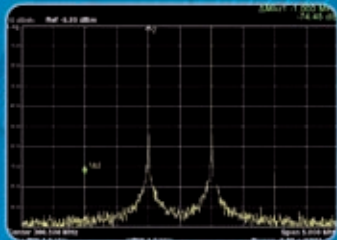
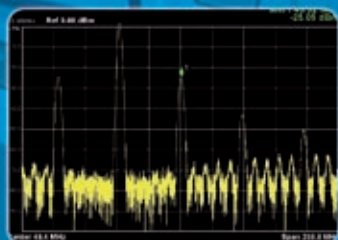
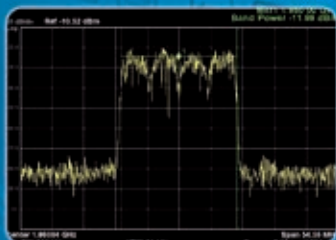
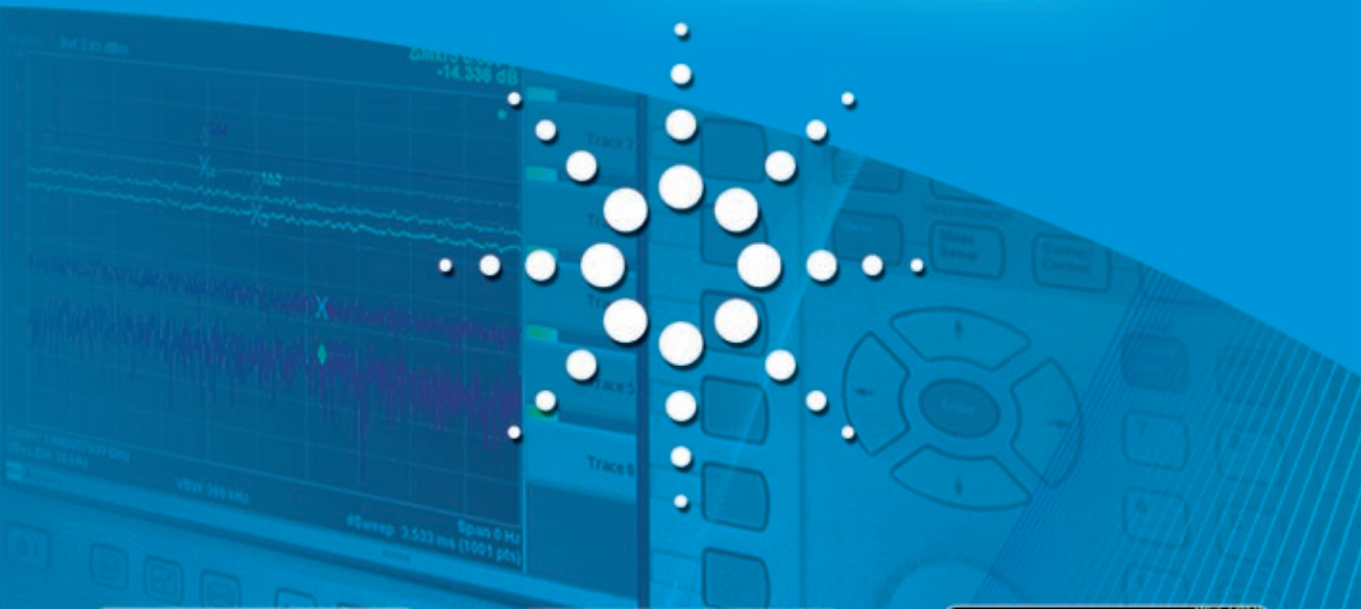


频谱分析基础

Spectrum Analysis Basics



Agilent Technologies

《频谱分析基础》编译委员会

总 编 译: 张永慧

责任校对: 张永慧 杨培文 刘迤 林浦

封面设计: 张永慧

版权所有: 安捷伦科技

特别感谢: 刘斌 周健 钱宇 乐京 张海涛

频谱分析基础

Spectrum Analysis Basics

前言

本书编译自安捷伦科技著名的应用指南Application Note 150: Spectrum Analysis Basics(频谱分析基础)。它详细描述了频谱分析的基本原理以及性能指标，并介绍了现代分析仪的新发展和新功能。我们希望这本指南能够帮助你更加深入地了解你所使用的频谱分析仪，充分利用分析仪的功能特性以发挥它的最大潜能。

第1章 引论

频域对时域.....	2
什么是频谱?.....	3
为什么要测量频谱?.....	4
测量类型.....	7
频谱分析仪种类.....	7

第2章 频谱分析仪原理

射频输入衰减器.....	12
低通滤波器或预选器.....	12
分析仪调谐.....	13
中频增益.....	16
信号分辨.....	16
模拟滤波器.....	17
数字滤波器.....	20
包络检波器.....	26
显示.....	28
检波器类型.....	29
平滑处理.....	29
时间门(Time Gating).....	44

第3章 数字中频概述

数字滤波器.....	52
全数字中频.....	53
专用信号处理集成电路.....	55
其它视频处理功能.....	56
频率计数.....	56
全数字中频的更多优势.....	57

第4章 幅度和频率精度	
相对不确定度.....	63
绝对幅度精度.....	63
改善总的不确定度.....	64
技术指标、典型性能和标称值.....	65
数字中频部分.....	66
第5章 灵敏度和噪声	
灵敏度.....	72
噪声系数.....	76
前置放大器.....	77
噪声作为信号.....	81
用于噪声测量的前置放大器.....	85
第6章 动态范围	
定义.....	88
动态范围与内部失真.....	88
衰减器测试.....	92
噪声.....	92
动态范围与测量不确定度.....	95
增益压缩.....	97
显示范围和测量范围.....	98
邻道功率测量.....	100

第7章 扩展频率范围

内部谐波混频.....	102
幅度校准.....	110
相位噪声.....	111
改善的动态范围.....	112
信号识别.....	117

第8章 现代信号分析仪

特殊应用测量.....	124
数字调制分析.....	127
保存和打印数据.....	130
数据传输和远程仪器控制.....	130
固件升级.....	131
使用许可.....	132
校准、故障解决、诊断和修复.....	133

第9章 总结

总结.....	136
---------	-----

第10章 名词解释

名词解释.....	138
-----------	-----

第1章

引论

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它信号）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。

1. Jean Baptiste Joseph Fourier(1786-1830)。

法国数学家、物理学家，他提出任何周期信号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。

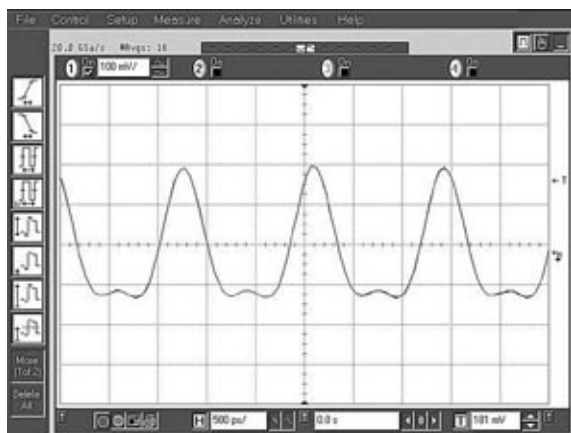


图 1-1. 复合时域信号

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，这种信号分析方法称为矢量信号分析，我们在应用指南 Application Note150-15 矢量信号分析基础中作了讨论。现代频谱分析仪能够支持非常广泛的矢量信号测量应用。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。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 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。

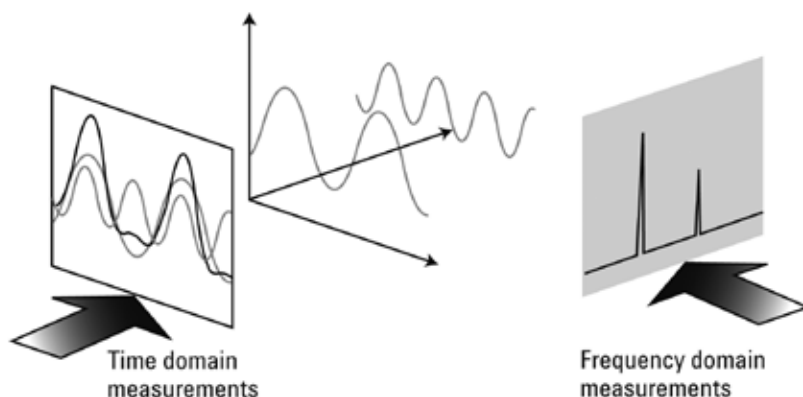


图 1-2. 信号的时域和频域关系

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，以防止对其它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它业务。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它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它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。在此我们关心的问题是，无论是辐射还是传导 (通过电力线或其它互导连线产生)，其引起的干扰都可能影响其它系统的正常运行。根据由政府机构或行业标准制定的有关条例，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 至 1-6 列举了这类测量应用的几个例子。

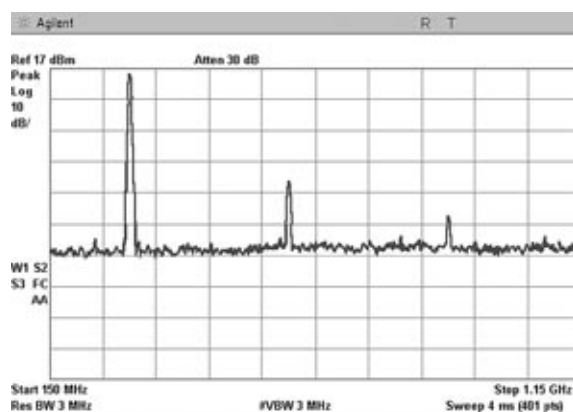


图 1-3. 发射机的谐波失真测试

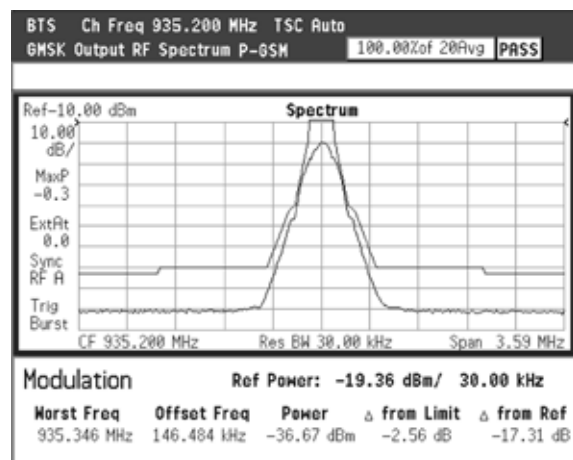


图 1-4. GSM 无线信号和显示出无用辐射的极限值的频谱辐射模板

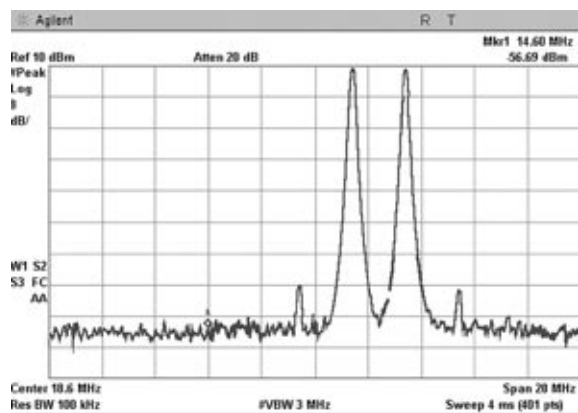


图 1-5. 射频功率放大器的双音测试

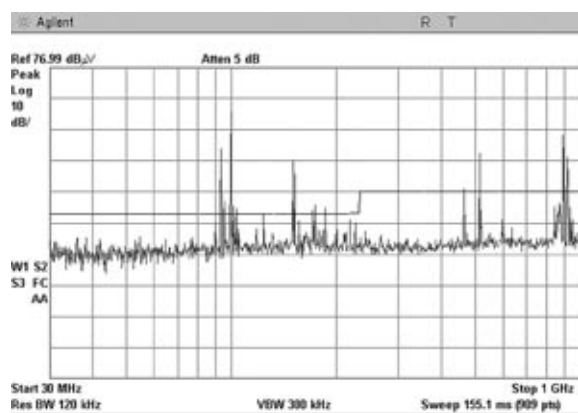


图 1-6. EMI 测试中对照 CISPR11 限制值的信号辐射测量结果

测量类型

常见的频谱分析测量包括频率和功率、调制、失真和噪声测量。了解信号的频谱成分是非常重要的，对于有限带宽的系统更是如此。发射功率是另一项重要的测量内容。发射功率过低，信号将不能到达通信的另一端；发射功率过高，会使电池消耗过快、容易产生失真、引起过高的工作温度。

调制质量的测量对于确保系统的正常工作和信息的正确传送也非常重要。通用的模拟调制测量包括调制深度、边带幅度、调制质量和占用带宽等。数字调制测量包括误差矢量幅度 (EVM)、IQ 不平衡、相位误差随时间的变化等许多测量内容。要详细了解这些测量应用，请阅读应用指南 Application Note150-15，矢量信号分析基础 (英文版出版号 5989-1121EN)。

通信系统中发射机和接收机的失真测量同样很重要。发射机输出端过多的谐波失真会对其它频带的系统产生干扰。接收机的前置放大器必须消除互调干扰以避免信号串扰。例如有线电视载波信号的互调干扰会影响同一电缆中的其它频道。常见的失真测量包括互调失真、谐波失真和杂散辐射。

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) 能够描述设备的性能及其对整个系统性能的影响。

频谱分析仪种类

除了本指南中重点讨论的扫描调谐超外差式频谱分析仪外，还存在其它几种频谱分析仪结构。其中最重要的非超外差式频谱分析仪是傅立叶频谱分析仪：它将时域信号数字化以后用数字信号处理技术对其做快速傅立叶变换 (FFT)，最后在频域中显示信号。FFT 方法的一个优点是能够捕获单脉冲信号，另一个优点是还能测量信号的相位和幅度。然而，傅立叶分析仪与超外差式频谱分析仪相比，特别是在频率范围、灵敏度和动态范围等方面还有某些局限性。傅立叶频谱分析仪通常用于 40 MHz 以下的基带信号分析。

矢量信号分析仪 (VSA) 也像傅立叶分析仪那样对时域信号进行数字化, 但它在数字化之前通过下变频器将功能扩展到了射频频率范围。它们能够支持快速、高分辨率的频谱测量、解调分析和高级时域分析, 特别适于用来测量诸如脉冲信号、瞬态信号或调制信号等这些在通信、视频、广播、声波导航和超声波成像等系统中使用的复杂信号。

虽然我们将频谱分析仪和矢量信号分析仪定义为截然不同的类型, 但数字技术和数字信号处理技术的发展使它们之间的差异日渐缩小。关键的差别在于信号是在哪一步被数字化的。最初数字转换器工作频率被限制在几十 kHz, 只能对频谱分析仪中的视频(基带)信号进行数字化, 而视频信号不携带相位信息, 因此只能显示信号的幅值。但即使是这样有限的数字技术的应用, 也同样促进了技术进步: 缓慢扫描的无抖动显示、显示信息的标记、不同的平均方式以及可将数据输出至计算机和打印机等。

由于人们要分析的信号变得越来越复杂, 所以最新的频谱分析仪包含了许多以往只在傅立叶分析仪和矢量信号分析仪中才有的诸多矢量信号分析功能。它们可以在靠近仪器输入端实现信号数字化, 也可以在某个放大器或某些下变频器之后进行。在这种情况下, 信号的幅度和相应的相位信息都被保留下来。除了这些优点之外, 这些新一代的频谱分析仪还能实现真正的矢量测量。决定其性能的因素包括: 分析仪自身固件的数字信号处理功能, 以及附加的软件功能, 如多种内置或外置的测量选件(比如可运行在与频谱仪相连的计算机上的 VSA 软件)。图 1-7 显示了利用内置测量选件进行调制质量分析的一个例子。注意: 一个 QPSK(相移键控)的符号显示为一群位置接近的点, 而不只是一个单点, 这表明被测信号在调制时产生了误差。

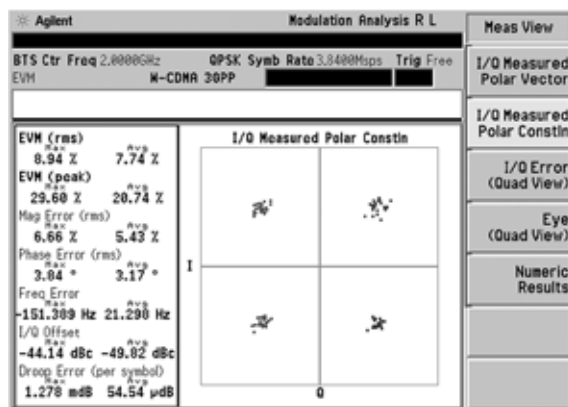


图 1-7. 用频谱分析仪测量的 QPSK 信号的调制质量

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。

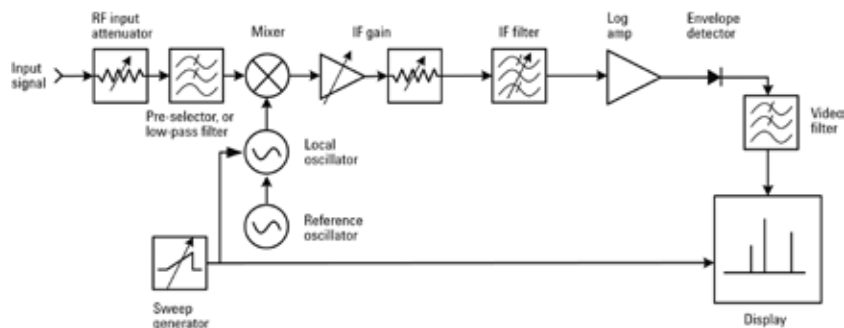


图 2-1. 典型超外差频谱分析仪的结构框图

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（被放大可能还有按对数压缩）。重要的处理过程有包络检波、数字化以及显示。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。

如果你熟悉接收普通调幅（AM）广播信号的超外差调幅收音机，你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轨迹，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个垂直网格组成的刻度盘上。横轴表示频率，其刻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刻度盘的中心线上，然后通过频率扫宽控制再调节横跨10个网格的频率范围。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。

纵轴刻度按幅度大小划分。可以选用以电压定标的线性刻度或以分贝 (dB) 定标的对数刻度。对数刻度比线性刻度更经常使用，因为它能反映出更大的数值范围。对数刻度能同时显示幅度相差70~100 dB (电压比为3200~100,000或功率比为10,000,000~10,000,000,000)的信号，而线性刻度则只能用于幅度差不大于20~30 dB (电压比10~32)的信号。在这两种情况下，我们都会运用校准技术¹给出刻度盘上最高一行的电平即参考电平的绝对值，并根据每个小格所对应的比例来确定刻度盘上其它位置的值。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刻度值。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上。

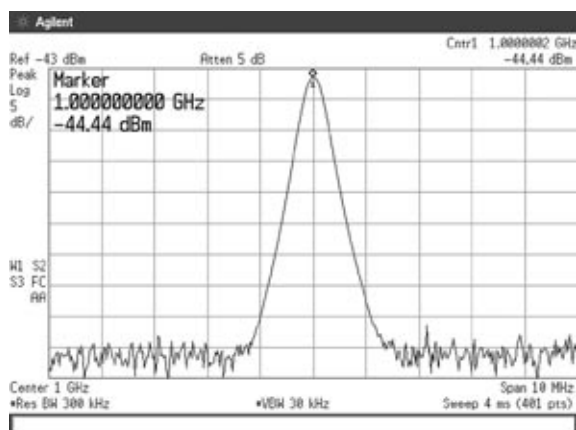


图2-2. 参数已设定的典型频谱分析仪显示图

1. 参见第4章“幅度和频率精度”。

射频输入衰减器

分析仪的第一部分是射频输入衰减器。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，所以它通常是基于参考电平值而自动设置，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。下图所示是一个以 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 100 Hz，有的甚至到 9 kHz。

在有些分析仪中，连接了一个幅度参考信号，像图 2-3 那样，它提供了一个有精确频率和幅度的信号，使用于分析仪周期性的自我校准上。

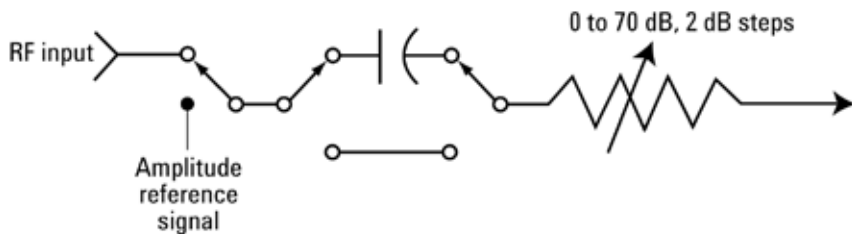


图 2-3. 射频输入衰减器电路

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。这样防止带外信号与本振相混频在中频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它频率上的信号。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。

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 0~3 GHz,接下来需要选择中频频率。如果选择中频为 1 GHz,这个频率处在所需的调谐范围内。我们假设有一个 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 的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,中频频率不能处于所考察的频段内。

因此我们在比调谐频段更高的频率上选择中频。安捷伦调谐至 3 GHz 的频谱分析仪,所选的中频频率约为 3.9 GHz。现在我们从 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 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 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:

$$f_{LO} = 1 \text{ kHz} + 3.9 \text{ GHz} = 3.900001 \text{ GHz}$$

$$f_{LO} = 1.5 \text{ GHz} + 3.9 \text{ GHz} = 5.4 \text{ GHz}$$

$$f_{LO} = 3 \text{ GHz} + 3.9 \text{ GHz} = 6.9 \text{ GHz}$$

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, 如果调整斜坡发生器使本振调谐到更高频率, 则混频分量在斜坡(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。

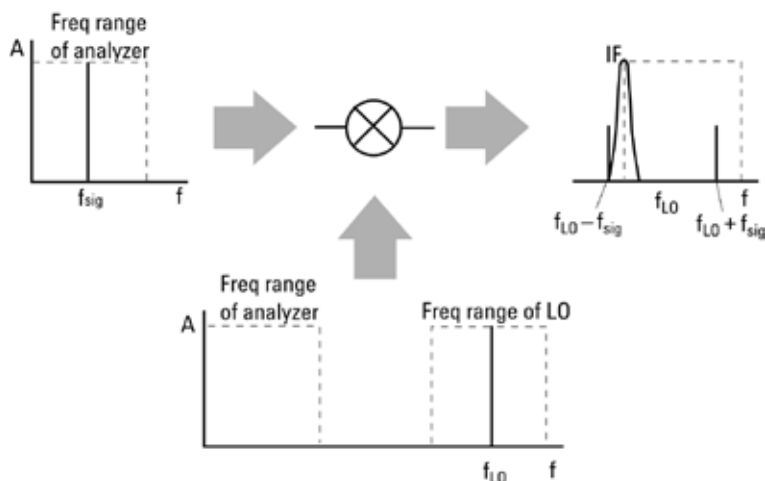


图 2-4. 为了在显示屏上产生响应, 本振必须调谐到 $f_{sig} + f_{IF}$

由于斜坡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 8.2 GHz, 会发生什么情况呢? 当本振调谐在 3.9 ~ 7.0 GHz 的范围时, 在它到达远离 8.2 GHz 输入信号的中频(4.3 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:

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

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。

这个式子表明图 2-1 的结构也能得到 7.8~10.9 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 2-1 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 3.9 GHz 以及 7.8~10.9 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 3.9 GHz 的中心频率上实现，因此必须增加另外的混频级(一般为 2~4 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

$$\begin{aligned} f_{\text{LO2}} + f_{\text{LO3}} + f_{\text{final IF}} \\ &= 3.6 \text{ GHz} + 300 \text{ MHz} + 21.4 \text{ MHz} \\ &= 3.9214 \text{ GHz 即为第一中频} \end{aligned}$$

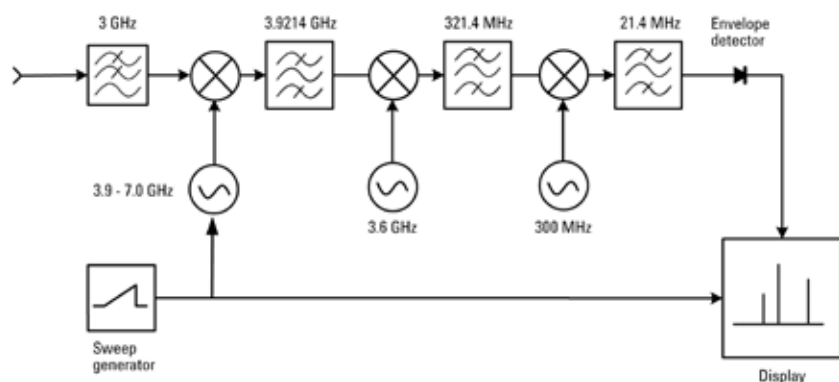


图 2-5. 大多数频谱分析仪使用 2~4 个混频步骤以达到最后的中频

可以看出它与仅仅使用一个中频的简化调谐方程是一样的结果。虽然框图中只画出了无源滤波器，但实际还有中频的放大。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它器件。

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间的距离有限，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，参考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参考电平保持不变，所以射频输入衰减器和中频增益是联动的。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。

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它信号。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，带通滤波器的特性曲线就会在显示器上被描绘出来，如图 2-6 所示。该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 21.4 MHz 的中频。

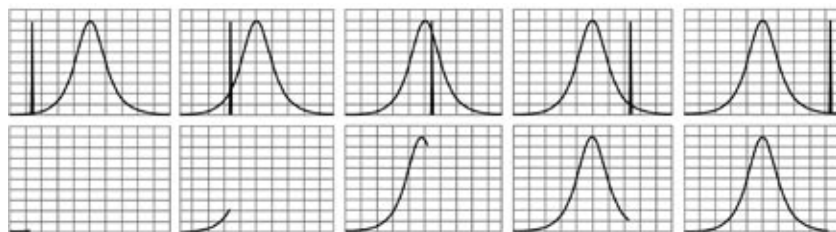


图 2-6. 当混频分量扫过 IF 滤波器显示器上描绘出滤波器的特性曲线

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。

安捷伦频谱仪的技术指标使用可用的 IF 滤波器的 3 dB 带宽来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。

3. 如果采用 normal(rosenfell)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轨迹，否则因两个信号相互作用就会有拖尾现象。虽然拖尾的轨迹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可能显示不出拖尾效应，可以通过选择取样检波模式来进行观察。

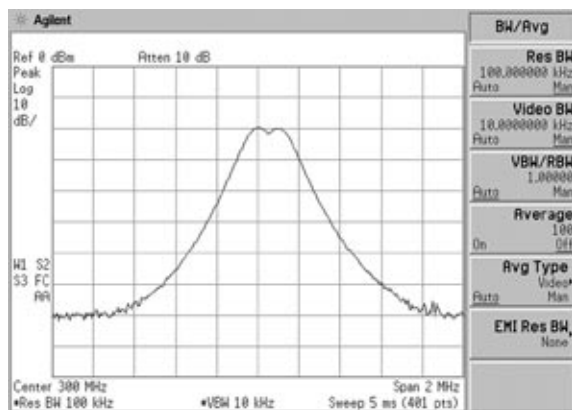


图 2-7. 间距等于所选 IF 滤波器 3 dB 带宽的两个等幅正弦信号能够被分辨

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。顶部的轨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。

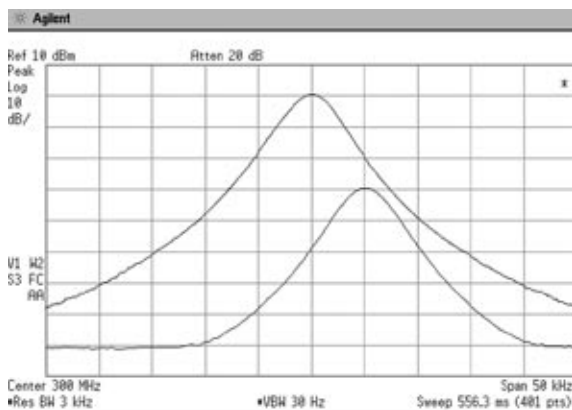


图 2-8. 低电平信号被淹没在较大信号响应曲线的边带里

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。安捷伦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。安捷伦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。

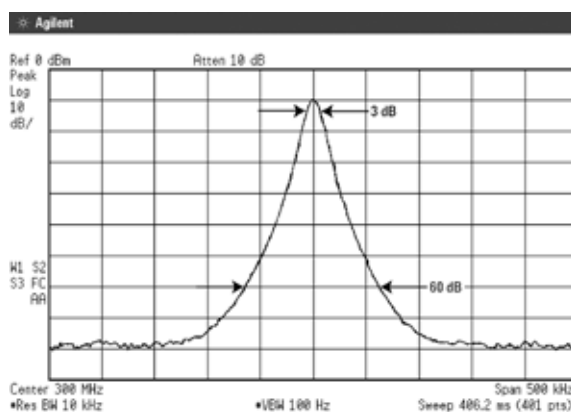


图 2-9. 带宽选择性: 60 dB 带宽与 3 dB 带宽之比

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?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。为确定在给定频偏时滤波器边带下降了多少,使用如下方程:

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率偏移量(单位为 Hz)

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

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

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

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。

则在 4 kHz 偏移处, 滤波器的边缘下降为:

$$\begin{aligned} H(4000) &= -10 \log_{10} [(4000/3488.44)^2 + 1] \\ &= 14.8 \text{ dB} \end{aligned}$$

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:

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

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。

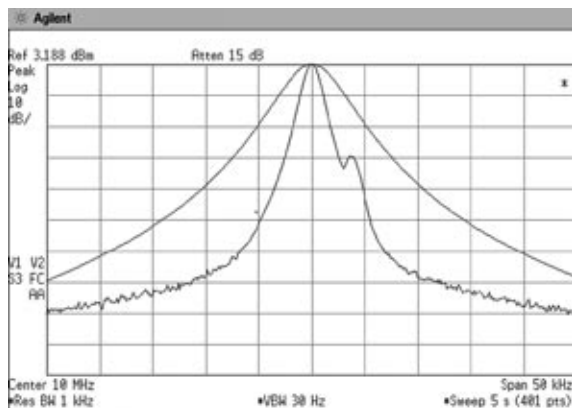


图 2-10. 带宽为 3 kHz (上方轨迹线) 不能分辨出较小信号, 带宽减小到 1 kHz (下方轨迹线) 时则能分辨

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。安捷伦公司的 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。另外像安捷伦 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考第 3 章。

残余调频

滤波器的分辨率带宽并不是影响频谱分析仪分辨率的唯一因素。分析仪中本振(尤其是第一本振)的稳定度也会影响分辨率。第一本振一般是 YIG 调谐振荡器(在 3~7 GHz 范围内调谐)。在早期的频谱仪设计里,这类振荡器具有 1 kHz 或更大的残余调频。这种不稳定性传递给由本振和输入信号所生成的混频分量,并且很难确定它的来源是输入信号还是本振。

频谱仪的最小分辨率带宽至少部分地由第一本振的稳定度决定。未采用改善 YIG 振荡器固有残余调频措施的频谱分析仪通常具有 1 kHz 的最小分辨带宽,不过现代分析仪已经极大的改善了残余调频。比如安捷伦 PSA 系列频谱仪具有 1~4 Hz 的残余调频,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

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)。没有一种振荡器是绝对稳定的,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。

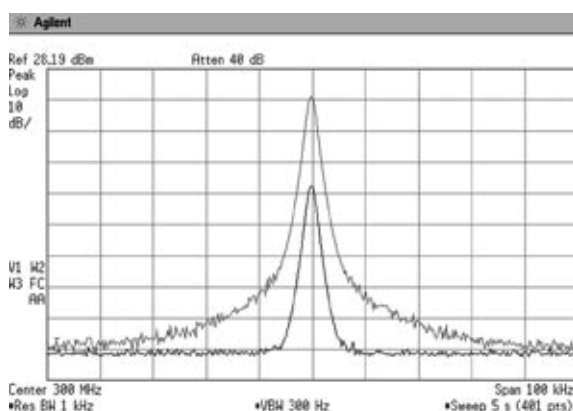


图 2-11. 只有当信号电平远大于系统底噪时,才会显示出相位噪声

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”。

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, 安捷伦分析仪提供的 3 种模式:

- 距载波频偏小于 50 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 50 kHz 之外的相位噪声不具备最优特性。

- 距载波频偏大于 50 kHz 时的相位噪声优化

这种模式优化距载波频偏大于 50 Hz (尤其是 70 ~ 300 Hz) 处的相位噪声。较近频偏处的相位噪声作折衷处理, 并且测量能力下降。

- 优化本振用于快速调谐

当选择这种模式, 本振的行为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能力。

PSA 频谱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 ≥ 10.5 MHz 或分辨率带宽 (RBW) ≥ 200 kHz 时，PSA 会选择快速调谐模式。当扫宽大于 141.4 kHz、且 RBW 大于 9.1 kHz 时，自动模式在频偏大于 50 kHz 的相位噪声最佳。在其它情况下，频谱分析仪优化频偏小于 50 kHz 的相位噪声。图 2-12a 显示了这三种不同的模式。

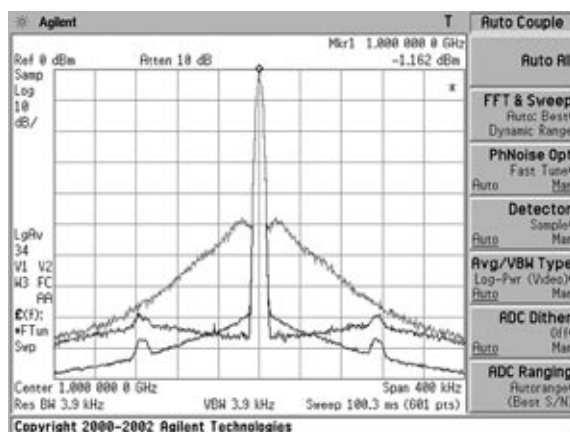


图 2-12a. 相位噪声在不同测量环境下的优化

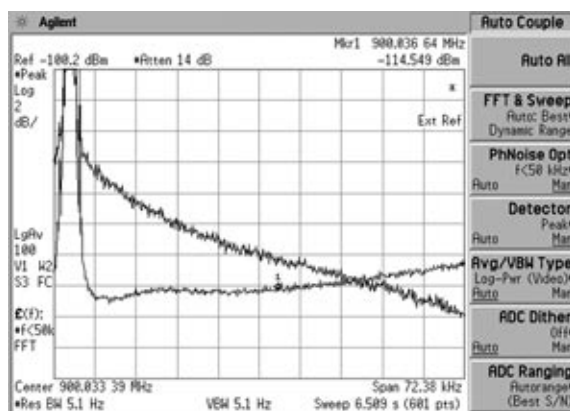


图 2-12b. 距载波频偏为 50 kHz 处的详细显示

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。

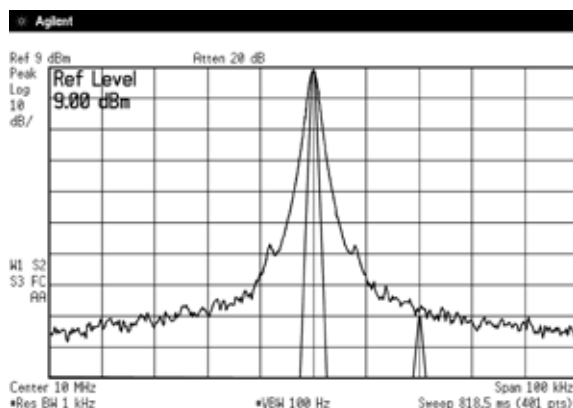


图 2-13. 相位噪声阻碍了对非等幅信号的分辨

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它方法，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：

$$\text{通带内的时间} = \frac{\text{RBW}}{\text{Span/ST}} = \frac{(\text{RBW})(\text{ST})}{\text{Span}}$$

其中，RBW = 分辨率带宽

ST = 扫描时间

数字分辨率滤波器

安捷伦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的扫描速度提高至原来的 2~4 倍，而基于 FFT 算法的数字滤波器则表现出比这更好的性能。产生这种改进的原因是信号会在多个频域块上同时被处理。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。

包络检波器⁶

通常频谱分析仪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。

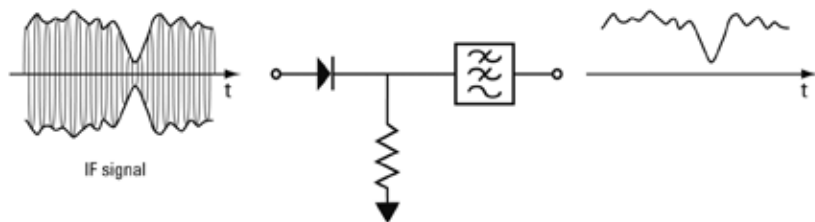


图 2-15. 包络检波器

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。

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”。更多关于包络检波器的内容可以参考安捷伦应用指南 AN1303: “频谱分析仪测量和噪声”，文献号 5966-4008E。

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。

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。

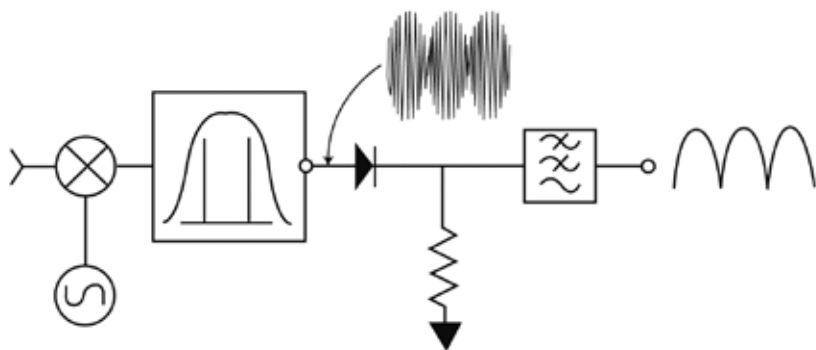


图 2-16. 包络检波器的输出随中频信号的峰值而变化

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 21.4 MHz，带宽为 100 kHz，那么两个间隔 100 kHz 的输入信号会产生 21.35 和 21.45 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 21.4 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⁸而引起的衰减可以忽略不计，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(在对数刻度下为负无穷大)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，有些时刻刚好同相，幅值相加，而有些时刻又刚好反相，则幅值相减。

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。

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。

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。显示的轨迹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, 显示轨迹会变成一个缓慢移动的通过阴极射线显像管(CRT)的光点, 而显示器上没有实际的轨迹。所以, 长扫描时间使显示变得没有意义。

安捷伦科技(当时是 HP 的一部分)率先提出了一种可变持续存储的 CRT, 能在它上面调节显示信息的消退速率。如果调节适当, 那么在旧轨迹刚刚消失的时刻新的轨迹恰好出现以更新显示。这种显示是连续、无闪烁的, 而且避免了轨迹重叠带来的混淆。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。一旦一条轨迹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。存储器中的数据以扫描速率进行刷新, 又由于存储器的内容是无闪烁地写到显示器上, 故可以随频谱仪扫过其选定的频率间隔时一起进行刷新, 就如同模拟系统所能做到的一样。

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。

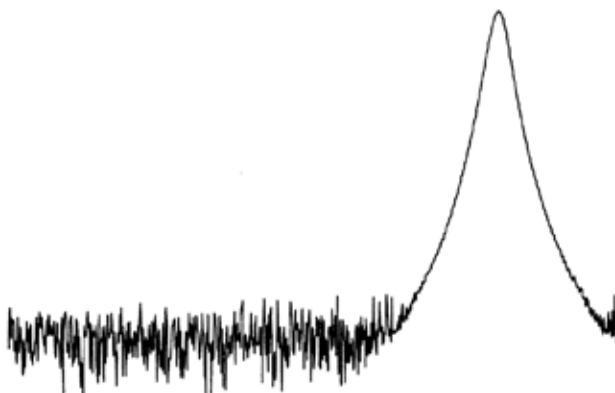


图 2-17. 对模拟信号进行数字化时, 每个点应显示什么样的值?

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 数据桶) 内, 然后运用某一种必要的数学运算从这个数据桶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 种不同类型的显示检波器。

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

频域: 信号收集单元的宽度 = $\text{span} / (\text{轨迹点数} - 1)$

时域: 信号收集单元的宽度 = $\text{扫描时间} / (\text{轨迹点数} - 1)$

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, 采样速率和内插按照等价于连续时间处理来设计。

第2章 频谱分析仪原理

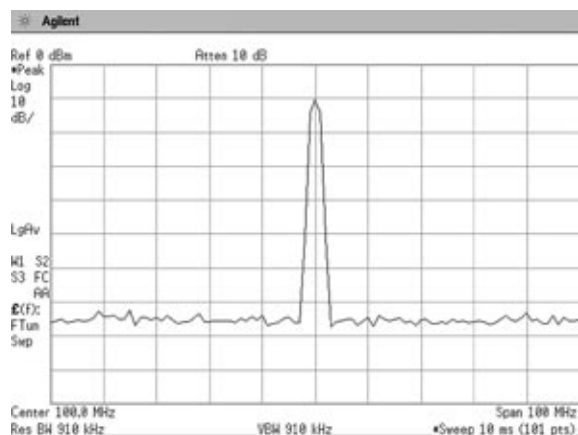


图2-18. 101个轨迹点(数据桶)中的每个点都覆盖了1 MHz的频率间隔和0.1 ms的时间间隔

“数据桶”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

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。

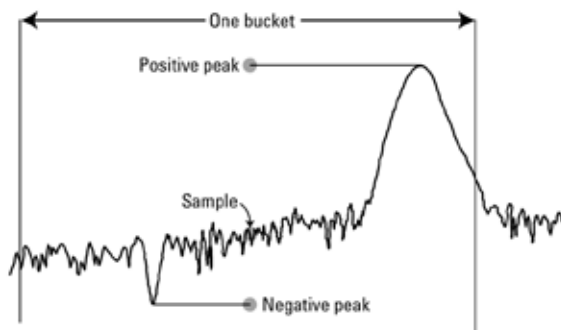


图2-19. 存储器中存入的轨迹点基于不同的检波器运算法则

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 (Sample)

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), 这就是取样检波模式。为使显示轨迹看起来是连续的, 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, 轨迹线上的点数越多, 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 PSA 系列频谱仪, 频谱迹线的取样显示点数可以从最少 101 个点到最多 8192 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。



图 2-20. 取样检波模式使用 10 个点显示图 2-17 中的信号

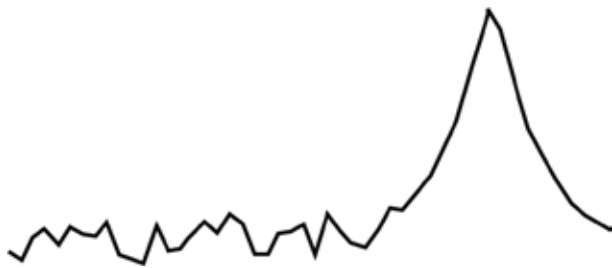


图 2-21. 增加取样点使显示结果更接近于模拟显示

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。如果观察一个 100 MHz 的梳状信号，分析仪的扫宽可以被设置为 0~26.5 GHz。即便使用 1001 个显示点，每个显示点代表 26.5 MHz 的频率间隔(信号收集单元)也远大于 5 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 1 MHz、扫宽为 5 GHz 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(如数据桶的宽度)时，取样检波模式会给出错误的结果。

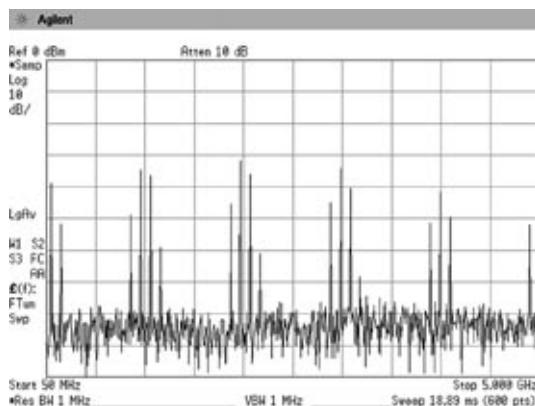


图 2-22a. 取样检波模式下的带宽为 100 MHz、扫宽为 5 GHz 的梳状信号

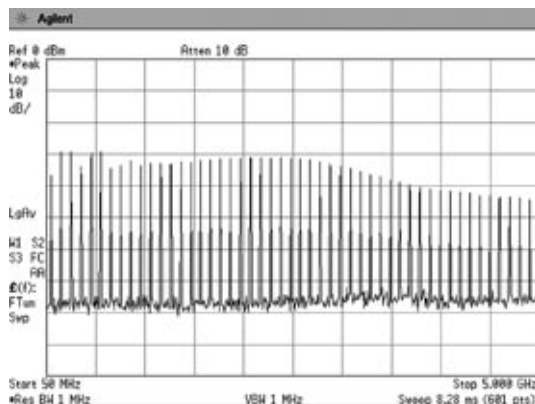


图 2-22b. 在 500 MHz 扫宽内, 采用(正)峰值检波得到的实际梳状信号

(正) 峰值检波 (Positive Peak)

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数据桶内出现的最大值，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 (Negative Peak)

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，尽管它不像其它方式那么常用。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。

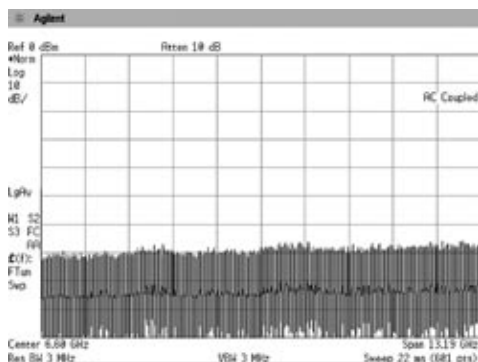


图 2-23a. 正态检波模式

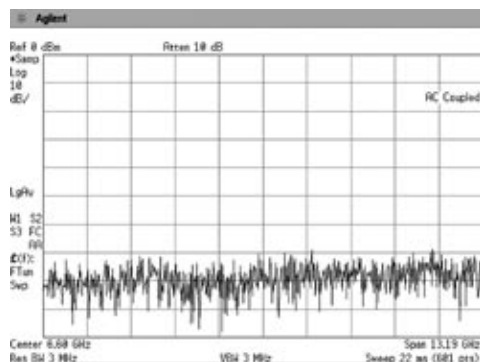


图 2-23b. 取样检波模式

图 2-23. 测量噪声时正态检波和取样检波两种方式的比较

正态检波(Normal)

为了提供对随机噪声比峰值检波更好的直观显示并避免取样显示信号的丢失问题,许多频谱仪还具备一种正态(Normal)检波模式(俗称 rosenfell⁹方式)。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。见图 2-23 中对正态检波(2-23a)和取样检波(2-13b)的比较¹⁰。

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,而根据正态检波算法,每个信号收集单元内的最大值被显示,如图 2-24。

当分辨率带宽比信号收集单元窄时又会怎样呢? 这时信号在数据桶内既有上升又有下降。如果数据桶恰好是奇数号,则一切正常,数据桶内的最大值将作为下一个数据点直接被绘出。但是,如果数据桶是偶数号的,那么描绘出的将是数据桶内的最小值。根据分辨率带宽和数据桶宽度的比值,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)。在数据桶宽度远大于分辨率带宽的极端情况下,数据桶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 个数据桶,当前数据桶中的峰值总是与前一个数据桶中的峰值相比较,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。

9. rosenfell 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桶内的信号是上升还是下降,有时也写成 rose 'n' fell。

10. 由于取样检波在测量噪声时非常有效,所以它常被用于噪声标记应用。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。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。

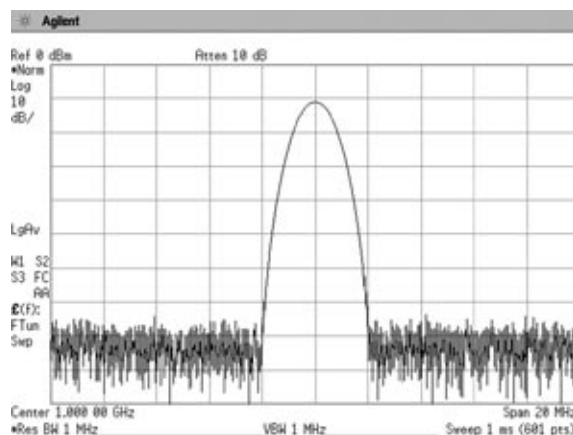


图 2-24. 当信号收集单元内的值只增大或只减小时, 正态检波显示该单元内的最大值

正态检波算法

如果信号值在一个数据桶内既有上升又有下降, 则偶数号数据桶将显示该单元内的最小值(负峰值)。并将最大值记录, 然后在奇数号数据桶中将当前单元内的峰值与之前(被记录的)一个单元的峰值进行比较并显示两者中的较大值(正峰值)。如果信号在一个数据桶内只上升或者只减小, 则显示峰值, 如图 2-25。

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。一些频谱分析仪像安捷伦 PSA 系列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。

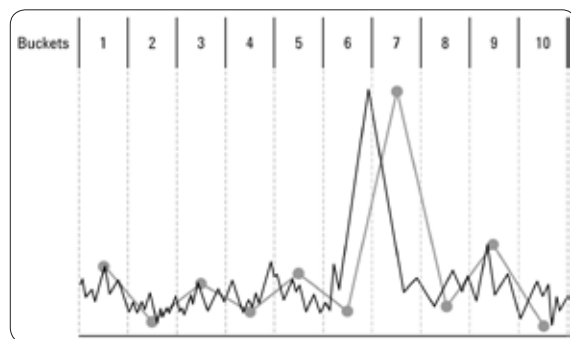


图 2-25. 正态检波算法所选择的显示轨迹点

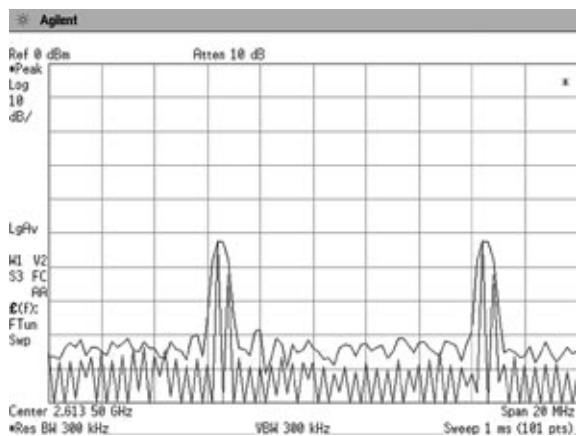


图 2-26. 正态检波显示出两个峰值而实际只存在一个

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数据桶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它值。而平均检波会使用该时间(和频率)间隔内的该数据桶内所有数据，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。安捷伦频谱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平取平均值，这是将一个信号收集单元内所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 $50\ \Omega$)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它等效方式。

11. 参见第 5 章：“灵敏度和噪声”。

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。在扫描和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。

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“滋滋”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。

12. 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。更多信息参见第3章。

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)和许多其它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。

14. 第四种方法称为噪声标记,我们在第5章“灵敏度和噪声”中做介绍。更深入的讨论参见应用指南AN1303,“频谱分析仪测量和噪声”(文献号5966-4008E)。

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：视频滤波和轨迹平均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 (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。

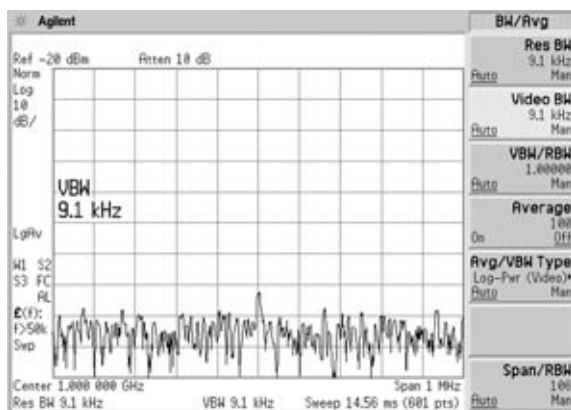


图 2-27. 频谱分析仪显示的信号加噪声

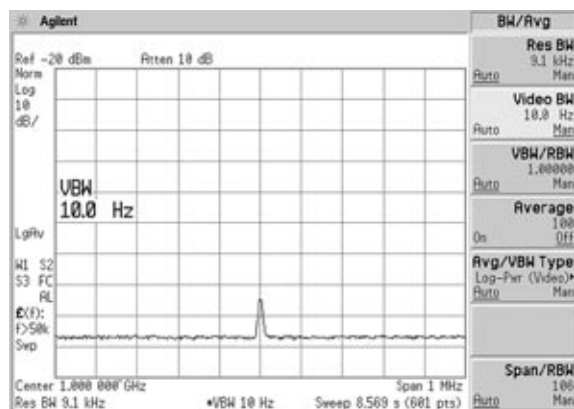


图 2-28. 图 2-27 中的信号经充分平滑后的显示

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轨迹(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。

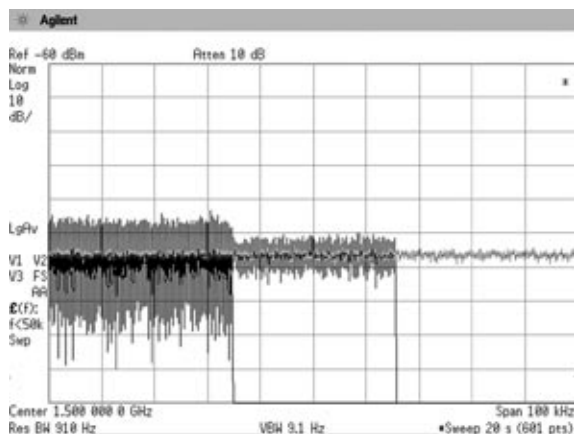


图 2-29. VBW 与 RBW 比值分别为 3:1, 1:10, 1:100 时的平滑效果

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，扫描时间通过以下式子来描述：

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

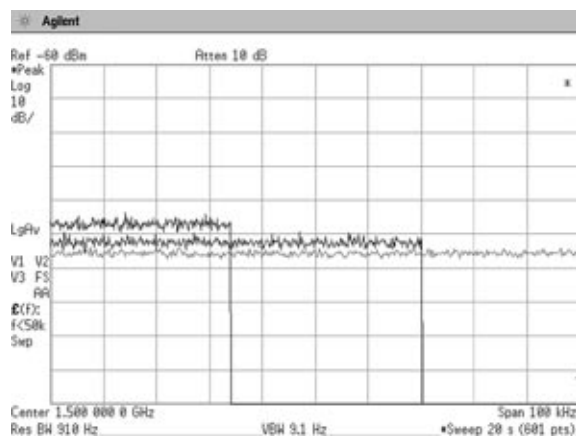


图 2-30a. 正峰值检波模式：减小视频带宽使噪声峰值变小，但不能降低平均噪声电平

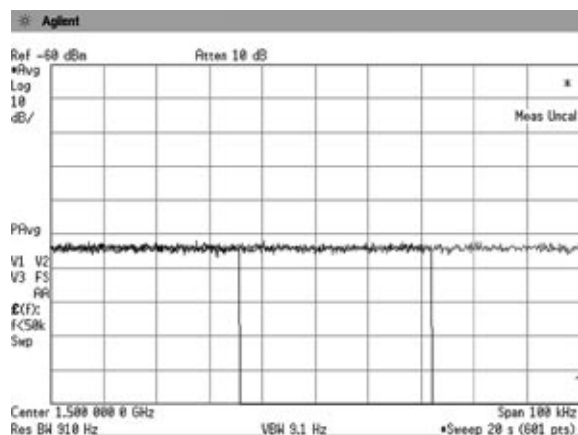


图 2-30b. 平均检波模式: 无论 VBW 与 RBW 的比值为多少 (3:1, 1:10, 1:100), 噪声电平保持不变

轨迹平均

数字显示提供了另一种平滑显示的选择: 轨迹平均。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:

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

其中 A_{avg} = 新平均值

$A_{\text{prior avg}}$ = 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轨迹平均效果。尽管轨迹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常接近噪声的低电平正弦信号, 则不管使用视频滤波还是轨迹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 $1/\text{VBW}$ 。而轨迹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。

所以对于某些信号来说, 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。但是如果选择轨迹平均, 所得到的结果将更接近于真实的平均值, 见图 2-32a 和 b。

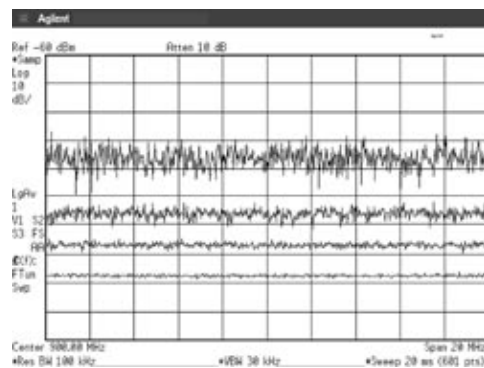


图 2-31. 扫描次数分别为 1,5,20,100(对应轨迹位置从上到下)时的轨迹平均效果

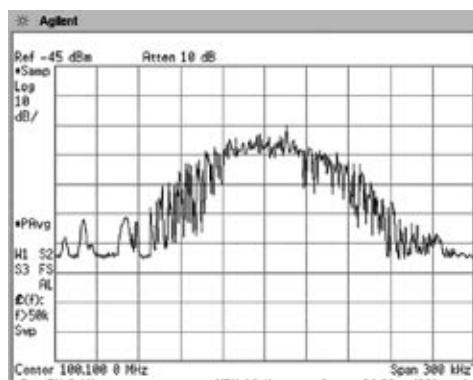


图 2-32a. 视频滤波

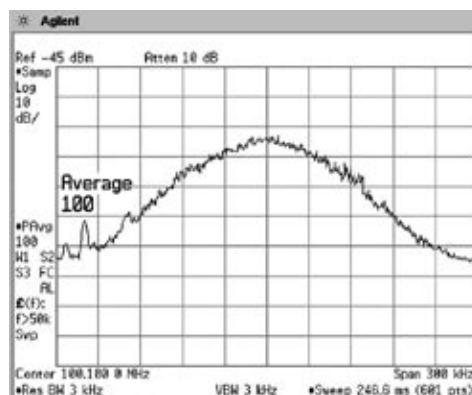


图 2-32b. 轨迹平均

图 2-32. 对于调频广播信号, 视频滤波和轨迹平均产生不同的效果

时间门 (Time Gating)

带有时间门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, 你可以分离出两个时分而频率相同的无线信号频谱
- 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

为什么需要时间门

传统的频域频谱分析仪只能提供某些信号的有限信息。一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, 时间门功能可以帮助你完成一些往常即便有可能进行但也非常困难的测量。例如图 2-33a 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 的脉冲序列然后关闭而后另一路信号再发送 1 ms。问题的关键是如何得到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门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。

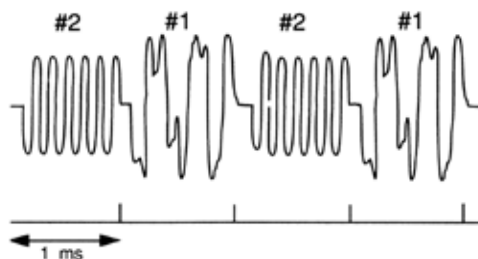


图 2-33a. 在时域里简化的数字移动无线信号

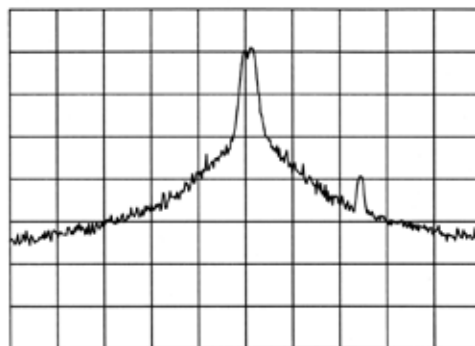


图 2-33b. 两路信号的混合频谱。
哪路信号产生了杂散辐射？

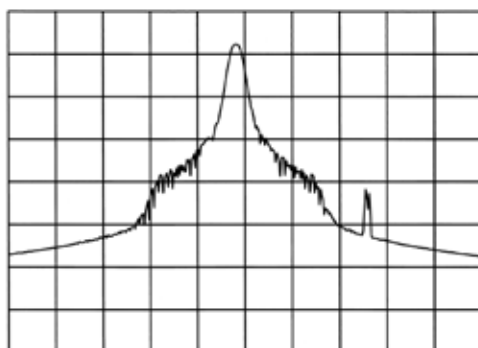


图 2-33c. 信号 #1 的时间门频谱指出
它是杂散辐射的来源

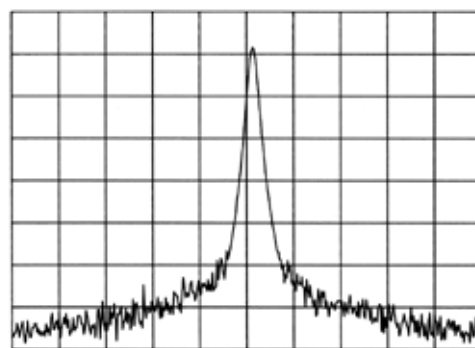


图 2-33d. 信号 #2 的时间门频谱表明
它不存在杂散辐射

有三种方法可以实现时间门功能。讨论它们前，有几个时间门的基本概念需要了解。它们是以下四项的设置：

- 外部提供的门触发信号
- 门控或触发模式 (边缘触发还是电平触发)
- 门时延 (gate delay) 设置，它决定了触发信号开始后多久门会被激活并开始观察被测信号
- 门宽 (gate length) 设置，它决定了门开通并进行信号观察的时长

调整这些参数可以让你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段里仅有一个门控信号，那么就可以使用如图 2-34 所示的电平门信号。但是在许多情况下，门控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门时延和门宽采用边缘触发模式来精确定义想测量信号的时间周期。

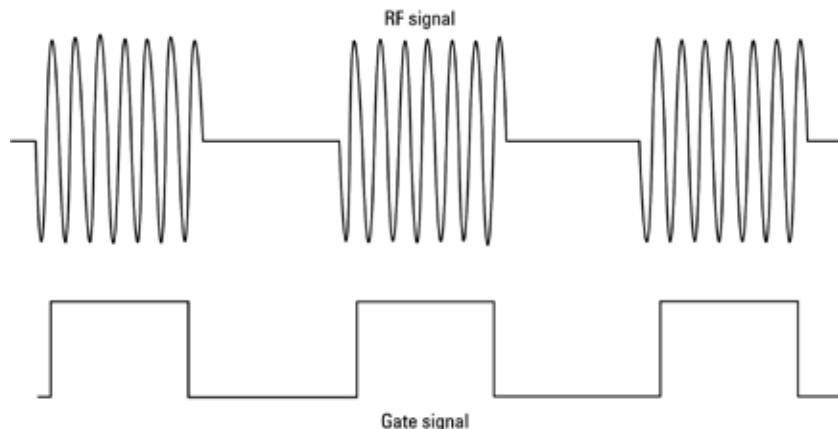


图 2-34. 电平触发: 频谱分析仪只在门触发信号高于某个确定的电平时才测量频谱

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，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。如果要观察第 2 个时隙，我们可以将门的触发设置在第 0 个突发脉冲序列的上升沿并指定门时延为 1.3 ms、门宽为 0.3 ms，如图 2-38 所示。门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 2 信号的频谱。注意一定要谨慎地选择门时延的值以避免突发脉冲序列的上升沿，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。同样，门宽的选择也要避免突发脉冲序列的下降沿。图 2-39 显示了时隙 2 信号的频谱，揭示出杂散信号并不是由此突发脉冲序列引起的。

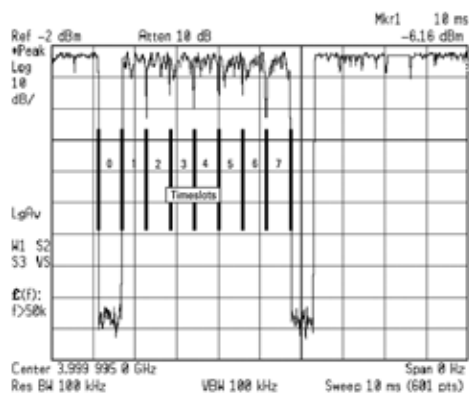


图2-35. 采用8个时隙的TDMA信号(本例为GSM信号)

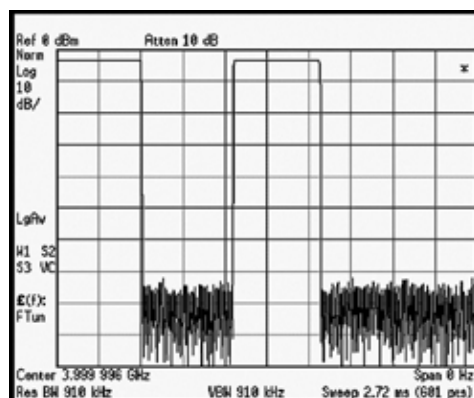


图2-36. 两个时隙信号在零扫宽(时域)时的显示

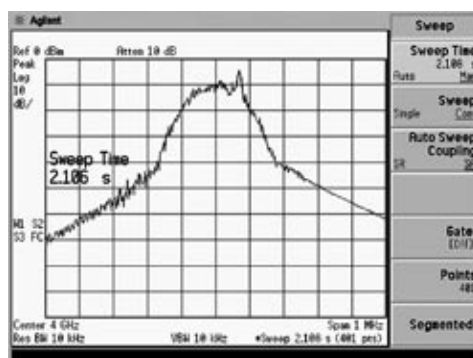


图2-37. 频域上信号的显示

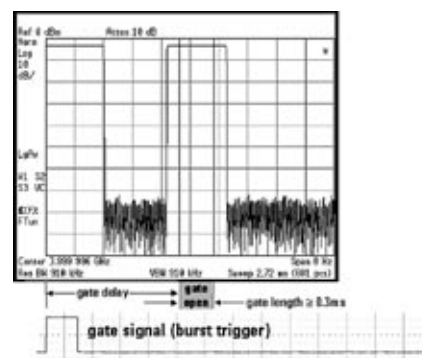


图2-38. 使用时间门观察时隙2的频谱

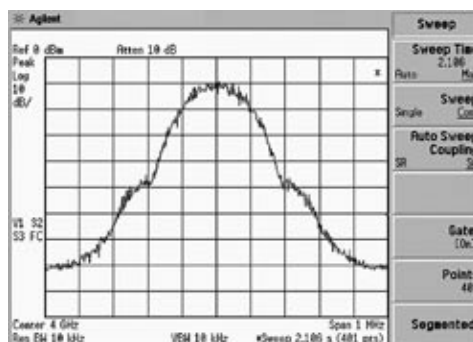


图2-39. 时隙2中脉冲信号的频谱

实现时间门的三种常见方法:

- FFT 门控
- 视频门控
- 扫描门控

FFT 门控

有些频谱分析仪具有内置的 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进行 FFT 处理。中频信号经数字化后在 $1.83/\text{RBW}$ 的时间周期内被采集。FFT 的运算基于这个数据采集, 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, 这是速度最快的门控技术。

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)。但实际中并非总需如此, 你可以选择一个较宽的 RBW 同时相应地减小门宽。在 FFT 门控应用中最小可用的 RBW 通常比其它门控技术的最小可用 RBW 更窄, 因为在其它技术里中频必须在脉冲持续期内充分稳定, 这需要比 $1.83/\text{RBW}$ 更长的时间。

视频门控

一些频谱仪采用了视频门控的信号分析技术。这种情况下, 当门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门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轨迹点, 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 * 突发脉冲的时间周期。例如, 在 GSM 测量中, 完整帧长为 4.615 ms , 假设频谱仪缺省显示点数为 401, 那么对于 GSM 视频门控测量的最小扫描时间是, $401 * 4.615\text{ ms} = 1.85\text{ s}$ 。有些 TDMA 格式的周期时间长达 90 ms , 导致如果使用门控视频技术需要长的扫描时间。

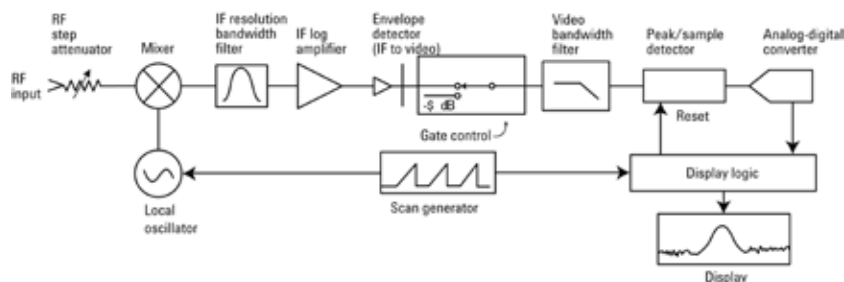


图 2-40. 带视频门控的频谱分析仪的结构框图

扫描门控

扫描门控有时也称为 L0 门控，是最后一项时间门技术。在扫描门控模式下，我们通过控制由扫描发生器所产生的斜坡电压来扫描本振，如图 2-41 所示。像所有频谱仪一样，当门信号开启时，本振信号在频率上爬升。当门关闭后，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门控快很多。我们同样以前一节视频门控中提到的 GSM 信号为例。用标准非门控模式的 PSA 频谱仪扫过 1 MHz 扫宽需要 14.6 ms，如图 2-42 所示。如果门宽为 0.3 ms 时，频谱仪必须在 49 (14.6 除以 0.3) 个门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 个门信号间隔乘以 4.615 ms 等于 226 ms。这与需要 1.85 s 来扫描 401 个数据点的视频门控相比在速度上有了很大的提高。

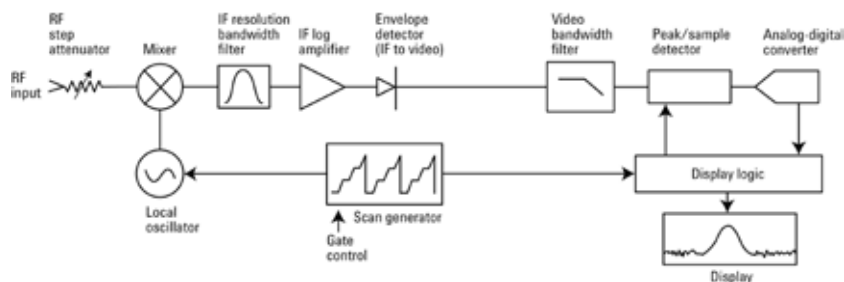


图 2-41. 在扫描门控模式下, 本振只在门信号期间内扫描

第 2 章 频谱分析仪原理

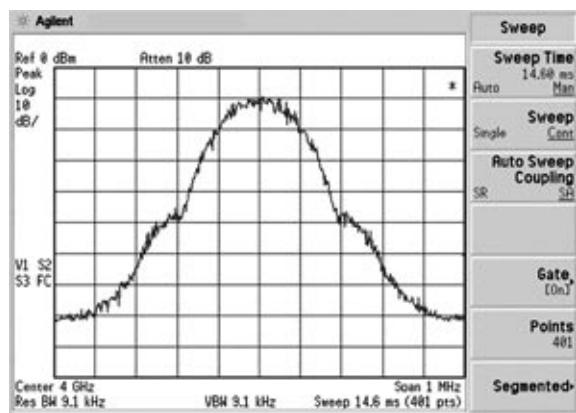


图 2-42. GSM 信号频谱

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¹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 测量复杂信号的能力。安捷伦 PSA 系列和 X 系列采用了全数字中频, 本章将以 PSA 系列为例讨论数字中频技术。

数字滤波器

安捷伦 ESA-E 系列频谱分析仪实现了一部分的数字中频电路。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~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。

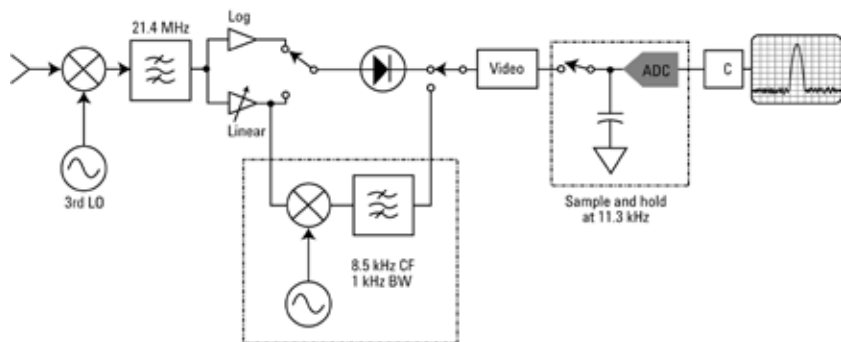


图 3-1. ESA-E 系列频谱仪中的 1、3、10、30、100 和 300 Hz 分辨率带宽滤波器的数字实现方法

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, 分析仪必须是本振固定的 (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。

1. 严格说来, 信号一旦经过数字化就不再是中频 (或 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。

稍后我们会看到另一些频谱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。安捷伦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。

把第 2 章例子中的数值代入等式，我们得到：

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

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

安捷伦 PSA 系列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)和其它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 PSA 频谱分析仪的全数字中频结构框图，如图 3-2 所示。

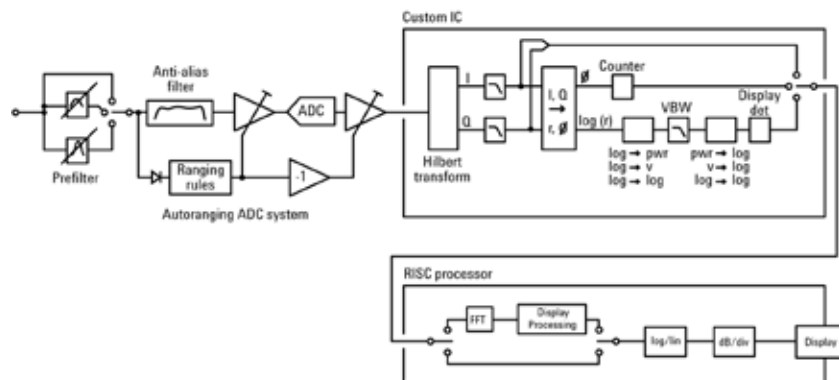


图 3-2 安捷伦 PSA 系列频谱仪全数字中频结构方框图

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 LC 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，它还能通过自动幅度调节实现动态范围扩展，此单极点前置滤波器的输出将连接至自动幅度调节 (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，从而防止了削波。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。

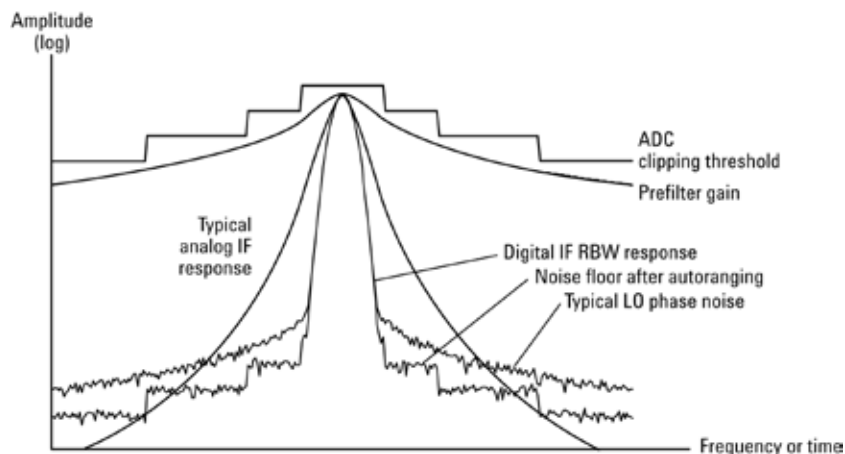


图 3-3. 自动幅度调节使 ADC 噪声接近于载波而低于本振噪声或 RBW 滤波器响应

图 3-3 描绘了 PSA 频谱仪的扫描方式。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。

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/线性显示和每刻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轨迹。

其它视频处理功能

VBW 滤波器通常用于平滑信号的对数幅度，不过它还有许多其它功能。它能够在滤波之前将对数幅度转换为电压包络，并在检测显示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包络形状的理想方法是以线性电压刻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，PSA 系列分析仪的固有频率精度很高 (扫宽的千分之一)。另外，PSA 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PSA系列频谱仪的诸多功能: 功率/电压/对数视频滤波、高分辨率频率计数器、存储轨迹的对数/线性转换、卓越的形状因子、显示数据点的平均检测模式、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两倍, 甚至更好的性能可以达到4倍的扫描速度。

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。

其它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%~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, 噪声标记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, 因为没有依赖于参考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，或者更确切的说是幅度不确定度。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。

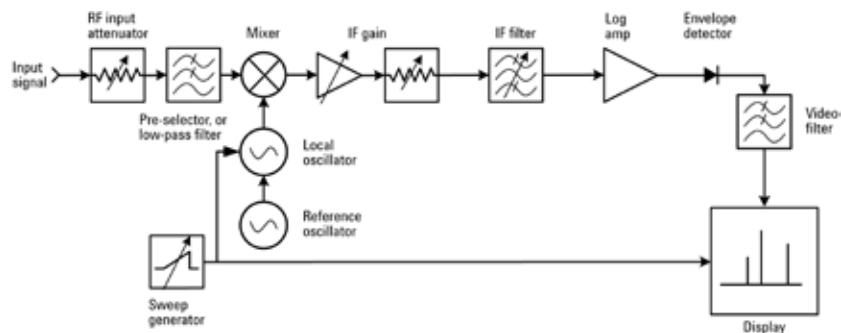


图 4-1. 频谱分析仪结构框图

造成不确定度的部件包括:

- 输入连接器(不匹配)
- 射频输入衰减器
- 混频器和输入滤波器(平坦度)
- IF增益/衰减(参考电平)
- RBW 滤波器
- 显示刻度保真度
- 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¹。

计算最大匹配误差(单位 dB)的一般公式为：

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

其中 ρ 代表反射系数。

频谱分析仪的指标说明书(Data Sheet)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，待测设备(DUT)输出端口处的 VSWR 为 1.4，则产生的匹配误差等于 ± 0.13 dB。

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，采用附加衰减器技术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。由于射频输入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，衰减器的性能十分良好，而在 26 GHz 则不一定有同样令人满意的性能。

1. 要了解更多信息，请参阅安捷伦 PSA 高性能频谱分析仪系列幅度精度产品指南，文献号：5980-3080EN。

信号传输路径上的下一个部件是输入滤波器。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，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。

输入滤波器之后的部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和信号到达第一混频器前(包括第一混频器)各个部件之间的相互作用产生的总系统性能。微波频谱分析仪使用不止一个频段来达到3 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。

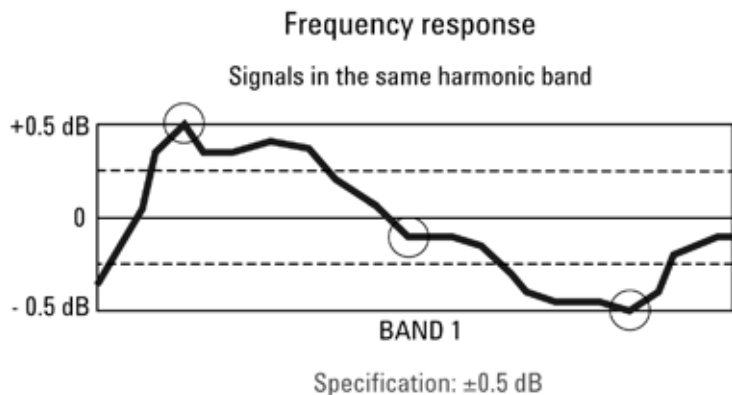


图4-2. 一个频段内的相对频率响应

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刻度盘最上方的一行即众所周知的参考电平。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参考电平精度。

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刻度，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，当频谱仪采用线性刻度模式时，线性放大器也没有完美的线性响应。这种不确定性称为显示刻度保真度。

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参考。例如，在测量二次谐波失真时，我们用信号的基波作为参考，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 ± 0.5 dB 的话，那么总的不确定度将是它的 2 倍，即 ± 1.0 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。

其它不确定度，像 RBW 切换不确定度或参考电平精度，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

几乎所有的频谱分析仪都有一个内置的校准源提供一个指定幅度和频率的已知参考信号。因此我们可以依靠频谱仪的相对精度把参考信号的绝对校准转移到其它频率和幅度上。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。许多安捷伦频谱仪都采用 50 MHz 的参考信号，在此频率处，绝对幅度精度指标非常高：PSA 系列为 ± 0.24 dB。

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 ± 0.38 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 ± 2.5 dB 或者更高。另一方面，一些其它不确定度来源，如分辨率带宽的变化，对所有频率产生的效果相同。

表 4-1. 常见频谱分析仪的幅度不确定度的典型值

Amplitude uncertainties ($\pm$ dB)	
Relative	
RF attenuator switching uncertainty	0.18 to 0.7
Frequency response	0.38 to 2.5
Reference level accuracy (IF attenuator/gain change)	0.0 to 0.7
Resolution bandwidth switching uncertainty	0.03 to 1.0
Display scale fidelity	0.07 to 1.15
Absolute	
Calibrator accuracy	0.24 to 0.34

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，而其它误差是负的，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、分辨率带宽或是参考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参考电平中作折衷选择，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。目前许多频谱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），频谱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，必须理解频谱仪指标说明书 (data sheet) 中诸多参考值的含义。安捷伦定义了 3 类表征仪器性能的指标：

技术指标 (Specifications) 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。仪器 100% 满足技术指标。

有些设备制造商对某些仪器指标使用 “ 2σ ” 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 (Typical) 描述仪器质量保证中不涵盖的其它产品性能指标。它比技术指标规定的性能高，表示 80% 的设备在温度 20~30°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 (Nominal) 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。

2. 如果这样做，失配将成为更重要的误差。

数字中频部分

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：

参考电平精度(中频增益不确定度)

具有全数字中频结构的频谱仪如安捷伦 PSA 系列，没有随参考电平变化的中频增益，所以没有中频增益不确定度。

显示刻度保真度

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。不过其它一些因素，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)都会影响显示读数的不确定性；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 PSA 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；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

PSA 系列频谱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。

举例

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，如果使用安捷伦 E4402B ESA 系列频谱仪，衰减 = 10 dB，RBW = 1 kHz，VBW = 1 kHz，扫宽 = 20 kHz，参考电平 = -20 dBm，采用对数刻度，扫描时间联动和 20 ~ 30°C 的环境温度，技术指标上指出绝对不确定度等于 ± 0.54 dB 加上绝对频率响应；而使用 E4440A PSA 系列频谱仪采用相同的设置测量相同的信号时，不确定度等于 ± 0.24 dB 加上绝对频率响应。具体数值总结于表 4-2 中。

表 4-2. 测量 1 GHz 信号时的幅度不确定度

Source of uncertainty	Absolute uncertainty of 1 GHz, -20 dBm signal	
	E4402B	E4440A
Absolute amplitude accuracy	± 0.54 dB	± 0.24 dB
Frequency response	± 0.46 dB	± 0.38 dB
Total worst case uncertainty	± 1.00 dB	± 0.62 dB
Total RSS uncertainty	± 0.69 dB	± 0.44 dB
Typical uncertainty	± 0.25 dB	± 0.17 dB

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。假设测量条件如下：0 ~ 55°C，RBW = 300 kHz，衰减 = 10 dB，参考电平 = -10 dB。我们比较了安捷伦不同的频谱仪 8563EC (模拟中频) 和 E4440A PSA (数字中频) 的绝对和相对幅度不确定度，如表 4-3。

表 4-3. 8563EC 和 E4440A PSA 的绝对和相对幅度精度的比较

Measurement of a 10 GHz signal at -10 dBm				
Source of uncertainty	Absolute uncertainty of		Relative uncertainty of second	
	fundamental at 10 GHz		harmonic at 20 GHz	
	8563EC	E4440A	8563EC	E4440A
Calibrator	± 0.3 dB	N/A	N/A	N/A
Absolute amplitude acc	N/A	± 0.24 dB	N/A	N/A
Attenuator	N/A	N/A	N/A	N/A
Frequency response	± 2.69 dB	± 2.0 dB	$\pm (2.2 + 2.5)$ dB	$\pm (2.0 + 2.0)$ dB
Band switching uncertainty	N/A	N/A	± 1.0 dB	N/A
IF gain	N/A	N/A	N/A	N/A
RBW switching	N/A	N/A	N/A	N/A
Display scale fidelity	N/A	N/A	± 0.85 dB	± 0.13 dB
Total worse case uncertainty	± 3.20 dB	± 2.24 dB	± 6.55 dB	± 4.13 dB
Total RSS uncertainty	± 2.91 dB	± 2.01 dB	± 3.17 dB	± 2.62 dB
Typical uncertainty	± 2.30 dB	± 1.06 dB	± 4.85 dB	± 2.26 dB

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参考振荡器相关联。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、起止频率和标记频率。

随着 1977 年安捷伦 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。这些年以来，频谱仪中增加了不同价格多种形式间接合成的晶体参考振荡器。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参考振荡器。它包含了像锁相、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：

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

需要注意的是，除非我们知道参考频率的信息，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 $\pm 5 \times 10^{-10}$ / 天)，但大多数情况下我们知道的都是年老化率，比如 $\pm 1 \times 10^{-7}$ / 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，包括参考振荡器的已工作时长。许多振荡器需要经过 24 到 27 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参考振荡器供电。这种情况，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。大多数具有内置参考振荡器的频谱仪允许使用外部参考，于是前面表达式的频率参考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。安捷伦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；如果使用参考标记，不确定度也是一样。相对距离读数会为200 kHz，测量结果应该是200 kHz ± 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执行并完成测量任务。这时，了解频谱仪在预热时间较短时参考信号的工作情况是很有帮助的。例如安捷伦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轨迹上以获得信号绝对频率和幅度的标记功能。不过，标记所指示的频率值随显示频率的校准、标记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，必须仔细地把标记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标记放在响应的峰值上。

许多频谱仪拥有标记计数器模式，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标记精确地放在显示的信号响应的峰值上的要求。如果使用标记计数器功能，将其放置于距离噪声足够远的任何位置都能正常工作。标记计数精度可表示为：

$$\pm[(\text{标记频率值} \times \text{频率参考误差}) + \text{计数器分辨率}]$$

其中，频率参考误差见前面的讨论。计数器分辨率，和其它简单的数字计数器一样，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参考标记，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 (*Displayed Average Noise Level, DANL*¹)。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 欧姆的终端连接在频谱分析仪的输入端以防止其它信号进入分析仪。这个无源终端产生少量的噪声能量 kTB , 其中:

k = 波尔兹曼常数 (1.38×10^{-23} 焦耳/°K)

T = 温度, 开氏度

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, 这些部件都会产生噪声。不过它们产生的噪声接近绝对最小值 -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、混频器和其它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。

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) 或误比特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。

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它电路元件损耗。我们无法改变混频器变频损耗，但却可以控制射频输入衰减器。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，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。

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。这时参考电平保持不变。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 -30 dBm 保持不变。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。

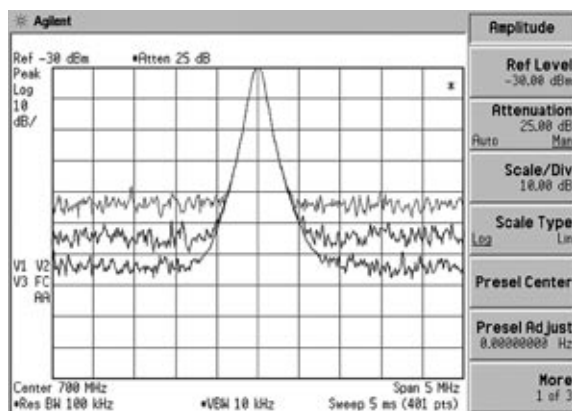


图 5-1. 当输入衰减器改变, 参考电平保持不变

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:

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

其中 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。

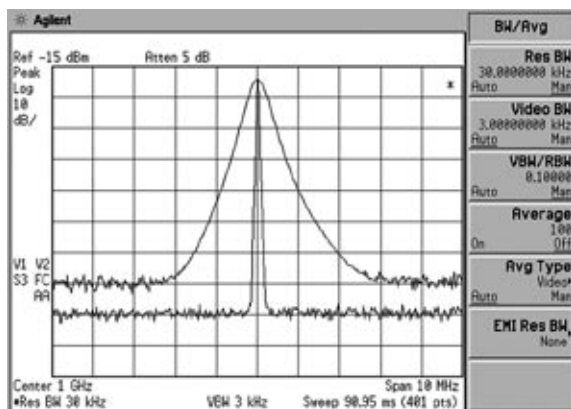


图 5-2. 显示的噪声幅度按照 $10 \log (BW_2/BW_1)$ 变化

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辨识低电平信号的能力。注意视频滤波器对平均噪声电平并没有影响,所以严格说来它不影响分析仪的灵敏度。

2. 宽带脉冲信号表现出的情况相反,当带宽变大,SNR 增加。

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器可以获得最佳灵敏度和最佳信噪比。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。

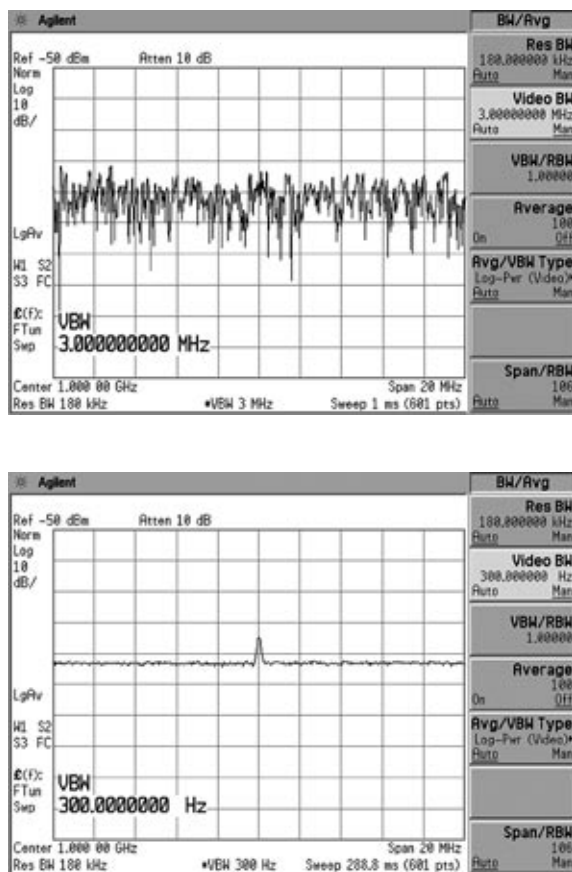


图 5-3. 视频滤波使得低电平信号更易分辨

3. 关于噪声精度，见第六章的“动态范围与测量不确定度”。

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:

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

其中，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。

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 分辨率带宽内噪声功率为 -110 dBm，我们可以得到：

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

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 $-120 - 30 + 174 = 24 \text{ dB}$ ，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。

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看作是接收机的噪声系数。因为等式中“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”。

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(显示平均噪声电平即底噪)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)输出的噪声功率比显示平均噪声电平低 10 dB 或更多, 那么系统的噪声系数是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:

如果 $NF_{pre} + G_{pre} \geq N_{Fsa} + 15 \text{ dB}$, 那么 $NF_{sys} = NF_{pre} - 2.5 \text{ dB}$

如果 $NF_{pre} + G_{pre} \leq N_{Fsa} - 10 \text{ dB}$, 那么 $NF_{sys} = N_{Fsa} - G_{pre}$

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, 也就是 5.5 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为:

$$kTB_{B=1} + 10 \log(RBW/1) + NF_{sys} = -174 + 40 + 5.5 = -128.5 \text{ dBm}$$

此时的底噪较没有前置放大器时的 -110 dBm 改善了 18.5 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 5-4 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。

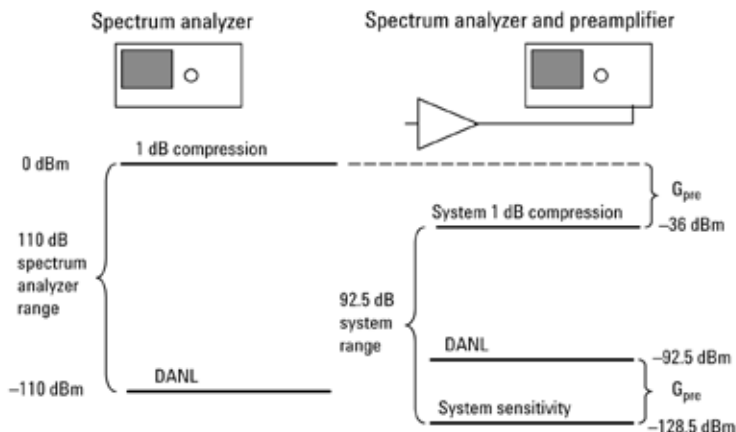


图 5-4. 如果连接前置放大器时显示噪声增大, 那么噪声变化了多少, 测量范围就会缩小多少

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。

6. 见第 6 章的“混频器压缩”部分。

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，如果我们需要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 RF 输入衰减器。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。系统的噪声系数为：

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

这表明相比 0 dB 输入衰减器时的分析仪，噪声系数有 6 dB 的改进，从而灵敏度被改善了 6 dB 然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 5-5 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 5-5 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。

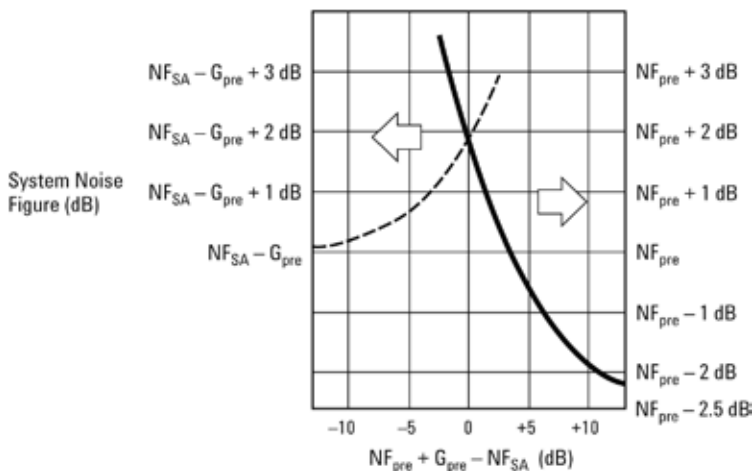


图 5-5. 正弦信号的系统噪声

我们先来测试前面两个极端的例子。当 $N_{F_{PRE}} + G_{PRE} - N_{F_{SA}}$ 变得低于 -10 dB 时，系统的噪声系数逐渐地接近 $N_{F_{SA}} - G_{PRE}$ 。当它变得大于 +15 dB 时，系统的噪声系数逐渐地接近 $N_{F_{PRE}}$ 减去 2.5 dB。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安捷伦 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， $N_{F_{PRE}} + G_{PRE} - N_{F_{SA}}$ 是 +10 dB。从图 5-5 我们可以得出系统的噪声系数大约是 $N_{F_{PRE}} - 1.8$ dB，也就是 $8 - 1.8 = 6.2$ 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 $N_{F_{PRE}} + G_{PRE} - N_{F_{SA}}$ 是 -6 dB。这次图中表明系统的噪声系数是 $N_{F_{SA}} - G_{PRE} + 0.6$ dB，即 $24 - 10 + 0.6 = 14.6$ dB⁷。(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，因为我们是从显示上直接读出所测的噪声，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，你必须使用与前置放大器增益相等的参考电平偏移量校正频谱分析仪的读值。大多数现代频谱分析仪允许你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参考电平，所以你可以在屏幕上直接观察到修正的测量结果。

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 5-6 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。

7. 噪声系数的详细内容，参见安捷伦应用指南 57-1，射频和微波噪声系数测量基础(Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements)文献号 5952-8255E。

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 。

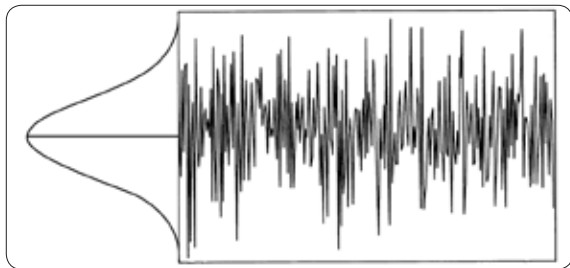


图 5-6. 随机噪声具有高斯幅度分布

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 IF 链时带宽受限，它的包络呈瑞利分布 (如图 5-7)。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 。

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，显示刻度 (对数或线性的电压) 上的噪声分布的平均是由 VBW 滤波或轨迹平均来完成的。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，包络检波器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⁸。

8. 在 ESA 和 PSA 系列，平均不依赖显示刻度，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。

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。

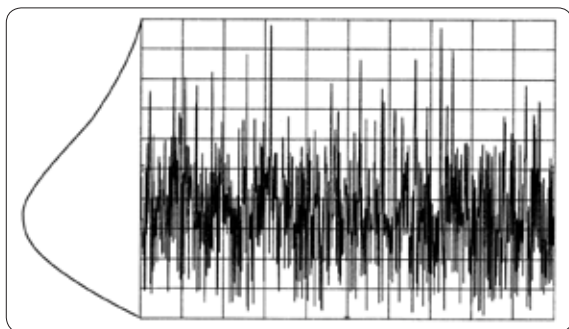


图 5.7. 带限高斯噪声的包络呈瑞利分布

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。

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。对于安捷伦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 dB⁹。

9. ESA 系列分析仪在 IF 常规校准中校准每个 RBW 来决定噪声功率带宽。PSA 系列分析仪指明噪声功率带宽精度在 1% 之内 (± 0.044 dB)。

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
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标记。当我们这样做时,微处理器转换分析仪至功率(rms)平均模式,计算标记所包含的多个显示点的平均值¹⁰,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。并且很容易将噪声标记的值转换到其它带宽。例如,如果想知道一个4 MHz通信信道内的总噪声,我们可以在噪声标记的值上加 $10 \log(4,000,000/1)$ 即66 dB¹¹。

10. 例如, ESA和PSA系列在半格内计算平均值,并不管显示点的数量。
11. 更多的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上居中显示。信道功率功能将计算信道内的总信号功率。

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：

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

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 5-8。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。

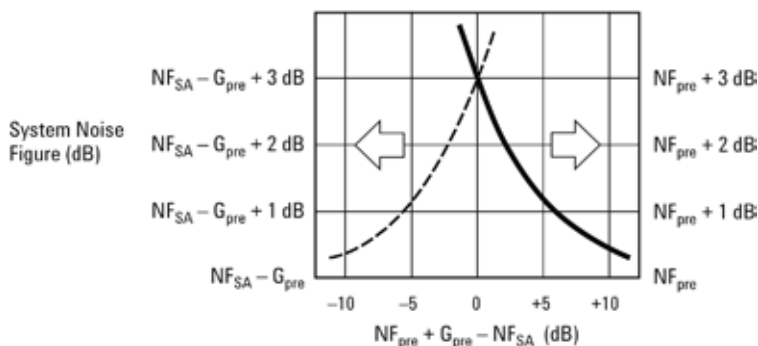


图 5-8. 对于噪声信号的系统噪声系数

第6章

动态范围

定义

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(其它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 = 波尔兹曼常数 (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

1. 参见第7章“扩展频率范围”。

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：

$$v = V_{L0} \sin(\omega_{L0}t) + V_1 \sin(\omega_1t)$$

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：

$$k_2 V_{L0} V_1 \cos[(\omega_{L0} - \omega_1)t]$$

还能产生 $A k_2 V_{L0} V_1 \cos[(\omega_{L0} + \omega_1)t]$ 一项，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， $(\omega_{L0} + \omega_1)$ 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：

$$\begin{aligned} & (3k_3/4)V_{L0}V_1^2 \sin(\omega_{L0} - 2\omega_1)t, \\ & (k_4/8)V_{L0}V_1^3 \sin(\omega_{L0} - 3\omega_1)t, \text{ 等等} \end{aligned}$$

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。参见图 6-1。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。

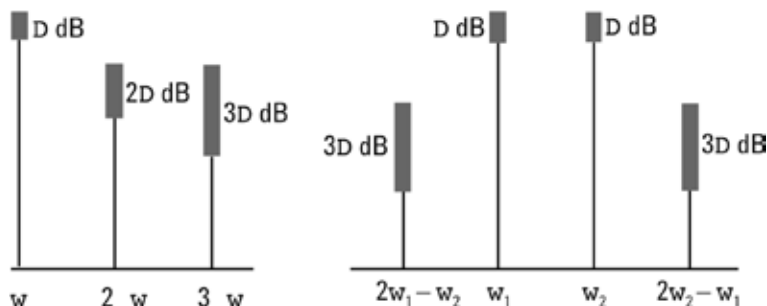


图 6-1. 混频器上基波电平的改变对内部失真的影响

现在我们加入第二个输入信号:

$$v = V_{L0} \sin(\omega_{L0} t) + V_1 \sin(\omega_1 t) + V_2 \sin(\omega_2 t)$$

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:

$$(k_4/8)V_{L0}V_1^2V_2 \cos[\omega_{L0} - (2\omega_1 - \omega_2)]t,$$

$$(k_4/8)V_{L0}V_1V_2^2 \cos[\omega_{L0} - (2\omega_2 - \omega_1)]t, \text{ 等等}$$

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。参见图 6-1。

再次强调, 动态范围随输入混频器上的电平而变。内部产生的失真在第一个式子中随着 V_1^2 与 V_2 的乘积而变, 而在第二个式子中随着 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。

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 的系数相加或着 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。

2. 更多关于如何绘制动态范围图的信息, 参见安捷伦 PSA 频谱仪系列产品说明, 失真测量中的动态范围优化, 文献号 5980-3079EN。

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。见图 6-2。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它音频每减小 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 ，基波或其它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。

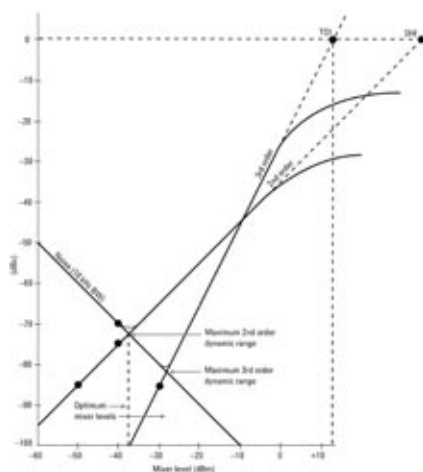


图 6-2. 动态范围对失真和噪声

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 (dBc)

利用前面讨论的数值, 可以得到:

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

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判别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改变便完成了测量。

噪声

动态范围还有另一个限制条件, 这就是频谱仪的底噪。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底噪之间的信噪比, 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：假设频谱仪的技术指标上指定分辨率带宽 (RBW) 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 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。但降低的底噪和动态范围的改善之间并没有一一对应的关系。对于二阶失真，动态范围的改善是底噪变化的一半；对于三阶失真，动态范围的改善则为底噪变化的 2/3。参见图 6-3。

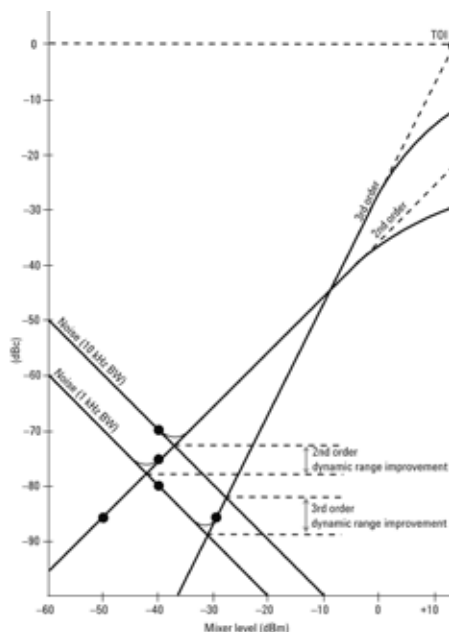


图6-3. 减小分辨率带宽改进动态范围

影响动态范围的最后一个因素是频谱仪本振的相位噪声，并且它只影响三阶失真的测量。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。参考图 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 偏移处的相位噪声是 -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。

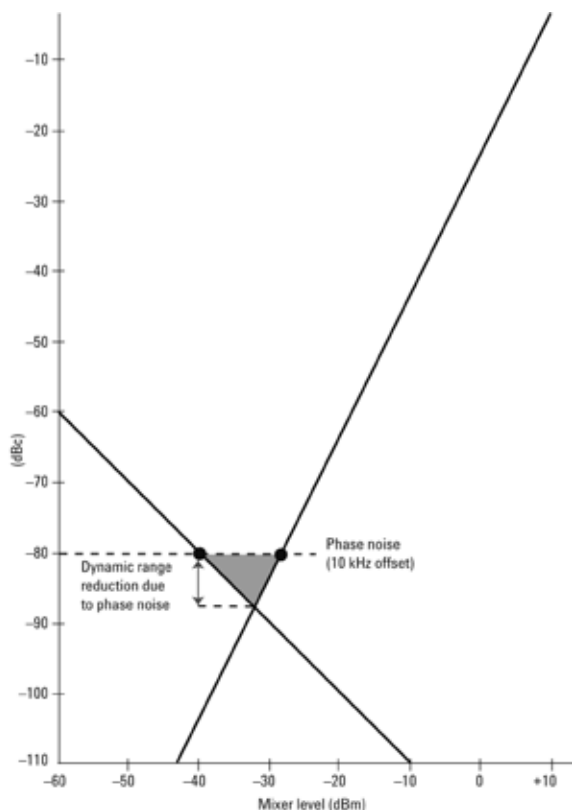


图 6-4. 相位噪声会限制三阶交调测试

总之，频谱仪的动态范围受三个因素影响：输入混频器的失真性能、系统的宽带底噪（灵敏度）以及本振的相位噪声。

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。而且，问题在于我们没有办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：

$$\text{不确定度 (dB)} = 20 \log (1 \pm 10^{d/20})$$

式中：d = 较大正弦波与较小的正弦波的差 (dB) (负数)

参见图 6-5，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测量的失真分量低 18 dB 左右。为了绘制测量不确定度不大于 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。

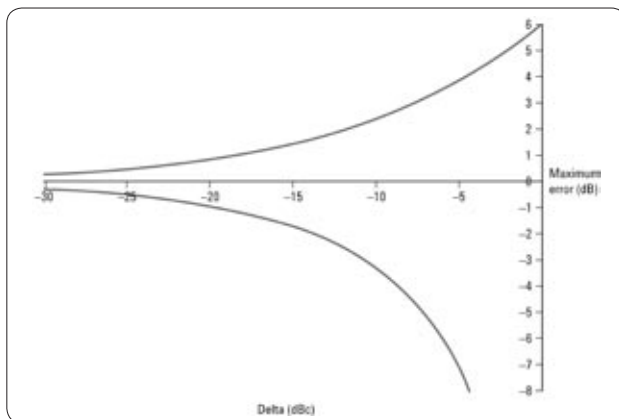


图 6-5. 两个同频正弦波的幅度差和不确定度的关系

下面，让我们看看由低信噪比引起的不确定度。我们想测量的失真分量为低电平信号，并且它们非常接近频谱仪的噪声电平。在这种情况下，我们常常使用视频滤波器使低电平信号更容易辨识。图 6-7 显示了对于某种典型的频谱仪，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，因而可以加以修正。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 的误差，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。

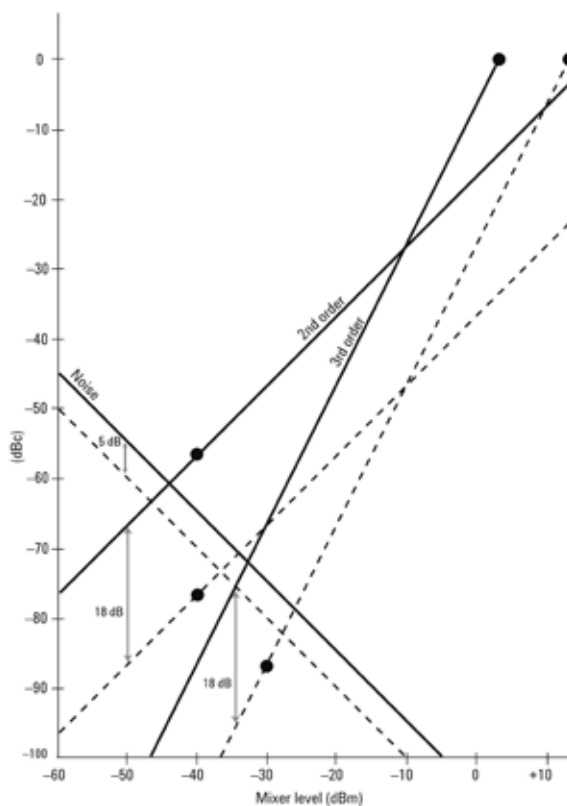


图 6-6. 最大误差 1.3 dB 时的动态范围

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。

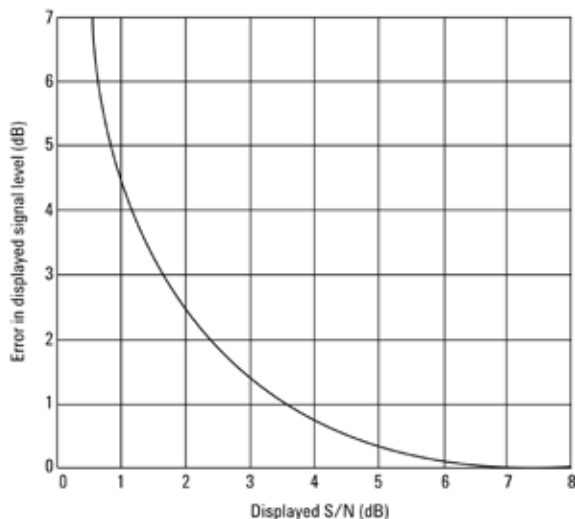


图 6-7. 由于噪声导致显示信号幅度的误差

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所希望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 到 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。采用数字中频的频谱仪会在模数转换器超出范围时显示中频过载³。

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。

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，是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，是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。安捷伦科技使用这种方法来确定频谱仪的增益压缩。

最后一种方法叫作脉冲压缩，是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，于是，频谱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。

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它压缩阈值小。

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，即显示范围和测量范围。显示范围，常被称为显示动态范围，是指频谱仪已校准的显示幅度范围。例如，十格的显示器，当选择每格 10 dB 时，应当有 100 dB 的显示范围。这对于使用数字中频电路的现代频谱仪固然是正确的，不过使用模拟中频的频谱仪则只校准参考电平下面的 85 dB 或者 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模拟中频电路频谱仪的另一个限制条件。例如，如果模拟中频的频谱仪使用 85 dB 对数放大器。这样，只有参考电平以下 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器的顶部，即高于参考电平。新式安捷伦的频谱仪，允许信号移动到参考电平以上并且不影响较小信号显示的精度，如图 6-8 所示。所以我们可以充分利用分析仪的全动态范围即使它超出了显示范围。在图 6-8 中，参考电平从 -8 dBm 变化到 -53 dBm，信号已经远远超出显示屏的顶部，然而标记的读数并没有改变。

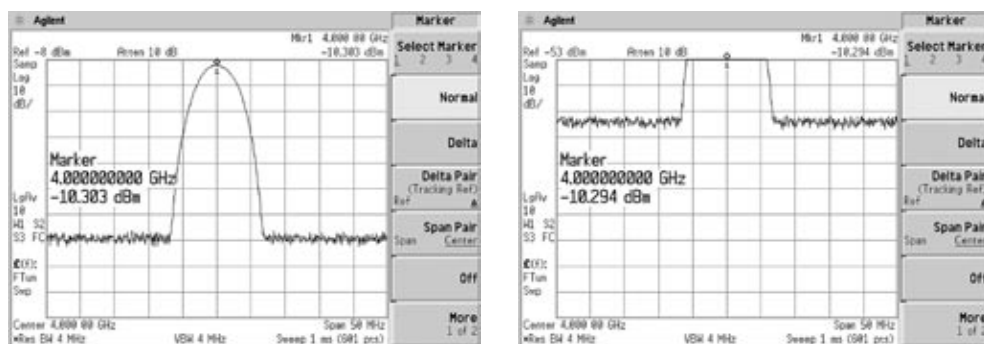


图 6-8. 显示范围和测量范围

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 即 1 瓦特。这些分析仪具有可调到 60 或 70 dB 的输入衰减器，因此，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预放，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。

邻道功率测量

TOI、SOI、1 dB 增益压缩点和底噪都是经典的频谱仪性能的测量。但随着数字通信系统的大量增加，其它衡量动态范围的方法也变得非常重要。例如邻道功率 (ACP) 测量经常用于测量通信系统中有多少能量泄露或者溢出到载频频率以上或以下的邻道或者第二邻道中。图 6-9 给出了一个邻道功率测量的例子。

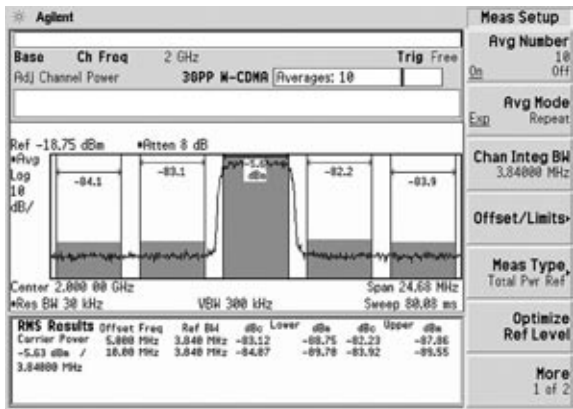


图 6-9. 邻道功率测量

注意载波功率和邻道、第二邻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第一、第二邻道信号功率的差值。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) 或者“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。

为了精确地测量待测设备的邻道功率，例如一个功率放大器，频谱仪必须有比待测设备更好的邻道功率性能。因此，对于数字通信系统的测试，频谱仪的邻道功率比的动态范围就成为了一个关键的性能指标。

第7章

扩展频率范围

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，在更高频率上对新产品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 GHz 的单一频段的频谱分析仪，现在我们希望能将频谱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逐一加以说明。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 GHz 的单一响应、单一频段的频谱仪。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，我们研究过的其它因素是本振和中频的选择。我们认为中频不应处于所考察的频段内，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 3.9 GHz，使它处在所考察的最高调谐频率之上。由于新的调谐范围将大于 3 GHz，所以将新的中频移至 3 GHz 以下是很合理的事。在安捷伦频谱仪中用于这些较高频率范围的典型第一中频值是 321.4 MHz，在下面的例子中我们将使用这个中频值。总之，对于低于 3 GHz 低频段，第一中频是 3.9 GHz；对于高频段，我们切换第一中频至 321.4 MHz。注意，在图 7-1 中第二个中频是 321.4 MHz，所以当希望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。

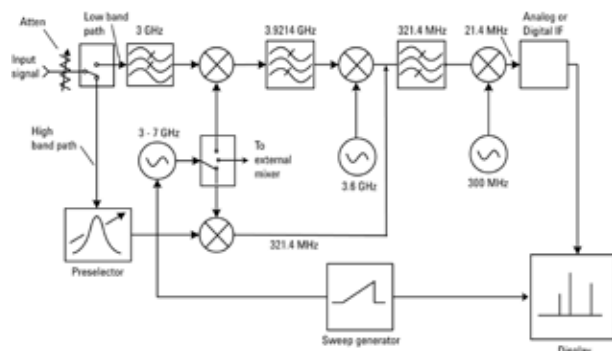


图 7-1. 低频段和高频段的切换

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。低频带的情况相对简单，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)，所以我们可以通过将本振频率加上或减去中频简单地确定频谱仪所调谐到的频率。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0~3GHz的调谐范围，这是第二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的特定频率信号需要的本振频率或者对于给定的本振频率频谱仪所调谐的频率。为了能显示一个1GHz的信号，本振必须调至4.9GHz。当本振等于6GHz时，频谱仪则调谐到接收2.1GHz频率的信号。本书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(3.9214GHz)则表示在方框图上。

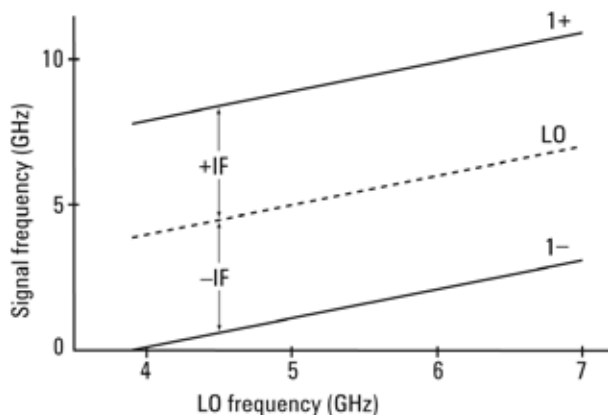


图7-2. 在低频段、高中频时基波混频调谐曲线

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7.8~10.9GHz。需要注意的是，对于给定的本振频率，频谱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：

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

其中， n =本振谐波次数(其余参数与前面讨论相同)

我们加上二次谐波混频(如图 7-3)看看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(3.9 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的消除谐波混频情况时产生的其它响应的影响。

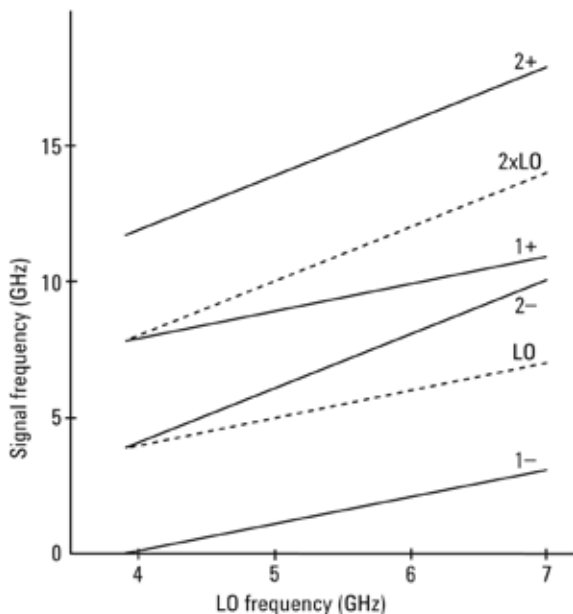


图 7-3. 在低频段、高中频时, 1^- 频率范围内的信号产生唯一的、清晰的响应

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 321.4 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^- 范围获得一个约为 2.7 GHz 的低频，于是就会和 3 GHz 低频带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 GHz 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多重响应。

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频谱仪已校准的 1^- 调谐曲线产生的响应和由 1^+ 调谐曲线产生的响应。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它因素需要予以考虑。图 7-5 显示出直到本振四次谐波的调谐曲线。

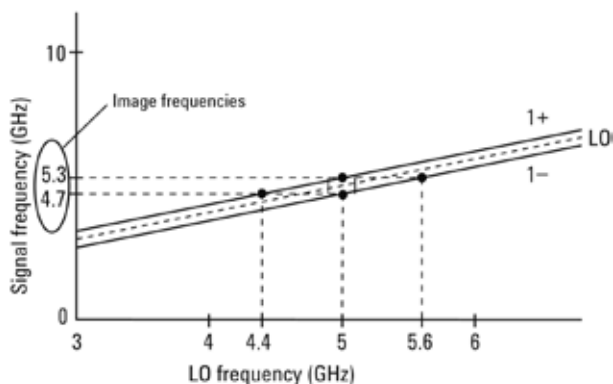


图 7-4. 在高频段、低中频时的基波混频调谐曲线

观察图 7-5，我们发现了其它的复杂因素。频谱分析仪被设置为工作在几个不同的调谐频带，根据频谱仪所调谐频率的不同，对特定的本振谐波，频谱仪的显示频率被校准。例如，在 6.2~13.2 GHz 的输入频率范围内，频谱仪被校准在 2^- 调谐曲线上，假设此时在输入端有一频率为 11 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：

$$11 \text{ GHz} = 2 f_{L0} - 0.3$$

$$f_{L0} = 5.65 \text{ GHz}$$

同样也可以计算出 2^+ 调谐曲线的响应发生在 $f_{L0} = 5.35 \text{ GHz}$ 时，由此带来的显示看起来像是 10.4 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 3.57 GHz 和 3.77 GHz 的时候，它们会在屏幕上产生虚假响应，并且看起来好像是 6.84 GHz 和 7.24 GHz 的真实信号。

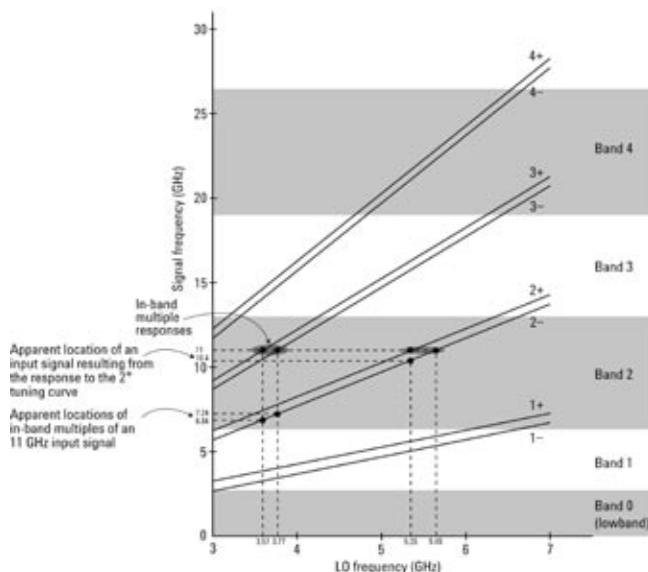


图 7-5. 本振四次谐波的调谐曲线显示出对于一个 11 GHz 输入信号的带内多重响应

其它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它响应。由于这些响应分别出现在本振频率为 3.675 GHz、3.825 GHz、4.9 GHz 和 5.1 GHz 时，使屏幕上显示的信号看起来像是输入频率为 3.375 GHz、3.525 GHz、4.6 GHz 和 4.8 GHz 的信号所产生的响应，如图 7-6 所示。

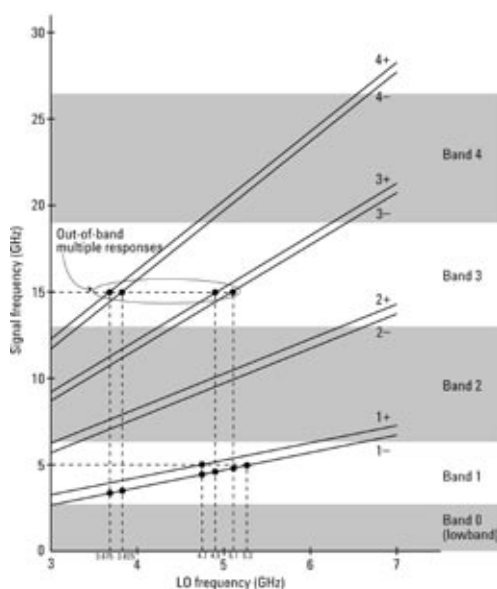


图 7-6. band 3 中的信号所导致的 band 1 内的带外多重响应

多重响应通常是成对出现，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 倍中频。由于每对调谐曲线的斜率随谐波阶数 N 呈线性增长，所以其它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。

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, 因为知道频谱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约束条件下, 通常可以容易地从镜像与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。比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试验, 或者测量设备多余辐射的 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, 若频谱比较密集, 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。

解决的办法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 7-7 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 7-7 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。我们继续使用前面的例子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 7-7 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。

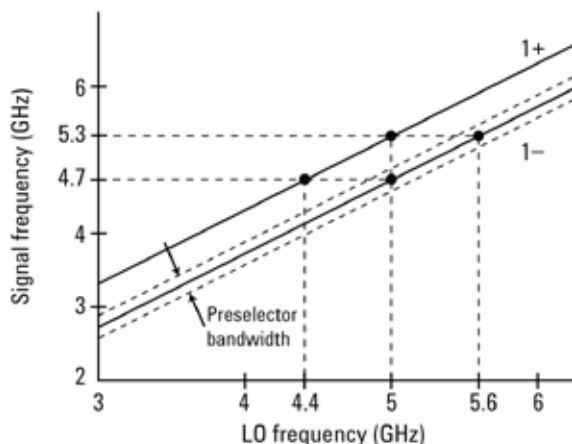


图 7-7. 预选: 跟踪预选器的带宽以虚线表示

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 70~80 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, 有一种简单的解决办法。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 7-8 显示出典型微波频谱分析仪的输入结构。

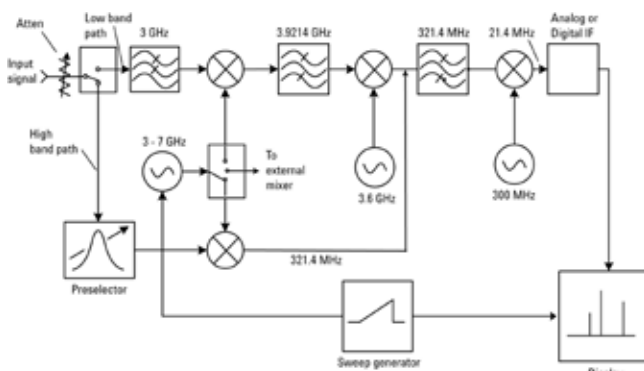


图 7-8. 带有预选的典型微波频谱分析仪前端结构

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，为了保持幅度一致性，必须采取一定的措施。在安捷伦频谱分析仪中，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。新型安捷伦频谱仪产品采用一种双平衡、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加减到最小。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 7-9 所示。

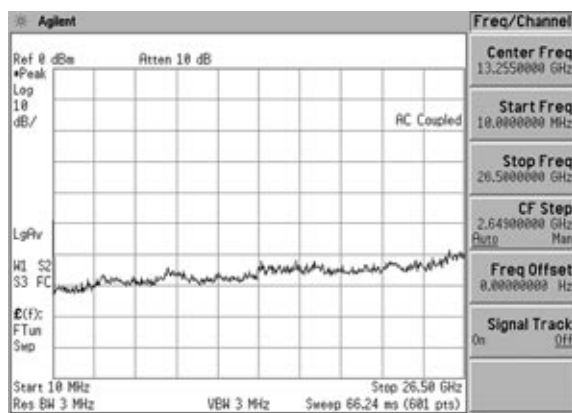


图 7-9. 底噪的增加表明随着本振谐波的改变灵敏度发生变化

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出的信号周围的相位噪声在显示上要比底噪高得多。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。当本振的一个谐波被使用在混频过程中，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

例如，假定本振基波具有10 Hz的峰—峰频偏。则二次谐波具有20 Hz的峰—峰频偏，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 $20 \times \log(2)$ 。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7-10表示出一个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。

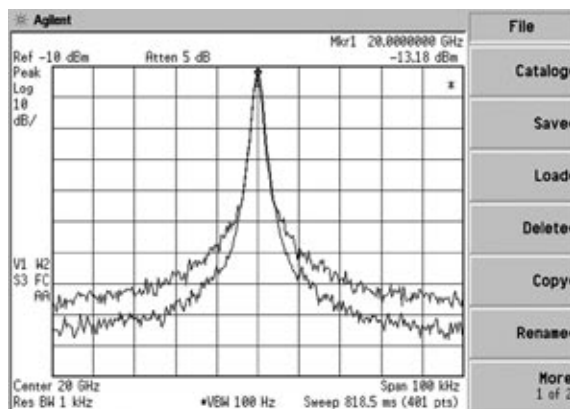


图 7-10. 基波混频和4次谐波混频的相位噪声电平

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它信号。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 的信号将产生了一个 -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 7-11 显示了二次谐波的失真曲线。对于这个例子，我们将假设从振荡器获得大量功率并调节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，我们将频谱仪调谐到二次谐波 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 7-11 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。于是，所调谐的基波与所调谐的由内部产生的二次谐波之间相差 185 dB！显然，对谐波失真而言，动态范围在低电平(谐波)端仅受频谱仪底噪(灵敏度)的限制。

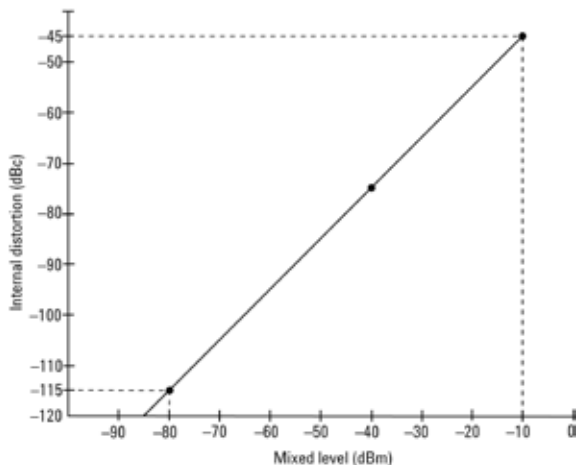


图 7-11. 二次谐波失真曲线

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 的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所测音的频率间隔与预选器的带宽的关系。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 预选滤波器它在 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:

$$(k_4/8)V_{L0}V_1^2V_2 \cos[\omega_{L0} - (2\omega_1 - \omega_2)]t$$

和

$$(k_4/8)V_{L0}V_1V_2^2 \cos[\omega_{L0} - (2\omega_2 - \omega_1)]t$$

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 7-12 所示的情况, 频谱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 的衰减降低了 2 倍, $(2 \times 3 \text{ dB} = 6 \text{ dB})$ 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 dB + 21 dB, 即 27 dB。与二次谐波失真的情况一样, 还必须考虑频谱仪的底噪。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。

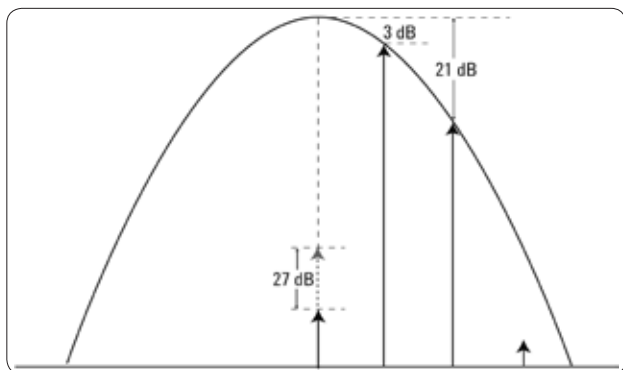


图 7-12. 改善的三阶互调失真: 相对预选器带宽, 测试音间隔较远

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的范围内时。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, 相比无预选的频谱仪, 它也有一些缺点。

首先, 预选器有插入损耗, 典型值为 6~8 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相互作用会引起频率响应的恶化。必须采用合适的校准技术来补偿这种纹波。另一种使这种相互作用减小到最小的方法是在预选器和混频器之间插入一个匹配器(固定衰减器)或隔离器, 这时灵敏度将降低匹配衰减器或隔离器的相应数值。

某些频谱仪的结构无需使用匹配器或隔离器。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。有些频谱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相互作用，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。在大多数结构中，预选器和本振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，需将预选器的中心置于每个信号上。该功能一般嵌入在频谱仪的固化软件中，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。大多数微波频谱仪的频率响应指标只适用于预选器校准后，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。

外部谐波混频

我们已经讨论了如何在频谱仪内部将其调谐到更高的频率。对于内部谐波混频，PSA 频谱分析仪使用二次谐波 ($N=2$) 调谐到 13.2 GHz，使用 4 次谐波 ($N=4$) 调谐至 26.5 GHz。可是，如果要测量超过频谱仪频率上限的频率，该怎么办呢？有一些频谱分析仪提供绕过其内部第一混频器和预选器而使用外部混频的功能，从而频谱仪具有了高频测量的能力²。对于外部混频，我们可以利用第一本振的更高次谐波。通常，支持外部混频的频谱仪在其前面板处会有两个额外的接口。LO OUT 端口将内部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频谱仪的 IF IN 端口。只要外部混频器使用与频谱仪相同的中频频率，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 7-13 举例说明了频谱分析仪联合使用一个外部混频器的结构框图。

2. 更多有关外部混频的信息参见安捷伦应用指南 1485: “使用安捷伦 PSA 频谱仪进行外部波导混频和毫米波测量”，文献号: 5988-9414EN。

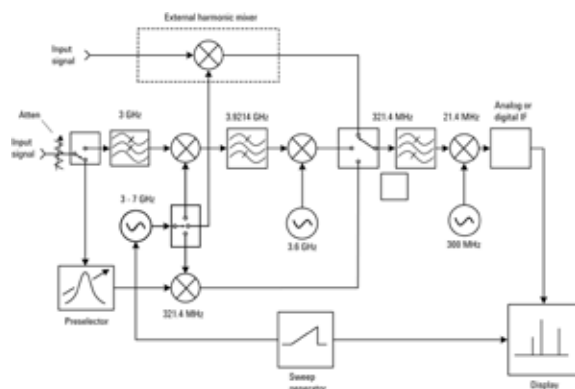


图 7-13. 频谱仪和外部混频器结构图

表 7-1 展现了 ESA 和 PSA 在不同的毫米波段采用的谐波混频模式。根据你需要的频率范围选择混频器。一般情况下，这些都是标准的波导带。外部谐波混频器有两类，带预选功能和不带预选功能的。安捷伦提供 6 个频段上未经预选的混频器：18~26.5 GHz, 26.5~40 GHz, 33~50 GHz, 40~60 GHz, 50~75 GHz 以及 75~110 GHz。同时还提供 4 个最高频率达 75 GHz 的带预选的混频器。频率大于 110 GHz 的混频器可以从其他商业制造商那里获得，工作频率可以高达 325 GHz。

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。安捷伦 PSA 频谱仪能够通过 IF OUT 端口提供高达 ± 10 mA 的直流电流来提供上述偏置并且保持测量设置尽可能简单。

表 7-1. 带外部混频器的 PSA 系列采用的谐波混频模式

Band	Harmonic mixing mode (N^a)	
	Preselected	Unpreselected
K (18.0 to 26.5 GHz)	n/a	6 ⁻
A (26.5 to 40.0 GHz)	8 ⁺	8 ⁻
Q (33.0 to 50.0 GHz)	10 ⁺	10 ⁻
U (40.0 to 60.0 GHz)	10 ⁺	10 ⁻
V (50.0 to 75.0 GHz)	14 ⁺	14 ⁻
E (60.0 to 90.0 GHz)	n/a	16 ⁻
W (75.0 to 110.0 GHz)	n/a	18 ⁻
F (90.0 to 140.0 GHz)	n/a	20 ⁻
D (110.0 to 170.0 GHz)	n/a	24 ⁻
G (140.0 to 220.0 GHz)	n/a	32 ⁻
Y (170.0 to 260.0 GHz)	n/a	38 ⁻
J (220.0 to 325.0 GHz)	n/a	46 ⁻

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 RF 输入信号混频，同时还和其它可能出现在输入端的信号混频，由此产生一些混频分量会像其它有用信号一样通过中频处理。有两种方法可以处理这些多余信号。设计于外部混频器中的一个预选器能提供一个与频谱仪内相同类型的可调滤波器，用于感兴趣的频带。图 7-14 显示出一个频谱仪和带预选功能的外部混频器。带预选的外部混频器的优缺点与频谱仪内部的预选器的优缺点非常相似，带预选的混频器的最大缺点是由于滤波器的插入损耗增大，导致测量的灵敏度降低。而且它的价格也比不带预选的混频器贵很多。基于上述原因，在频谱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”。

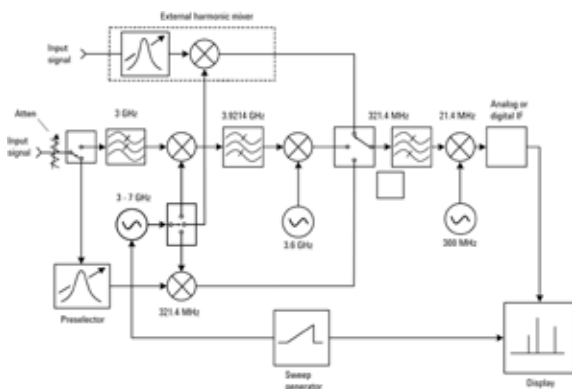


图 7-14. 频谱仪和带有内置预选器的外部混频器的结构框图

信号识别

即使在某些约束条件下使用非预选的混频器，也有很多时候信号是未知的。在这种情况下，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。因此频谱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安捷伦 11970 V 50 ~ 75 GHz 的非预选混频器，采用的是 14^- 混频模式，毫米波段的一部分结果如图 7-15 所示。

安捷伦 E4407B ESA-E 频谱分析仪提供了两种不同的信号识别方法：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 7-16，假设已经将频谱仪调谐到了 58.5 GHz，本振的 14 次谐波产生了一对响应，其中 14^- 混频分量在屏幕上的位置是准确的 58.5 GHz，而 14^+ 混频分量产生的响应其频率指示的频率在 57.8572 GHz 处，比真实的信号响应低 2 个中频。由于 ESA 的中频频率为 321.4 MHz，所以两个响应的频率相差 642.8 MHz。

第 7 章 扩展频率范围

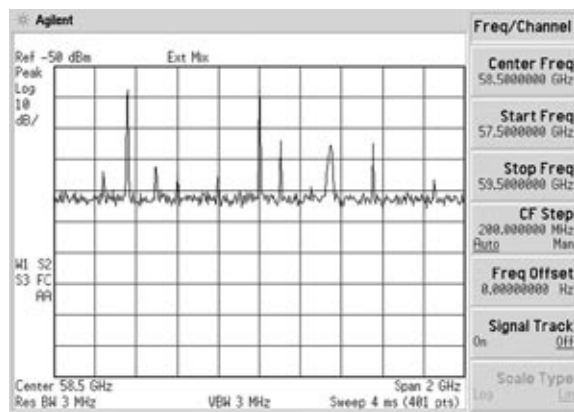


图 7-15. 哪个是真实的信号?

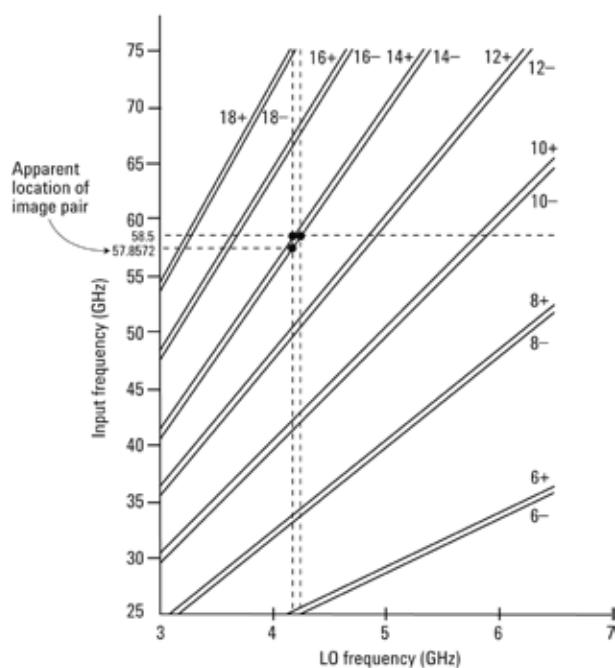


图 7-16. E4407B ESA-E 频谱仪的谐波调谐曲线

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，这会引致第 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它频率对上，信号的频率在显示器上看起来会发生偏移。ESA 频谱仪使 LO 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 (14^- 混频分量) 被调谐到屏幕的中心；图 7-17b 表明了镜像频移法是如何把对应的频率对 (14^+ 混频分量) 移到屏幕中心的。

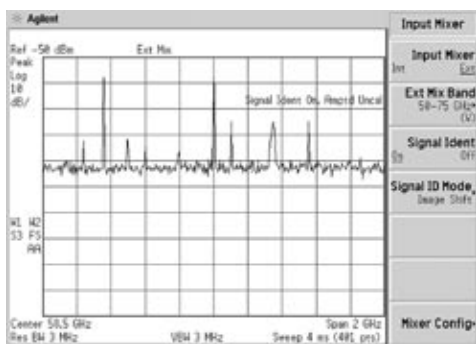
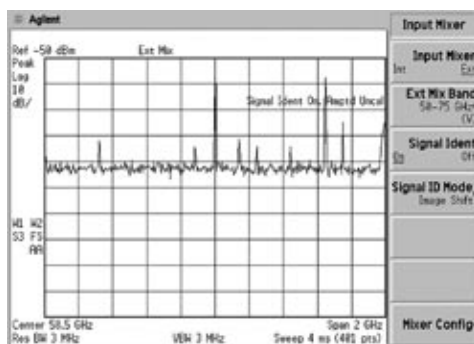
图 7-17a. 以 14^- 频率为中心图 7-17b. 以 14^+ 频率为中心

图 7-17. 采用镜像频移法进行交替扫描

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 $2f_{IF}/N$ 。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，信号轨迹保持在一个较高的幅度值，而任何有频偏的虚假响应的轨迹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。

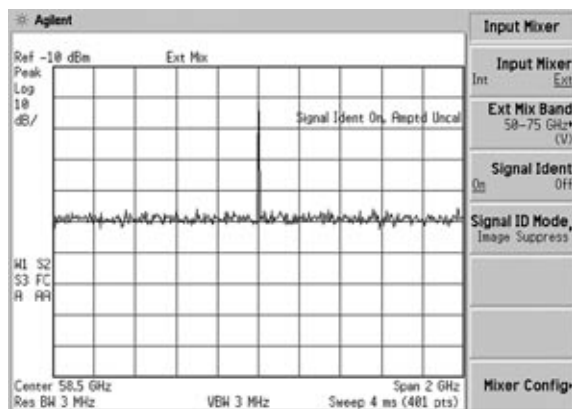


图 7-18. 镜像抑制法只显示真实信号

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，注意在图 7-17 和 7-18 中，屏幕上有警告信息提醒用户。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宽来将信号放大，然后测量信号的幅度和频率，结果如图 7-19 所示。

为了进行准确的幅度测量，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，指示混频器频带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 ESA 的幅度校正表中，此表可以通过按 [AMPLITUDE] 按键，然后按 {more}，{Corrections}，{Other} 和 {Edit} 软按键来获得。输入变频损耗值之后，按下 {Correction On} 应用校准功能。频谱仪参考电平现在已被校准到外部混频器的输入端信号上。如果在信号源和混频器之间还使用了其它会引起损耗或增益的元件，如天线、电缆或前置放大器，那么它们的频率响应也同样需要被输入到频谱仪的幅度校正表中。

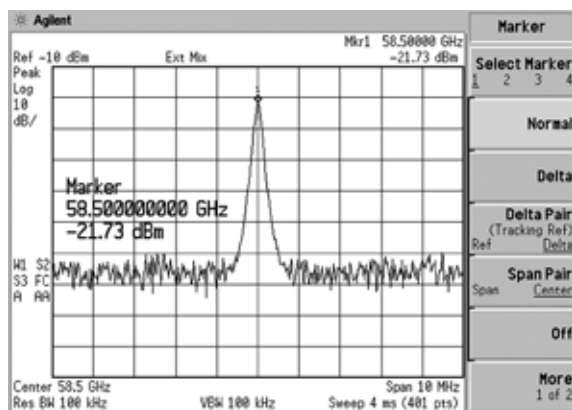


图 7-19. 已识别信号的测量

第8章

现代信号分析仪

本书的前面已经介绍了频谱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(事实上不仅仅是频谱测量,还有许多信号分析功能,所以称为信号分析仪)必须完成很多其它的测量任务从而满足不同的测量需求,这些任务包括:

- 提供特定应用的测量,如:邻道功率、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,如: GSM、802.11、cdma2000、W-CDMA、TD-SCDMA、LTE 等等
- 对矢量信号进行分析
- 存储数据
- 打印数据
- 通过 I/O 总线向计算机传输数据
- 通过 GPIB、局域网或因特网进行远程控制和操作
- 允许升级仪器固件修复漏洞并添加使用许可可以增加新的特性
- 识别并运行可选的硬件或固件
- 提供自我校准、故障解决、诊断和修复功能

特殊应用测量

除了测量信号的一般特性,如频率和幅度,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,许多频谱分析仪都内置了这些功能。只需指定信道带宽和频偏,然后按下按钮就可进行自动测量。

互补累积分布函数(CCDF),显示功率统计结果,是现代频谱分析仪日益增加的测量功能中的一个,如图 8-1 所示。互补累积分布函数测量功能提供的统计信息显示出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。

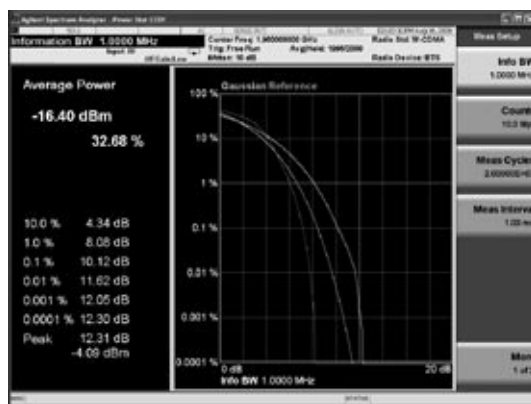


图8-1. CCDF测量

其它内置测量功能的例子有占用带宽、TOI(三阶交调)、谐波失真与杂散辐射测量。仪器的设置,如中心频率,扫宽和分辨率带宽,取决于被测设备所支持的特定无线标准。大多数现代频谱仪把这些设置存储在内存中,这样选择了所需的无线标准(GSM/EDGE、cdma2000、W-CDMA、802.11a/b/g等)就可以做出正确的测量。

射频设计者通常很关心设备的噪声系数,因为这直接影响了接收机和其它系统的灵敏度。一些频谱仪,如安捷伦X系列分析仪PXA/MXA/EXA/CXA,具有噪声系数测量功能选件。这个选项提供了驱动待测设备(DUT)输入的噪声源控制,并提供固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,显示了待测设备随频率变化的噪声系数(上面的曲线)和增益(下面的曲线)。要了解更多信息使用频谱仪进行噪声系数测量的信息,参照安捷伦应用指南1439:使用频谱仪测量噪声系数,文献号为5988-8571EN。

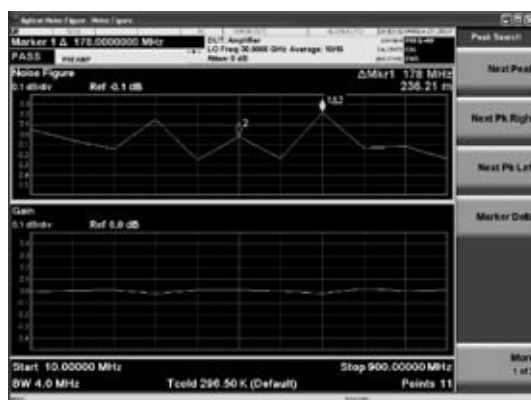


图8-2. 噪声系数测量

类似的，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，相位噪声会增加误比特率。相位噪声还会降低多普勒雷达系统获取目标回波的性能。很多安捷伦分析仪都提供可选的相位噪声测量功能。这些选件提供的固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。

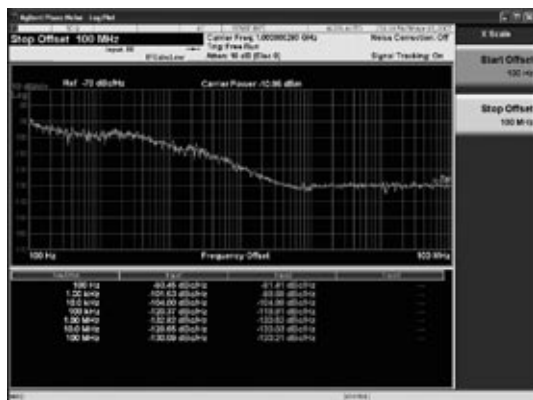


图 8-3. 相位噪声测量

根据不同的用户使用案例，频谱分析仪有许多动态范围的测量：三阶交调，分析仪的相位噪声，增益压缩和分析仪的底噪。信号分析仪的底噪对每种动态范围的测量都有影响。安捷伦 PXA 是业界唯一一款具有底噪延展功能 (Noise Floor Extension) 的信号分析仪。它精确地模拟出分析仪的底噪并将它从测量信号中减去以降低分析仪有效噪声电平的影响。这使得在分析类噪声信号或脉冲调制的射频信号时，噪声本底有近似 8 到 10 dB (名义上) 的改善，因此提高了接近噪声的信号的信噪比 (也就是测量精度)。这种改善对于取多次平均的信号最为有效。无论 PXA 有无预置放大器或者使用低噪通道时均可采用底噪延展技术。



图 8-4. PXA 的底噪延展功能

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团体所规定的测量技术。可选的测量特性通常通过分析仪来进行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的参数：

- Average/peak output power = 平均/峰值输出功率
- Modulation characteristics = 调制特性
- Initial carrier frequency tolerance = 初始载波频率容限
- Carrier frequency drift = 载波频率漂移
- Monitor band/channel = 频段/信道监测
- Modulation overview = 调制信息
- Output spectrum = 输出频谱
- 20 dB bandwidth = 20 dB 带宽
- Adjacent channel power = 邻道功率
- EDR in-band spurious = EDR 带内杂散
- 其它 EDR 以及 LE 的测量项

这些测量都可以通过带有合适选件的安捷伦系列分析仪进行。要了解更多关于蓝牙测试的信息，请参照安捷伦应用指南 1333: 现今的蓝牙射频测试，文献号 5968-7746E。

现代频谱仪提供一系列广泛的测量功能，例如安捷伦的 X 系列分析仪可选的测量选件包括：

- IQ 分析
- 频谱分析
- 模拟解调
- 矢量信号分析
- 相位噪声
- 噪声系数
- 蓝牙
- WLAN
- EMI
- DVB-T/H
- ISDB-T
- DTMB
- CMMB
- GSM/EDGE/EDGE Evo
- cdma2000
- W-CDMA/HSPA/HSPA+
- 802.16
- 1xEV-DO
- TD-SCDMA/HSPA
- LTE FDD
- LTE TDD

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。根据特定分析仪和打印机模式，我们可以使用并行口，RS-232 或者 GPIB 口来联接两个设备。

我们经常想把测量数据保存成一个文件，存储在频谱仪的内存中或数据存储设备中。在这种情况下，可能想保存几种不同的数据。其中包括：

- 显示的图像—常见的文件形式如 bitmap，GIF 或 Windows metafile。
- 轨迹数据—以 X-Y 数据形式代表屏幕上的频率与幅度点。数据点的数量可以改变。现代频谱分析仪通过屏幕上的显示点 (最小为 2 最大到 8192) 设置允许使用者选择需要的显示分辨率。这种数据形式很适合传输到电脑上的电子数据表中。
- 仪器状态—记录下频谱仪的设置，如中心频率、扫宽、参考电平等在测试中用到的参数，这在记录用来做测量的测量步骤非常有用。一致的测量设置对于保持重复性测试是必要的。

数据传输和远程仪器控制

1977 年，安捷伦科技 (当时为惠普公司的一部分) 推出了世界上第一部可通过通用接口总线 (GPIB) 控制的频谱仪，即 8568A。通过通用接口总线接口 (也称作 HP-IB 或 IEEE-488) 可以控制频谱仪完成所有主要功能并把轨迹数据传到外部计算机上。这项革新为各种频谱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、校正和其它各种处理。

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仪都带有多种标准接口。最常见的仍然是 GPIB (通用数据总线) 接口，但近来，以太网域的连接日益流行，因为通过以太网可以提供远程高数据传输速率，且很容易连接到如工厂车间的各种网络环境中。其它在计算机行业中广泛使用的标准接口也非常可能在不远的将来应用于频谱仪，使仪器与计算机的连接更加简便。

很多商业软件产品都可以通过 I/O 总线对频谱仪进行远程控制。你也可以自己编写软件以不同的方式来控制频谱仪。其中一个方法是直接发送程序化指令到仪器上。旧式频谱仪通常都有自己的命令集，而新型频谱仪都使用行业标准 SCPI 命令(可编程仪器的标准指令)。

一个更常用的方法是使用标准软件驱动，如 VXIplug&play 驱动，它可对仪器使用更高级的功能命令而避免了掌握 SCPI 命令细节知识的需要。另外，一种新一代的语言独立的仪器驱动，被称作可互换虚拟仪器，或者 IVI-COM 驱动，已经可以使用在安捷伦仪器上。IVI-COM 驱动基于微软组件对象模型标准，可以工作于不同的个人计算机的应用开发环境中，如安捷伦 T&M 编程工具包和微软的 Visual Studio.NET 软件。

有些应用需要在远距离情况下控制频谱仪并收集测量数据。例如，你想在中心控制室内监控卫星信号，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。新型频谱仪拥有可以控制这些部件的软件选件，截获屏幕上的图像并且使用标准的浏览器将轨迹数据通过互联网传输过来。

固件升级

现代频谱仪较仅仅几年前的仪器，在内部安装了更多的软件。由于新功能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，升级频谱仪的固件是必不可少的工作。

在安捷伦科技的网站上有最新的频谱仪固件版本。这些固件以文件形式可以被下载。新型分析仪的固件通过局域网或 USB 存储设备直接传送到频谱仪中。

建议定期在安捷伦网上查看所使用的频谱仪型号，检查是否有更新的固件版本可以使用。

使用许可

当频谱仪升级了一个新的测量功能时，安捷伦提供一个与仪器序列号绑定的唯一的使用许可 (license)。可以通过前面板按键输入这个 license 以激活新的测量功能。

现代分析仪提供的许可类型越来越丰富，像安捷伦 X 系列分析仪有三种使用许可类型：

Fixed Perpetual – 固定型

Transportable Perpetual – 可转移型 (适用于 PXA、MXA 和 EXA)

Trial – 试用型

固定型使用许可是传统的许可类型，是固定的、永久的许可。

可转移型使用许可表明该使用许可是永久的并且是可移动的。允许将使用许可从一个仪器传给另一个仪器。X 系列信号分析仪可以通过 USB 传送使用许可。要将使用许可从 X 系列的一个分析仪传送给另一个，安捷伦建议两个仪器使用相同的软件版本。至少，接收浮动使用许可的仪器的软件版本必须支持所需要的应用。

试用型使用许可允许试用该测量应用 14 天并且每个仪器的每个测量应用只允许试用一次。

除了频谱分析测量应用 (N9060A) 需要固定型许可，远程指令兼容应用 (N9061A) 不支持可转移型许可以外，其它所有的测量应用均支持这三种许可类型。

校准、故障解决、诊断和修复

为了保证仪器的性能满足规格说明书中的所有指标，频谱仪必须被定期的校准，通常一年一次。不过，在这些年度校准之间，频谱仪也必须定期的校准以补偿热漂移和老化的影响。现代频谱仪都有内置的例行校准程序，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。

过去，频谱仪为了达到规格说明书上的指标，开机后需要在恒定的温度中保持至少 30 分钟。自动校准能力使得新型频谱仪能在开机后五分钟内就达到规格说明书的指标要求。

现代频谱仪通常有一个系统菜单。在这个区域，可以进行功能诊断，如对前面板的按钮进行测试。还可以显示关于校准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功能的列表。

第9章

总 结

本书的目的是为你提供关于频谱分析仪的基本概览。你或许想要进一步了解与频谱仪相关的更多其它话题，一个很好的出发点是访问安捷伦科技有限公司的英文网站 www.agilent.com 或中文网站 www.agilent.com.cn。



安捷伦科技有限公司谨将此应用指南赠予 Blake Peterson，他在长达 46 年多的时间里，在工程应用和技术培训方面为安捷伦客户和员工提供了优质的服务。Blake 的诸多成就之一是编写本书的早期英文版本 (Application Note 150)。

第10章

名词解释

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。

频谱分量: 组成频谱的正弦波之一。

频谱分析仪: 一种能进行有效傅立叶变换并显示出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。

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”。

输入阻抗: 分析仪对信号源呈现的终端阻抗。射频和微波分析仪的额定阻抗通常是 $50\ \Omega$ 。对于某些系统(如有线电视), 标准阻抗是 $75\ \Omega$ 。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。

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, 隔直电容限制了频谱仪能准确测量的最低频率。

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和(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, 被显示信号的垂直位置会发生变化, 参考电平也相应地改变。在新型安捷伦频谱分析仪中, 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, 参考电平也保持不变。

预选器: 一个可调的带通滤波器。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 $2\ \text{GHz}$ 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。

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

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 $1+$)表示输入信号是高于(+)还是低于(-)在混频过程中所使用的本振谐波。

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。用来对那些可以连接外混频器的频谱分析仪进行频率扩展。分析仪提供本振信号。如需要, 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。

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, 且根据频谱仪型号的不同, 一般处于 +3 dBm 到 -10 dBm 之间。

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。

谐波失真: 由于器件(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。

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相互作用形成的无用频谱分量。无用分量与基波有关, 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。

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, 如镜像响应和多重响应。

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, 通常不会发生在带预选器的分析仪中。

本振辐射或泄漏: 从频谱分析仪输入端漏出的本振信号。对无预选的频谱分析仪辐射电平可能大于 0 dBm, 而对有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 的标记, 没有频率误差。

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仪的温度稳定性和频率参考的老化率。

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。

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

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。

分辨率带宽: 在低于最小插入损耗点的某个位置上,频谱分析仪分辨率带宽(IF)滤波器的带宽。安捷伦频谱仪指定了 3 dB 带宽,其它有的分析仪则规定了 6 dB 带宽。

分辨率: 参见“频率分辨率”。

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(IF)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。

波形因子: 参见“带宽选择性”。

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。也可以相对于校准信号加以规定。

平坦度: 参见“频率响应”。

中频增益/中频衰减: 可以控制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,参考电平相应发生变化。

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本迹线抬升。通常,这只是无预选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: 存在于频谱仪输入端的两个或多个真实信号与同一个本振频率产生的中频响应,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。镜像通常只出现在无预选的频谱分析仪上。

残余调频: 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。

噪声边带: 频谱分析仪本振(主要是第一本振)系统短期不稳定度的调制边带。调制信号是本振电路本身和(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, 位于底噪上方足够远处。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”。

频谱纯度: 参见“噪声边带”。

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停滞时间。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。

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。

扫宽: 显示器水平轴表示的频率范围。通常, 扫宽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)。

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。

全扫宽: 对于大多数新型频谱分析仪, 全扫宽是指覆盖分析仪整个调谐范围的频率跨度。这类分析仪包括单波段射频分析仪和微波分析仪(如利用固态开关在低频段和预选频段之间切换)。

注意: 在某些早期分析仪中, 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转换的安捷伦 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。

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。该接收机的带宽就是分辨率(IF)带宽, 它用于显示信号幅度与时间的关系。为了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。为了避免任何平滑, 视频带宽必须设置得比分辨率带宽更宽。

包络检波器: 一种输出能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, 在显示器上我们能观察到调制信号随时间变化的情况。

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垂直显示的直流耦合放大器。参见“视频带宽”和“视频滤波器”。

视频平均: 指频谱分析仪迹线数据的平均。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-峰起伏。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, 用于对迹线进行平滑或平均, 参见“视频带宽”。

模拟显示: 直接将模拟信号信息(来自包络检波器)写入显示器的方法, 通常由 CRT(阴极射线管)实现。模拟显示器曾经是频谱仪的标准显示方式。不过, 新型频谱仪已经不再使用这个方法, 取代它的是数字显示器。

数字显示: 通过数字化处理的轨迹信息被存入存储器中并显示在屏幕上的一种技术。被显示的迹线是一串点, 它们展示一条连续的轨迹。不同型号仪器的默认显示点数不同, 而多数新型频谱仪允许用户通过控制显示点的数量来选择期望的分辨率。显示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。几乎所有新型频谱仪都配有数字平板 LCD 显示器, 优于早期分析仪所使用的基于 CRT 的模拟显示器。

显示范围: 针对特定的显示方式和刻度范围已经校准了的显示范围。参见“线性显示”、“对数显示”和“比例因子”。

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。刻度线的底端代表 0V, 顶端代表参考电平, 其它值取决于不同的频谱分析仪。对于大多数新型频谱仪, 当参考电平确定, 比例因子就是参考电平值除以格子刻度数。尽管显示为线性, 但新型分析仪仍允许使用 dBm、dBmV、dB μ V 还有某些情况下的 W 和 V 来指示参考电平和标记值。

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。通过选择格子刻度线顶端值、参考电平和比例因子(dB/格)来设置显示器的校准。在安捷伦频谱分析仪中, 格子刻度线底端代表对于 10 dB/格或更大比例因子时的 0V, 所以, 在这些情况下底端格子不被校准。新型分析仪允许使用 dBm、dBmV、dB μ V 还有某些情况下的 W 来指示参考电平和标记值。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。

单位: 被测参数的量纲。在新型频谱分析仪中, 可用的幅度单位有 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)、dB μ V(相对于 1 μ V 的 dB 数)、V, 在某些分析仪中还有 W。在安捷伦分析仪中, 可以在对数和线性两种显示中设定单位。

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”。

矢量显示器: 早期频谱仪设计的一种显示类型。其中, 电子束的指向使得图像(迹线、刻度、格子注释)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。

信号识别: 一种手动或自动程序, 指出频谱仪显示器上的特定响应是否由显示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调谐分析仪自身作适当调谐。这些通常对于带预选的分析仪并不需要。

比例因子: 显示器纵轴每格所代表的刻度。

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”、“Rosenfell 模式”和“取样模式”。

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间隔和(或)时间间隔的视频信号的最大值。

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间隔和(或)时间间隔的视频信号的最小值。

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, 在测量连续波信号时 QPD 显示出与峰值检波器相同的幅度。

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和(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失, 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。

取样模式: 一种显示的检波方式。其中, 每点上所显示的值是该点表示的频率间隔和(或)时间间隔终止处视频信号的瞬时值。

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、数字调制的信号以及其它具有类噪声特性的信号。新型安捷伦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(bucket)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。

显示保真度: 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频谱仪中, 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新型频谱仪大大改善了显示保真度。

显示平均噪声电平: 为了降低峰-峰噪声波动, 将视频带宽调节到足够窄使显示的噪声看上去几乎是一条直线时, 分析仪显示器上看到的噪声电平。通常, 将由分析仪本身产生的内部噪声作为灵敏度的度量, 并常在最小分辨带宽和最小输入衰减的条件下用单位 dBm 来表示。

灵敏度: 频谱分析仪上可以观察到的最小正弦波电平。通常是在最小分辨带宽、0 dB 射频输入衰减和最小视频带宽的最佳条件下。安捷伦公司将灵敏度定义为显示的平均噪声电平。在该电平上的正弦波的显示将高于噪声 2 dB 左右。

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)与可达到的最低平均噪声电平之比, 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”。

动态范围: 在分析仪的输入端同时出现的以可用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。

平均噪声电平: 参见“显示平均噪声电平”。

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。

残余响应: 当没有信号输入时, 频谱分析仪显示器上看到的离散响应。

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

标记: 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。参见“参考标记”和“噪声标记”。

参考标记: 一种标记方式。先确定一个固定的标记,再建立第二个标记,这个标记是可以被放在显示迹线上任何位置的活动标记。显示的读数表示固定标记与活动标记之间的相对频率间隔和幅度差。

噪声标记: 一种标记,其值表示 1 Hz 噪声功率带宽内的噪声电平。当选择噪声标记时,取样检波模式被启动,标记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。

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。

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和峰-峰值之间的中间点指定。

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、比例因子和分辨率带宽。

幅度参考信号: 频谱仪用来进行自身校准的具有精确频率和幅度的信号。

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。调谐本振的扫描斜坡电压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坡电压的长期变化(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。

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。

矢量图: 分析数字调制信号时普遍采用的一种显示方式。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。

时间门: 一种根据被测信号特性来控制频谱仪频率扫描过程的方法。通常用于分析测量脉冲或突发调制信号、时间复用信号以及非连续信号。

ACPR: 邻道功率比, 测量有多少信道功率从该信道扩散(或泄漏)到相邻信道。它对于数字通信部件和系统是一个重要的度量, 因为过多的信号功率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。

误差矢量幅度 (Error Vector Magnitude): 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。

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域上进行复用, 从而可以共享同一个频率信道的系统。

TDMA: 时分多址, 是一种数字通信方法。其中, 多路数据流时间复用, 从而它们可以共用一个频率信道。

CDMA: 码分多址接入。它是一种数字通信方式, 多路信息数据流正交编码, 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。

请通过Internet、电话、传真得到测试和测量帮助。

热线电话: 800-810-0189、400-810-0189

热线传真: 800-820-2816、400-820-3863

安捷伦科技(中国)有限公司

地址: 北京市朝阳区望京北路3号

电话: 800-810-0189 (010) 64397888

传真: (010) 64390278

邮编: 100102

上海分公司

地址: 上海张江高科技园区

碧波路690号4号楼1-3层

电话: (021) 38507688

传真: (021) 50273000

邮编: 201203

广州分公司

地址: 广州市天河北路233号

中信广场66层07-08室

电话: (020) 38113988

传真: (020) 86695074

邮编: 510613

成都分公司

地址: 成都高新区南部园区

拓新西一街116号

电话: (028) 83108888

传真: (028) 85330830

邮编: 610041

深圳分公司

地址: 深圳市福田区中心区

福华一路六号免税商务大厦3楼

电话: (0755) 83079588

传真: (0755) 82763181

邮编: 518048

西安分公司

地址: 西安市碑林区南关正街88号

长安国际大厦D座5/F

电话: (029) 88867770

传真: (029) 88861330

邮编: 710068

安捷伦科技香港有限公司

地址: 香港太古城英皇道1111号

太古城中心1座24楼

电话: (852) 31977777

传真: (852) 25069256

本文中的产品指标和说明可不经通知而更改

©Agilent Technologies, Inc. 2011

出版号: 5952-0292CHCN

2011年1月 印于北京



Agilent Technologies