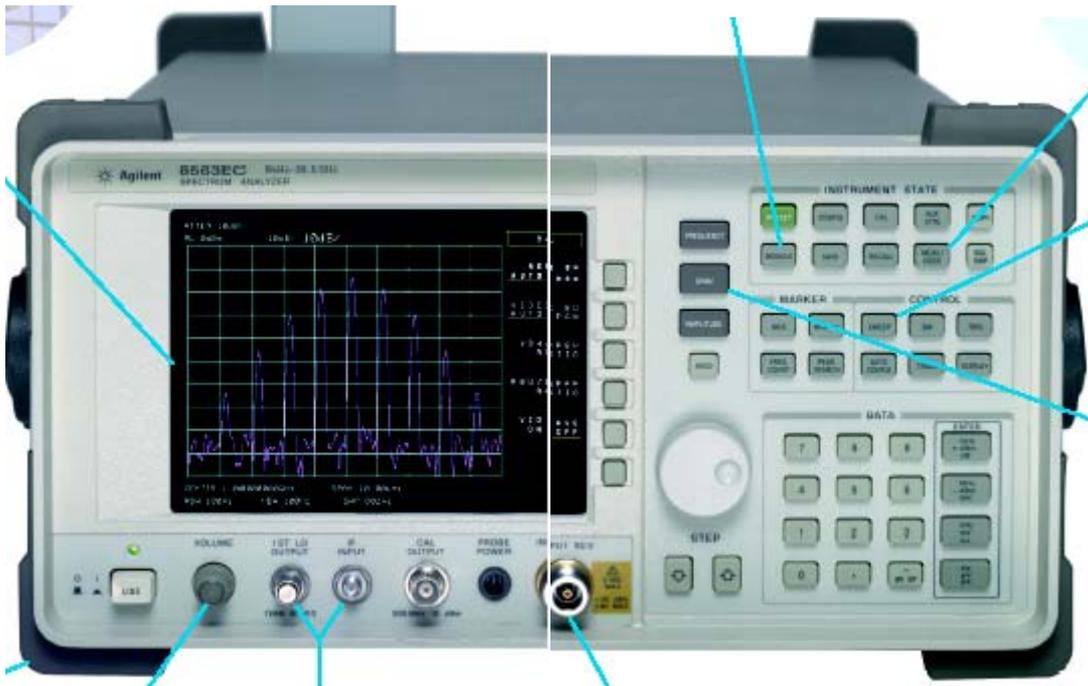


安捷伦

# 频谱分析仪原理基础

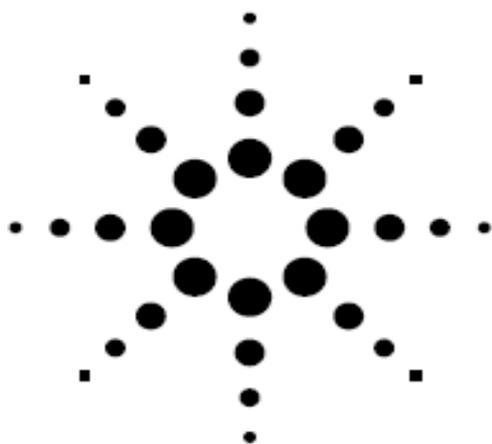
20030830 潘裕友译于深圳仙湖



自学自娱 水平所限 不乏理解谬误之处

# Agilent Spectrum Analysis Basics

Application Note 150



**Agilent Technologies**

Innovating the HP Way

# 目 录

<b>第一章 序论</b> .....	<b>5</b>
引言.....	5
什么是频谱? .....	5
为什么要测量频谱? .....	6
<b>第二章 超外差式频谱分析仪</b> .....	<b>8</b>
超外差式频谱分析仪.....	8
调谐方程.....	10
分辨率.....	13
模拟滤波器.....	13
数字滤波器.....	16
寄生调频 (Residual FM) .....	17
相位噪声.....	18
扫描时间.....	19
模拟分辨率滤波器.....	19
数字分辨率滤波器.....	20
包络检波器.....	20
平滑显示.....	21
视频滤波.....	21
视频平均.....	23
幅度测量.....	25
CRT 显示.....	25
数字显示.....	26
幅度精确度.....	31
相对不确定性.....	31
绝对精确度.....	32
改进整体不确定性.....	32
灵敏度.....	33
噪声系数.....	35
前置放大器.....	37
噪声作为一个信号.....	40
前置放大器用于噪声测量.....	42
动态范围.....	43
定义.....	43
动态范围 VS 内部失真.....	43
衰减器试验.....	46
噪声.....	46
动态范围 vs 测量不确定度 .....	48
混频器压缩.....	50
显示范围和测量范围.....	50
频率测量.....	51

本章小结.....	52
<b>第三章    扩展频率范围 .....</b>	<b>53</b>
谐波混频.....	53
幅度校准.....	58
相位噪声.....	58
信号识别.....	59
预选.....	61
提高动态范围.....	63
多频带调谐.....	65
预选的优缺点.....	67
宽带基波混频.....	67
本章小结.....	69

# 第一章 序论

## 引言

本文是超外差式频谱分析仪的一篇初级读本。这种分析仪也可以描述为一种频率可选、峰值响应的伏特计，这种伏特计用来显示正弦波的均方根。最重要的是要明确一点，即频谱分析仪不是一个功率计，虽然我们经常用它来直接显示功率。也就是说，用频谱仪测量功率是不推荐的，因为测量结果不够精确，所以功率的测量最好还是用专门的功率计。但是只要我们知道了一些正弦波参数（比如，峰值或平均值）以及相应的阻抗，我们可以用我们的“伏特计”去测量功率。

## 什么是频谱？

在描述频谱仪的细节之前，我们首先可能会问自己一个问题：什么是频谱，为什么我们要分析它？

我们通常的参照系架构是时间。我们记录什么时候发生了哪些客观存在的事情。这也体现在与电子有关的事务上，我们可以用一个示波器去观察某个特殊电信号的瞬时值（或者是由适当的传感器转换为电压的其它类型的信号）作为时间的函数；也就是说，我们是在时域中观察一个信号的波形。

傅立叶告诉我们，任何时域的电信号都是由一定幅度、频率和相位的一个或多个正弦波组合而成的。也就是说，利用适当的滤波器，我们可以把图 1 所示的复合信号分解为单独

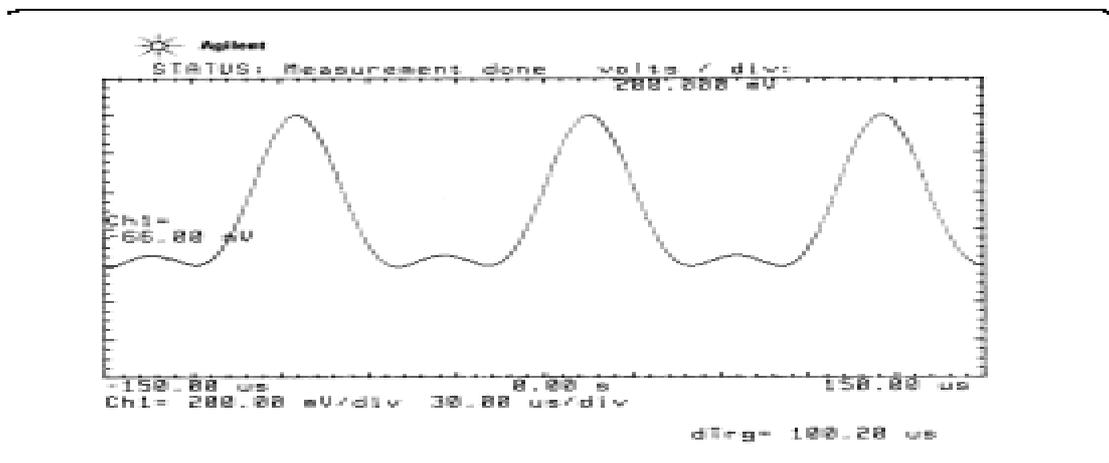


图 1 复合时域信号

的正弦波，或者说不同的频率谱线的组合，然后就可以分别对它们进行单独的分析处理。每个正弦波通过幅度和相位区别开来。换句话说，时域信号可以等效地变换到对应的频率域。通常对射频和微波信号来说，在这个变换过程中处理相位信息会使得整个处理变得异常复杂，而且对分析的结果并没有增加明显的好处。因此，一般不乐意处理相位信息。如果要分析的信号是周期性信号（比如图 1），根据傅立叶变换理论，正弦波信号将通过频率  $1/T$ （ $T$  是信号周期）从频域中分离出来。

在这里，什么是频谱？**就是一个正弦波的谱线的集合**，通过适当的合成，会产生一个时域信号。图 1 显示了一个复合时域信号的波形，假设我们期待看到正弦波，然而图中的波

形明显不是标准的正弦波,但是从图中我们得不到明确的迹象或者原因来说明为什么不是标准正弦波。

图 2 在时域和频域同时显示出了一个复合信号。在频域显示器上,以频谱谱线的方式画出了信号的“幅度—频率”图。如图所示,这个频谱包含有 2 个正弦波。现在我们知道了为什么原始波形不是一个标准的正弦波。它包含有第二个正弦波,在这里,也就是一个二次谐波。

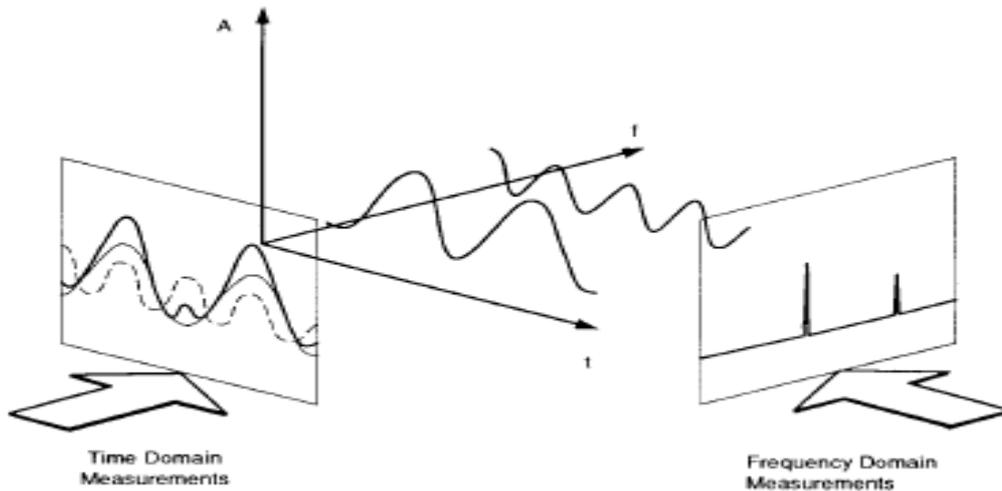


图 2 信号在时域与频域的关系

既然在频域上分析或观察信号这么清晰明了,那是不是时域上的分析就没有必要了呢?实际并不是这样。对某些量的测量分析,在时域上进行比较好,有的量的测量只能在时域上进行。例如,脉冲信号的上升沿时间和下降沿时间,就要在纯时域中进行。

### 为什么要测量频谱?

频域的测量也同样有它的必要。我们已经知道,在图 1 和图 2 中,测量信号的谐波分量还是在频域上进行比较好。通信业人士极为关注信号的谐波干扰。例如,蜂窝无线通信系统就必须测量载波信号的谐波分量,因为这些谐波可能会干扰到工作在该蜂窝通信系统谐波频率上的其它无线应用系统。通信业人士也非常关注调制在载波上的信号的干扰。例如,三阶互调(两路合成信号相互调制)搞不好会十分麻烦,因为有的干扰信号分量会落在系统频段范围内,接收机前端滤波器无法过滤掉它。

占用带宽是另一个重要的频域测量指标。信号的调制扩展了它的频谱宽度,为了防止干扰到其它信道上的信号,需要对信号所占用的频带宽度进行严格的限制。电磁干扰测量也可以认为是占用带宽测试的一种。不需要的信号,辐射的或者传导引入的(通过电源线或者其它互连导线引入),都有可能降低其它系统的性能。不管是谁设计或制造的射频电子产品,都必须遵循这个或那个协议规范,在频域上测量辐射性能。

所以,频域测量确实有它的一席之地。图 3 到图 6 以图解的方式列出了几种测试。

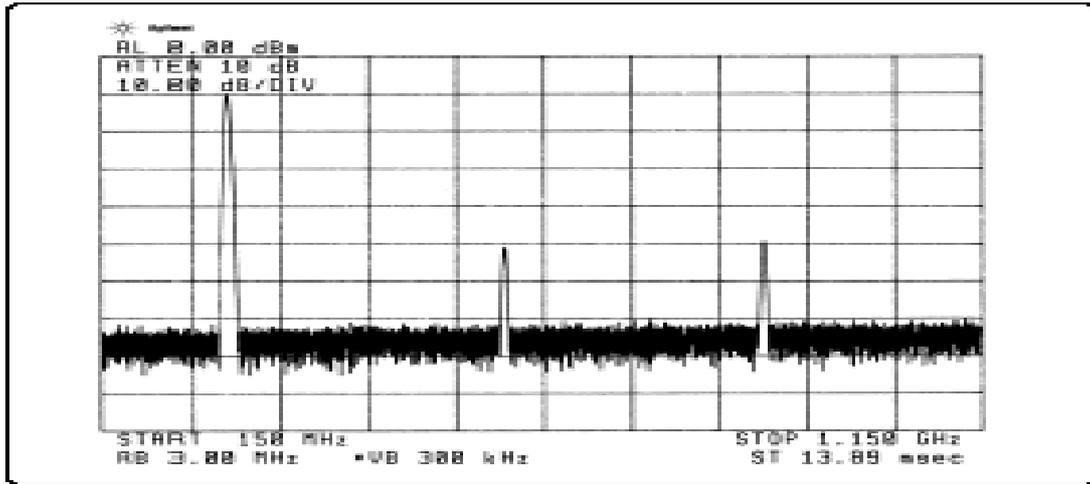


图3 谐波干扰测试

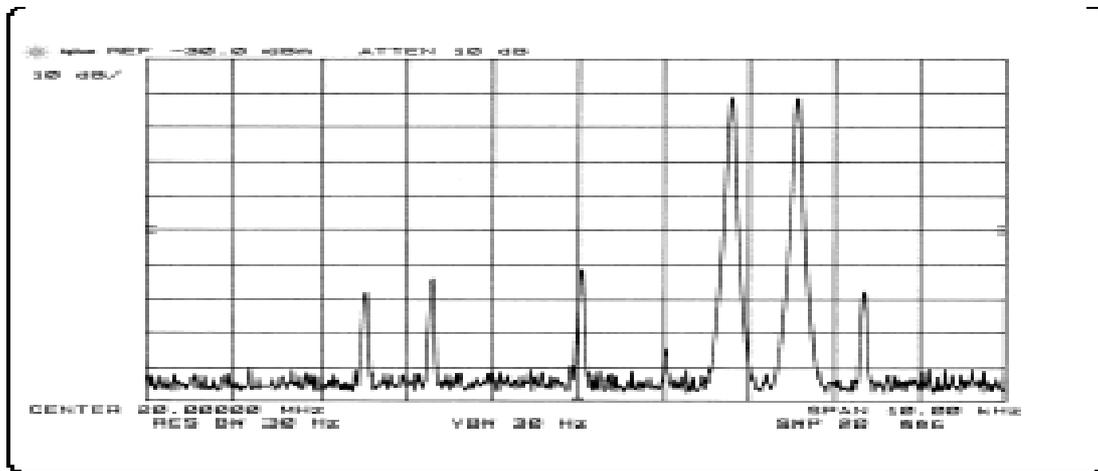


图4 单边带调制发射机双音测试

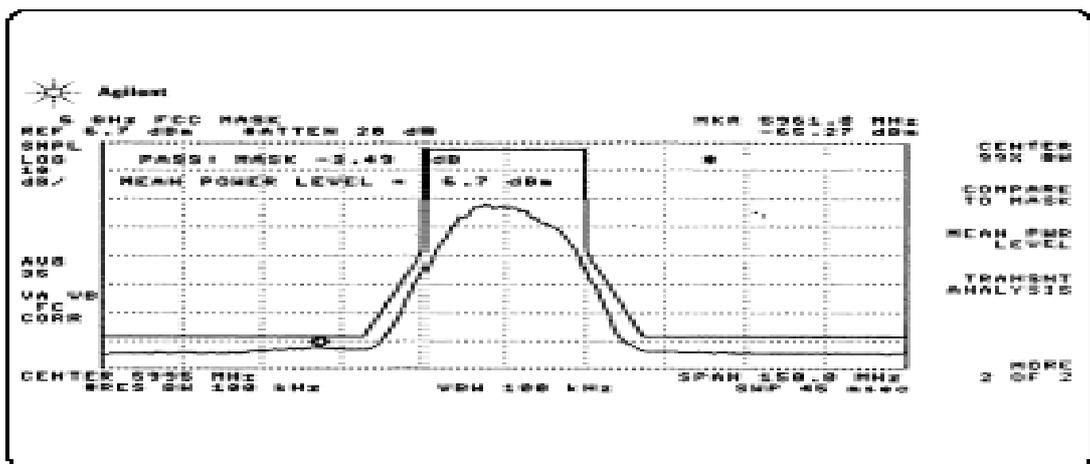


图5 占用带宽测试

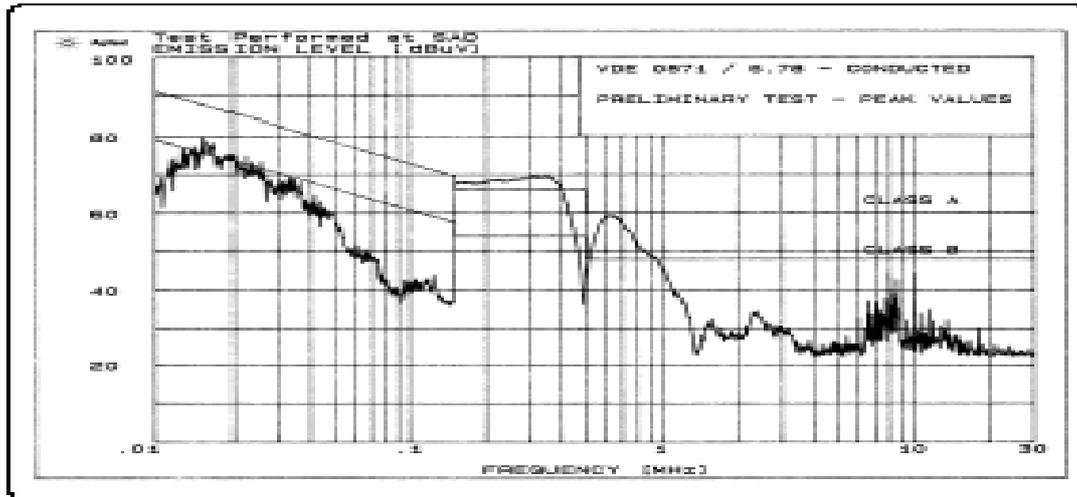


图6 EMI 测试中的“传到辐射—VDE”图

## 第二章 超外差式频谱分析仪

### 超外差式频谱分析仪

本文将集中讨论超外差式频谱分析仪。除了超外差式之外，还有其它几种类型的频谱仪。在非超外差式频谱仪中可能最重要的要数数字式频谱仪，它将时域中的信号数字化，然后进行快速傅立叶变换（FFT），将信号显示在频域上。FFT方式的优势是它处理“单发现象”（single-shot phenomena）的能力，另外就是相位和幅度可以测试。然而，以目前的技术现实，采用FFT方式的频谱仪与超外差式频谱分析仪相比也有一些缺点，特别是频率范围，灵敏度，动态范围等。

图7是一个非常简单的频谱仪原理框图。“外差”的意思是MIX，也就是频谱搬移；“超”是SUPER，指的是SUPER-AUDIO（超音频），或者说音频范围以上的频率。如图7所示的原理框图中，我们看到，一个信号通过低通滤波器（稍后会看到为什么低通滤波器要放在这里）进入混频器，与一个来自本地振荡器（LO）的信号进行混频。由于混频器是非线性器件，它的输出中除了包含有两个输入信号外，还包含有它们的谐波分量、两个输入信号频率相加和相减所得的信号以及它们的谐波分量。如果有任何混频后输出的信号的频率落在中频滤波器的带通范围内，那么该信号将通过中频滤波器以及后续处理（比如放大、取对数），经过包络检波器的调整，数字化（目前大部分频谱仪都有这步），最后作用在阴极射线管CRT的垂直平面上，在显示器上产生垂直偏转。一个锯齿波发生器（扫描发生器，SWEEP GENERATOR）是偏转CRT电子束，使之水平地从屏幕的左边扫描到右边。扫描发生器同时也控制本振LO，以便频率变化与锯齿波电压成正比。

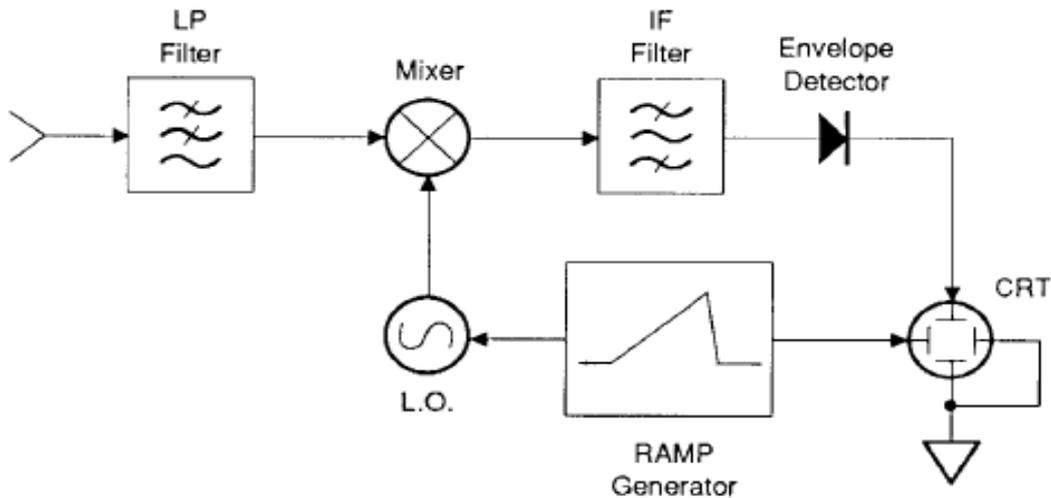


图7 超外差式频谱分析仪原理框图

如果大家熟悉超外差式调幅收音机，会发现它与图7的频谱仪原理非常相似。区别是频谱仪的输出设备是CRT显示器而不是扬声器，本振的扫描控制是电子式的而不是单纯通过一个旋转按钮进行调整。

频谱仪的输出是以X-Y形式在CRT屏幕上显示的。我们看一下可以从中看到些什么。显示器屏幕是栅格状的，水平方向分为10个主等分，垂直方向一般分为8或10个主等分。水平轴的刻度是频率，从左到右线性增大。设置频率通常要做两个步骤。首先是利用中心频率控制按键，调整中心频率使之到网格图的中心线，然后是利用频率范围控制按键，调整跨越10个网格的频率范围（SPAN）。这些操作是独立的，因此当我们改变中心频率的时候，我们不改变频率宽度SPAN。一些频谱仪允许我们设置起点频率和终点频率，作为设置中心频率和SPAN之外的另一种选择。无论是哪种情况，我们都可以确定信号的绝对频率以及两个信号之间的差别。

垂直轴的刻度是幅度，一般所有的频谱仪都提供两种显示方式供选择，一种是刻度为伏特（V）的线性刻度形式，另一种是刻度为dB的对数刻度形式。（一些频谱仪还提供一种刻度为功率的线性形式。）对数刻度形式比线性形式使用更多，这是因为对数形式具有更大的使用范围。对数形式允许信号比高于70到100dB（相当于电压比3100到100000，功率比10000000到10000000000）还能同时显示出来。另一方面，线性形式适合于相差不超过20到30dB（电压比10到30）的信号。不管是哪种情况，我们通过校准技术（calibration technique），给网格图的最上面那条水平线（也就是参考电平）定一个绝对值，并以此为基准，利用缩放比例/每格来依次分配确定其它位置网格线的值。因此，我们可以测量信号的绝对值或两个信号的幅度差别。

在老式的频谱仪里，参考电平的单位只有对数方式。标准的设置单位通常是dBm。只有当特殊要求的时候才把单位设为dBmV或者dBuV。线性刻度的单位一般是伏特。现在的频谱仪有内置的微处理器，不管是对数刻度模式还是线性刻度模式下都允许我们选择任何的幅度单位（dBm，dBmV，dBuV，伏特）。

不管是频率还是幅度的刻度标准，都要么显示在频谱仪前面板的物理开关设置上，或者是通过微处理器的控制以注解的形式显示在屏幕上。图8所示是一台典型的微处理器控制频谱分析仪的屏幕显示。

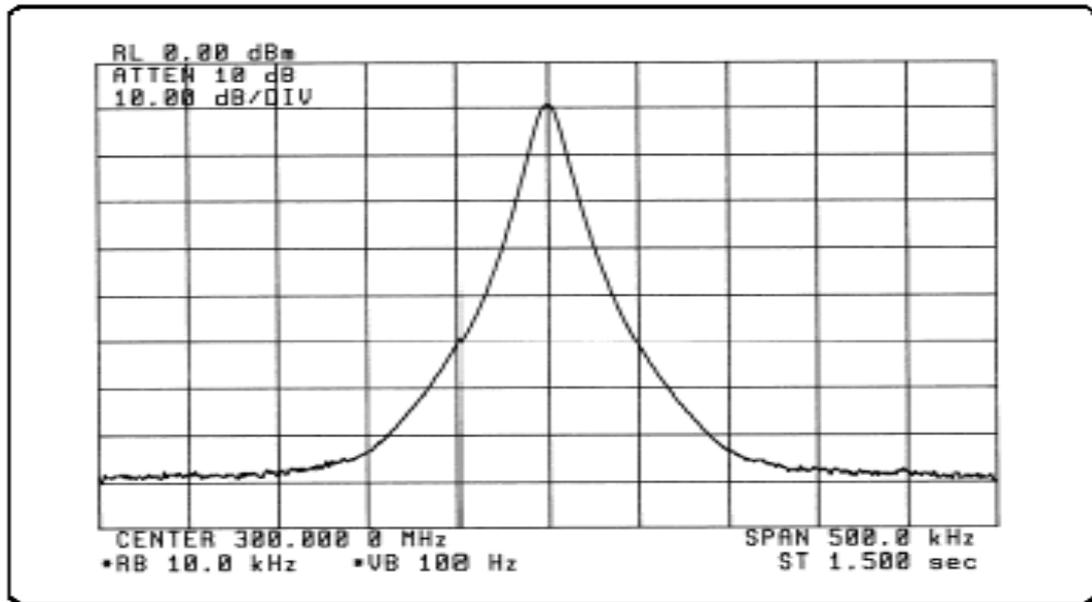


图 8 典型频谱仪的屏幕显示，上有各种设置

关于频谱仪的设置、操作和使用不是本文关注的内容。下面继续回到图 7，讨论频谱仪的原理。

### 调谐方程

图 7 所示的频谱仪依靠什么频率进行调谐的？调谐方程是下面这几个频率信号的函数：包括中频滤波器的中心频率，本振 LO 的频率范围，以及外部那些可以通过低通滤波器进入混频器的频率。在从混频器出来的信号中，有两个信号的强度最强，而且也是最值得关注的，那就是输入信号与本振 LO 分别相加和相减所得到的两个信号。如果我们能恰当地安排中频滤波器的中心频率，使得这两个混频信号中的一个落在 IF 滤波器的中心频段内，那么该信号通过 IF 滤波器，放大，检波，再滤波，等等处理后，会在显示器上产生一个垂直的偏转。

如何选择本振 LO 以及滤波器中频频率 IF，使得频谱仪的频率范围满足设计要求？假设我们频谱仪的调谐范围是 0~2.9GHZ。如何选择中频频率？先假定中频频率 IF 选择 1GHZ。由于 IF 在调谐频率范围内，所以可能有一个输入测试信号的频率也是 1GHZ。而混频器的输出中也包含输入信号，所以这个 1GHZ 的输入信号就作为一个常量一直都可以通过 IF 滤波器，不管本振 LO 扫描到什么频率，这个信号都可以一路畅通无阻地穿过系统，在显示器上产生一个固定不变的垂直偏转。结果是有某个频段的信号是我们无法进行测量的，因为显示器的电子束偏转独立于本振 LO 的扫描。

所以应该选择一个高于频谱仪测量范围内最高频率的频率作为滤波器的 IF。惠普（安捷伦）的频谱仪里调谐最高频率为 2.9GHZ 的，一般选择 3.6G 或者 3.9G 作为 IF。现在，如果我们要调谐的范围是从 0HZ（实际上应该是大于 0 的某个低频例如 100K，因为在这种形式的频谱仪中无法看到一个频率为 0HZ 的信号）到 2.9GHZ，本振 LO 应该从哪个频率开始扫描（也就是 LO 的最低频率）？假设本振 LO 从 IF 开始扫描（LO-IF=0），一直扫描到 LO 比 IF 大 2.9GHZ（LO-IF=2.9GHZ），就可以覆盖混频器输出中的（LO-IF）这个差值频率信号。这样，就产生了调谐方程：

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

其中， $f_{sig}$  是信号频率， $f_{LO}$  是本振频率， $f_{IF}$  是中频频率。

如果要确定本振频率 LO，以便能分别调谐低、中、高频率，例如，1KHZ, 1.5GHZ, 2.9GHZ, 可以由调谐方程通过变换一下得到：

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

代入信号频率和中频频率，即可得到本振频率：

$$\begin{aligned} f_{LO} &= 1 \text{ kHz} + 3.6 \text{ GHz} = 3.600001 \text{ GHz}, \\ f_{LO} &= 1.5 \text{ GHz} + 3.6 \text{ GHz} = 5.1 \text{ GHz}, \text{ and} \\ f_{LO} &= 2.9 \text{ GHz} + 3.6 \text{ GHz} = 6.5 \text{ GHz}. \end{aligned}$$

图 9 说明了频谱仪的调谐。 $f_{LO}$  没有高到使  $f_{LO} - f_{IF}$  落在 IF 滤波器的范围内，所以在显示器上没什么反应。只有扫描发生器继续向高频段扫描，使  $f_{LO} - f_{IF}$  落在 IF 滤波器的范围内，才可以在显示器上看到测量信号的频谱波形。

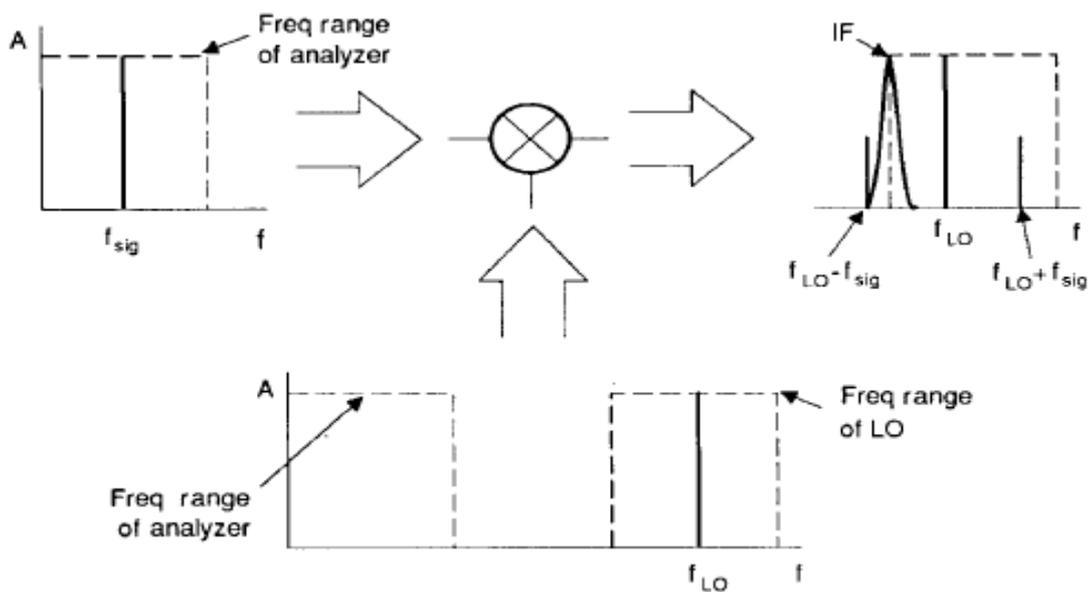


图 9 本振必须扫描到等于 信号+中频 频率之和才能在显示器上看到波形

由于扫描发生器同时控制本振 LO 和显示器水平方向上的扫描轨迹，因此输入信号频率与显示器的水平轴就对应起来。也就是说，理想状态下，显示器的水平轴最左边为 0HZ（对应于本振频率=中频频率， $LO-IF=0$ ），随着 LO 的向更高频扫描，看到输入信号（对应于  $SIG=LO-IF$ ）并逐渐变高）。

调谐并不是只有上面的情况。当输入信号的频率是 8.2GHZ 的时候会发生什么？当本振 LO 从 3.6G 扫描到 6.5G 的时候，中间有一个 4.6G 的频点，从而我们得到一个符合调谐方程的信号使得显示器产生垂直偏转，也就是

$$SIG = LO + IF \text{ 即 } 8.2G = 4.6G + 3.6G$$

上式表明，图 7 所示结构的频谱仪也由可能可以同时调谐 7.2G 到 10.1G 的输入信号。但是这是当我们也允许这个频段的信号进入系统的时候才会有这种可能。图 7 中最前端的低通滤波器的任务就是阻止这些高频段的信号进入混频器。同时我们也要阻止 3.6G（中频频率）的外部输入信号。所以低通滤波器对 3.6G 信号的衰减必须做到与 7.2G~10.1G 差不多。

总之，对一个单边带频谱分析仪来说，中频频率应选择高于调谐范围内最高频率，使本振 LO 从 IF 开始扫描，直到最高频率为 IF 与最高调谐频率之和，并在混频器前端放置低通滤波器。

为了区别间隔非常小的信号（后面提到的“分辨率”），一些频谱仪的中频带宽窄到 1KHZ；有的是 100HZ；甚至有的 10HZ。这么狭窄的中频带宽很难完全使中频中心频率精确到 3.6GHZ。所以必须增加更多的中频级数，典型的有 2~4 级，将频率从第一中频下混频到末级中频。图 10 所示为安捷伦 71100 频谱仪的中频级数链。71100 的完整调谐方程是

$$f_{sig} = f_{LO1} - (f_{LO2} + f_{LO3} + f_{LO4} + f_{final IF})$$

其中

$$\begin{aligned} & f_{LO2} + f_{LO3} + f_{LO4} + f_{final IF} \\ &= 3.3G + 300M + 18.4M + 3M \\ &= 3.6214G \\ &= \text{第一中频} \end{aligned}$$

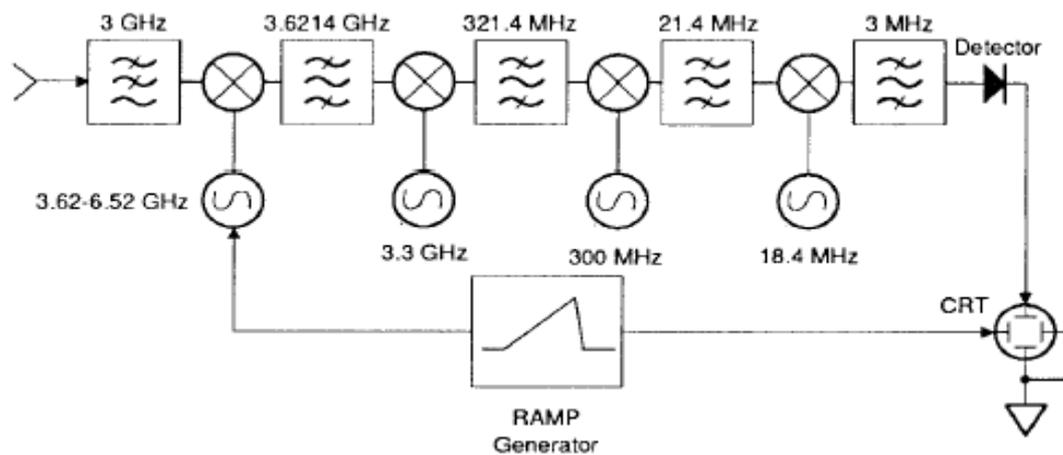


图 10 大多数频谱仪采用 2~4 级中频

虽然图中只显示出了无源的滤波器，但是在实际中在各级窄带中频滤波器中还有放大器，在最末级中频中还有对数运算放大器，在检波之后还会有视频带宽滤波器（检波之前的各级中频滤波器叫做分辨率带宽滤波器，检波之后的滤波器叫做视频带宽滤波器，分别控制分辨率带宽 RBW 和视频带宽 VBW）。

大多数频谱分析仪允许本振 LO 的频率尽量低，甚至低于第一中频。因为在混频器的 LO 和 IF 端口之间的隔离度不可能是无穷大的，所以本振信号会出现在混频器的输出端，当 LO 等于 IF 的时候，LO 信号穿过系统出现在显示器上并产生响应，这个响应称为本振馈通（LO FEED THROUGH）。本振馈通实际上可以作为一个 0-HZ 的频标。

一个有趣的事实是，本振馈通标记 0HZ 在某种情况下可以提高频谱仪的精确度。当我们使用一个没有非综合本振的频谱仪时，频率不确定性（频偏）可能在 ±5MHZ 甚至更大，这时在低频的情况下，调谐不确定性（偏差）可能会有 100%。然而如果采用本振馈通作为 0HZ 并适当调整频宽 SPAN 使之与本振馈通可以比拟（比较接近），可以相当大地改善低频情况下的精确度。例如，假设频谱仪调谐偏差为 5MHZ，SPAN 精确度 3%，调谐一个 10KHZ 的信号，如果只依靠调谐精确度，可能要在 -4.99MHZ~5.01MHZ 范围内的任何地方去找调谐信号。另一方面，如果把 SPAN 设为 20KHZ，将本振馈通调整作为显示器最左边的 0HZ 频标，10KHZ 信号定会出现在显示器中心 ±0.15 格之内，不管中心频率是多少。

## 分辨率

### 模拟滤波器

频率分辨率，就是频谱仪将两个输入正弦波信号在频域上截然区别开来的能力。但是为什么当只有一个频率的信号有能量的时候（不是几个），也会有分辨率问题呢？看起来两个信号，不管在频率上多么接近，应该在屏幕上显示两条线。但是更进一步分析超外差式接收机会发现，为什么即使是一个频率的信号，在屏幕上也会占一定的宽度。混频器的输出项包含有输入信号和本振 LO 的相加和相减项。带通滤波器决定了中频频率，这个滤波器选择需要混频器输出项，摒弃其余所有的信号。由于频谱仪输入信号是固定的，本振 LO 是不停扫描变化的，因此混频器输出项也是随着扫描变化的。当混频器输出项扫描通过中频滤波器的时候，带通滤波器的特性映描在显示器上。看图 11。多级中频滤波器中最窄的滤波器决定了整个带宽，在图 10 的框图中，这个滤波器就是 3MHZ 中频滤波器。

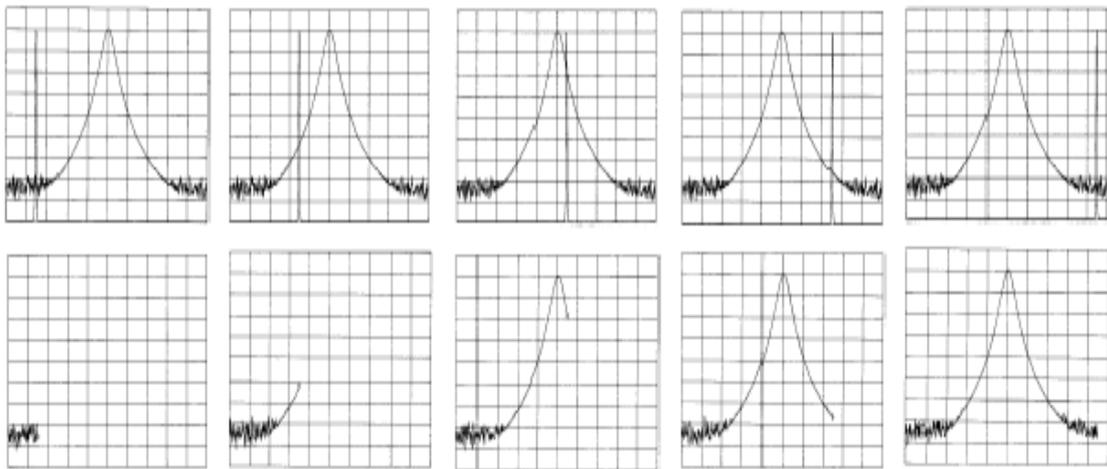


图 11 当混频器输出项扫描通过 IF 滤波器，滤波器外形（带宽）轨迹显示在屏幕上。

因此除非信号相隔距离足够大，它们的轨迹（波形）将重合在一起，看起来像是一个信号。幸运的是，频谱仪具有可选择的中频滤波器，所以一般可以选择足够窄的滤波器去分辨相隔很近的信号。

安捷伦的频谱仪的数据表（DATA SHEET）通过列出可用中频滤波器的 3dB 带宽，来说明频谱仪的分辨能力。这个数字告诉我们，频率相隔多近的两个等幅正弦波信号可以被分辨开来。在这种情况下，在两个信号的峰值之间将会有 3dB 的交叉重合。如图 12 所示。在这两个信号完全重合之前，它们还可以靠的更近，但是对于两个频率接近、等幅的信号的分辩来说，3dB 是最好的准则。

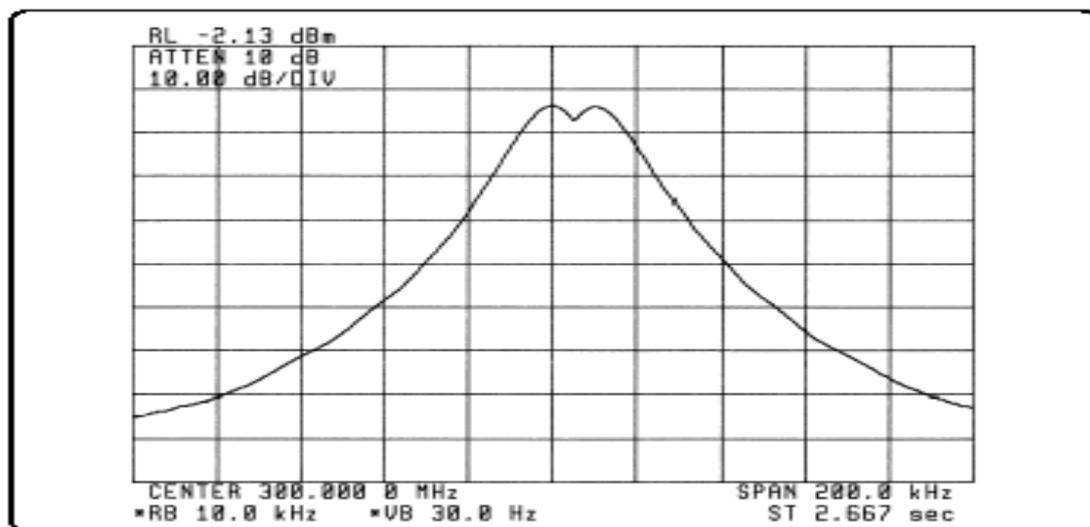


图 12 两个等幅正弦波通过选择 IF 滤波器的 3dB 带宽，可以被分辨出来

更经常的情况是，我们通常遇到的信号是**不等幅**的。这会怎么样呢？其中较弱的信号在较强的信号的外形笼罩下往往消失掉，看不到了。如图 13 所示。因此另外一个分辨率滤波器（中频滤波器）的指标也要同时列出来，那就是**带宽选择性**（BandWidth Selectivity）（或叫做选择性、成形因子、**矩形系数**）。对安捷伦的频谱仪，带宽选择性的定义是：60dB 带宽对 3dB 带宽之比，如图 14 所示。一些频谱仪生产厂家的定义是 60dB 带宽对 6dB 带宽之比。安捷伦频谱仪中的模拟滤波器是同步调谐的，有 4 或 5 级，形状上接近高斯滤波，带宽选择性从老式频谱仪的 25: 1 发展变化到最新的窄带滤波器稳定、高性能频谱仪的 11: 1。

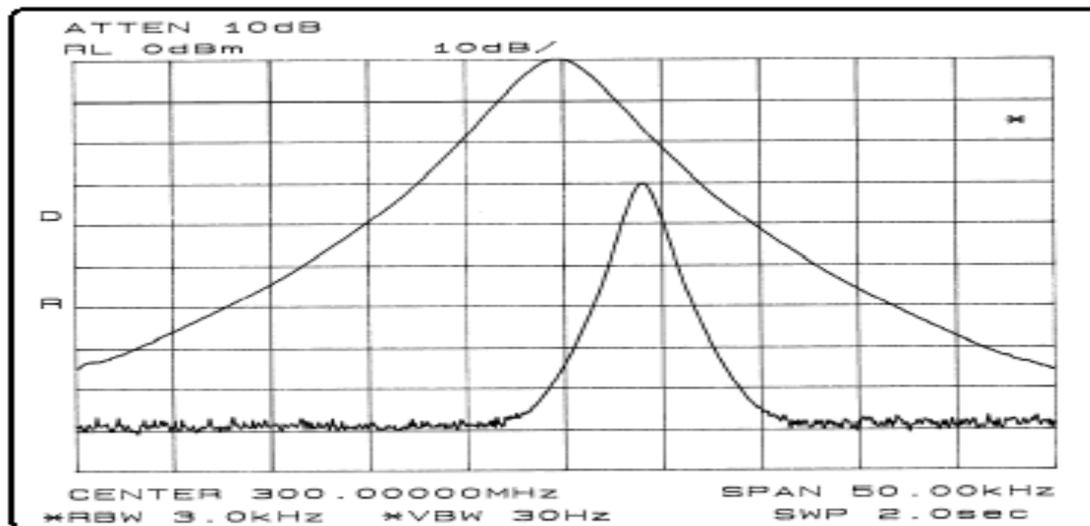


图 13 较弱信号的波形在较强信号的波形笼罩下会消失而无法看到

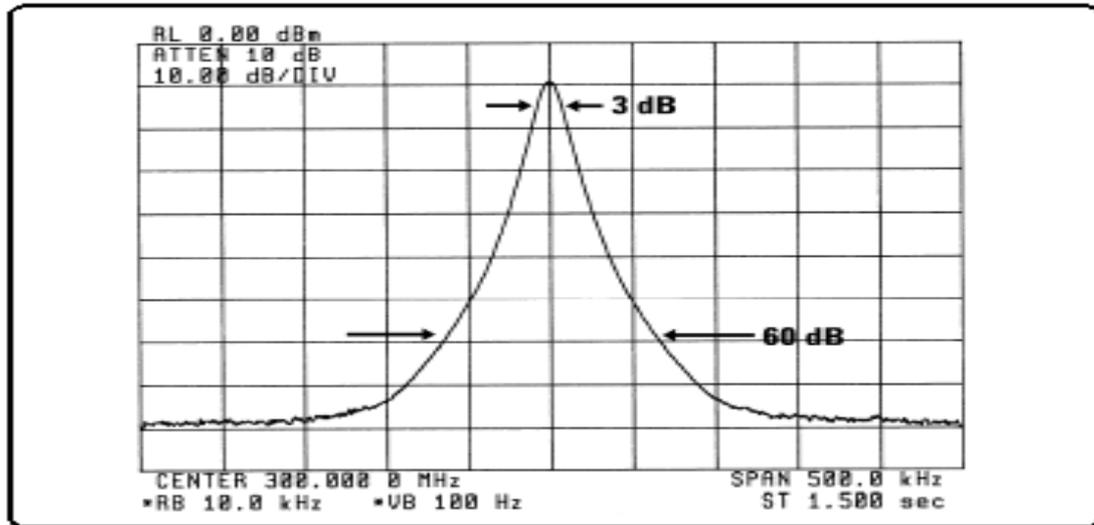


图 14 带宽选择性 60dB BW: 3dB BW, 用于确定对非等幅信号的分辨能力

如果两个信号的频率相差 4KHZ, 强度相差 30dB, 频谱仪的带宽选择性为 11: 1, 那么应该选择什么样的分辨率带宽才能将信号分辨开来? 假设频谱仪工作在最普通的模式: 对数幅度和线性频率刻度。在这个模式下, 可以有把握地设想滤波器的外形在 3dB 点与 60dB 点之间是直的。由于我们关注的是当频谱仪调谐较弱信号的时候对较强信号的抑制, 所以需要考虑的不是整个带宽, 而是从滤波器中心频率到外形之间的频率差。由给定的两个信号频率的间隔去确定这两个信号的强度可以相差多大, 有下面的式子:

$$-3\text{dB} - [(\text{Offset} - \text{BW}_{3\text{dB}}/2) / (\text{BW}_{60\text{dB}}/2 - \text{BW}_{3\text{dB}}/2)] \times \text{Diff}_{60,3\text{dB}}$$

其中,

Offset 是两个信号之间的频率差 (间隔),

$\text{BW}_{3\text{dB}}$  是 3dB 带宽,

$\text{BW}_{60\text{dB}}$  是 60dB 带宽

$\text{Diff}_{60,3\text{dB}}$  是 60dB 与 3dB 之差 (57dB)。

让我们假设中频滤波器 (分辨率滤波器) 的带宽为 3KHZ 来试一下。在 60dB 点处宽度为 33KHZ (因为已经知道滤波器的带宽选择性是 11: 1, 即 60dB 点处: 3dB 点处 = 11: 1 = 33: 3), 但是从滤波器中心频率到外形之间只有大约  $33/2 = 16.5\text{KHZ}$  左右。当两个信号相差 4KHZ 时, 强度可以相差多大才能将两个信号分辨出来呢? 代入上式, 得:

$$-3 - [(4 - 3/2) / (33/2 - 3/2)] \times (60 - 3) = -12.5\text{dB},$$

而我们知道要分析得两个信号强度相差 30dB, 而现在只有 -12.5dB, 所以中频滤波器 3dB 带宽 3KHZ 的情况下, 我们无法看到强度较弱得信号。如果将中频滤波器的 3dB 带宽调整为 1KHZ, 代入上式, 得:

$$-3 - [(4 - 1/2) / (11/2 - 1/2)] \times (60 - 3) = -42.9\text{dB}$$

这时就可以将较弱的信号分辨出来, 可看到它了。如图 15 所示。图 16 是频谱仪 8566B 在几种中频滤波器分辨率带宽下, 典型的 “信号频率差—信号强度差” 图。

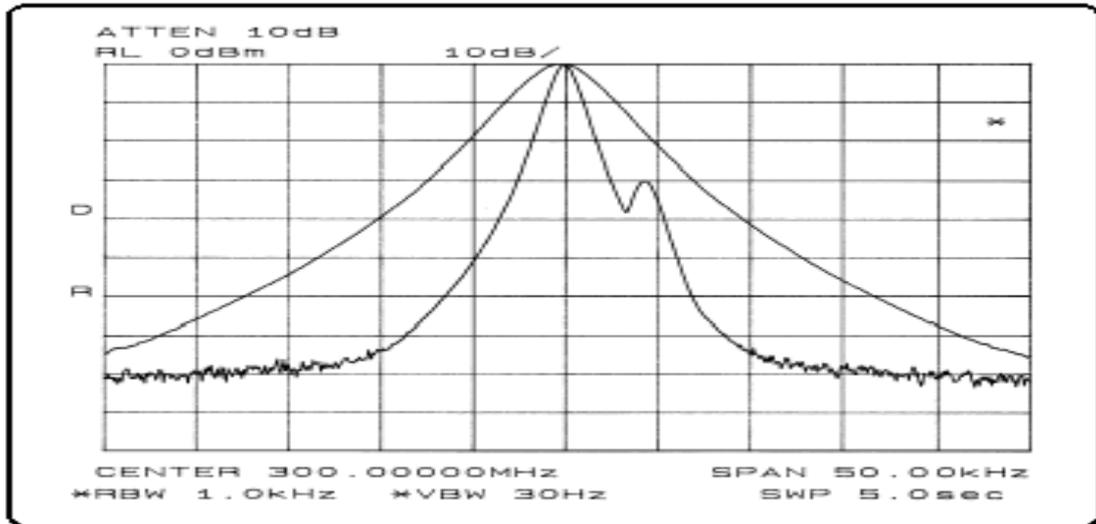


图 15 3KHZ 带宽的中频滤波器不能分辨更小信号，1KHZ 的才行

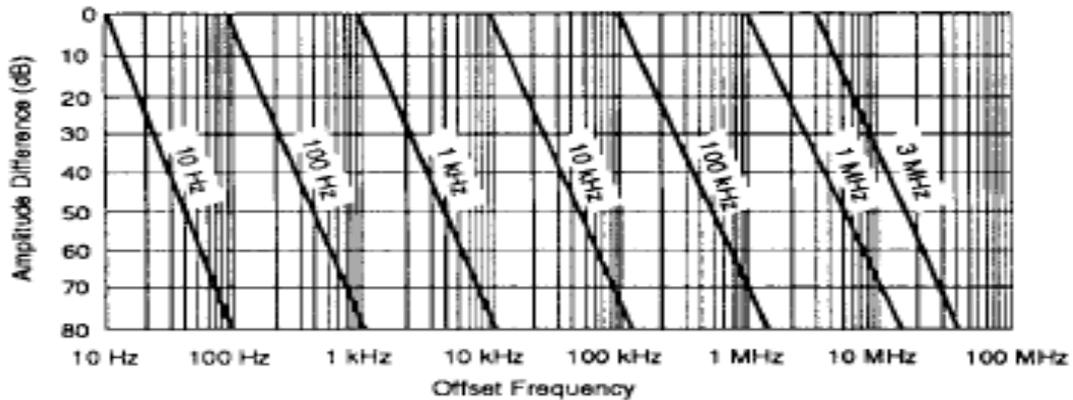


图 16 8566B 的信号频率差—信号强度差 典型图

### 数字滤波器

一些频谱仪，比如安捷伦的 8560 和 ESA-E 系列，利用数字滤波器实现更窄的分辨率带宽滤波器（8560 系列 100HZ 或更低，ESA-E 系列 300HZ 或更低）。如图 17 所示，线性模拟信号下混频到 4.8KHZ，通过一个带宽只有 600HZ 的带通滤波器。然后这个中频信号被放大，以 6.4KHZ 的速率采样保持，最后数字化。

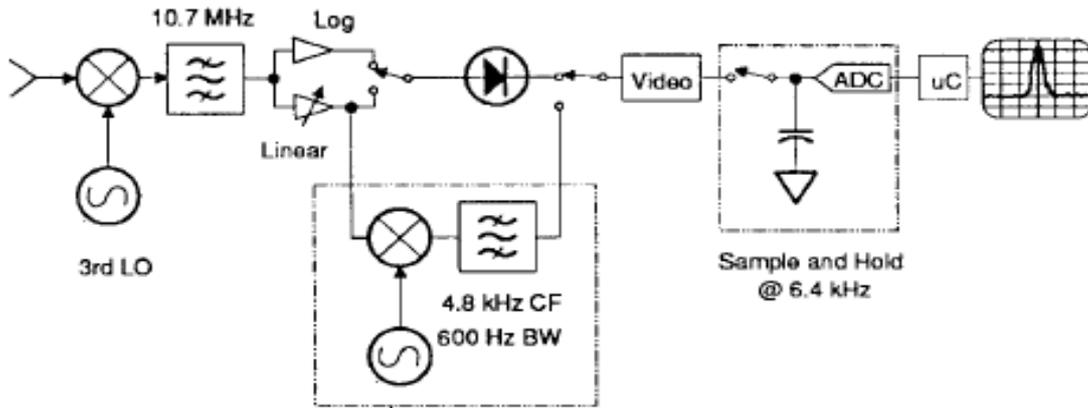


图 17 8560A, 8561B, 8563A 中 10, 30 和 100HZ 分辨率带宽滤波器的数字实现

在数字方式下，信号通过快速傅立叶变换（FFT）算法进行变换。为了适当地变换信号，频谱仪必须是固定调谐的（不是扫描），也就是说，信号必须在时域下进行变换。因而当我们选择一个数字分辨率带宽的时候，8560 频谱仪以 600HZ 为步进，而不是连续地扫描。这种步进式的调谐可以在显示器屏幕上看出来，当数字处理完成的时候，以 600HZ 的增量（步进）更新（UPDATE）。ESA-E 系列频谱仪采用同样的原理，大约以 900HZ 增量更新显示。

频谱仪的数字处理的一个优势是带宽选择性可以达到 5: 1。这个带宽选择性运用在最窄的中频分辨率滤波器上，使得我们可以选择分辨频率更为接近的信号。

### 寄生调频 (Residual FM)

有没有其他因素会影响到频谱仪的分辨率呢？是的，频谱仪的本振稳定性，特别是第一级本振。第一级本振是典型的 YIG 调谐（YIG-Turned）振荡器（调谐在 2~7GHZ 范围内的某处），这类振荡器有 1KHZ 甚至更大的寄生调频。这个不稳定性转移到任何一个从 LO 和输入信号产生的混频器输出项中，使得不可能确定是 LO 还是输入信号才是这不稳定性的来源。

在宽的分辨率带宽时，本振 LO 寄生调频的影响是不可见的。只有当分辨率带宽与寄生调频的峰峰值漂移（peak-peak excursion）接近的时候，才可以显现出来。然后我们在屏幕上会看到一个丑陋粗糙的外形。当分辨率滤波器带宽变得更窄，即使在单频率信号的情况下，也会产生多个波峰点。图 18 说明了这一点。最宽到最窄的波形依次对应 3KHZ,1KHZ 和 100HZ 分辨率带宽的情况。在这种情况下，寄生调频大约为 1KHZ。

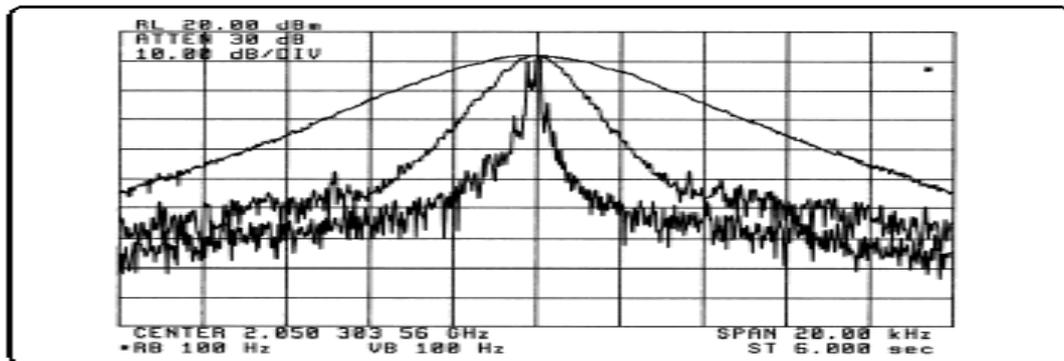


图 18 只有当分辨率带宽小于 RFM 峰峰值时，LO Residual FM 才能看出来

因此，频谱仪的最小分辨率带宽至少部分由本振 LO 不稳定性决定。对没有采取什么措施提高本振 LO 的稳定性的廉价频谱仪，典型的最小分辨率带宽为 1KHZ。对中等性能的频谱仪，第一级本振比较稳定，最小分辨率带宽约在 10HZ。对高性能的频谱仪，采取精心措施提高了所有本振的性能，所以最小分辨率带宽可以达到 1HZ。除了经济型的频谱仪之外，我们看到的任何不稳定性一般是由输入信号产生的。

## 相位噪声

虽然我们无法看到频谱仪本振系统实际的频率抖动情况，但是仍然可以观察到本振频率或相位不稳定性的蛛丝马迹：**相位噪声（也叫做边带噪声）**。没有什么振荡器是绝对稳定的。都在某种程度上被随机噪声调频或调相。正如上面提到的，这个不稳定性转移到任何一个从 LO 和输入信号产生的混频器输出项中，因此，在信号谱线成分远高于系统底噪时，本振 LO 的相位噪声调制边带就出现了，如图 19 所示。相位噪声与信号谱线之间的幅度差是本振稳定性的函数。本振越是稳定，相位噪声越低。这个幅度差也是分辨率带宽的函数。如果将分辨率带宽减少 10 倍，相位噪声的电平也下降 10dB。

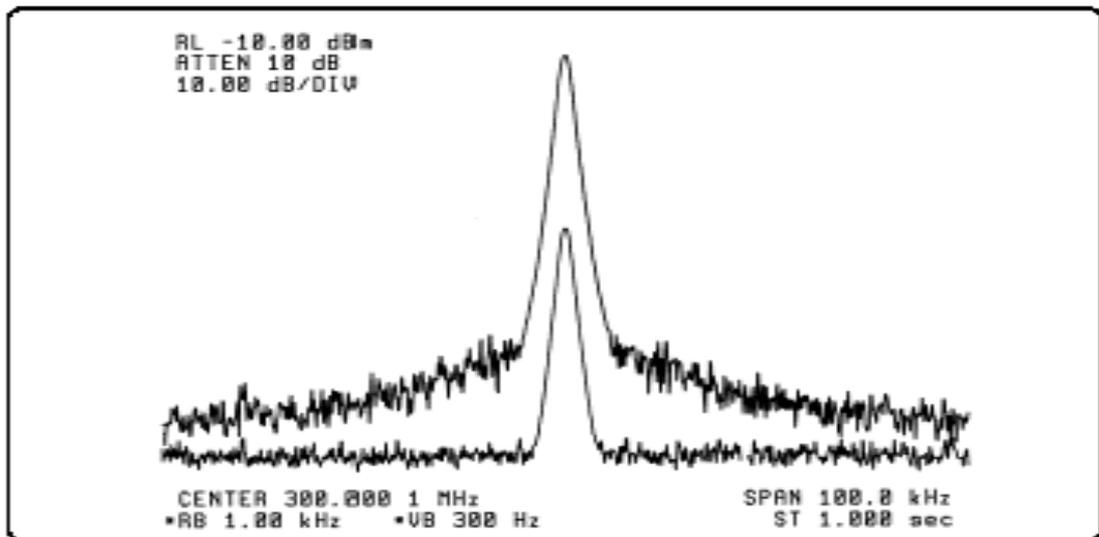


图 19 只有信号强度远大于系统底噪时，相位噪声才显现出来

相位噪声频谱的外形与频谱仪的设计有关。相位噪声定义为相对于载波的比，单位是 dBc 或 dB。有时定义为一个特别的频率偏移；有时给出一个图来显示在一定偏移范围内的相位噪声特性。

通常，我们只能在 2~3 种窄的分辨率滤波器情况下看到频谱仪的固有相位噪声。采用数字滤波器也改变不了这个影响。对更宽的滤波器，相位噪声隐藏在滤波器的外形下，就像先前我们讨论的不等幅信号中强信号覆盖弱信号那样，相位噪声就看不到了。

相位噪声是影响频谱仪对不等幅信号的分辩能力的**最后限制因素**。如图 20 所示，相位噪声可能会覆盖强度较弱的信号。

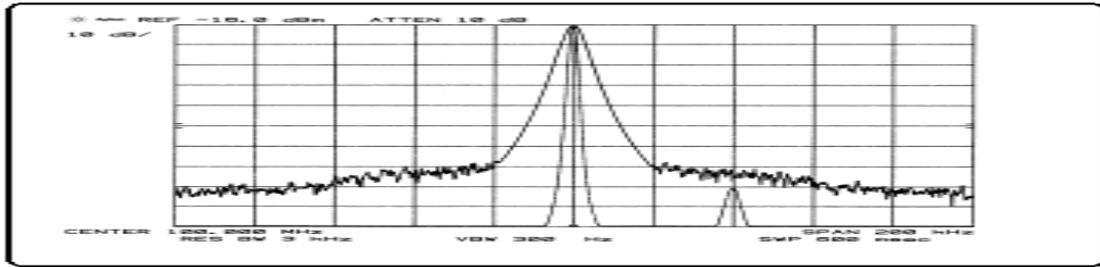


图 20 相位噪声可能阻碍不等幅信号的分辨

## 扫描时间

### 模拟分辨率滤波器

如果分辨率是评判频谱仪的唯一标准的话，人们可以将分辨率滤波器（中频滤波器）的带宽设计得尽可能窄，就完事了。但是，分辨率会影响到扫描时间，而我们十分关注这个扫描时间。扫描时间直接关系到多长时间才能完成一次测量。

之所以与分辨率有关，是因为中频滤波器的带宽是有限的电路，需要一定的时间进行充电、放电。如果混频器输出项被扫描的太快，信号幅度的显示将会有一些下降，如图 21 所示（关于中频响应时间的另一个讨论，看稍后的包络检波部分）。如果我们思考一下混频器输出项在中频滤波器的通频带逗留（扫描）的时间有多长，会发现这个时间直接与 IF 滤波器带宽成正比，与单位时间扫描频率宽度“HZ/每单位时间”成反比，也就是：

$$\text{通频带时间} = (\text{RBW}) / [(\text{SPAN}) / (\text{ST})] = [(\text{RBW}) * (\text{ST})] / (\text{SPAN})$$

其中，RBW 为分辨率带宽，

ST 为扫描时间 SWEEP TIME。

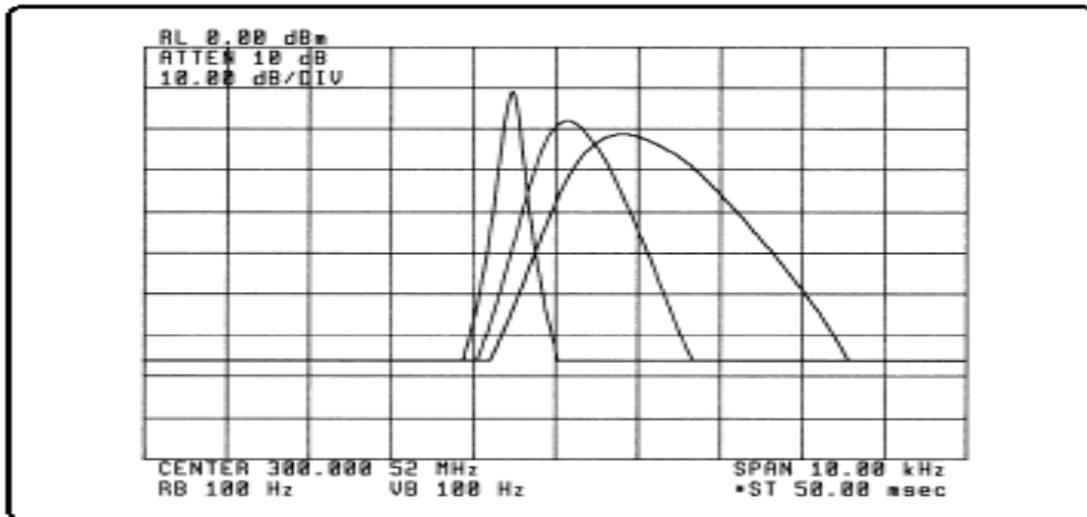


图 21 频谱仪扫描时间太快会引起显示的幅度下降以及显示频率偏移

另一方面，滤波器的上升时间与它的带宽成反比，假设引入一个均衡常量系数 k,得：

$$\text{上升时间} = k / (\text{RBW})$$

把两个时间相等起来，从而求得扫描时间，得：

$$k / (\text{RBW}) = [(\text{RBW}) * (\text{ST})] / (\text{SPAN})$$

$$\text{得到 } ST = k \times (\text{SPAN}) / (\text{RBW})^2$$

对安捷伦频谱仪中的同步调谐、近乎高斯滤波的滤波器，k 的范围是 2~3。对更接近方形的 stagger-tuned 滤波器，k 的范围是 10~15。

上式给我们的最重要的信息是，分辨率带宽的变化会戏剧性地影响扫描时间。一些频谱仪只能以 10 倍为步进调整选择分辨率滤波器带宽，因此为了分辨力更好而选择下一级分辨率带宽，会引起扫描时间增长 100 倍！

那么，在频谱仪中，多少中频滤波器是合适的呢？上面的例子似乎表明，我们必须有足够多的滤波器以便使得步进尽可能小。大多数安捷伦的频谱仪，以 1, 3, 10 的次序提供中频滤波器分辨率带宽，或者大约以“根号 10”为比率的次序，所以分辨率带宽每改变一个步进，扫描时间大约改变 10 倍。某些系列的安捷伦频谱仪以 10% 的比率提高分辨率带宽步进值，得到更折衷的 SPAN，分辨率，扫描时间之间的关系。

大部分现代的频谱仪根据 SPAN 和分辨率设置，自动地设置扫描时间。扫描时间用来调整维持已经校准过的屏幕显示，如果扫描时间太长，超过了最大值要求，频谱仪会指出“显示没有校准”。当然如果需要的话，我们可以越过这个自动设置的最大值，手工地设置扫描时间。

### 数字分辨率滤波器

安捷伦 8560 和 ESA-E 系列频谱仪中使用的数字分辨率滤波器对扫描时间的影响，与刚才我们讨论的模拟分辨率滤波器对扫描时间的影响，是不同的。对安捷伦 8560 系列，这个不同的出现，是由于被分析的信号是在 600HZ 范围内进行处理的。因此，当我们选择 10HZ 的分辨率带宽时，600HZ 的范围内分为 60 个相邻的 10HZ 滤波器，频谱仪同时有效地处理这些数字信号。如果这数字处理是瞬时的，我们预期扫描时间会减少 60 倍。当然实际的扫描时间会稍微小于我们的预期，但是也减少得很多了。

### 包络检波器

典型地，频谱仪利用包络检波器，将中频信号转换到视频。在最简单的情况下，包络检波器由一个二极管后面加上 RC 并联电路组成。如图 22 所示。多级级联的中频滤波器输出，通常是一个正弦波，作用在包络检波器上。包络检波器的时常数使得电容电压在任何时候都等于中频滤波器峰值电压；也就是说，包络检波器可以跟得上中频滤波器输出峰值的最快变化（是峰值而不是输出的瞬时值）。

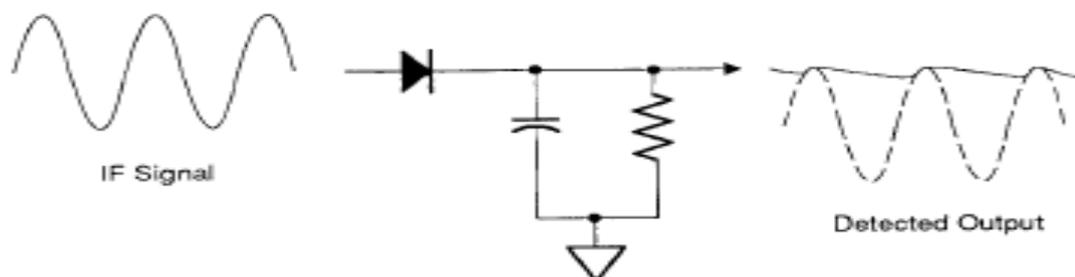


图 22 包络检波器

大多数情况下，我们选择一个足够窄的分辨率带宽，去分辨输入信号中的各个单个频率成分。如果将本振 LO 固定（不扫描），使频谱仪只调谐某个频率的信号，中频滤波器的输出是一个峰值不变的稳定的正弦波，包络检波器的输出将是稳定的 DC 电压，检波器没有

变化量需要跟随。

然而，有时候我们需要将分辨率带宽调节的足够大以便能同时看到两个或更多的频率信号的波形，信号频率间隔比分辨率带宽要窄。假设在通频带内只有两个信号，这时有两个正弦波相互作用，产生一个拍音（beat note），当两个信号之间的相位变化时，中频滤波器输出信号的包络也将跟随变化，如图 23 所示。

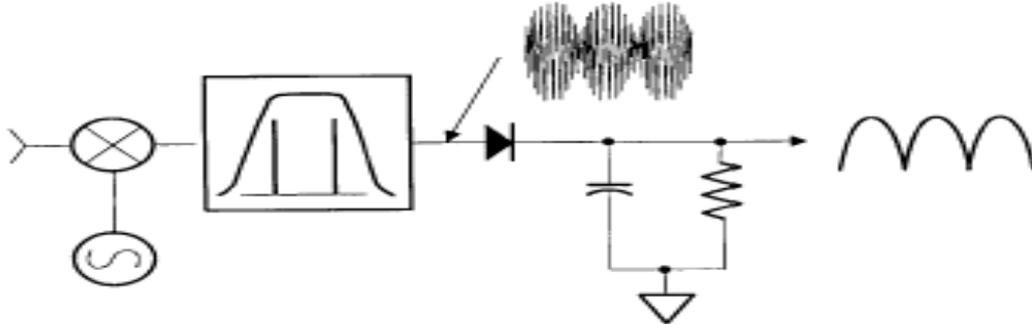


图 23 包络检波器的输出跟随着中频输出信号的峰值变化

所以包络检波器应该跟随着中频输出的峰值变化，而不是瞬时值。这使得频谱仪具有伏特计（电压表）的特性。（比如数字万用表测量交流电，我们在屏幕上看到的是一个固定的数字比如 220V，而不是交流电的瞬时值，一会儿这个数一会儿那个数）

## 平滑显示

### 视频滤波

频谱仪显示信号的同时也显示它们的内部噪声，如图 24 所示。为了减少噪声的影响，

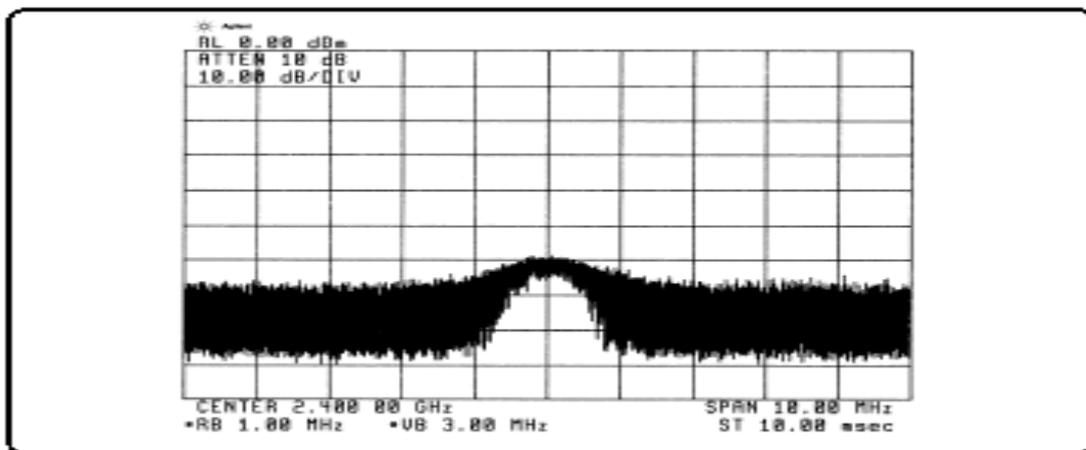


图 24 频谱仪同时显示信号和噪声

我们通常使屏幕显示更平滑，或者是视频平均，如图 25 所示。所有的安捷伦超外差式频谱仪都有一个可变的视频滤波器是用来干这个的。视频滤波器是一个低通滤波器，放在检波器

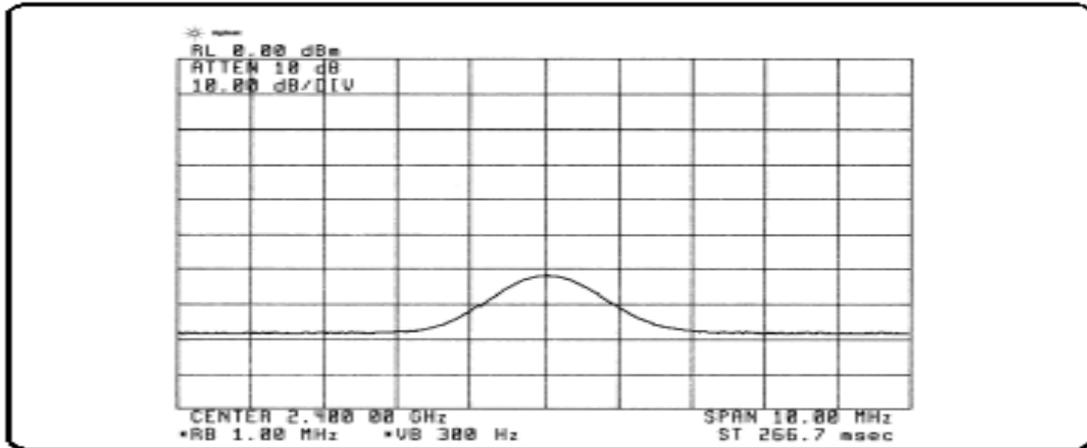


图 25 图 24 所示的信号与噪声在进行完全视频平均后的样子  
 的后面，它来确定驱动显示器垂直方向上电子束偏转系统的视频滤波电路的带宽。当视频滤波器的关断频率（该低通滤波器的带宽）被减少到等于，或者小于中频滤波器（分辨率滤波器）的带宽的时候（也就是视频带宽小于等于分辨率带宽的时候），视频系统就再也不能跟随上通过多级中频滤波器的信号的包络的更快速的变化了。结果是，屏幕显示的信号被平均或平滑。

在测试噪声的时候，这个效果是显而易见的，特别是当选择一个宽的分辨率带宽的时候。当减少视频带宽的时候，噪声的峰峰值变化也被减少。如图 26 所示，减少程度（平均或平滑的程度）是视频带宽与分辨率带宽之比的函数。当比值等于或小于 0.01 时，平滑效果十分好；比值越高，效果就没有那么好。视频滤波器不起作用的情况也有：已经很平滑的信号轨迹——比如说，没有受到噪声影响的正弦波曲线，不会被视频滤波器所影响。

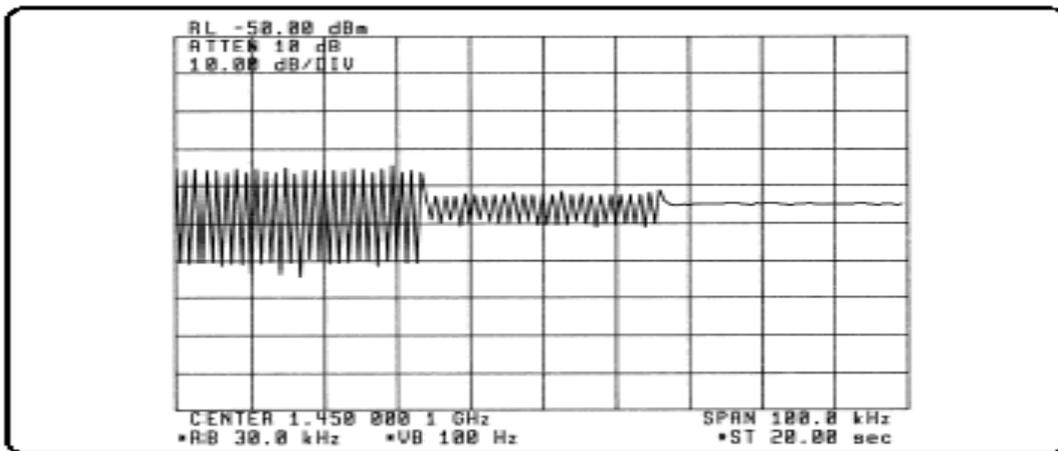


图 26 视频带宽 / 分辨率带宽分别为 3, 1/10, 1/100 时的平滑效果（同一次扫描）

（如果我们使用一个数字显示的频谱仪，设置为“pos peak”模式（是一种显示模式（或者叫做抽样模式）），我们注意到两个现象：改变分辨率带宽，不会使噪声峰峰值波动有多大改变；改变视频带宽，似乎影响到噪声电平。峰峰值波动之所以没有多大改变，是由于频谱仪只显示噪声的峰值；噪声电平似乎随着视频带宽变化而变化，是由于平均（平滑）改变，因此改变了噪声的峰值。如图 27 所示。可以选择抽样检测来得到完整的效果。）

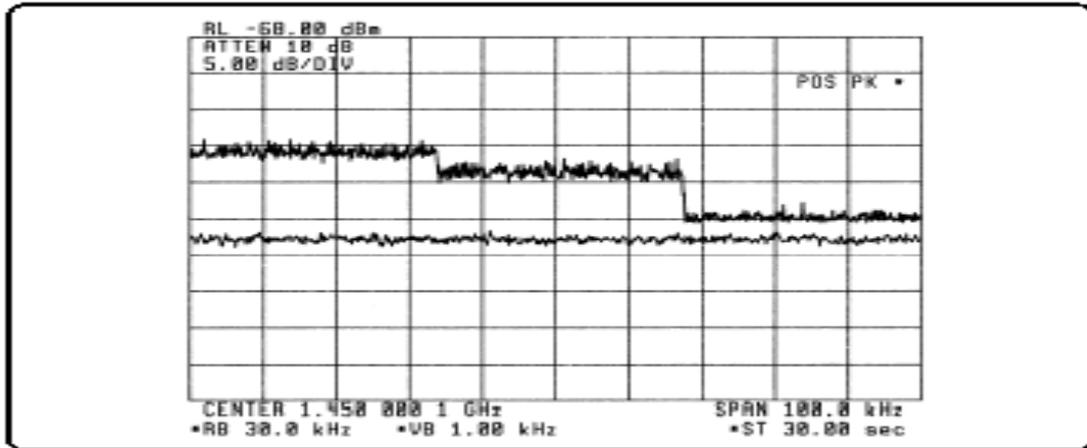


图 27 频谱仪采用 pos peak 模式时，减少 VBW 使得噪声峰值变低，而不是噪声平均变低。图中下面的线显示的时噪声平均

由于视频滤波器有自己的响应时间，所以，当视频带宽等于小于分辨率带宽时，扫描时间方程变为：

$$ST = k (SPAN) / [(RBW) \times (VBW)]$$

然而，只有当信号的值在选定的 SPAN 内变化时，扫描时间才会受到影响。例如，如果用上面的只有噪声的例子做试验，并不需要降低扫描速度，因为噪声的平均值在非常宽的频带范围内是常数。另一方面，如果有一个离散的信号加入，就必须减慢扫描速度，以便允许视频滤波器去响应这个信号通过中频滤波器的电压变化。那些自动设置扫描时间的频谱仪计算视频带宽，同时也计算 SPAN 和分辨率带宽。

### 视频平均

数字显示的频谱仪，通常提供另外一种平滑显示的选择：视频平均。在这种模式下，视频平均是采用逐点计算的原理，通过两次或多次扫描完成的。对每个显示点，新的平均值是本次扫描与上次扫描所得的数值的平均数：

$$A_{avg} = [(n-1) / n] \times A_{prior\ avg} + (1/n) \times A_n$$

- 其中， $A_{avg}$  是新的平均值
- $A_{prior\ avg}$  是上一次扫描所得平均值
- $A_n$  是本次扫描所得平均值
- $N$  是当前扫描的次序

因此，通过逐次扫描，信号显示逐步集中到一个点。与视频滤波一样，当取平均发生之前，我们可以通过设定扫描的次数，选择平均或平滑的程度。图 28 所示为不同扫描次数下的视频平均效果。虽然视频平均不会影响扫描时间，但是到达一定的平均（平滑）程度所需的时间与视频滤波时一样的，因为需要一定的扫描次数（多次扫描也是要花很多时间的）。

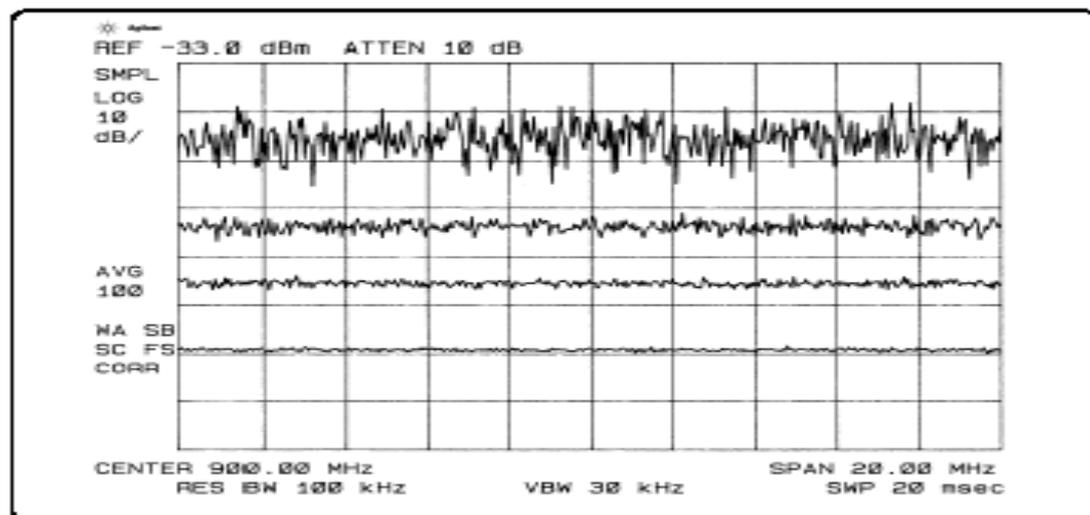


图 28 从上到下，依次为 1，5，20，100 次扫描的视频（数字）平均效果

我们[应该选择哪种视频平滑方式](#)呢？在大多数情况下，这是无所谓的。如果信号是噪声或者非常接近于噪声，无论视频滤波或者视频平均我们会得到相同的结果。

然而，这两者之间有一个明显的区别。视频滤波实时地完成平均，也就是说，当扫描进行时，我们在显示器上看到每个点完整的平均（平滑）效果，每个点只是取平均一次，每次扫描的时间大约是  $1/VBW$ ；另一方面，视频平均，为了达到平均（平滑）程度，需要多次扫描，每个点的平均在整个平均周期内都要发生多次扫描。

因此，对同一个信号进行平均，分别采用这两种平均方式，会得到差别相当大的结果。例如，当采用视频滤波方式时，对一个频谱会随着时间变化的信号，每次不同的扫描会得到不同的平均结果；而如果采用视频平均方式，经过多次扫描，将会得到更接近于真实平均的值。如图 29 所示。

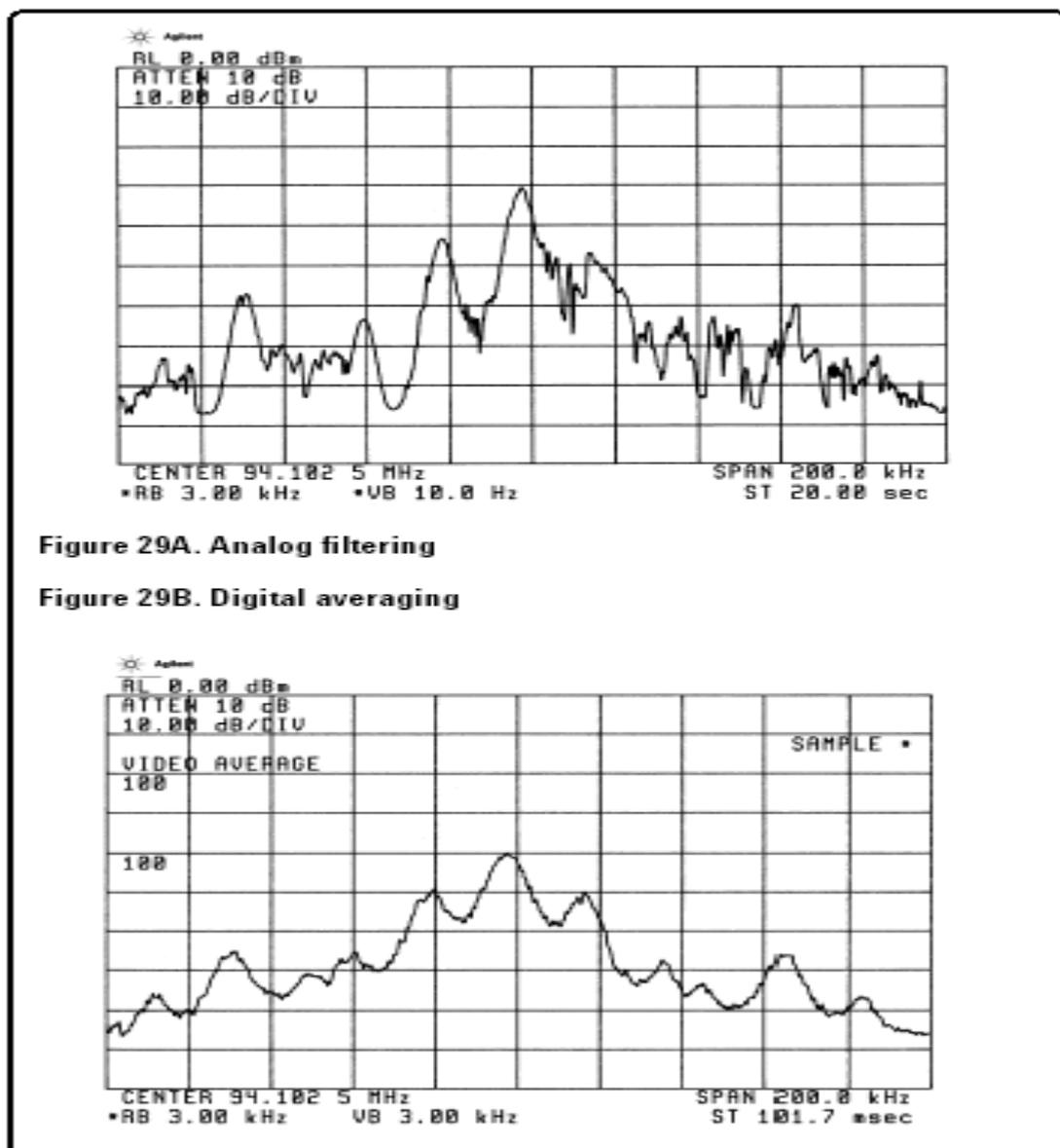


图 29 对一个调频广播信号，视频（模拟）滤波和视频（数字）平均得到不同的结果

## 幅度测量

### CRT 显示

直到 20 世纪 70 年代中期，频谱仪的显示还纯粹是模拟的。也就是说，包络检波器的输出被简单地放大，然后直接作用在 CRT 的垂直平面上。这种运行模式意味着 CRT 上的轨迹连续地显示信号包络，没有信息被丢失。然而，模拟显示有一些缺点。主要的问题是，当选择窄的分辨率带宽时，扫描时间太长。在极端的情况下，显示变成一个在 CRT 上慢慢移动的点，没有真正的轨迹显现。即使是使用像 P7 这样能长时间保持的发光材料(phosphors)，在更长的扫描时间情况下，也无济于事。在那个时代的一个解决办法是延时照相技术。

另一个解决办法是存储式 CRT。这些显象管包含有存贮轨迹的机制，以便于在轨迹黯

淡下去或被淘汰之前，在屏幕上显示一定长度的时间。起初，采用自然二进制存贮。可以选择永久存储，也可以擦除掉重新再来（也就是所谓的二进制，只有两种状态，即两种选择）。惠普（现在的安捷伦）率先采用一种可变保持（存储时间可变、可以选择）的模式，在这种模式下，我们可以调节轨迹显示的黯淡（淘汰）速度。调节得合适的情况下，旧的信号轨迹黯淡消失下去，同时新的信号轨迹对显示器进行更新。这种思想是为了提供没有闪烁、避免轨迹混淆覆盖、连续的显示。在轨迹强度（亮度）和黯淡速度之间的关系恰当平衡的情况下，系统工作得非常好。困难的地方是，每次新的测量状态下，都要重新调整轨迹强度与黯淡速度。

1970 年代，数字电路出现不久，就被迅速运用到频谱仪上。一旦轨迹被数字化，写入内存，就可以被显示器永久而随时地调出来使用。在没有要求亮度要多亮多久可以黯淡下去的自由闪烁速度下，显示器的更新就变得很容易了。存储器中的数据以扫描速度进行更新，由于存储器中的内容在自由闪烁的情况下写到显示器，所以，当频谱仪扫描过选定的 SPAN 的时候，轨迹显示可个跟着更新，就像模拟的情况那样。

### 数字显示

但是数字系统也有自己的难题。什么样的值应该显示出来呢？如图 30 所示，不管在 CRT 屏幕上使用多少个数据采样点（也叫作 cell（单元）或 buchet），每个点必须再现出在某个时间段、某个频段发生了什么。让我们设想图 30 的情况：我们要显示一个单个的连续波（CW）信号，外加噪声。同时，我们有一个模拟系统，我们希望采用数字技术，将该系统的输出尽可能如实地显示出来。

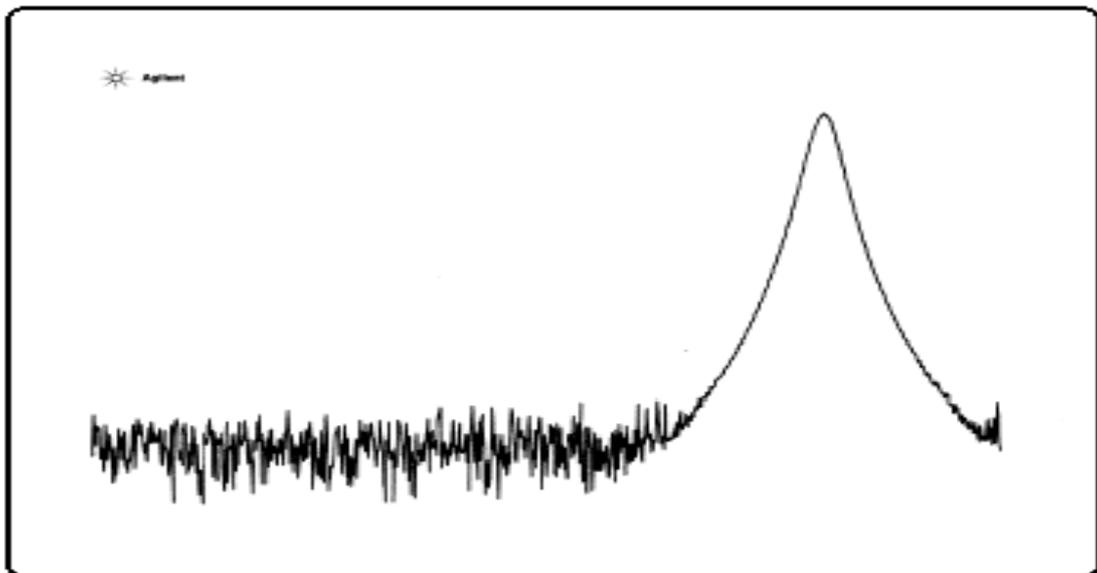


图 30 当数字化一个信号的时候，每个点上应该显示什么样的值？

第一个方法，采用**抽样（采样）方式**，把每个时间间隔末尾的信号的瞬时值数字化。为了使轨迹看起来是连续的，再设计某种算法，将相邻的点连接起来。对图 30 的情形，采用这个方法，将得到一个相当好的波形，如图 31 所示。轨迹上使用的点越多，波形就越符合实际的模拟信号。采样点的数量是有限的，典型的，有 400，600，800，1000 几种。如图 32，点越多，波形越逼真。

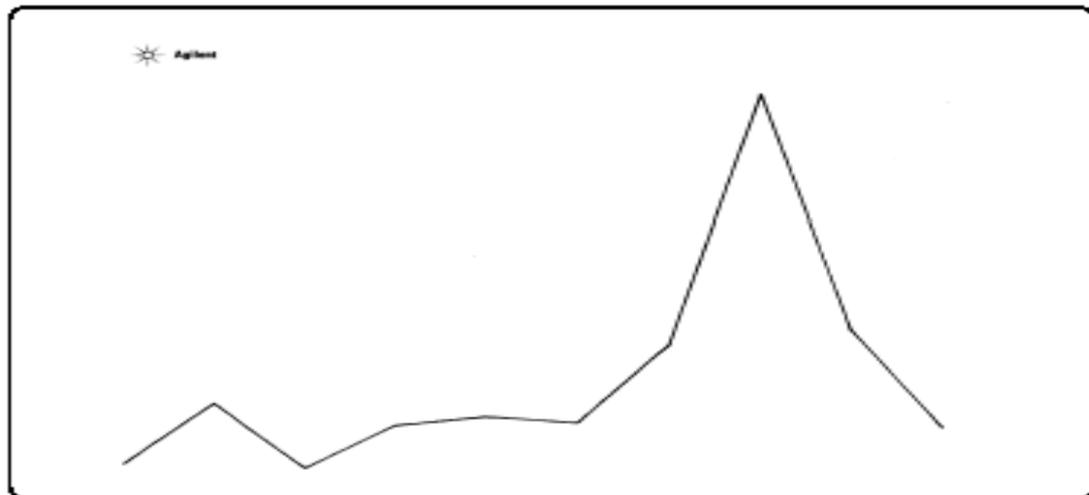


图 31 采用抽样方式，使用 10 个采样点，显示图 30 的信号

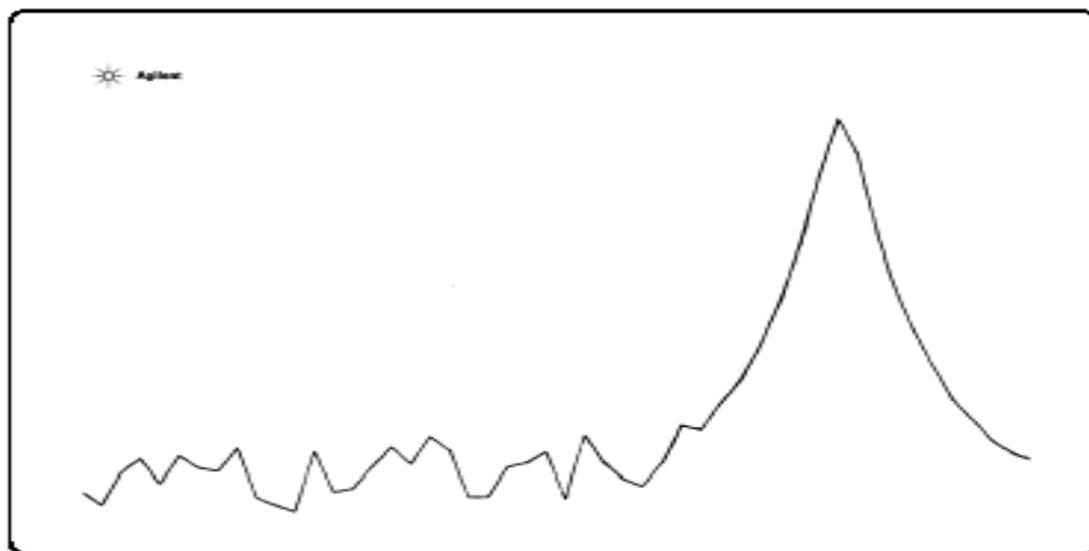


图 32 使用的采样点越多，波形越逼真

虽然抽样方式对显示随机的噪声非常合适，但是，对频谱仪通常的功能——分析正弦信号——来说，它并不是很好的方式。如果我们要在安捷伦 71210 上看一个梳子形状的信号，可能要将 SPAN 设为 0~22GHz，即使有 1000 个采样点，每个采样点也要代表 22MHz 这么宽的频段，远远宽于仪器的最大的 3MHz 分辨率带宽。

因此，当采用抽样方式时，梳子形状信号的梳子顶端的实际幅度值只有在该信号的混频输出项碰巧落在中频滤波器的中心频率的时候，才会真实显示出来。图 33 所示为 SPAN 等于 5GHz，分辨率带宽等于 1MHz 的情况下，对梳波用抽样方式显示的波形；实际的梳波的梳顶的幅度应该是相等的（而现在用这种方式显示出来相差很大，并不相等，也就是误差很大）。图 34 是 SPAN 为 500MHz（比 5GHz 小了 10 倍）情况下，对梳波用抽样方式显示出来的波形与实际的梳波相比较；只有一些点被夸大了（也就是说，与 5GHz 的 SPAN 比起来误差少了，但是还是有错误）。（抽样轨迹看起来往左边偏移了，是因为值是在每个抽样瞬间的开始的时候画的。）

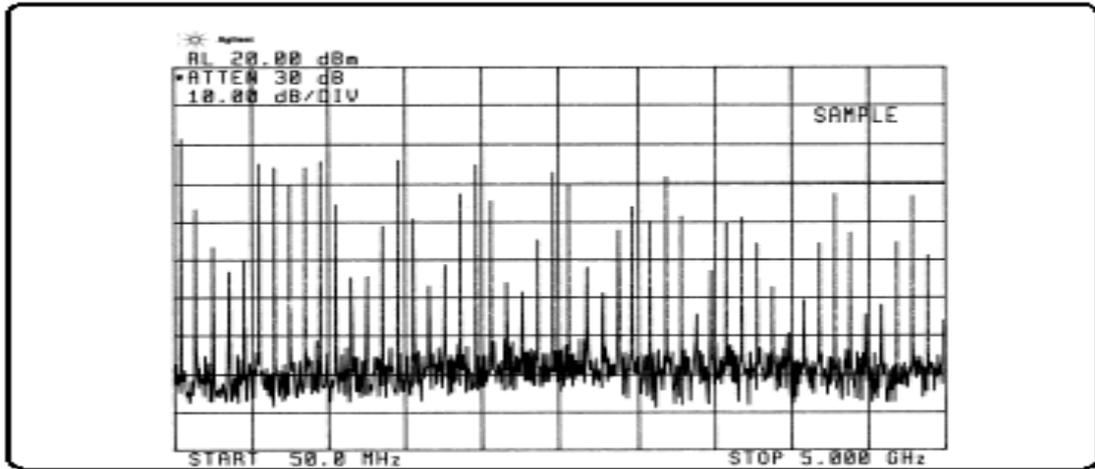


图 33 100MHZ 的梳波在 SPAN 5GHZ 时的抽样显示方式。在这个范围内实际梳波的值应该是相等的（现在看起来不等）

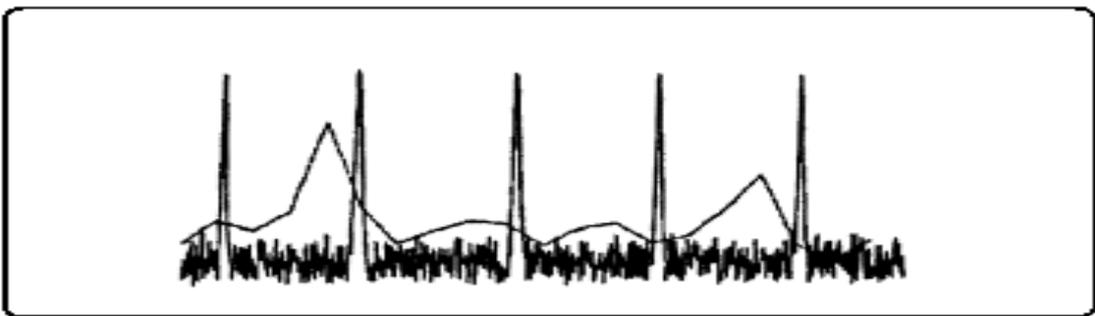


图 34 500MHZSPAN 下，抽样方式显示的梳波与实际梳波的比较。当分辨率带宽比采样间隔狭窄时，抽样方式会得到错误的结果。

确保将所有正弦曲线都包括进来的方法是，显示每个时间间隔内的最大值。这就是**正峰值模式 (positive-peak 模式，或叫做 pos peak 模式)**。这种显示模式如图 35 所示。图 36 将 pos peak 模式与抽样模式进行了比较。Pos peak 模式是大多数频谱仪提供的标准的、或者说是缺省的显示模式。因为它不管分辨率滤波器与 SPAN 多大，都能确保没有正弦曲线被遗漏掉。然而，不像抽样模式，pos peak 模式对随机噪声不能很好的显示出来，因为它捕获的是噪声的波峰。因此，频谱仪将 pos peak 模式作为第一位的显示模式，通常同时也提供抽样模式作为第二选择。

为了给噪声提供比 pos peak 模式更好的视频显示，同时避免像抽样模式那样遗漏信号，一些频谱仪提供了 **Rosenfell 模式**。Rosenfell 不是一个人的名字，而是描述一个测试算法，这个算法是，通过给定的数据点(data point,或 cell)，观察信号在这个 cell 内的上升 (Rose) 和下降 (Fell) 能否正确描绘出这个区间内。在这个区间内信号同时有上升和下降的过程，正如正峰值和负峰值检波器决定的那样，那么这个算法就可以把信号和噪声分类。在那种情况下，奇次数的数据点表示区间内遇到最大值，偶次数数据电表示区间内遇到最小值。图 37 比较了 Rosenfell 模式和抽样模式。

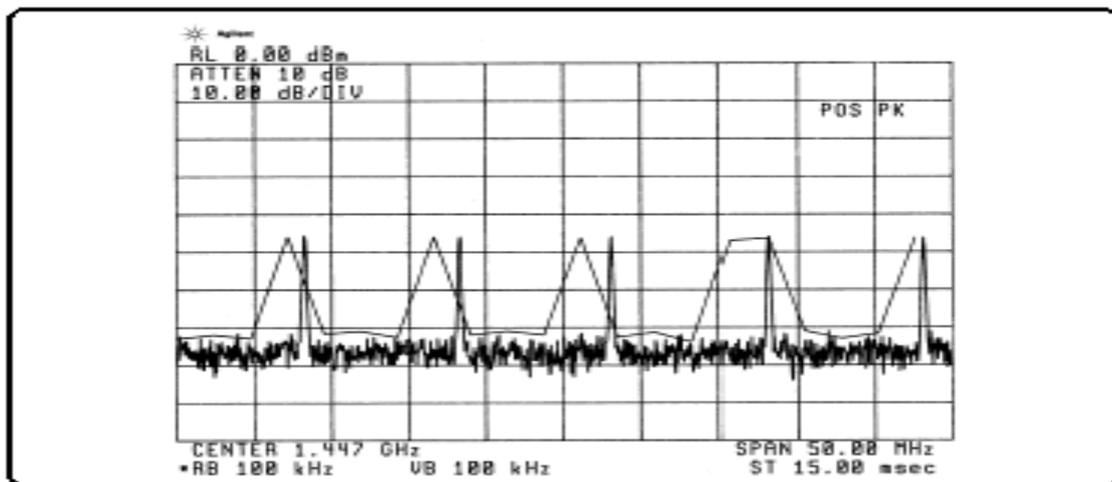


图 35 Pos peak 显示模式与实际梳波的比较

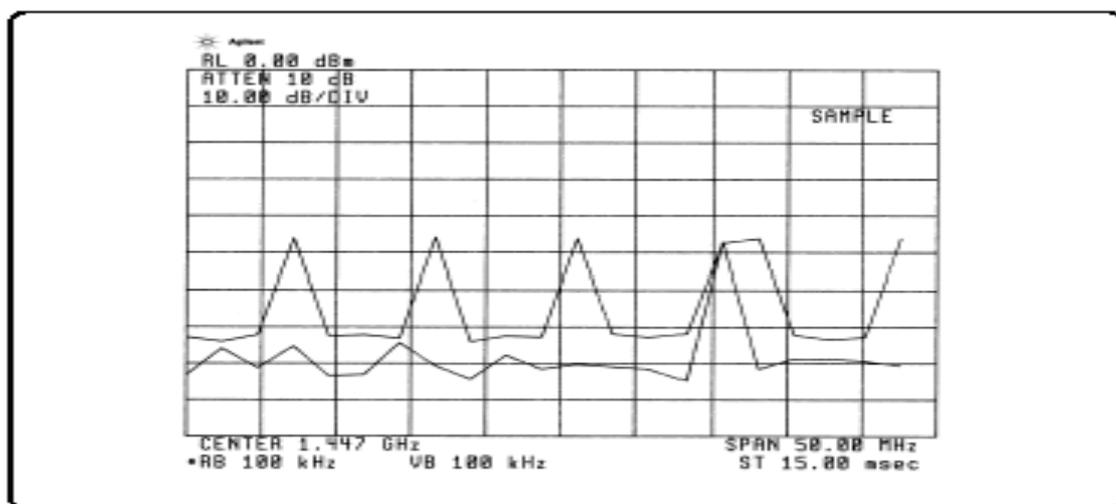


图 36 Pos peak 显示模式与抽样显示模式的比较

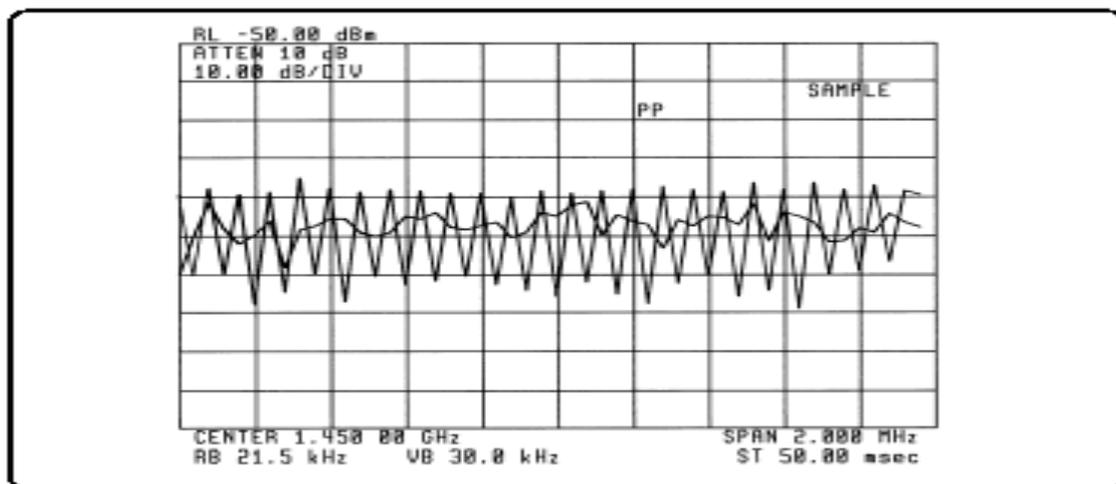


图 37 Rosenfell 显示模式与抽样显示模式的比较

刚才遇到的是噪声，那么在区间内遇到正弦波信号会发生什么呢？我们知道，当一个混频器输出项扫描通过中频滤波器时，显示器上会描绘出滤波器的外形。如果滤波器的外形跨过好些数据点（cell），那么我们会遇到这样的情形，这时，显示的信号在混频器输出项逐

渐逼近 IF 滤波器的中心频率时波形只会上升，在混频器输出项逐渐远离 IF 滤波器的中心频率时波形只会下降。在这两者中的任何一种情况下，正峰值和负峰值检波器感应到幅度只往一个方向变化（而噪声会既有往这个方向变化，也有往那个方向变化），这样，根据 Rosenfell 算法，判断这是有用信号，所以每个区间的最大值被显示出来，如图 38 所示。

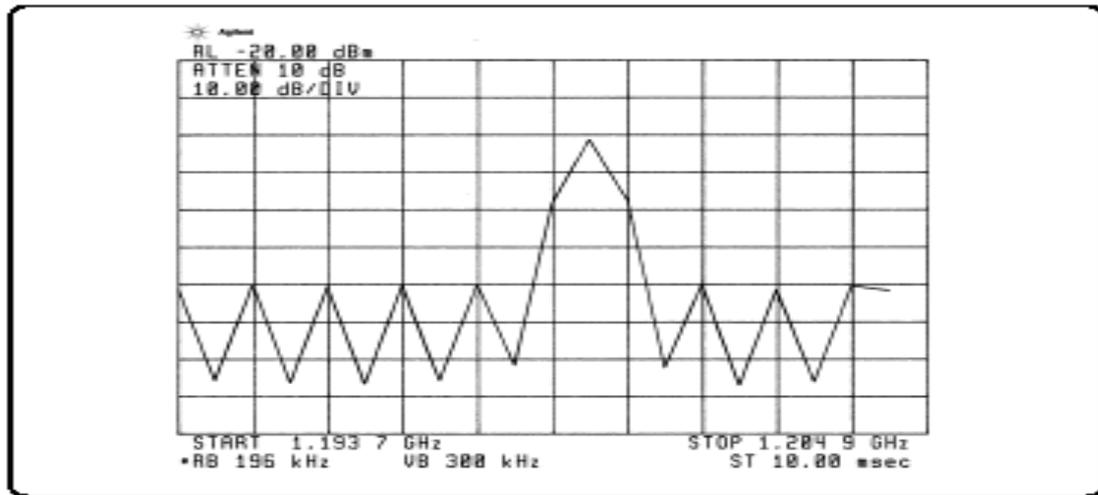


图 38 当检波输出信号只上升或只下降，同时混频器输出项扫描通过中频滤波器，Rosenfell 显示最大值

当分辨率带宽与数据点（cell，单元）带宽接近时会发生什么呢？如果峰值响应除了恰好在数据点区间的最末点没发生，而在区间内其他任何地方发生的话，那么在这个区间内信号将同时有上升和下降的过程。如果这个数据点碰巧是奇次数的，那么就万事大吉了（奇数点表示遇到最大值），在该区间内遇到的最大值会简单的画出来作为下一个数据点。然而，如果数据点是偶次数的，区间内的最小值会被画出来（把最大值判断成最小值了）。根据分辨率带宽与区间带宽之比，最小值与真实的峰值（我们想显示的）相差可能不大也可能很大。在极端的情况下，如果区间宽度比分辨率带宽大得多，最大值与区间内遇到的最小值的差别和信号峰值与噪声相差的一样大。由于根据 Rosenfell 算法在偶次数数据点要调用最小值显示，所以该算法必须采取措施保存显示该区间的最大值。

为了确保不遗漏信号，只有当峰值信号已经使用（显示）在显示器之后，正峰值检波器（pos peak detector）才被复位（reset）。否则，峰值将被携带到下一个区间。因而，当在一个偶次数区间里信号既有上升又有下降、最小值被显示（使用），正峰值检波器不复位。正峰值被携带到下一区间，一个奇次数区间。在这个区间里，只有当信号值超过被携带过来的信号的时候，正峰值才会被更新。这样，显示的值就是被携带过来的值与在新的区间——奇次数区间遇到的值中的大的那个。只有这时正峰值检波器才复位。

这个过程可能会使一个最大值向右边偏移一个数据点（区间），但是这个偏移量与 SPAN 相比只是一点点。图 39 显示了这种情况下的情形。少量的数据点（区间）被夸大（失真）了。

Rosenfell 模式对噪声与离散频率信号的组合的显示比 pos peak 模式要好一些。我们会觉得采用 Rosenfell 模式对噪声更好。然而，因为它只允许最大和最小值显示，Rosenfell 模式并不像抽样模式那样逼真地显示随机噪声。对噪声信号，还是抽样模式好。

把 Rosenfell 模式作为缺省显示模式的安捷伦频谱仪，同时也允许选择其他显示模式——正峰值模式（pos peak），负峰值模式（neg peak），以及抽样模式。

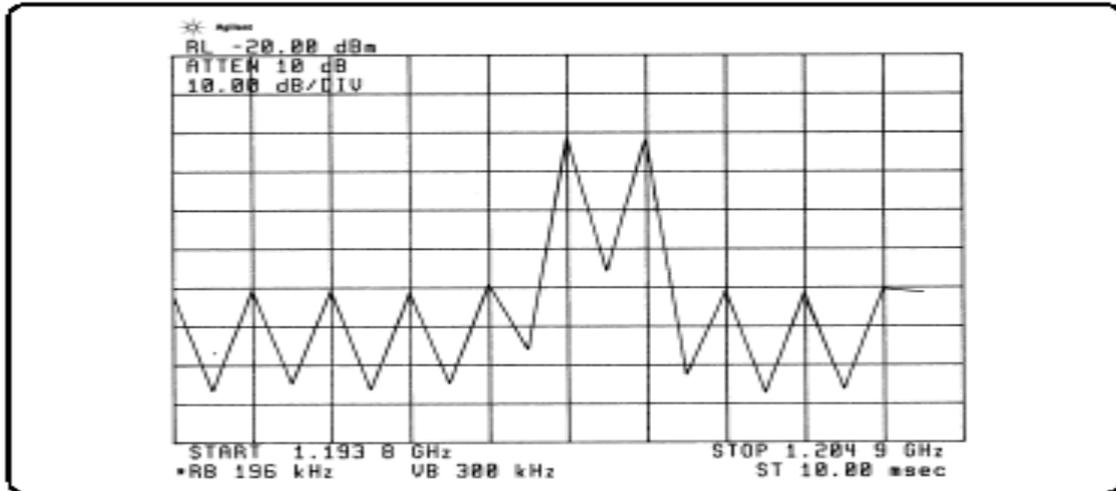


图 39 当信号峰值落在数据点区间时的 Rosenfell 模式显示 (与图 38 比较, 这里峰值失真了)

正如我们看到的, 数字显示在将信号显示到屏幕的过程中, 会有一些失真。然而, 数字显示的正面因素远超过负面因素。我们不仅可以将数字信息存贮起来, 在没有闪烁、轨迹过亮或者黯淡等因素的干扰下容易地更新屏幕, 而且, 一旦数据被存贮起来, 就可以增加一些功能, 比如, 频标, 显示算法, 或把数据输出到计算机进行分析, 或进其他数字信号处理。

## 幅度精确度

现在, 已经将信号显示在屏幕上。让我们来看一下显示的幅度精确度。或者更准确的说, 幅度不确定性。大部分的现代频谱仪, 都采用绝对精确度和相对精确度两个指标作规范。而相对性能对这两者都有影响, 所以我们先看一下有哪些因素会对相对测量不确定性产生影响。

### 相对不确定性

当我们对输入信号进行相对 (相关) 测试 (Relative Measurement) 时, 一般使用信号中的某一部分作为参考 (基准)。例如, 当测量二次谐波的时候, 采用基波作为基准。而其绝对值一般不太关注, 因为我们通常只关心二次谐波与基波在幅度上相差多少。

那么应该关注什么呢? 表 1 列出了一些合理的可能因素。频谱仪的这些因素的变化范围

表 1 幅度不确定性

Relative	±dB
Frequency response	0.5-4
Display fidelity	0.5-2
ΔRF attenuator	0.5-2
ΔIF attenuator/gain	0.1-1
ΔResolution bandwidth	0.1-1
ΔCRT scaling	0.1-1
Absolute	
Calibrator	0.2-1

围是多种多样的。例如，频率响应（Frequency response，上表中的第一项），或者说平坦度，是由频谱仪的频率范围决定的。频率较低的射频频谱仪的平坦度可能在 $\pm 0.5\text{dB}$ 之间，而频率范围高达20G的微波频谱仪，平坦度可能会超过 $\pm 4\text{dB}$ 。显示逼真度（Display fidelity，上表第二项）包括了各种各样的因素。其中有，对数放大器（log amplifier）（对数特性的准确度，检波器（线性程度如何），数字化电路（线性程度如何）。对那些使用数字技术、数字频标的频谱仪来说，CRT本身并不是影响幅度精确度的一个因素，因为频标的数据是从轨迹信息存储器而不是CRT中取出来的。在信号幅度差别小的情况下，显示失真度要好一些，典型的范围是 $\pm 0.1\text{dB}$ ，但是在信号差别较大的时候，也不应该超过表1所示的数值范围。

表1中其余的因素，涉及到在测量时的控制变化。如图40所示，由于射频输入信号衰减器（RF Attenuator）工作在整个频谱仪的工作频率范围，它的步进精度，比如频率响应（平坦度），是频率的函数。低频下，我们期望衰减器衰减非常好；20GHz下，没那么好。而另一方面，中频衰减器（或增益控制器）（IF Attenuator/Gain）应该有更好的精度，因为它只工作在一个频率上。在测量时，我们还可能更改的参数是分辨率带宽（RBW）。不同的滤波器带宽有不同的插入损耗。通常在感容（LC）滤波器之间切换的时候，相差会很大，特别是当使用宽的分辨率带宽和晶体振荡器（晶体振荡器属于LC振荡器）的时候。最后，当我们改变显示标度（Scaling），比如，从10dB/格改为1dB/格或，也会有影响。

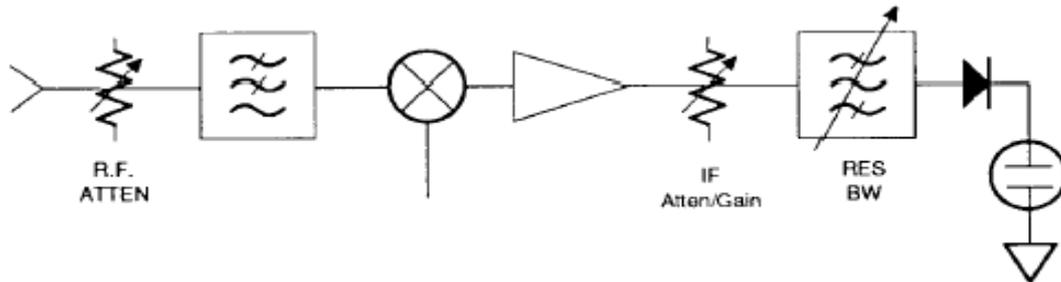


图40 影响幅度精确度的控制设置因素

没有包含在表1中的一个影响幅度不确定性的因素是阻抗匹配。频谱仪没有理想的输入阻抗，一般信号源也没有理想的输出阻抗。然而，大部分情况下，不确定性很少是由于阻抗不匹配的原因造成的。提高频谱仪或信号源（输入信号）的阻抗匹配可以减少不确定性。由于当频谱仪的输入衰减器设置在0dB的时候它的阻抗匹配最差，所以我们应当尽量避免将输入信号衰减器设为0dB衰减。如果实在是需要这样做，可以在频谱仪输入端口外接一个衰减器，这样也能有效地规避阻抗匹配这个因素。

## 绝对精确度

表1的最后一项是校准源（Calibrator，校准源，校准子，频谱仪用来做校准的部分），它决定了频谱仪的绝对刻度。为了操作方便，现代的频谱仪一般把校准源内置在频谱仪里面，并在指定的频率提供规定幅度的信号。然后根据频谱仪的相对精确度，将绝对刻度转换到其它的频率和幅度。

## 改进整体不确定性

第一眼看到表1的测量不确定性，我们可能会自然的把所有不确定因素最差值累加起来。虽然我们知道那是最坏的情况，因为不可能所有的不确定因素在同一时间都处在最差。但是，如果为了确保某个特殊的测量地精确度，我们仍然必须将所有最坏地因素都直接累加

起来。

我们可以做一些事情去改善这种情况。首先，我们应该了解频谱仪的规格规范。这些规格可能已经足以满足我们的测试要求。如果不满足，那么表 1 对改善精确度提供了一些提示。

在做测量前，可以对测量进行逐步分解，看看有些控制设置是否可以保持不变。我们可能会发现，给定的射频衰减器设置、给定的分辨率带宽、给定的显示标度足以满足测试需求。如果是这样，所有与这些控制设置相关的不确定性就去掉了。也可以在中频衰减和显示逼真度两个因素之间进行衡量取舍，放弃引起更大不确定性的，使用更精确的。如果我们有更精确的校准子，或更接近要测量的频率的，我们可以用它来替代频谱仪内置的校准子。

最后，许多现代的频谱仪具有自校准程序。这些程序产生误差系数（例如，幅度变化 VS.分辨率带宽），频谱仪最后利用它来修正测量数据。表 1 中的最小数字——显示逼真度的 0.5dB，中频衰减变化、分辨率带宽、显示标度的 0.1dB，都是基于修正数据的。因此，这些自校准程序使频谱仪测量的幅度更精确，在各种测量过程中给我们更大的自由去改变各种控制设置。

## 灵敏度

频谱仪的一个基本用途是寻找到并测量弱信号。这种测量的限制因素是频谱仪本身产生的随机噪声。这些噪声由电路各个元件的随机电子运动产生，并通过电路中的各级放大器进行放大，最后作为噪声显示在屏幕上，使得无法测量到比它弱的信号。屏幕上看到的噪声的最有可能的起始点是频谱仪的第一级放大器。这个放大器放大它的输入端进来的噪声，同时也加上一些自己本身产生的。当这个噪声通过系统，它已经相当强（幅度足够大），后续的各级放大器产生的噪声仅仅增加了较小量的幅度。当然，在频谱仪输入端和第一级放大器之间，存在一个衰减器和一级或多级混频器，它们都会产生噪声。然而它们产生的噪声是很小很小的，不会很大的影响输入第一级放大器并放大的噪声的幅度。

虽然在频谱仪输入端和第一级放大器之间的衰减器、混频器和其他电路元件对系统的实际噪声影响较小，但是，它们对频谱仪显示低电平信号的能力却有显著的影响，因为它们衰减了输入信号。也就是说，它们降低了信噪比，因而降低了灵敏度。

我们可以控制射频衰减器的衰减量。通过控制衰减器，可以改变输入信号的衰减量，同时改变信噪比。选择最小的衰减（零衰减）时，我们得到最佳灵敏度。

不同的频谱仪有不同的改变输入衰减量的方法。由于输入衰减对系统实际产生的噪声并没有什么影响（很小），一些频谱仪只是简单的把噪声显示定在一个相同的位置（电平），不管衰减器的设置是多少。也就是说，这时候中频增益是个恒量。这种情况下，输入衰减量将影响到显示器上的实际信号的位置。当我们调高衰减量，信号衰减更大，显示器上信号的位置下降，而同时底噪保持不变。为了保持绝对的校准以便于一个实际信号的读数不管衰减器怎么变化，这个读数都相同（如果不同就不对了，一个固定信号的幅度怎么能说大就大说小就小？），频谱仪会改变参考电平（屏幕网格线最上面那条线的值）。早期的安捷伦频谱仪就是采用这种设计的。

更新的安捷伦频谱仪，从 8568A 开始，一个内部的微处理器改变中频增益，去抵消衰减器的改变。因而，当我们改变衰减器设置的时候，实际信号的读数在频谱仪显示器上的保持不变，同时噪声显示上下移动。在这种情形里，参考电平保持不变。如图 41、图 42 所示。无论在何种情形下，我们都可以通过选择最小的输入衰减，来得到最好的信噪比（灵敏度）。

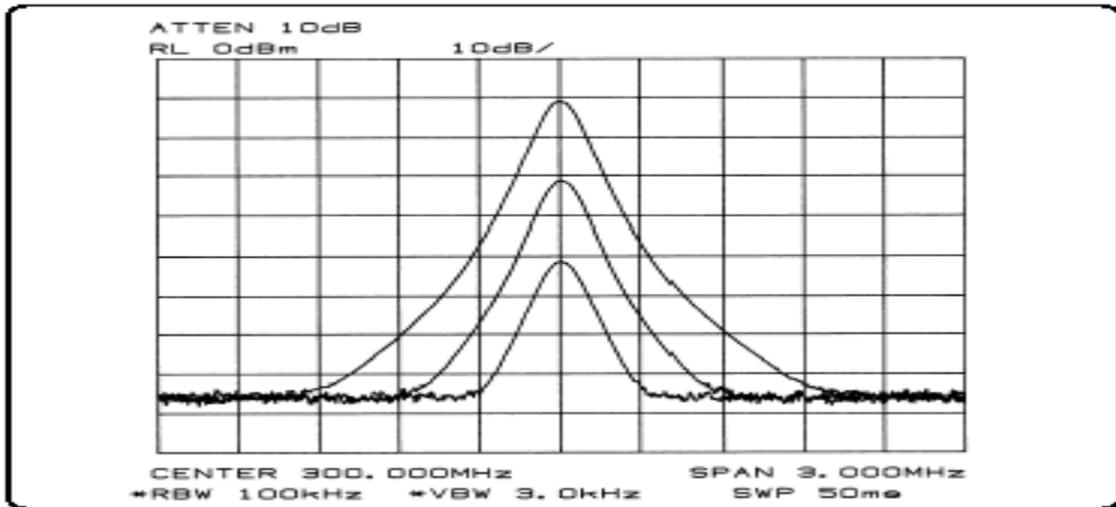


图 41 一些频谱仪当衰减器设置改变时参考电平随着变化，所以输入信号在屏幕上上下下移动，但是频谱仪的噪声（底噪）不动

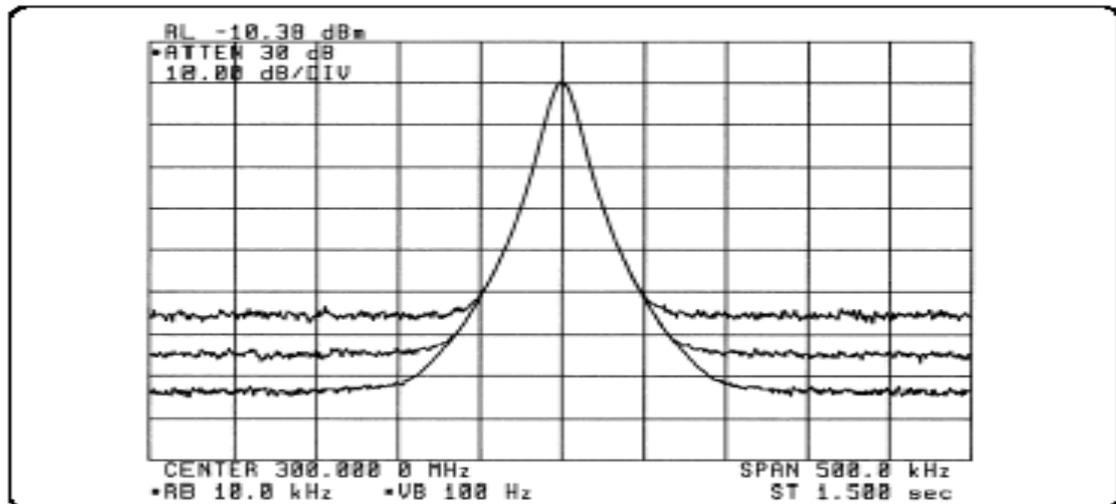


图 42 其他频谱仪通过改变中频增益使参考电平不变，所以当衰减器设置改变时，频谱仪的显示噪声上下移动，但是输入信号的显示不动

分辨率带宽也会影响到信噪比（灵敏度）。频谱仪产生的噪声是随机的，在一个很宽的频段内幅度大致恒定。由于中频滤波器（分辨率滤波器）在第一级放大器的后面，因此通过分辨率滤波器的噪声功率的大小就与滤波器的带宽有关。噪声信号被检波，最后到达显示器。噪声信号的随机本性使得显示电平如此变化：

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

其中， $BW_1$  是初始的分辨率带宽， $BW_2$  是后来改变后的分辨率带宽。

因此，当我们把分辨率带宽改变 10 倍，显示的噪声电平将变化 10dB，如图 43 所示。当我们使用频谱仪的最小分辨率带宽时，得到最佳信噪比（最佳灵敏度）。

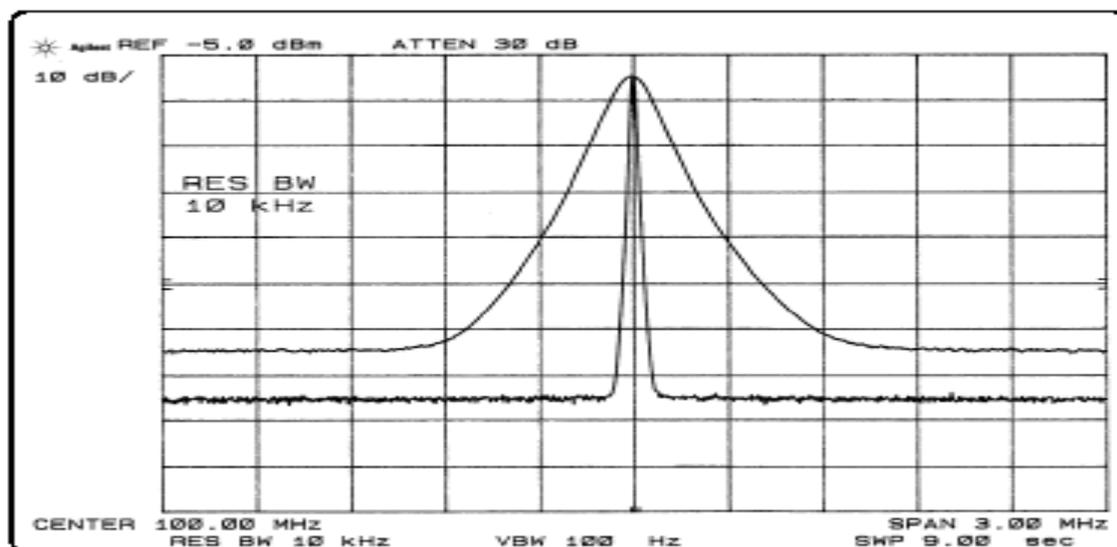


图 43 显示噪声电平以  $10 \times \log (BW_2 / BW_1)$  变化

频谱仪显示信号加噪声，如果信噪比太低，将会给信号的分辩（分辨，辨别）带来困难。我们注意到，视频滤波器可以用来帮助我们降低噪声信号的幅度脉动（波动），同时对有用信号不会产生不良影响。如图 44 所示，显示了视频滤波器是如何提高频谱仪辨别低电平信号的能力的。应该注意的是，视频滤波器并不影响平均噪声电平。因此，严格的说，也不会影响频谱仪的灵敏度（但是却提高了频谱仪对弱小信号的分辩能力）。

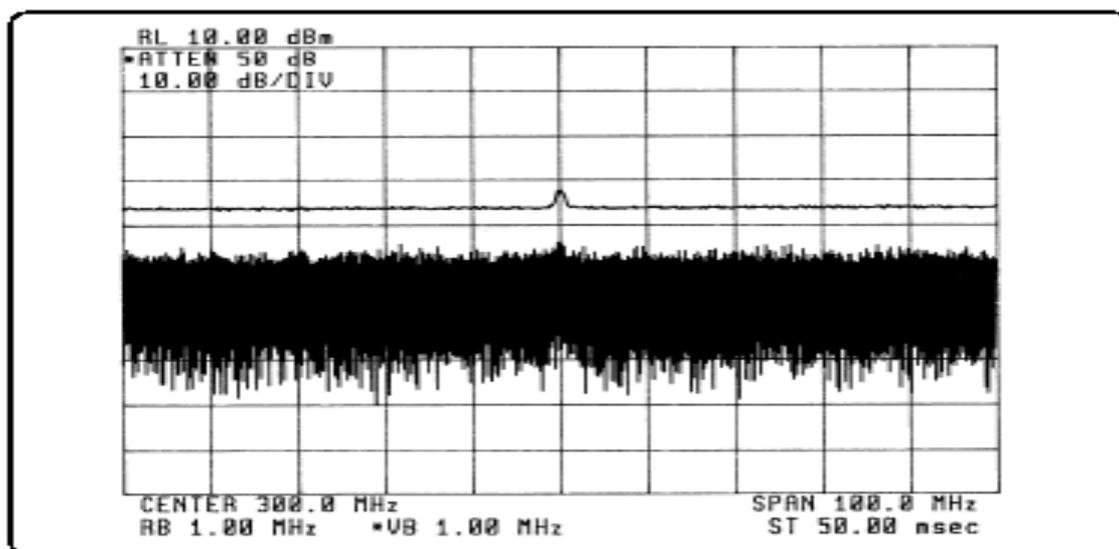


图 44 视频滤波器使得小信号更容易分辨

总之，通过选择最小分辨率带宽和最小输入衰减，我们可以得到更好的灵敏度。这些设置使我们得到更高的信噪比。我们还可以通过选择最小视频带宽，帮助辨别接近噪声电平的小信号。当然，选择最小的分辨率带宽和视频带宽会导致扫描时间更长。

### 噪声系数

许多接收机制造商用噪声系数，而不是灵敏度，来作为接收机的指标。正如我们将看

到的，这两者其实本质是一致的。一个频谱仪其实就是一个接收机，我们将基于正弦波输入信号来考察频谱仪的噪声系数。

噪声系数定义为，当一个信号通过系统时信噪比的降低，在这里，这个系统就是频谱仪。噪声系数用下面的式子表示：

$$F = (S_i / N_i) / (S_o / N_o),$$

其中，F 是噪声系数，

S<sub>i</sub> 是输入信号功率，

N<sub>i</sub> 是实际输入噪声功率，

S<sub>o</sub> 是输出信号功率，

N<sub>o</sub> 是输出噪声功率。

考察上面的式子，将会发现对频谱仪来说，它是可以简化的。首先，输出信号是输入信号乘以频谱仪的增益；其次，整个频谱仪系统的增益实际上是 1，因为（显示在屏幕上的）输出信号的电平与（频谱仪输入端的）输入信号电平是一样的（比如，输入 10dBm 的信号，在频谱仪上显示 10dBm 而不是显示 20dBm）。所以输入、输出信号的功率可以约去，将上面的式子简化重新整理后，得：

$$F = N_o / N_i$$

这个式子告诉我们，确定噪声系数要做的就是，比较显示器屏幕上的读到的输出噪声电平与频谱仪输入端的实际输入噪声电平（是实际而不是有效噪声电平，也就是说，不是实际输入噪声加上频谱仪系统本身产生的噪声之后的有效噪声电平）。噪声系数通常用 dB 来表示：

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

我们使用实际噪声电平而不是有效噪声电平，是因为输入信噪比是基于实际的输入噪声的。现在，假设频谱仪输入端输入阻抗是 50 欧姆（一般都是 50 欧姆匹配），（50 欧姆输入阻抗可以简化输入噪声的计算）得到输入端的实际噪声电平：

$$N_i = kTB,$$

其中，k 是波尔兹曼（Boltzmann）常数，

T 是绝对温度，

B 是带宽。

在室温、分辨率带宽 1HZ 的条件下，

$$kTB = -174 \text{ dBm}$$

我们知道，屏幕上显示的噪声电平随着带宽的变化而变化。为了确定频谱仪的噪声系数，我们要做的就是，测量在某个分辨率带宽下的输出噪声电平，利用关系式  $10 \times \log(BW_2 / BW_1)$ ，算出（转化为）分辨率带宽为 1HZ 下的噪声电平，然后与 -174 dBm 进行相比。例如，如果在 10KHZ 分辨率带宽下我们测到输出噪声电平为 -110 dBm，那么：

$$\begin{aligned} NF &= (\text{measured noise})_{\text{dBm}/\text{RBW}} - 10 \times \log(\text{RBW}/1) - kTB_{B=1} \\ &= -110 \text{ dBm} - 10 \times \log(10000/1) - (-174 \text{ dBm}) \\ &= -110 - 40 + 174 \\ &= 24 \text{ dB} \end{aligned}$$

噪声系数是独立于分辨率带宽的。如果我们选择一个不同的分辨率带宽，噪声系数还是一样。比如，如果选择 1KHZ 分辨率带宽，测量到的噪声电平将变为 -120 dBm， $10 \times \log(1000/1)$  变为 30，代入上面的式子，得到  $-120 - 30 + 174 = 24$ ，和上面算出的结果是一样的。

上面例子中的 24 dB 噪声系数告诉我们，一个信号必须比 kTB 大 24 dB，在这个频谱仪中，才能等于显示的输出噪声，才有可能被辨认出来而不被噪声淹没。我们可以用噪声系

数确定在给定的分辨率带宽下的灵敏度，或者比较在相同分辨率带宽下不同频谱仪的灵敏度。

## 前置放大器

介绍噪声系数的一个原因是，它可以帮助我们确定使用前置放大器给我们带来多大的好处。24 dB 的噪声系数，虽然对一个频谱仪来说算是可以了，但是对专门的接收机来说还不行。然而，通过在频谱仪的前端放一个适当的前置放大器，我们可以得到比单独的频谱仪的噪声系数更低的系统（【前置放大器+频谱仪】）噪声系数。降低噪声系数的同时，也提高了系统的灵敏度。

上面介绍噪声系数的时候，是基于正弦波输入的。同样，在讨论前置放大器的益处时，也是基于输入信号是正弦信号的。然而，前置放大器也放大噪声，这个输出噪声会比频谱仪的有效输入噪声还高。正如我们在下一节“噪声作为一个信号”中所看到的，频谱仪显示的随机噪声比实际值低 2.5 dB。当我们讨论前置放大器时，将会把这 2.5 dB 因子考虑进去。

为了看前置放大器到底带来什么益处，我们不去推导一大堆公式来说明，让我们考虑两种极端情况，看什么时候应用哪种情况。首先，如果前置放大器（带宽与频谱仪的分辨率带宽相同）的输出噪声功率至少比频谱仪原来的显示平均噪声电平（底噪）高 15 dB，那么，系统的噪声系数大约等于前置放大器的噪声系数再减小 2.5 dB。如果果真如此，我们如何断定这一点？简单地将前置放大器连接到频谱仪，并注意屏幕上显示的噪声发生了什么。如果显示噪声增高了 15 dB 或更多，我们就证明了这一点。（这段话的意思大概是，如果前置放大器的输出噪声功率远远高于频谱仪本身的输出噪声功率，那么，由【前置放大器+频谱仪】组成的系统的整体噪声系数就大约等于前置放大器的噪声系数，这是因为频谱仪的噪声相对于前置放大器的来说实在太小，可以忽略不计；同时，由于频谱仪显示的噪声一般比实际的值低 2.5 dB，所以再减去这个 2.5 dB，最后得到的才算是这个整体系统的噪声系数。）

另一种情况是，如果前置放大器（同样，其带宽与频谱仪的分辨率带宽相同）的输出噪声功率比频谱仪原来的显示平均噪声电平小 10 dB 或者更多，那么，系统的噪声系数就是频谱仪的噪声系数再减去前置放大器的增益。同样，我们也可以检测一下。将前置放大器连接到频谱仪；如果显示的噪声没什么变化，我们就说明了这一点。（这种情况下，频谱仪本身的输出噪声功率远远比前置放大器的大，所以前置放大器的就可以忽略不计；为什么系统的噪声系数要在频谱仪的噪声系数的基础上减去前置放大器的增益呢？我的理解是，前置放大器将输入信号功率按照增益值放大了， $N_o/N_i$  不再是 1。前面的那种极端情况为什么不用减去这个增益呢？是因为忽略不计了频谱仪的噪声，把频谱仪看成透明的了，前置放大器的噪声系数就是系统的噪声系数，而前置放大器的噪声系数，当然不用在它自己的噪声系数的基础上再减去它自己的增益。）

但是通过试验来测试的话（不用公式推导）意味着我们手头上有设备，我们不用担心谁大谁小的数字，只需简单的把前置放大器连接到频谱仪，注意观察显示的平均噪声电平，然后减去前置放大器的增益。于是我们就得到了系统的灵敏度。

我们真正想知道的是前置放大器会给我们带来什么。可以将上面两种情况用下面的式子表示：（ $N_{F_{PRE}} + G_{PRE}$  与前置放大器输出噪声功率相对应但不是一回事）

$$\begin{aligned} \text{如果} \quad N_{F_{PRE}} + G_{PRE} &\geq N_{F_{SA}} + 15\text{dB} \\ \text{那么} \quad N_{F_{SYS}} &= N_{F_{PRE}} - 2.5\text{dB} \end{aligned}$$

以及

如果  $NF_{PRE} + G_{PRE} \cong NF_{SA} - 10 \text{ dB}$   
 那么  $NF_{SYS} = NF_{SA} - G_{PRE}$

利用这些式子，让我们看一下前置放大器如何影响灵敏度。假设单独的频谱仪本身的噪声系数是 24 dB，前置放大器的增益是 36 dB，它的噪声系数是 8 dB。我们需要做的就是将前置放大器的增益加上噪声系数之和与频谱仪的噪声系数相比。前置放大器的增益加上噪声系数之和是 44 dB，比频谱仪的噪声系数（24 dB）大 15 dB 还不止。所以系统（【前置放大器+频谱仪】）的噪声系数就是前置放大器的噪声系数减去 2.5 dB，也就是 5.5 dB（比原来频谱仪的 24 dB 低多了）。在 10KHZ 分辨率带宽的情况下，系统的灵敏度是：

$$\begin{aligned} & kTB_{RBW=1KHZ} + 10\log(RBW/1) + NF_{SYS} \\ & = -174 \text{ dBm} + 40 \text{ dB} + 5.5 \text{ dB} \\ & = -128.5 \text{ dBm} \end{aligned}$$

这比没有前置放大器的时候的 -110 dBm 底噪改善了 18.5 dB。

使用前置放大器有没有什么缺点呢？这依赖于我们的测量目标。如果我们想要最好的灵敏度而同时又不想损失测量范围，那么前置放大器不是好的选择。图 45 说明了这一点。在 10KHZ 分辨率带宽情况下，一个噪声系数为 24 dB 的频谱仪的平均显示噪声为 -110 dB。如果这个频谱仪的 1 dB 压缩点（为了避免混频器饱和，输入信号强度不能超过某个数值，应该比混频器饱和临界点小一定的数值，也就是要“压缩”（限制）输入信号强度，通常有 0.5 dB 压缩、1 dB 压缩）是 -10 dBm，那么测量范围是 100 dB（-10 - (-110) = 100，输入最大是 -10 dBm，最小是 -110 dBm）。当接上前置放大器后，由于前置放大器的增益是 36 dB，所以最大可以输入的数值就再不能是 -10 dBm，而是 -10 dBm - 36 dB = -46 dBm 了，否则频谱仪将饱和甚至烧毁。然而，当接上前置放大器后，显示噪声电平将会上升 17.5 dB 左右，因为前置放大器的输出噪声功率即使在减去 2.5 dB 因素后也比频谱仪本身的底噪要高得多。从上面的计算已经知道，灵敏度改善了 18.5 dB，为 -128.5 dBm。所以接上前置放大器后的测量范围是（-10 dBm - 【36 dB - (-128.5 dBm)】）=（-10 dBm - (-92.5 dBm)）= 82.5 dB，比没有前置放大器时小了 17.5 dB。测量范围的损失大小与显示噪声的变化相等。（注：图 45 中有一个错误，将频谱仪的范围 100dB 搞错为 -10dB）

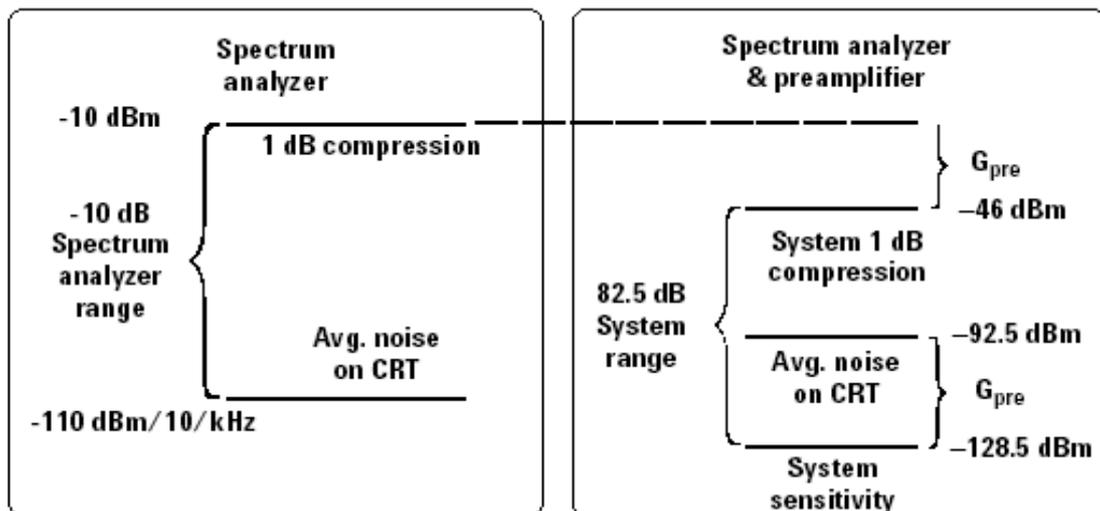


图 45 如果接上前置放大器之后显示噪声升高，测量范围将减小，减小量与显示噪声变化量相等

有没有这样一个前置放大器，给我们带来更好的灵敏度而又不损失测量范围呢？有。但是它必须符合上面的第二种条件，也就是它的增益和噪声系数之和必须至少比频谱仪本身

的噪声系数小 10 dB。在这种情况下，当连接上前置放大器时，显示的噪声底噪将不会有明显的变化。因此，虽然由于前置放大器的缘故使得测量范围下降了相当于它的增益那么大的数值，但是最后通过开始于比较低的底噪，又使得测量范围增大了相同的数值，这样两项抵消，测量范围就几乎没有损失了。

为了选择适当的前置放大器，必须看我们的测量需求。如果我们需要绝对好的灵敏度，而不关心测量范围的损失，我们可以选择一个高增益、低噪声系数的前置放大器，使得系统的噪声系数变为前置放大器噪声系数减去 2.5 dB。如果我们需要好一些的噪声系数又不想测量范围有什么损失，那么我们可以选择一个低增益的前置放大器。

非常有趣的是，我们可以利用频谱仪的输入衰减器来有效地降低它的噪声系数（或者减少前置放大器的增益，如果你愿意）。例如，如果我们需要好一些的灵敏度而又不想放弃测量范围，我们可以在接了上面的前置放大器的基础上将频谱仪的输入衰减器设为 30 dB。这个衰减将频谱仪本身的噪声系数从 24 dB 提高到 54 dB。现在，前置放大器的增益加上噪声系数（36+8）比频谱仪本身的噪声系数（54 dB）小 10 dB，这样就符合了上面的第二种情况的条将。现在系统的噪声系数是： $NF_{SYS} = NF_{SA} - G_{PRE} = 54\text{ dB} - 36\text{ dB} = 18\text{ dB}$ ，比 0 dB 输入衰减时频谱仪本身的噪声系数（24 dB）改善了 6 dB。这样在没有测量范围的损失的情况下使系统的灵敏度改善了 6 dB。

当然，有的前置放大器的增益是介于上面两个极端情况之间的。图 46 使得我们可以通过已知的频谱仪的噪声系数、前置放大器的噪声系数、前置放大器的增益来确定系统的噪声系数。通过计算  $NF_{PRE} + G_{PRE} - NF_{SA}$  的值进入图 46。如果这个值小于 0，则采用虚线；如果大于 0，则是实线。

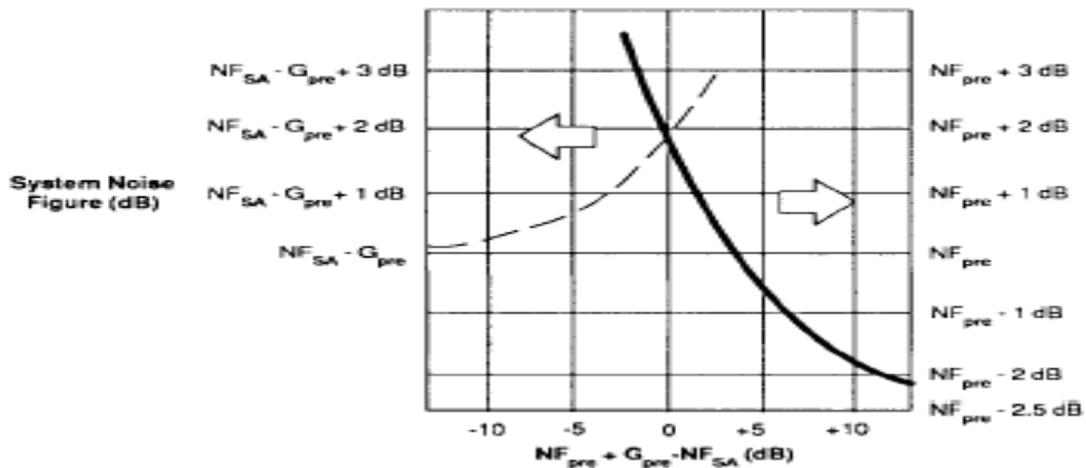


图 46 正弦信号的系统噪声系数

我们先看一下上面的两种极端情况。当  $NF_{PRE} + G_{PRE} - NF_{SA}$  小于 -10 dB，图中的曲线逼近  $NF_{SA} - G_{PRE}$ 。当  $NF_{PRE} + G_{PRE} - NF_{SA}$  大于 10 dB，曲线逼近  $NF_{PRE} - 2.5\text{ dB}$ 。再看两个数值的例子。假设频谱仪的噪声系数是 24 dB。如果接上前置放大器——安捷伦 8447D，它的噪声系数是 8 dB，增益是 26 dB，那么系统【频谱仪+8447D】的噪声系数是多少呢？首先， $NF_{PRE} + G_{PRE} - NF_{SA}$  是 +10 dB，从图 46 中可以查到，系统噪声系数大约是  $NF_{PRE} - 1.8\text{ dB}$ ，也就是  $8 - 1.8 = 6.2\text{ dB}$ 。图中已经把 2.5 dB 因素考虑进去了。如果前置放大器的增益只有 10 dB，那么  $NF_{PRE} + G_{PRE} - NF_{SA}$  等于 -6 dB，这时图中对应的系统噪声系数是  $NF_{SA} - G_{PRE} + 0.6\text{ dB}$ ，也就是  $24 - 10 + 0.6 = 14.6\text{ dB}$ 。

## 噪声作为一个信号

迄今为止，我们对噪声只是考虑了测试系统——频谱仪或者前置放大器——内部产生的噪声。我们把频谱仪可以测试得到（可以辨别）的最小正弦信号定义为它的灵敏度：等于噪声的显示平均电平。

然而，有时候随机噪声正是我们想要测量的信号。由于噪声本身的特性，超外差式频谱仪可以显示比噪声的实际值更低的数值。让我们看一看为什么会这样，如何矫正它。

随机噪声，意味着它的瞬时幅度值在时间轴上是高斯分布的，如图 47 所示。热噪声（约翰逊噪声，Johnson Noise）就具有这种特性。这样的信号没有离散的频谱分量，无法通过选择特别的分量去测量以便得到它的信号强度。实际上，我们必须定义信号强度指的是什么。如果在任意时刻对信号进行抽样，理论上我们可以得到信号的幅度值。我们需要某个度量标准来表达在一定时间内噪声的平均电平。功率和均方根电压都可以满足这个要求。

我们前面已经看到，视频滤波和视频平均都可以缩小信号的峰峰值波动，从而得到更稳定的值。这个值用功率或者均方根表示。高斯分布的均方根值与它的标准方差  $\sigma$  相等。

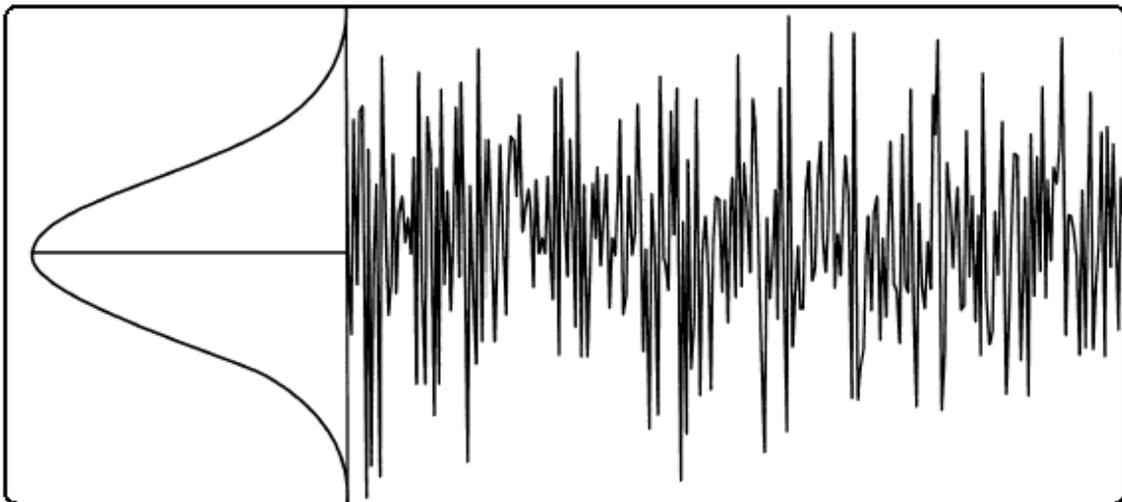


图 47 随机噪声具有高斯分布特性

把频谱仪的显示模式设为线性刻度模式。当通过中频滤波器链时，输入端的高斯噪声是带限（一定带宽的频段内）的，它的包络呈现为瑞利分布（Rayleigh distribution），如图 48 所示。我们在频谱仪显示器屏幕上看到的噪声，即包络检波器输出，是输入信号的瑞利分布包络。为了得到一个稳定的值，一个平均数值，我们进行了视频滤波或视频平均。瑞利分布的平均数值是  $1.253 \sigma$ 。

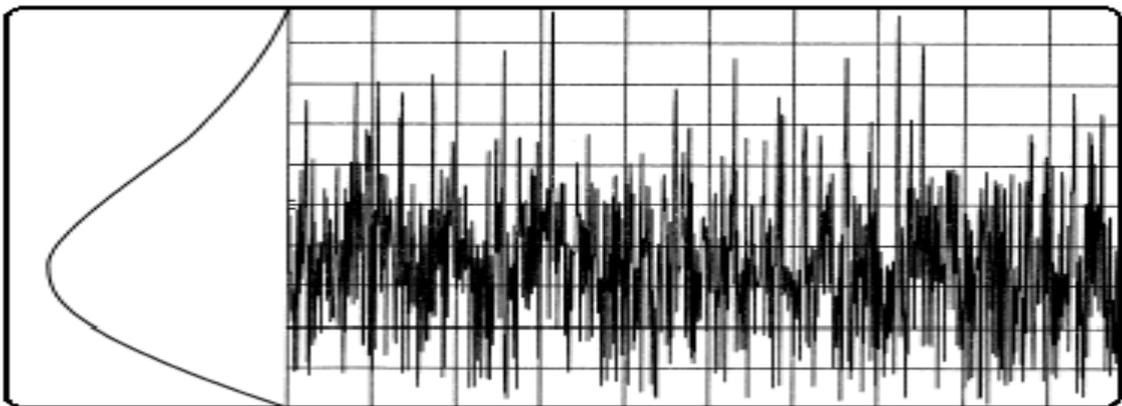


图 48 带限的高斯噪声呈现瑞利分布

但是频谱仪是一个显示正弦波的均方根值的峰值响应的“伏特计”。为了从峰值转换到均方根，频谱仪读数是将峰值乘以 0.707 ( $-3\text{dB}$ ,  $-3\text{dB}=20 \log^{0.707}$ , 电压、电流等物理量是 20, 功率是 10) 后的刻度。瑞利分布噪声的平均数值也同样被这个因素处理过了才显示出来 (频谱仪是峰值响应的, 但是那对非噪声信号而言是可以的, 但是对高斯分布的噪声也用峰值响应则不能反应噪声的真实幅度), 给我们一个  $0.886\sigma$  (比  $\sigma$  低  $1.05\text{dB}$ ) 这样的读数。为了使频谱仪屏幕上显示的平均数值与输入噪声信号的均方根电压相等, 那么, 我们必须将这个显示误差考虑进来。注意, 这个误差不是不明确的; 它是一个为常数的误差值, 我们可以通过在显示值加上  $1.05\text{dB}$  来进行矫正。

通常, 我们使用频谱仪的对数刻度显示模式, 这种模式增加了噪声测量中的误差。对数放大器的增益是信号幅度的函数 (增益大小与输入信号幅度大小有点关系), 所以, 幅度较大的没有幅度较小的信号放大得那么多。结果, 包络检波器的输出是一个歪斜的瑞利分布, 视频滤波或视频平均之后得到的平均数值偏低了  $1.45\text{dB}$ 。那么, 在对数刻度显示模式下, 平均噪声显示总共偏低了  $1.05\text{dB}+1.45\text{dB}=2.5\text{dB}$ 。同样, 这个误差数值不是不明确的, 我们可以矫正它。

这就是上面我们讨论前置放大器的时候考虑的  $2.5\text{dB}$  因素。

另一个影响噪声测量的因素是测量在多大的带宽内进行。我们在前面已经知道了, 改变分辨率带宽, 会影响频谱仪内部产生的噪声的显示电平。带宽也以相同的方式影响外部进来的噪声。为了比较在不同频谱仪上进行的测量, 我们必须知道它们使用的带宽。

不但频谱仪的  $3\text{dB}$  或  $6\text{dB}$  带宽影响噪声测量电平, 分辨率滤波器的外形也同样有影响。为了使得比较成为可能 (更可行), 我们定义一个标准的噪声功率带宽: 通过的噪声功率与频谱仪滤波器通过的噪声功率相同的一个矩形滤波器的带宽。对安捷伦频谱仪中的准高斯滤波器来说, 根据带宽选择性 (矩形系数) 的不同, 等效噪声功率带宽是  $3\text{dB}$  带宽的大约  $1.05\sim 1.13$  倍。例如,  $10\text{KHZ}$  分辨率带宽的滤波器, 它等效的噪声功率带宽在  $10.5\sim 11.3\text{KHZ}$  范围内。

如果我们利用  $10*\log (bw_2/bw_1)$ , 对显示的噪声电平进行调整: 条件是, 假设分辨率滤波器为 (标准的) 噪声功率带宽下 (理想的矩形滤波器), 从该滤波器通过的噪声功率与我们在  $3\text{-dB}$  带宽条件下 (实际的滤波器) 的数值大小相同。会发现调整量的变化范围为:

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

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

换句话说, 如果我们把显示器显示的噪声电平减去某个数值, 这个数字大小在  $0.21\sim 0.53\text{dB}$  范围之内, 那么将会得到在便于计算的噪声功率带宽条件下的噪声功率电平。

让我们考虑所有三个因素, 并计算出一个总校正因子:

瑞利分布 (线性刻度模式):  $1.05\text{ dB}$

对数放大器 (对数刻度模式):  $1.45\text{ dB}$

$3\text{-dB}$  / 噪声功率 带宽:  $-0.5\text{ dB}$

-----  
总校正因子:  $2.0\text{ dB}$

这里, 我们在  $-0.21\sim -0.53$  的带宽校正因子范围内选择  $0.5\text{dB}$  作为比较合理的折衷数值。这样, 总校正因子就是一个使用方便的整值。

如今, 很多微处理器控制的频谱仪, 允许我们激活一个噪声标记 (Noise Marker)。当我们激活噪声标记时, 微处理器把频谱仪切换到抽样显示模式, 计算噪声标记的 32 个显示点的平均值, 加上上面的  $2\text{-dB}$  噪声电平幅度总校正因子, 把所得数值规格化 (转换) 到  $1\text{-Hz}$  噪声功率带宽下, 最后显示这个规格化后的数值。

频谱仪很容易就可以把噪声标记数值转化到其他相应的噪声功率带宽。比如, 如果我

们想知道在一个 4MHz 宽的通信信道中的总噪声，我们在 (1-Hz) 噪声标记数值的基础上加上 66 dB 即可 (60 dB 对应于 1, 000, 000/1, 另外 6 dB 对应于 4)。

### 前置放大器用于噪声测量

由于噪声信号是典型的小信号，我们通常需要一个前置放大器，这样频谱仪才有足够的灵敏度，以便于测量噪声。然而，首先必须重新计算我们的频谱仪的灵敏度。前边，我们把灵敏度定义为与显示的平均底噪相等的正弦信号的电平。因为频谱仪被校准用来显示正弦信号的正确幅度，所以对信号来说无需校正因子。但是，噪声的显示由于比实际的电平低了 2.5dB，所以，一个输入的噪声信号，必须比频谱仪显示的噪声电平高 2.5dB，这样当它出现在显示器时才是它的真正电平。输入的噪声与频谱仪内部噪声加起来，把显示噪声提升了 3 dB，也就是 2 倍。因此，对于一个噪声信号，我们可以把频谱仪的噪声系数定义为：

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

如果使用与上面相同的底噪，在 10 kHz 分辨率带宽情况下为 -110 dBm，我们得到：

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

与正弦信号的情形一样， $NF_{SA(N)}$  独立于分辨率带宽，并告诉我们一个噪声信号必须高于  $kTB$  多少才等于频谱仪的底噪。

当我们加一个前置放大器到频谱仪，系统的噪声系数和灵敏度提高。然而，在定义  $NF_{SAMI}$  的时候我们已经计算了 2.5 dB 因子，因此系统噪声系数曲线如图 49 所示。我们定义噪声信号的系统噪声系数，与上面定义正弦信号的系统噪声系数方法一样。

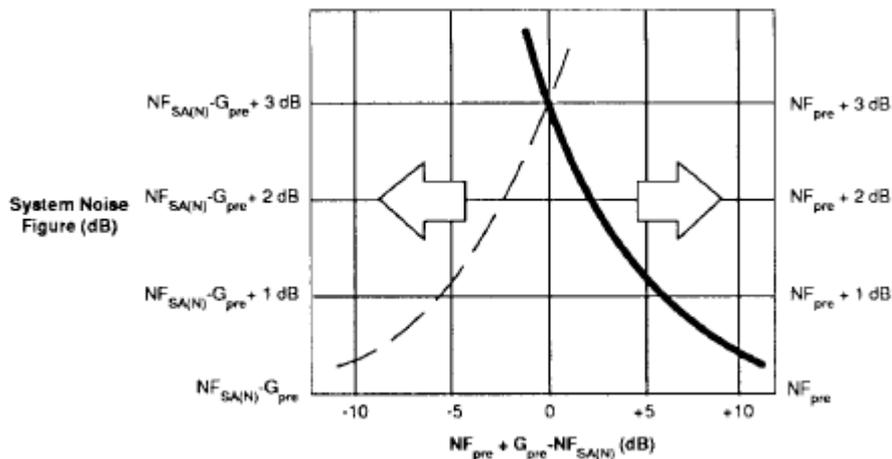


图 49 噪声信号的系统噪声系数

## 动态范围

### 定义

一般，把动态范围看成是频谱仪测量谐波相关信号和两个或多个信号相互作用的能力；例如，测量二次或三次谐波失真（distortion）或三阶互调。做这些测量的时候，记住，频谱仪的混频器是个非线性器件，通常自己会产生失真。混频器是非线性器件，这是有原因的，它必须利用非线性特性，将输入信号的频谱搬移到所需的中频。但是，混频器产生的不需要的失真项，与我们希望测量的输入信号的失真项落在了相同的频段上。

因此，我们可以这样来定义动态范围：它是输入频谱仪的最大和最小信号之比，最小信号在给定程度的不确定性条件下可以测量的到，当然最大信号也不能大到把仪器给烧了。以 dB 表示。

我们注意到，测量的不确定性也是定义的一部分。下面我们将会看到内部产生的噪声和失真是如何影响不确定性的。

### 动态范围 VS 内部失真

为了确定动态范围与失真的关系，我们必须首先确定混频器的行为特性。大部分频谱仪，特别是那些利用谐波混频来扩展调谐范围的频谱仪，使用二极管混频器。（其他类型的混频器行为特性也类似。）流过理想二极管的电流的表达式为：

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

其中， $q$  是电荷量，  
 $v$  是瞬间电压，  
 $k$  是波尔兹曼常数，  
 $T$  是绝对温度。

我们可以把这个式子扩展为一个幂级数：

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

其中， $k_1 = q / kT$ ，  
 $k_2 = k_1^2 / 2!$ ，  
 $k_3 = k_1^3 / 3!$ ，  
 如此类推。

现在我们把两个信号输入混频器。一个是我们要分析的输入信号，另一个是产生中频 IF 所需的本振信号：

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

如果经过数学变换，通过恰当的本振 LO 频率，我们得到所需的混频项，等于中频 IF：

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

$A k_2 V_{LO} V_1 \cos[(w_{LO} + w_1)t]$  项也会同时产生，但是在调谐方程的讨论中，我们发现需要本振 LO 高于中频 IF，因此  $(w_{LO} + w_1)$  也总是大于 IF。

通过保持 LO 电平不变（常数），混频器的输出与输入信号电平是线性的关系，只要输入信号电平比 LO 电平低 15~20dB。同时还有输入信号的谐波项：

$$(3k_3/4)V_{LO}V_1^2\sin(w_{LO} - 2w_1)t$$

$$(k_4/8)V_{LO}V_1^3\sin(w_{LO} - 3w_1)t, \text{ 等等。}$$

这些项告诉我们，与内部失真相关的动态范围是一个混频器输入信号电平的函数。利用我们对动态范围的定义，用基波分量与内部产生的失真之间以 dB 表示的差额，让我们看看这是如何互相作用的。

上面第一个式子 sine 函数的相位辐角中包含有  $2w_1$ ，因此它表征了输入信号的二次谐波。这个二次谐波的幅度为  $V_1^2$ ，是基波分量幅度平方的函数。这个事实告诉我们，在混频器输入端的基波分量每降低 1dB，则内部产生的二次谐波分量会降低 2dB。如图 50。上面第二个式子包含了  $3w_1$ ，即三次谐波分量，以及基本分量幅度的立方。因此在混频器输入端基波分量每改变 1dB，三次谐波分量将会改变 3dB。

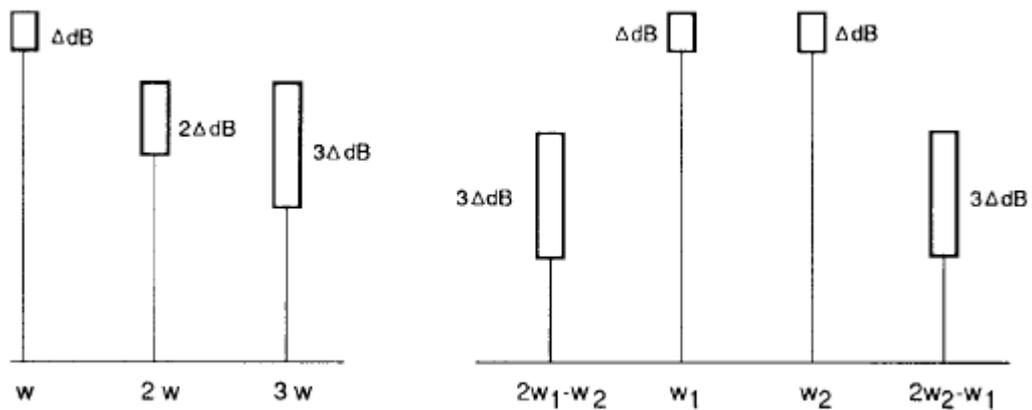


图 50 改变基波(w)或(w<sub>1</sub>或 w<sub>2</sub>)影响内部产生的失真

失真通常用它的谐波次序来描述。通过相应的频率分量的系数（与基波相比的倍数）或者信号幅度指数，可以确定谐波的次序。因此第二次谐波失真是二次失真，第三次谐波失真是三次失真。这些次序也（隐蔽地）显示了内部产生的失真的变化与基波的变化两者之间的关系。

现在，让我们增加一个输入信号：

$$v = V_{LO}\sin(w_{LO}t) + V_1\sin(w_1t) + V_2\sin(w_2t)$$

这次当我们用数学变换方法寻找出内部产生的失真的时候，除了谐波失真，还得到：

$$(k_4/8)V_{LO}V_1^2V_2\cos[w_{LO}-(2w_1-w_2)]t,$$

$$(k_4/8)V_{LO}V_1V_2^2\cos[w_{LO}-(2w_2-w_1)]t,$$

等等。

这些分量是互调失真，表示了两个输入信号彼此之间的相互（交互）作用。频率较低的失真分量， $2w_1-w_2$ ，落在  $w_1$  的下面，相差的频率等于两个基波  $w_1$  和  $w_2$  频率之差；频率较高的失真分量， $2w_2-w_1$ ，落在  $w_2$  上面，相差的频率也等于两个基波频率之差。见图 50。

同样，动态范围是输入混频器的电平的函数。上面的第一个式子中，当  $V_1^2$  和  $V_2$  的乘积变化时，内部产生的失真跟着变化；第二个式子中，内部失真跟随  $V_1$  和  $V_2^2$  的变化而变

化。如果  $V_1$  和  $V_2$  具有相同的幅度大小，就像通常我们测试失真的时候的设置的情形，我们可以把它们的乘积项视为一个立方项 ( $V_1^3$  或  $V_2^3$ )。因此，当我们同时地改变两个输入信号每一个 dB，相应地失真分量将会改变 3 个 dB，就像图 50 所示。

这个和我们上头看到的三次谐波的变化幅度是一样的。实际上，这个也属于三次失真。在这种情形下，我们通过把  $w_1$  和  $w_2$  的系数相加（例如  $2w_1-w_2$  得到  $2+1=3$ ）或把  $V_1$  和  $V_2$  的指数相加，确定失真的次序。

所有这些都表明了动态范围依赖于混频器的输入信号电平。对特定的测量，如何知道在混频器的输入端需要什么样的电平？现在有些频谱仪的 data sheets 里面包含有相关的图标，告诉我们动态范围的变化。然后，如果没有提供此类图标，我们可以自己画。

我们需要一个初始点，这必须从频谱仪的 data sheet 中得到。首先让我们看看二次谐波失真。假设 data sheet 规范中表示，对一个  $-40\text{dBm}$  信号，二次谐波失真比这个低  $70\text{dB}$  ( $70\text{dB down}$ )。因为失真是一个相对测量，至少现在这里，我们称动态范围为基波与谐波之间的差别，以 dB 表示。这样我们有了个初始点。内部产生的二次谐波失真是  $70\text{dB down}$ ，因此，我可以测量比输入  $-40\text{dBm}$  低  $70\text{dB}$  的失真。把这个点画在图上，图的纵轴是失真 (dBc)，横轴是混频器输入电平（输入端输入的电平减去衰减器设置）。见图 51。如果把混频器输入电平减为  $-50\text{dBm}$  会发生什么呢？在图 50 中指出，输入混频器的基波电平每变化 1 个 dB，内部产生的二次谐波失真将变化 2 个 dB。但是，对于测量目的来说，我们仅仅对关联变化 (relative change) 感兴趣，也就是，对我们的测量范围将发生什么变化感兴趣。在这个例子里，混频器输入的基波电平每变化 1 个 dB，测量范围将会也变化 1 个 dB（注： $2-1=1$ ）。在我们的二次谐波的例子里，当混频器输入电平从  $-40\text{dBm}$  变为  $-50\text{dBm}$ ，内部失真，从而，我们的测量范围，从  $-70\text{dBc}$  变到  $-80\text{dBc}$ 。实际上，这些点落在一条斜率为 1 的直线上，这条线描绘了混频器输入任意电平时的动态范围。

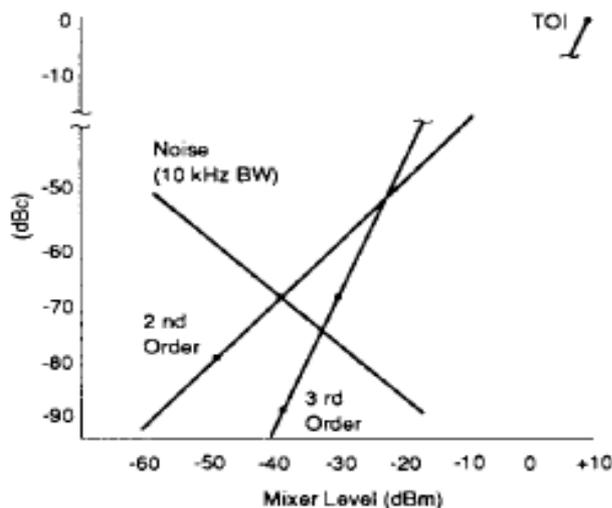


图 51 动态范围 vs 失真和噪声

我们可以给三次谐波失真构造一条类似的直线。例如，data sheet 表明，在混频器输入  $-30\text{dBm}$  时，三次谐波失真是  $-70\text{dBc}$ 。同样，这是初始点，我们可以画出这个点，如图 51 所示。如果现在将混频器输入电平降为  $-40\text{dBm}$ ，会发生什么？再次参考一下图 50，我们看到，不管是三次谐波失真还是三阶互调失真，当基波下降 1 个 dB 时，都会下降 3 个 dB。同样，差别 (difference) 是重要的。如果混频器输入电平从  $-30\text{dBm}$  变为  $-40\text{dBm}$ ，基波与内部产生的失真之间的差别变化了  $20\text{dB}$ （注： $3-1=2$ ）。因此，内部失真是  $-90\text{dBc}$ 。这两个点落在一条斜率为 2 的直线上，它给出了混频器输入任意电平时的三阶性能。

有时候三阶性能以 TOI（三阶截点，Third Order Intercept）的形式给出。这是当内部产生的三次失真电平等于基波电平（0 dBc）时，混频器的电平。这种情况在实际中是无法实现的，因为此时混频器将会进入深饱和状态。然而，从数学的观点看，TOI 是一个十分好（意思是很有用。。）的数据点（data point），因为我们知道这个直线的斜率，因此，即使用 TOI 作为一个初始点，我们仍然可以在一个给定的混频器电平下确定内部产生的失真的程度。

通过 data sheet 给的信息，我们可以计算出 TOI。因为混频器的基波电平每变化 1dB，三阶动态范围就变化 2dB，用基波电平（dBm）减去仪表规范中动态范围的一半（dBc），就得到 TOI：

$$\text{TOI} = I_{\text{fund}} - d/2 ,$$

其中， $I_{\text{fund}}$  为基波电平（单位 dBm）

$d$  为基波与失真之间的差（单位 dBc）

用上面讨论时假设的数值带入上式，得：

$$\text{TOI} = -30\text{dBm} - (-70\text{dBc})/2 = +5\text{dBm}$$

## 衰减器试验

理解失真曲线图是很重要的，但是，我们可以使用一种简单的试验，确定频谱仪显示的失真分量是外部输入信号还是内部产生的失真信号。改变输入端衰减器值大小。如果失真分量的显示数值保持不变，则这些分量是输入信号的一部分。如果显示数值发生变化，则这些失真分量是内部产生的，或是外部输入信号与内部产生的失真的混合体。继续改变衰减数值，直到显示的失真不再发生变化，然后结束测试。

## 噪声

还有一个制约动态范围的因素，那就是频谱仪的底噪。回到前面我们对动态范围的定义，即能测试到的最大信号与最小信号之比，而频谱仪的平均噪声限制了这里的最小信号。从而动态范围相对于噪声的关系变成了信噪比关系，在这里，信号指的是基波。

如何画出 噪声—动态范围 关系图？使用较早前我们在讨论灵敏度时用过的数值（24dB 的噪声系数），可以算出在 10kHz 的分辨率带宽下，平均噪声电平为 -110dBm。如果输入混频器的基波信号电平有 -40dBm，比平均噪声电平高了 70dB，那么就得到了 70dB 的信噪比。混频器输入电平每减少 1dB，信噪比将会失去 1dB。噪声曲线图是一条斜率为 -1 的直线，如图 51 所示。

那么，在什么样的条件下，我们可以得到最佳的动态范围？不考虑测量精确度，在适当的失真曲线图与噪声曲线图的交点，将会有最佳的动态范围。图 51 告诉我们，对二次谐波失真，最大的动态范围是 70dB；对三次谐波失真，最大的动态范围是 77dB。

图 51 显示的是一个固定的分辨率带宽下的动态范围。我们当然可以通过使分辨率带宽变窄来改善动态范围，但是在动态范围的改善与更低的底噪之间，没有一对一的对应关系（大概意思是说，不是你增减多少我也增减多少的关系）。对二次失真来说，动态范围的改变是底噪改变的一半；对三阶失真来说，是底噪改变的三分之二。见图 52 所示。

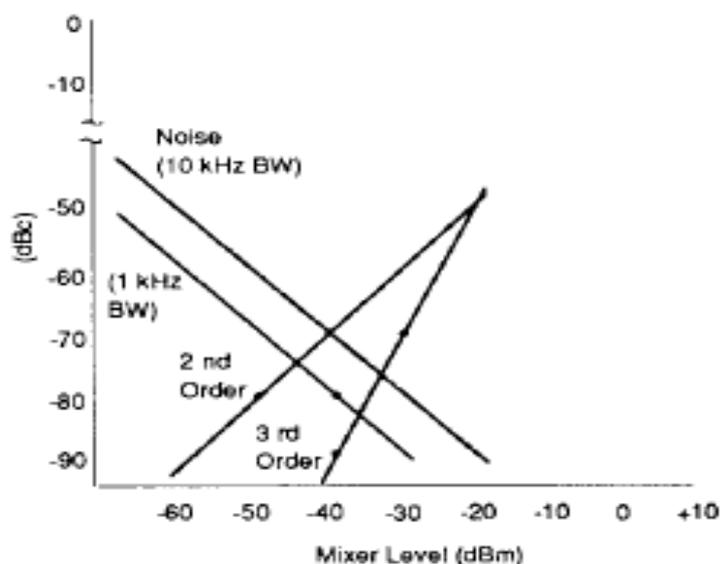


图 52 减小分辨率带宽改善动态范围

最后一个制约动态范围的因素是频谱仪本振的相位噪声，这个因素只影响三阶失真的测量。例如，假设我们进行一个功率放大器的双音三阶失真测量，两个信号的频率间隔为 10kHz。三阶失真分量也将距离双音测试信号 10kHz 左右。在这个测量中，我们发现可能使用的分辨率为 1kHz。参考图 52，允许噪声曲线降低 10dB，得到的最大动态范围大概是 84dB。然而，如果在 10kHz 频偏的地方相位噪声仅仅有一 -75dBc，会怎么样呢？于是 75dB 变成了动态范围的最根本的限制因素，如图 53 所示。

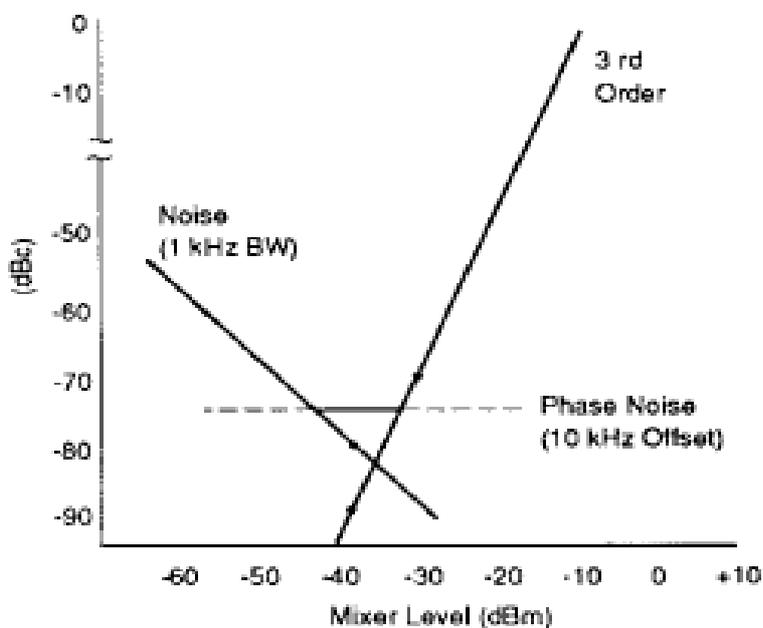


图 53 相位噪声可以限制三阶互调测试

总之，一个频谱分析仪的动态范围受到三个因素的制约：混频器的失真抑制性能；系统的宽带底噪（灵敏度）；以及本振的相位噪声。

### 动态范围 vs 测量不确定度

在前面关于幅度精确度的讨论中，仅涵盖了那些列在表 1 中的因素，加上失配。没有包含一个内部产生的失真分量(一个正弦曲线)与要测试的外部输入信号频率相同的可能性。然而，内部产生的失真分量恰好与要测试的外部失真信号频率相同。问题在于我们没有办法知道这外部和内部产生的信号之间的相位关系。因此，我们仅仅可以确定可能的不确定度范围：

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

其中，d 为最大与最小正弦曲线之间的差 (一个负数)，以 dB 表示

见图 54。例如，如果建立一种条件，内部产生的失真在幅度上与输入信号失真分量相同，那么测量的误差范围从+6dB (两个信号恰好同相) 到 $-\infty$  (两个信号恰好反相，因而抵消)。大多数情况下，这样的不确定度是无法接受的。如果我们把测量不确定度限定为 1dB，图 54 显示，为了达到这个要求，内部产生的失真项必须比我们要测试的外部输入失真项低 18dB。从而，为了画出二次和三次失真测量的动态范围曲线并保证不大于 1dB 的测量误差，必须把图 51 的曲线偏移 18dB，如图 55 所示。

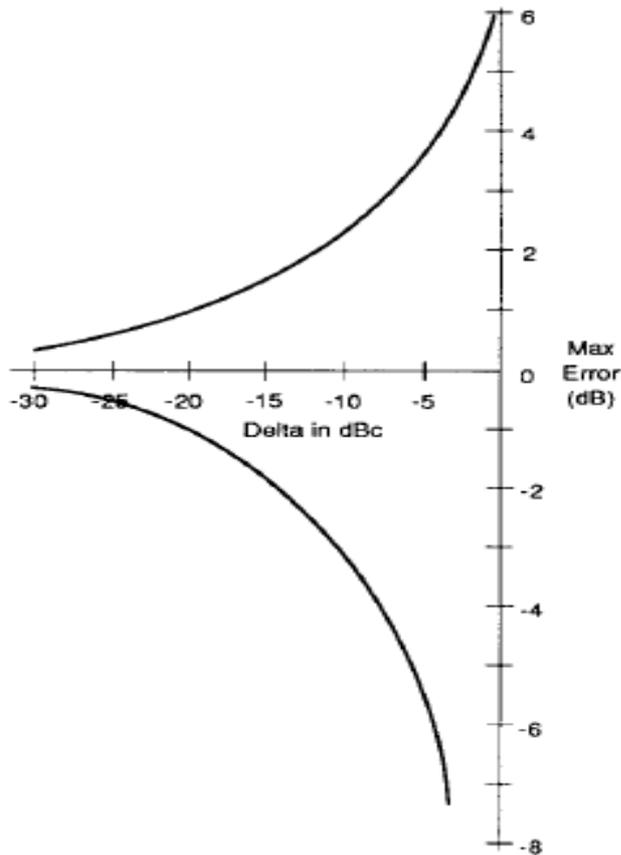


图 54 不确定度 vs 两个同频正弦信号之间的幅度差

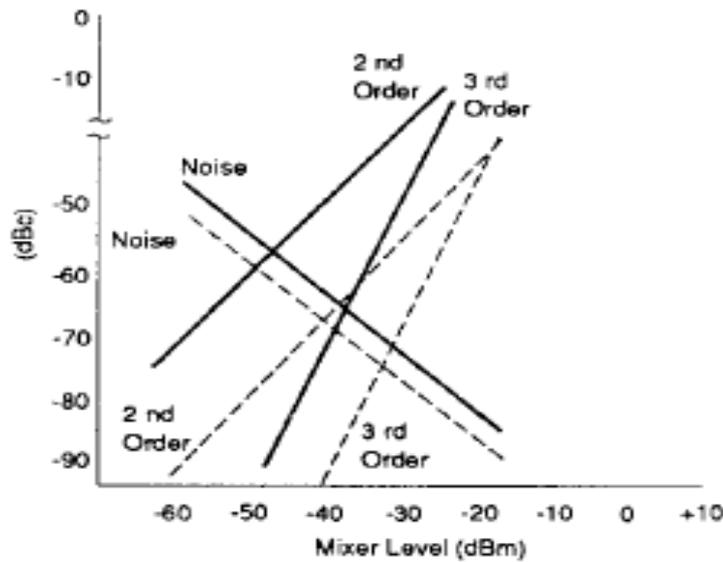


图 55 最大测量误差 1.5dB 时的动态范围

接下来让我们看看由于低信噪比所导致的不确定度。通常，我们希望要测量的失真分量电平比较低，一般十分接近或相当于频谱仪的噪声电平。在这样的情况下，我们通常利用视频滤波器，使得这些低电平信号更好辨别。图 56 所示为，对一个典型的频谱仪，显示信号电平的误差（也就是信号的显示误差，因为信号在屏幕上的显示，这个过程不可能绝对精确）是显示的信噪比误差（也就是信噪比的显示误差）的函数。注意到，误差仅有一个方向，所以可以对它进行校正。然而，我们通常并没有这么做。因此，对动态范围的测量，我们承受由于噪声所致的 0.5dB 的误差，并把动态范围曲线图中的噪声曲线偏移 5dB，如图 55 所示。在失真和噪声曲线交叉的地方，最大的误差可能将会少于 1.5dB。

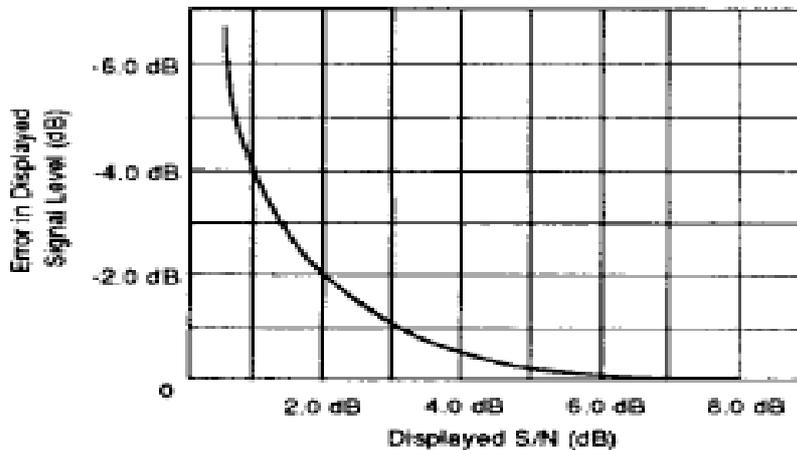


图 56 噪声引起的显示信号幅度误差

让我们看一下，在（关心）考虑到测量误差的情况下，动态范围发生了什么变化？如图 55 所示，二次谐波失真动态范围从 70dB 变为 58.5dB，变化量 11.5dB。这是两个曲线的总偏移量的一半（失真偏移 18dB，噪声偏移 5dB）。三阶失真动态范围从 77 变为大约 68dB，变化量大约 9dB。这种情形下，变化量约为两个曲线总偏移量的三分之一（失真偏移 18dB，噪声偏移 5dB）。

## 混频器压缩

前面关于动态范围的讨论中，我们没有考虑到大电平信号显示的精确度。当输入正弦信号的电平逐渐升高，最后混频器输入端的电平高到输出不能跟随输入线性变化时，混频器进入饱和状态，屏幕上显示的信号幅度太低（不能正确反映输入）。

饱和是逐渐的而不是突然的过程。为了避免形成饱和的条件，通常定义一个 0.5dB 或 1dB 压缩点。典型地，混频器地压缩点电平为  $-10\text{dBm}$  到  $-5\text{dBm}$ 。从而，我们可以确定如何设置（频谱仪的）输入端衰减器，以便正确地测量高电平地信号。（一些频谱仪在内部自动地控制输入端衰减器数值和中频增益的组合设置，所以，输入混频器的跟压缩点电平一样高的 CW 信号在频谱仪屏幕显示栅格最顶端直线上产生一个偏转（并显示）。（由于看到了这个偏转信号）从而我们不会不经意地做不正确的测量。）

实际上，有三种不同的方法来评估压缩。传统的方法叫做 CW（Continuous Wave，等幅波）压缩，它测量当输入功率逐步升高时器件（放大器、混频器或整个系统）的增益变化。这种方法就是刚才上面描述的那种。注意，CW 压缩点比刚才上面讨论提到的即使是中等动态范围时的基波电平都要高出相当多，因此我们在自己都不经意之间已经将大电平信号的压缩可能性“矫正”了。

第二种方法叫做双音压缩，顾名思义，输入两个信号，一个是信号，另一个是小信号，当大电平信号功率逐渐升高时，测量系统中小信号的增益变化。双音压缩应用于多等幅波（Multiple CW）信号的测量，比如边带和独立信号。这种压缩评估方法的压缩点数值（阈值）通常比 CW 压缩方法的要的几个 dB。

最后的方法叫做脉冲压缩，它测量系统中一个窄的（宽带）RF 脉冲信号的增益变化，（当这个脉冲信号的输入功率逐渐升高的时候。）当测量脉冲的时候，我们通常使用比脉冲信号带宽窄得多的分辨率带宽，这样，频谱仪显示的信号电平适当的低于峰值脉冲功率。结果，我们可能将会没有注意到整个信号的功率超过了混频器压缩阈值。高的压缩阈值可以改善高功率、超窄或宽的尖锐脉冲信号的信噪比。在安捷伦 8560A、8561A/B 和 8562A/B/C 频谱仪中，脉冲压缩阈值（也就是压缩点）比双音压缩点要高大约 12dB。不过，因为不同的压缩机制不同地影响着 CW、双音和脉冲压缩，所以任意一种的压缩阈值都可能低于其他的压缩阈值。

## 显示范围和测量范围

有两种另外地范围经常使动态范围更混淆：显示范围和测量范围。显示范围通常称为显示动态范围，指的是 CRT 显示的已校准幅度范围。例如，一个有 8 个栅格的显示器，当我们选择设置每格 10dB 的时候，看上去似乎有 80dB 的显示范围。然而，在大部分的情况下，比如安捷伦，最底端的栅格是没有校准化的。栅格中的底线代表一个信号的幅度为 0，所以，相对于参考电平（最顶端线）而言，最底端的栅格覆盖的范围从  $-70\text{dB}$  到  $-\infty$ 。（由于内部噪声的存在，频谱仪在 10dB/div 或更高的刻度因子下通常显示一些高于底线的噪声信号。）一般，10 等份的显示器的底线也是没有校准化的。另外一个因素是对数放大器的范围。8 等份、10 等份分格的频谱仪显示器，典型的显示范围通常分别为 70、90dB。一些频谱仪有对数放大器，或用自动范围调整，去利用显示器的全部 10 个栅格分区。安捷伦 ESA-E 和 8560 系列频谱仪，当我们选择一个数字实现的分辨率带宽，采用数字信号处理和自动范围调整的组合，实现 100dB 显示范围。

问题是，全部的动态范围是否都可以利用？从前面关于动态范围的讨论中，我们知道

答案通常是肯定的。实际上，动态范围常常超过显示范围或对数放大器范围。怎么办呢？为了把更小的信号引入显示栅格的已校准化区域（calibrated area），我们必须提高中频增益。但是这么做会把大信号移出显示栅格的顶端，超出了参考电平。在安捷伦的频谱仪，我们可以把信号移出至少高于参考电平 20dB，而不会对小信号的显示的精确度产生影响。所以我们可以真正地利用频谱仪的整个动态范围，即使是在动态范围超出显示范围的时候。

测量范围是在任何环境（情况）下能测量到的最大信号与最小信号之比。上限取决于最大安全输入电平，对大部分频谱仪来说是+30dBm（1W）。这些频谱仪的输入端衰减器可以设置到 60~70dB 的衰减，因此我们可以把 30dBm 的信号衰减到混频器的 1dB 压缩点以下，进行精确测量。灵敏度规定了范围的另外一端（也就是下限）。有些频谱仪在最小分辨率带宽的情况下，典型的灵敏度范围从-115dBm 到-135dBm。从而测量范围在-145dB 到-160dB 之间变化。当然，我们无法在+30dBm 信号输入并显示的情况下看到-135dBm 的信号。

## 频率测量

迄今为止，我们一直专注于幅度测量。频率测量是怎样的呢？直到 1970 年代，绝对频率不确定度仍然以 MHz 来度量，因为第一级本振（LO）是一个工作在频谱仪射频范围之上的高频振荡器，也没有尝试把 LO 与一个更精确的参考基准振荡器联系在一起。（有一个另外，就是安捷伦 8580，一种基于安捷伦 8555A 的自动频谱分析仪，在这种频谱仪里，一个外部的频率合成器代替了内部的本振。然而，昂贵的成本使得它不能作为一种通用频谱仪来使用。）一些这种类型的频谱仪依然在使用。例如，安捷伦的 8590A 和 8592A。

在某些情况下，即使是几兆赫的绝对频率不确定度也不会成为妨碍。例如，有时候测量一个单个独立的信号。或者，有时候我们只需要频谱仪有把感兴趣的信号从其他信号中分辨识别出来的精确度。绝对频率通常列在频率读数精确度规格下面，并引用中心频率，对有微处理器和数字显示的频谱仪，为初始、结束和标记（marker）频率。

通常，更重要的是相对频率不确定度。频谱分量间隔多远？调制频率是什么？这里，频宽（span）精确度扮演着重要的角色。对安捷伦频谱仪来说，span 精确度通常意味着在显示器上区分任意两个频谱分量的不确定度。例如，假设 span 精确度是 3%，在 1MHz 的 span 内（每格（分区）100kHz）的两个分区里面区分两个信号。则信号区分的不确定度将是 6kHz。如果使用 delta markers，delta 读数是 200kHz，那么不确定度也将是相同的。

Span 精确度可以用来改善低频精确度。对一个有 5MHz 频率不确定度的频谱仪，如何调谐一个 100kHz 的信号？我们可用利用本振馈通（当第一本振扫描通过第一中频时产生的响应）作为一个零频标和 span 精确度，去定位这个信号。本振馈通无误差地显示 0Hz，我们可以把它放在屏幕显示栅格的左边，span 设为 200kHz。再次假设 span 精确度为 3%，则我们的信号将会显示在屏幕中央±0.15 格的地方。

1978 年，随着安捷伦 8568A 频谱仪的出世，在通用频谱分析仪中频率精确度也变得比较好了。一个低漂移、恒温的晶体振荡器被引进来，作为仪表中所有本振的基准参考。这些年来，在各种价位的频谱仪中，都引进了晶体基准参考振荡器，其中有的是恒温的，有的是不恒温的。

关于稳定振荡器的一点注释：如果我们使用间接（频率）合成的广义定义，正在讨论的振荡器的频率在某些方面取决于一个参考基准振荡器，那么使用的实际技术是不相关的。锁相、鉴频、计数锁等全都落在这个间接合成的定义内。

我们真正关心的是对频率精确度（和漂移）的影响。一个典型的 readout（读数）精确度表达式如下：

$$\pm \left[ (\text{freq readout} \times \text{freq ref error}) + A\% \text{ of span} + B\% \text{ of RBW} + C \text{ Hz} \right]$$

注意，我们不能确切地确定频率误差，除非知道频率参考基准相关的某些东西。在一些案例里，我们被告知一个按年度的老化率（例如， $\pm 2 \times 10^{-6}$ /年）；另外一些例子里，是一个短期内的老化（例如， $\pm 6 \times 10^{-10}$ /天）。另外，我们需要知道振荡器最后一次调整是什么时候，以及有多接近它的标称频率（通常是 10MHz）。当我们考虑频率精确度的时候往往没有注意到的其他一些因素还有，仪表在使用之前是否拔去了电源线（一些参考基准振荡器要求上电 72 小时之后才能达到它们规范标称的漂移率），以及温度系数（它可能比漂移率更糟糕）。总而言之，在我们可以确定频率不确定度之前，有很多的因素需要考虑。

对出厂设置，有一个可以利用的室内频率标准，它起源于一个国际标准。大多数有内置参考基准振荡器的频谱仪允许使用一个外部参考基准来替代。这样，上面的那个表达式中频率参考误差就变成了室内标准（用室内标准代换它）。

当在野外进行测量，我们通常要求，频谱仪上电，完成测量任务，然后尽可能快地转移，继续前进。了解一下我们的频谱仪中的基准参考在短时间预热条件下的行为、要求，是很有帮助的。对安捷伦 8560 系列便携式频谱仪，在预热 5 分钟之后，达到规格书中的标准参考性能；精确度频率参考，则是 5 分钟和 15 分钟预热都需要。

绝大多数有数字显示的频谱仪包含有频标（marker）。当一个单独的频标被激活时，它给出了绝对频率（同时也给出幅度）。然而，显示的频标频率是显示器的频率校准和频标在显示器中的位置的函数。为了得到最好的频率精确度，那么，我们必须仔细地放置频标，恰好放在一个频谱分量的响应峰值上。如果我们把频标放在了该频谱分量响应的其他点，将会得到一个不同的频率读数。为了得到最佳精度，我们可以把 span 和分辨率带宽设置得更窄，减少他们的影响，使得更容易的把频标放在频谱响应的峰值点上。

很多有频标功能的频谱仪，内部有计数器设计，以便消除 span 和分辨率带宽对频率精确度的不良影响。计数器不是直接地计算输入信号，而是计算中频信号，或者一个或多个本振，由微处理器计算输入信号地频率。为了消除噪声因素对计数的影响，要求最小的信噪比。但是在中频计算输入信号也消除了把频标确切地放在显示器上信号响应的峰值点上的需要。无论如何要把噪声排除掉。频标计算精确度可能的表达式：

$$\pm \left[ (\text{marker freq} \times \text{freq ref error}) + \text{counter resolution} + A \text{ Hz} \right]$$

如上式所示，我们仍然必须处理频率参考误差。计数器分辨率指的是计数器读书的最低位（LSB）。一些频谱仪允许计数器模式于 delta markers 一起使用。在这种情况下，计数器分辨率和固定频率的影响将会是双倍的。

## 本章小结

在这章里，我们描述了射频超外差频谱分析仪。我们仔细讨论了其原理框图，并解释了各种因素如何对我们的测量产生影响。我们讨论幅度精确度、灵敏度和动态范围，最后还有频率精确度。下一章我们将会看到如何扩展频率范围，使得我们可以分析微波信号。

### 第三章 扩展频率范围

#### 谐波混频

第二章中，我们描述了调谐到 2.9GHz 的单边带频谱分析仪。现在我们能调谐到更高的频率范围，或许到 22GHz。为了达到这么高的范围，最经济的方法是采用谐波混频。

但是之前让我们先采取一些其他措施。第二章里，推导调谐方程的时候，我们发现需要图 7 中的低通滤波器，以便防止更高频的信号落入混频器。结果是，得到一个唯一响应、单边带的调谐到 2.9GHz 的频谱仪。现在我们希望观察和测量更高频率的信号，因此，必须去掉低通滤波器。

推导调谐方程时我们考虑的另外一个因素是，本振 LO 和中频 IF 的选择。我们确定中频频率不能落在频谱仪测量范围内，因为不然的话它会在测量范围内产生一个洞，在这个频率上无法做测量。因此我们选择了 3.6GHz，把中频移到测量范围(2.9GHz)最高点的上方。而既然新的调谐范围要高于 2.9GHz，那么把新的中频频率移到 2.9GHz 以下似乎是比较合乎逻辑的。安捷伦的高调谐频率范围的频谱仪中，典型的第一中频是 321.4MHz。在我们的例子中将会使用这个频率。总之，对于低频段，直到 2.9GHz，我们的第一中频是 3.6GHz；对更高的频段，我们必须切换到第一中频为 321.4MHz。注意，图 10 中的第二中频是 321.4MHz，因此我们需要做的只是，当希望调谐到更高频率时，把第一中频旁路掉，如图 57 所示。

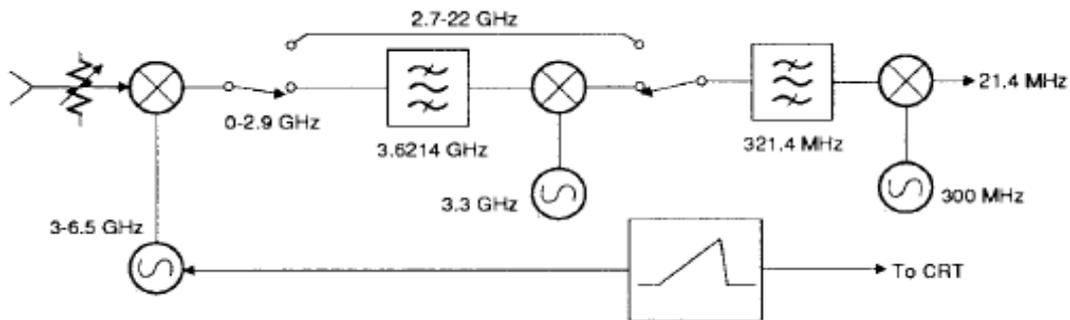


图 57 低频段高中频与高频段低中频切换示意图

第二章中，我们使用数学的方法得出结论，那就是，需要一个低通滤波器。正如我们看到的，在这儿的情况中，事情变得更加复杂，因此，我们采用更加容易理解的图形的方法，来看看是怎么回事。低频段较为简单，所以让我们从低频段开始。在所有的曲线图中，以水平坐标作为本振 LO 轴，垂直坐标作为信号频率轴，如图 58 所示。既然我们已经知道，只要输入信号与本振 LO 之间相差一个中频 IF，将会得到一个等于 IF 的混频输出项（也就是在显示器上产生一个响应），那么，就可以简单地通过 LO 加上或减去 IF，来确定频谱仪的调谐频率。因而，为了确定调谐范围，让我们从描画本振频率相对于信号频率之间的关系图开始，如图 58 中的虚线所示。从虚线中减去中频，得到 0~2.9GHz 的调谐范围，也就是我们在第二章中所见的。注意，图 58 中的这条虚线标有“1-”，指出了这是基波混频，并且在调谐方程中使用的是负号（相减）。利用这个图，可以确定需要什么样的 LO 频率才能接收到一个特定的信号（例如为了显示一个 1GHz 的信号，LO 频率必须调到 4.6GHz），或者，可以通过给定的 LO 频率来确定频谱仪要调谐接收什么样的信号（例如对一个 6GHz 的 LO，

频谱分析仪是要调谐接收 2.4GHz 的输入信号)。本文中，我们将会把第一中频向后移动一位，真正的中频 IF 如图 57 的原理框图中所示。

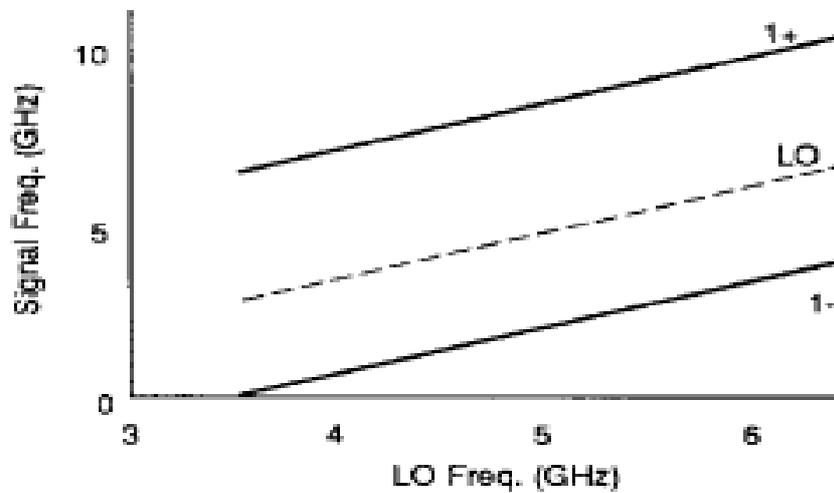


图 58 低频段高中频情况下的基波混频调谐曲线

现在，通过把 LO 和 IF 相加，在图 58 中增加另一条基波混频边带曲线。如图 58 中上边的实线所示，标有记号“1+”，表明了它的调谐范围从 7.2~10.1GHz。（注意图 58 的纵轴，从图中可以）注意到，对于一个给定的本振 LO 频率，频谱分析仪调谐的两个频率被中频本振 IF 的两倍区隔开来（也就是，两个调谐频率之差，等于 IF 的两倍）。当我们测量低频段的信号时，最好不要被“1+”曲线范围的信号所困扰。

下一步，看一下什么样的扩展谐波混频，使得情况变得更加复杂起来。谐波混频的产生，是由于本振部分提供了一个高电平的驱动信号给混频器，以便混频效果更好。由于混频器是非线性器件，它产生了 LO 频率的谐波。与基波一样，LO 谐波也可以和输入信号进行混频，并且有一些组合频率与 IF 频率相等的混频输出项，在屏幕上产生响应。换句话说，谐波（混频）方程变为如下所示：

$$F_S = n f_{LO} \pm f_{IF}$$

其中，n 为本振 LO 谐波次序，其他的参数与前文中的一样。

让我们在图 58 中加上二次谐波混频，看看情况会怎么样。与前面一样，首先画出本振频率相对于信号频率的曲线图。把 LO 的频率乘以 2，得到图 59 中所示的最上面的虚线。基波混频一样，简单地对本振 LO 的二次谐波加上或减去中频 IF (3.6GHz)，产生“2-”和“2+”曲线。由于这两个曲线都超过了“1-”曲线，所以可以认为它们并没有真正使得测量过程变得更复杂。换句话说，“1-”调谐范围内的信号，在频谱仪显示器上产生唯一的、明确的响应，如果考虑到“2-”、“1+”或更高频段的信号产生的模糊不清的响应，可以在频谱仪前端外加一个简单的低通滤波器来抑制它们。

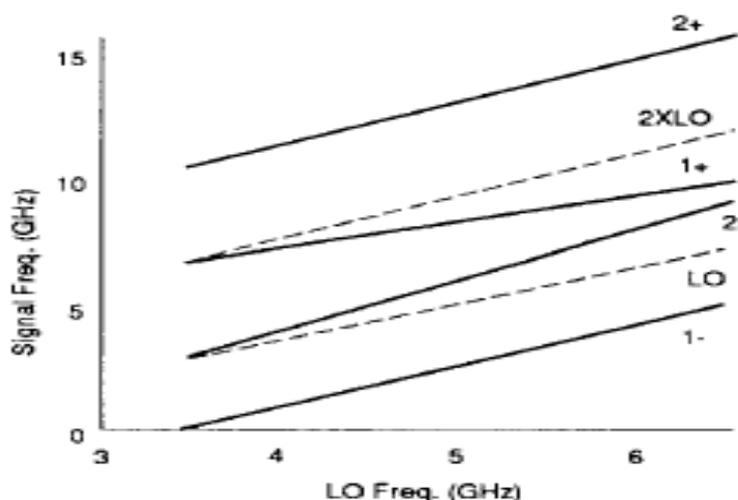


图 59 低频段高中频情况下，“1-”频率范围的信号产生唯一明确的响应

对高频段、低中频的情形下，情况会有很大的不同。跟前面一样，从画出本振 LO 基波相对于信号频谱的关系图开始，然后加上、减去中频 IF，产生如图 60 所示的结果。注意到，“1-”和“1+”两个调谐频率范围贴得更紧，实际上几乎重叠在一起，因为中频 IF 频率比较低，在这里是 321.4MHz。距离贴得更紧的调谐范围使得测量过程变得更复杂了吗？是，又不是。首先，我们的频谱仪在一个时间里只能调整为一个调谐范围。在这种情况下，为了调谐一个处于频段低端的信号，比如 2.7GHz，我们会选择“1-”曲线调谐，这样，就和低频段调谐范围、采用高中频时的 0~2.9GHz 频段范围的高端有一些交叉重叠。这样，在显示器上可能会看到什么呢？如果在图 60 中横轴上选一个点，例如本振频率 5GHz，我们发现有两个可能的信号频率将会在显示器上一个相同的点上产生响应：4.5GHz 和 5.3GHz（这两个数字是从图上读出的大约数）。另一方面，如果在图中纵轴上选一个点，例如信号频率 5.3GHz，我们发现，除了在“1+”曲线上有一个对应于 5GHz 的本振频率的响应之外，在“1-”曲线上也有一个响应的响应，如果我们允许本振 LO 扫描到 5.6GHz 的话（也就是比 5GHz 高出两倍中频（ $2 \times 321.4\text{MHz}$  约等于  $0.6\text{GHz}$ ））。同样，如果在图中纵轴上选 4.7GHz 这个点，将会发现除了在“1+”曲线上有一个响应（LO 频率大约 4.4GHz，低于 5GHz 大约两倍中频）之外，在“1-”曲线也有一个响应（LO 频率大约 5GHz）。

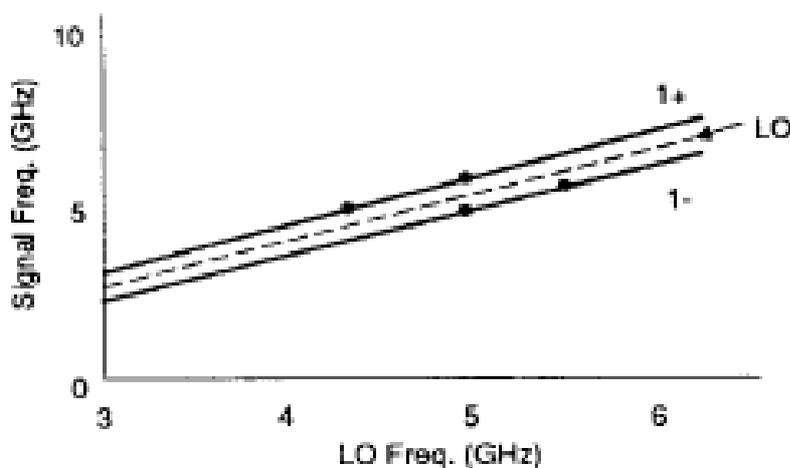


图 60 高频段低中频情形下，基波混频的调谐曲线

在这里我们看到了镜像和多重响应的情况。镜像是一些不同频率的信号，它们在显示器的同一个点上产生了响应，也就是在同一个本振 LO 频率上产生了响应。正如我们在图

60 中所看到的那样，镜像频率之间相差中频的两倍。多重响应是，当一个单独的独立（正弦）信号输入后，在显示器上产生了多于一个响应，也就是说，在两个或两个以上的本振频率点处产生了响应（这里是两个）。再次，要注意到，产生多重响应的本振频率之间相差中频的两倍。

很显然，需要采取一些机制在镜像和多重响应中分辨区别出来我们需要的东西。不过，在考虑信号识别解决方案之前，我们先加上谐波混频曲线，使调谐范围达到 22GHz，看看在信号识别方案中是否还有一些其他另外的因素需要考虑。图 61 显示了本振 LO 四次谐波下的调谐曲线。

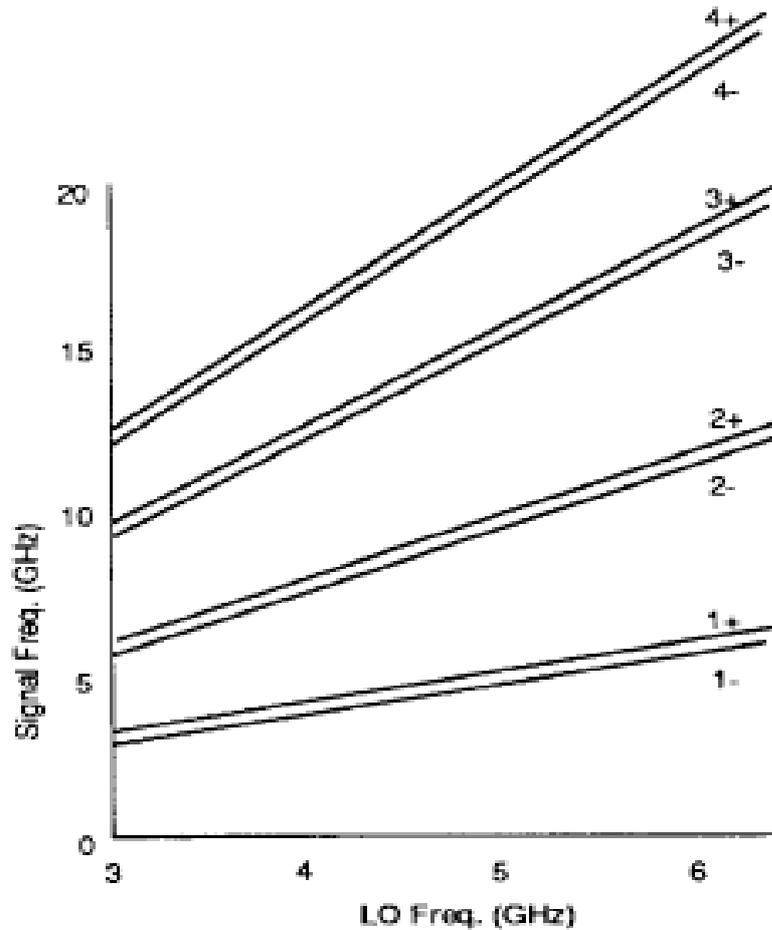


图 61 高频段低中频情形下，LO 从 1 次到 4 次谐波时的调谐曲线

看了图 60 之后，发现除了比图 60 多了一些镜像和多重响应之外，其实也没有什么新鲜的。例如，对每个 LO 谐波，都对应有一对镜像频率。对 5GHz 的本振频率，在基波混频下有一对如图 60 中所讨论的镜像频率 4.7GHz 和 5.3GHz；在二次、三次和四次本振谐波混频下，分别对应 9.7 和 10.3、14.7 和 15.3、19.7 和 20.3 GHz 等几对镜像频率。我们得到的多重响应的数量，是信号频率以及本振 LO 扫描多远的函数。例如，如果 LO 从 3 到 6.5GHz 全扫描，在输入信号为 5GHz 时，将得到两个响应，在输入信号为 10GHz 时，将得到四个响应。图 62 显示了安捷伦 71200——一种具有宽带（大开的）前端（输入端第一级混频之前没有滤波器）的频谱仪——的这两种情形。

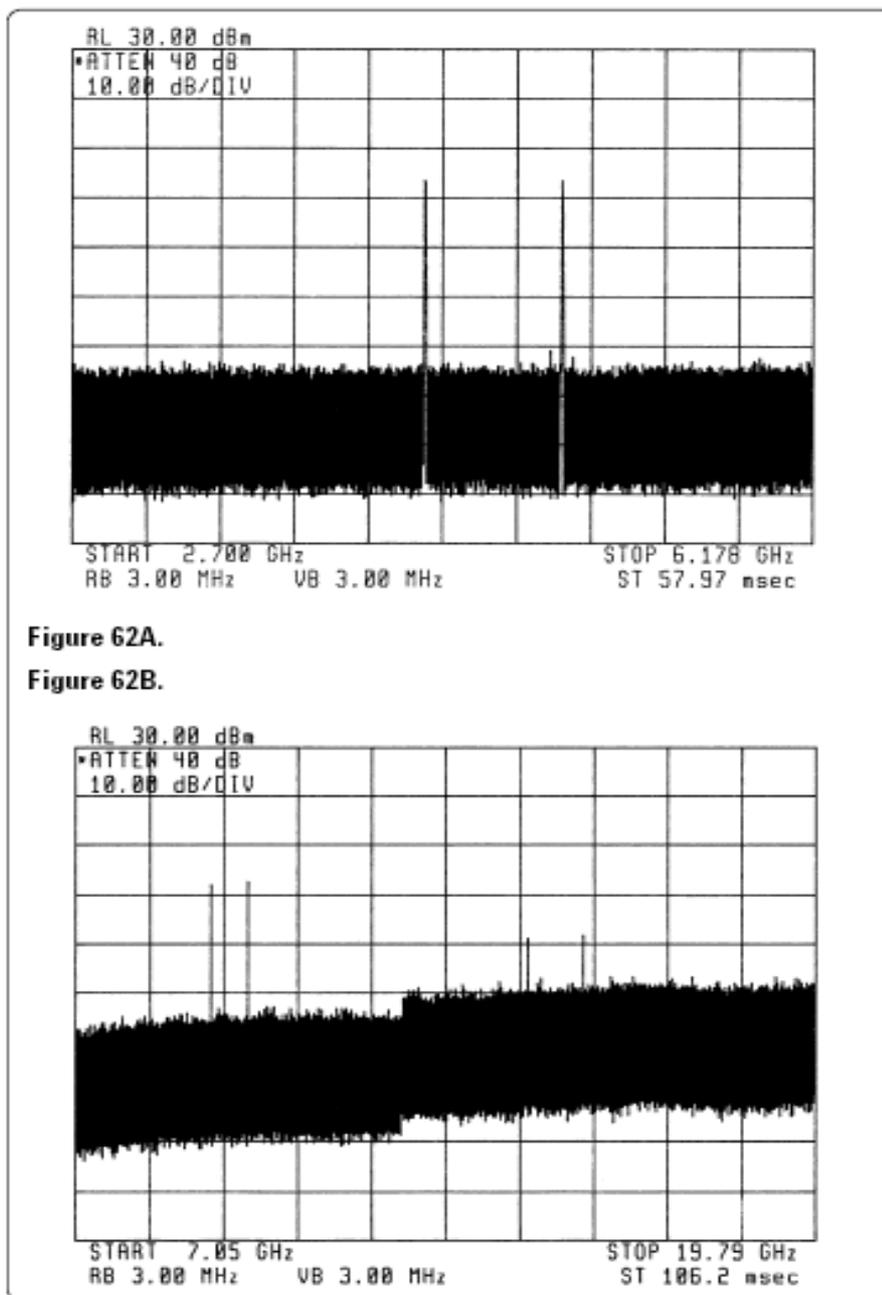


Figure 62A.

Figure 62B.

图 62 多重响应的数量是信号频率和扫描带宽的函数

我们能不能从图 61 和图 62 中得出结论，这样的频谱分析仪是不切实际、没有实际作用的呢？当然不能。很多人的研究是在受控的环境下进行的，只需要处理一个或者两个信号。在这些环境下，像安捷伦 71200 这样的频谱仪会工作得很好。从图 60 和图 61 我们可以得出结论，镜像频率信号（如果有的话），可以通过使用简单的带通滤波器来过滤掉。而对多重响应，如果限定频率带宽小于 600MHz（两倍中频），将不会影响到我们的分析测量。知道了信号的频率，可以使用适当的混频模式（1-，2-，3+或 4+ 曲线），直接调谐到该信号。

### 幅度校准

迄今为止，我们已经看到了，一个谐波混频频谱分析仪并不总是显示一个给定响应的正确频率。那幅度呢，幅度会不会也这样呢？

混频器的变频损耗是谐波次数的函数，当谐波次数增大，损耗也响应增大。（这里我们只考虑在正确的混频模式和调谐范围下观察特定响应的情形。）这意味着，相同幅度的信号将会显示出不同的电平，如果它们牵涉到不同的混频模式。因而，为了保持幅度校准，必须采取一些措施。例如，参考电平或中频增益可以变化，以补偿变化的变频损耗。在安捷伦频谱分析仪里，中频增益是变化的。

在更高频率的本振谐波，升高的变频损耗导致灵敏度的损失（下降），就好像升高了输入衰减器衰减值。因为在变频损耗之后中频增益发生了变化，这个增益的变化，通过显示噪声电平的相应变化，被反映出来。见图 63 所示。因此，就像在基波混频情形中所做的那样，什么也不需要，只需要看平均显示噪声电平，我们就可以确定本振谐波混频（高频段低中频情形，扩展频率范围的）频谱仪的灵敏度。

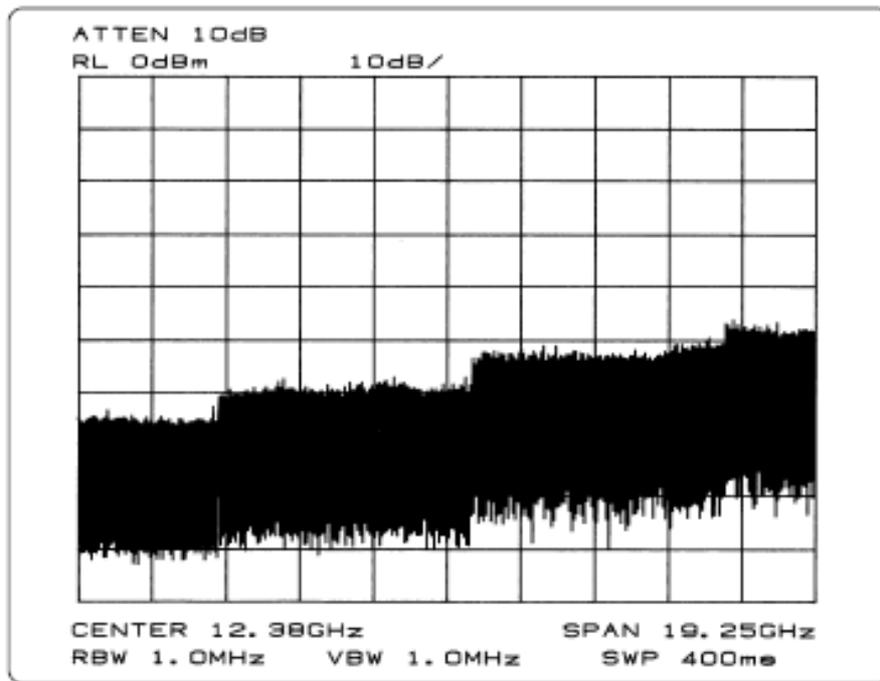


图 63 显示噪声电平的变化，指出了频谱仪灵敏度的变化

### 相位噪声

在第二章中我们注意到，频谱仪本振 LO 的不稳定性，表现为信号（信号电平比底噪大足够多）周围的相位噪声。我们也注意到，这相位噪声可以限制我们测量两个在幅度上相差很小的信号的能力。参见图 20 和图 53，相位噪声的电平显示了本振 LO 的角度、频率和偏差。

当混频过程中，LO 的谐波参加混频时，相位噪声会怎么样呢？相对于基波混频，相位噪声遵循下面的式子增大：

$$20 \cdot \log(n)$$

其中，n 为 LO 的谐波次序。

例如，假设 LO 的基波有 100Hz 的峰峰值偏差。那么，二次谐波有 200Hz 的峰峰值偏差，三次谐波有 300Hz ..... 依此类推。由于相位噪声显示了信号（在这里，指的是噪声信号）生产的调制，为了产生更大的偏差，相位噪声的电平必须更高；当调制的程度很低，就像现咱这里的这种情况，调制边带的幅度就直接与载波（在这里，载波指的是 LO）的偏差成正比。如果偏差翻倍，那么，边带的电平也以电压量纲翻倍，也就是升高 6dB 或  $20 \cdot \log(2)$ 。结果，当更高次的 LO 谐波用来混频时，频谱仪测量幅度相近的信号的能力就会下降。基波混频和四次谐波混频的相位噪声电平，如图 64 所示。

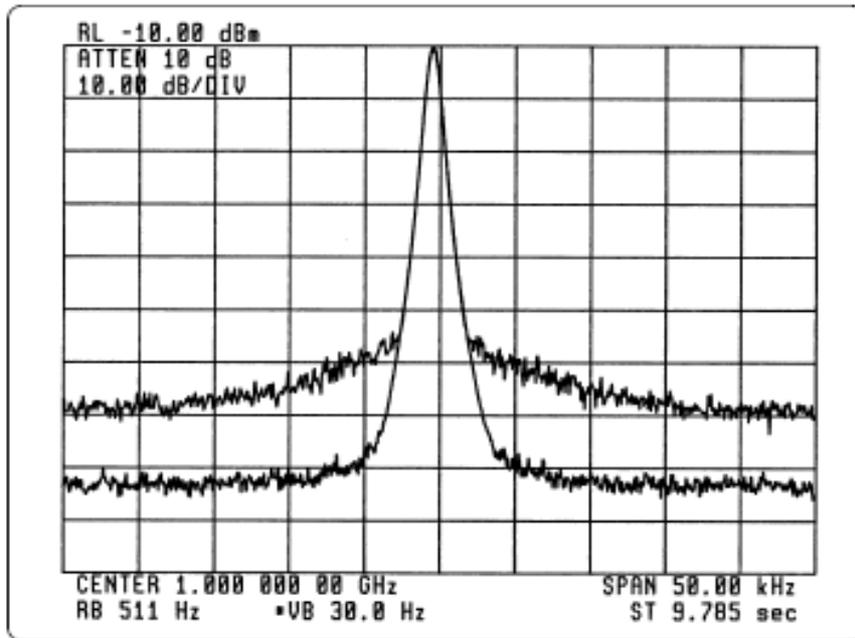


图 64 基波和四次谐波混频在相位噪声上的差异

### 信号识别

即使是在受控的环境下测量，有时候也会有遇到未知的信号的情况。在这种情况下，很有可能调谐到显示器上的特定响应，是由 LO 谐波或混频模式（指的是“1-”、“2+”之类的模式）产生的，而不是显示（设置）为之而校准（调整）(calibrated display)的那个响应。因此，频谱仪必须采取某种方法，告诉我们显示是否是为了（屏幕上）响应的信号而校准。

安捷伦 71200 频谱仪提供了两种不同的信号识别方法：镜像(image)和频移(shift)。首先考虑镜像方法。回到图 60，假设把频谱仪调谐到频率 4.7GHz（本振 LO 频率为 5GHz），这时看到显示屏的中央有一个响应。再假设信号频率是 4.7GHz 或 5.3GHz，但是不知道是哪个。如果利用镜像识别方法，频谱仪以两倍中频（为步进）改变第一中频频率，先是往一个方向，然后往另一个方向改变。如果信号确实是 4.7GHz，当频谱仪往下改变本振频率时，仍然只有一个响应（应对于“1+”混频模式），位于显示屏的中间。另一方面，当往下改变本振频率时，在显示屏上没有响应。从而，可以得出结论，信号确实是 4.7GHz，频谱仪正确地调谐了。

另一方面，如果把频谱仪调谐到 4.7GHz(本振为 5GHz)，而实际上输入信号是 5.3GHz，在显示屏中间仍然有一个响应，然而，在这种情况下，利用镜像识别方法时，当往下以两倍中频为步进改变本振，显示屏上没有响应；往上改变本振，显示屏上会有一个响应。这个

结果告诉我们，当调谐到 4.7GHz 时，实际上观察到的是 4.7GHz 的镜像频率。因此，必须把频谱仪以两倍中频为步进调谐到更高的频率，5.3GHz（本振为 5.6GHz），去观察在“1-”混频模式上的响应，而频谱仪是为这个模式而校准的。

当显示屏上的响应是由本振的谐波产生的，情况会怎么样呢？参见图 65，假设把频谱仪调谐到 4.7GHz（本振为 5GHz），但是实际的输入信号频率是 10.3GHz。将会在显示屏的中间看到来自于“2+”混频模式的响应。利用镜像识别方法，频谱仪以两倍中频为步进向上或向下改变本振 LO 频率。但是不管哪个方向上改变都没有在显示屏上产生响应。两个方向的尝试都失败了。我们知道，一个给定的本振谐波的多重响应之间相差的频率距离为中频的两倍。但在这里，响应是由于本振的二次谐波而产生的，所以从一个响应调谐到另一个响应，需要改变的是在本振的二次谐波上，以中频的两倍为步进变化频率。镜像的路线，至少作为第一步，以中频的两倍为步进改变本振的基波，进而以中频的四倍为步进改变本振的二次谐波。失败了。失败之后，系统把步进除以二，分为两半，继续尝试。在这几的情况下频谱仪以 1 倍中频为步进改变本振基波，以 2 倍中频为步进改变本振的二次谐波。现在，当本振往上变化，响应对中的第二个响应就出现在显示屏中间，尝试成功了。

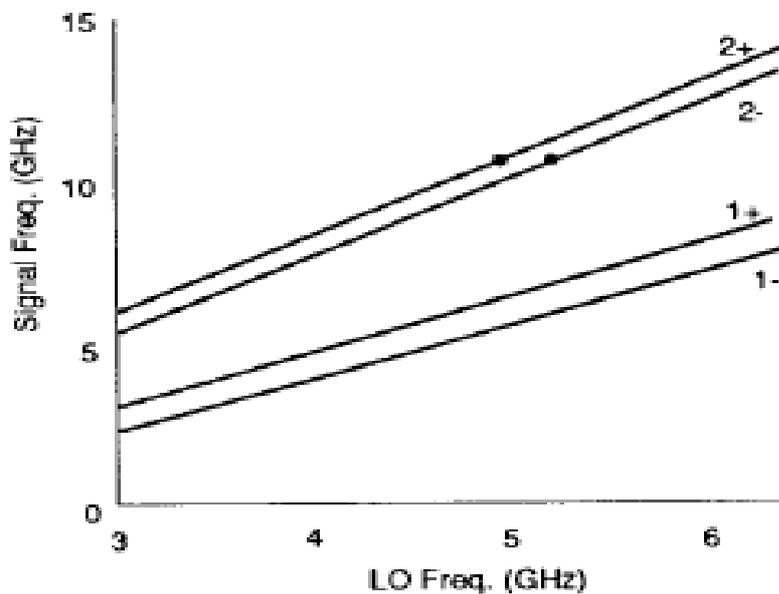


图 65 给定本振情况下的响应并不能唯一地确定信号频率

迄今为止描述的信号识别动作都是频谱仪自动进行的，并有一个消息出现在显示器上，告诉我们信号的频率，并给我们自行决定是否调谐到那个频率的机会。信号识别的过程也可以手工进行。提供手工操作的方式，是由于噪声或已调信号有时候会“愚弄”自动做信号识别过程的频谱仪。

镜像识别方法不适用于低频段（0~2.9GHz），因为中频很高，在这个频段内只会得到单个响应，而不是一对响应。第二种识别方法——频移法，既能用于高频段，也能用于这个频段。这种方法涉及到改变频谱仪中两个本振的频率，而不是只改变一个本振的。参见前头的图 57，看一下当我们把 300MHz 的本振减为 298MHz 会发生什么。为了得到一个在 21.4MHz 中频中间的信号，从第二级中频过来的信号必须是 319.4MHz，也就是 21.4MHz 和 298MHz 之和。如果是在低频段调谐，如图 57 所示，那么第一级中频新的中心频率为 3.6194GHz（319.4MHz 加上 3.3GHz）。在任何情况下，不管是低频段高中频，还是高频段低中频，我们都把有效的第一中频减少了 2MHz。（之所以说是“有效的”第一中频，是因为低频段高中频与高频段低中频两种情况下的第一中频不是同一个中频，后者与前者相比，

旁路掉一个中频。)

虽然这个方法被称为频移法，但实际上是在响应并没有频率的偏移的情况下（“the absence of a shift”），来显示在恰当的频段上产生的恰当的响应。为了抵消第一中频向下的变化，第一本振也相应被改变。如果在频谱仪上选择的频段使用负混频模式——例如，“1-”或“2-”——，那么第一本振的频率向上改变。对“3+”和“4+”混频模式，第一本振的频率向下改变。由于所选频段对应的谐波必须偏移 2MHz，所以本振基波的实际变化量为  $2/n$  MHz，其中  $n$  是相应的谐波次序。正如上面所指出的，当调谐在恰当的频段、产生恰当的响应的时候，屏幕显示的响应没有频率偏移。在所有其他的情形下，会有一个偏移。

与镜像法一样，频移法也可以自动地或人为手动控制运行。当自动地运行时，安捷伦 71200 在屏幕上指示出被识别的信号是否在带内，如果信号与频谱仪当前的调谐不匹配，会让我们选择或者去调谐信号、或者忽略它。

还有第三种、一种完全人为手工识别信号的方法。这个方法利用了在高频段低中频的情况下响应对（response pairs）可以容易的被定位的事实，如图 62。在使用外混频测量频率 22GHz 以上的信号时，这个方法非常好使。这个方法让我们调谐在给定的响应对的两个响应之间的中间部分（例如图 62 中的那些）并把频宽 SPAN 设置的足够宽以便于看到两个响应。接着我们只需注意显示出的两个响应之间的间隔。如果间隔是中频（642MHz）的两倍，然后我们可以选择恰当的谐波次序的频段。如果间隔小于中频的两倍，那么响应是由比当前所在的频段使用的谐波频率更高的本振谐波所产生的。如果间隔大于两倍中频，那么响应是由更低的本振谐波所产生的。一旦选择对了恰当的中频本振谐波（通过选择一个产生 642MHz 频率间隔响应对的中心频率），我们就可以选择恰当的响应。对负混频模式（例如，安捷伦 71200 的 1- 或 2- 混频模式），我们将选择显示在右边的响应；对正混频模式（例如，安捷伦 71200 的 3+ 或 4+ 混频模式），选择左边的响应。

## 预选

前面，一般我们都是在一个即使有，也很少未知信号的测量环境基础上，讨论射频前端门户大开、频带很宽的频谱仪。然而，在很多情况下，我们并不知道涉及的信号有多少、它们的频率是什么。例如，我们可能要搜索未知的杂散信号、或进行基站监测测试作为频率监控项目的一部分、或进行 EMI 测试以便测量不必要的设备辐射。在所有这些例子中，我们都需要在一个可能很复杂拥挤的频谱环境下寻找全部的未知信号。这样，就不得不对每个响应做某种形式的信号识别工作，使得测量时间变得相当长。因此，需要有某种形式的预先滤波（pre-filtering）或预选（preselection）。

预选应该采用什么样的形式呢？回头参考图 60，假设频谱仪的输入有镜像对 4.7 和 5.3GHz，如果只对某一个感兴趣，我们可以用一个带通滤波器，允许一个信号进入频谱仪，过滤掉另外一个。然而，固定的滤波器不能滤除掉多重响应，因此，如果频谱比较复杂拥挤的话，仍然会有混淆的可能。更重要的是，一个固定的滤波器会使频谱仪的灵活性大受限制。如果我们在做宽带测试，当然不希望被迫不断的更换带通滤波器。

解决的办法是，采用一个可调的滤波器，它会自动地跟踪适当的混频模式的频率。图 66 显示了这样一个预选滤波器的效果。此时，我们利用了超外差式频谱仪并不是一个实时的分析仪的事实，也就是说，它在同一个时间里只能调谐到一个频率上。图 66 中的虚线表示了跟踪预选滤波器的带宽。虚线外边的信号将会被拒绝进入。假设在频谱仪输入端有频率

分别为 4.7 和 5.3GHz 的两个信号。如果把中心频率设为 5GHz，SPAN 设为 2GHz，让我们看看当频谱仪调谐在这个频段的时候会怎么样。当本振 LO 扫描通过 4.4GHz（这是一个在它的 1+ 混频模式上会与 4.7GHz 输入信号混频的频率）时，预选滤波器被调到 4.1GHz，因此 4.7GHz 信号就被挡住进不来了。由于该输入信号没有到达混频器，没有混频发生，在显示器屏幕上也没有出现响应。当本振 LO 扫描通过 5GHz 时，预选滤波器允许 4.7GHz 信号到达混频器，我们在屏幕上看到恰当的反应。5.3GHz 镜像信号被拒绝进入，因此它没有与

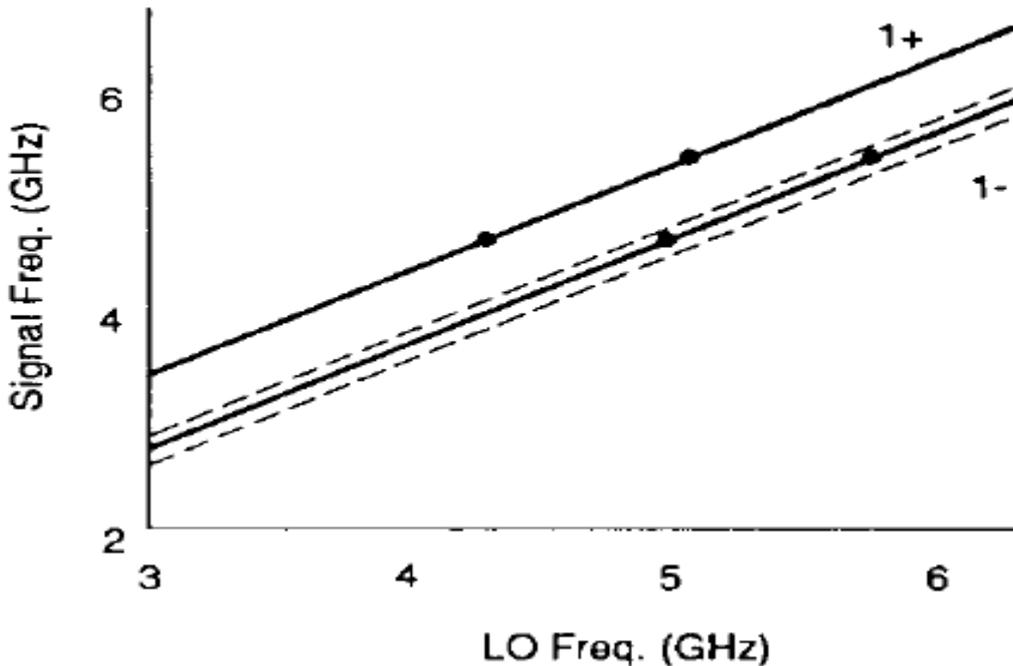


图 66 预选滤波器只有当频谱仪调谐到接收信号频率时才允许信号到达混频器

4.7GHz 信号的混频产物相互作用，没有产生混频产物，没有在屏幕上弄点什么东西出来。最后，当本振 LO 扫描通过 5.6GHz，预选滤波器允许 5.3GHz 信号到达混频器，我们会看到它被正确的显示在屏幕上。注意到，在图 61 中，不同的混频模式的直线都是没有相交的。因此，只要预选滤波器的带宽足够窄（典型的，它的变化范围为在低频率下 20MHz，到在高频率下 80MHz），它就会消除（eliminate）掉所有的镜像和多重响应。

说消除（eliminate）这话也许有点夸张过头。预选滤波器并没有无限的绝对的过滤能力。有 70~80dB 范围的衰减能力还说的过去。因此，如果在有电平很高的信号的情况下寻找哪些电平很低的信号，可能会看到高电平信号的镜像或多重响应，但它们电平都很低。

如果是在低频段会怎么样呢？大部分的跟踪预选滤波器采用 YIG（石榴石）技术，而 YIG 滤波器在低频率下并不好使。幸运的是，有一个简单的解决办法。图 59 显示了在低频段高中频下，1- 混频模式产生唯一明确的响应，没有其他混频模式与它交迭。所以，一个简单的低通滤波器衰减了镜像和多重响应。图 67 显示了典型的微波频谱仪的输入前端结构。

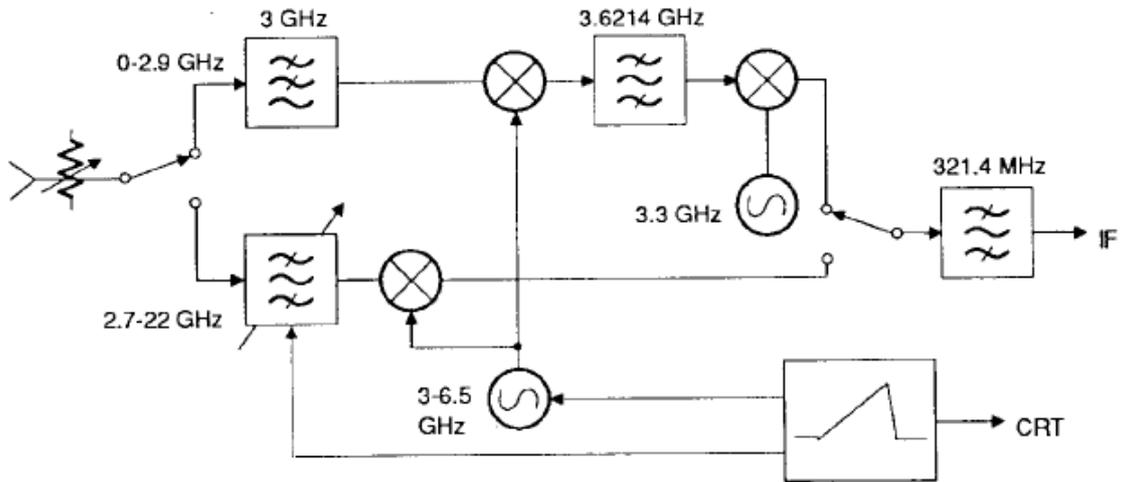


图 67 典型的预选滤波频谱仪的前端

### 提高动态范围

如果待测信号之间有足够的时间间隔，那么预选滤波器可以提高动态范围。第二章关于动态范围的讨论中，默认假设高电平和低电平的信号都总是（同时一起）参与混频器并且它们的幅度在测量过程中没有改变。但是正如我们在前面所看到的，如果信号之间频率间隔足够大，预选滤波器允许一个信号到达混频器而阻止另一个信号。例如，如果我们去测量一个微波振荡器的谐波，在我们把频谱仪调谐到它的某个高次谐波的时候，预选滤波器将阻止基波进入混频器。

我们看一下一个 3GHz 振荡器的二次谐波测试时的动态范围。在第二章中的图 51，图中画出了混频器的二次谐波曲线，一个 -40dBm 的输入混频器的信号将会产生一个 -70dBc 的二次谐波项。在前面的讨论中我们也已经知道，在混频器，基波的幅度每变化 1dB，测量范围也变化 1dB。图 68 中，范围扩展了的二次谐波失真的曲线也画了出来。在这个例子中，假设振荡器输出较高的功率，并设置频谱仪输入衰减器，使得当我们测量振荡器的基波时，输入混频器的电平是 -10dBm，低于在 1dB 压缩点。

图中，我们看到，输入混频器的 -10dBm 信号，产生一个比它低 40dB 的二次谐波失真分量。现在把频谱仪调谐到 6GHz 的二次谐波上。如果预选滤波器衰减能力为 70dB，那么输入混频器的基波电平下降到 -80dBm。图 68 指出了对一个 -80dBm 的输入信号，内部产生的失真是一 110dBc，意味着比新的为 -80dBm 的基波电平低 110dB。这就把谐波的绝对电平推到了 -190dBm。所以，调谐的基波（输入混频器的原始信号）与调谐的内部失真产生的二次谐波之间的差是  $-10 - (-190) = 180\text{dB}$ ！

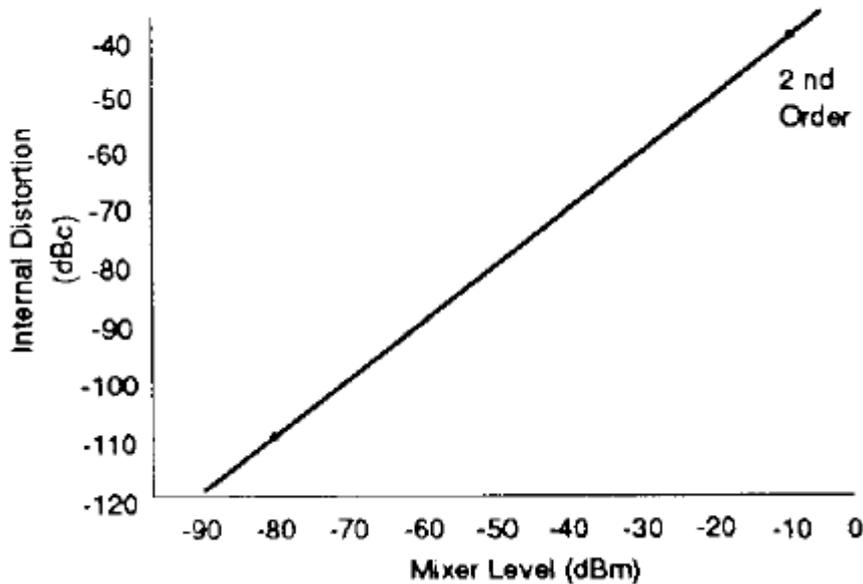


图 68 扩展了的二次谐波失真曲线图

很明显，对谐波失真，动态范围受限于低电平（谐波）端，仅仅是由频谱仪的噪底（灵敏度）决定。

在高电平端又是什么样的情况呢？当测量振荡器的基波，我们必须限制输入到混频器的功率避免它进入饱和状态，以便于得到准确的电平读数。可以使用频谱仪内部的衰减器，也可以在外面接衰减器，使输入功率低于混频器的 1dB 压缩点。然而，由于当我们调谐频谱仪测量二次谐波的时候，预选滤波器大大的衰减了基波电平，所以如果我们需要更高的灵敏度测量二次谐波，可以减少内部或外部衰减器的衰减量。有了预选衰减器，+20dBm 的基波电平不会影响谐波测量的能力。

三阶互调测量的动态范围的任何提高，取决于相对于预选滤波器带宽的两个输入信号之间的频率间隔。上面提到，典型的预选滤波器带宽，在低频率大约是 20MHz，在高频率大约是 80MHz。作为一个保守一点的数字，使用每倍频程 18dB 滚降的 YIG 滤波器。因此为了确定动态范围的改进，我们必须确定每个基波信号被衰减的程度以及如何影响内部产生的失真。从第二章中三阶互调的表达式，我们得到

$$(k_4/8)V_{LO}V_1^2V_2 \cos[w_{LO} - (2w_1 - w_2)]t$$

和

$$(k_4/8)V_{LO}V_1V_2^2 \cos[w_{LO} - (2w_2 - w_1)]t$$

从上面的式子中可以看到，频率稍低的失真分量  $(2w_1 - w_2)$  的幅度，随着  $V_1$  的平方变化，同时随着  $V_2$  线性变化。另一方面，频率稍高的失真分量  $(2w_2 - w_1)$  的幅度，随着  $V_1$  线性变化，同时随着  $V_2$  的平方变化。然而，与第二章中图 50 的情况不同的是，预选滤波器将不会对两个基波信号进行相同幅度的衰减。图 69 显示了我们把频谱仪调谐到频率稍低的失真分量时的情形，且两个基波信号的频率间隔为预选滤波器的带宽的一半。在这种情况下，频率低的那个被测基波信号衰减 3dB；而频率高的那个，衰减 21dB（3dB 加上另外 18dB 的中心频率每倍频程（幅度）滚降）。因为是调谐到频率低的那个失真分量，所以这个频率的内部产生的失真的幅度，就以  $V_1$  衰减的平方下降，同时随着  $V_2$  衰减线性下降。总的动态范围的改善是 27dB。对其他信号间隔的动态范围改善，也在图 69 中的表列了出来。

与二次谐波失真一样，频谱仪的噪底也必须要考虑进来。对频率十分靠近的被测信号，预选滤波器不能提供什么动态范围的改善，去对动态范围进行计算，就好像没有预选滤波器的存在那样。

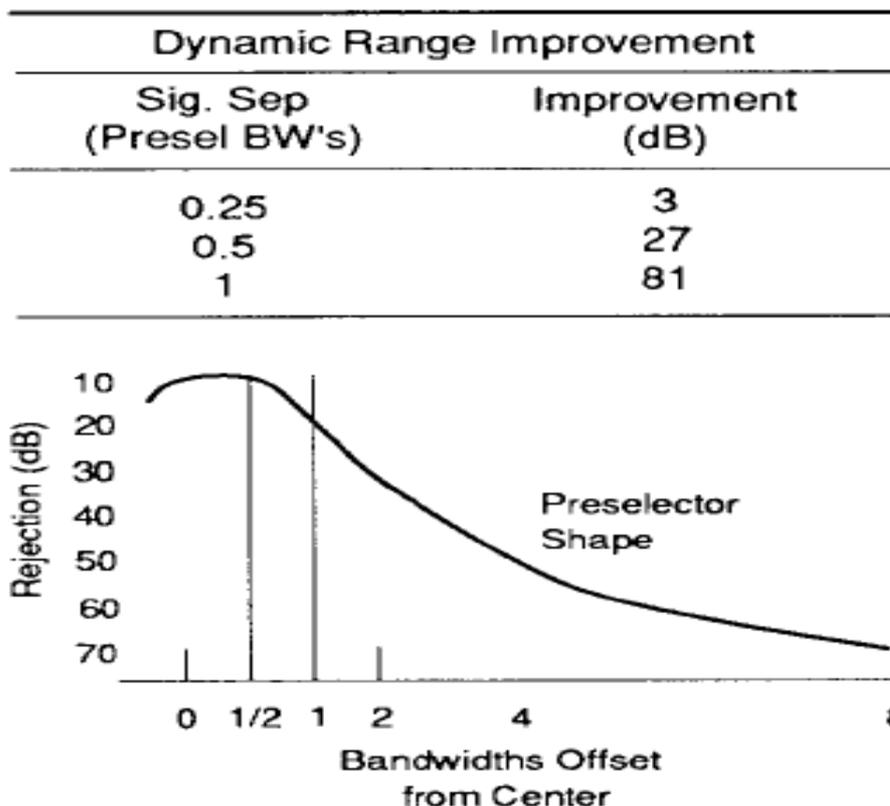


图 69 三阶互调动态范围的改善和预选滤波器衰减

第二章中对动态范围的讨论，也适用于进行了低通滤波的低频段。唯一的例外是，当一个低频段信号的某个谐波落入预选滤波器范围，例如，如果我们一个 1.5GHz 基波信号的二次谐波，那么当调谐到 3GHz 的谐波时，受益于预选滤波器。

### 多频带调谐

预选滤波器不仅仅可以有效的消除镜像和多重响应，在实际应用中它还可以做到很宽频率范围的调谐。所有带内置预选滤波器的安捷伦频谱仪，允许在单次扫描下做全预选范围（entire preselected range）调谐，如图 70A 所示。带微处理器的频谱仪也允许频宽 SPAN 小于包括多于一个混频模式的全预选范围。

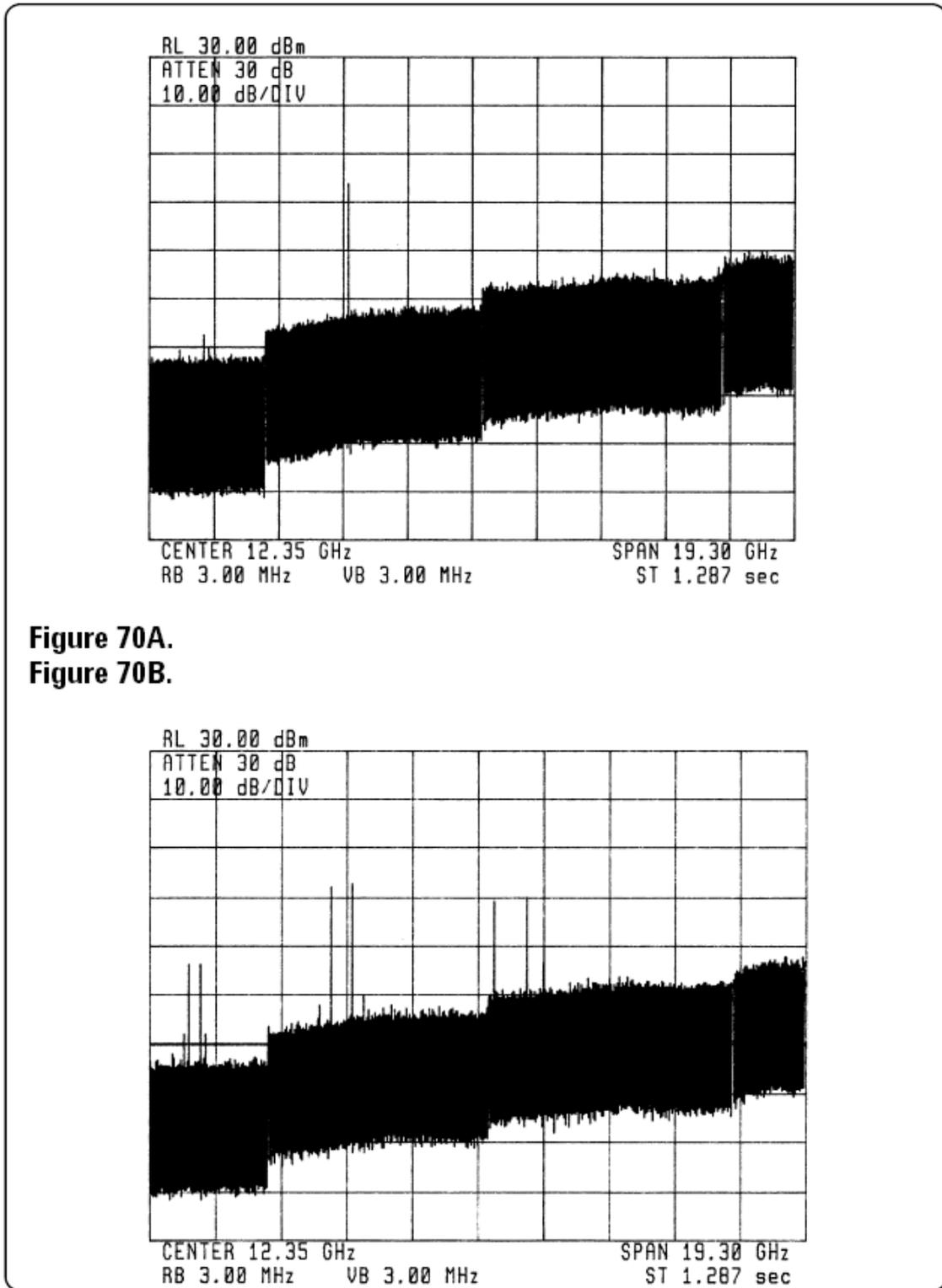


Figure 70A.  
Figure 70B.

图 70 预选使 SPAN 更宽

宽的频宽 SPAN 通过连续地调谐预选滤波器来完成，不断的重复调整本振 LO 使之适应于特定混频模式使用的谐波。在屏幕上会出现陡峭的阶梯状噪底，这是因为中频增益改变了，中频增益的改变是为了补偿当本振 LO 谐波改变时混频器的混频转换损耗的改变。因而，出于实用的目的，预选范围成为一个单一调谐频带。然而，连续扫描越过低通滤波的低频段

和预选滤波的高频段之间的切换点是不允许的，因为要使用物理切换来选择频段，连续扫描切换会导致额外的损耗。

安捷伦 71200 允许（连续）调谐到它的整个调谐范围，因为在低频段和高频段使用相同的混频器，因此不涉及频段切换。然而，因为它是没有预选滤波的，这个宽调谐范围并不像其他有预选的频谱仪那样有用。参见图 70B。

## 预选的优缺点

前面我们已经看到了预选的优点：频谱仪操作更简单、整洁的显示、改善提高动态范围和频宽 SPAN 更宽等等。但是，与没有预选滤波器的频谱仪相比，它也有一些缺点。

首先，预选滤波器带来插入损耗，典型的数值为 6~8dB。这个损耗比增益的第一级更早更靠前，所以系统的灵敏度会因此下降。另外，当像图 67 那样把一个预选滤波器直接连接到混频器，预选滤波器的失配（典型的数值是电压驻波比 2.5）和输入混频器的失配（典型的数值是电压驻波比 3.0）会导致频率响应能力大约降低  $\pm 2\text{dB}$ 。为了减小这个副作用，通常会在预选滤波器和混频器之间插入一个  $\pi$  匹配网络（固定衰减器）或者是隔离器。灵敏度将由于  $\pi$  网络（6~10dB）或隔离器（1~2dB）而下降。隔离器的插损越小，（频谱仪）灵敏度越高； $\pi$  网络匹配越好，平坦度也越好。

有些结构消除了对匹配网络或隔离器的需要。如果预选滤波器与混频器之间的电长度增大，反射和再反射的相位变化比率更快。结果是，平坦度上会有更多更大的纹波。像 8566A、8566B 和安捷伦 71210 中使用的结构，包含有混频二极管，作为预选滤波器/混频器组件的一部分。在这种组件中，预选滤波器和混频器之间的电长度是最小的。因而这种结构把纹波效应从频率响应移除掉，并通过去掉匹配网络或隔离器而提高改善了频谱仪的灵敏度。

即使把与混频器的相互影响放到一边不管，预选滤波器也会引起一些频率响应性能的下降。在大部分的配置里，预选滤波器和本振 LO 两者的调谐扫描控制都来自同一个源，但是并没有一个反馈机制去确认预选滤波器正确地跟踪了频谱仪的调谐。结果，像 8566B 这样有手工和自动预选器标峰值功能的频谱仪，通过在每个信号搜索预选器峰值，可以获得最佳的平坦度。另一方面，像 8562A，对沿着频率范围的每个 GHz，把预选器峰值搜索安排在组件里，在没有采取额外的步骤去搜索预选器峰值的情况下，就获得了规范的频率响应。

## 宽带基波混频

虽然图 67 只是一个简化的原理框图，但是如果我们仔细查看，可以从中找到 3 个需要改善提高的地方：在低频段/高频段切换点的连续扫描能力；为了获得更高的灵敏度，在整个频率范围进行基波混频；为了获得更高的幅度准确度和快速测量能力，预选器自动搜索峰值等。

所有的这些东西，在安捷伦 71210 里都实现了。

首先，这种频谱仪使用了电子开关（solid-state switch）作为预选电路的一部分，以便于在低频段和高频段之间切换。这样，安捷伦 71210 就可以在切换点之间连续的扫描，简化

了横跨切换点的频谱的分析。电子开关还允许连续扫描整个 0~22GHz 的频率范围。

其次，（整个频率范围内都用）基波混频避免了像谐波混频那样的灵敏度下降。基波混频可以通过使用一个 3~22GHz 的基波振荡器（本振）来实现（如果有的话）。安捷伦 71210 中使用的实际方案是，在进入混频器之间把 3~6.5GHz 本振增加到适当的频率。这样的方案见图 71 所示。在这种情况下里，灵敏度（噪底）在整个频率范围内基本保持为一个常数，如图 72 所示。在低频段的高端，噪底有一点点升高，是由于电子开关的插损上升所致。

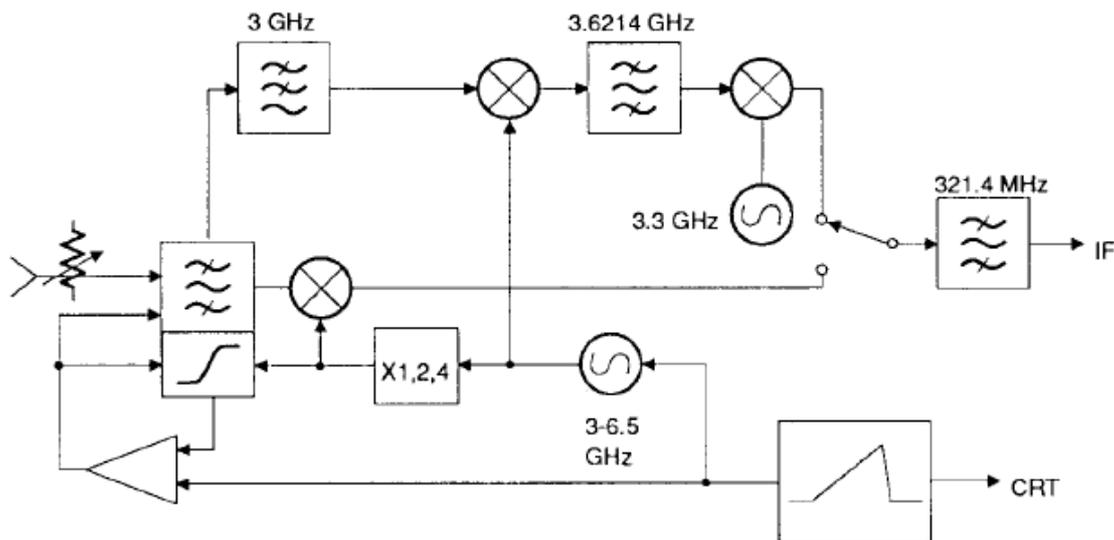


图 71 安捷伦 71210 的前端结构，有电子开关，基波混频到 22GHz，动态预选器找峰值

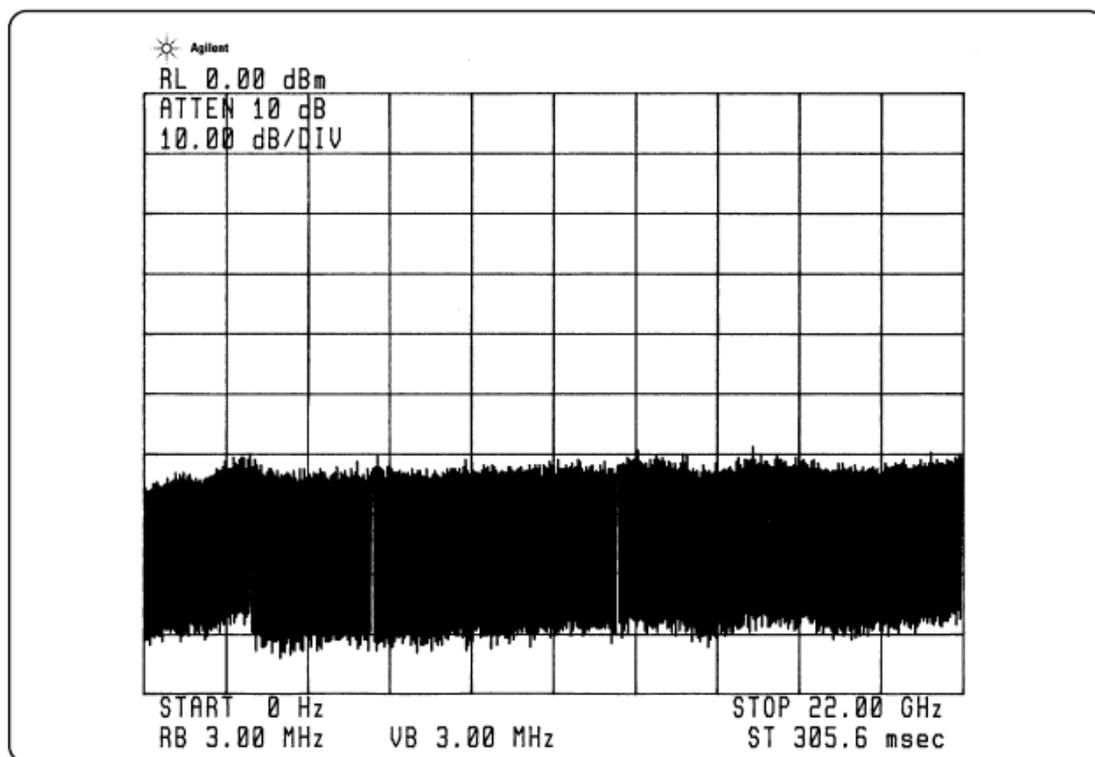


图 72 在整个调谐频率范围内使用基波混频，使安捷伦 71210 在 22GHz 处的灵敏度与在 1GHz 处的一样

灵敏度的改善提高,使得安捷伦 71210 在测量低电平信号时比谐波混频的频谱仪要好。可能最重要的是减少测试时间的潜在优势。例如,在 20GHz, 71210 比 8566B 的灵敏度要高大约 20dB。因而,对一个要求指定灵敏度的测试,71210 上选择的分辨率带宽要比 8566B 上的宽 100 倍。从第二章中我们知道扫描时间(对模拟滤波器)与分辨率带宽的平方成反比。所以,71210 对 8566B 有一个潜在的测试时间优势——10000: 1!

最后,正确的预选器峰值搜索,在幅度精确度和测试时间上都扮演着角色。在开环结构里,预选器调谐可能不能恰当的与频谱仪的调谐相匹配。结果,预选器——一个带通滤波器——将会与频率的变化失调,增加了系统的不平坦度。停止优化预选器在每个测量点上的调谐将会大大的增加测量时间。

71210 通过在用来组成预选滤波器的、包含三个球面(sphere)的(YIG 滤波器)结构中增加第四个 YIG 球面,来实现动态预选器峰值搜索。第四个球面是在一个鉴别电路中的谐振组分。一个 YIG 球面的谐振频率取决于它所在地方的磁场强度。预选器/鉴别器的所有四个球面都放在一个电磁铁的磁场中。频谱仪的调谐扫描决定了电磁铁线圈中的电流,从而调整预选器/鉴别器。在预选器/鉴别器中有第二个小线圈,用来调整鉴别器球面的磁场。这个小线圈中的电流就是,鉴别器球面的谐振频率比预选器球面的谐振频率高 321.4MHz,也就是高频段低中频情况的第一中频。从调谐方程中我们知道,321.4MHz 是恰当的把频谱仪调谐到接收输入信号时,LO 和输入信号之间的频率间隔。

因为鉴别器球面比预选器球面谐振频率高 321.4MHz,如果设计一个方案去调整电磁铁中的电流,使鉴别器球面保持谐振在 LO 频率,那么预选器将会根据要求正确地被调谐。如图 71,在鉴别器和主调谐线圈之间有一个反馈的机制。当鉴别器球面谐振在本振 LO 频率,这时没有输入,调谐扫描波上没有加校正。如果鉴别器的谐振频率不同于 LO 频率,电磁铁流过的电流没有为频谱仪调谐频率进行校正,不仅仅鉴别器会失调,预选器也会失调。如果鉴别器失调了,调谐扫描波上会加上或减去一个输出电压,以适当的去调整电磁铁中的电流,把鉴别器的谐振频率带回到本振频率。同样,因为鉴别器球面被适当的调谐,预选器也被适当的调谐了。由于这是真正的动态、实时系统,所以预选器总是被适当的调谐,不需要其他的调谐或峰值搜索机制。

所以,基于图 71 的这么一个结构就实现了图 67 中暗存的所有三个需要改善提高的地方。

## 本章小结

在这一章中,我们讨论了谐波混频作为扩展频谱仪频率范围的一种手段。我们发现,在第一级混频器之前没有某种形式的滤波器的情况下,屏幕上的显示会由于镜像和多重响应的存在而复杂化,这时可能需要信号识别。其次,我们讨论了预选滤波器,一个基本消除无用响应的跟踪带通滤波器。最后,我们讨论了全调谐频率范围内都采用基波混频、全频段扫描、带动态峰值搜索预选器的频谱仪的改进的输入端结构。