

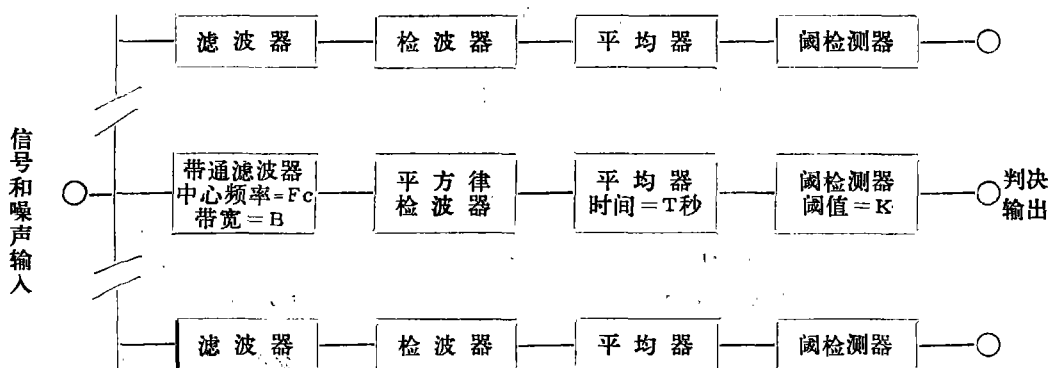
频谱分析系统的最小可检测信号

C. N. Pryor

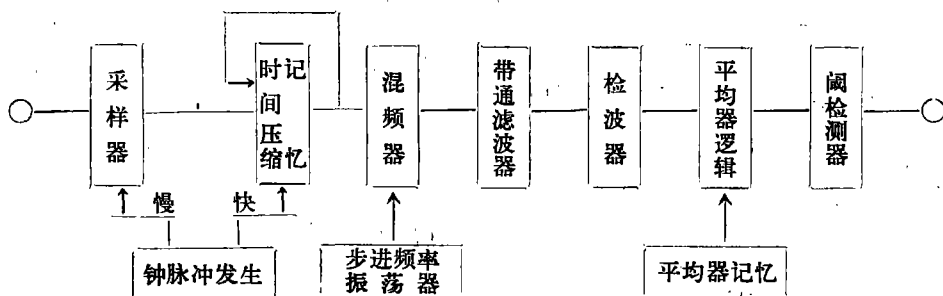
(美国海军军械实验室)

我似乎感到,为了讨论这样一个大家熟知的在噪声中检测正弦波的论题,要向大家致以歉意。原则上数,学关系至少在四分之一世纪以前就已经建立起来了,那是1948年由 Marcum 的经典文章^[1]所证明的,此题目出现在许多关于信号处理的课本中。虽然关于频谱分析系统以及它们的性能的大量流传说是成熟的,然而片断零星的结果在试图作出性能预估中却常常被误用了。当为这次会议征集文章的时候,我正在编排一个统一的方法^[2]用以预估实际谱分析器的性能(最小可检测信号),希望能借此消除来自本题目的某些暧昧与含糊。本文是这项工作的概括,并把结果与一个实验系统作了比较。

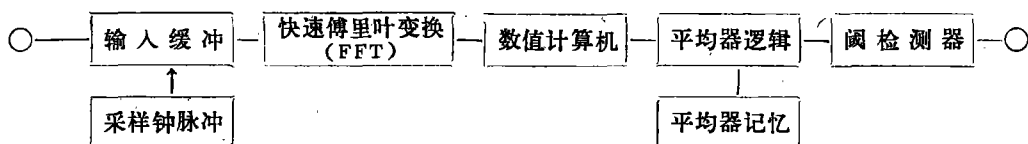
在图1a中给出了一个经典的谱分析器的结构,它具有若干个并联通道,每一通道在不同的窄频带中估计功率。输到每一通道的输入信号通过一窄带带通滤波器,然后进入平方律功率检波器。平方律检波器的输出在某段时间 T 内平均而进一步平滑化,然后,此平均值与一阈值 K 作比较以决定在此窄频带中的功率是否超过了单有噪声时的值。设置阈值把虚警概率限制到一个可接受的值,而人们希望知道按照要求的概率能够检测到的最小的正弦波功率。这就是我们用最小可检测信号即MDS的意思。



(a) 多通道窄带滤波器系统



(b) Deltic时间压缩频谱分析器



(c) 快速傅里叶变换频谱分析器

图 1

大多数的实际频谱分析器并不是真正如图1a所示那样做出来的，因为这里包括有大量的并联通道。一个普遍的解决方法是延迟线时间压缩器（Deltic）方法，如图1b所示，在这里利用重复回放输入信号的时间压缩复制样本而有效地共用一个单通道。Federal Scientific公司所造的“Ubiquitous”频谱分析仪是这种系统中最好的一种。快速傅里叶变换（FFT）系统（如图1c所示）作为频谱分析器已经迅速地变成为大家都很熟的话题。在每一种情况下，与图1a经典型式相比较，频谱分析器的实现细节都会影响它的性能。用于本文的方法是推导出一个基于图1a模型的“理想系统的MDS”。然后对此结果作一阶校正用以预估一个给定的实际系统的性能。这就允许在实现一个频谱分析器时对为兼顾各个方面所付的代价作出直接的估量。

一、理想系统性能

假设加到频谱分析器的输入由具有功率 S 的正弦波以及功率 N 瓦/赫的白噪声组成。假如把在一个理想频谱分析器中包含信号频率的通道设想为具有带宽为 B 赫的完美的带通滤波器，并且在时间 T 秒内对平方律检波器输出均匀地进行积分（ T 假定大于或等于 $\frac{1}{B}$ ）。平均器的输出是一个广义的 χ^2 分布，它的平均值为 $S + NB$ ，方差 $\sigma^2 = N^2 B/T + 2NS/T$ 。假设阈值检测器按 $K = NB + d\sigma$ 来设置， d 由所要求的虚警概率来选定。根据定义，虚警概率按照信号不存在来决定，因此这里用的 σ 的合适值是 $N\sqrt{\frac{B}{T}}$ 或者是对 $S = 0$ 所得到的值。现在会发生这样的情况，当平均器所平均的独立采样数（也就是 BT 乘积）合理地变得大于 1 时， χ^2 分

布的平均值和中值迅速地靠拢。于是假如加入一个信号量使平均器输出 $S + NB$ 等于阈值 K ，则在任何瞬间随机输出超过 K 的概率非常近于50%。这样检测信号的概率也非常接近50%。

代入合适的 σ 和令 K 等于 $S + NB$ ，就可把结果写成这样的形式： $(S/N) = d\sqrt{B/T}$ 。这就是在理想频谱分析器中对50%检测概率的最小可检测信号（相对于在1赫带宽中的噪声而言）。此结果写成分贝形式：

$$(S/N)_{db} = 5\log B - 5\log T + 10\log d = \text{基本MDS} + D$$

此处“基本MDS”是 $5\log B - 5\log T$ ；而 $D = 10\log d$ ，由要求的虚警概率所决定。

图2是用给定的 B 和 T 来计算“基本MDS”或处理器灵敏度的诺模图。给出的例子（本文将一直使用）中，虚线联结 $1/3$ 赫处理器带宽与积分时间6.4分钟两点，它与处理器灵敏度标尺的相交点是-15.3分贝。平均器的时间带宽乘积 BT 值可延长通过 B 、 T 两点的直线，从图2第四根标尺上来确定。在此例中，结果稍偏到标尺外面一点， $BT = 128$ 。

对于所要求的虚警概率修正项 D ，可由信号不存在时平均器输出的 χ^2 分布律来决定。图3的实线给出几种 BT 值下作为虚警概率函数的阈检测比 d （见左面标尺， d 决定阈值 K ）。 $BT = \infty$ 的曲线是在极限高斯分布基础上作出来的，而 $BT = 1$ ，10，50的曲线则用了具有 $2BT$ 自由度的 χ^2

分布。注意到逼近高斯极限甚为缓慢，对时间带宽乘积小于几百非作校正不可。在假设平均器输出分布的平均值和中值重合的情况下，为计算MDS，允许在右边标尺上对 $D = 10\log d$ 直接读数。除了在十分小的 BT 值情况外，精确度足够了。对于特殊情况 $BT = 1$ （此处平均器除了消除倍频分量外没有起其他作用）修正最显著， D 应从虚线上决定以找到MDS。假如在 $BT = 128$ 的现有例子中，要求虚警概率 10^{-4} ，阈检测比 d 约4.2，修正MDS的 D 约6.2分贝。这样理想系统的预估MDS为 $-15.3 + 6.2$ 或约-9.1分贝信噪比（以1赫带宽中噪声为参考）。

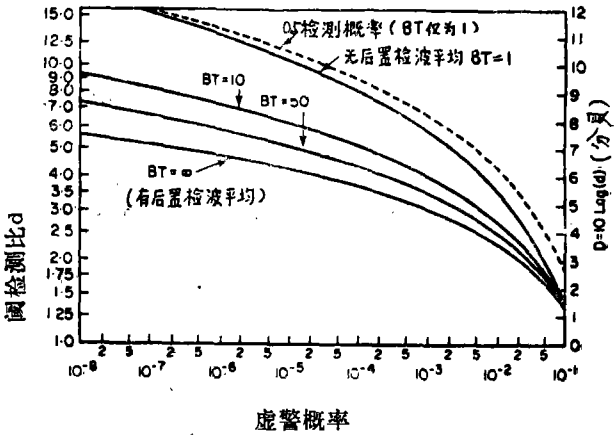


图3. 阈检测器电平对虚警概率的关系

二、随检测概率的变化

50%的检测概率这一点, 在规定一个检测系统时是最为常用的, 有时也会要求在其他检测概率下来决定所需要的信号。对于这种情况, 平均器平均输出 $S + NB$ 必须定得高于(或低于)阈值 K 一个量 $d'\sigma_s$, d' 是由所要求检测概率来决定的系数, 而标准偏差 σ_s 必须在信号存在时决定。经过一些推算, 此要求可写成下列形式

$$(S/N) = d\sqrt{B/T} [1 + (d'/d)\sqrt{1 + (2/B)(S/N)}],$$

它仅隐含 S/N 。幸好这表达式能解出 S/N , 解出的结果是, 任意检测概率的修正能以一简单的 S/N 因子来表示。这意味着考虑到要求的检测概率, 只要对以分贝计的 MDS 加上一个修正量。这个修正量只是 $p = d'/d$ 和 $r = d\sqrt{BT}$ 两个参数的函数, 依据此两参数给出的修正量表示于图4。

因此对于任意检测概率的第一步工作是从平均器输出的分布形状来决定 d' 。对于 P_d (检测概率)在0.1到0.9之间, 根据高斯分布的线性化形式, 可以用近似值 $d' = 3.2(P_d - 0.5)$ 。对于更极端的 P_d 值可以利用图3: 对于 P_d 低于0.1, 可先由曲线上读出 d 的值, 然后取 d' 和 d 的负值相等; 当 P_d 高于0.9, 令 d' 等于相应 $1 - P_d$ 所获得的 d 。虽然因为广义 χ^2 分布形状的缘故而理论上不严格, 但结果已足够接近给出一个很好的 d' 估计值。这样给定系统的 d , d' 和 BT , 参数 p 和 r 就可以决定, 从图4即可读出 MDS 的修正量。在我们的例子中, 假定要求对25%和90%检测概率进行修正。 d' 的相应值各为-0.8和+1.3。对于前面已经确定的值 $d = 4.2$ 和 $BT = 128$, r 约为0.37和 p 值分别是-0.19和+0.31。使用这些参数, 在图4中给出对25%检测概率的修正量约-1.2分贝, 而对90%检测概率的修正量是+1.6分贝。

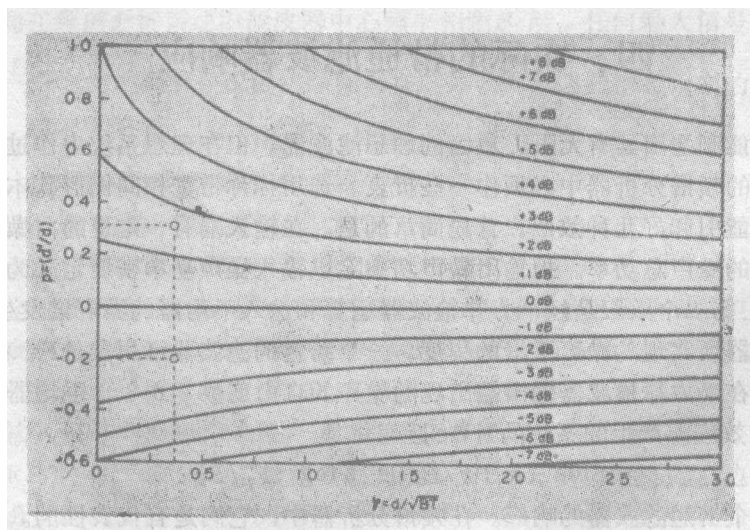


图4. 对于任意检测概率相应的MDS的变化

三、有限观察时间的影响

在制作实际的频谱分析器时，通常选择的方法之一是用回环滤波器（或指数平均器）代替平均器，指数平均器的时间常数为 T 。可以证明，输出方差将减半，但输出平均值是仅在

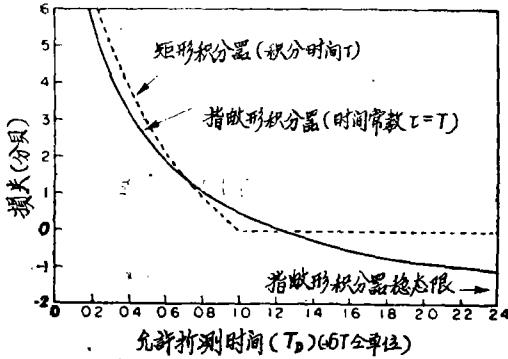


图 5. 由于检测时间有限引起的MDS的变化

信号加入以后才指数地接近稳态值。由于在很多情况下重要的是开始加入信号之后的一段有限时间内就能检测到信号，所以在有限观测区间内对明显的信号强度的降低必须进行校正。

此校正量等于 $-10\log[1 - \exp(-T_d/T)] - 1.5$ ， T_d 是在作出检测前允许观察的时间， T 是平均器时间常数。校正量在图 5 中给出。在用作例子的系统中，6.4 分钟平均器事实上是一个具有 6.4 分钟时间常数的指数平均器。假如检测前允许观察 10 分钟， T_d/T 是 1.55，则考虑到观察时间的 MDS 校正量为 -0.5 分贝。

对允许观察时间为 1，2 和 5 分钟，合适的校正量各为 +7 分贝，+4 分贝和 +1.1 分贝。当理想系统中假定真正的 T 秒平均器建立起稳态输出是在 T 秒以后，则对任何要求的检测时间小于 T ，它也需要校正。这在图 5 中虚线给出。假如允许检测时间 T_d 预先已知，则对平均器积分时间可作最佳的选择。对真正的平均器，最佳 T 等于 T_d ；对于指数积分器，最佳时间常数约等于 $0.8T_d$ 。假如在每一种情况中都选用最佳值，则使用指数平均器代替真正积分器所受的损失约为 0.5 分贝。

四、实际的带通滤波器响应

实际上不可能制造出具有无限陡边缘的理想滤波器，但在理想系统中作过这样的假设，所以在任何实际的频谱分析器中必须作一些折衷。选用标称带宽相同但形状不同的、可实现的滤波器会对性能引起好几种效应。首先简单的是，在输入端有一定量的白噪声时，在输出端就会出现不同的噪声总功率。把输出噪声功率除以输入噪声功率密度定义为滤波器的噪声带宽 (NBW)。第二个效应是经平方律检波器运算和送入平均器的噪声谱发生了变化，这就改变了由平均器所实现的噪声平滑的程度。一个给定的滤波器可用参量 F_n 来表征，它本质上是每秒钟内在平方律检波器输出端出现的噪声的自由度数 [3]，平均器的性能依赖于 F_n 。由于这两种效应而产生的系统的 MDS 净变化是

$$\Delta_{MDS} = 10\log(NBW/B) + 5\log(F_n/B)$$

图 6 给出六个带通滤波器的响应。在频谱分析器中，它们是有代表性的。第一个是理想滤波器函数，而 (b) 到 (d) 是在使用模拟的或回环式滤波器的系统中得到应用或近似。在每一种情况下， B 是滤波器标称带宽。(e) 和 (f) 的曲线较典型地代表了使用输入信号与存储复本直接相关的数字系统（诸如 FFT 处理器或卷积滤波器）。在这些情况中数据的独立段尺度或相关

过滤长度是 $1/B$ 秒。对六种过滤函数的每一种在表 I 中给出了特征带宽和最终的 MDS 校正量。

表 I

滤波器型式	3 分贝 带宽	噪 声 带宽	F_n	MDS 校 正
理 想	B	B	B	0
单调谐回路	B	1.57B	3.14B	- 0.52分贝
三阶Butterworth	B	1.05B	1.26B	- 0.30分贝
高 斯 型	1.67B	1.77B	2.51B	+ 0.48分贝
未加权相关器	0.89B	B	1.50B	- 0.88分贝
Hanning加权相关器	1.42B	1.50B	2.08B	+ 0.17分贝

在我们的例子中所考虑的系统用FFT处理器作频谱分析，所以合适的 MDS校正量 不是 -0.88分贝就是 +0.17分贝，取决于是否对数据应用Hanning加权。应当指出，本书只假定为输入数据的连续谱过滤，而未考虑送到时间一分配系统（例如FFT处理器）中的平均器去的数据的采样性质。

五、滤波器边缘损失

使用非理想形状带通滤波器的另一个效应就是当信号频率偏离滤波器通带的中心频率时，输入正弦波时的滤波器响应发生改变。对图 6 中所有滤波器，响应都是减小的，这样就必须提高信号功率以补偿此损失（这就是所谓边缘损失或者“栅栏效应”（picket-fence effect））。假如在频谱分析系统中滤波器中心频率相距 B_0 赫。任何输入信号将落在距离一个通道的中心的 $\frac{B_0}{2}$ 之内，最坏情况的边缘损失正好是在距滤波器中心频率的 $\frac{B_0}{2}$ 以内频率响应的最小处。在图 7 中，针对图 6 所列的每一种滤波器响应，以频率覆盖间距 B_0 的函数的形式画出了这一损失。

对于随机输入信号频率，若使用最坏情况下的损失当然过高地估计了这个问题的严重性，而必须对全部可能的频率取某种平均。

为保持给定检测概率而必须增加的信号功率的严格计算是很复杂的。但一个合理的估计可以通过在距离中心频率的 $B_0/2$ 之内对滤波器功率响应进行平均来获得。这相当于在输入信号是随机的时候，为了使平均器输出的平均值与在最强的频率覆盖（相当于 B_0 趋于零）时相同而必须对输入信号功率提升的量。这些结果用虚线画在图 7 上。

在常见的FFT分析器形式中，频率覆盖间距等于B，因此未加权时，边缘效应损失的最大值和平均值分别约为 4 分贝和1.3分贝；假如用 Hanning 加权,则分别为1.5分贝和 0.5 分贝。这是常常选用Hanning加权的理由之一。同样地，在Butterworth滤波器情况，假如滤波器带宽B等于覆盖间距 B_0 ，最大损失和平均损失分别为 3 分贝和0.5分贝。假如滤波器带宽增加25%而不改变间距，即 B_0 等于0.8B，则边缘损失的最大值和平均值分别降至约 1 分

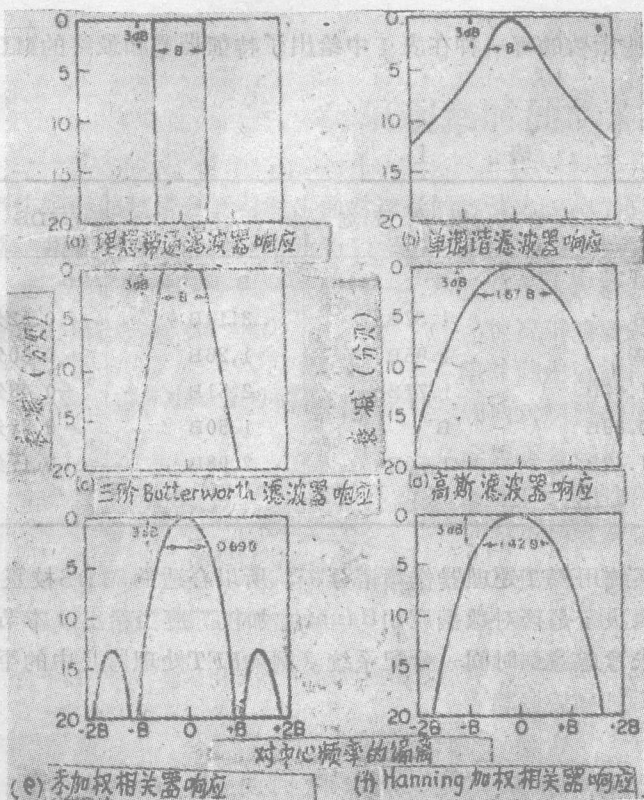


图 6. 各种带通滤波器的频率响应

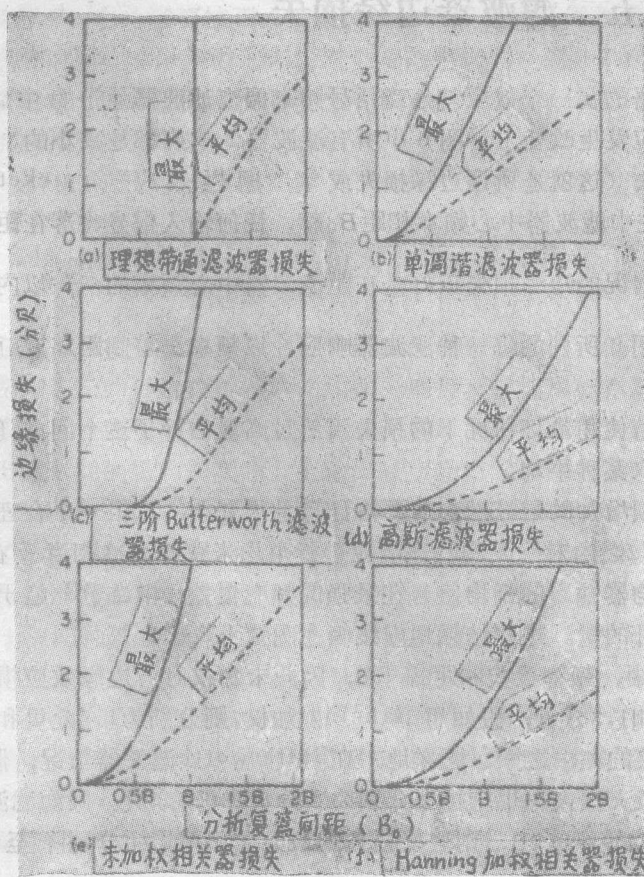


图 7. 各种不同滤波器边缘损失与覆盖间距的关系

贝和0.2分贝。由于这是以系统的基本MDS约增加0.5分贝 ($5\log 1.25$) 来换取的, 所以常常决定接受系统在最好情况下和平均MDS方面性能的稍许降低以减小最坏情况下的边缘损失。

六、滤波器瞬态响应

另一种重要效应是在时间压缩型系统 (图1b, 它用模拟或是数字回环滤波器) 中所必须考虑的。这就是带通滤波器的瞬态响应, 或建立完全响应所需要的时间。其理由是: 在每一次扫频时, 滤波器仅仅在某一特定频率处覆盖, 经历的时间为 T_b (T_b 是时间压缩器存储时间), 所以滤波器的响应受到在时间 T_b 内的包迹响应所限制, 而不是象在图1a并联系统那样受它的稳态响应限制。

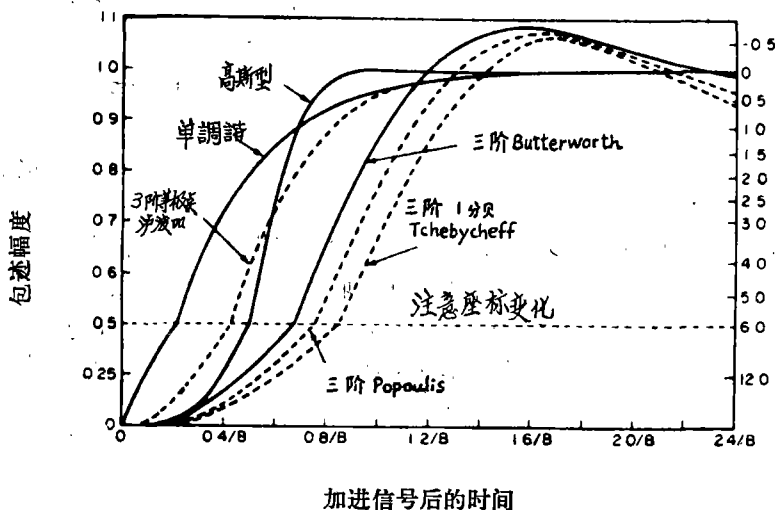


图8. 滤波器包迹的瞬态响应

这个效应示于图8, 此处对图6三个滤波器和三个其他三阶 (边缘效应18分贝/倍频程) 滤波器画出它们的阶跃包迹响应。现在假定在Deltic系统中, 当时间压缩器回路每作一次循环后, VFO (可变频率振荡器) 就跳到一个新的频率上, 并且在数据循环的末尾对带通滤波器输出采样, 则信号强度的有效损失就直接同在循环周期末尾时包迹幅度的降低量有关, 这已在图8右面标尺上给出。注意, 假定滤波器带宽是信号样本长度的倒数, 因而 $T_b=1/B$, 能出现几个分贝的损失。例如Butterworth滤波器在此情况下有1.3分贝的损失。然而假如带宽增加25%, 这样 T_b 变为 $1.25/B$, 损失即减至约0.2分贝。使得带通滤波器带宽应比匹配数据长度的带宽稍大, 是比起考虑边缘效应损失更为迫切的理由。

注意, 此处给出的结果限于阶跃频率的VFO以及特定的采样技术。假如VFO扫频是连续的或者用于滤波器和检波器输出的采样电路是其他形式的, 则要求不同的分析方法并可望有不同的结果。无论如何, 在Deltic型频谱分析系统中, 这种滤波器瞬态效应仍然是一个重要的和主要的潜在损失。

七、平均器输入的采样

实际上，除了图1a所示的纯粹并联系统之外，所有的频谱分析系统中，在平方律检波器和平均器输入端之间都有某种采样操作。象1b的Deltic系统中，每当一次完全VFO频率扫描，一个新的样点就送到平均器去，而FFT系统则是每变换一次就提供一个输入到平均器。通常人们希望样点以至少等于带通滤波器带宽B的采样率来采样，实际的采样率（或谱估计的产生）与B的关系有时候被看作是处理器的“多余度”。

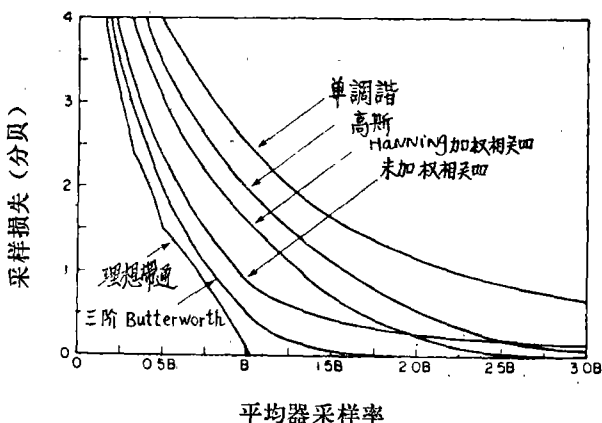


图9. 由于平均器采样率有限引起的损失

增加处理器输入端的S/N。这计算结果〔3〕在图9给出。

注意，只有理想带通滤波器允许用采样率B而不致于有损失，而其他类型滤波器都随处理器的“多余度”增加而连续地得到改善。当采样仅取输入数据的独立部分长度时，这情况包括主要的数据处理器类型：未加权相关器有0.88分贝的损失，而Hanning加权相关器有1.59分贝的损失。两倍这个计算频谱的采样率（例如常常以每一次输入数据50%重叠来实行两次FFT），它们的损失都会减少到约为0.25分贝。

八、修正了的检波器特性

在信号处理系统的计算中，几乎无例外地假设是用平方律检波器，这是因为它的数学性质的缘故，但在实际系统中常常用其他检波函数来代替。最普通的一种是线性检波器或包络检波器，它常常容易实现并减小了平均器和显示设备所要处理的数值的动态范围。另一经常用的方法是把检波器输出转换为对数形式（有效地以分贝作功率谱估计），然后平均这些信息。这对平均器提供恒定“虚警率”统计，它的方差与加到系统的实际噪声功率无关。最后，在某些系统对检波器输出采用双重阈，而使平均器只计算在较长期间内超过阈值的数目。这在某些文献中称之为双阈检测器（double-threshold detector）。

在具有很大大时间带宽乘积的系统中，修正检波器特性的影响可从无信号时检波器输出的一阶、二阶矩以及一阶矩对信号功率的导数来决定。使用此法预估的性能损失（要求增加输入MDS），对线性检波是0.2分贝，对数检波是1.08分贝。对于双阈检测器最小损失是0.94分贝，此时第一检波器的虚警概率是20%，而当原始虚警概率落在10%和30%以外时，这损失增长稍快。当把这些结果应用到BT低于100的系统中去时要小心些。如Marcum给出一个

例子，当所用BT乘积低于70时，线性检波器和平方律检波器只差0.1分贝。解释是这样的：统计上最佳检波器是广义贝塞尔函数的对数，而在具有小BT乘积的检波器中有用的是在高S/N情况下的性能，这时，线性检波器比起平方律检波器更加接近最佳检波器。

九、输入信号限幅

对输入频谱分析器的数据通常实行硬限幅技术（仅作极性采样），这时储存一个样点只需要1比特（虽然当数字存储设备得到更多供应的时候，这技术正在失去普遍性）。在高S/N情况下，这技术明显地对信号谱是很不妙的事情。然而对检测一个在适当的噪声背景中相当弱的信号来说，可以证明，损失是相当小的。所遇到的实际损失有点依赖于系统输入的采样率。假如一个频谱分析器的信号频段从接近于零直到某截止频率 F_0 ，当采样以Nyquist率 $2F_0$ 实现时，由于限幅而引起的损失是1.96分贝。假如采样率提高到 $3F_0$ ，损失降至1.4分贝。对采样率高于 $5F_0$ ，损失约为0.95分贝，并保持相当恒定。有些系统处理信号每次仅包括一个倍频程，所以输入频谱在 $F_0/2$ 至 F_0 之外基本是零。Nyquist采样率可取截止频率 F_0 ，限幅损失又为1.96分贝。在此情况下，以 $2F_0$ 采样的采样损失为1.09分贝，当采样率为 $5F_0$ 或更高时此损失减小到0.65分贝。

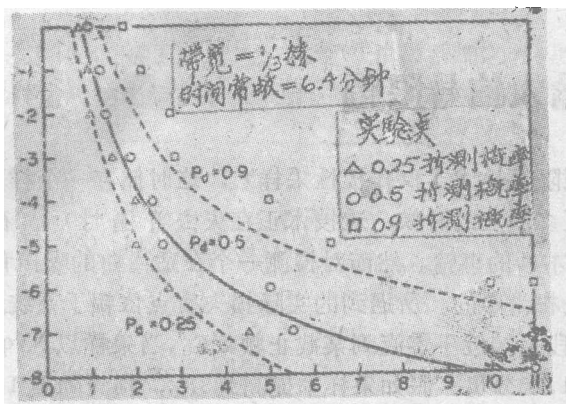
十、例子和实验验证

图10表明一个频谱分析器的MDS计算结果的例子，并用以与系统实际试验结果相比较。所考虑的系统是实验室用FFT频谱分析器，数据段长为三秒，给出带宽和频率覆盖间距为1/3赫。每一输入段或每三秒作一次变换，不用加权。使用一个具有128个样本或6.4分钟时间常数的指数平均器。在输出端设置的阈检测器使得在512个频率通道中的每一道虚警概率为 10^{-4} 。观察时间5分钟，检测概率25%，50%和90%时的最小可检测信号的计算如下：

基本处理器MDS (1/3赫, 6.4分钟)	-15.3分贝
虚警概率 (10^{-4} , BT=128)	+6.2分贝
“理想系统MDS”	-9.1分贝
检测概率 { 25% 50% 90%	{ -1.2分贝 0 分贝 +1.6分贝
允许检测时间 (5分钟)	+1.1
带通滤波函数 (未加权相关器)	-0.88
边缘效应损失 (平均)	+1.3
瞬态响应 (未用)	0
平均器采样率 (多余度1:1)	+0.88
检波器特性 (线性检波)	+0.2
限幅效应 (未用)	0

预估 MDS $\begin{cases} 25\% & P_d \\ 50\% & P_d \\ 90\% & P_d \end{cases}$

$\begin{cases} -7.7 \text{ 分贝} \\ -6.5 \text{ 分贝} \\ -4.9 \text{ 分贝} \end{cases}$



观察时间 (分钟)

图10. 预估性能与实验相比较

MDS, 就是增加了检测需要的时间。这偏差也许是由于数据样本较少和在数据整理时正好是检测百分比超过90%的时候的记录所引起的。在这次检测和接着上次检测之间, 常常有相当明显的时间的推移, 这使得数据样本偏长了。

概括地说, 本文是打算尽量精细地把各种参量或频谱仪的实现选择上的各种影响区分开来, 以便提供一个能够预估许多种这样系统的性能的统一的方法。这一预估方法的结果看来和实验相符合, 或者和其他分析方法仅差零点几分贝。

对于从1到10分钟之间的其他许可检测时间, MDS 可用同样方法进行预估, 结果在图10画出三条曲线。由25个样本组成的MDS 实验结果, 在每一信噪比情况下, 也画在图10上。对每一信噪比 S/N , 样本内要求达到检测概率为25%, 50%和90%所需的检测时间已表示出来。对25%和50%的检测概率, 预估和实验性能之间符合得较好。然而对90%的检测概率, 实验点清楚地偏离了预估曲线, 可以对实验点这样解释: 不是增加了

参 考 文 献

1. Marcum, J. (1948). "A Statistical Theory of Target Detection by Pulsed Radar, Mathematic Appendix", Rand Corporation Research Memo RM-753. Also published in Transactions PGIT, I. R. E., IT-6, April 1960.
2. Pryor, C. N. (1971). "Calculation of the Minimum Detectable Signal for Practical Spectrum Analyzers" NOLTR 71-92, Naval Ordnance Laboratory.
3. Pryor, C. N. (1971). "Effect of Finite Sampling Rates on Smoothing the Output of a Square-Law Detector with Narrow Band Input", NOLTR 71-29, Naval Ordnance Laboratory.

討 論

S. W. Autrey: 在最后的图中你的检测处理是否自动化?

答: 是的。这是普通的单阈值检测器, 一旦平均输出超过确定值就作出信号存在检测。有时, 序贯检测已证明结果并不较好, 人们差不多都能够解释其原因。

S. W. Autrey: 假如你在电敏式纸带上有一作出检测的观察器, 所得结果会按照条纹出现数目而变化吗?

答: 这是同一实验的另一方面。在人工检测的包含一次用4根线作出平均的实验中, 观

察器没有过载，也没有看到性能衰落。然而，此处所报告的实验是用自动检测的，应该不会受线条数目的影响。

R. E. Bogner: 关于回环滤波器产生的损失，你检测它的输出是在感兴趣那一段的末尾吗？

答：那是正确的，但未必是最好的事情。事实上对于高于三阶的滤波器，重要的是在稍后一点瞬间，当滤波器输出达到它的峰值的时候进行采样。这就对问题的分析附加了另一个方面，所以这里叙述较简单的采样方法以说明损失的机理。

R. E. Bogner: 请回答另外一个问题。有关栅栏效应，你指出对理想带通滤波器来说，在平均损失和中心频率损失之间有差别。我不能看出在你把理想滤波器失调时，怎样会恶化。

答：最坏的情况是，当中心频率间距超过滤波器带宽时，损失就变为无穷大。平均损失反映了信号落入滤波器覆盖之间的概率。

G. A. Van der Spek: 你已经评论序贯检测在这里并不能改善。在这点上还有进一步的评论吗？

答：请考虑平方律检波器输出本身以及你允许检测时间有限（譬如说 5 分钟）的事实。为了在此段时间末尾进行检测，对检波器输出的理想匹配滤波器应是一个把时间（包括整个所容许的检测时间区域）倒过来看的纯粹积分器。当可用的数据数量是固定的时候，人们不应当希望序贯检测器会胜过匹配滤波的平均器。

G. A. Van der Spek: 但假如允许平均检测时间为五分钟而又能一次接一次地进行的活，这样你能获得什么样的性能呢？

答：在允许检测的五分钟结束时，信号亦仅存在五分钟。这样，更长的观察时间的可能性并无助于序贯检测器。现在假如存在着源的配置问题（例如在 Deltic 型系统中向下一个频率覆盖区的移动），在序贯检测系统中采用较短的平均检测时间是能够得到一些益处的。这就是在电子波束定向雷达系统中所使用的方案。

W. S. Liggett: 你没有去估计来自相邻区域的噪声平均值，这看来是要修正的。这种估计中误差的影响在计算时丢掉了。

答：是的，我假定使用 Don Tufts 称之为“贯透”（clairvoyant）的阈检测器。关于估计从少量相邻区来的背景方面，他完成了相当多的工作。这损失依赖于用来估计背景的频率覆盖数。

P. L. Stocklin: 我忘记了在你的最后实验中所用的虚警概率是多少。

答： 10^{-4} 。

C. Van Schooneveld: 你已指出，当使用 Hanning 加权时，边缘损失很低，但你没有提到由此引起虚警之间相关的影响。你是否作过考虑？

答：我没有考虑。事实是虚警之间相关并不改变它们的概率。

C. Van Schooneveld: 不是从单一通道而是从总的系统来看，数量比较少吧。

答：我没有作过考虑。我也不认为当信号出现在多于一个频率覆盖的情况下，总的检测概率会增加。

P. M. Schultheiss: 我注意到有些方面用于检测的时间比积分时间短。为什么会这样运用呢？

答：这反映了发生这种情形，当此时信噪比起所设计系统的最小可检测信噪比高得很

多。检测所需的时间变得非常短。

P. M. Schultheiss: 就我了解这是检测允许时间。

答: 你可以认为这根曲线代表(例如在一分钟时间内检测)系统所要求的检测信噪比, 而该系统原先是对五分钟检测已最佳化了了的。

P. M. Schultheiss: 这样, 假如你想要在一分钟内检测, 你要做的是缩短平均时间。

答: 是的, 依据匹配滤波器的论证, 最佳选择是具有一分钟平均时间的纯粹积分器。对一个指数型积分器, 最好的选择是取时间常数等于允许检测时间的0.8倍。

(杭汝衡译 许振夏 裘辛方校)