

水平。我们曾使用同一标准样品,在 MS 702 R 和我厂生产的 Zhp-2 型仪器上进行了分辨本领和灵敏度的同时检测,结果表明,这两种仪器的灵敏度相同。

MS702R 的最高分辨本领可达 10000。我们对这一技术指标有如下的看法:国外的最高分辨本领并非在最高灵敏度的条件下获得的。据我们了解,目前使用这一仪器主要用来解决极微量杂质的检测问题,所以主要矛盾是灵敏度不够。对大多数用户来说,目前 2000 左右的分辨本领并不是工作中的障碍。所以,我们的

工作是将分辨本领和灵敏度同时加以考虑。对单独提高分辨本领的工作尚未进行。今后准备先进行灵敏度提高的研究工作,然后对分辨本领的提高作适当的考虑。

此外,国产仪器在自动化程度方面(如自动打火、自动读谱)、仪器的多用途方面(可装配其他类型的离子源、电测和自动记录等方面)尚不及国外一些仪器产品。我们今后将尽快地对仪器进行改进提高,使其在四个现代化中发挥重要的作用。

微弱信号的检测(上)

弱信号检测小组

(中国科学院物理研究所)

一、引言

众所周知,在小信号测量技术中不可避免地出现令人讨厌的噪声。这种噪声可来自外部,例如城市噪声(电火花、电磁、电动机、感应炉、日光灯等的噪声)和自然噪声(雷电和雨滴、尘土的静电噪声,太阳、星球的天体噪声等)。这类噪声一般的克服办法是采用严密的电磁屏蔽,使噪声降至最小。但遗憾的是测量仪器本身所用的电子器件及传感器的本底噪声是不能用屏蔽的办法来克服的,这类噪声如电子热运动的白噪声,载流子的复合与再生时的噪声,受半导体的表面状态影响的闪烁噪声,光的量子噪声,PN 结的散弹噪声,二次电子倍增所产生的噪声等。这些噪声是所用电子器件及传感器所固有的,当然可由器件性能的改善获得一定程度的降低,然而毕竟是有限的。微弱信号的检测的目的乃是利用电子学的、信息论的和物理的方法,分析噪声产生的原因和规律,考虑所检测信号的特点,研究信号前后或信号与外加参考之间的依附性,从而将深埋在背景噪声中的有用信号检测出来。锁相放大利用这种原理最高可检出噪声比信号大 10^5 — 10^6 倍的弱信号。但是如此高的信噪比的改善必须用足够长的时间为代价。

由于物理学的进一步发展,越来越涉及到弱信号领域,例如微波谱仪、俄歇电子谱仪、红外和紫外谱仪、核磁共振、电子顺磁共振、四极核共振等分析仪器中都需要锁相放大或取样积分来得到精确的分析结果。诸如这些谱仪只不过是弱信号检测应用范围的一部分。

本文综合介绍了弱信号检测方法及其在物理测量中的若干典型应用。锁相放大器已推广江西庐山电子仪器厂生产,型号为 FS-1,已有详细论述^[1],拟再作必要的补充。取样积分器(又名 Boxcar 积分器),乃是从噪声中提取信号并恢复波形的另一种手段,这里仅作原理性的对比阐述,今后将另有专文介绍。

二、锁相放大器

一个正弦信号的数学表达式为 $E_s = e_s \sin(\omega t + \theta)$, ω 是角频率, θ 是相位。这两个参数表征了正弦信号的特点。当正弦信号电平很低时,噪声电平也许高于信号几个数量级。噪声常具有白的(即具有无限的频谱)性质。对噪声的处理比较常用的方法是采用“选频放大器”。选择选频放大器的中心频率 f_0 与被测信号的频率 f 相同,使中心频率 f_0 的带通滤波器对广谱白噪声及其他噪声进行抑制。这种方法存在中心频率不稳定、带宽不能太窄(并与所选择的 f_0 有关)等缺点。锁相放大器不但如选频放大器那样利用了信号的频率特性,同时还抓住了信号的相位特点,即“锁定”了被测信号的频率和相位。这样,噪声的频率既要落在通带之内,又要相位相同的几率就大大减小。另一方面,锁相放大的等效噪声带宽又远较选频放大为小,这就更为有利。由于噪声的频率和相位都是随机量,它的偶而出现可用长时间积分使它不影响信号的输出,这就是锁相放大对噪声处理过程的基本思想。所构成的基本框图如图 1 所示。

图 1 中,信号与噪声同时进入选频放大,完成初步

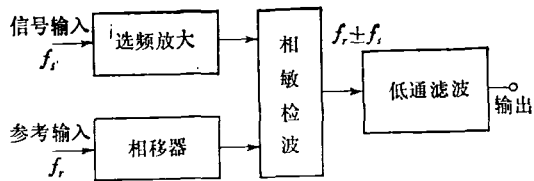


图1 锁相放大器的基本框图

的噪声抑制,避免噪声对相敏检波器(本文以下用 PSD 表示)的过载.相移器将与信号同频的参考信号作 0° — 360° 的任意相移,完成对信号的相位锁定.低通滤波器(以下用 LPF 表示)则作长时间平均,达到极窄的等效噪声带宽(以下用 ENBW 表示).参考信号触发相移器,使输出为严格的 1:1 方波,其触发灵敏度一般较输入信号低,但它与被测信号在实验过程中可以共用一个激励源,也就是人为地赋予一个噪声所不具备的 f 和 θ 特性(如图 2 所示),因此在使用中是很方便的.

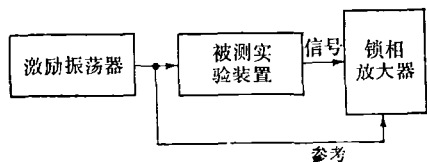


图2 锁相放大的实际测量线路

被测信号经过选频放大与参考信号同时输入 PSD, 输出变换成信号频率 f_i 和参考频率 f_r (由于信号输入端有剩余噪声存在, $f_i \approx f_r$) 的和频及差频 ($f_i \pm f_r$), 其中 $f_i + f_r$ 被 LPF 滤除, 输出为零. 有用信号 $f_i = f_r$, 则为直流输出. 此外, 仅保留差频 $f_i - f_r$ 的交流成分. 若 LPF 的时数为 TC , 则 $f_i - f_r = \Delta f$. 由此可得

$$2\pi\Delta f = \frac{1}{TC}. \quad (1)$$

这表示被保留的 Δf 的交流成分与时常数 TC 成反比. 例如 $TC = 1s$, 则 $\Delta f = 0.15\text{Hz}$, 设 $f_i = 1\text{kHz}$, 说明输入噪声在 1000.15 — 999.85Hz 的带宽处衰减 3 db, 这样窄的带宽是选频放大器不易达到的.

PSD 是锁相放大器的核心部分, 希望有这样的要求: 即直接测量埋在背景噪声中的已知频率 f 和相位 θ 的信号; 输出获得与已知信号成正比的直流电位, 其极性和相位与参考信号有关. 要完成这样的要求, 理论上可用模拟乘法器来达到, 并能将信号检波为直流分量. 如图 3 所示. 为了说明问题起见, 考虑最简单的情况, 即设 E_i 和 E_r 均为正弦信号, 其数学表示式为

$$E_i = e_i \cos [(\omega_0 + \Delta\omega)t + \theta],$$

$$E_r = e_r \cos \omega_0 t.$$

通过模拟乘法器的输出为

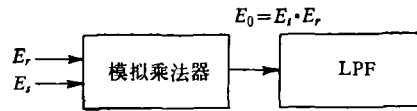


图3 PSD 的原理图

$$E_0 = E_i E_r = e_i e_r \cos [(\omega_0 + \Delta\omega)t + \theta] \cos \omega_0 t$$

$$= \frac{1}{2} e_i e_r \{ \cos (\Delta\omega t + \theta) + \cos [(2\omega_0 + \Delta\omega)t + \theta] \}. \quad (2)$$

式(2)表示通过模拟乘法器, 信号的频谱产生了一个变换, 由原来以 ω_0 为中心的频谱变换成以直流 ($\omega = 0$) 及倍频 ($\omega = 2\omega_0$) 为中心的两个频谱, 而各频谱之间的相对分量保持不变, 如图 4 所示. 这种频谱的变

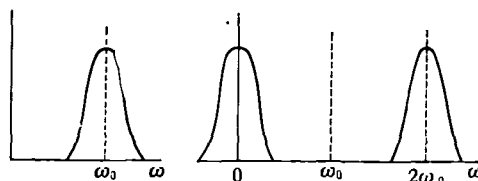


图4 通过 PSD 的频谱变换

换是非常必要的, 它使 LPF 的应用成为可能. 而 LPF 的带宽理论上可以无限窄(当 RC 时数 TC 无限大时), 但实际上由于漂移的存在, Δf 不可能无限小. 所以, 通过模拟乘法器和 LPF, 仅能检出直流分量 $\pm \Delta f$ 的分量, 其他噪声均被衰减, 此时输出 E_0 可以写成

$$E_0 = \frac{1}{2} e_i e_r \cos (\Delta\omega t + \theta). \quad (3)$$

式(3)说明: 若 $\Delta\omega \neq 0$, 输出与输入成正比且为交流分量; 若 $\Delta\omega = 0$, 即对被测信号, 则为直流输出; 若 $\Delta\omega = 0, \theta = 0$, 即用移相器调整使 E_i 和 E_r 在 PSD 输入端为同相位, 则输出最大; 若 $\Delta\omega = 0, \theta = 90^\circ$, 则 $E_0 = 0$. 由于 $\theta = 90^\circ$ 时调零较之 $\theta = 0^\circ$ 时调最大要更灵敏, 故实际测重中常先调相移使输出为零, 再转动固定相移 90° 开关, 便可测得信号的最大有效值 (rms 值). 此外, 相移器标有相移刻度, 即可测量输入信号的某一相位的对应值, 锁相放大器在这种情况下使用便是一个可抑制噪声的矢量电压表.

由于晶体管、场效应管及线性组件的发展, 使得在开关作用下的线性门电路性能更好地符合 PSD 的功能. 这是因为晶体管可在很宽的工作周期内都能线性工作, 电路给出良好的高频特性. 同时场效应管具有高输入阻抗, 可作为理想的斩波器. 线性电路的低漂移性能更加优越, 使 PSD 可获得较高的稳定性.

早期的 PSD 是二极管桥式检波和以后的晶体管倒相电路. 1966 年福克纳 (Faulkner) 及哈丁 (Harding)^[12] 发表一种控制电流的不平衡电流开关电路, 1968 年多贝 (Dauby)^[13] 又改进了他的工作, 提出一种消除直流偏离的互补电路. 这两种电路的输出出现在两端, 不

利于用线性组件完成积分,使信噪比降低。另外,这两种电路的共同缺点在于半波检波,不能消除低频干扰。因为半波检波需要一个与低频干扰同数量级的积分时间常数,而全波检波则只需与参考周期同数量级的时间常数来解调。例如 $f_r = 1-100\text{kHz}$,全波检波的时间常数较半波检波可小 20—100 倍^[4]。

目前采用四开关放大电路及场效应晶体管(以下用 FET 表示)斩波电路作为较好的 PSD 线路。图 5 图 6 是这两种电路的基本形式。由于直流工作点的合理分配及动态范围的计算,实际电路有很多变化,不在这里赘述。

图 5 的 T_1, T_2 组成差分放大, T_3, T_4, T_5, T_6 是被参考信号控制的四开关电路,其工作过程可用图 7 说明。图 6 中 FET 的栅输入的是控制 FET 开关的严格的 1:1 的参考方波,当 FET 开时,信号被地短路;FET 关时,相当于开路,信号输出,完成相检作用。鉴别 PSD 优劣的性能指标有:(1) 零点漂移;(2) 动态范围及共模抑制;(3) 频率范围;(4) 线性度;(5) 增益稳定性;(6) 输入阻抗 Z_{in} 和输出阻抗 Z_{out} 。这些参数取决于电子元器件的性能和电路的选择与设计。

例如,由于动态储备和漂移是两个不能兼顾的表

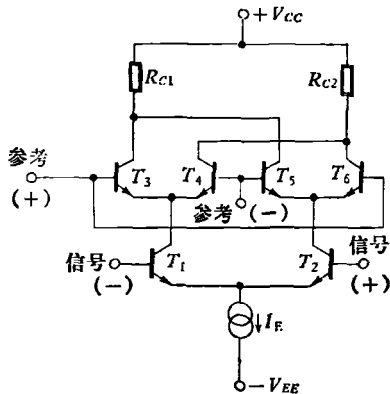


图 5 四开关放大电路的基本形式

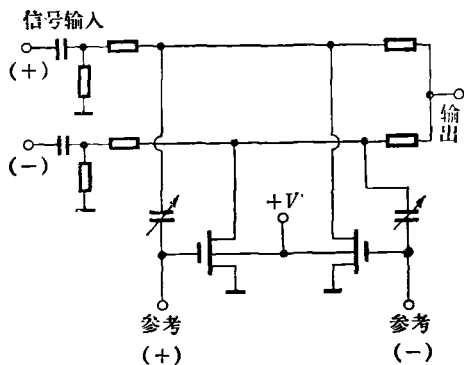


图 6 FET 斩波器的基本形式

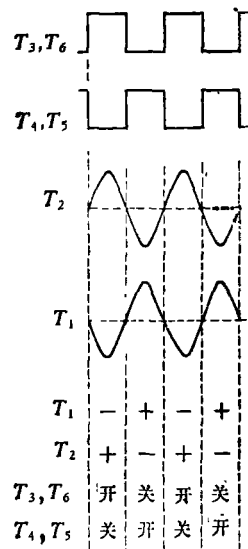


图 7 四开关 PSD 的工作过程

示锁相放大器性能的重要参数。在 PSD 前后的增益分配需合理安排,PSD 前为交流(以下用 AC 表示)放大,PSD 后为直流(以下用 DC 表示)放大。AC 放大增益高时,动态储备就小,对噪声抑制不利,因为噪声很容易使 AC 放大或 PSD 过载。若 AC 放大增益小,则要增大 DC 放大的增益,从而引起漂移的增加,影响输出的稳定,因此要求设计更为理想的 PSD 线路。美国普林斯登应用研究公司(PARC)最近采用了同步外差技术^[5],它有效地允许增加 AC 放大的增益以及降低 DC 放大的增益而不降低仪器的动态储备。图 8 采用三个 PSD 电路,第一个 PSD 仅用 11Hz 方波调制(相斩),第

二个 PSD 与参考信号相检,旋转电容组成的滤波器只能通过 11Hz 的方波而衰减其他非同步信号(噪声),经过足够的 AC 放大再与第三个 PSD 解调,最后 DC 放大输出。这是比较理想的 PSD 组合方式,它可以获得锁相放大器具有 3×10^5 FS (当动态电阻为 $300\text{k}\Omega$ 时)

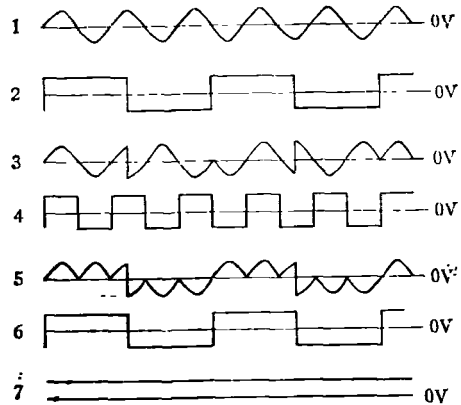
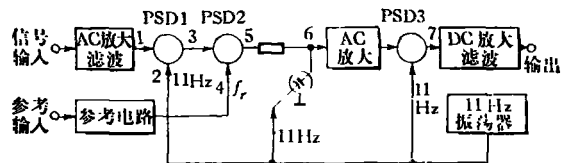


图 8 同步外差 PSD 的框图与工作过程

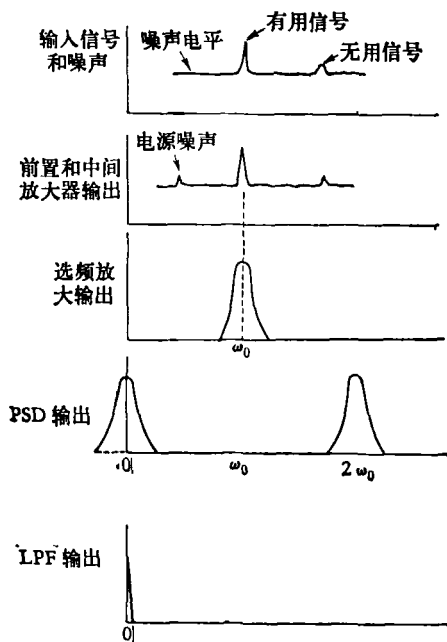


图9 锁相放大器的噪声处理过程

的动态储备 (FS 表示满刻度值), 即可满度检出噪声比信号大 3×10^3 倍的信号。

为了更清楚地阐明锁相放大对信号与噪声的处理过程, 可用图 9 来表示。图中纵轴是信号与噪声相对电平的相对标志, 横轴为角频率 ω 。

下面选择国际上几个较先进的锁相放大器的主要性能与国产 FS-1 进行比较, 如表 1 所示。

表 1 国内外锁相放大器性能比较

性能 \ 型号	美国 PAR 124A ^[6]	英国 Brookdeal 9402 ^[7]	法国 TA TE9822C ^[8]	庐山电子仪器厂 FS-1 ^[1]	日本 NF LI-572B ^[9]
灵敏度(满刻度)	100nv 10nv 1nv*	100nv	1nv*	100nv	1μv
频率范围	0.2Hz—210kHz	1Hz—50kHz	1Hz—1mHz	<20Hz—100kHz	15Hz—15kHz
ENBW (最小)	0.416mHz	2.5mHz	4mHz	8.3mHz	25mHz
总动态范围	180db	100db	190db		
动态储备	80db		60db	50db	48db
输入阻抗 Z_{in}	100MΩ	100kΩ // 40pf	10MΩ // 30pf 100MΩ // 20pf	100MΩ // 20pf	10MΩ

* 1nvFS 的灵敏度系利用阻抗变换变压器实现。

三、取样积分器 (Boxcar 积分器)

取样积分器是另一种处理噪声的方法, 它将伴随噪声的周期信号波形进行再现并永久记录, 同时由于它只检出从触发信号开始一定时间后的信号波形, 因此应用更为广泛。

设输入信号的幅度电平为 S_{in} , 噪声的幅度电平为 N_{in} , 则输入信噪比 $(S/N)_{in} = S_{in}/N_{in}$, 如果我们将信号和噪声均经过 n 次积累以后, 信号输出为 $S_{out} = n \cdot S_{in}$, 即增加 n 倍。但噪声是随机量, 其叠加积累是统计平均的结果, 输出值 $N_{out} = \sqrt{n} N_{in}$, 即增加 \sqrt{n} 倍, 因此信号与噪声经过 n 次积累以后的输出信噪比应为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{out} = \frac{S_{out}}{N_{out}} = \sqrt{n} \left(\frac{S}{N}\right)_{in} \quad (4)$$

由此可见输出的信噪比改善率为 \sqrt{n} , 这是所谓同步积累的 \sqrt{n} 法则。

取样积分器就是根据上述原理设计的一种先进仪器。它是以窄脉冲取样门对伴有噪声的信号逐点移动取样, 并对每一取样作积分平均, 则可检测输入周期信号中特定点的瞬时值, 如图 10 中的点 A, B, C, 所以取样数越大, 信号的复现越精确, 但需要的分析时间也越长。

取样门必须有两个功能, 一是在取样时间内要对被采的波形部分作积累平均, 二是将其平均结果保持到下一次取样。这可借助于 RC 低通滤波器 (LPF) 来达到。这种积分与锁相放大器的 LPF 不同的是不完全积分。加上取样门后, 积分效果仅限于某一时间之内。如图 11 所示。在门接通时进行积分, 当门断开时输出

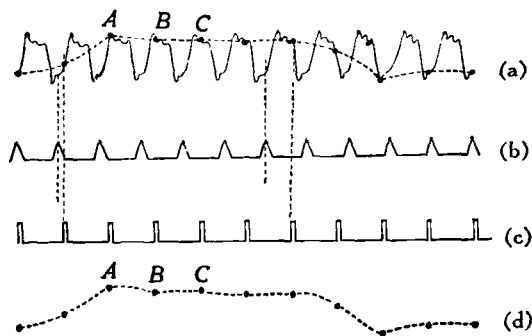


图10 取样积分器复现波形的原理图

保持。门宽 T_g 为连续时，积分时间大致为门的时间常数的两倍(即 $2 \times TC$)。因此取样积分器的积分次数 $N = 2 \times (TC)/T_g$ ，所得信噪比的改善率为 $\sqrt{2 \times (TC)/T_g}$ 。从图 11 中亦可看出，由于引入了取样门，使积分时间

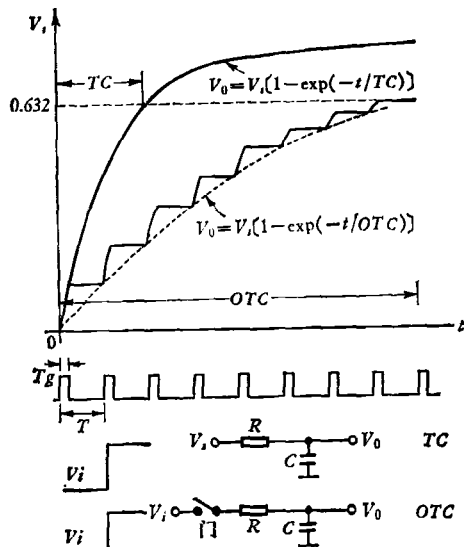


图11 具有取样门的LPF的观测时间常数

加大，由原来的 TC 变成 OTC (观察时间常数)

$$OTC = \frac{T}{T_g} TC = \frac{TC}{D} \quad (5)$$

式中 D 为占空因子， $D = T_g/T$ 。若 D 越小(即取样门脉冲窄，或取样周期大) OTC 就越大，也就是记录时间越长。

$$N = 2 \frac{TC}{T_g} = 2 \frac{1}{T} OTC = 2nOTC \quad (6)$$

由此可得信噪比改善率(SNIR)为

$$SNIR = \sqrt{\frac{2TC}{T_g}} = \sqrt{2nOTC} \quad (7)$$

n 是脉冲的重复频率($1/T$)，即单位时间内的重复脉冲数。以记录磁扫描的核磁共振线为例^[10]，取样积分器的相应参数为 $T_g = 10\mu s$ ， $T = 1ms$ ， $TC = 30ms$ ，则 $OTC = 30s$ ， $n = 10^2$ ，求得 $SNIR \approx 80$ 。信噪比有 80 倍

的改善是相当可观而有效的结果。这对某些高重复频率的脉冲信号，输出用笔绘记录的响应时间较慢的 $x-y$ 记录仪记录，可获得满意的波形。

取样积分器一般具有两种工作模式：一是单点，二是扫描。前者是测量周期信号的某一瞬态平均值，在这种模式下，取样脉冲相对同步脉冲的时间延迟是固定值。后者则是记录波形。这两种模式的工作原理如图 12 所示^[11]。所不同的是前者为固定延迟(可任意

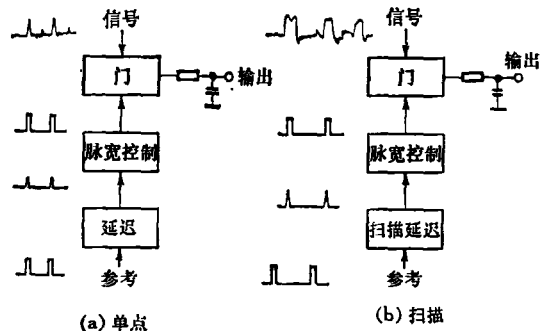


图12 取样积分器的两种工作模式

调节)，后者为扫描延迟。因此完整的取样积分系统应包括下列必要电路：(1)测量部件，包括宽度可调的信号取样门和积分网络，用以恢复信号波形；(2)门驱动部件，包括信号同步发生器，用以驱动步进延迟和扫描发生器，此延迟扫描发生器的起始值与终止值均可调整，以满足所记录的波形的全程或所需部分^[11]。

取样脉冲的步进延迟实际上是用一时基电路产生如图 13 (b) 所示的锯齿波，此锯齿波的时间宽度是 TB ，称为时基宽度。 TB 可变，用以覆盖被测波形，触发频率假设是独立的。另一方面，扫描发生器产生一慢上升锯齿斜波，如图 13(c) 所示，将时基与扫描进行比较，产生图 13(d) 的波形。将图 13(d) 的上升边触发单稳门信号，门宽 T_g 可变。因此，如果时基的延迟(包括起始值与终止值)、扫描、时基宽度 TB 、以及门

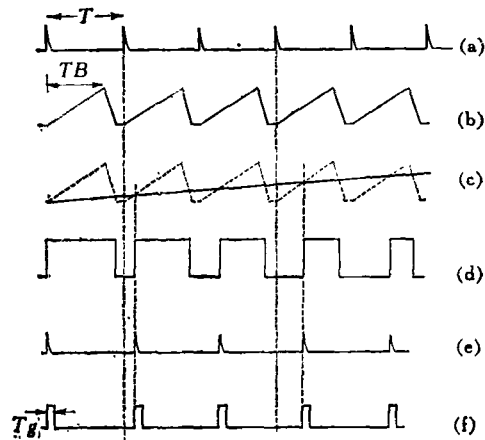


图13 扫描模式的门信号产生示意图

宽 T_s 均可在大范围内调整, 则可恢复任意周期波形。例如 TE-9870C 取样积分器具有下列指标^[12]: (1) 可恢复频率从直流至 20MHz 的任何波形; (2) $T_s = 10\text{ns} - 0.1\text{s}$, 可选择最佳被恢复波形的分辨率; (3) $TB = 1\mu\text{s} - 50\text{s}$, 扫描 = 100ms—3 小时; (4) 零点稳定度达 $< 80 \mu\text{v}/^\circ\text{C}$ 。

综上所述, 取样积分器具有多通道积分器的相同特点, 多通道积分器利用多道移位寄存器逐次开启相应的门电路, 对所观察信号逐次步进移位积分, 最后用

缓冲器输出。要对所测波形具有一定的分辨率, 需要 200 道以上的取样通道, 这就需要大量的元器件, 不如取样积分器简单方便。不过取样积分器在低速度实验时是不利的, 例如 100 道的多道积分器 1 分钟所能获得的结果, 取样积分器则需 2 小时, 但对高频实验, 由于取样积分器具有快速取样能力, 其结果常在秒数量级的范围。

现将锁相放大与取样积分作一简单的比较, 列于表 2。

表 2 锁相放大器与取样积分器的比较

	锁相放大器	取样积分器
S/N 的改善方法	用 PSD 和 LPF, 使 ENBW 变窄来消除 ENBW 外的噪声	用门取样, 积分器积累来消除噪声 (\sqrt{n} 法则)
S/N 改善程度	$\sqrt{\frac{\text{输入噪声带宽}}{\text{ENBW}}}$	$\sqrt{\frac{2TC}{T_s}}$
特点	1. 带宽窄, 可测量直至源阻抗热噪声程度的信号 2. 用参考信号, 可检测谐波成分 (1/2f, 2f, 3f 等)	用门扫描, 可观测记录以门宽程度分辨率的快速时间变化
缺点	不能测量信号的快速时间变化。并记录波形	测量时间长

(上接 365 页)

上。在超大规模集成电路中, 亚微米的图形条宽已可和紫外光波长相比较, 衍射极为严重, 因此亚微米条宽的加工技术是不能使用目前的普通光学曝光方法的。

超大规模集成电路除了遇到大规模集成电路所遇到的一系列问题外, 还有一些物理限制因素, 例如, 元件尺寸大大缩小之后, 热电子发射问题就已不能忽视。但是, 事物总是在克服矛盾中前进的, 相信不久的将来会看到这方面的工作成绩。

七十年代初期国际上开始发展微处理机。所谓微处理机就是由几片大规模集成电路组成的微型简易电子计算机, 它由中央处理装置, 只读存储器、随机存储器, 输入输出接口等几部分组成。其字长较短, 功能比较简单, 但可靠性高, 体积小, 重量轻、成本低, 应用灵活。它对计算机的普及使用, 推动工业自动化有着极大的促进作用。现在世界上每年生产几十万台微处理机, 估计到 1980 年可生产 500 万台。微处理机大量作为工业控制机应用于工业生产的自动控制; 也大量应用于飞机和舰船的导航、测绘、军事火器的指挥仪; 也可以做为大型计算机的终端以充分发挥大型机的效

能; 也可以由多个微处理机组成高速大型电子计算机。总之, 微处理机有发展前途, 是大规模集成电路应用的主要方向之一。

五、结 语

半导体学科是从固体物理分支出来的, 近十几年来半导体集成电路发展迅速, 大大丰富了半导体学科的内容。我国从 1956 年开始, 在党的领导下, 从无到有发展了半导体事业。六十年代初就已经研制成功了硅平面晶体管, 不久也试制出了半导体集成电路样品。目前, 我国不仅能够生产大量的多品种的半导体分立器件, 也能够生产中、小规模半导体集成电路, 大规模集成电路也已试制成功。过去几年, 半导体事业的发展受到了祸国殃民害党的反革命“四人帮”的干扰和破坏, 满足不了国民经济日益发展的需要, 与国际先进水平已经缩小了的差距又被拉大了。今天, “四人帮”已被扫进了历史的垃圾堆。我国的半导体事业, 在以英明领袖华主席为首的党中央的抓纲治国的战略决策指引下, 一定会赶上和超过世界先进水平, 为我国的四个现代化做出贡献, 开出灿烂的花朵来。

(未完待续)

参 考 文 献

- [1] 中国科学院物理研究所弱信号检测小组、江西省庐山电子仪器厂, 《锁相放大器——一种检测微弱信号的手段》, 《物理》, 5-4 (1977)。
- [2] Faulkner, E. A., Harding, D. W., *J. Sci. Instrum.*, 43 (1966), 97.
- [3] Dauby, P. C. G., *Electronic Engng.*, 40 (1968), 688.
- [4] Wright, M. J., *Electronic Engng.*, 34 (1962), 689.
- [5] *PAR Lock-in Amp.*, (1957).
- [6] *PAR Instruction Manual Model 124A.*
- [7] *Brookdeal Instruction Manual Model 9402.*
- [8] *TA Instruction Manual Model TE 9822-C.*
- [9] 熊野辉雄など《电子展望》10 (1973), 49.
- [10] 久米浩, 《固体物理》, 5 (1970), 522.
- [11] Abernethy, J. D. W., *Wireless World Dec.*, (1970).
- [12] *TA Instrumentation* (1973, 1975).