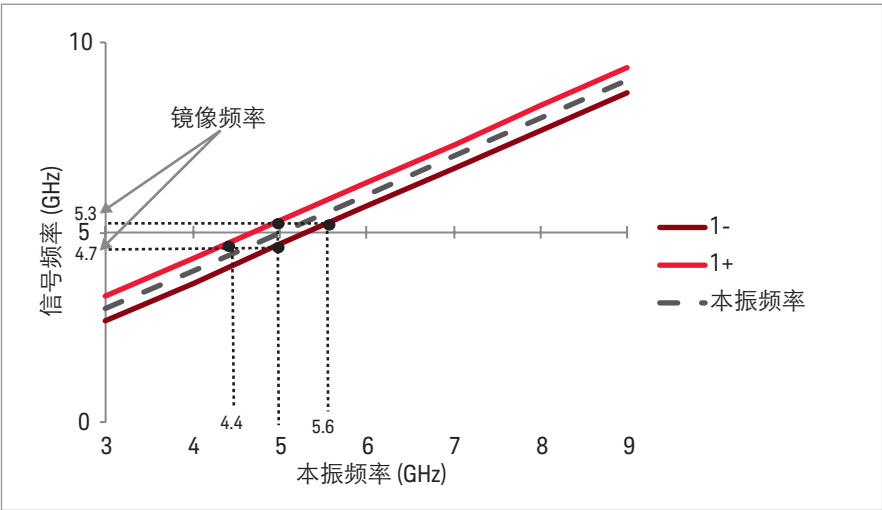


图 7-4. 在高频段、低频时的基波混频调谐曲线

不过在考察信号识别方法之前，我们先把谐波混频曲线扩展至 26.5 GHz，看看在信号识别过程中是否还有其他因素需要予以考虑。图 7-5 显示出直到本振四次谐波的调谐曲线。

观察图 7-5，我们发现了其他的复杂因素。频谱分析仪被设置为工作在几个不同的调谐频段，根据分析仪所调谐频率的不同，对特定的本振谐波，分析仪的显示频率被校准。例如，在 8.3 至 13.6 GHz 的输入频率范围内，频谱分析仪是在 2- 调谐曲线上经过校准，假设此时在输入端有一个频率为 13.6 GHz 的信号，随着本振的扫描，信号会与 3+、3-、2+ 和 2- 分别产生中频响应。当本振频率满足如下调谐方程时将出现所需的 2- 调谐曲线的响应：

$$13.6 \text{ GHz} = 2 f_{LO} - 0.3$$
$$f_{LO} = 6.95 \text{ GHz}$$

同样也可以计算出 2+ 调谐曲线的响应发生在 $f_{LO} = 6.65 \text{ GHz}$ 时，由此生成的显示像是 13.0 GHz 的信号产生的响应。

由 3+ 和 3- 调谐曲线响应所产生的显示信号被称作带内多重响应。由于它们出现在本振调谐为 4.63 GHz 和 4.43 GHz 时，它们会在屏幕上产生虚假响应，并且看起来像是 8.96 GHz 和 8.56 GHz 的真实信号。

其他一些情况会产生带外多重响应。例如，假设我们研究的是一个在 band 1 内的 5 GHz 信号，它在 15 GHz (band 3) 有一个较大的三阶谐波，除了 5 GHz 信号在 1+ 和 1- 调谐曲线上产生的预期的成对响应外，同样还会得到 15 GHz 信号在 4+、4-、3+ 和 3- 调谐曲线上产生的其他响应。由于这些响应分别出现在本振频率为 3.7 GHz、3.8 GHz、4.9 GHz 和 5.1 GHz 时，屏幕上显示的信号看起来像是输入频率为 3.4 GHz、3.5 GHz、4.6 GHz 和 4.8 GHz 的信号，如图 7-6 所示。

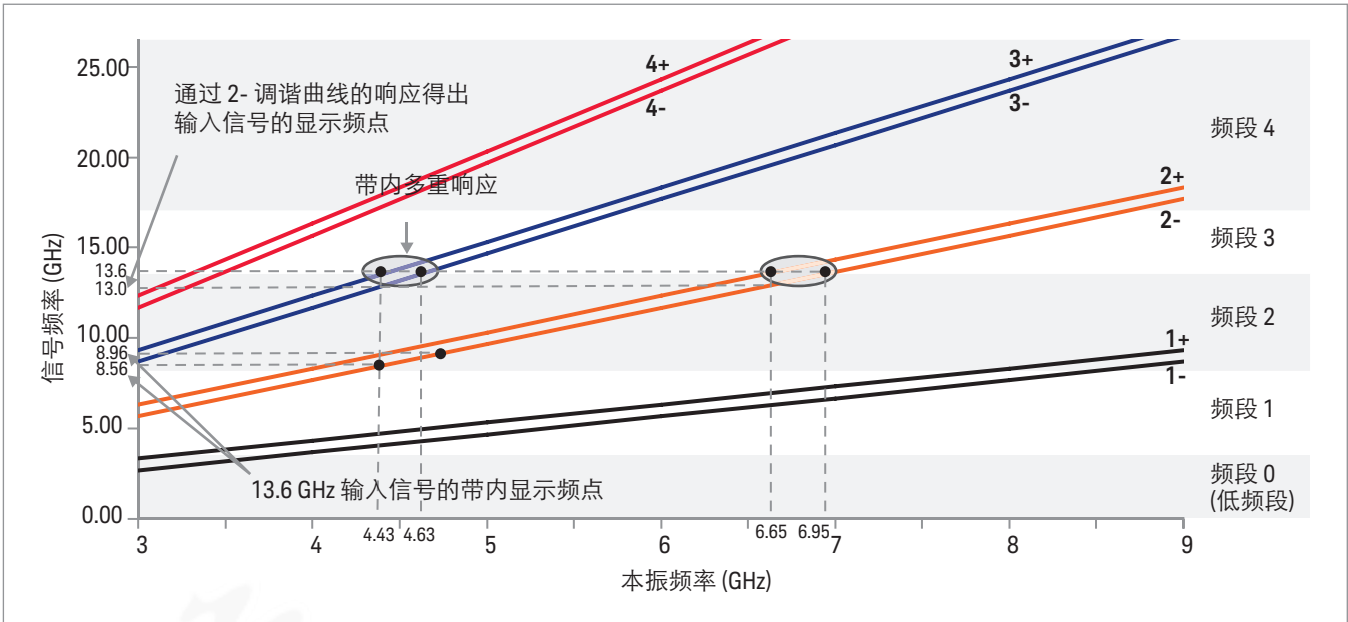


图 7-5. 本振四次谐波的调谐曲线显示了对一个 13.6 GHz 输入信号的带内多重响应

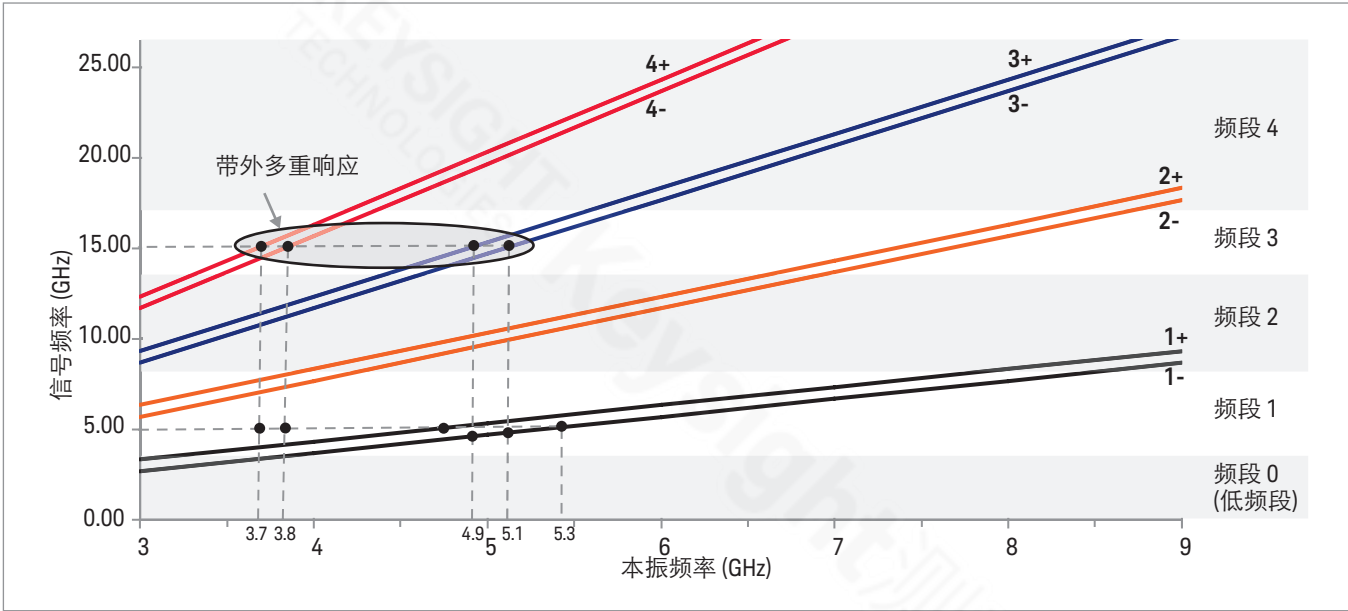


图 7-6. band 3 中的信号所导致的 band 1 内部的带外多重响应

多重响应通常是成对出现¹，一个是“加上”混频分量，一个是“减去”混频分量。当我们在给定的调谐频带内使用正确的谐波混频阶数时，两个响应会相隔 2 倍 f_{IF} 。由于每对调谐曲线的斜率随谐波阶数 N 呈线性增长，所以其他谐波混频阶数引起的多个响应对的间隔为：

$$2f_{IF} (N_C/N_A)$$

其中， N_C = 所需调谐频段正确调谐阶数，
 N_A = 多个响应对产生的实际调谐阶数

1. 通常称为“镜像对”。此非精确术语，因为镜像实际是指频谱分析仪输入端两个或多个真实信号在相同的本振频率处产生的中频响应。数量可能因您的分析仪型号而有所不同。

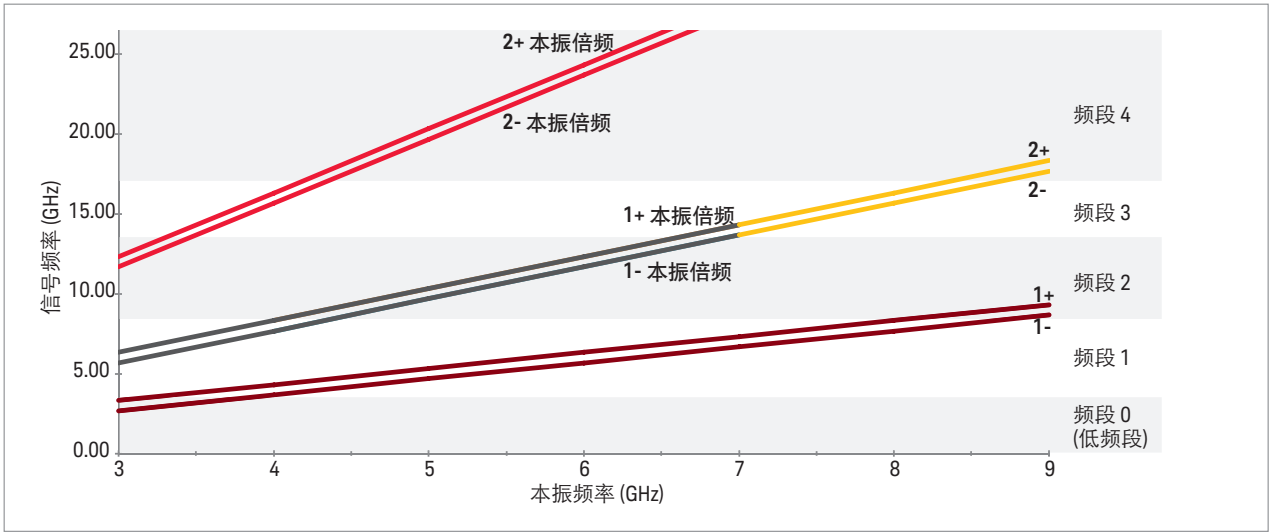


图 7-7. X 系列分析仪谐波频段，使用本振倍频

X 系列分析仪中的本振通过倍频生成了一个更高的本振，用于谐波混频。因此，本振谐波将高于其本应处在的频率 2 倍以上，多重响应的可能性也会显著减少。比较图 7-6 和图 7-7。

我们能否根据以上讨论得出谐波混频的频谱分析仪不实用？并非如此。在信号频率已知的情况下，因为知道分析仪能够根据自身校准的情况选择适当的混频模式，所以我们可以直接调谐至信号频率。在只有一个或两个信号的可控环境中，通常可以轻松地从镜像和多重响应中辨别真实信号。

然而，有许多时候我们无法确定涉及多少个信号或者它们的频率是多少。譬如当我们搜索未知的杂散信号、进行作为频率监测计划一部分的现场监控测试，或者执行用于检测器件多余辐射的 EMI 测试。所有这些情况，我们都很可能需要在潜在的拥挤频谱环境下寻找完全未知的信号，这时如果要对每个响应都完成某种形式的识别程序，那么测量时长将让人无法忍受。

幸运的是，有一种方法通过对信号的预先滤波处理可以从本质上消除镜像及多重响应，这种技术被称为预选。

预选

预选必须采用何种形式呢？返回去看图 7-4，假定有两个存在于分析仪输入端的信号 4.7 GHz 和 5.3 GHz，如果我们对其中的一个特别感兴趣，则可以利用带通滤波器让该信号进入分析仪而抑制另一个信号。然而，固定滤波器并不能消除多重响应，所以如果频谱比较密集，便仍然有可能出现混淆。也许更重要的是，固定滤波器对分析仪的灵活性带来限制。如果我们要进行宽带测试，则一定不希望连续不断地去改变带通滤波器。

解决方案是使用可调谐滤波器。它被设计成自动跟踪合适混频模式的频率。图 7-8 表示出了这类预选器的效果。这里我们利用了超外差式频谱分析仪而不是实时分析仪这一事实，亦即分析仪一次只调谐到一个频率上。图 7-8 中的虚线表示跟踪预选器的带宽。虚线以外的信号则被抑制掉。

我们继续使用前面实例假定分析仪输入端存在 4.7 GHz 和 5.3 GHz 的信号，若设定 5 GHz 的中心频率以及 2 GHz 的扫宽，让我们来看看当频谱仪调谐在这个频率范围时会发生什么情况。当本振扫过 4.4 GHz（是本振可能在其 1+ 混频模式下与 4.7 GHz 输入信号相混频的频率）时，预选器被调谐到 4.1 GHz，因而抑制掉 4.7 GHz 信号。由于输入信号未达到混频器，故不产生混频，显示器上也不会出现响应。当本振扫过 5 GHz 时，预选器允许 4.7 GHz 信号到达混频器，在显示器上便能看到适当的响应。5.3 GHz 镜像信号被抑制，故不产生与来自 4.7 GHz 信号的混频分量相互作用并引起虚假显示的混频分量。最后，当本振扫过 5.6 GHz 时，预选器允许 5.3 GHz 信号到达混频器，从而能看到它被正常显示。在图 7-8 中可以看出，不同混频模式没有一处相交。所以，只要预选器带宽足够窄（典型情况下，从低频的 35 MHz 到高频的 80 MHz），便能消除所有镜像响应和多重响应。

使用“消除”这个词，可能有些过于肯定。预选器并不具有无限大的抑制能力，它往往是处在 70 至 80 dB 范围。所以，如果我们要在信号电平很高的情况下寻找低电平信号，那么，看到的很可能是高电平信号的低电平镜像或是多重响应。然而，低频段的情况又如何呢？大多数跟踪预选器都使用 YIG 技术，而 YIG 滤波器不能很好地工作在低频上。所幸的是，有一种简单的解决方案。图 7-3 表明，其它的混频模式都不会与低频段高中频情况下的 1- 混频模式相重叠，因此，一个简单的低通滤波器对镜像响应和多重响应两者都能削弱。图 7-9 显示了典型微波频谱分析仪的输入结构。

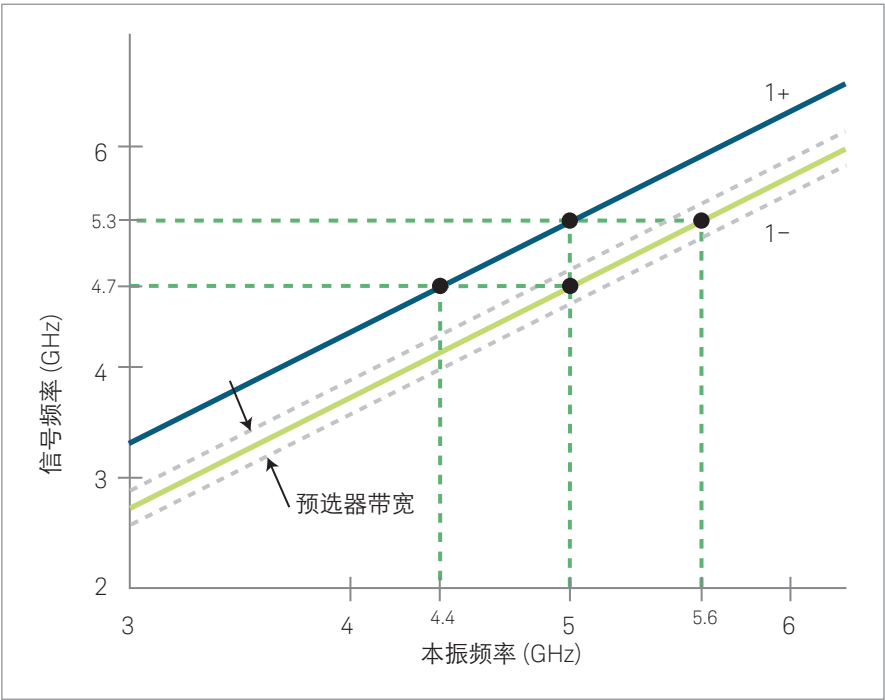


图 7-8. 预选: 跟踪预选器的带宽以虚线表示

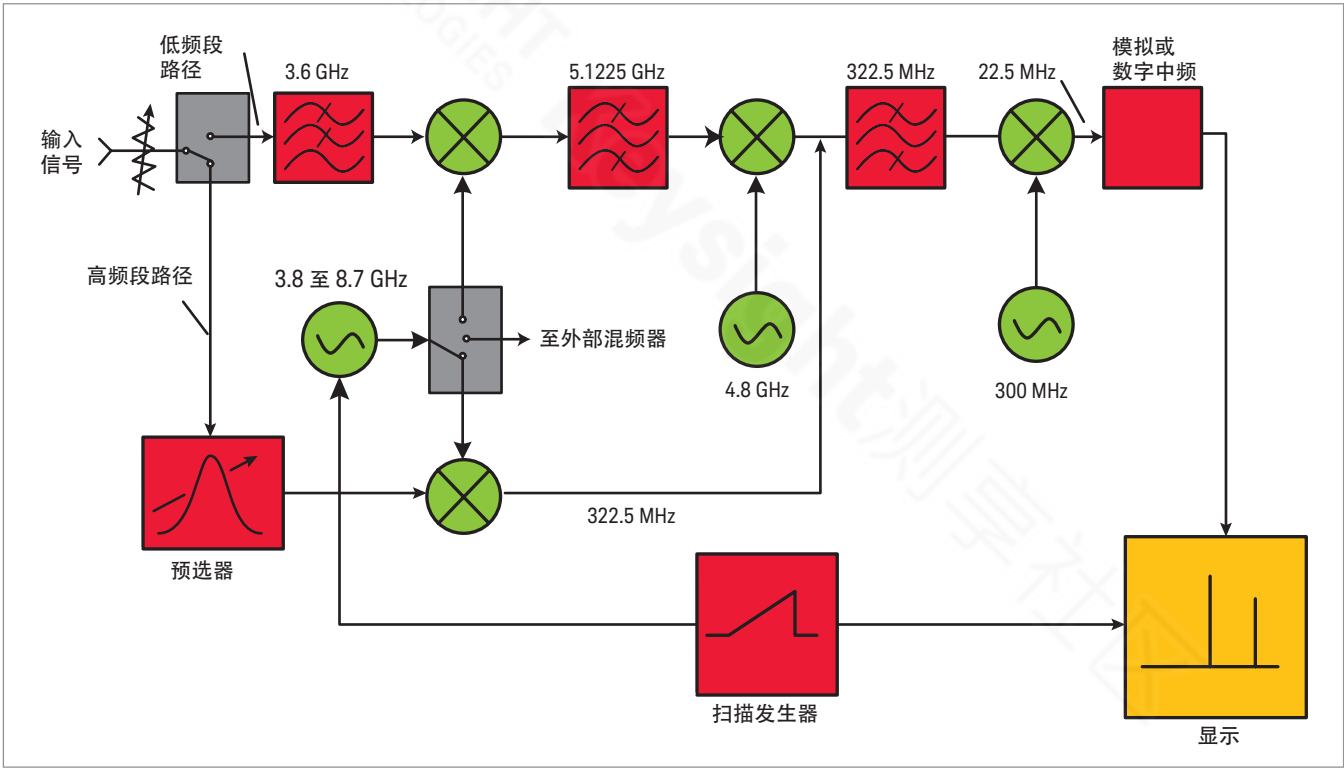


图 7-9. 带有预选的典型频谱分析仪前端结构

幅度校准

到目前为止，我们已经认识到谐波混频频谱分析仪是如何对多种不同的输入频率产生响应的，那么幅度的情况又如何呢？

混频器的变频损耗随谐波阶数而变，当谐波数增多时，损耗也增大。这意味着，等幅信号如果混入不同的混频模式在显示器上将显示出不同电平。因此，为了保持幅度校准，必须采取一定的措施。在是德科技频谱分析仪中，中频增益是可变的。本振谐波较高时，变频损耗增加引起灵敏度降低，就好像我们增大了输入衰减器的衰减量。又由于中频增益的变化是发生在变频损耗之后，故增益变化反映在显示噪声电平的相应变化上。所以，就像对基波混频那样，我们可以通过记录下显示平均噪声电平值来确定频谱仪在谐波混频范围内的灵敏度。

在一些老式频谱仪中，每一个谐波频段的显示平均噪声电平的变化非常明显。新型是德科技频谱分析仪采用一种双平衡、图像增强的谐波混频器，使谐波数增多造成的变频损耗的增量减到最小。因此，DANL“阶梯式”步进效果的情况已被较高频率处的缓慢坡度所取代，如图 7-10 所示。

相位噪声

在第 2 章中，我们已经指出，分析仪本振的不稳定性表现为信号周围的相位噪声在显示上要比本底噪声高得多。我们还指出，这种相位噪声可能限制我们测量非常接近且幅度不同的信号的能力。相位噪声的大小用来指示本振的角偏或频偏。当本振的一个谐波用在混频过程中，相位噪声又会发生什么情况呢？相对基波混频，相位噪声（以 dB 为单位）增加了：

$$20 \log(N),$$

其中 N = 本振的谐波次数

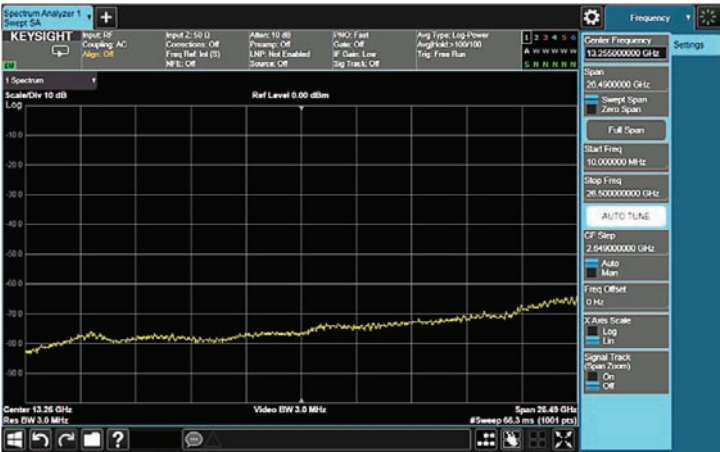


图 7-10. 本底噪声的增加表明随着本振谐波的改变灵敏度发生变化

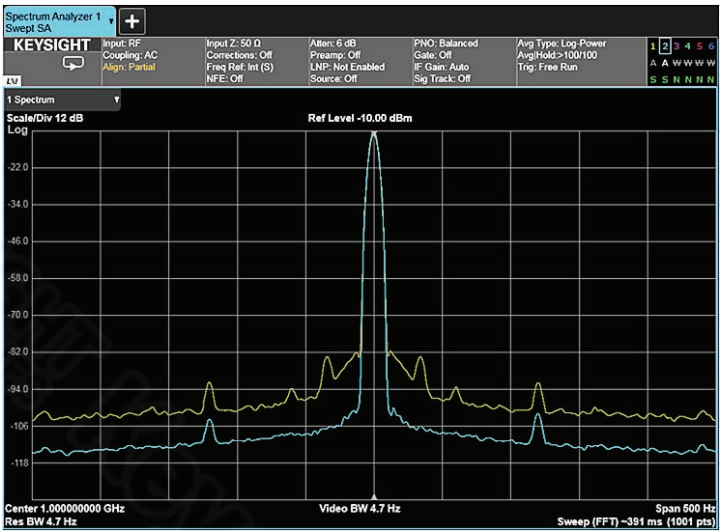


图 7-11. 基波混频和 4 次谐波混频的相位噪声电平

例如，假定本振基波具有 10 Hz 的峰峰值频偏。则二次谐波具有 20 Hz 的峰峰值频偏，三次谐波为 30 Hz 等等。由于相位噪声指示本振内部信号（在这种情况下为噪声）产生的调制，本振频偏越大相位噪声的幅度越高。当调制度很小时（就像现在的情况），调制边带的幅度与载波（本振）的频偏成正比。

如果频偏加倍，则边带电平电压也必然加倍，亦即增大了 6 dB 或 $20 \log(2)$ 。所以，当使用本振较高的谐波混频时，分析仪测量非常接近且幅度不同的信号的能力将下降。图 7-11 显示了一个 5 GHz 基波混频信号和一个 4 次谐波（20 GHz）混频信号的相位噪声的差异。

改善的动态范围

如果所研究的信号间有足够的频率间隔，那么预选器能够改善动态范围。第 6 章对动态范围的讨论中曾假定在混频器上总是并存着大信号和小信号，而且它们的幅度在测量过程中不发生变化。但是，如我们所见，如果信号频率相隔足够远，预选器能够让一个信号到达混频器而抑制其他信号。例如，如果我们测量微波振荡器的谐波，则当分析仪调谐到其中一个谐波上时，预选器就对基波进行抑制。

现在，我们来考察一个 3 GHz 振荡器的二次谐波测试的动态范围。采用第 6 章的例子，仍然假设混频器上 -40 dBm 的信号产生了一个 -75 dBc 的二次谐波分量。从前面的讨论中我们还知道，混频器上的基波电平每变化 1 dB，测量范围也会变化 1 dB。图 7-12 显示了二次谐波的失真曲线。对于这个实例，我们假设从振荡器获得大量功率并设置输入衰减器，从而使测量振荡器基波时混频器上的电平为 -10 dBm，低于 1 dB 压缩点。

从图中曲线可以看出，混频器上的 -10 dBm 信号将产生 -45 dBc 的二次谐波失真分量。现在，我们将分析仪调谐到二次谐波 6 GHz 上。如果预选器具有 70 dB 的抑制能力，则混频器上的基波将降低到 -80 dBm。图 7-12 表明，当混频器上的信号为 -80 dBm 时，内部产生的失真是 -115 dBc，这意味着比 -80 dBm 的新基波电平低 115 dB。这使谐波的绝对电平为 -195 dBm。所调谐的基波与所调谐的内部生成的二次谐波之间相差 185 dB！

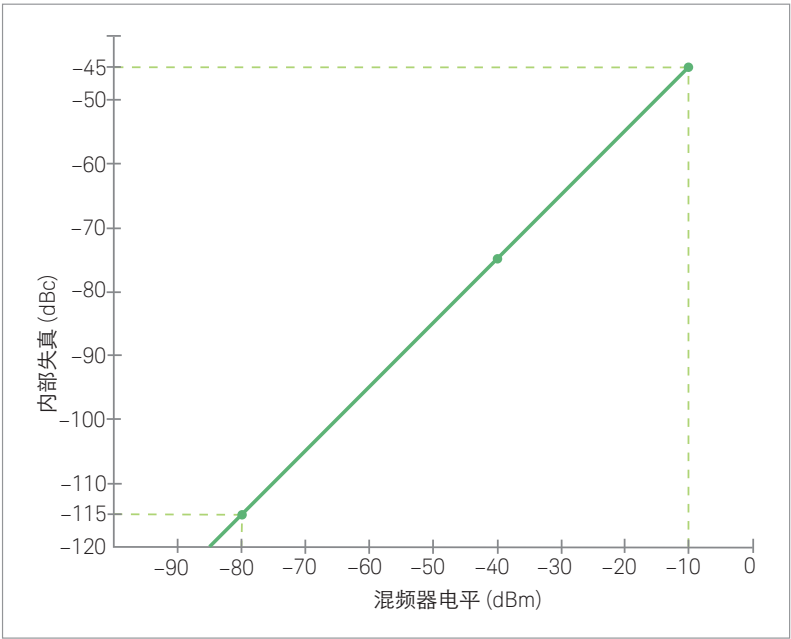


图 7-12. 二次谐波失真曲线

显然，对谐波失真而言，动态范围在低电平（谐波）端仅受分析仪本底噪声（灵敏度）的限制。那么在高电平端的情况又如何呢？当测量振荡器基波时，我们必须限制混频器上的功率，以获得准确的电平读数。可以用内部或外部衰减将混频器上的基波电平限制在略小于 1 dB 压缩点处。不过，由于调谐到二次谐波时预选器对基波的衰减很大，故若需要更高的灵敏度来测量谐波，可以减小一些衰减量。所以预选器上的 +20 dBm 基波电平不会影响测量谐波的能力。

三阶互调测量动态范围的改善取决于测试音的频率间隔与预选器带宽的关系。前面已提及，预选器的典型带宽在低频端大约为 35 MHz，在高频端为 80 MHz。

作为一个保守的例子，我们使用典型的 YIG 预选滤波器在 3 dB 点以外每倍频程带宽频响跌落 18 dB。所以，为了确定动态范围的改善，必须确定每个基音被衰减的程度以及它对内部所产生失真的影响。根据第 6 章三阶互调失真的表达式，有：

$$(k_4/8)V_{LO}V_1^2V_2 \cos[\omega_{LO} - (2\omega_1 - \omega_2)]t$$

与

$$(k_4/8)V_{LO}V_1V_2^2 \cos[\omega_{LO} - (2\omega_2 - \omega_1)]t$$

观察这两个表达式，可以看出，低频失真分量 $(2\omega_1 - \omega_2)$ 的幅度随 V_1 的平方而变化，随 V_2 呈线性变化。另一方面，高频失真分量 $(2\omega_2 - \omega_1)$ 的幅度则随 V_1 呈线性变化，随 V_2 的平方而变化。然而，对于不同频率和间隔的信号，预选器对两个基音的衰减是不同的。

考虑图 7-13 所示的情况，分析仪被调谐到较低的失真分量，且两个基音相隔为预选器带宽的一半。此时，较低频率的测试音位于预选器通带的边缘且衰减量为 3 dB；较高频率的测试音位于低频失真分量之上，比其高出一个等于预选器带宽的范围，衰减量约为 21 dB。由于我们调谐到低频失真分量，故在这个频率上产生的内部失真相对于 V_1 ($2 \times 3 \text{ dB} = 6 \text{ dB}$) 的衰减降低了 2 倍，而且几乎与 V_2 (21 dB) 的衰减速度一样快。动态范围的改善量总共为 $6 \text{ dB} + 21 \text{ dB}$ ，即 27 dB。与二次谐波失真的情况一样，还必须考虑分析仪的本底噪声。对于靠得很近的测试音，使用预选器没有什么改善，在确定动态范围时就如同没有使用预选器一样。

第 6 章中对动态范围的讨论也适用于低通滤波的低频段。唯一的例外发生在低频带信号的某个谐波落在预选范围内时。例如，如果要测量一个 2.5 GHz 基波的二次谐波，当调谐至 5 GHz 谐波时，使用预选器可以带来好处。

预选的优缺点

我们已看到预选的优点有：分析仪的工作较简单、无杂波显示、改善的动态范围和宽扫宽。不过，相比无预选的分析仪，它也有一些缺点。

首先，预选器有插入损耗，典型值为 6 至 8 dB。这个损耗出现在第一级增益之前，因此，系统灵敏度会恶化相应的数值。此外，当预选器被直接连到混频器时，预选器的失配与输入混频器的失配的交互作用会引起频率响应的恶化。

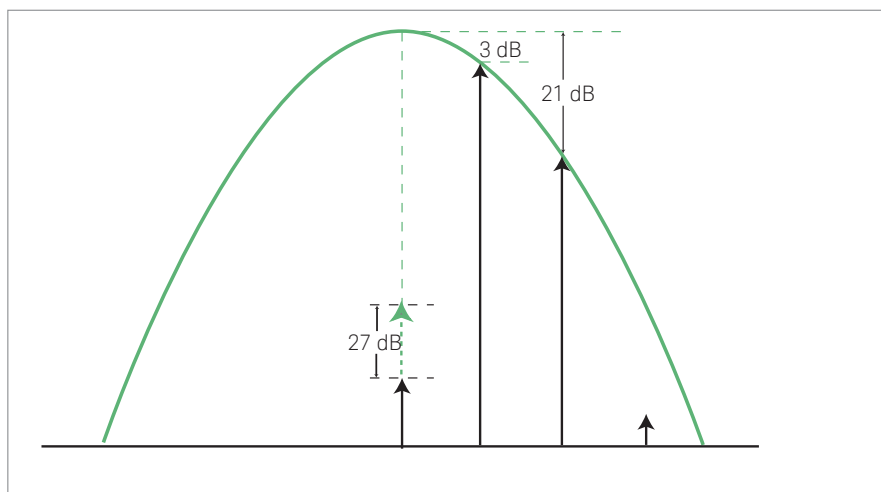


图 7-13. 改善的三阶互调失真；相对预选器带宽，测试音间隔较远

必须采用合适的校准技术来补偿这种纹波。另一种使这种交互作用最小化的方法是在预选器和混频器之间插入一个匹配适配器（固定衰减器）或隔离器，这时灵敏度将降低匹配适配器或隔离器的相应数值。

某些频谱分析仪的结构无需使用匹配适配器或隔离器。随着预选器与混频器之间电长度的增大，对于给定的输入频率变化，反射信号和二次反射信号的相位变化速率变得更快，其结果是平坦度会受到更大的波动。PSA 系列分析仪中包括的二极管混频器已成为预选器/混频器组件中的组成部分。在这类组件中，预选器和混频器之间的电长度最小。因此，这种结构消除了频率响应的波动现象，并且由于去除了匹配适配器或隔离器而提高了灵敏度。

即使不考虑预选器与混频器的交互作用，预选器也会在某种程度上造成频率响应的衰减。

预选器的滤波器通带不会是完全平坦的，总会带有某种程度的波动。在大多数配置中，预选器和本地振荡器的调谐电压都来自同一信号源，但没有反馈机制来确保预选器精确地跟踪分析仪的调谐。导致后调谐频移的另一个源头是预选器电路中的电流流动造成的自加热。预选器通带的中心频率将取决于自身温度及其变化率，而这些又由预选器调谐的历史过程决定。因此，要获得最好的平坦度，需要将预选器的中心置于每个信号上。该功能一般嵌入在频谱分析仪的固化软件中，可以在手动测量中通过前面板按键来选择，或者自动测试系统中由编程实现。当校准功能被激活时，预选器调节使调谐 DAC 将预选器通带中心置于信号上。大多数微波分析仪的频率响应技术指标只适用于预选器中心对齐后，而在进行微波信号的幅度测量之前先执行此项功能（以减轻后调谐偏移的影响）通常是最佳的做法。

在讨论扫描时间时，我们发现分析仪（例如 X 系列信号分析仪）会在选择较窄分辨率带宽时应用 FFT。因为本振在每个 FFT 中是步进和固定的，所以预选器也必须步进和固定。由于预选器要花费几微秒来调谐并稳定，扫描时间相对于低频段类似设置会延长。为了使步进的数量最小化，X 系列信号分析仪可以让您选择每个步进的宽度。（详细信息请参阅特定分析仪的操作手册。）如果您的分析仪配有选件 MPB，您可以旁路这个预选器，以去除它对扫描时间的影响。然而，您务必要确保您的信号中没有引起混淆的镜像或多重响应。

外部谐波混频

我们已经讨论了如何在信号分析仪内部将其调谐到更高的频率。对于内部谐波混频，X 系列信号分析仪使用二次谐波

($N=2$) 调谐到 17.1 GHz，使用二次谐波 ($N=2$) 在本振倍频的条件下调谐至 26.5 GHz。可是，如果要测量超过信号分析仪频率上限的频率，该怎么办呢？有些分析仪提供旁路其输入衰减器、预选器和第一混频器，使用作为分析仪前端的外部混频器进行高频测量的能力。对于外部混频器，我们可以利用第一本振的更高次谐波。在某些情况下，第一本振频率在发送到外部混频器之前会倍频。较高的基波本振频率可以产生较低的混频器变频损耗。通常，支持外部混频的频谱分析仪在其前面板处会有两个额外的连接器。早期的分析仪具有两个连接器。LO OUT 端口将分析仪内部的第一本振信号送至外部混频器，外部混频器用高次谐波与高频信号混频。

外部混频器的中频输出连接至分析仪的 IF IN 端口。最新款的分析仪只有一个前面板端口，这种设计是可行的，因为分析仪可以提供 3 至 14 GHz 的本振频率，而外部混频器为分析仪提供了 322.5 MHz 中频输出频率。因为本振信号和中频信号之间的频率差较大，这两种信号可以存在于连接分析仪与混频器的同一根同轴互连电缆上。只要外部混频器使用与频谱分析仪相同的中频频率，信号就能像来自内部第一混频器的信号一样，在内部被处理并显示出来。图 7-14 举例说明了频谱分析仪联合使用一个外部混频器的结构图。

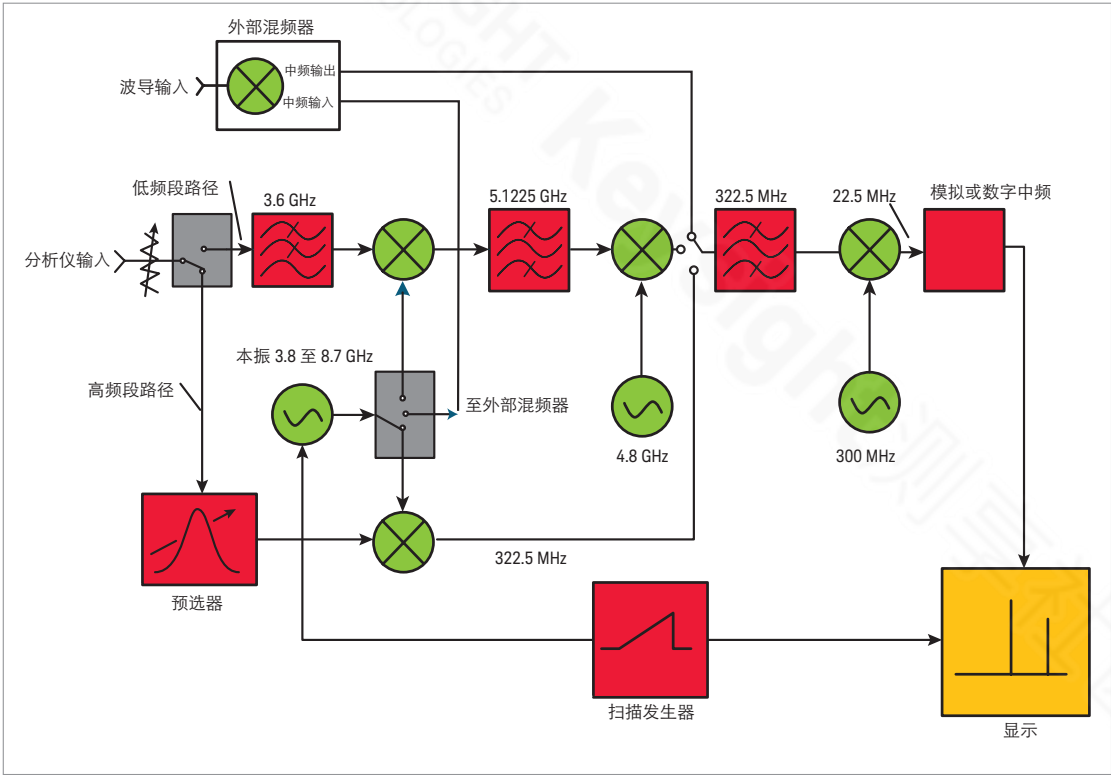


图 7-14. 频谱分析仪和外部混频器结构图

表 7-1. 配有外部混频器的 X 系列分析仪采用的谐波混频模式

频段	Keysight 11970 系列混频器 (本振范围 3–7 GHz)	Keysight M1970 系列混频器 (本振范围 6–14 GHz)	其他厂商的混频器 (本振范围 3–7 GHz)	其他厂商的混频器 (本振范围 6–14 GHz)
A (26.5 至 40.0 GHz)	6– 和 8–			
Q (33.0 至 50.0 GHz)	8– 和 10–			
U (40.0 至 60.0 GHz)	10–			
V (50.0 至 75.0 GHz)	12– 和 14–	6–		
E (60.0 至 90.0 GHz)	无	6– 和 8–		
W (75.0 至 110.0 GHz)	18–	8–		
F (90.0 至 140.0 GHz)			16–	10–
D (110.0 至 170.0 GHz)			20–	14–
G (140.0 至 220.0 GHz)			26–	18–
Y (170.0 至 260.0 GHz)			30–	20–
J (220.0 至 325.0 GHz)			38–	24–
(325.0 至 500.0 GHz)			58–	36–
(500.0 至 750.0 GHz)			86–	54–
(750.0 至 1,100.0 GHz)				80–

表 7-1 显示了 X 系列分析仪在不同的毫米波段采用的谐波混频模式，例如 Keysight M1970 系列和早期的 11970 系列外部混频器。为了获得易用性和较低的变频成本，M1970 系列混频器提供一个 USB 连接，可用于自动识别混频器的型号和序列号，通过执行本振调整来优化性能，并将混频器的变频损耗表下载到分析仪的存储器中。如果已知其他厂商混频器的变频损耗及频率，您也可以使用它。其他厂商制造的某些外部混频器需要一个偏置电流将混频器的二极管设置到合适的工作点。X 系列分析仪能够通过前面板上的外部混频器端口提供高达 ± 10 mA 的直流电流，从而提供上述偏置，并且保持测量设置尽可能简单。

是采用内部混频器还是外部混频器实现谐波混频，这两个问题类似。本振及其谐波不仅与指定的射频输入信号混频，同时还和其他可能出现在输入端的信号混频，包括带外信号。由此产生一些混频分量会像其他有用信号一样通过中频处理。

在大多数信号分析仪中，可调谐滤波器对通过内置信号路径到达第一混频器的信号进行预选。非预选的外部混频器将在屏幕上生成多余的响应，不是真实的信号。基于上述原因，在信号分析仪中设计了另一种方法来处理这些多余信号，这个功能称为“信号识别”。

信号识别

屏幕上调出的特定响应很可能是本振谐波或混频模式产生的,它与经过校准的显示不同。因此分析仪必须有办法表明显示是否针对所讨论的信号响应进行了校准。本例中我们假设使用 Keysight M1970V 50 至 75 GHz 非预选混频器,采用的是 6- 混频模式,全 V 频段的测量结果如图 7-15 所示。

镜像频移法和镜像抑制法。我们首先来研究镜像频移法。观察图 7-15,假设已经将分析仪调谐到了 50 GHz。本振的 6 次谐波产生了一对响应,其中 6- 混频分量在屏幕上的位置是准确的 50 GHz,而 6+ 混频分量产生的响应其频率指示的频率在 49.355 GHz 处,比真实的信号响应低 2 个 f_{IF} 。由于 X 系列分析仪的中频频率为 322.5 MHz,所以两个响应的频率相差 645 MHz。



图 7-15. 哪个是真实的信号?

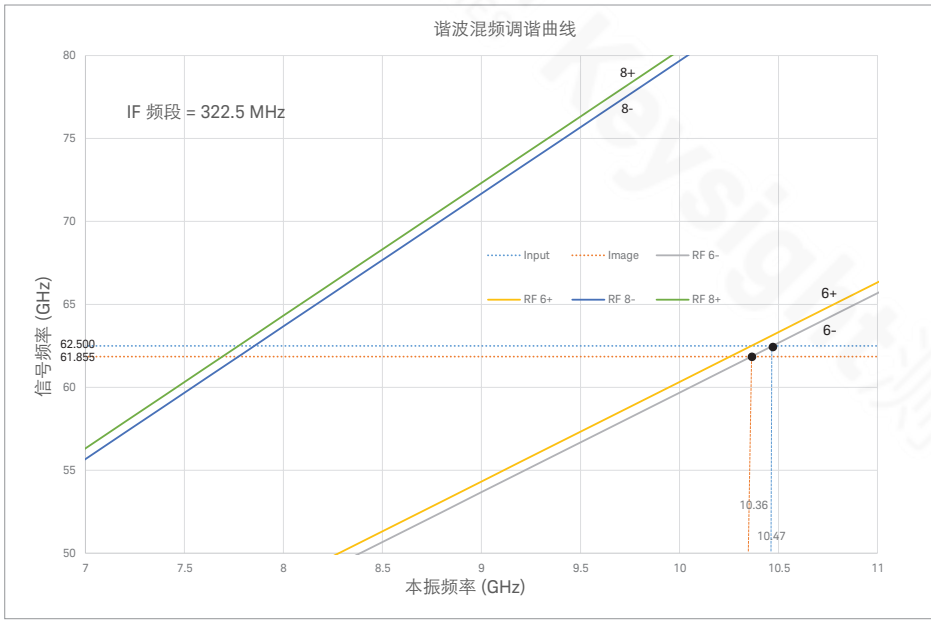


图 7-16. 使用 M1970 系列混频器的 X 系列分析仪的谐波调谐曲线

让我们假设只知道所研究信号的一些特征, 但不确定它的准确频率。那么如何确定哪个是真实信号呢? 镜像频移过程是以 $2f_{IF}/N$ 的变化量重新调谐本振基波频率, 这会引起第 N 个谐波频移 $2f_{IF}$ 。

如果我们调谐至真实信号, 那么它对应的频率对出现的位置就会与第一次扫描时真实信号在屏幕上显示的位置相同。如果是调谐至由于某些不正确的谐波造成的其他频率对上, 信号的频率在显示器上看起来会发生偏移。X 系列信号分析仪使本振的频率偏移然后进行交替扫描, 产生了两个显示如图 7-17a 和 7-17b 所示。在图 7-17a 中, 真实信号 (6⁻ 混频分量) 被调谐到屏幕的中心; 图 7-17b 显示了镜像频移法是如何把对应的频率对 (6⁺ 混频分量) 移到屏幕中心的。

图 7-17a 和 7-17b 显示了镜像频移法所采用的交替扫描。



图 7-17a: 以 6⁻ 频率为中心 (黄色迹线)



图 7-17b: 以 6⁺ 频率为中心 (蓝色迹线)

下面我们来考察第二种信号识别方法，叫作镜像抑制法。此模式下，使用 MIN HOLD 功能进行两次扫描，它会保存两次扫描中每个显示点或 bucket（数据收集单元）里较小的值。第一次扫描使用正常的本振调谐频率值，第二次扫描本振偏离基波频率 $2f_{IF}/N$ 。正如在第一种信号识别法中所见到的一样，由正确谐波产生的镜像成分的位置将与真实信号在第一次扫描中显示在屏幕上的位置相同。所以，信号迹线保持在一个较高的幅度值，而任何有频偏的虚假响应的迹线值会被一个较低数值所取代，进而所有镜像及错误的多重响应看起来如同噪声一样，如图 7-18 所示。

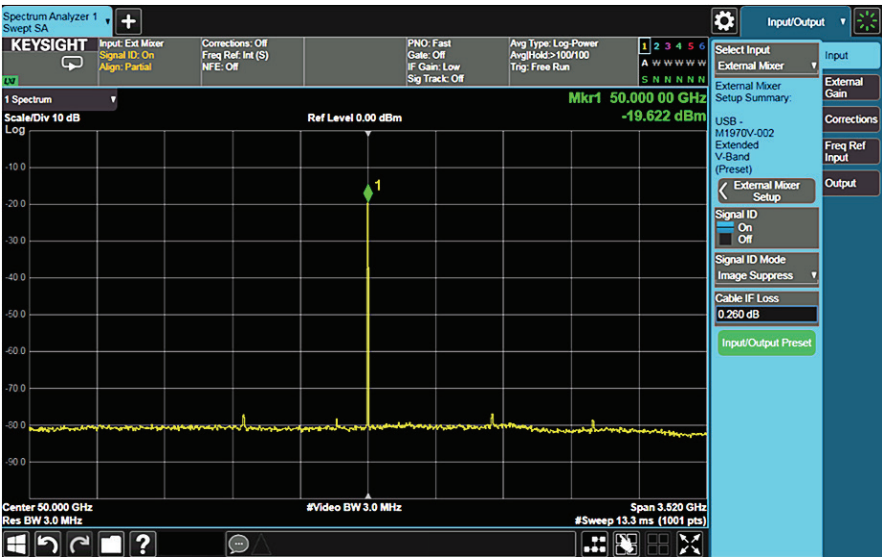


图 7-18. 镜像抑制法只显示真实信号

注意，两种信号识别方法都只用于识别正确的频率。当信号识别功能开启时不要试图进行信号测量。当识别出感兴趣的真实信号后，关掉信号识别功能并通过减小扫描宽来将信号放大，然后测量信号的幅度和频率，如图 7-19 所示。

为了进行精确的幅度测量，非常重要的一点是首先要输入外部混频器的校准数据。这些数据通常由混频器的制造商提供，它一般是一张表格，指示混频器频段内的多个频率点处的变频损耗，单位是dB。这些数据被输入到信号分析仪的幅度校正表中，分析仪应用这些数据来补偿混频器变频损耗。如果您使用的是 M1970 系列谐波混频器，混频器的变频损耗会自动从混频器存储器转移到 X 系列信号分析仪的存储器中，无需您手动输入数据到校正表。频谱分析仪基准电平现在已被校准到外部混频器的输入端信号上。

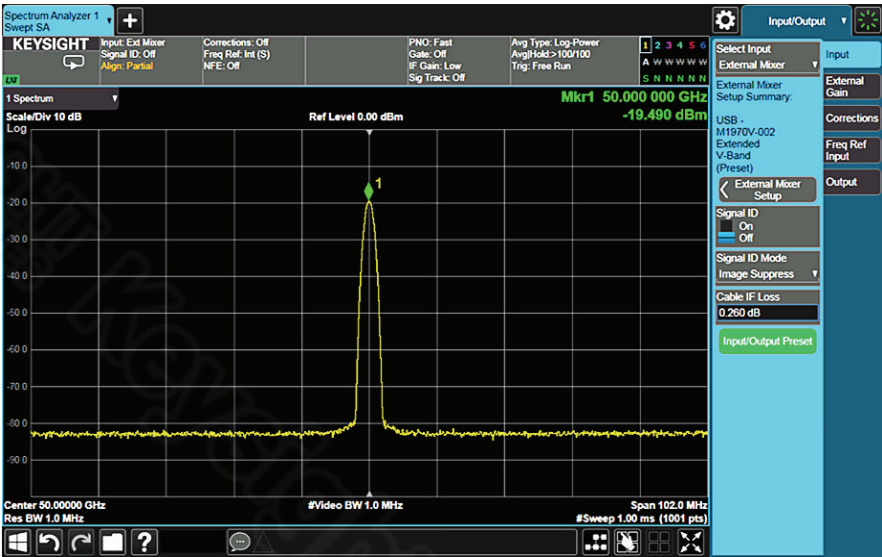


图 7-19. 已识别信号的测量

第 8 章 现代信号分析仪

本应用指南在前面已经介绍了频谱分析仪的基本结构和进行频域测量的一些基本考虑。事实上，现代频谱分析仪或信号分析仪必须完成很多其他的测量任务，以满足不同的测量需求，这些任务包括：

- 提供特定应用的测量，例如邻道功率（ACP）、噪声系数和相位噪声
- 提供工业或常规标准规定的数字调制分析测量，例如LTE、GSM、cdma2000®、802.11 或蓝牙®
- 对矢量信号进行分析
- 存储、打印或传输数据
- 通过 GPIB、LAN 或互联网进行远程控制 and 操作
- 允许升级仪器固化软件，增加新的特性和功能以及修复漏洞
- 提供自我校准、故障诊断、诊断和修复功能
- 识别并运行可选的硬件或固化软件，增加新的功能
- 允许您使用坚固、电池供电的手持式频谱分析仪在现场进行测量，测量数据与使用高性能台式设备的测量数据基本相同

特定应用测量

除了测量信号的一般特征，例如频率和幅度，您还经常需要测量信号的一些特定参数。例如在第 6 章提到的信道功率测量和邻道功率（ACP）测量。现在，许多信号分析仪都内置了这些功能。只需指定信道带宽和频偏，然后按下按钮即可进行自动测量。

互补累积分布函数（CCDF），是现代信号分析仪日益常用的测量功能之一，用于显示功率统计结果（如图 8-1 所示）。

CCDF 测量提供的统计信息显示信号瞬时功率超过平均功率某 dB 数的时间百分比。这种测量信息在功率放大器的设计中非常重要，例如，需要以最小的失真处理瞬时信号的峰值并要求尽量减小器件的成本、重量和功耗的情况。

其他内置测量功能的实例有占用带宽、TOI、谐波失真和杂散辐射测量。仪器的设置，如中心频率，扫宽和分辨率带宽，取决于被测器件所支持的特定无线标准。



图 8-1. CCDF测量

大多数现代信号分析仪把这些设置存储在内存中，可以让您选择所需的无线标准（LTE、MSR、GSM/EDGE、cdma2000、W-CDMA、802.11a/b/g/n/ac等）进行正确的测量。射频设计者通常很关心器件的噪声系数，因为这直接影响了接收机和其他系统的灵敏度。一些信号分析仪，例如 X 系列，具有噪声系数测量功能选件。该选件提供了驱动被测器件（DUT）输入的噪声源控制，并提供固化软件以自动完成测量过程并显示结果。图 8-2 是一种典型测量结果，显示了被测器件随频率变化的噪声系数（上面的曲线）和增益（下面的曲线）。

为什么需要相位信息

相位噪声是振荡器性能的通用测量。在数字调制通信系统中，相位噪声会增加比特误码率。相位噪声还会降低多普勒雷达系统获取目标回波的性能。X 系列信号分析仪提供可选的相位噪声测量功能。这些选件提供的固化软件可以控制测量并显示随载波频率偏移而变化的相位噪声，如图 8-3 所示。

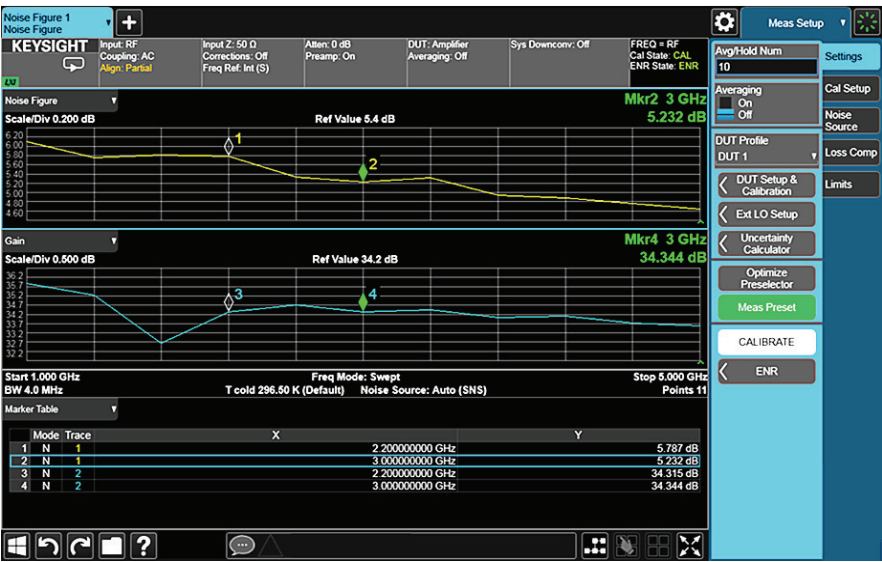


图 8-2. 噪声系数测量



图 8-3. 相位噪声测量

当今的数字调制技术使用幅度和相位信息在有限的频谱和时间内携带更多基带数据。因此，信号分析仪必须能以恰当方式处理幅度和相位信息。QPSK（正交相移键控）便是数字调制技术的一个简单示例，它一次可以传输 2 个比特的数字数据，或每个符号两个比特。图 8-4 是使用 89601B 选件 AYA 进行 QPSK 解调分析的示例。注意，您需要四种 (2^2) 状态才能一次发射 2 个比特。

为了简单而直观地了解数字无线传输情况，您可以使用 I/Q 平面图。它是一个二维图，分别用水平轴和垂直轴表示解调信号的同相和正交分量。图 8-4 中左上窗口再次显示了这种图形。黄色迹线表示随时间来回移动的、由相位和幅度组成的矢量，而红点指示的是决定点，即接收机实际判断符号值时，迹线的瞬时位置。本质上，对于数字无线电来说，这些决定点的矢量对于调制质量是最重要的。正如您在图 8-4 的左下窗口中所看到，“标量”分析仪意味着传统的频谱分析仪能够在频域显示调制信号，以便您能够看到信号在功率方面能否恰当调制到某一程度，您还能够确定没有多余辐射或功率泄露到相邻信道。不过，您也需要某种“矢量”分析仪，对涉及相位信息的数字数据传输的调制质量执行有意义的分析。

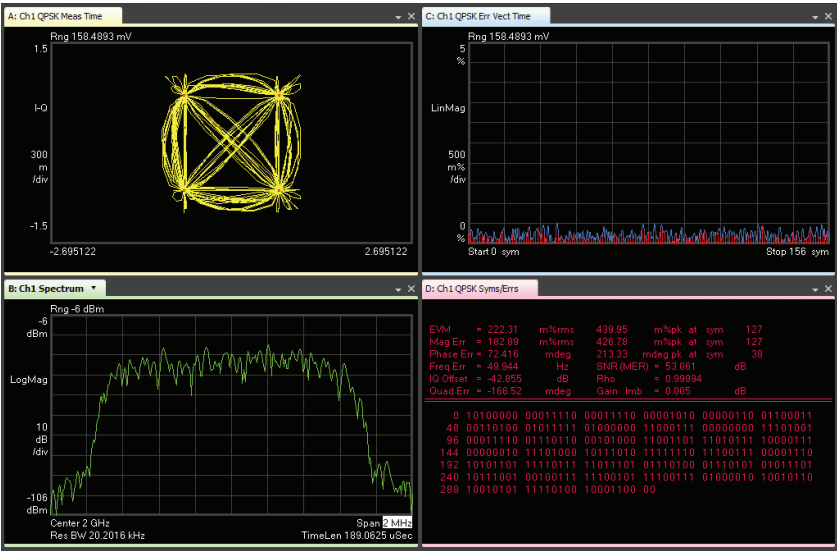


图 8-4. 对 Keysight 89600 VSA 软件测得的 QPSK 信号进行调制分析

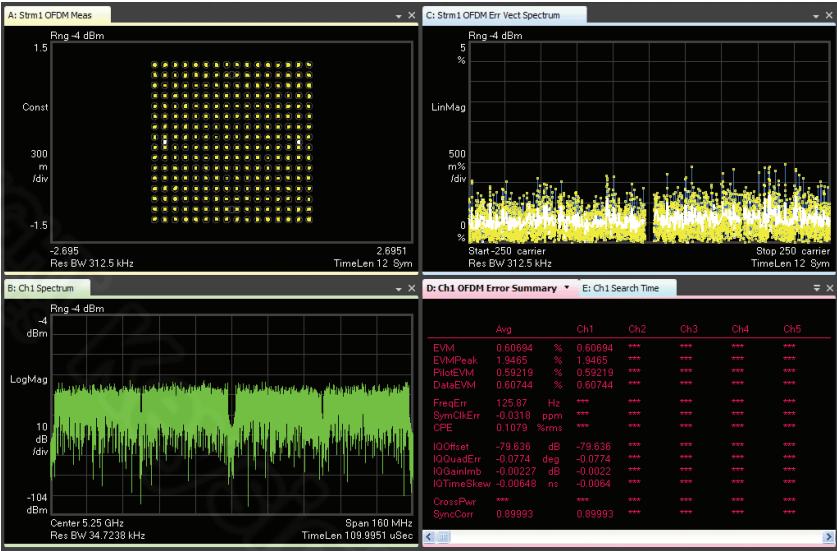


图 8-5. 对用 Keysight 89600 VSA 软件测得的 WLAN 802.11ac 信号进行调制分析

一个更新、更复杂的系统是使用 256QAM（正交幅度调制）的 802.11ac。参见图 8-5。最大功率是有限的，所以数据点在相位和幅度方面相比 QPSK 中的要更加紧密。

您用来评测已传输信号的分析仪必须有足够高的精度，使您不会对传输质量产生错误的结论。纯粹的幅度测量也能用来确定信号的一些属性，例如平坦度、邻道功率和失真。

数字调制分析

世界通用的无线通信系统使用由标准开发组织和政府管理机构所规定的测量技术。可选的测量专用软件通常通过 X 系列信号分析仪来进行无线通信制式所规定的的关键测试。例如，如果需要测试无线蓝牙通信标准的发射机，那么我们必须测量如下参数：

- 平均/峰值输出功率
- 调制特征
- 初始载波频率容限
- 载波频率漂移
- 频段/信道监测
- 调制信息
- 输出频谱
- 20 dB 带宽
- 邻道功率

这些测量都可以通过配有合适选件的 Keysight X 系列信号分析仪进行。

X 系列信号分析仪提供一系列广泛的无线通信标准，其他可选的测量功能包括：

- LTE/LTE-Advanced
- WLAN
- 多标准无线电 (MSR)
- GSM/EDGE
- W-CDMA
- HSDPA
- cdma2000
- 1xEV-DO
- 1xEV-DV
- cdmaOne
- NADC 和 PDC
- TD-SCDMA

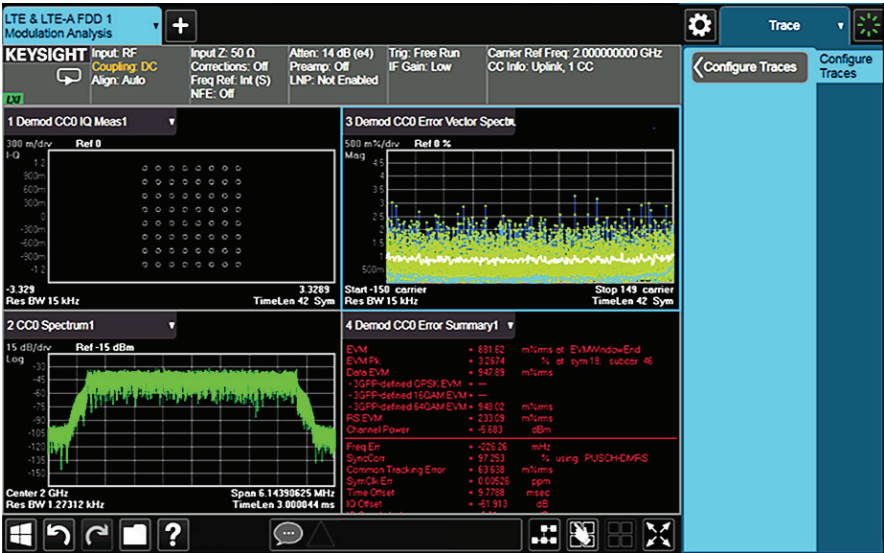


图 8-6. LTE FDD 下行链路信号的 EVM 测量

图 8-6 描述了一个 LTE FDD 下行链路信号的矢量幅度误差 (EVM) 测量。这种测试能够帮助您对导致接收机产生比特误码的调制或放大失真进行故障诊断。

测量设置，包括调制类型、符号率、滤波、触发和记录长度都可以根据要分析的特定信号而改变。

不是所有的数字通信系统都基于完善的工业标准。如果您工作于非标准的专利系统或标准提案的前期筹划中，就需要更多的灵活性以分析不同情况下的矢量调制信号。您可以通过两种方式获得这种灵活性。第一种方式是使用 X 系列信号分析仪中的调制分析专用软件。另一种方式是使用在外置计算机上运行的软件进行更宽泛的分析。例如，Keysight 89600 VSA 软件可以结合 X 系列信号分析仪来提供灵活的矢量信号分析。在这种情况下，信号分析仪用作射频下变频器与数字转换器。软件可以在信号分析仪内部运行，或者通过 GPIB 或 LAN 与分析仪通信，并向计算机传送 IQ 数据，软件完成矢量信号分析。

更多信息

如欲了解更多信息，请参阅以下文献：

噪声系数测量，参阅应用指南《*Keysight Noise Figure Measurements of Frequency Converting Devices Using the Keysight NFA Series Noise Figure Analyzer*》(5989-0400EN)。

与相位有关的测量，参阅应用指南《*Vector Signal Analysis Basics*》(5989-1121EN)。

蓝牙测量，参阅应用指南《*Performing Bluetooth RF Measurements Today*》(5968-7746E)。

实时频谱分析

连续波 (CW) 信号和可预测的重复信号对于经验丰富的射频工程师来讲不是难题,但是目前的复杂捷变信号以及多信号环境则是一项巨大挑战。为了与不断变化的分析需求保持同步,近年来业内出现了一些新型的信号分析仪和应用软件。高性能 X 系列信号分析仪在单一仪器中提供了扫描频谱、实时频谱分析与矢量信号分析功能组合。

捷变信号的设计和故障诊断任务是很难完成的,特别是这些信号处在混杂其他捷变信号的环境中,任务变得难上加难。即使是对一个非常灵活或复杂的信号进行分析也会比较困难。您可以使用高性能 X 系列信号分析仪的实时频谱分析功能实现真正无间隙的频谱分析,捕获动态和瞬态信号的特性。

列举一个复杂信号的实例,比如两部频率捷变 C 频段捕获雷达——其中一部是提供更佳分辨率的线性调频雷达,另一部是简单的脉冲多普勒雷达。接收机上的信号的幅度在几秒钟内变化非常明显,相对于信号的脉冲长度和重复间隔(由此产生的短占空比)等短期特征,信号幅度这种长期特征会使信号变得非常灵活且难以测量。通过用扫频分析仪对该信号进行基本频谱分析,就能显示出其中的测量困难,如图 8-7 所示。即便经过多次扫描且应用了最大保持函数,这个信号也无法清晰显示。

这个实时频谱分析仪的屏幕(图 8-8)借助密度或直方图能够轻松地显示该信号的主要特征,比起扫频分析仪更加简单。这个密度或直方图采集了大量的实时频谱数据,并在单个显示屏上显示。您从中

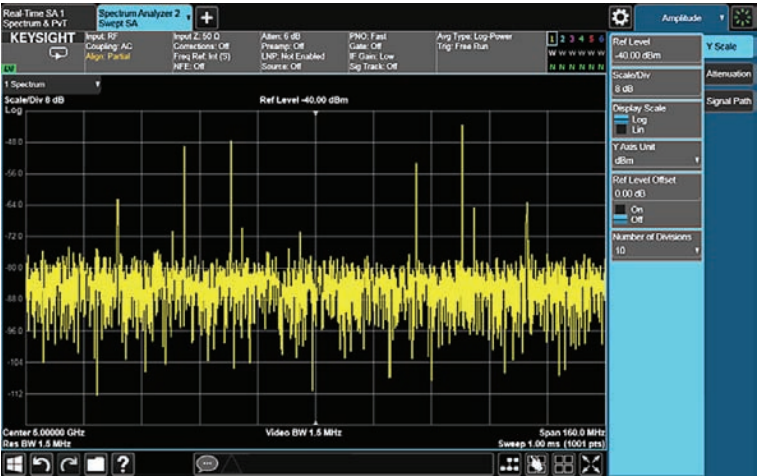


图 8-7. 即便是进行快速扫描和在长达数秒内最大保持功能,扫频分析仪给出的雷达信号图也不会足够清晰

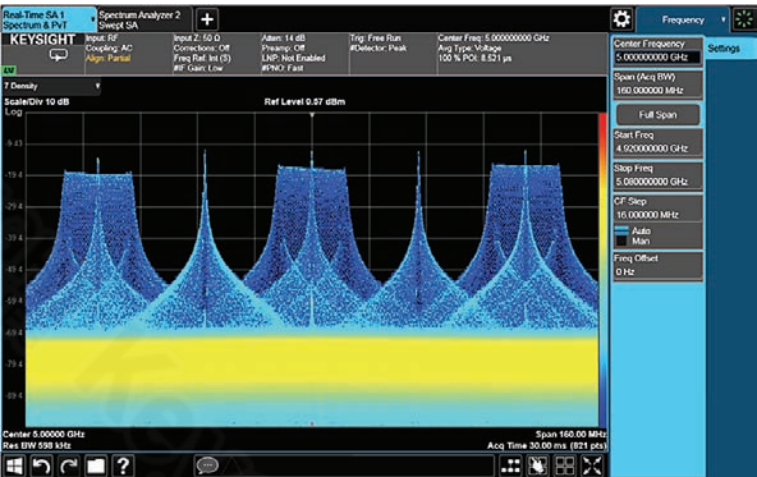


图 8-8. 实时捕获的两个 C 频段采集雷达信号。

可以看到以相对出现频率为指标的罕见和常见事件。

PXA 的实时分析仪模式以及密度显示提供一种快速、深入的表示方法,可以显示这种宽带、动态、捷变信号。除了本底噪声以外的所有蓝色迹线表示的都是具有极低出现频率的脉冲信号,这就是用扫频分析仪难以测量捷变信号(或快速、可靠地找到信号)的主要原因。

更多信息

如欲了解有关实时频谱分析和测量的更多信息,参阅应用指南《Measuring Agile Signals and Dynamic Signal Environments》(5991-2119EN)。

第 9 章 控制和数据传输

保存和打印数据

在完成一次测量之后，我们通常想保存测试数据，或仅仅想对仪器的显示进行快速打印。根据特定的分析仪和打印机模式，我们可以使用 USB 或 LAN 端口来连接两个设备。

我们经常想把测量数据保存成一个文件，存储在频谱分析仪的内存中或 USB 大容量存储设备中。我们可以保存以下几种不同的数据：

- **显示的图像** — 常见的文件形式如 bit-map、GIF、PNG 或 Windows metafile。
- **迹线数据** — 以 X-Y 数据对表示屏幕上的频率与幅度点。数据对的数量可以改变。现代频谱分析仪（例如 X 系列）通过将屏幕上的频率扫描点设置为 1 到 40,001，可以让您选择指定的显示分辨率。这种数据形式很适合传输到计算机上的电子数据表中。
- **仪器状态** — 记录下频谱分析仪的设置，例如中心频率、扫宽、基准电平等测量参数，这对于记录测量中的测试步骤非常有用。一致的测试设置对于确保可重复的测量是必要的。

数据传输和远程仪器控制

1977 年，是德科技（当时为惠普公司的一部分）推出了世界上第一部可通过 GPIB 控制的频谱分析仪，即 8568A。通过 GPIB 接口（也称作 HP-IB 或 IEEE-488）可以控制分析仪的所有主要功能并把迹线数据传输到外部计算机上。这项革新为各种频谱分析仪自动化测量铺平了道路，它们比手动测量更快、可重复性更好。通过向计算机传送原始数据，这些数据可以被存储并对其进行分析、校正和其他各种处理。

现在，自动化测试和测量设备已经成为标准，几乎所有的现代频谱分析仪都配有多种标准接口，包括 LAN、USB 和 GPIB。LAN 连通性是最常用的接口，因为它可以提供远程高数据传输速率，且很容易集成到如工厂车间等各种网络环境中。其他在计算机行业中广泛使用的标准接口也有可能在不远的将来应用于频谱分析仪，使仪器与计算机的连接更加简便。

Keysight X 系列信号分析仪直接在 USB 端口和 Windows 操作系统中运行计算机固化软件。这些特性极大地简化了仪器控制和数据传输。另外，X 系列分析仪能够进行远程操作，它的显示屏可以出现在远程计算机上。详细内容不在本应用指南的讨论范围之内；参阅特定分析仪的操作手册。

很多商用软件产品都可以通过 I/O 总线对频谱分析仪进行远程控制。您也可以自己编写软件以不同的方式来控制频谱分析仪。其中一个方法是直接发送编程命令到仪器上。旧式频谱分析仪通常都有自己的命令集，例如 Keysight X 系列信号分析仪使用行业标准 SCPI（可编程仪器标准命令）命令。一个更常用的方法是使用标准软件驱动程序，例如 VXI **即插即用** 驱动程序，它可以对仪器使用更高级的功能命令，且无需掌握 SCPI 命令的细节知识。最近，新一代的语言独立的仪器驱动程序“可互换虚拟仪器”（或称为 IVI-COM 驱动程序）已经应用到了 X 系列信号分析仪上。IVICOM 驱动程序基于 Microsoft Component Object Model 标准，可以工作于不同的 PC 应用开发环境中，例如 Keysight T&M Programmers Toolkit 和 Microsoft Visual Studio.NET。

有些应用需要在远距离情况下控制频谱分析仪并收集测量数据。例如，您想在中心控制室内监测卫星信号，需要在距中心控制室几百甚至几千公里外的远端跟踪站收集信号。X 系列信号分析仪拥有的软件可以控制这些设备，捕获屏幕上的图像并且使用标准的网络浏览器将迹线数据通过互联网传输过来。

固化软件更新

现代频谱分析仪较仅仅几年前的仪器，在内部安装了更多的软件。由于新特性加入到软件中以及软件的漏洞修补，要想利用改进后的功能，更新频谱分析仪的固化软件是必不可少的。

在是德科技网站上有最新版本的频谱和信号分析仪固化软件。这些固化软件以文件形式被下载到您的本地计算机。常用的将新固化软件传输到频谱分析仪的方法是：将固化软件复制到 USB 驱动，然后将驱动插入到频谱分析仪 USB 端口中的一个。X 系列分析仪的固化软件通过仪器的以太网 LAN 端口直接传输到频谱分析仪中。

建议定期在是德科技网站上查看所使用的频谱分析仪型号，检查是否有更新的固化软件版本可以使用。

校准、故障诊断、诊断和修复

为了保证仪器的性能满足所有公开的技术指标，频谱分析仪必须定期进行校准，通常一年一次。不过，在这些年度校准之间，频谱分析仪也必须定期地校正以补偿热漂移和老化的影响。现代频谱分析仪（例如 X 系列）都有内置的例行校正程序，第一次打开仪器时会运行它，在到达预先设定好的时间间隔时或者是仪器内部温度改变时也会运行。这些校正程序会连续调整仪器以保证规定的性能。

现代频谱分析仪通常有一个系统菜单。在这个区域，您能够进行有用的功能诊断，例如对前面板上的按钮进行测试。还可以显示关于校正过程的更多细节和安装在仪器内的所有可选的硬件和测量专用软件的列表。当您的频谱分析仪升级了新的测量专用软件时，是德科技提供一个与仪器序列号绑定的唯一的许可证。可以通过 USB 端口安装这个许可证密钥，或在前面板按键输入这个许可证，以激活新的测量专用软件。

总结

本应用指南的目的是为您提供关于频谱分析仪的基本概述您或许想要进一步了解与频谱分析相关的更多其他话题，一个很好的出发点是访问是德科技的网站 (www.keysight.com)，搜索信号或频谱分析仪。

术语表

绝对幅度精度：以绝对单位（伏或功率）表示的幅度测量的不确定度。它包含相对不确定度（参见“相对幅度精度”）加上校准器不确定度。为了得到改进的精度，某些频谱分析仪的频率响应相对校准器、峰峰值之间的中间点指定。

ACPR：邻道功率比，测量有多少信号能量从一个通信信道扩散（或泄漏）到相邻信道。它对于数字通信元器件和系统是一个重要的度量，因为过多的信号能量泄漏将造成对相邻信道的干扰。有时也称它为 ACLR，即邻道泄漏比。

幅度精度：幅度测量的不确定度，可以用绝对幅度或相对幅度表示。

幅度参考信号：分析仪用来进行自身校准的具有精确频率和幅度的信号。

模拟显示：直接将模拟信号信息（来自包络检波器）写入仪器显示屏的方法，通常由阴极射线管（CRT）实现。模拟显示器曾经是频谱分析仪的标准显示方式。不过，现代频谱分析仪已经不再使用这个方法，取而代之的是数字显示器。

平均检波：对一定频率间隔内的功率进行求和的检波方式，通常用于测量复杂的数字调制信号以及其他具有类噪声特征的信号。现代是德科技频谱分析仪一般提供三种平均检波方式：功率（rms）平均，测量一个信号收集单元内的真实平均功率；电压平均，测量一个信号收集单元内的平均电压值；对数功率（视频）平均，测量一个信号收集单元内的信号包络的对数值，以 dB 表示。

平均噪声电平：参见显示平均噪声电平。

带宽选择性：分析仪分辨不等幅信号的能力。带宽选择性也称为波形因子，定义为给定分辨率（中频）滤波器的 60 dB 带宽与 3 dB 带宽之比。某些分析仪使用 6 dB 带宽代替 3 dB 带宽。无论哪种情况，带宽选择性都表示滤波器边缘的陡峭程度。

隔直电容：一个阻止低频信号（包括直流）对电路造成破坏的滤波器，隔直电容限制了分析仪能够精确测量的最低频率。

CDMA：码分多址接入。它是一种数字通信方式，多路通信数据流正交编码，从而可以共用一个频率信道，目前许多移动通信系统都采用这种技术。

星座图：分析数字调制信号时的一种常用的显示方式，被检测到的符号点绘制在 IQ 坐标图上。

△ 游标：一种标记方式。先确定一个固定的游标，再建立第二个游标，这个游标是可以被放在显示迹线上任何位置的活动游标。显示的读数表示固定游标与活动游标之间的相对频率间隔和幅度差。

数字显示：通过数字化处理的迹线信息被存入存储器中并显示在仪器屏幕上的一种技术。被显示的迹线是一串点，它们展示一条连续的迹线。不同型号仪器的默认显示点数不同，而大多数现代频谱分析仪允许用户通过控制显示点的数量来选择指定的分辨率。显示屏以无闪烁速率被刷新（即将数据重新写入存储器）。存储器中的数据则以扫描速率被更新。几乎所有现代频谱分

析仪都配有数字平板 LCD 显示器，优于早期分析仪所使用的基于 CRT 的模拟显示器。

显示检波器工作模式：信号信息在被显示之前进行的处理方式。参见正峰值模式、负峰值模式、常规模式和采样模式。

数字中频：现代频谱分析仪所采用的一种结构，信号从射频下变频至中频（IF）后立即进行数字化，此后所有的信号处理都通过数字信号处理（DSP）技术完成。

显示动态范围：在显示器上可以同时观察到的较大信号和较小信号时的最大动态范围。对于最大对数显示为 10 dB/格的分析仪，实际动态范围（参见动态范围）可能大于显示动态范围。

显示标度保真度：在频谱分析仪上进行幅度相对差测量的不确定度。在采用模拟中频技术的分析仪中，对数或线性中频放大器不可能具有理想的对数或线性响应，因此会产生不确定度。采用数字中频技术的现代分析仪极大改善了显示标度保真度。

显示范围：针对特定的显示模式和比例系数已经校准了的显示范围。参见**线性显示**、**对数显示**和**比例系数**。

显示平均噪声电平：为了降低峰峰值噪声波动，将视频带宽设置到足够窄使显示的噪声看上去几乎是一条直线时，分析仪显示屏上看到的噪声电平。通常，将由分析仪内部产生的噪声作为灵敏度的度量，并且通常在最小分辨率带宽和最小输入衰减的条件下用单位 dBm 来表示。

漂移：由于本振频率随扫描电压的变化引起的显示器上信号位置的缓慢（相对于扫描时间）变化。最初造成漂移的原因是频谱分析仪的温度稳定性和频率参考的老化率。

动态范围：在频谱分析仪的输入端同时出现的以给定精度加以测量的最大信号与最小信号之比，以 dB 表示。动态范围通常与失真或互调分量的测量有关。

包络检波器：一种输出能够随着它的输入信号包络（但不是瞬时）变化的电路元件。在超外差式频谱分析仪中，包络检波器的输入来自最后中频，输出是视频信号。当将分析仪置于零扫宽时，包络检波器对输入信号进行解调，在显示器上可以观察到调制信号随时间变化的情况。

误差矢量幅度 (EVM)：数字通信系统中对调制信号质量的一种度量。EVM 是在给定时间点上被测信号与理想参考信号之间矢量误差的幅度。

外部混频器：一个通常是与波导输入端口相连接的独立混频器，用于扩展那些使用外部混频器的频谱分析仪的频率范围。分析仪提供本振信号。如果需要，混频器还可以将其产生的偏压混频分量反馈到分析仪的中频输入端。

FFT (快速傅立叶变换)：对时域信号进行数学运算，从而产生构成信号的各个独立的频谱分量。参见**频谱**。

快速扫描：一种针对扫频分析仪实施复值分辨率带宽过滤的数字信号处理方法，可使扫描速率高于传统的模拟或数字分辨率带宽滤波器。

平坦度：参见**频率响应**。

频率精度：信号或频谱分量的频率不确定度，以绝对值或相对某个信号或频谱分量的相对值表示。绝对频率精度和相对频率精度的指标是分别进行规定的。

频率范围：频谱分析仪可调谐的最低频率到最高频率的范围。虽然通常认为最高频率是由分析仪的同轴输入信号来决定的，但许多微波分析仪的频率范围可通过使用外部波导混频器来扩展。

频率分辨率：频谱分析仪辨别彼此接近的频谱分量并将它们分别显示出来的能力。对于等幅信号，分辨率取决于分辨率带宽；对于不等幅信号，分辨率则由分辨率带宽和带宽选择性共同决定。

频率响应：一个信号的显示幅度随频率变化的关系（平坦度）。通常用 $\pm$ dB 表示两个极值之间的值。也可以相对于校准器信号加以规定。

频率扫宽：显示器水平轴表示的频率范围。通常，频率跨度由显示器整个屏幕所对应的总频率跨度给出。一些早期的分析仪会标出每格的频率跨度（扫描宽度）。

频率稳定度：一个包括本振短期和长期不稳定性的通用词语。调谐本振的扫描斜波还确定了信号将在显示器上出现的位置。任何本振频率相对于扫描斜波的长期变化（漂移）都将引起信号在显示器上的水平位置的缓慢移动。短期本振不稳定度在原本稳定的信号上可能表现为随机调频或相位噪声。

全扫宽：对于大多数现代频谱分析仪，全扫宽是指覆盖分析仪整个调谐范围的频率跨度。这类分析仪包括单频段射频分析仪和微波分析仪，例如利用固态开关在低频段和预选频段之间切换的 ESA、PSA 和 X 系列。

注：在某些早期频谱分析仪中，全扫宽指的是一个子频段。例如，利用机械开关在低频段和预选频段之间切换的 Keysight 8566B 微波频谱分析仪，全扫宽既可指非预选的低频段，也可指经预选的高频段。

增益压缩：当显示的信号幅度由于混频器饱和，比正常电平低于规定的 dB 数时，频谱分析仪混频器输入端的信号电平。这个信号电平通常针对 1 dB 的压缩而规定，且根据频谱分析仪型号的不同，一般处于 +3 dBm 到 -10 dBm 之间。

GSM：全球移动通信系统，移动通信中广泛应用的一个数字标准。它基于 TDMA 技术，是一个多路不同的数据流在时间上交叉，从而可以共享同一个频率信道的系统。

谐波失真：由于器件（例如混频器、放大器）的非线性特性，信号通过它而被附加上了多余频率分量。这些多余的分量与原始信号谐波相关。

谐波混频：利用混频器产生的本振谐波将频谱分析仪的调谐范围扩大到超过只用本振基波所能达到的范围。

中频增益/中频衰减：可以调节信号在显示器上的垂直位置而并不影响混频器的输入信号电平。当它改变时，基准电平相应发生变化。

中频馈通：中频上的输入信号通过了输入混频器而使显示器上的基线迹线抬升。通常，这只是非预选的频谱分析仪的一个潜在问题。由于信号总是处在中频上，即无需与本振混频，而使整个迹线上升。

镜像频率：存在于频谱分析仪输入端的两个或多个真实信号在同一个本振频率上产生的中频响应，由于这些混频分量出现在同一个本振和中频频率处，所以无法区分。

镜像响应：距离频谱分析仪所指示频率的两倍中频处显示的信号。对于本振的每个谐波，都有一对镜像；一个比本振低一个中频，另一个比本振高一个中频。镜像通常只出现在非预选的频谱分析仪上。

寄生调频：在器件（信号源、放大器）的输出端由（附带的）某些别的频率调制，例如幅度调制调制形式引起的多余频率调制。

输入衰减器：位于频谱分析仪输入连接器与第一混频器之间的步进衰减器，也叫做射频衰减器。输入衰减器用来调节输入到第一混频器上的信号电平。衰减器用来防止由高电平或宽带信号引起的增益压缩，以及通过控制内部产生的失真程度来设定动态范围。在某些分析仪中，当改变输入衰减器设置时，显示信号的垂直位置会发生变化，基准电平也相应地改变。在现代是德科技分析仪中，通过改变中频增益来补偿输入衰减器的变化，所以信号可以在显示器上保持恒定，基准电平也保持不变。

输入阻抗：分析仪对信号源呈现的端接阻抗。射频和微波分析仪的额定阻抗通常是 50 Ω 对于某些系统（如有线电视），标准阻抗是 75 Ω 。额定输入阻抗与实际输入阻抗之间的失配程度由电压驻波比（VSWR）给出。

互调失真：通过具有非线性特性的器件（如混频器、放大器）的两个或多个频谱分量交互作用形成的多余频谱分量。多余分量与基波有关，它是由基波和各个谐波的和与差组成，例如 $f_1 \pm f_2$ 、 $2f_1 \pm f_2$ 、 $2f_2 \pm f_1$ 、 $3f_1 \pm 2f_2$ 等等。

线性显示：显示器上的纵轴与输入信号电压成正比的显示模式。网格的底端代表 0 V，顶端代表基准电平，其他值取决于特定的频谱分析仪。对于大多数现代分析仪，当基准电平确定，比例系数就是基准电平值除以网格刻度数。尽管显示为线性，但现代分析仪仍然允许使用 dBm、dBmV、dBuV 还有某些情况下的 W 和 V 来指示基准电平和游标值。

本振辐射或泄漏：从频谱分析仪输入端漏出的本振信号。对非预选的频谱分析仪辐射电平可能大于 0 dBm，而对预选的分析仪通常小于 -70 dBm。

本振馈通：当频谱分析仪调谐到 0 Hz，即当本振调谐到中频时，显示器上的响应。本振馈通可用作 0 Hz 游标，没有频率误差。

对数显示：显示器上的纵轴按对数方式随输入信号电压改变而变化的显示模式。通过选择网格顶端值、基准电平和比例系数 (dB/格) 来设置显示器的校准。在是德科技分析仪中，网格底端代表比例系数为 10 dB/格或更大时的 0 V，所以，在这些情况下底端格子不被校准。现代分析仪允许使用 dBm、dBmV、dBμV 还有某些情况下的 W 来指示基准电平和游标值。早期的分析仪一般只提供一种单位选择，dBm 是最常用的选择。

游标：可以放在显示信号迹线上任意位置的可见指示标识，读数表示迹线在标记点上的绝对频率和绝对幅度值。以当前选用的单位给出幅度值。参见  游标和噪声游标。

测量范围：可测量的最大信号电平（通常为最大安全输入电平）与可显示平均噪声电平 (DANL) 之比，以 dB 表示。这个比值几乎总是远大于单次测量中可能实现的值。参见 *动态范围*。

混频模式：对在频谱分析仪上建立给定响应的特殊环境的描述。混频模式（如 1⁺）表示混频过程中所用的本振的谐波，以及输入信号是高于 (+) 还是低于 (-) 这个谐波。

多重响应：在频谱分析仪上显示出的单一输入信号的两个或多个响应。多重响应只出现在混频模式重叠以及本振扫过足够宽的范围而使输入信号不止在一个混频模式上相混频时，通常不会发生在配有预选器的分析仪中。

负峰值：一种显示检波方式。其中，每个被显示的点表示该点所代表的某一部分频率跨度或或时间间隔的视频信号的最小值。

本底噪声扩展：由是德科技研发的一种针对信号分析仪噪声功率进行建模的算法，可从测量结果中扣除，以降低有效噪声电平。

噪声系数：器件（混频器、放大器）输入端的信噪比与器件输出端信噪比的比值，通常以 dB 表示。

噪声游标：一种游标，其值表示 1 Hz 噪声功率带宽内的噪声电平。当选择噪声游标时，采样检波模式被启动，游标周围的若干连续迹线点的值（点数取决于分析仪）会取平均，此平均值再归一化至 1 Hz 噪声功率带宽。归一化过程需要考虑检波模式和带宽，在选择对数显示方式时，还要考虑对数放大器的影响。

噪声功率带宽：一个虚拟滤波器可能有与分析仪的实际滤波器相同的噪声功率，从而使不同分析仪之间的噪声测量结果对比成为可能。

噪声边带：频谱分析仪本振（主要是第一本振）系统短期不稳定性调制边带。调制信号是本振电路本身或本振稳定电路中的噪声，边带由噪声谱组成。混频过程会将任何本振不稳定性转换为混频分量，所以噪声边带显示在分析仪频谱分量中，位于宽带本底噪声上方足够远处。由于边带是噪声，故它们相对于频谱分量的电平随分辨率带宽而改变。噪声边带通常以相对载波给定偏离处的 dBc/Hz 数值（相对于载波 1 Hz 带宽内的幅度）表示，载波是在显示器上观察到的频谱分量。

相位噪声：参见 *噪声边带*。

正峰值：一种显示检波方式。其中，每个被显示的点表示该点所代表的某一部分频率跨度或或时间间隔的视频信号的最大值。

前置放大器：一个外部低噪声系数放大器。改善了系统（前置放大器/频谱分析仪）灵敏度，使之超过分析仪自身的灵敏度。

预选器：一个可调谐的带通滤波器。位于频谱分析仪的输入混频器之前并使用合适的混频模式。预选器一般只应用在 2 GHz 以上。使用预选器能基本消除多重响应和镜像响应，在某些情况下还能扩大动态范围。

准峰值检波 (QPD)：一种输出随信号幅度和脉冲重复速率而变化的检波方式。脉冲重复速率越高，QPD 检测的加权也越大。极限情况下，在测量连续波 (CW) 信号时 QPD 显示出与峰值检波器相同的幅度。

光栅显示器：类似电视显示，图像通过电子束对显示屏幕的横轴进行快速与缓慢相结合的扫描并适当选通，扫描速度快到足以形成无闪烁显示。也见**矢量显示**和**扫描时间**。

实时频谱分析仪：一种信号分析方法，所有的信号样本经过处理后得到某些测量结果或进行触发操作。实时采集之间不会留下间隙，而非实时操作则会留下间隙。

基准电平：显示器上经过校准的垂直位置可作为幅度测量的基准使用。基准电平的位置通常是在网格顶端。

相对幅度精度：幅度测量的不确定度，其中一个信号的幅度与另一个信号的幅度作比较，而不考虑这两个信号的绝对幅度。失真测量是相对测量。影响不确定度的因素包括频率响应、显示保真度和输入衰减量的变化、中频增益、比例系数和分辨率带宽。

剩余调频：没有任何别的调制时，振荡器的固有短期频率不稳定性。对于频谱分析仪，通常将定义扩大到包括本振扫描的情况。残余调频通常由峰峰值表示，因为如果它们是可见的，便很容易在显示器上测出。

杂散响应：输入信号在频谱分析仪显示器上引起的离散响应。

分辨率：参见**频率分辨率**。

分辨率带宽：在低于最小插入损耗点的某个位置上（显示器上的最大偏移点），频谱分析仪分辨率带宽（中频）滤波器的带宽。是德科技分析仪指定了 3 dB 带宽，其他一些分析仪则规定了 6 dB 带宽。

Rosenfell：一种显示的检波方式。其中，每一点所显示的值是建立在由该点表示的频率间隔或时间间隔期间，视频信号是上升还是下降的基础上。如果视频信号只上升或只下降，则显示最大值。如果视频信号既上升又下降，则由间隔期间的奇数点显示最大值，偶数点显示最小值。为了防止只出现在偶数间隔的信号产生损耗，在此间隔期内的最大值将被保留，在下一个（奇数）间隔期内，显示的是被保存值和当前时间间隔值两者中的最大值。

采样模式：一种显示的检波方式。其中，每一点上所显示的值是该点表示的频率跨度或时间间隔终止处视频信号的瞬时值。

比例系数：显示器纵轴每格的校准。

灵敏度：频谱分析仪上可以观察到的最小正弦波电平。通常是在最小分辨率带宽、0 dB 射频输入衰减和最小视频带宽的最佳条件下。是德科技将灵敏度定义为显示平均噪声电平。在该电平上的正弦波将高于噪声 2 dB 左右。

波形因子：参见**带宽选择性**。

信号分析仪：利用数字信号处理进行其他更复杂测量的频谱分析仪，例如**矢量信号分析**。

信号识别：一种手动或自动程序，指出频谱分析仪显示器上的特定响应是否由显示已被校准的混频模式产生。若为自动程序，则程序可以改变分析仪的调谐以显示信号处于正确的混频模式上；或者告诉我们信号的频率并且让我们选择是忽视信号还是针对信号对分析仪自身作适当调谐。预选的分析仪通常不需要这些。

扫宽精度：显示器上任何两个信号所指示的频率间隔的不确定度。

频谱纯度：参见**噪声边带**。

频谱分量：组成频谱的正弦波之一。

频谱：一组频率和幅度不同、且有适当相位关系的正弦波。作为一个整体，它们构成特定的时域信号。

频谱分析仪：一种能进行有效傅立叶变换并显示构成时域信号的各个频谱分量（正弦波）的设备。相位信息是否保留取决于分析仪的类型和设计。

杂散响应：输入信号在频谱分析仪显示器上引起的非正常响应。分析仪内部产生的失真分量是杂散响应，例如**镜像响应**和**多重响应**。

扫描时间：本振调谐扫过已选扫宽所需要的时间。扫描时间不包括本次扫描完成与下一次扫描开始之间的静寂时间。在零扫宽下，频谱分析仪的本振是固定的。所以，显示器的水平轴只对时间校准。在非零扫宽下，水平轴对频率和时间两者校准，扫描时间通常随频率跨度、分辨率带宽和视频带宽而变化。

时间选通：一种根据被测信号特征来控制频谱分析仪频率扫描过程的方法。通常用于分析脉冲或猝发调制信号、时间复用信号以及间歇信号。

TDMA：时分多址，是一种数字通信方法。其中，多路通信数据流在时间上交叉，从而使它们可以共用一个频率信道。

单位：被测参数的规格。单位通常是指幅度的量，因为它们是可以改变的。在现代频谱分析仪中，可用的单位有 dBm（相对于分析仪额定输入阻抗耗散 1 mW 功率的 dB 数）、dBmV（相对于 1 mV 的 dB 数）、dBμV（相对于 1 μV 的 dB 数）、V，在某些分析仪中还有 W。在是德科技分析仪中，可以在对数和线性两种显示中设定单位。

矢量图：分析数字调制信号时普遍采用的一种显示方式。它与星座图类似，不同的是，在 IQ 坐标图中除了显示被测符号点外，还描绘出了状态转换过程中的瞬时功率电平。

矢量显示器：早期频谱分析仪设计的一种显示类型。其中，电子束的指向使得图像（迹线、网格、注释）直接写在 CRT 的屏幕上，而不是像现在普遍使用的光栅显示器那样由一串光点组成。

视频：频谱分析仪中描述包络检波器输出的一个术语。频率范围从 0 Hz 延伸到通常远远超出分析仪所提供的最宽分辨率带宽的频率。不过，视频链路的最终带宽由视频滤波器的设置决定。

视频放大器：在检波器之后用来驱动 CRT 垂直偏移板的直流耦合放大器。参见视频带宽和视频滤波器。

视频平均：指频谱分析仪迹线信息的数字平均。平均是单独在显示的各点处进行并在用户所选择的扫描次数完成后结束。平均算法将加权系数 $(1/n)$ ，这里 n 是当前扫描次数）应用于当前扫描给定点的幅值，将另一个加权系数 $[(n-1)/n]$ 应用于前面贮存的平均值，再将两者合并得出当前的平均值。在指定的扫描次数完成之后，加权系数保持不变，显示成为动态平均。

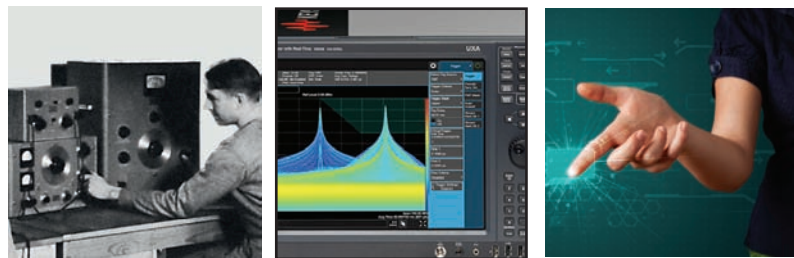
视频带宽：视频电路中，可调低通滤波器的截止频率（3 dB 点）。当视频带宽等于或小于分辨率带宽时，视频电路就不能充分对包络检波器输出端的快速起伏作出响应，结果是迹线被加以平滑，即降低了宽带信号（如在宽带模式下观察的噪声和射频脉冲）的峰峰值偏移。这种平均或平滑的程度随着视频带宽和分辨率带宽的比值变化。

视频滤波器：位于检波之后、决定视频放大器带宽的低通滤波器，用于对飞机进行平滑或平均，参见视频带宽。

零扫宽：指将频谱分析仪的本振保持在给定频率上，因而分析仪变成一个固定调谐接收机的情况。接收机的带宽就是分辨率（中频）带宽，它用于显示信号幅度随时间的变化。为避免信号信息有任何损失，分辨率带宽必须同信号带宽一样宽。为避免任何平滑，视频带宽必须设置得比分辨率带宽更宽。

演进

我们独有的硬件、软件和技术人员资源组合能够帮助您实现下一次突破。
我们正在开启技术的未来。



从惠普到安捷伦再到是德科技

myKeysight

myKeysight

www.keysight.com/find/mykeysight

个性化视图为您提供最适合自己的信息！

Keysight Infoline

Keysight Infoline

www.keysight.com/find/Infoline

是德科技的洞察力帮助您实现最卓越的信息管理。免费访问您的是德科技设备公司报告和电子图书馆。

是德科技服务

www.keysight.com/find/services

KEYSIGHT SERVICES
Accelerate Technology Adoption.
Lower costs.

我们拥有业界领先的技术人员、流程和工具，可以提供深度的设计、测试和测量服务。最终的结果就是：我们帮助您应用新技术，以及经工程师改进的流程，从而降低成本。

3 年保修

www.keysight.com/find/ThreeYearWarranty

是德科技卓越的产品可靠性和广泛的 3 年保修服务完美结合，从另一途径帮助您实现业务目标：增强测量信心、降低拥有成本、增强操作方便性。

是德科技保证方案

www.keysight.com/find/AssurancePlans

10 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

是德科技公司

DEKRA 认证 ISO 9001:2015

质量管理体系

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。

Bluetooth and the Bluetooth logos are trademarks owned by Bluetooth SIG, Inc., U.S.A. and licensed to Keysight Technologies, Inc.

cdma2000 is a US registered certification mark of the Telecommunications Industry Association.

www.keysight.com/find/SA

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