

# 单次瞬态过程频谱分析仪\*

忻 贤 杰

## 提 要

本文叙述了一个适用于各种单次瞬态过程的频谱分析仪的工作原理和实验结果。本仪器利用实验室现有设备(通用示波器和声频频谱仪等),经过适当组装和附加少量专用电路,可以较快地建成。利用时间扩展(或压缩)技术,可以将欲测的频谱波段移到声频波段。用光电函数发生器产生待测的瞬态过程的重复波形。这样,就可以用一般的声频频谱仪(或波分析仪)来模拟测量单次瞬态过程的频谱。实验结果证明上述方案是可行的。对主要频谱成份,测量可准确到2—3%。对较弱的频谱成份,准确度要差些。

## 一、引 言

在科学和工程实践中经常会碰到单次或重复频率很低而接近于单次的瞬态过程。研究工作又经常会需要知道这些单次瞬态过程的频谱成分,例如机械振动和单次放电脉冲的频谱等等。目前存在许多不同种类的频谱分析仪器,但就作者所知,尚无适应于各种情况的单次瞬态过程的频谱分析仪。

过去我们碰到这种情况时采用的方法是:首先用示波器将这种单次过程的形状拍下照片,然后根据照片上的波形上电子计算机用傅氏分析法加以计算,获得所需频谱数据。这种方法既费时间,又要依靠电子计算机。对很多科研工作者来说,后一个条件不一定具备。因之,如果能够利用实验室的一些现有仪器,加以适当组装,成为一个单次脉冲频谱仪,应该是有现实意义的。本工作就是为了达到这个目的的一个尝试。

## 二、原 理

为了更准确地了解本仪器的工作原理,我们将频谱分析的基本理论简单地复述于下。按照傅氏分析,任何重复频率为 $F$ (重复周期为 $T = 1/F$ )的函数 $f(t)$ ,都可以写为

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{n=\infty} [a_n \cos(n2\pi Ft) + b_n \sin(n2\pi Ft)] \\ &= \frac{c_0}{2} + \sum_{n=1}^{n=\infty} c_n \cos(n2\pi Ft - \phi_n), \end{aligned} \quad (1)$$

(1)式就是傅氏级数,其中

\* 1975年6月12日收到。

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n2\pi Ft) dt, \quad (2)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n2\pi Ft) dt, \quad (3)$$

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad (4)$$

$$\phi_n = \text{tg}^{-1}(b_n/a_n), \quad (5)$$

$a_0 = c_0$  代表直流成分。由(1)式可以看出, 周期函数(其重复频率为  $F$ )  $f(t)$  的频谱是一系列线谱。频率为  $F$  的正弦(或余弦)波是基波, 其余则为高次谐波。  $c_n$  代表这些谱线的强度,  $\phi_n$  则为这些谱线的相位。  $c_n, \phi_n$  由(2)–(5)式给出。相邻两条谱线在频率上的距离为  $\Delta\nu = F$ 。所以, 虽然是线谱, 但仍可定义一个平均的频谱密度为

$$\overline{S(\nu)} = \frac{c_n(\nu = nF)}{\Delta\nu} = \frac{c_n(\nu = nF)}{F}. \quad (6)$$

当重复周期  $T \rightarrow \infty$  时,  $F = \frac{1}{T} = \Delta\nu \rightarrow 0$ ,

这时(1)式变为(单次脉冲的情况)

$$f(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{c_0}{2} + \int_0^\infty S(\nu) \cos[2\pi\nu t - \phi(\nu)] d\nu, \quad (7)$$

式中,  $S(\nu) = \lim_{\Delta\nu \rightarrow 0} \frac{c_n}{\Delta\nu}$  为频谱密度, 即

$$S(\nu) = 2 \left[ \left( \int_0^\infty f(t) \cos(2\pi\nu t) dt \right)^2 + \left( \int_0^\infty f(t) \sin(2\pi\nu t) dt \right)^2 \right]^{1/2}. \quad (8)$$

可以看到, 在  $T \rightarrow \infty$  的过程中, 每条谱线的强度  $c_n$  都逐渐减弱以致趋近于零, 但同时谱线间距离也相应地缩小而最后成为连续谱, 并且连续谱的频谱密度  $S(\nu)$  仍保持原来离散谱的平均频谱密度的数值  $\overline{S(\nu)}$ 。这是因为(8)式的右边是一个常量(只要单次瞬态过程最后会回到原始状态, 那末经过位移, 直流点移动, 总可以认为在  $t < 0$  和  $t \geq T_0$  时,  $f(t) = 0$ 。所以当  $T > T_0$  时, (8)式的右边积分值不因  $T$  的变化而改变其数值)。本分析器利用了这个性质。

其次, 设有一个函数  $f_0(t_0)$ , 若将时间加以变换, 而波形相对地保持不变, 即  $t_0 \rightarrow t$ ,  $f_0(t_0) \rightarrow f(t)$ , 而  $f_0(t_0) = f(t)$ , 那末由(8)式不难证明, 在

$$t_0\nu_0 = t\nu, \quad k = t/t_0 = \nu_0/\nu \quad (9)$$

条件下,

$$S_0(\nu_0) = S_0(k\nu) = S(\nu)/k, \quad (10)$$

式中  $S_0(\nu_0)$  为  $f_0(t_0)$  的频谱密度,  $S(\nu)$  为  $f(t)$  的频谱密度。所以利用时间扩展(或压缩)技术, 可以将要测量的函数的频谱移到某一特定的波段中去测量。然后根据(10)式再还原到原来的频谱( $S_0$ )。这是本仪器工作的第二个特点。

现在, 回到单次瞬态过程频谱仪问题。现有的一般频谱仪的工作原理可参阅文献[1]。可以设想, 利用数字化单脉冲取样示波的技术[2], 与专用的计算机相结合, 可以做出一个单次瞬态过程频谱分析仪。这种仪器的优点是分析基本上是及时的, 这在一些情况下是很有用的。但这样一个系统无疑是很复杂的, 因此不是我们研究的目标。

鉴于碰到的研究课题是多种多样的,拟议中的分析仪不宜采用实时分析的系统. 单次过程有的在时间上可能只持续不到一个毫微秒,而有的却可能持续几秒. 所以过程的主要频谱成分可能高到千兆赫也可能低到一赫以下. 这使一个适用于全波段的实时频谱分析仪即使不是不可能的,那也一定是复杂的. 目前已有的频谱分析仪有低频段的(例如 BP-6 型声频频谱分析仪,扫描型; PFS-2 型声频频谱分析仪,多滤波器实时分析型; BB-2 型波分析仪),高频段的(如 PFG-1 型高频频谱分析仪)和微波波段的. 从技术成熟程度和精度来说,低频段比较好. 上面已经谈到,利用时间扩展(或压缩)的原理,总可以将频谱成分移到某一特定波段(本工作用的是声频波段)来测量. 然后用(6),(9)和(10)式又可从测得的频谱推算到原始频谱.

现有的分析设备都是分析重复信号的,而现在感兴趣的是单次信号. 所以如果要利用目前已有的频谱测量设备,那末必须解决不失真地将单次波形转变成重复波形的问题. 至于单次波形的频谱和重复波形的频谱之间的关系,上面已有论证(见(6)式).

现在的问题就在于如何将单次波形不失真地转换成重复的波形. 一个可能的办法是利用示波器的静电存贮作用<sup>[4]</sup>. 这个方法优点是可以及时处理数据. 缺点是技术复杂些,

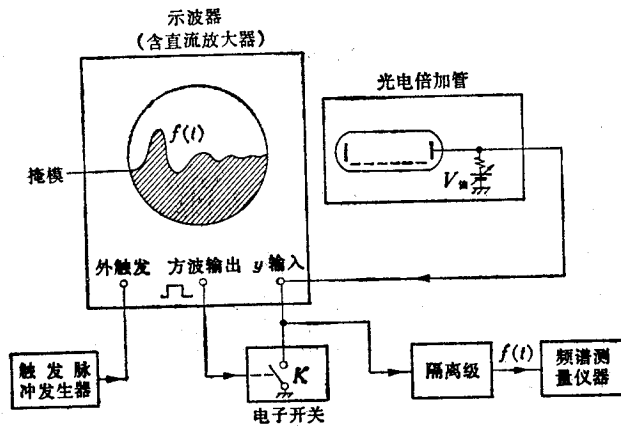


图1 单次瞬态过程频谱分析仪原理图

并且不能应用于毫微秒过程(记录速度不够). 模拟电子计算机中有很多函数发生器<sup>[5]</sup>, 这里只介绍一种光电函数发生器<sup>[6-10]</sup>. 所以选择这种函数发生器除了它有一些固有优点之外, 主要是它可以用实验室现有条件很快地组装起来. 发生器的简单工作原理如图1所示.

发生器的心脏部分为一个有直流放大器的示波器及光电倍增管, 互相联接成一个反馈系统.

所要分析的单次瞬态过程先用通常方法在示波器(另外合适的示波器)上显示、照相. 然后根据照下的波形做成如图1所示的掩模贴在示波管荧光屏上. 掩模如此制作: 波形  $f(t)$  的上部为透明, 波形  $f(t)$  的下部为不透明. 光电倍增管直视荧光屏. 放大器的增益和光电倍增管的增益应如此调节: 在光电倍增管和示波器之间反馈断开时, 若光点露出在掩模的完全未受掩蔽的部分时, 在示波器输入端上所产生的电压应足以使光点向下偏转出荧光屏. 而在光点完全受掩蔽时, 产生的输入电压足以使光点向上偏转出荧光屏. 光电倍增管阳极上的可调偏压  $V_a$  的目的在于使在上述两种极端情况时示波器输入端电压能正负对称.

现在若将反馈接通, 那末光点必定停在掩模的  $f(t)$  曲线上, 半露半受掩蔽. 因为按照上面叙述的条件, 若光点太靠上, 那末亮度将过大, 产生的示波器输入端上的电压将光点压向下方. 反之亦然(反馈作用). 所以当光点由左向右扫描时, 光点就描绘出了  $f(t)$  曲线. 这样在示波器输入端上就产生了电压波形  $f(t)$ . 当光点重复扫描时就得到重复信

号  $f(t)$ 。这个信号被送到普通的频谱测量设备上去进行频谱分析。

上面已经谈到,本方法只适用于这种单次过程,即  $f(t)$  最终会回到初始值。由于直流成分频谱仪是不测量的,所以经过直流位移以后,总可以认为在开始和终了时  $f(t)$  都为零。为了使  $f(t)$  在示波器扫描回扫和等待时间仍能维持  $f(t) = 0$  的数值,所以在图 1 中设有电子开关  $K$ 。它在扫描期间被打开,而在其余时间都是闭合的。

频谱测量设备最好用自动记录的频谱分析仪,如 BP-6,这样可以节省时间。但使用时必需注意灵敏度衰退问题,否则所得的结果将不正确。也可以用波分析仪,如 BB-2 型波分析仪。

触发脉冲发生器的重复频率决定了基波频率  $F$ 。 $F$  的选取一方面决定于频谱测量设备的选择性,例如对于 BB-2 型波分析仪,衰减 3 分贝时的带宽为  $\pm 3.5$  赫,45 分贝时带宽为  $\pm 20$  赫,63 分贝时带宽为  $\pm 40$  赫。所以这时采用  $F = 20$  赫也已经足够准确了。其次,也决定于频谱测量设备的最低能测量的频率,对 BB-2 型波分析仪它为 20 赫。 $F$  低时测量点子要密些,对测量窄谱线时有利,但测量时间也增加了。如采用自动记录型频谱分析仪,那末必须注意到灵敏度衰退问题。这时,它可能是选取  $F$  的决定性因子。也可以用示波器内部的电源频率(工频)来触发扫描,这时  $F = 50$  赫。这样做的优点是省去触发脉冲发生器。

现在归纳一下:设原始单次瞬态过程为函数  $f_0(t_0)$ ,经过时间转换和幅度转换后它变为重复频率为  $F$  的周期函数  $f(t)$ 。令  $t = kt_0$ ,  $f(t) = Af_0(t_0)$  (只在  $0 \leq t_0 \leq T_0$  这一段时间内有效),如频谱仪测得的  $f(t)$  的高次谐波的强度为  $c_n(\nu = nF)$ ,那末  $f_0(t_0)$  的频谱密度应为

$$S_0(\nu_0) = S_0(k\nu) = \frac{S(\nu)}{Ak} = \frac{c_n(\nu = nF)}{AkF}. \quad (11)$$

(11)式就是从测量结果  $c_n$  计算原始频谱密度的公式。

### 三、实验装置和实验结果

本工作选用了 SBM-10 型多用途示波器。

一般示波器由于照顾到灵敏度,所以常常允许有少量的直流漂移。这种漂移会影响测量准确度。虽然慢的漂移可以用经常的调节来加以补偿,但工作将很不方便。SBM-10 型示波器的漂移比较严重。由于光电倍加管可以提供足够的增益,因之直流放大器的增益并不要很大,有一级对称式差分放大器就足够了。所以,最后决定不用 SBM-10 型示波器的 Y-轴插件,而装了一个放大器及其它电路代替这个插件。单次瞬态过程频谱仪的总图如图 2 所示。这里分别作一些说明。

示波器荧光屏的有效面积限制为  $10 \times 6$  厘米。在这个范围内线性还是比较好的(实测结果:在  $\pm 3$  厘米内,误差在  $\pm 1\%$  左右)。为了与 GDB-9A 光电倍加管的光谱灵敏度曲线相匹配,所以选用的是发蓝光的示波管。对荧光屏的发光衰减时间进行过测量。在束流中止后,100 微秒时光电倍加管光电流下降到起始值的 30%,200 微秒时下降到 15%,400 微秒时约为 7%。

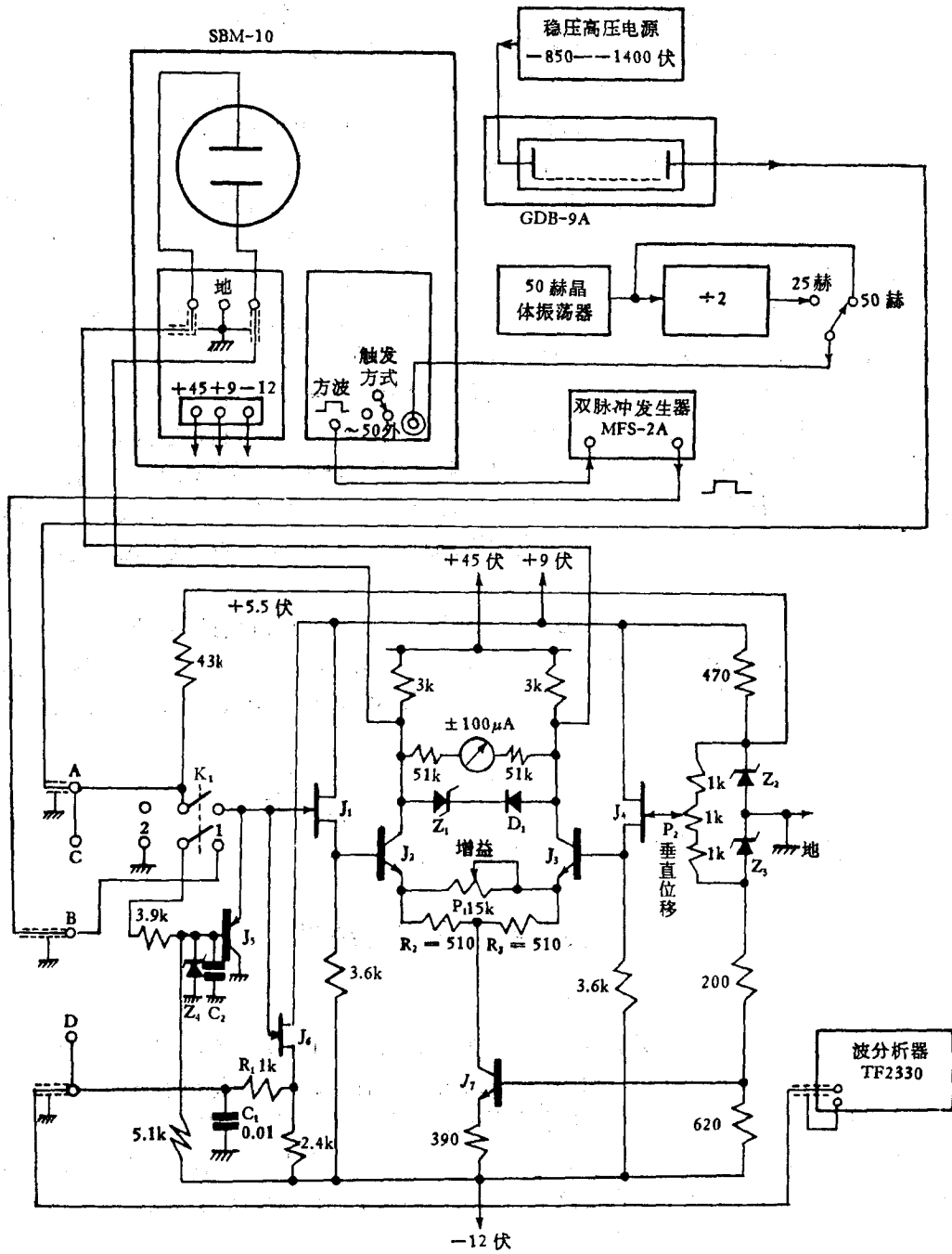


图2 本实验所用的单次瞬态过程频谱仪总方框图和电路图

图中电阻的单位为欧,电容的单位为微法。J<sub>1</sub>, J<sub>4</sub>, J<sub>5</sub> 为 3DJ103C; J<sub>2</sub>, J<sub>3</sub> 为 3DG405A; J<sub>6</sub> 为 3AK15; J<sub>7</sub> 为 3DG6B; D<sub>1</sub> 为 2CK13; Z<sub>1</sub>, Z<sub>2</sub>, Z<sub>3</sub> 为 2CW13; Z<sub>4</sub> 为 2CW12。监视示波器在 C 点或 D 点监视

图2中 J<sub>1</sub>—J<sub>4</sub> 组成差分放大器来驱动示波器垂直偏转板。对图2电路,当偏转为±3厘米时,输出到分析器去的信号调到为±1伏。有时为了提高输出,将 R<sub>2</sub> 改为1千欧,这

样输出可到 $\pm 2$ 伏。放大器未加补偿,因为并无自激现象。 $Z_1-D_1$ 组成单(正)向限幅器,它使光点向正向(向上)偏转时最终限制在 $+4$ 厘米左右。这一点是必要的。因为按照上节所述,当无光点时示波器输入端的电压是正的,并且足以将光点向上偏转出荧光屏。而当光点向上一偏转出荧光屏,它也就等于无光点时的情况,所以这时不再存在反馈,因而再没有什么作用使它返回。在扫描开始时,电子开关即打开,这时有二种作用存在:一种是要使输入端电压趋向于 $+5.5$ 伏的充电电流;一种是使输入端趋向于负电位的光电倍增管的光电流。实验发现刚开始时前者占优势,所以如无单向限幅器,光点将向上偏转出荧光屏,而不再返回。有了单向限幅器后,光点总在荧光屏面上,所以一等开始阶段的瞬变过程过去,正确的反馈就建立,光点将沿着掩模的 $f(t)$ 曲线移动。这时输出波形为:开始为一个正的尖脉冲,接着即为 $f(t)$ 波形。正的尖脉冲当然是乱真脉冲。

$J_5$ 为电子开关。这个电子开关最初由SBM-10示波器的方波输出控制。这样有下述缺点:当扫描开始时,开关 $J_5$ 被打开,但这时光电信号未能立刻达到稳定值,所以反馈环未能立刻起作用,表现为波形开始部分有一个大的正的尖脉冲。为了消除这个尖脉冲,可以在 $J_5$ 基极加一个大小合适的电容 $C_2$ ,这样 $J_5$ 的打开就稍为落后于扫描。但这样做的一个缺点是开关 $J_5$ 的闭合也将稍为落后于扫描的终止。这样开始时的正尖脉冲固然消除了,但扫描终止时又会出现另一个乱真尖脉冲。目前解决的办法是用MFS-2A双脉冲发生器来控制电子开关。MFS-2A由SBM-10方波触发。MFS-2A所产生的矩形脉冲其开始部分调节到稍落后于方波,而其后沿又稍提前于方波,这样可以得到比较满意的结果。

晶体管 $J_6$ 为源跟随器。光电倍增管的噪声比较严重,为了便于监视,所以输出时经过了一个 $R_1C_1 = 10$ 微秒的积分电路,相当于高频通带为16千赫。因此,在准确测量时应对2千赫以上的频谱测量值作理论修正。

示波器可以用内部电源(工频)来触发。这种方法优点是简单,并且所产生波形稳定。缺点是工频不够稳定,对高次谐波的测量有时不够准确。例如,如谐波数 $n = 100$ ( $\nu = 5$ 千赫),那末短时间内工频即使稳到 $\pm 0.1\%$ ,在5千赫时也将失谐到 $\pm 5$ 赫。对TF2330(或BB-2),这时衰减将达到一倍左右。虽然TF2330有自动频率控制设备,经验指出,高次谐波测量仍很困难,所以又采用了实验室中已有的50赫晶体振荡器,后面又加了一级 $\div 2$ 的分频器。这样可以得到很稳定的50赫和25赫触发脉冲。实践证明测高次谐波时用晶体振荡器触发效果较好。但这个方法也有缺点,就是在某些情况下产生出来的波形有时会摇摆(晶振频率和工频差拍所引起),这对低谐波的测量不利。所以究竟采用哪一种方法可根据实验情况决定。另外,也不排斥混用二种方法。例如,低频段用工频,高频段用晶体振荡器。

示波器水平扫描长度固定在10厘米。扫速可以根据需要调节。为了避免破坏光学密封,一般只测量SBM-10的方波宽度,然后据此计算扫描速度。对 $F = 50$ 赫,扫速用1毫秒/厘米可能比较合适。

掩模的制作方法开始时比较简单:将波形画在坐标纸上,然后用剪纸方法把它剪下,两面用墨涂黑,用透明胶纸沾在透明的照相乳胶片上。乳胶片再沾贴在示波管面上。掩模在开始和终了时至少都有半厘米以上代表水平基线,其余部分才显示波形。我们用的波分析器是TF2330,其性能和BB-2相类似。

调整的方法大概是这样。开机后预热一刻钟以上,然后用监视示波器测量和调整扫描到预定值。将开关  $K_1$  放到位置 2 (这时系统反馈断开),在  $C$  点监视波形(光电倍加管信号)。逐渐提高光电倍加管电压,直到  $C$  点出现光电信号(信号的波形决定于掩模的形状和扫描线的垂直位置)。调整光电倍加管高压直到信号对地为对称(即约为  $\pm 5.5$  伏)。再将开关  $K_1$  转到位置 1,正常工作位置,这时应该能大致看到  $f(t)$  的波形。然后将监视点移到  $D$  点,微调光电倍加管的电压(或示波器光点亮度),可以得到一个最清晰和失真度最小的波形。实践指出,最后一步调整应该仔细进行。如果电压(或亮度)过低了,波形的负的部分会不稳定,过高了,正的部分幅度相对于负的部分来说将会降低,并且会失去波形的某些细节部分。通常要调整到波形的正的部分幅值和负的部分幅值的比例正好为掩模原来所具有的比例。对 SBM-10 示波器来说,这样调整出来的波形是很稳定的。最后调整垂直位移电位器  $P_2$ ,使  $f(t)$  的开始和终了时的直流电平与扫描回扫和等待时间时的直流电平相等。

进行频谱强度绝对测量时 TF2330 用交流数字电压表加以校准。

第一个进行试验的掩模是一个六级阶梯,由 -3 厘米到 +3 厘米。原来的目的是想测量光电函数发生器的线性。当开关  $K_1$  放在位置 2 并观察无反馈时的光电信号时,发现光电信号不是一些理想的矩形脉冲。观察到的信号的上升前沿和下降后沿都过渡得比较缓慢。图 3(a) 是观察三角形掩模时的光电信号。产生这种情况的主要原因是示波管光点外部有一圈较淡然而半径较大的晕。由图 3(a) 可以看到,当光点还在  $A$  点时,晕即已开始进入掩模,所以波形在  $A'$  开始上升,而当光点已深深进入到掩模内部  $C$  点时,晕才完全进入掩模。因之过渡是很缓慢的。在产生变化较急骤的波形时这当然要产生较大畸变。下面将谈到克服这个缺点的办法。

对于理论上已经知道频谱的若干种函数进行了频谱测量,借以求得测量的准确度。

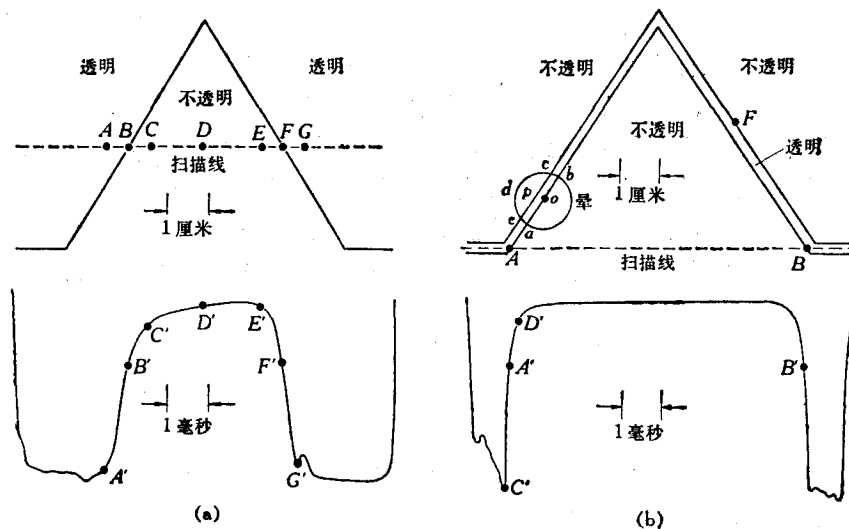


图 3 三角形掩模的光电信号

(a) 普通(原来)掩模,上部: 掩模和扫描线的相对位置,下部: 相应的光电信号; (b) 镂空掩模

第一个进行的实验是矩形波。所产生的矩形波在前沿和后沿上都有所畸变。在掩模上矩形波宽 7.3 厘米, 高 6 厘米。示波器扫速为 0.239 毫秒/厘米, 所产生的矩形波的宽度为  $\tau = 7.3 \times 0.239 = 1.74$  毫秒,  $1/\tau = 575$  赫, 幅度为  $\bar{f} = 2$  伏。观察到的前沿上升时间为 30 微秒, 后沿下降时间为 80 微秒。测量所得的频谱和理论比较见图 4。幅值为  $\bar{f}$ , 宽度为  $\tau$  的矩形脉冲的理论频谱密度为

$$S(\nu) = 2\bar{f}\tau \left| \frac{\sin(\pi\tau\nu)}{\pi\tau\nu} \right|. \quad (12)$$

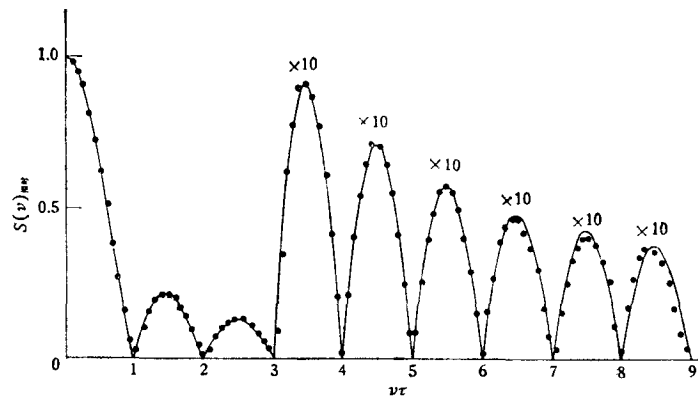


图 4 实验和理论的矩形波频谱比较

图中实线为理论曲线。●——实验值,  $\tau = 1.74$  毫秒,  $\bar{f} = 2$  伏,  $F = 50$  赫 (晶体振荡器), 基波绝对值(峰值): 理论值 0.345 伏, 实测值 0.352 伏, 误差 +2%

图 4 中理论曲线即为  $|\sin(\pi\tau\nu)/\pi\tau\nu|$ 。根据(12)式可以计算基波绝对值为  $c_1(\nu = F) = 2\bar{f}\tau F |\sin(\pi\tau F)/\pi\tau F| = 0.345$  伏(峰值)。实测的基波绝对值为 0.352 伏(峰值)。误差为 +2%。由于在输出级有 10 微秒的积分电路, 所以图 4 数据在 1.5 千赫以上时都是经过理论修正的。由图 4 可以看到, 理论和实验是符合得比较好的。仔细的分析数据可以看到: (1)低频时实验的零点在频率上偏高, 高频时零点偏低。这主要是 SBM-10 扫描速度漂移造成的。在监视示波器上发现, 实验开始时  $\tau = 1.72$  毫秒, 实验结束时  $\tau$  增加到 1.76 毫秒。(2)在频率较高(3.5 千赫)时, 实测的频谱密度逐渐低于理论值。这是由于矩形波前沿和后沿畸变所引起的。如果以 4.2 千赫处实验频谱密度比理论要低 5% 作为标准, 推算出波形的上升时间和下降时间应为 26 微秒。上面已经谈到, 实验的上升时间为 30 微秒, 下降时间为 80 微秒, 大致还差不多。

第二个试验样品为一个三角形波。光电函数发生器所产生的波形主要畸变为: 底部转角处由折线变为圆滑的曲线, 尖端部分也变为圆滑。这表示高频响应不够。另外一种畸变为等腰三角形略显不对称。典型的实验结果示于图 5 (符号 ×)。三角形波的理论频谱为

$$S(\nu) = \bar{f}\tau \left( \frac{\sin(\pi\tau\nu/2)}{\pi\tau\nu/2} \right)^2, \quad (13)$$

$\bar{f}$  为三角形波幅值,  $\tau$  为宽度。实验条件为  $\tau = 4$  毫秒,  $\bar{f} = 2$  伏,  $F = 50$  赫, 由图 5 可以看出, 频率高时, 实验值小于理论值。此外, 在理论上为零点的地方, 仍有一定强度, 有时比两旁两点强度还要强些。这些当然都是由于函数发生器不完善所引起的。



最后一个实验样品为一个衰减振荡波:

$$f(t) = B e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t. \quad (14)$$

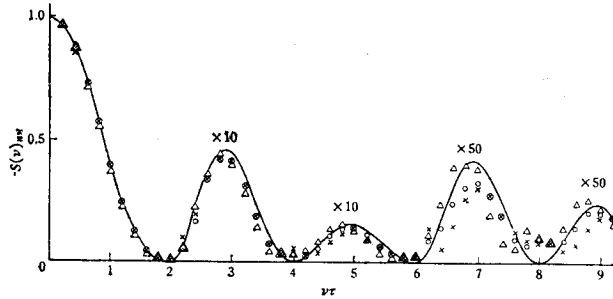


图5 三角形频谱曲线

图中实线为理论曲线。×——普通掩模， $\tau = 4$  毫秒， $\bar{f} = 2$  伏， $F = 50$  赫。基波绝对值(峰值): 理论 0.388 伏, 实测 0.402 伏, 误差为 +3.6%; ○——镂空掩模， $\tau = 8$  毫秒， $\bar{f} = 1.74$  伏， $F = 25$  赫。基波绝对值(峰值): 理论 0.338 伏, 实测 0.346 伏, 误差 +2.4%; △——镂空掩模， $\tau = 8$  毫秒， $\bar{f} = 1.72$  伏， $F = 25$  赫。基波绝对值误差 +3%。可以看到镂空掩模高频响应要好些

对幅值  $\bar{f} = 1$  伏， $B = 1.44$ 。一些典型的实验结果示于图 6 (× 和 ○)。从这些实验可以

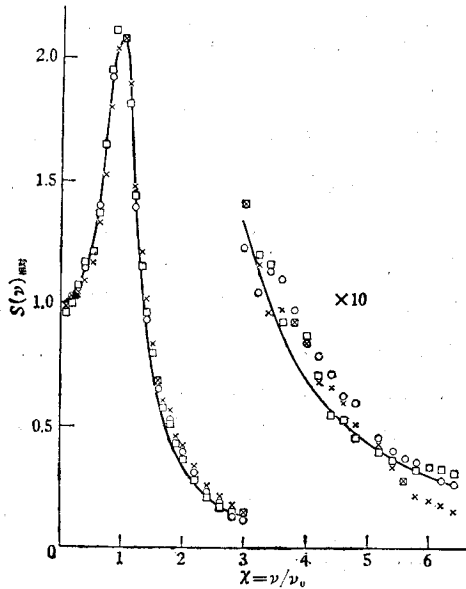


图6 衰减振荡波的实测频谱曲线

图中实线为理论曲线。×——普通掩模， $\nu_0 = 250$  赫， $\bar{f} = 2$  伏， $F = 25$  赫。 $\nu_0$  处谐波绝对值(峰值): 理论 0.178 伏, 实测 0.181 伏, 误差 +1.7%; ○——普通掩模， $\nu_0 = 125$  赫， $\bar{f} = 2$  伏， $F = 25$  赫。 $\nu_0$  处谐波绝对值(峰值): 理论 0.357 伏, 实测 0.352 伏, 误差 -1.3%; □——镂空掩模， $\nu_0 = 250$  赫， $\bar{f} = 1.78$  伏， $F = 25$  赫。 $\nu_0$  处谐波绝对值误差 +3.7%

看出，目前这个实验在测量频谱较弱成分时其准确度和弥散度都要比以前二个实验为差。可以预料，当函数  $f(t)$  更复杂时，情况还会更差些。在制作掩模时  $\alpha$ ， $\omega_0$  如此选择，波形衰减率为 1 奈/20 毫米，正弦周期为 32 毫米。(14)式的理论频谱为

$$S(\nu) = \frac{2B}{\omega_0 \sqrt{(\chi+1)^2 + c^2} \sqrt{(\chi-1)^2 + c^2}}, \quad (15)$$

其中  $\chi = \nu/\nu_0$ ， $c = \alpha/\omega_0$ 。

在共振峰 ( $\nu_0$ ) 处所测得的频谱绝对值与理论相差在 2—3% 左右。

为了验证公式(10)，做了这样一对试验。所用掩模即为上述衰减振荡波。第一组条件为： $\bar{f} = 2$  伏， $F = 50$  赫， $\nu_0 = 500$  赫。这时 500 赫处测得的频谱强度为 0.182 伏(峰值)。然后，把扫描速度减到一半，这时  $\nu_0 = 250$  赫。在该处测得的谱线强度为 0.358 伏。所以按(10)式， $k = t/t_0 = \nu_0/\nu = 2$ ， $S_0(\nu_0) = \frac{1}{2} S(\nu)$ 。实测值为  $S_0(500) = 0.508 S(250)$ ，两者符合得很好。

以上实验指出: (1)随着波形的复杂化, 频谱测量的准确度要差些, 主要是光电函数发生器所产生的波形有畸变。畸变的重要原因之一, 是由于示波管电子束有晕。(2)对主要频谱成分的测量准确度较高, 约在3%之内。(3)对频谱的较弱成分, 测量准确度差些。

频谱密度较低时测量准确度较差, 至少有一部分原因是光电倍加管噪声所引起。光电倍加管噪声的频谱较宽, 不可能把它完全滤去。为了了解噪声究竟有多大, 做了一条水平直线掩模。如果没有噪声或其它引入的乱真波形, 频谱仪的读数应为零。在扫速为 0.5 毫秒/厘米,  $F = 50$  赫情况下, 测得的噪声谱线高次谐波强度约为 0.5 毫伏。当要测量的频谱强度接近毫伏数量级时, 误差自然会较大。

为了消除示波管光晕所产生的波形畸变, 改进了掩模的制作方法。新的掩模称为镂空掩模。掩模全部为不透明, 只在曲线  $f(t)$  的上部有一条狭窄的透明带 (例如见图 3(b) 上部的三角形波镂空掩模)。由图 3(b) 可以看到, 当光点在  $o$  点时, 晕部分的光只有比较小的一部分 (通过透明狭带的  $aobcpe$  部分) 才能到达光电倍加管。这样光晕产生的影响就大大削弱了。由前面所叙述的光电函数发生器的原理可以了解, 如果扫描开始时光点处于透明带的下方, 那末光点将沿着透明带的下部边缘移动, 正确的  $f(t)$  波形就被产生。如果开始时光点处于透明带的上方, 那末光点将向上偏转出示波管而不再返回。任何时候, 只要光点一接触到透明狭缝的上部边缘 (如图 3(b) 的  $F$  点), 那末系统将变成正反馈系统, 光点将迅速向上偏转出示波管。本实验用的镂空掩模是用照相乾板制版的。版面大小为  $10.5 \times 7$  毫米, 透明狭缝宽约 1.4 毫米。

对镂空掩模所进行的实验表明, 在某些方面其性能一如预期, 比普通掩模的性能要好。例如, 无反馈时的光电信号如图 3(b) 所示。图 3(b) 上部为所用掩模和扫描线的相对位置, 下部为相应的光电信号。在相当于约 1 毫米的空间内光强度即从极大值过渡到接近极小值。图 3(b) 下部的  $C'$  点相当于光点自左向右运动时其右边缘刚好接触到掩模的三角形波曲线,  $A'$  点相当于光点在  $A$  点, 而  $D'$  点则相当于光点刚进入掩模不透明处。比较图 3(a) 和 3(b) 波形, 可以看出镂空掩模的优越性。所以镂空掩模对产生急骤变化的波形是特别有利的。实验指出, 利用镂空掩模所产生的波形比普通掩模的要整洁得多。

用镂空掩模做了两个实验, 一为三角形波; 一为衰减振荡波。镂空掩模所产生的三角形波如图 7 照片所示, 它的底部转折处和尖端部分都棱角分明, 而不像普通掩模时那样为圆滑曲线。这时畸变主要表现为三角形略呈不对称。对镂空掩模所产生的三角形波的频谱分析数据见图 5 (○和△)。可以看出, 镂空掩模的高频频谱要比普通掩模更接近于理论值。这也就是说镂空掩模所产生的波形高频畸变要小些。

对于镂空掩模产生的衰减振荡波的频谱也进行了测量, 结果见图 6(□)。从实验结果看来, 准确度方面比用普通掩模的并无显

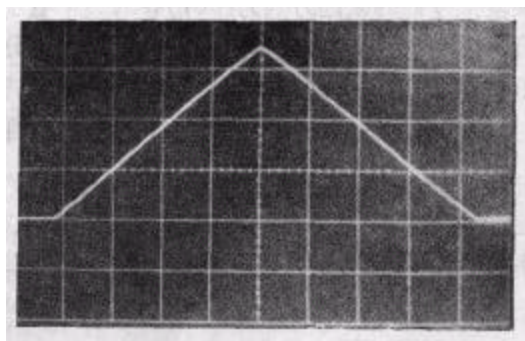


图 7 镂空掩模所产生的三角形波的照片  
注意三角形波略呈不对称

著的改进,这说明用镂空掩模产生的波形仍有一定的畸变。

曾经设想过的一个可能产生畸变的原因,为视差。由于光点产生于示波管荧光屏的底部,而掩模却位于荧光屏的面部,所以不可避免会产生视差。视差对频谱的影响程度取决于波形的形状。为了验证这一点,曾将示波管转了一个角度(约 $15^\circ$ ),测得的频谱与理论比较要更差些,但现有结果尚不足以肯定这一点。

镂空掩模的另一个优点为:在普通掩模函数发生器中,产生的波形常有几千赫的小振荡叠加其上(原因尚不清楚)。用镂空掩模时这种振荡的幅度大大衰减。镂空掩模的缺点上面已经谈到,若是光点由于某种原因而稍向上偏,一触到透明狭带的上部边缘,波形就立刻消失。因之,调节比较临界,产生的波形有时不够稳定。目前实践指出,将狭缝略为放宽(例如到2毫米)可能稳定性会好些。

从绝对测量的数据来看,大多数情况误差都在 $+2-3\%$ 。这使我们怀疑存在系统误差。由于交流电压幅值是用交流数字电压表来校准的,所以对交流数字电压表用0.5级交流电压表来加以校准,发现前者的读数比后者要大 $1.2\%$ 。所以绝对值误差实际上比图4、5、6所指出的数值要小些。

#### 四、结 论

从上面工作可得以下几点结论:

(1) 本文提出的单次瞬态过程频谱仪方案可以用实验室的现有设备很快地组装起来。因之,对某些科研工作可能是很有用的。

(2) 实践证明,这个方案是可行的。对主要频谱成分的测量其准确度可达到 $3\%$ 之内。对较弱的频谱成分,准确度要差些。

(3) 测量的频率准确度可到 $1\%$ 左右。

(4) 目前形式的光电函数发生器是可行的。但是精密程度还不够,这表现为测量弱的频谱成分时其准确度还不够。光电函数发生器产生的波形发生畸变的一个重要原因为光晕的存在。用镂空掩模基本上可以克服这个缺点。另一个产生波形畸变的可能原因为视差。今后的改进方向为:(1)寻求一个电子束晕较小的示波管;(2)利用磁偏转型示波管,这样荧光屏的有效利用面积可以增大,分辨力可以提高,产生的畸变相对来说来要不严重些;(3)采用文献[8]所用的方式,这样精密程度会高些。因为那种方式晕的影响较小(类似本文的镂空掩模),而且看来不会产生视差。

附记 上述工作的设想方案在1967—1968年基本上已经形成,由于一些原因一直未能付诸实践。最近,在李照熙同志鼓励下完成了这个工作。李照熙、孙水清、张喜成、刘荣高等同志在掩模制作及其它工作中给了很多帮助,作者特在此向他们表示衷心的感谢。

## 参 考 文 献

- [ 1 ] B. M. Oliver, J. M. Cage, *Electronic Measurements and Instrumentation*, McGraw-Hill Co. (1971), Ch. 16.
- [ 2 ] L. A. Stanchi, *Trans. IEEE on Nucl. Sci.*, NS-16(1) (1969), 107; P. M. Cashin, D. A. H. Johnson, *Radio and Electronic Engr.*, 38 (1969), 13.
- [ 3 ] R. Schwarte, *Electronic Letters*, 8(4) (1972), 94; J. L. Cavoretto, *Trans. IEEE on Nucl. Sci.*, NS-21(1) (1974), 812.
- [ 4 ] F. C. Williams, T. Kilburn, *P.I.E.E.*, 96, part III (1949), 81.
- [ 5 ] G. A. Korn, T. M. Korn, *Electronic Analog and Hybrid Computers*, McGraw-Hill Co. (1964), ch. 6.
- [ 6 ] D. M. Mackay, *Nature*, 159 (1947), 406.
- [ 7 ] D. J. Mynall, *Nature*, 159 (1947), 743.
- [ 8 ] C. N. Pederson, *et al.*, *PNEC*, 7 (1951), 216.
- [ 9 ] E. J. Hancock, *PNEC*, 7 (1951), 228.
- [ 10 ] R. W. Maloy, *Electronics*, May 23 (1958).

A FREQUENCY SPECTRUM ANALYZER FOR SINGLE  
TRANSIENT PROCESSES

XIN XIAN-JIE

## ABSTRACT

The principles and experimental results of a frequency spectrum analyzer for all types of single transient processes are described in this paper. By the suitable combination of existing laboratory instruments and a few special circuits which are described here, the analyzer may be assembled fairly quickly. By using time expansion (or compression) techniques, the frequency spectrum of interest may be transferred to any frequency band. The single transient is reproduced as a repetitive waveform by means of a photoformer. In this way it is possible to use an ordinary low frequency spectrum analyzer to measure the frequency spectrum of single transient processes of any type or duration. Experimental results prove that the above method is applicable. For the principal compositions of the spectrum, measurements may attain an accuracy of 2—3%. The accuracy for minor compositions of the spectrum is somewhat less.