

第3章

光电信号处理实验

3.1 低噪声放大器实验

【引言】

光电系统中,与光电探测器连接的第一级放大器称为前置放大器。多级放大系统中,噪声系数(Noise Factor, NF)主要由前置放大器决定,通常都必须采用低噪声放大器(LNA)。低噪声放大器比一般放大器有低得多的噪声系数。在光电系统中,这一级放大器噪声性能的优劣通常会影响到整个系统的品质。虽然不同系统对放大器的质量指标各不相同,但对前置放大器进行周密的低噪声设计都是必须优先解决的问题。

【实验目的】

- (1) 了解放大器的内部噪声特性;
- (2) 掌握低噪声放大器噪声系数的测量方法,加深对 NF 曲线和最佳源电阻的理解;
- (3) 掌握组装和选用低噪声放大器的原则。

【实验原理】

1. 光电探测系统噪声分析

一个光电探测系统是由光学变换、光电探测器和后续电路处理系统组成的,一般光电探测器需连接多级放大器,通常称第一级放大器为前置放大器,对于一个由 n 个放大器级连成的放大系统,其噪声特性可由弗里斯(Friis)公式表达,即

$$NF = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{p_1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{p_1} \cdot A_{p_2}} + \cdots + \frac{F_n - 1}{A_{p_1} \cdot A_{p_2} \cdots A_{p_{n-1}}} \quad (3-1)$$

式中: NF 为系统的总噪声系数; F_1 为第一级放大器的噪声系数; F_n 为第 n 级放大器的噪声系数; A_{p_1} 为第一级功率增益; A_{p_n} 为第 n 级功率增益。

由式(3-1)可以看出,多级放大器噪声系数的大小,主要取决于第一级放大器的噪声系数。为了使多级放大器的噪声系数减小,应尽量减小第一级的噪声系数,同时提高第一级的功率增益 A_{p_1} ,这是设计低噪声放大器的一个重要原则。此外,还需考虑放大器的频率特性、动态范围、信号源阻抗等要求,具体电路因系统不同而异。从低噪声要求出发应考虑如下几点:

1) 选择内部噪声低、信号源电阻合适的元器件

前置放大器可由晶体管、结型场效应管、绝缘栅场效应管和集成电路组成。晶体管适合于信号源电阻在几十欧姆至一兆欧姆范围内; 结型场效应管适合于较高的源电阻; 绝缘栅场效应管可工作于更高的信号源电阻情况,但因其 $1/f$ 噪声较大,所以用得较少,只有在高阻状态下才用。

2) 应选择优质电阻、电容

低噪声放大器除了要求放大管自身噪声低以外,还要求电阻、电容的噪声也很低,因为电阻自身都存在固有的热噪声,热噪声电压的均方值为

$$\bar{V}_n^2 = 4kTR\Delta f \quad (3-2)$$

98

式中: k 为玻尔兹曼常数; R 为电阻阻值; T 为电阻的绝对温度; Δf 为测量系统的通频带宽度。除此之外,电阻还产生与电阻品质有关的电流噪声(也称过剩噪声)。

电流噪声的均方电压为

$$\bar{V}_{nF}^2(f) = \frac{Ki_{dc}^2R^2}{f}\Delta f \quad (3-3)$$

式中: K 为与材料工艺有关的常数; i_{dc} 为流过电阻的直流电流; f 为频率; R 为电阻阻值。这种噪声有与频率成反比、与所加直流电流 i_{dc} 的平方成正比的特性。它的大小与生产过程有密切联系。通常合成碳质电阻噪声最大; 金属膜电阻噪声比较小; 精密金属膜电阻噪声更小; 线绕电阻噪声最小(但体积较大)。所以,较常用的是金属膜电阻。

3) 有良好的电磁屏蔽措施

因为前置放大器的输入信号很弱,外界干扰相对来说显得很强,通常是通过分布电容或磁场耦合把干扰引入放大器的,所以,用金属壳把放大器包围起来,并使金属壳接地就能很好地屏蔽外界电场干扰。

金属屏蔽壳除了屏蔽外界电场干扰外,同时也屏蔽外界磁场干扰。此外,放大器的信号输入线应尽可能短且采用屏蔽线。

采用晶体管或结型场效应管组成的低噪声集成运算放大器其体积小,使用方便,在噪声要求不高的情况下,用它组装的前置放大器是方便易得的。本实验就采用低噪声集成运算放大器组装前置放大器进行实验。

2. 运算放大器的 E_n-I_n 模型

放大器的噪声模型是由无噪声的理想放大器,在其输入端加上等效噪声电压源 E_n 和

等效噪声电流源 I_n 值。而信号源是由信号源电阻 R_s 、信号电压 V_s 和噪声均方根电压 $\sqrt{V_n^2}$ 组成的,如图 3-1 所示。

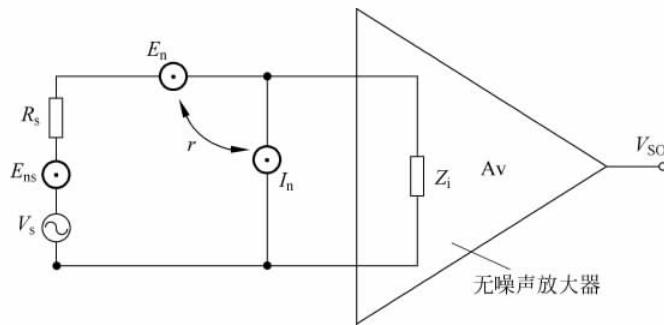


图 3-1 放大器等效噪声模型

一般低噪声集成运算放大器都给出 E_n 和 I_n 值,由此可得最佳源电阻

$$R_s = R_{\text{opt}} = \frac{E_n}{I_n} \quad (3-4)$$

在 E_n 和 I_n 不相关情况下,可得到等效输入噪声电压和噪声系数分别为

$$E_{ni}^2 = E_{ns}^2 + E_n^2 + I_n^2 R_s^2 \quad (3-5)$$

$$\text{NF} = 1 + \frac{E_n^2 + I_n^2 R_s^2}{4kT R_s \Delta f} \quad (3-6)$$

如果取最佳源电阻,则有

$$\text{NF}_{\min} = 1 + \frac{E_n I_n}{2kT \Delta f} \quad (3-7)$$

3. 基于 LF353 的低噪声放大器

本实验就采用 LF353 建立一个简单的反相放大器,如图 3-2 所示。它等效于光电二极管放大电路。

图 3-2 中的 R_s 就是图 3-3 中的 R_L 也就是放大器的源电阻 R_s 。在图 3-2 所示电路中,放大器输出噪声除了集成电路噪声外,还有 R_F 电阻噪声,它的影响可以由图 3-3 得出。可考虑为反馈本身不引入噪声,而反馈电阻 R_F 自身有热噪声引入。它的影响可近似这样考虑,即把放大器输出端接地(不考虑放大器负载的影响)。这时 R_F 的噪声电流将直接引入放大器输入端,得到图 3-4 所示噪声等效电路。其中 I_{nF} 为 R_F 电阻产生的热噪声电流。

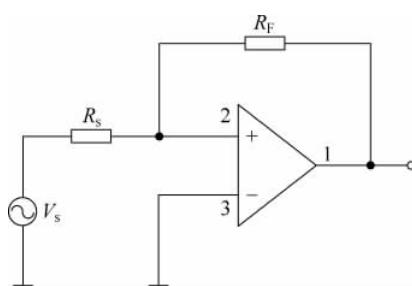


图 3-2 简单放大器

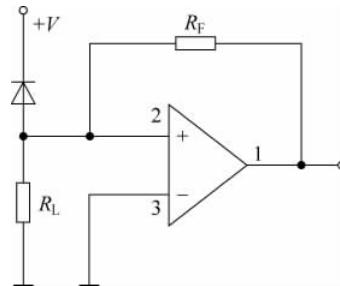


图 3-3 光电二极管放大器

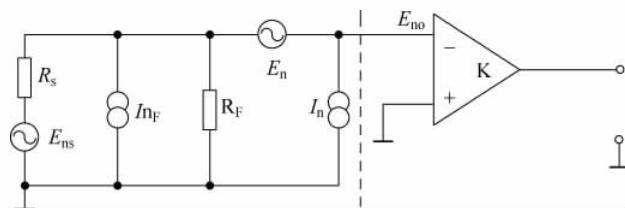


图 3-4 噪声等效电路

若考虑这些噪声源是独立不相关的，则放大器输出端的等效输出噪声为

$$E_{\text{no}}^2 = \left(\frac{R_F}{R_s + R_F} \right)^2 + E_n^2 + (I_n^2 + I_{nF}^2) \left(\frac{R_s R_F}{R_s + R_F} \right)^2 \quad (3-8)$$

又因为从信号源到放大器输入端的传递系数为

$$r_t = \frac{R_F}{R_s + R_F} \quad (3-9)$$

于是，放大器等效输入噪声

$$E_n^2 = \frac{E_{\text{no}}^2}{r_t^2} = \left(\frac{R_s + R_F}{R_F} \right)^2 \bar{E}_n^2 + (\bar{I}_n^2 + \bar{I}_{nF}^2) R_s^2 \quad (3-10)$$

可以看出 R_F 电阻阻值越大，式(3-10)越接近式(3-5)。

100

【实验仪器】

信号发生器；LF353 一片；稳压电源；电位器若干。

【实验内容】

本实验选用低噪声运算放大器 LF353，其引脚图如图 3-5 所示，其等效噪声电压 $e_n = 18 \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，等效噪声电流 $i_n = 0.01 \text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

实验测量原理如图 3-6 所示，首先测出系统的电压增益和系统带宽，再将信号源短接，在 E_{out} 端测量出输出噪声电压的大小，经过计算可得到噪声系数，通过更换 R_s 的值即可得出不同源电阻值的 NF 曲线。

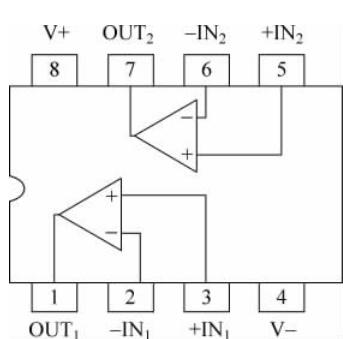


图 3-5 LF353 引脚图

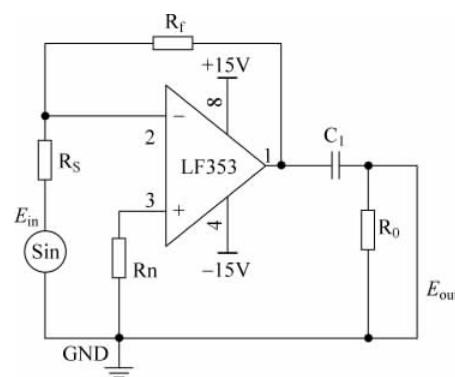


图 3-6 实验原理图

由于要测出不同源电阻的 NF 曲线,就要测量在一系列 R_s 源电阻情况下的放大器噪声系数,而在测量过程中,应该保持在电压增益稳定的情况下进行,因此在更换 R_s 电阻值的同时需要更换 R_f 和 R_n 。因此实际测量电路如图 3-7 所示。

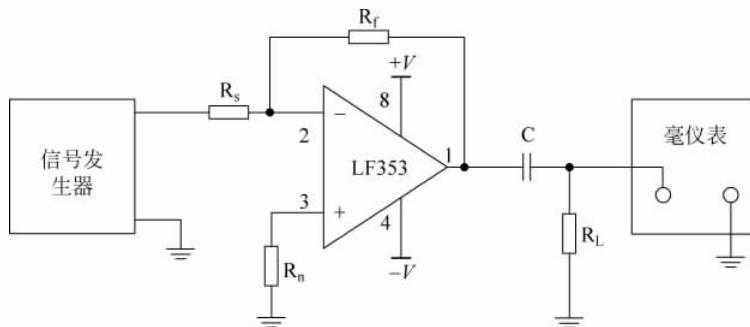


图 3-7 实际测量图

1. 运算放大器放大倍数 A 及带宽测量

- (1) 按如图 3-7 所示,连接好电路图;
- (2) 选择对应的 R_s 、 R_f 、 R_n ,构成放大电路,在 V_{in} 端输入频率为 1kHz、电压有效值为 1V 正弦信号。记录放大器输入电压 V_{in} (dBm)、输出电压 V_{out} (dBm),改变输入信号频率,记录带宽 Δf 的低频截止频率 f_L 、高频截止频率 f_H , Δf 的范围如图 3-8 所示。

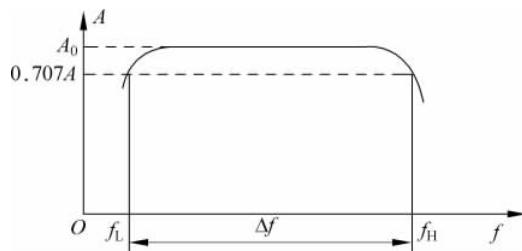


图 3-8 放大器通频带宽度

2. 测量放大器输出噪声 E_n

- (1) 将 V_{in} 直接短接,即直接接地,记录下此时的放大器噪声输出电压 E_{no} (dBm);
- (2) 更换 R_s 、 R_f 、 R_n ,重复上述实验。

【实验数据处理】

由于测量噪声电压,所以一定要均方根电压表。一般用 dB 档测量均方根电压值,根据 dBm 的定义式可知

$$\text{dBm} = 10 \lg \frac{V_{in}^2 / Z_{ref}}{1 \text{mW}} \quad (3-11)$$

由于 $1\text{mW} = (1/1000)\text{W}$, 令 $Z_{\text{ref}} = 1000\Omega$ 后即可得到 $V_{\text{dBm}} = 20\lg V_{\text{in}}$, 这样可以得到很好的函数关系。

在测量中取 $Z_{\text{ref}} = 1000\Omega$, 根据 $K_v = V_{\text{out}}/V_{\text{in}}$ 可知

$$20\lg(K_v) = 20\lg \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = 20\lg V_{\text{out}} - 20\lg V_{\text{in}} = V_{\text{out}}(\text{dBm}) - V_{\text{in}}(\text{dBm})$$

可以得到

$$K_v = 10^{\frac{V_{\text{out}}(\text{dBm}) - V_{\text{in}}(\text{dBm})}{20}} \quad (3-12)$$

又

$$\Delta f = f_H - f_L$$

此为系统的信号带宽, 因为所测噪声为白噪声, 所以根据放大器噪声系数定义, 实际噪声带宽 $\Delta f_n = \frac{\pi}{2}\Delta f$ 。

$$NF = 10\lg \frac{E_{\text{ni}}^2}{4kTR_s\Delta f_n} \quad (3-13)$$

其中

$$E_{\text{ni}} = \frac{E_{\text{no}}}{K_v} \quad (3-14)$$

即

$$NF = 20\lg E_{\text{no}} - 20\lg(K_v) - 10\lg(4kTR_s\Delta f_n)$$

经过运算后得到

$$NF = E_{\text{no}}(\text{dBm}) - V_{\text{out}}(\text{dBm}) + V_{\text{in}}(\text{dBm}) - 10\lg(4kTR_s\Delta f_n)$$

将实验数据填入表 3-1 中。

表 3-1 实验数据

$R_s/\text{k}\Omega$	V_{in}/dBm	$V_{\text{out}}/\text{dBm}$	A_v/dB	f_L/Hz	f_H/Hz	$\Delta f_n/\text{kHz}$	E_{no}/dBm	NF/dB

注意事项：低噪声测量是测量十分微弱的信号, 测量中应保证仪表与测量点的接触良好, 并保持在室温下(25°C)工作。

【预习思考题】

- (1) 根据所测量和计算的 NF 曲线与理论计算的最佳源电阻值比较,找出误差原因。
- (2) 在放大器输出端设计有高通滤波器,试问为什么?
- (3) 根据 LF353 技术手册参数 E_n 和 I_n ,算出等效输入噪声电压 E_{ni} 、噪声系数 NF 和最佳源电阻 R_{opt} 。
- (4) 对放大器加屏蔽壳前后的现象做出解释。

【拓展阅读】

- [1] 杨应平,胡昌奎,胡靖华等. 光电技术. 北京: 机械工业出版社,2014.
[2] 何兆湘. 光电信号处理. 武汉: 华中科技大学出版社,2008.

3.2 有源滤波

【引言】

103

在光电系统中,光电探测器输出的信号通常是比较弱的,目前百微伏数量级的信号已不算最弱。但是在信号放大和处理过程中,内部噪声和外部干扰仍需设法抑制。在放大电路中限制通频带是抑制干扰和噪声很有效的一种方法。因为信号总带有规律性,其功率只限在很窄的频率范围内。而白噪声是系统中的固有噪声,其频谱范围很宽(零频至 10^{12} Hz)。如果信号放大过程中用滤波器仅滤出信号频谱能量,抑制其他频率的能量通过,那么,就能明显地抑制噪声,提高系统输出信噪比。假如滤波前噪声带宽为 Δf_i ,滤波器通频带宽度为 Δf_o ,那么,通过滤波后,信噪功率比就能提高 $\Delta f_i / \Delta f_o$ 倍。所以滤波是提高信噪比方便而有效的一种方法。

【实验目的】

- (1) 了解有源滤波器的原理及应用;
- (2) 学会有源带通滤波器的参数计算;
- (3) 了解带通滤波器从噪声中检出弱信号的方法。

【实验原理】

电子滤波器是一种频率选择电路,它可使输入信号中某些频率成分通过而使另外一些频率成分衰减。滤波器一般有低通(通过低频抑制高频)、高通(通过高频抑制低频)、带通(通过某一频率范围抑制这一范围以外的高频和低频信号)和带阻(抑制某一频率范围,通过

这一范围以外的高频和低频信号)四种,详细内容参阅 1.5.2 节。

通常光电系统工作于单一信号频率下,这时,带通滤波器是很实用的。带通滤波器有多种类型,本实验为装调一个图 3-9 所示的二阶带通有源滤波器,观察它对信号和噪声的作用。

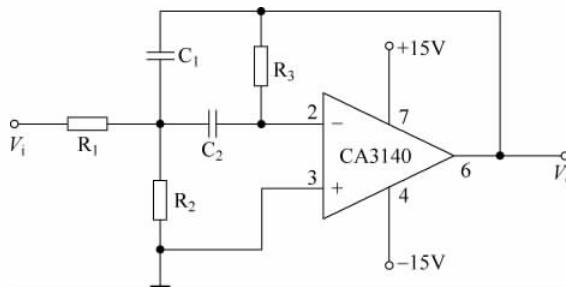


图 3-9 二阶带通有源滤波器

图 3-9 所示的带通滤波器可以用 5% 误差的电阻和电容组装(更高阶的滤波器则要求电阻精度更高)。但是,这种电路一般在中心频率处的增益 $H \leq 10$,带通滤波器的品质因数 Q 值也不很高。一般 $Q \leq 10$,它被定义为

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (3-15)$$

f_0 是带通滤波器通频带的中心频率; Δf 是通频带的宽度; Q 值高表示相对带宽窄,选频特性强。

二阶带通有源滤波器的设计公式如下:

1) 电路的电压增益

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-As}{s^2 + Bs + C} \quad (3-16)$$

式中, $A = \frac{1}{R_1 C_1}$; $B = \frac{1/C_1 + 1/C_2}{R_3}$; $C = \frac{1/R_1 + 1/R_2}{R_3 C_1 C_2}$; $s = j2\pi f (= j\omega)$

2) 电路在 f_0 处增益 G

$$G = \frac{R_3 C_2}{R_1 (C_1 + C_2)} \quad (3-17)$$

3) 带通滤波器的中心频率 f_0

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1/R_1 + 1/R_2}{R_3 C_1 C_2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3-18)$$

4) 电路的 Q 值

$$Q = \frac{[R_3 (1/R_1 + 1/R_2)]^{\frac{1}{2}}}{(C_2/C_1)^{\frac{1}{2}} + (C_1/C_2)^{\frac{1}{2}}} \quad (3-19)$$

5) 通带宽度 Δf

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q} = \frac{1/C_1 + 1/C_2}{2\pi R_3} \quad (3-20)$$

【实验仪器】

LED 脉冲驱动模块,光电二极管,运算放大器,信号发生器,毫伏表,示波器。

【实验内容】

实验框图如图 3-10 所示。

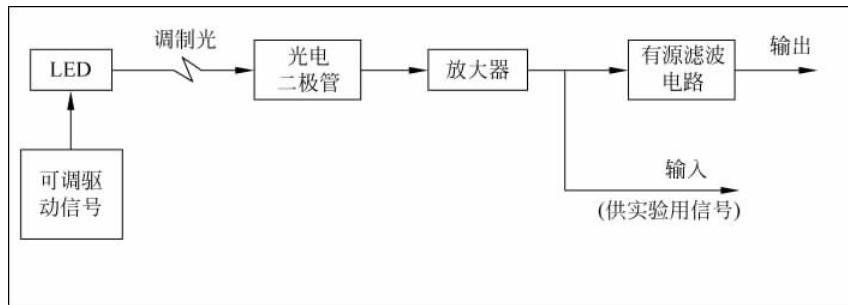


图 3-10 实验装置模块原理图

由电源提供光源调制电压,其电压幅值的频率可由电位器进行微调,但是光源发出的调制光总的来说是比较弱的。光电二极管受调制光照后输出的弱信号和噪声一起经后面连接的高倍率放大器进行放大。放大器输出信噪比很低的信号由装置面板上“输入”旋钮引出并提供给实验者作为实验电路的输入信号。同时它也是实验装置内所装有源滤波电路的输入信号,此电路的输出可由装置面板上“输出”旋钮上引出。

105

(1) 计算二阶带通有源滤波器的电路参数。设: $f_0 = 5\text{kHz}$, $Q = 5$, $G = 10$ 。

利用滤波器归一化公式 K 确定电路参数

$$K = \frac{100}{f_0 C} \quad (3-21)$$

其中 f_0 的单位是赫兹(Hz); C 的单位是微法(μF)。

令 $K = 1$, 求出 C , 并使 $C_1 = C_2 = C$, 再用式(3-17)~式(3-20)计算出电路参数 R_1 、 R_2 、 R_3 。

(2) 按图 3-9 将元件插入面包板连好线。

(3) 检查无误后,加上电源电压。

(4) 用信号发生器测试所设计滤波器的参数,调节信号频率并保持输入信号电压不变。同时,在滤波器输出端用示波器或电压表测量输出信号幅度。测量时,要在 f_0 附近多测几个点,将测量结果填入表 3-2,并画出滤波器的频率响应曲线。将测量结果与计算结果进行比较并填入表 3-3。

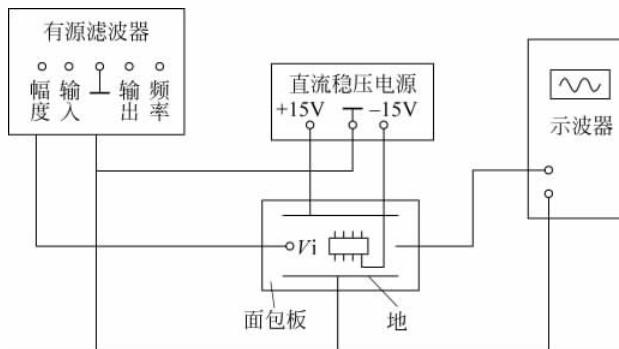
表 3-2 滤波器频率特性曲线数据

f/Hz							
V_i/V							
V_o/V							

表 3-3 滤波器指标

指标 方式	G	f_0	Q	Δf
计算值				
实验值				

(5) 把实验装置“有源滤波器”和装在面包板上的实验电路按照图 3-11 连接。把“有源滤波器”实验装置面板上“输入”旋钮的引线引至面包板上所装电路的输入端。用示波器观察实验电路的输出波形。调节“有源滤波器”面板上“幅度”电位计旋钮使示波器上能显示信号波形。调节“频率”电位计旋钮直至示波器所显示的输出信号幅度达到最大。



106

图 3-11 实验接线图

(6) 再调节“幅度”电位计旋钮,使光源发出的光很弱以致信号淹没在噪声之中。此时用示波器观测实验电路的输入与输出。用毫伏表测出实验电路的输出值,做下记录。此数值是信号和噪声的叠加结果。

(7) 将“幅度”电位计调至最小,即使光源不发光。用毫伏表测出所装实验电路的输入和输出噪声均方根电压值,做下记录。

(8) 根据步骤(6)和(7)测得的结果和步骤(4)所得电路对中心频率的放大倍数,估算出所装电路其输出信噪比相对于输入信噪比改善的程度。

附：集成运算放大器 CA3140 引脚如图 3-12 所示。

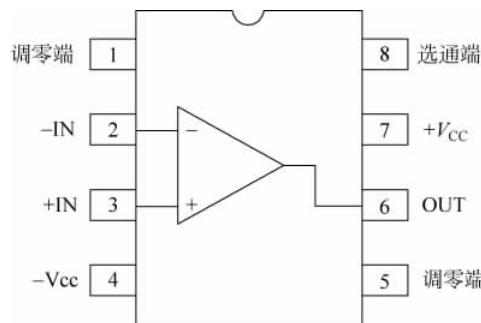


图 3-12 CA3140 引脚图



【实验数据处理】

- (1) 列出表 3-2、表 3-3 数据,画出滤波器频率响应曲线;
- (2) 记录有弱光照和无光照时,用“有源滤波器”实验装置输出信号作实验电路信号输入时的测试结果,并对结果进行分析和解释。

【预习思考题】

- (1) 有源滤波器和无源滤波器有何区别?
- (2) 为什么方波信号输入带通滤波器后输出为近似的正弦波?

【拓展阅读】

希尔伯恩·约翰逊. 有源滤波器设计手册. 徐绮云, 沈幼译. 北京: 地质出版社, 1980.

3.3 相关器的研究及其主要参数测量

107

【引言】

相关接收就是利用信号的相关特性将有用信号从干扰和噪声中提取出来。码分多址系统信号是宽带信号,而其中噪声和干扰的功率远远大于信号功率,因此在模拟系统中是无法接收的。但 CDMA 接收中利用地址码的相关特性进行解扩,从噪声中提取信息,此过程也就是相关接收。

相关器可由各种网络实现,匹配滤波器是人们经常采用的一种方法,它使有用信号匹配输出,而干扰和噪声由于不匹配而抑制,得到最大的信噪比。

【实验目的】

- (1) 了解相关器的原理;
- (2) 测量相关器的输出特性;
- (3) 测量相关器的抑制干扰能力和抑制白噪声能力;
- (4) 测量相关器的过载电平;
- (5) 测量相关器的直流漂移;
- (6) 测量相关器的动态范围。

【实验原理】

1. 基本原理

相关器由相敏检波器与低通滤波器组成,是锁定放大器的核心部件。锁定放大器中的相关器,通常采用图 3-13 所示的形式,由一个开关式乘法器与低通滤波器组成。

$$V_A = V_A \sin(\omega t + \phi)$$

$$V_B = 4/\pi (\sin \omega_R t + \sin \omega_R t/3 + \dots)$$

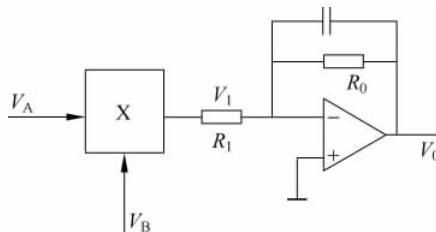


图 3-13 锁定放大器中通常采用的相关器

108

相乘电路不是采用模拟乘法器,而是采用开关电路。参考信号 V_B 可以认为是以频率 ω_R 的单位幅度方波。 V_A 为输入信号,表示为 $V_A = V_A \sin(\omega t + \phi)$,当 $\omega = \omega_R$ 时为信号, $\omega \neq \omega_R$ 时为噪声或干扰。 V_A 、 V_B 之间的相位差 ϕ 可以由锁定放大器参考通道的相移电路调节,求得图 3-13 中 V_1 和 V_0 为

$$V_1 = V_A \cdot V_B \quad (3-22)$$

$$V_0 = -\frac{2R_0V_A}{\pi R_1} \sum_{n=0,1,2,\dots}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \left\{ \left(\frac{\cos\{\lceil \omega - (2n+1)\omega_R \rceil t + \phi + Q_{2n+1}\}}{\sqrt{1 + \{\lceil \omega - (2n-1)\omega_R \rceil R_0 C_0\}^2}} \right. \right. \\ \left. \left. - e^{-\frac{t}{R_0 C_0}} \frac{\cos(\phi + Q_{2n+1})}{\sqrt{1 + \{\lceil \omega - (2n-1)\omega_R \rceil R_0 C_0\}^2}} \right) \right\} \quad (3-23)$$

式中: $Q_{2n+1} = \tan^{-1}(\omega - (2n+1)\omega_R)R_0 C_0$, 其他符号 R_1, R_0, C_0 等为图 3-13 所示。

当 $\omega = \omega_R$ 时。图 3-13 各点的波形如图 3-14 所示(注: 图 3-13 中低通滤波器为反相输入,因此,输出直流电压与 V_1 反号,图 3-14 中为了更直观起见,画的低通滤波器不倒相, V_0 与 V_1 中的直流分量同号)。

对式(3-23)讨论有下列结论:

(1) 时间常数,

$$T_1 = R_0 C_0 \quad (3-24)$$

(2) $\omega = \omega_R$ 时,

$$V_0 = -\frac{2R_0V_A}{\pi R_1} \cos\phi \quad (3-25)$$

输出直流电压与相位 ϕ 成 $\cos\phi$ 关系(图 3-14 中给出了 $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ, V_A, V_B, V_1, V_0$ 波形图)。

(3) 奇次谐波能通过并抑制偶次谐波,传输函数和方波的频谱一样,说明相关器是以参

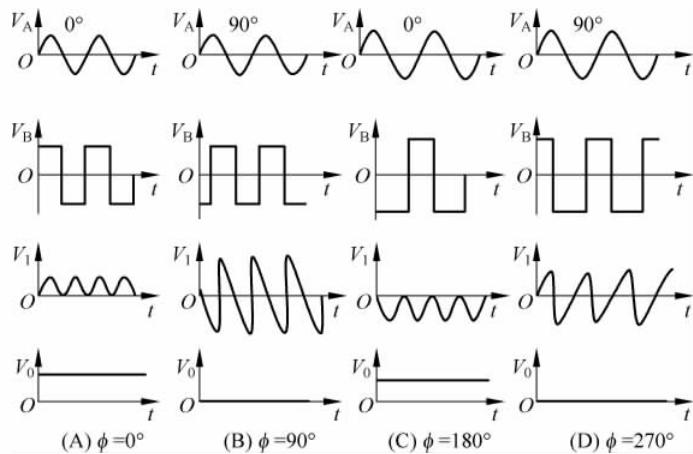


图 3-14 相关器各点波形图

考信号频率为参数的方波匹配滤波器。因此,能在噪声中或干扰中检测和参考信号频率相同的方波或正弦信号。

(4) 如果输入信号为一恒定和参考方波频率相同的方波信号,则相关器为相敏检波器,输出直流电压和信号与参考信号两者的相位差成线性关系。如图 3-15 所示,可以做鉴相器使用。

109

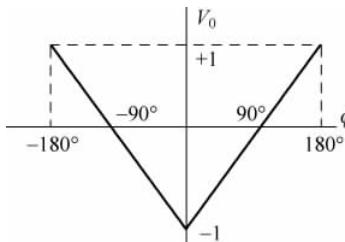


图 3-15 相关器输入为与参考信号同频的方波时它的输出直流电压与两者的相位差成线性关系

(5) 等效噪声带宽

基波噪声带宽:

$$\Delta f_{N1} = \frac{1}{2R_0 C_0} = \frac{1}{2T} \quad (3-26)$$

总等效噪声带宽:

$$\Delta f_N = \frac{\pi^2}{8} \Delta f_{N1} = \frac{\pi^2}{16T} \quad (3-27)$$

式中 T 为低通滤波器的时间常数。

2. 相关器原理框图

相关器实验插座盒的相关器电原理框图如图 3-16 所示,面板如图 3-17 所示。由加法器,交流放大器,开关式乘法器(PSD),直流放大器,参考通道方波形成与驱动电路组成。这部分分别简述如下:

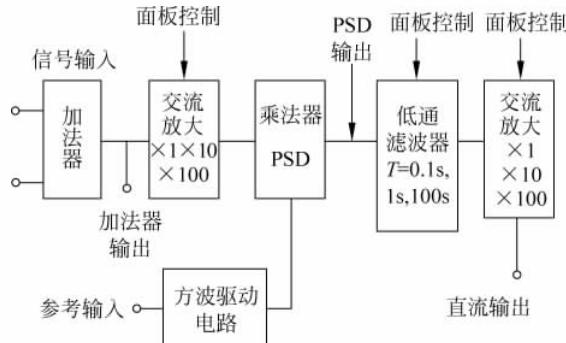


图 3-16 相关器

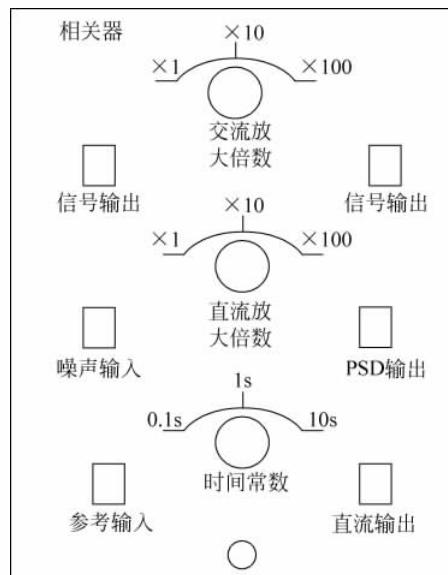


图 3-17 相关器面板图

加法器：由运放组成，有两个输入端；一个是信号输入端，另一个是噪声或干扰信号输入端，把信号与噪声混合起来，便于观察相关器的抑制噪声能力。加法器的输出通过面板把电缆插头引出可以观察相加后的波形。

交流放大器：由另一运算放大接成反相放大，放大倍数为 1、10、100。

乘法器：由两个运算放大器和一对开关组成开关式乘法器（或称相敏检波器 PSD）。输出由面板 Q₉ 电缆插头输出，供示波器观察波形。

低通滤波器：由运算放大器构成 RC 滤波器，时间常数由 RC 决定，面板控制时间常数 0.1s、1s、100s。

直流放大器：低通输出的直流电压，由运放组成的直流放大器进行放大，放大倍数为 1、10、100。分别由面板旋钮控制。参考输入与方波驱动电路；参考方波由面板 Q₉ 电缆插入，经两运放成相位相反的一对方波，控制开关式乘法器的开关，完成乘法器的功能。

【实验仪器】

微弱信号检测技术实验综合装置，双踪通用示波器一台，多功能信号源插件盒 1 个，相关器插件盒 1 个，宽带相移器插件盒 1 个，相位计插件盒 1 个，频率计插件盒 1 个，交流、直流、噪声电压表插件盒 1 个，实验电源及机箱 2 个。

【实验内容】

1. 相关器的 PSD 波形观察及输出电压测量

按图 3-18 所示用电缆或导线连接。

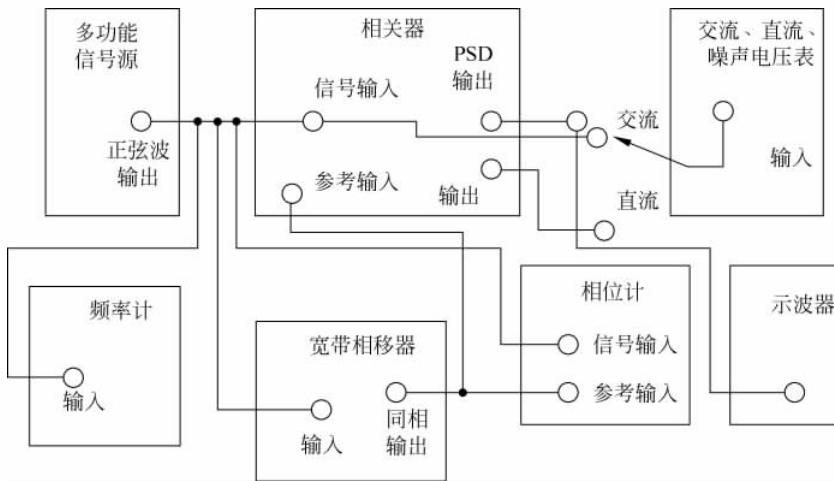


图 3-18 相关器 PSD 波形观察及测量实验框图

接通电源,预热 2 分钟,调节多功能信号源,使输出频率在 1kHz 左右,频率计测量信号源频率。调节输出幅度旋钮。用交流、直流、噪声电压表测量输出交流电压,使输出 100mV。置相关器直流放大倍数 $\times 10$,交流放大倍数 $\times 1$ 。用示波器观察 PSD 输出的波形。并用交流、直流、噪声电压表测量相关器的输出直流电压,相关器低通滤波器的时间常数置 1 秒。调节宽带相移器的相移量观察 PSD 的输出波形。测量相关器输出直流电压与相关器的输入信号对参考信号之间相位差 ϕ 之间的关系。用相位计测量 ϕ 的大小。按表 3-4 填写测试数据并描绘示波器显示 PSD 输出波形。

表 3-4 相关器 PSD 波形观察及测量实验框图

ϕ	V_o	波形	备注

把测试结果与理论公式 $V_o = \frac{2}{\pi} K_{AC} \cdot K_{DC} V_A \cos \phi$ 对比。式中 V_o 为相关器输出的直流电压, K_{AC} 为交流放大倍数, K_{DC} 为直流放大倍数。 V 为输入信号的幅值, ϕ 为参考信号与输入信号之间的相位差。

2. 谐波响应的测量与观察

实验仪器: 同实验 1 把上述实验连接图略作如下改变。宽带相移器输入由 $n \cdot \frac{1}{n}$ 输出 (即 n 倍频或 $\frac{1}{n}$ 分频) 送给。多功能信号源功能“选择”置分频。由于相关器的参考信号为输

入信号的 $\frac{1}{n}$ 分频,即相关器的输入信号为参考信号的n次分频。其他连接与测量方法同实验1。

先置分频数为1,由示波器观察PSD波形及测量PSD输出直流电压,调节相移器的相移,使输出直流电压最大,并观察示波器波形相当于全波整流波形,相位计测的相位差为0。记下上述数据。改变分频数为2,3,4,5,…,对于某一“n”值重复上述测量。实测结果为:奇次谐波输出的直流响应电压为基波的直流响应电压的 $1/n$ 。偶次谐波的输出直流响应为0,PSD输出波形如图3-19所示。

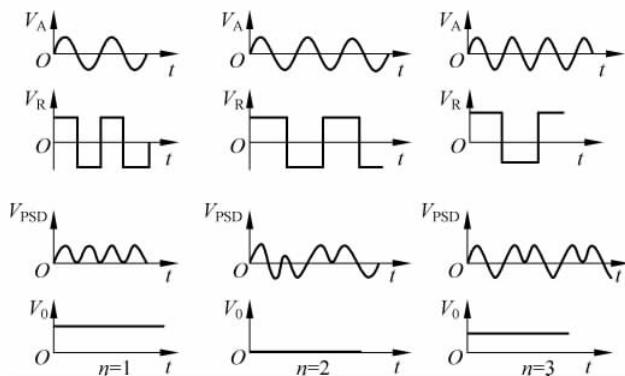


图3-19 相关器谐波响应的各点波形

3. 相关器对不相干信号的抑制

实验仪器: 双踪通用示波器1台,微弱信号检测技术实验综合装置,多功能信号源插件盒1个,相关器插件盒1个,宽带相移器插件盒1个,相位计插件盒1个,频率计插件盒1个,交流、直流、噪声电压表插件盒1个,XD-2信号发生器1个,实验电源机箱2个。

测试方框图如图3-20所示,多功能信号源Ⅰ的输出正弦信号为相关器的输入信号,由相关器的“信号输入”端输入,多功能信号源Ⅱ(或用XD-2信号源)的输出信号作为相关器的干扰信号,由相关器的“噪声输入”端输入。同时由信号源Ⅰ输给宽带相移器,相移器输出作为相关器的参考信号,由相关器的“参考输入”端输入。由示波器观察相关器的“加法器输出”波形与“PSD输出”波形。用交流、直流、噪声电压表测量输入信号、干扰信号的交流电压,测量相关器输出直流电压,由频率计测量信号和干扰电压的频率。

选择相关器的直流放大倍数 $\times 10$,交流放大倍数 $\times 1$,时间常数1秒,调节多功能信号源Ⅰ的频率为200Hz,电压为100mV,调节多功能信号源的输出电压为0,调节宽带相移器的相移量,使相关器的参考信号和输入信号同相,即输出的直流电压最大,可以用示波器观察“PSD输出”波形,同时也用电压表记录。记下“加法器输出”,“PSD输出”波形及相关器输出的直流电压(正比于输入信号的有效值)。

调节多功能信号源Ⅱ的输出电压为300mV,即干扰电压为待测量信号电压的3倍。任选一工作频率。由示波器观察“加法器输出”“PSD输出”波形,很显然被测信号已被干扰信号淹没。同时测量相关器的输出直流电压,可以发现输出直流电压与没有干扰信号时几乎一样,表明相关器具有很强的抑制干扰能力。

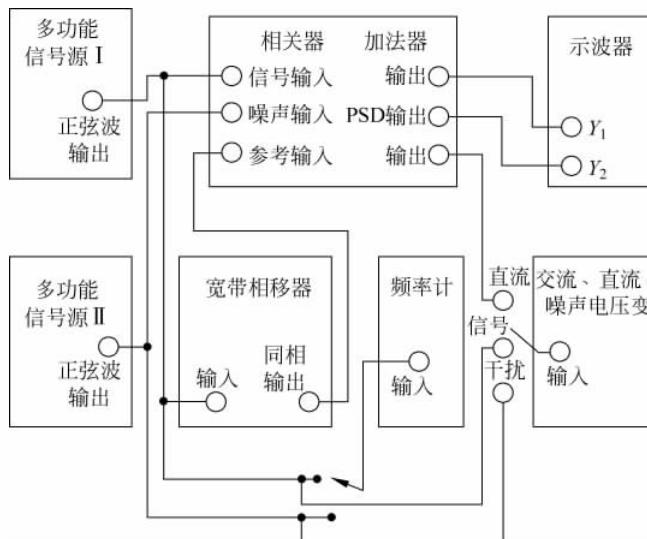


图 3-20 对不相干信号抑制的测试框图

改变干扰信号的频率,将发现当干扰信号频率逐渐接近输入信号的奇次谐波时,抑制干扰能力下降,等于奇次谐波时,不具有抑制干扰能力。在信号各奇次谐波处形成带通特性,通带宽度(或用 Q 表示),由低通滤波器的时间常数决定。改变积分时间常数为 0.1 秒或 10 秒。将发现抑制干扰能力不一样,即通带宽度不同。根据上述不同参数,测出各组数据进行总结分析。

4. 不相干信号过载电平的测量

实验仪器: 同 3。测试方框图: 同 3。

过载电平(OVL)的定义是:一个输入信号大的足够使系统引起非线性失真的一个量。

对于本测试装置相关器的过载电平,也是只要使输入信号大到使相关器任一部分出现非线性。因此,出现过载可能性最大的部分是乘法器部分和输出级,这两部分的过载可以分别用示波器和电压表测出。从 PSD 输出端用示波器能发现在这一测试点以前的过载。用电压表可以测出输出级前的过载。为了方便于衡量相关器过载电平的大小,通常是用相关器的满刻度信号输入电平(FS)进行规一化。

满刻度信号输入电平(FS)定义为:提供一个使系统最大输出指示(用电表指示为满刻度)的输入信号。

按图 3-20 连接,任选信号源 I 的频率,调节输出幅度使相关器的输入信号在 70mV 左右。选择相关器直流放大倍数 $\times 10$,交流放大倍数 $\times 1$,时间常数 1 秒,调节相移器改变参考信号的相移量,使输入信号与参考信号同相。然后,加大输入信号使相关器输出电压为 1V。记下输入信号电压,用符号 V_{FS} 表示满刻度信号输入电平。加入干扰信号,干扰信号频率任选,在固定某一个干扰信号频率时不断加大干扰信号电压,直到从示波器观察到“PSD 输出”波形出现饱和或输出直流电压变化到原来满刻度值的 10%。这两种情况的出现都认为是过载。前者我们称为相关器过载,后者称为输出过载(这仅是指超出满刻度电平 10%,相关器过载由于出现非线性同时也会使输出直流电压减小,因此,相关器过载或输出电压下降

同时发生)。记下这时的不相干信号的输入电压 V_{dovl} 。再改变干扰频率 f_d 测得对应的 V_{dovl} 列表进行测量,并画出过载电平的曲线。

在测试过载中将发现 $f_d = (2n+1)f_s$ 时相关器不具有抑制这些“同频干扰”的能力。相关器的输出电平很快出现过载,即过载电平明显下降。这时相关器的过载电平就是输入信号的满刻度电平。随着干扰频率离开这些特殊频率时,过载电平加大。变化的快慢决定于低通滤波器的时间常数 $T=RC$ 。实测相关器过载电平曲线如下图 3-21 所示。

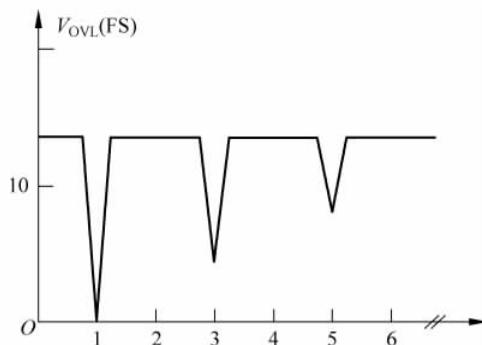


图 3-21 相关器过载电平曲线

再测量相关器交流放大倍数 $K_{\text{AC}}=100$, 直流放大倍数 $K_{\text{DC}}=1$ 和交流放大倍数 $K_{\text{AC}}=1$, 直流放大倍数 $K_{\text{DC}}=100$ 两种情况下的过载电平曲线, 并讨论异同点。

5. 对噪声的抑制与等效噪声带宽

实验仪器: 双踪通用示波器一台, 微弱信号检测技术实验综合装置, 多功能信号源插件盒 1 个, 相关器插件盒 1 个, 宽带相移器插件盒 1 个, 频率计插件盒 1 个, 交流、直流、噪声电压表插件盒 1 个, 高通、低通滤波器插件盒 1 个, 实验电源及机箱 3 个, X-Y 记录仪 1 台。

白噪声电压与带宽有关。多功能信号源中的白噪声发生器是一宽带白噪声源。要确切测量与计算噪声电压, 必须要已知噪声带宽, 噪声带宽可以用高通、低通滤波器组成一个已知通带宽度的带通滤波器来确定。对于二阶有源滤波器信号带宽 Δf_s 与等效噪声带宽 Δf_N 有下列关系式来确定:

$$\Delta f_N = \frac{\pi}{2} \Delta f_s \quad (3-28)$$

测试框图如图 3-22 所示。白噪声信号源通过高低通滤波器组成的带通滤波器的限制, 使高通低通滤波器的输出为已知等效噪声带宽的噪声源输给相关器的噪声, 白噪声电压的大小由交流、直流、噪声电压表测量, 在测量白噪声电压时, 给出的是白噪声的均方根电压。高、低通滤波器的高通截止频率选在 250Hz 左右, 低通滤波器的截止频率选在 25kHz, 则等效噪声带宽 $\Delta f_N=39\text{kHz}$ 。

相关器选 $K_{\text{AC}}=10$, $K_{\text{DC}}=10$, $T=1\text{s}$ 。输入信号频率 $f=1\text{kHz}$, $V_{\text{si}}=50\text{mV}$, 先不加白噪声干扰信号。调节相移器的相移, 使输入信号与参考信号同相, 并用示波器观察“加法器输出”、“PSD 输出”的波形, 用电压表测量输出电压, 用记录仪记下输出直流电压曲线。

白噪声信号由相关器“噪声输入”输入, 作为干扰信号, 用示波器观察“加法器输出”的信号与噪声相混的波形。调节白噪声信号源的输出幅度与高、低通滤波器的放大倍数相配合

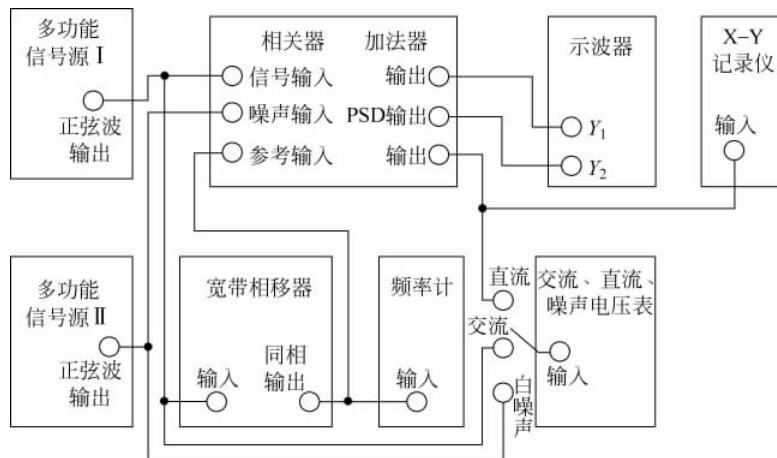


图 3-22 对白噪声的抑制与等效噪声带宽测量框图

调节,使输入白噪声均方根电压为 100mV。用示波器观察也能观察到混有噪声的 PSD 输出波形。用 X-Y 记录仪记下输出的直流电压与噪声起伏。根据曲线噪声起伏电压 $V_{NO}(P-P)$ 可以求得均方根值 $V_{no} = \frac{1}{6}V_{NO}(P-P)$, 根据白噪声的性质, 输入信噪比对输出信噪比的改善由输入等效噪声带宽和相关器的等效噪声带宽的平方根的决定。即由下式决定

$$\frac{V_{SO}}{V_{NO}} = \frac{V_{SI}}{V_{NI}} \sqrt{\frac{\Delta f_{Ni}}{\Delta f_{No}}} \quad (3-29)$$

式中 Δf_{No} 由式(3-27)决定。把 Δf_{Ni} 、 Δf_N 、 $\frac{V_{SI}}{N_1}$ 代入式(3-29)可求得:

$$\frac{V_{so}}{N_{so}} = 125.5 = 42\text{dB} \quad (3-30)$$

计算表明,相关器输出信噪比相对于输入信噪比提高了 48dB,输出信噪比为 42dB。若这时的输出直流电压为 5V,则在 5V 直流电压上的噪声起伏的峰值只有 240mV,记录仪记录结果与上述理论计数基本相符。或测出噪声电压,通过式(3-29)求出 Δf_{NO} 改变时间常数 $T=0.1\text{s}$ 或 10s ,重复测量上述数据,比较不同的时间常数,相关器的抑制噪声的能力的差别,并讨论之。

6. 相敏检波特性

实验仪器: 同实验 1。

实验连线及原理框图同图 3-18。把多功能信号源的输出改成方波输出,工作频率选为 250Hz,输入信号为 1000mV。相关器的参数选择如下: $K_{AC}=1$, $KD_C=1$, $T=1\text{s}$ 。

改变宽带相移器的相移量。由示波器观察“PSD 输出”波形,并测量“相关器输出”的直流电压。用相位计测出不同相移量与输出直流电压值。用坐标纸画出 $V-\phi$ 曲线为直线。表明输出直流电压与相移量成线性关系的相敏特性。测 360° 并说明周期性。

7. 直流漂移

实验仪器: 微弱信号检测技术实验综合装置; 多功能信号源插件盒 1 个; 相关器插件

盒 1 个；宽带相移器插件盒 1 个；交流、直流、噪声电压表插件盒 1 个；实验电源及机箱 3 个；X-Y 记录仪 1 台。

按图 3-23 连线。相关器信号输入端短路。由多功能信号源输出 100mV，任意频率的方波或正弦信号，直接输给相关器的参考输入，作为参考信号。相关器的时间常数选 1 秒，交流放大倍数选 $\times 1$ ，直流放大倍数选 $\times 100$ ，用电压表或 X-Y 记录仪测出直流电压的漂移。由于直流漂移为缓慢变化，通常用每小时漂移量相对于满刻度输出直流电平的百万分之几来度量(PPm/H)。因此，要连续测量 1 小时或更长时间。由于直流漂移正比与直流放大倍数。直流放倍数为 10、1 的直流漂移量为直流放大倍数为 100 的 $1/10$ 、 $1/100$ 。

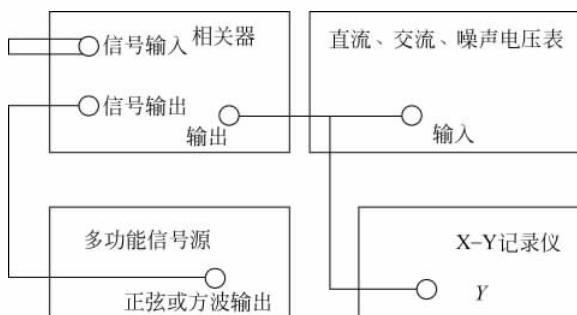


图 3-23 相关器直流漂移的测量

8. 总动态范围

总动态范围是评价相关器从噪声中检测信号能力的极限指标。定义是：在确定灵敏度的条件下，允许的不相干输入信号峰值过载电平与最小检测的相干输入信号峰值电平之比。用峰值电平表示是因为过载首先出现在峰值处，而不同波形的干扰信号和噪声，他们的波峰系数不同，所以用均方根值、有效值来度量过载电平不如用峰值好。

根据定义，测出过载电平和最小可检测电平就可以求出总动态范围，相关器的最小可检测电平由直流漂移决定，相关器的动态范围由图 3-24 来决定。

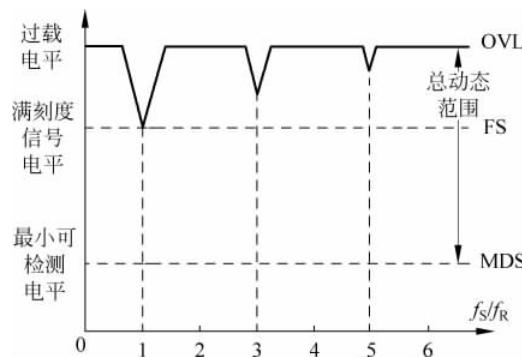


图 3-24 相关器的动态范围

由实验 4 测出过载电平，实验 7 测出直流漂移可以求得相关器的总动态范围。并讨论总动态范围与频率、交流放大倍数、直流放大倍数之间的关系。

【实验数据处理】

记录表中的数据并描绘示波器显示 PSD 输出波形。

【预习思考题】

相关器在 ϕ 分别为 0° 、 90° 、 180° 、 270° 情况下的波形。

【扩展阅读】

唐鸿宾：微弱信号检测技术（讲义）。

3.4 同步积分器的研究及其主要参数测量

【引言】

同步积分器是一种同步滤波器。同步积分器能在噪声中提取微弱信号，具有很强的抗干扰能力，和相关器一样是微弱信号检测仪器中的关键部件之一。由于它输出为交流信号，因此，在使用上有时比相关器具有更多的优点。

【实验目的】

- (1) 了解同步积分器的原理；
- (2) 测量同步积分器的输出特性；
- (3) 测量同步积分器的抑制干扰能力与抑制白噪声能力；
- (4) 测量同步积分器的过载电平；
- (5) 测量同步积分器的等效噪声带宽。

【实验原理】

1. 基本原理

同步积分器最简单的形式如图 3-25 所示。设输入信号为： $I_i \sin(\omega t + \phi)$ ，两电容 C 分别由电子开关 S 以参考频率 f_R 交替的接到电阻 R 上，对输入信号进行积分，可以求得同步积分器的输出电压为

$$I_i = \frac{V_i}{R}$$

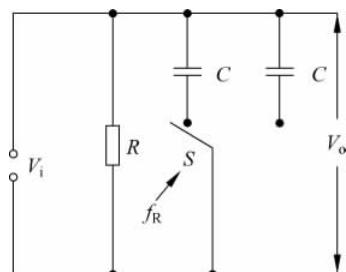


图 3-25 同步积分器

$$V_o = V_{oi} X \quad (3-31)$$

式中 X 为单位开关函数, 数学表示式为

$$X = \frac{4}{\pi} \left(\sin \omega_R t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_R t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_R t + \dots \right) \quad (3-32)$$

略去小项, 一级近似为

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{2R I_i}{\pi} \sum_{n=0,1,2,\dots}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \left\{ \left\{ \frac{\cos \{[\omega - (2n+1)\omega_R]t + \phi - Q_{2n+1}\}}{\sqrt{1 + \{2RC[\omega - (2n+1)\omega_R]\}^2}} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - e^{\frac{1}{2RC}} \frac{\cos(\phi - Q_{2n+1})}{\sqrt{1 + \{2RC[\omega - (2n+1)\omega_R]\}^2}} \right\} \right\} \end{aligned} \quad (3-33)$$

式中:

$$Q_{2n+1} = \arctan \{2RC[\omega - (2n+1)\omega_R]\} \quad (3-34)$$

由式(3-31)及式(3-33)表明, 同步积分器输出为一方波信号, 方波频率为 ω_R , 方波幅度由式(3-23)决定。通过讨论有下列结论:

(1) 时间常数 $T_i = 2RC$

(2) 当 $\omega = \omega_R$ 时,

$$V_o = \frac{2R I_i}{\pi} \cos \varphi \quad (3-35)$$

对图 3-26 所示的同步积分器, V_o 相对于 V_i 的响应由下式所示

$$V_o = -\frac{2R}{\pi R_1} V_i \cos \varphi \quad (3-36)$$

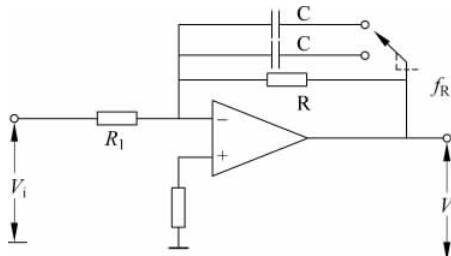


图 3-26 用运算放大器构成的同步积分器

(3) 奇次谐波能通过, 并抑制偶次谐波, 传输函数频谱和方波频谱一样, 说明同步积分器是以参考信号频率为参数的方波匹配滤波器。因此, 能在噪声或干扰中检测和参考信号频率相同的方波或正弦波信号。

(4) 如果输入信号为一幅值恒定和参考方波频率相同的方波信号, 则同步积分器输出方波的振幅和信号与参考信号两者的相位差成线性相敏关系。

(5) 等效噪声带宽:

基波等效噪声带宽:

$$\Delta f_{N1} = \frac{1}{4RC} \quad (3-37)$$

总等效噪声带宽:

$$\Delta f_N = \frac{\pi^2}{8} \Delta f_{N1} \quad (3-38)$$

2. 同步积分器框图如图 3-27 所示, 同步积分面板如图 3-28 所示

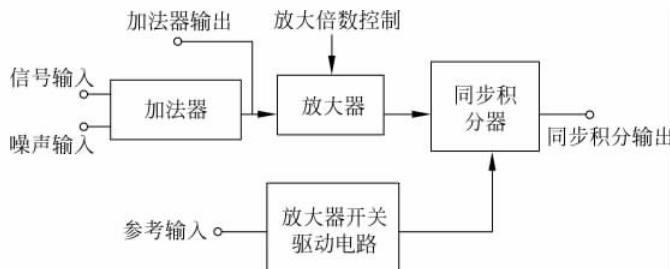


图 3-27 同步积分器原理框图

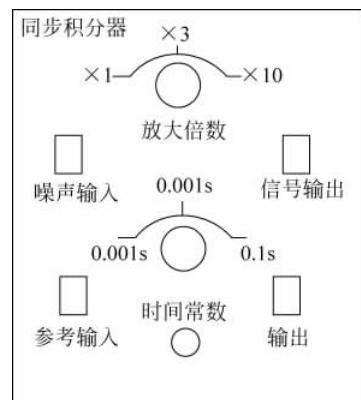


图 3-28 同步积分面板

【实验仪器】

微弱信号检测技术实验综合装置, 双踪通用示波器一台, 多功能信号源插件盒 1 个, 同步积分器插件盒 1 个, 宽带相移器插件盒 1 个, 相位计插件盒 1 个, 频率计插件盒 1 个, 交流、直流、噪声电压表插件盒 1 个, 实验电源及机箱 3 个。

【实验内容】

- (1) 输出波形的观察与测试;
- (2) 谐波响应的观察与测量;
- (3) 抑制不相干信号的测量及过载电平的测量;
- (4) 对白噪声的抑制测量;
- (5) 相敏特性的测量。

【实验步骤】

1. 输出波形的观察与测试

按图 3-29 原理框图所示用电缆连接。接通电源预热二分钟, 调节多功能信号源, 用交流、直流、噪声电压表测量交流信号, 使输出为 200mV, 用频率计测量频率为 230Hz。正弦信号分成两路, 一路输给同步积分器的信号输入端, 作为同步积分器的输入信号, 另一路输给宽带相移器电路, 相移器的输出方波信号输给同步积分器的参考输入, 作为参考信号。同步积分器的交流放大倍数选 $\times 10$, 时间常数选 0.1s。同步积分器的输出分成两路, 一路由示波器观察波形, 另一路由交流、直流、噪声电压表测量交流电压。用相位计测量同步积分

器的输入信号与参考信号之间的相位差。

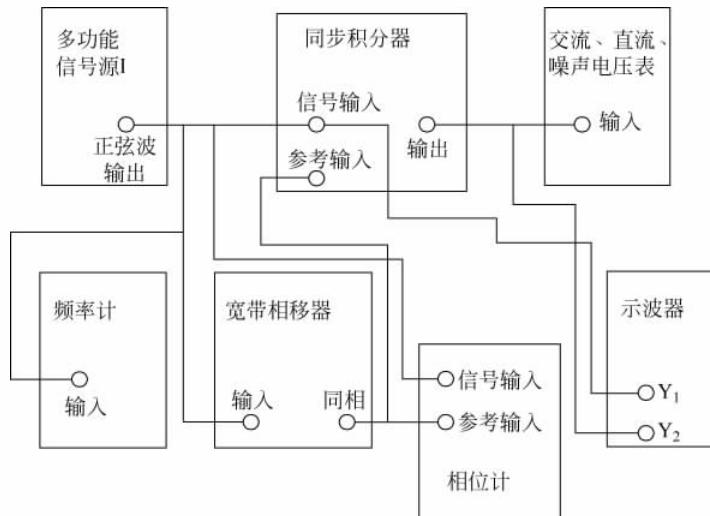


图 3-29 同步积分器输出波形观察与测试框图

调节相移器的相移量，观察同步积分器的输出方波幅度随参考信号与输入信号之间的相位差 φ 按 $\cos\varphi$ 规律变化，记下 φ 与对应的输出幅度值，画出曲线成余弦规律。并画出 φ 为 $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ 时，示波器 Y_1, Y_2 所显示的输入与输出信号的波形。

2. 谐波响应的观察与测量

实验仪器：同实验 1

实验连接原理框图如图 3-30 所示。

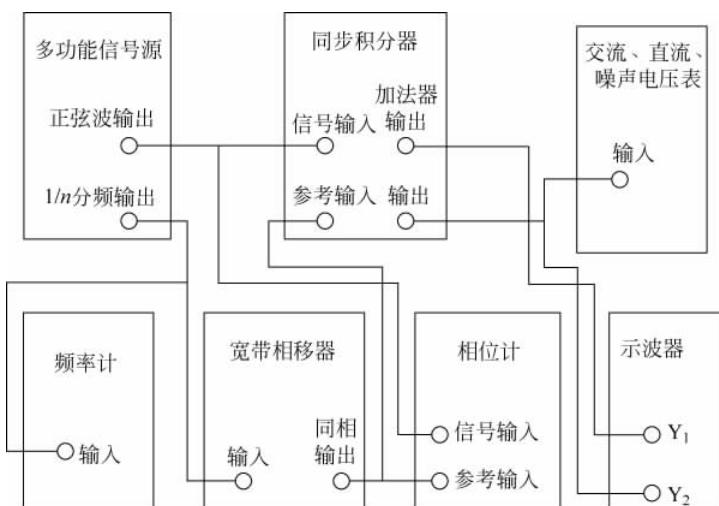


图 3-30 同步积分器谐波响应的测量

改变置分频数 n ，测量对应的 n 次谐波响应。在每置一 n 值后，调节相移器使输出方波幅度最大，测出电压大小，并用示波器观察输入输出波形。观察波形如图 3-31 所示。用电

压表测出电压响应是：奇次谐波响应为基波响应的 $1/n$ ，偶次谐波被抑制。

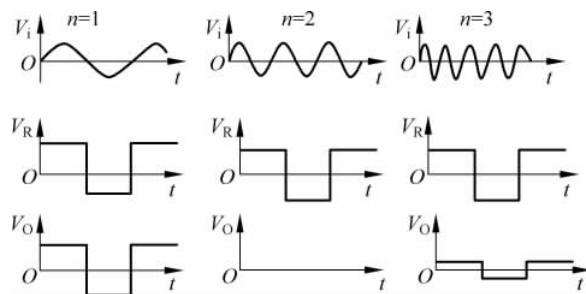


图 3-31 当 $n=1, 2, 3$ 时 V_i, V_R, V_o 的波形 ($\varphi=0$)

3. 抑制不相干信号的测量及过载电平的测量

实验仪器：双踪通用示波器一台；微弱信号检测技术实验综合装置；多功能信号源插件盒 1 个；同步积分器插件盒 1 个；宽带相移器插件盒 1 个；频率计插件盒 1 个；交流、直流、噪声电压表插件盒 1 个；XD-2 信号发生器 1 个；实验电源及机箱 3 个。

按图 3-32 连接，多功能信号源Ⅰ输出电压调到 200mV，分成两路，一路作为同步积分器的输入信号，另一路作为宽带相移器的输入信号。相移器的输出为同步积分器的参考输入。同步积分器的放大倍数为 $\times 1$ ，时间常数为 0.1 秒。多功能信号源Ⅱ输出的正弦信号作为干扰信号，由同步积分器的“噪声输入”端输入。示波器 Y_1 观察加法器把信号与干扰混合后的信号波形。 Y_2 观察同步积分器的输出波形，并用交流、直流、噪声电压表测量信号电压、干扰电压、同步积分器的输出电压，用频率计测信号频率与干扰频率。

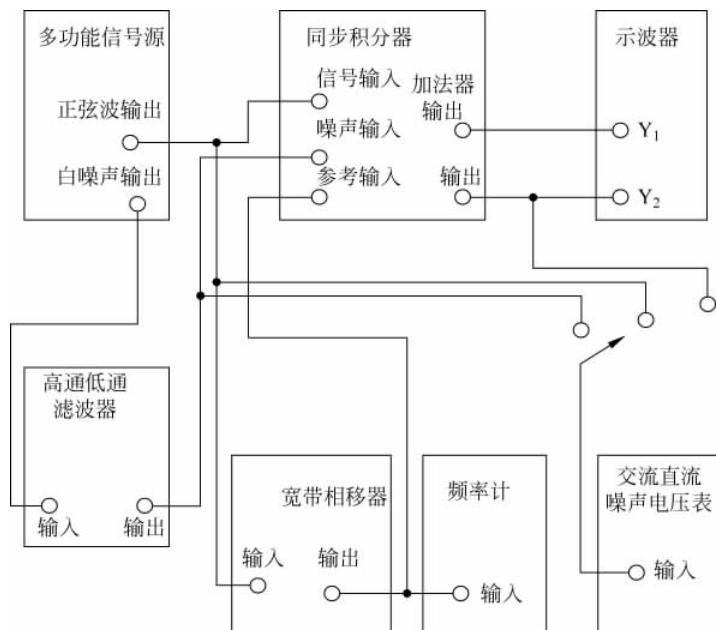


图 3-32 白噪声的抑制与等效噪声带宽的测量

置信号频率为 1kHz 左右, 干扰频率任选。首先使多功能信号源Ⅱ输出电压为 0, 观察与测量同步积分器的输入、输出信号波形与电压, 调节相移器使参考信号与信号相位相同, 同步积分器输出幅度最大。然后调节多功能信号源Ⅱ的输出电压到适当值, 观察同步积分器的输入端的信号与干扰的混合波形, 再观察同步积分器的输出波形, 并测量输出方波幅度的变化。干扰信号电压由小到大的增加, 每增加一次测量一次, 直到测量到同步积分器过载。这时的电平为不相干信号过载电平。改变干扰源的频率, 重复上述测量。测量结果表明, 同步积分器具有很强的抑制干扰能力, 在各奇次谐波处形成带通滤波器特性。改变时间常数进行测量, 可得到带通宽度由时间常数来决定这一结论。同时, 测量过载电平表明: 同步积分器的过载电平是频率的函数, 请画出过载电平的曲线并讨论。

4. 对白噪声的抑制测量

实验仪器: 双踪通用示波器一台, 微弱信号检测技术实验综合装置, 多功能信号源插件盒步积分器插件盒 1 个, 宽带相移器插件盒 1 个, 频率计插件盒 1 个, 高通、低通滤波器插件盒 1 个, 交流、直流、噪声电压表插件盒 1 个, 实验电源及机箱 3 个。

实验连接原理框图如图 3-33 所示。

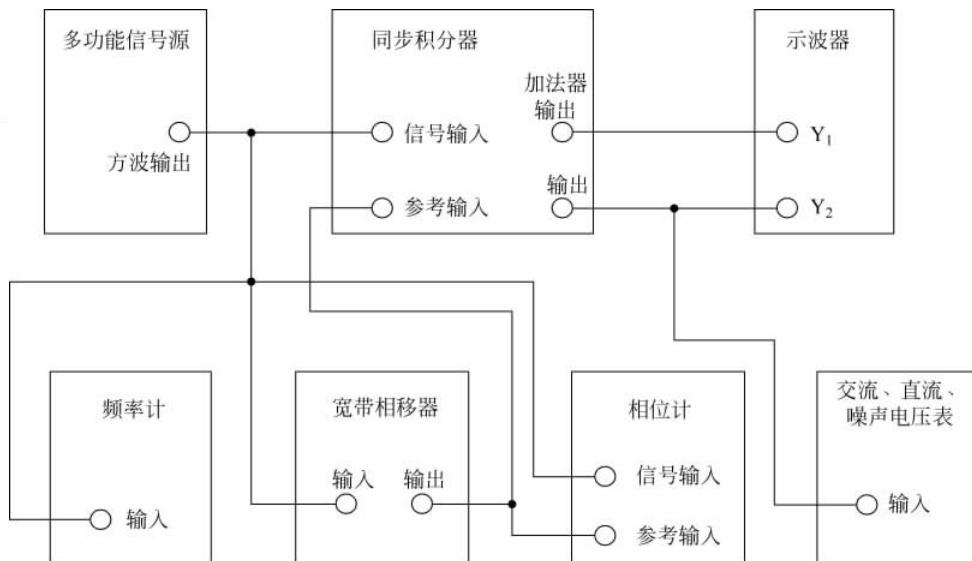


图 3-33 相敏特性的测试框图

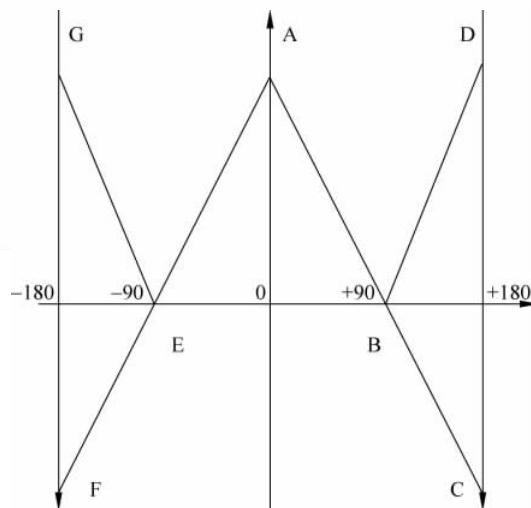
多功能信号源的白噪声信号源的输出电压通过高通、低通滤波器, 决定了同步积分器的“噪声输入”的白噪声带宽。选择低通截止频率为 25kHz, 高通截止频率为 250Hz, 则等效噪声带宽为 $\Delta f_N = 39\text{kHz}$ 。高通、低通滤波器的放大倍数选 $\times 1, \times 10$ 均可。多功能信号源正弦波输出分成两路, 一路给同步积分器的“信号输入”作为输入信号, 另一路给宽带相移器的输入, 相移器的输出给同步积分器的“参考输入”作为参考信号。调节信号的输出正弦波电压为 200mV, 频率为 1kHz。由示波器的 Y_1 和 Y_2 分别测量与观察“加法器输出”的波形。用交流、直流、噪声电压表测输入信号、输入噪声、输出方波电压值, 用频率计测量信号频率。同步积分器的放大倍数置 $\times 10$, 时间常数为 0.1s。

5. 相敏特性的测量

实验仪器：同实验 1

按图 3-33 连接, 多功能信号源波形选择置方波, 输出为方波信号, 分成两路, 一路给同步积分器作输入信号, 另一路给宽带相移器做输入信号, 相移器输出为同步积分器的参考输入信号。由相位计测量同步积分器的输入信号与参考信号之间的相位差。用示波器观察加法器输出信号与同步积分器的输出信号的波形。用交流、直流、噪声电压表测量输出方波电压, 用频率计测同步积分器的工作频率。

调节多功能信号源的输出方波电压为 1V, 调节相移器的相移量, 测量对应相移量的同步积分器的输出方波电压值和参考信号与输入信号之间的相位差。做出输出电压与相位差的曲线, 应成线性关系, 得到如下结论: 同步积分器输入为恒幅方波时, 输出幅度与相位差成线性关系的相敏特性。如图 3-34 所示。



123

图 3-34 同步积分器的相敏特性

由交流电压表不能判别同步积分器的输出方波的相位, 因此, 由测量得到的数据, 画出曲线为 GEABD, 而实际上应该是 FEABC。若用相敏检波器对同步积分器的输出方波进行测量就能得到 FEABC 线性关系。同学们可以加上相关器插件盒重复上述测量, 并画出相敏特性曲线。

【实验数据处理】

对此五个实验数据分类记载, 并形成对比。

【预习思考题】

- (1) 同步积分器和相关器相比有什么不同?

- (2) 通过这五个实验能得到什么结论?

3.5 多点信号平均器

【引言】

多点信号平均器是一种信号处理装置,能从较强的干扰和噪声中提取信号,依据时域特性的取样平均来改善信噪比,复现噪声淹没的信号波形。它适用于重复信号的波形复现,在信号出现之后依次取多个信号样品,并按固定频率重复取样。把每一个周期的许多取样信号,依次一一对应相加求平均,从而有效地改善了信噪比,对于多点信号平均器,可以有数字存储器或模拟存储器来实现求和平均,原理相同。

【实验目的】

- 124
- (1) 了解多点信号平均器的原理;
 - (2) 观察与测量多点信号平均器的输出特性;
 - (3) 观察与测量多点信号平均器的抑制噪声能力;
 - (4) 测量多点信号平均器的过载电平;
 - (5) 测量多点信号平均器的等效噪声带宽。

【实验原理】

1. 周期信号的波形复现

多点信号平均器的取样点的多少,与要求复现的波形精度有关,取样点越多复现波形越精确。具体要采用多少点数,应根据要求复现的波形精度、成本及技术的可能性来决定。目前采用数字存储器的多点信号平均器,通常选用 1024 个取样点。采用模拟存储器的多点信号平均器,通常选用 120 个取样点,本实验是采用模拟存储器,优点是直观形象,便于理解,成本低廉,适用于教学实验。这里只选用 8 个取样点,虽然点数少了一些,但能更清楚直观地说明多点信号平均器的原理与特性。

模拟多点信号平均器的核心是门积分电路,门积分电路的单元电路如图 3-35 所示。它由电阻 R ,周期脉冲控制开关(场效应管或其他器件组成的)和积分电容 C 组成。图中, V_s 为信号源, V_o 为电容 C 两端的输出电压。

设控制开关的门脉冲的周期为 T_R ,门宽为 T_g 。引入单位幅度的门脉冲函数 $f_0(t)$,波形如图 3-36 所示。

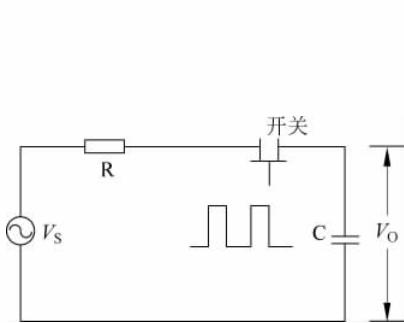


图 3-35 门积分电路

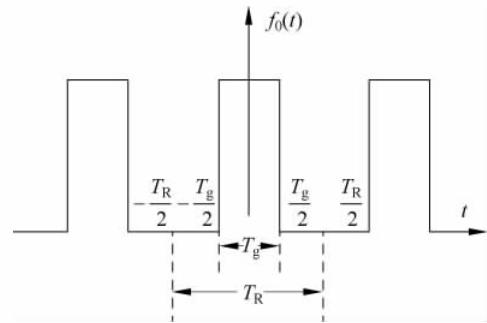


图 3-36 单位幅度的门脉波形

$$f_0(t) = \epsilon + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin \pi \omega_R t \quad (3-39)$$

式中 $\epsilon = T_g/T_R$ 为相对门宽, $\omega_R = \frac{2\pi}{T_R}$ 为门脉冲的圆频率。

门积分电路的门接通时, 积分电阻为 R ; 门断开时, 积分电阻为 ∞ 。引入单位幅度的门脉冲函数后, 积分电阻与开关能用等效积分电阻 R_e 置换, 这里

$$R_e = R/f_0(t) \quad (3-40)$$

于是, 门积分电路便可用图 3-37 表示, 形式上与普通积分电路相同, 只是电阻值是时间的函数。

积分电路的微分方程为

$$\frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{CR_e(t)} = \frac{V_i}{CR_e(t)} \quad (3-41)$$

式中, V_i 为积分器的输入电压。在图 3-37 中, $V_i = V_s$ 。

任何波形都可以用三角函数表示, 为了讨论简单, 设

$$V_i = \hat{V}_i \cos[\omega(t - \tau)] \quad (3-42)$$

式中, ω 为输入信号的圆频率, V_i 为其幅值, τ 为延迟时间。把式(3-42)代入式(3-41), 解微分方程得

$$\begin{aligned} V_o &= \hat{V}_i \left[\frac{\cos(\omega t - \omega\tau - \varphi)}{\sqrt{1 + (\omega RC/\epsilon)^2}} - e^{-\frac{\epsilon}{RC}t} \frac{\cos(\omega\tau + \varphi)}{\sqrt{1 + (\omega RC/\epsilon)^2}} \right] \\ &\quad + \frac{\hat{V}_i}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \frac{\sin(n\pi\epsilon)}{\epsilon} \left\{ \frac{\cos[(\omega + n\omega_R)t - \omega\tau - \varphi]}{\sqrt{1 + \left[\frac{RC}{\epsilon}(\omega + n\omega_R) \right]^2}} \right. \\ &\quad - e^{-\frac{\epsilon}{RC}t} \frac{\cos(\omega\tau + \varphi)}{\sqrt{1 + \left[\frac{RC}{\epsilon}(\omega + n\omega_R) \right]^2}} + \frac{\cos[(\omega - n\omega_R)t - \omega\tau - \varphi]}{\sqrt{1 + \left[\frac{RC}{\epsilon}(\omega - n\omega_R) \right]^2}} \Bigg\} \\ &\quad - e^{-\frac{\epsilon}{RC}t} \frac{\cos(\omega\tau + \varphi)}{\sqrt{1 - \left[\frac{RC}{\epsilon}(\omega + n\omega_R) \right]^2}} \Bigg\} \end{aligned} \quad (3-43)$$

式中

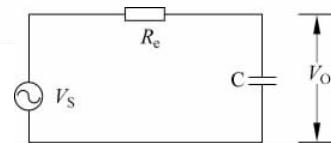


图 3-37 门积分电路的等效电路

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega RC}{\epsilon} \quad (3-44)$$

$$\varphi_{\pm} = \operatorname{arctg} \frac{(\omega \pm n\omega_R)RC}{\epsilon} \quad (3-45)$$

根据物理意义简化式(3-43)。对于多点信号平均器,通常有

$$\frac{(\omega \pm n\omega_R)RC}{\epsilon} \gg 1$$

若被测信号中不含有直流项或不需要直流项。还有

$$\frac{\omega RC}{\epsilon} \gg 1$$

因此有

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{RC(\omega + n\omega_R)}{\epsilon} \right]^2}} &\ll 1 \\ \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega RC}{\epsilon} \right)^2}} &\ll 1 \end{aligned}$$

于是,式(3-43)简化为

$$\begin{aligned} V_o = \hat{V}_i \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \frac{\sin(n\pi\epsilon)}{\epsilon} & \left\{ \frac{\cos[(\omega - n\omega_R)t - \omega\tau - \varphi_-]}{\sqrt{1 + \left[\frac{RC}{\epsilon}(\omega - n\omega_R) \right]^2}} \right. \\ & \left. - e^{-\frac{\epsilon}{RC}t} \frac{\cos[(\omega - n\omega_R)t - \omega\tau - \varphi_-]}{\sqrt{1 + \left[\frac{RC}{\epsilon}(\omega - n\omega_R) \right]^2}} \right\} \end{aligned} \quad (3-46)$$

式(3-46)为门积分电路的传输函数。

若考虑输入信号频率接近于直流,则式(3-43)中只有前两项比较大,其他项可以忽略,于是

$$V_o = \hat{V}_i \left[\frac{\cos(\omega t - \omega\tau - \varphi)}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega RC}{\epsilon} \right)^2}} - e^{-\frac{\epsilon}{RC}t} \frac{\cos(\omega t + \varphi)}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega RC}{\epsilon} \right)^2}} \right] \quad (3-47)$$

这时电路相当于电阻为 R/ϵ ,电容为 C 的低通 RC 滤波器。以下对式(3-46)进行讨论。

(1) $\omega = \omega_R$ 时,输入信号频率等于门脉冲频率的基波。

由式(3-46)略去小项得

$$V_o = \frac{\hat{V}_i}{\pi} \frac{\sin \pi \epsilon}{\epsilon} \cos \omega_R \tau [1 - e^{-\frac{\epsilon}{RC}t}] \quad (3-48)$$

由式(3-48)可知:

① 时间常数 $T_e = \frac{RC}{\epsilon}$, T_e 称为等效时间常数或观察时间常数。令积分器的时间常数 $T_0 = RC$,故 $T_e = T_0/\epsilon$ 。

② 输出电压为输入信号在取样点处的电压,改变延迟时间 τ ,输出电压按 $\hat{V}_i \cos \omega_R \tau$ 变化。若 τ 从 0 变到 T_R ,则输出便是一个完整周期的正弦波。

③ 对取样门宽 ϵ 要求：要不失真地恢复波形，就要求在输入电压一定的情况下输出电压没有衰减，即在式(3-48)中，应有

$$\frac{\sin \pi \epsilon}{\pi \epsilon} = 1$$

ϵ 应取较小的值。设以输出幅度下降 3dB 为下限。求得

$$\epsilon \leqslant 0.45 \quad (3-49)$$

式(3-49)表明，取样门宽不能大于被恢复信号周期的 0.45 倍，不然会产生大于 3dB 的衰减。

(2) $\omega = n\omega_R$ 时，把 $\omega = n\omega_R$ 代入式(3-46)，略去小项得

$$V_o = \hat{V}_i \frac{\sin(n\pi\epsilon)}{n\pi\epsilon} (1 - e^{-\frac{\epsilon}{RC}t}) \cos(n\omega_R t) \quad (3-50)$$

由式(3-50)可知：

$$\textcircled{1} \text{ 等效时间常数 } T_e = \frac{RC}{\epsilon}.$$

② 改变延迟时间 τ ，可以恢复谐波信号 $\hat{V}_i \cos n\omega_R \tau$ 。

③ 被恢复的信号衰减 3dB 的门宽为 $\epsilon = 0.45/n$ 。这表明，要使恢复的 n 次谐波电压减小 3dB，就要求取样门宽小于 n 次谐波周期的 0.45 倍。

(3) $\omega = n\omega_R + \Delta\omega$ 时，输入信号频率对门脉冲的 n 次谐波的偏离量为 $\Delta\omega$ ，代入式(3-46)得

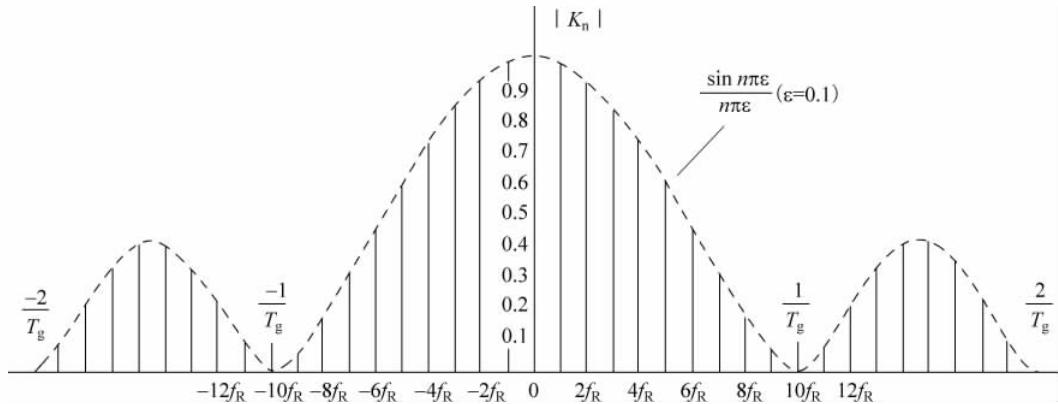
$$V_o = \frac{\hat{V}_i}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \frac{\sin(n\pi\epsilon)}{\epsilon} \left\{ \frac{\cos[(\omega - n\omega_R)t - \omega\tau - \varphi_-]}{\sqrt{1 + \left[\frac{RC}{\epsilon}(\omega - n\omega_R) \right]^2}} \right. \\ \left. - e^{-\frac{\epsilon}{RC}t} \frac{\cos[(\omega - n\omega_R)t - \omega\tau - \varphi_-]}{\sqrt{1 + \left[\frac{RC}{\epsilon}(\omega - n\omega_R) \right]^2}} \right\} \quad (3-51)$$

式(3-51)表明：输出电压是以 $\Delta\omega$ 为周期的交流信号。输出电压的幅值只等于 \hat{V}_i 的 $\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{RC\Delta\omega}{\epsilon} \right)^2}}$ 倍。 $\Delta\omega$ 愈大，输出电压就愈小。表明门积分电路能抑制不相干信号； RC 一定时， ϵ 愈小，抑制不相干信号的能力就愈强；加大积分器的时间常数 $T_o = RC$ ，能提高抑制不相干信号的能力。

综上所述，当 ϵ 很小， RC 较大，门积分电路是直流和门脉冲频率的基波及各次谐波的梳状滤波器。图 3-38 给出传输函数与 f 的关系曲线 $|K_n| - f_0$ 图中，设 $\epsilon = 0.1$ ，并设 RC/ϵ 不可能为无穷大，故在各次谐波处呈现带通特性，带宽由 $\epsilon/2\pi RC$ 决定。因此，门积分电路能把淹没在噪声中与门脉冲重复周期相同的周期信号的波形复现出来。

2. 等效噪声带宽

门积分电路对不相干信号的抑制能力，可以由传输函数直接求得。而对白噪声的抑制能力，用等效噪声带宽计算更简单。根据定义等效噪声带宽 Δf_{Nn} 可表示为：

图 3-38 $|K_n|$ - f 曲线

$$\Delta f_{Nn} = \int_{-\infty}^{\infty} K_n^2 d(\Delta f) \quad (3-52)$$

式中, Δf_{Nn} 为第 n 次谐波处的等效噪声带宽, K_n 为对应的传输函数。 Δf 为相对于 n 次谐波的频率差。这里 K_n 是 n 次谐波相对于基波的归一化传输函数。

$$K_n = \frac{\sin n\pi\epsilon}{n \sin \pi\epsilon} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\pi RC \Delta f}{\epsilon}\right)^2}} \quad (3-53)$$

将式(3-53)代入式(3-52), 得

$$\Delta f_{Nn} = \frac{\epsilon}{2RC} \frac{\sin^2 n\pi\epsilon}{n^2 \sin \pi\epsilon} \quad (3-54)$$

由此可知, Δf_{Nn} 是 ϵ , RC 和 n 的函数。

以下讨论等效噪声带宽。

1) 基波处的等效噪声带宽

在式(3-54)中, 令 $n=1$, 得

$$\Delta f_{N1} = \frac{\epsilon}{2RC} \quad (3-55)$$

式(3-55)表明 Δf_{N1} 随着 ϵ 的减小而减小, 考虑到 $T_e = \frac{RC}{\epsilon}$, 则式(3-55)变为

$$\Delta f_{N1} = \frac{1}{2T_e} \quad (3-56)$$

$\epsilon = \frac{1}{2}$ 时, 门积分电路就是同步积分器, 它的 Δf_{N1} 与同步积分 Δf_{N1} 相同。

2) 总等效噪声带宽

总等效噪声带宽用 Δf_N 表示

$$\Delta f_N = \sum_{n=1}^{\infty} \Delta f_{Nn} \quad (3-57)$$

求和, 得

$$\Delta f_N = \frac{\pi^2 \epsilon^2 (1 - \epsilon)}{4RC \sin^2 \pi\epsilon} \quad (3-58)$$

(1) $\pi\epsilon \ll 1$ 时, 有 $\sin\pi\epsilon = \pi\epsilon$, 故

$$\Delta f_N = \frac{1}{4RC} \quad (3-59)$$

式(3-59)表明: 当取样门很窄, 输入为带宽白噪声时, 总的噪声带宽为 $\frac{1}{4RC}$, 与 ϵ 无关, 只决定于积分时间常数 RC 。

(2) $\epsilon = \frac{1}{2}$ 时, 取样门脉冲为 1 : 1 的方波。就是同步积分器, 在这种情况下

$$\Delta f_N = \frac{\pi^2}{8} \frac{1}{4RC} \quad (3-60)$$

此式与同步积分器给出的公式相同。

$$Y = \frac{\pi^2 \epsilon^2 (1 - \epsilon)}{\sin^2 \pi\epsilon}$$

图 3-39 给出了 $\epsilon = \frac{1}{2} \sim 10^{-4}$ 时, $\Delta f_N / [(1/4RC)] - 1/\epsilon$ 随 ϵ 变化的曲线。曲线表明: 即使 ϵ 在这样大的范围内变化, Δf_N 总在 $1/(4RC)$ 附近, 变化很小很小, 并且 $\epsilon \rightarrow 0$ 时 $\Delta f_N \rightarrow 1/(4RC)$ 。

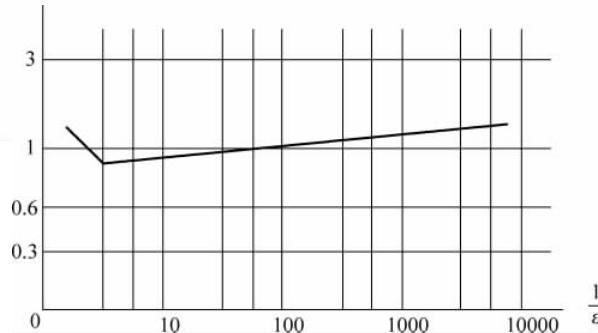


图 3-39 $\Delta f_N / [(1/4RC)] - 1/\epsilon$ 曲线

129

3) 有限带宽噪声

白噪声通过低通滤波器后, 滤除了高频噪声。设低通滤波器的带宽 $\Delta f_{Ni} = L f_R$, 此滤波器只能通过低于第 L 次谐波的频率。这时, 总的等效带宽为基波到第 L 次谐波处的等效噪声带宽之和, 即

$$\Delta f_N = \frac{\epsilon}{2EC} \sum_{n=1}^L \frac{\sin^2 n\pi\epsilon}{n^2 \sin^2 \pi\epsilon} \quad (3-61)$$

实际上, 取样积分器或多点信号平均器在门积分电路之前通常配置低通滤波器, 因此, 式(3-61)较上述的几个公式更实用。

4) 直流附近的等效噪声带宽

若门积分电路的前级是直接耦合的直流放大器, 就要考虑直流(或称零频)附近的等效噪声带宽。这时, 可求得等效噪声带宽

$$\Delta f_{ND} = \frac{\epsilon}{2RC} \quad (3-62)$$

在数值上与基波处相等。

3. 信噪比的改善

利用上述公式,可以求得门积分电路对不相干信号和白噪声的抑制能力。这种抑制能力也可以用信噪比的改善来描述。

1) 对不相干信号的抑制能力

凡是与门积分电路开关脉冲的基波及各次谐波频率不相同的信号,都定义是不相干信号。设某一不相干信号的频率为 f_d ,并在第 P 次谐波附近,有 $f_d - Pf_R = \Delta f_d$ 。由式(3-51)求得输出电压相对于输入电压的传输函数为

$$K_p = \frac{\sin P\pi\varepsilon}{P\pi\varepsilon} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2RC\pi\Delta f_d}{\varepsilon}\right)^2}} \quad (3-63)$$

通常有 $P\pi\varepsilon \gg 1$, $2\pi RC\Delta f_d/\varepsilon \gg 1$,故式(3-63)化简为

$$K_p = \frac{\varepsilon}{2\pi RC\Delta f_d} \quad (3-64)$$

2) 对窄带噪声的抑制能力

输入端的白噪声带宽 $\Delta f_{Ni} = Lf_R$,对于白噪声,输出端相对于输入端的信噪比改善为

$$(S/N)_o / (S/N)_i = \sqrt{\Delta f_{Ni} / \Delta f_{No}} \quad (3-65)$$

式中, $(S/N)_o / (S/N)_i$ 分别为门积分电路的输出端和输入端的信噪比, Δf_{No} 与 Δf_{Ni} 分别为门积分电路的输出输入端的等效噪声带宽。

式(3-65)中的 Δf_{No} 若用式(3-61)来表示,并且将 $\Delta f_{Ni} = Lf_R$ 代入式(3-65),则

$$\frac{(S/N)_o}{(S/N)_i} = \sqrt{m} \sqrt{\frac{L}{\sum_{n=1}^L \frac{\sin^2 n\pi\varepsilon}{n^2 \sin^2 \pi\varepsilon}}} \quad (3-66)$$

当 $L\pi\varepsilon \ll 1$ 时, $\sum_{n=1}^L \frac{\sin^2 n\pi\varepsilon}{n^2 \sin^2 \pi\varepsilon} = L$, 则

$$\frac{(S/N)_o}{(S/N)_i} = \sqrt{m} \quad (3-67)$$

式(3-67)表明,电压信噪比的提高与 \sqrt{m} 成正比。这是大家熟知的结论。上述讨论指出,只有当取样门很窄而输入白噪声又不太宽,可保证 $\frac{\Delta f_{Ni}}{f_R} \pi\varepsilon \ll 1$ 时,才能用式(3-67)表述信噪比的改善。

3) 对宽带白噪声的抑制能力

一个实际电路的输入级总有一定的带宽,等效噪声带宽不可能为无穷大。这里所指的白噪声是相对的。当被恢复的信号频率较低或取样门较宽,并且输入电路带宽较宽时,可以把噪声看成白噪声,在数学上,若 $\Delta f_{Ni} > \frac{1}{T_g}$, 则可认为噪声是白噪声,这时相对于输入信噪比的改善为

$$\frac{(S/N)_o}{(S/N)_i} = \sqrt{\frac{\Delta f_{Ni}}{\frac{\pi^2 \epsilon^2 (1-\epsilon)}{4RC \sin^2 \pi \epsilon}}} \quad (3-68)$$

由图 3-39 可知, $\frac{\pi^2 \epsilon^2 (1-\epsilon)}{4RC \sin^2 \pi \epsilon} = \frac{1}{4RC}$, 代入式(3-68)得

$$\frac{(S/N)_o}{(S/N)_i} = \sqrt{4RC \cdot \Delta f_N} \quad (3-69)$$

式(3-69)表明: 在白噪声的条件下, 门积分电路输出相对于输入的信噪比改善, 只与输入等效噪声带宽和时间常数 RC 有关, 与等效积累次数 m 无关。这时, 通过减小门宽来增大等效时间常数 T_o , 并不能进一步改善输出信噪比。

式(3-69)似乎还表明: 除了增大 RC 之外, 还可以通过加大 Δf_{Ni} 来提高输出信噪比相对于输入信噪比的比值。这里, 必须指出, 对于某一测试仪器而言, 最终关心的是输出信噪比的进一步提高, 而不是输出信噪比相对于输入信噪比的提高。人为地加大输入等效噪声带宽, 表面上是提高了输出信噪比相对于输入信噪比的比值。然而, 实际上丝毫没有改善输出信噪比。恰恰相反, 由于不适当当地加大了输入等效噪声带宽, 不仅使仪器的过载能力降低, 而且使输出信噪比减低。因此, 为了得到好的输出信噪比, 在不影响被恢复信号谐波传输时, 输入噪声带宽应减小到最低限度。这就要求取样积分器或多点信号平均器, 在取样门积分器前, 有一个可调的低通滤波器, 限制输入噪声带宽。

多点信号平均器最简单的方案, 是把若干门积分电路并联起来, 由控制系统依次控制各个门的打开时间, 并同时控制依次同步输出。240 个取样点的模拟式多点信号平均器的框图如图 3-40 所示。

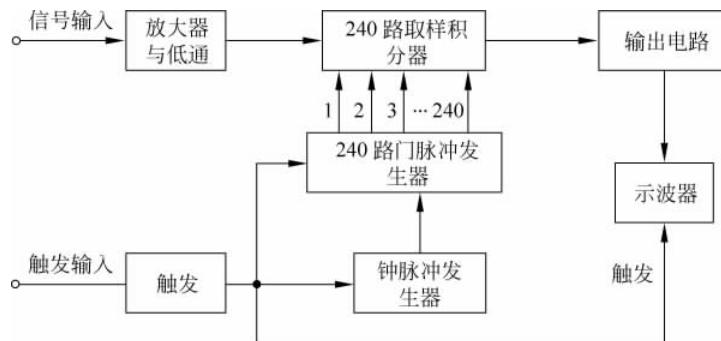


图 3-40 240 路模拟式多点信号平均器简图

该电路的外触发信号通过触发器输出触发信号, 控制钟脉冲发生器, n 路门脉冲发生器及示波器, 使能同步触发。通过改变钟脉冲频率, 来改变取样门宽 T_g 。 n 路门脉冲发生器输出的控制脉冲, 控制各自对应的取样门积分器的门。

用 n 个门积分电路组成的 n 点取样门是多点信号平均器的核心。示意图如图 3-41 所示, 每个模拟存储器由一个门积分电路组成, 具有体积小、成本低、性能好等优点。

图中所示的输入为三角波, 输出为取样平均的输出波形。

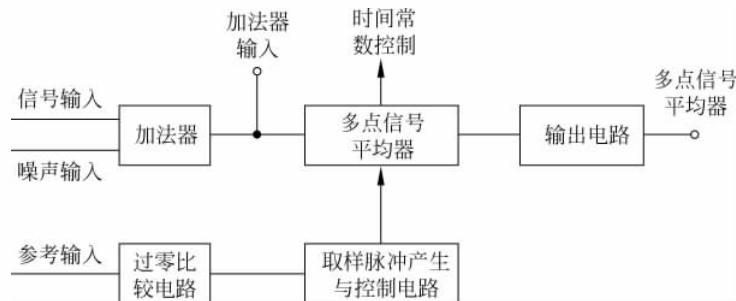


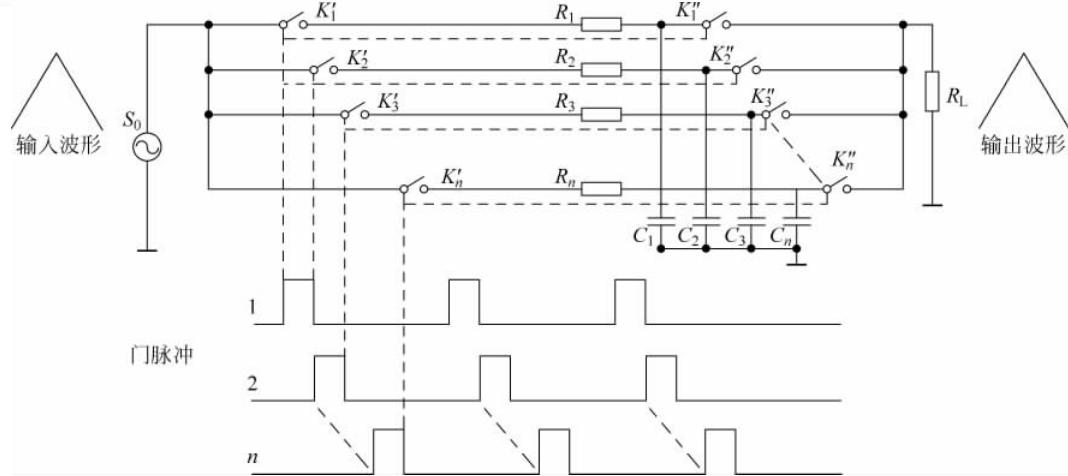
图 3-41 多点信号平均器框图

【实验仪器】

双踪通用示波器 1 台, 微弱信号检测技术实验综合装置 1 台, 多点信号平均器插件盒 1 个, 多功能信号源插件盒 1 个, 宽带相移器插件盒 1 个, 相位计插件盒 1 个, 频率计插件盒 1 个, 交流、直流、噪声电压表插件盒 1 个, 实验盒电源及机箱 3 个。

多点信号平均器实验插件盒的电原理框图如图 3-42 所示。由加法器、八个取样点的信号平均器、参考输入电路、控制脉冲产生电路等部分组成。面板图如图 3-43 所示。

132

图 3-42 n 路取样积分器原理示意图

【实验内容】

1. 多点信号平均器输出特性的观察和测量

按图 3-44 所示连接, 接通电源, 预热二分钟, 多功能信号源置正弦波输出, 调节输出幅度和频率, 使输出电压为 11V, 频率为 1kHz 左右。输出电压分成两路, 一路输出给多点信号平均器, 作为输入信号; 另一路输出给宽带相移器, 做输入信号, 相移器的输出作为多点

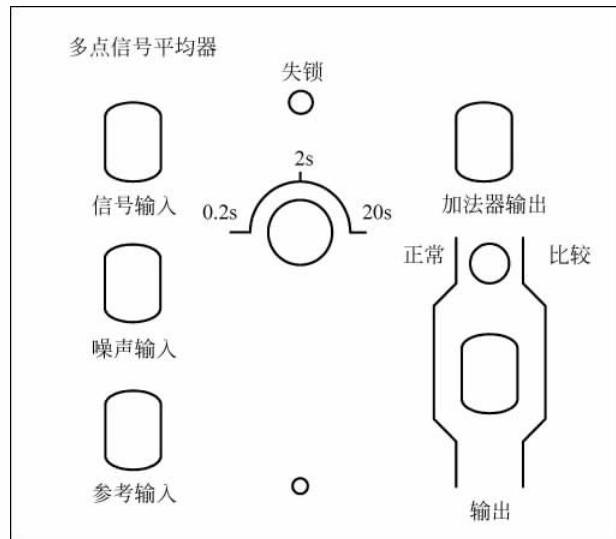


图 3-43 多点信号平均器实验插件面板图

信号平均器触发输入(由参考输入端输入)。用相位计测量多点信号平均器的输入信号与触发信号之间的延迟时间,用示波器观察多点信号平均器的输入、输出波形,多点信号平均器的时间常数设置 0.2s,“正常/比较”开关置“正常”。

多点信号平均器参考输入的触发信号,相对于输入信号的延迟时间 τ ,由宽带相移器的相移器的相移量 Ψ 决定。 τ 与 Ψ 由下列关系决定

$$\tau = \frac{\Psi}{360^\circ} T_R \quad (3-70)$$

式中 T_R 为触发信号的周期,改变相移量就改变了延迟时间,测出频率 f_R 、 Ψ ,就可以求出延迟时间 τ 。

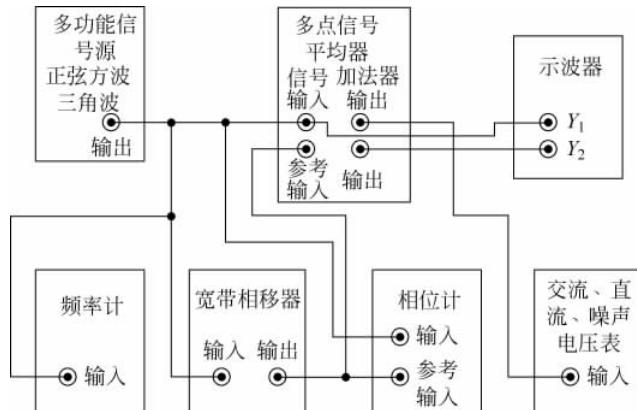


图 3-44 多点信号平均器的输出特性的观察与测量框图

接通电源,预热两分钟,调节多功能信号源,用正弦波输出,使输出频率在 1kHz 左右,用频率计测量信号源频率。调节输出幅度旋钮,用交流、直流、噪声电压表测量输出电压,调节多功能信号源输出幅度,使之输出 500mV。置多点信号平均器时间常数为 0.2s,由示波

器观察与对比多点信号平均器的输入与输出波形。

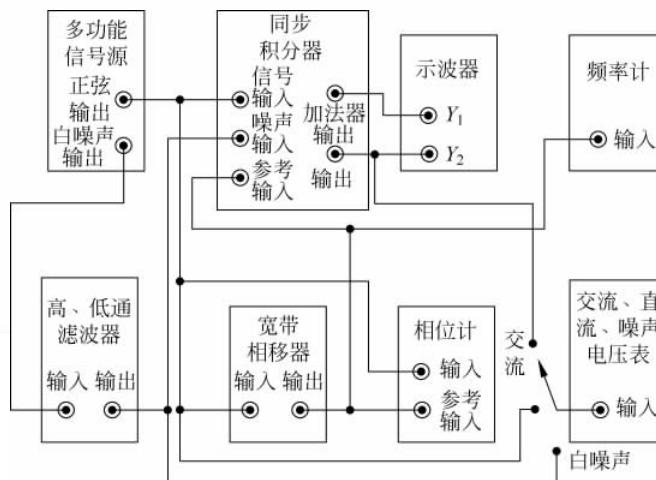
改变宽带相移器的相移量,用相位计测出相移量,根据式(3-70),求出参考输入信号相对于被测信号的延迟时间。改变不同的延迟时间 τ ,观察输出波形(示波器外同步,同步信号由参考信号提供)。

改变多功能信号源的输出波形(三角波或方波),观察对比多点信号平均器输入输出波形,重复上述正弦波的实验。

2. 在噪声背景中复现信号波形的观察和测量

实验仪器同上述实验。

实验连接原理框图如图 3-45 所示。



134

图 3-45 多点信号平均器的抑制白噪声能力的观察与测量

增加高通,低通滤波器。

测试按图 3-45 连接。用高、低通滤波器给白噪声信号限制带宽,“低通”截止频率置“25kHz”、“高通”截止频率置“37.5Hz”。接通电源,预热两分钟,调节多功能信号源,使“正弦波”输出为 500mV,“白噪声”输出为 500mV。用示波器 Y_1 观察多点信号平均器的“加法器输出”波形,为多点信号平均器输入的噪声与信号相混的波形。多点信号平均器的输出功能开关,置于“正常”,用示波器 Y_2 观察经多点信号平均器后的复现波形。

- (1) 改变“时间常数”为 0.02s、0.2s、2s 观察输出波形信噪比变化的情况,并讨论;
- (2) 改变噪声源输出电平的大小,时间常数设置 0.2s,观察输出波形,并讨论;
- (3) 输出功能开关置“比较”,由 Y_2 可直接观察“复现”前后的输出波形,改变信号波形,做同样实验。

3. 对干扰信号背景中复现的信号波形及过载电平的观察与测量

实验仪器用实验 1,增加一信号源(采用多功能信号源或其他信号源)作为干扰源。

实验连接原理框图如图 3-46。

测试方法与实验 2 相同,用多功能信号源 II 作为干扰源,改变多功能信号源 II 的频率与

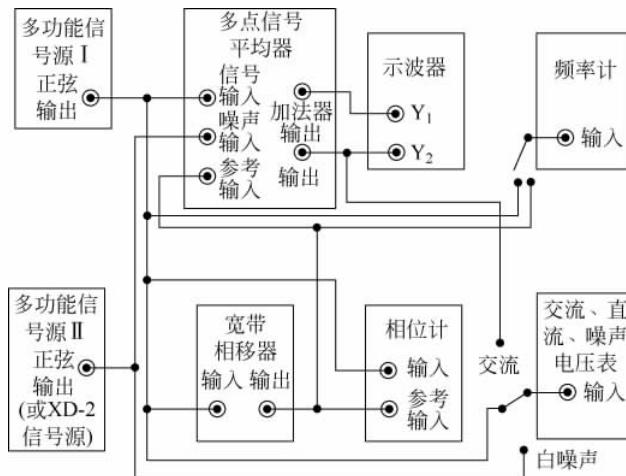


图 3-46 多点信号平均器的抑制干扰能力的观察与测量

输出电压大小,得到不同的干扰频率和干扰电压,作如下测量:

- (1) 改变“时间常数”为 0.02s、0.2s、2s 观察输出波形;
- (2) 改变干扰源的频率,固定电平,观察多点信号平均器对不同干扰频率的抑制能力,特别注意观察在基波与各次谐波频率附近的干扰情况,改变“时间常数”观察抑制能力;
- (3) 输出功能开关置“比较”,观察“复现”前后的输出波形;
- (4) 过载电平的测量。

置信号频率于 1kHz 左右,干扰信号频率任选,例如选 1.5kHz。首先调节作为干扰源的多功能信号源Ⅱ输出电压为 0,观察与测量多点信号平均器的输入、输出波形与电压。多点信号平均器的时间常数为 0.2s。然后,调节多功能信号源Ⅱ的输出电压达到适当值,观察多点信号平均器的输入端(即加法器输出端)的信号与干扰的混合波形,再观察多点信号平均器的输出波形,并测量输出波形的电压。干扰信号电压由小到大逐步增加,每增加一次测量一次,直到测量到多点信号平均器过载。所谓过载,是指复现的输出波形过载或电压变小。这时的干扰信号电压为不相干信号过载电平。改变干扰源的频率,重复上述测量。测量结果表明,多点信号平均器不相干信号过载电平是频率的函数。

135

【实验数据处理】

- (1) 通常多点信号平均器选用 120 个取样点,本实验为考虑成本,方便试验,选用 8 个取样点;
- (2) 时间常数分别调至 0.02s、0.2s、2s 观察输出波形;
- (3) 画出过载电平曲线并讨论。

【预习思考题】

- (1) 结合多点信号平均器原理框图,试简单阐述其工作原理。

(2) 对比四种等效噪声带宽,可以得出什么结论?

【扩展阅读】

- [1] 江月松等.光电信息技术基础.北京:北京航空航天出版社,2005.
- [2] 张记龙等.现代光电信息技术及应用.北京:国防工业出版社,2010.

3.6 彩色线阵 CCD 输出信号的二值化

【引言】

计算机能识别的数字是“0”或“1”。在光电信号中它既可以代表信号的有与无,又可以代表光信号的强弱程度,还可以检测运动物体是否运动到某一特定的位置,光电信号的二值化就是将光电信号转换成“0”或“1”数字量的过程。实际上许多检测对象在本质上也表现为二值情况,如图纸、文字的输入,尺寸、位置的检测等。二值化处理一般将图像和背景作为分离的二值图像对待。例如,光学系统把被测物体的直径成像在 CCD 光敏元件上,由于被测物体与背景在光强上强烈变化,反映在 CCD 视频信号中所对应的图像边界处会有急剧的电平变化,通过二值化处理把 CCD 视频信号中被测物体的直径与背景分离成二值电平。

136

【实验目的】

- (1) 掌握线阵 CCD 的输出特性;
- (2) 了解运用线阵 CCD 进行物体尺寸和位置测量的基本方法;
- (3) 掌握 CCD 积分时间的变化对物体尺寸和位置测量的影响。

【实验原理】

1. 二值化的基本工作原理

线阵 CCD 的输出信号包含了 CCD 各个像元的光强分布信号和像元位置信息,使它在物体尺寸和位置测量中显得十分重要。

CCD 输出信号的二值化处理常用于物体外形尺寸、物体位置、物体振动等的测量。如图 3-47 所示为测量物体外形尺寸(例如棒材的直径 D)的原理图。被测物 A 置于成像物镜的物方视场中,线阵 CCD 像敏面安装在成像物镜的最佳像面位置。

均匀的背景光使被测物 A 通过成像物镜成像到 CCD 的像敏面上。在像面位置可得到黑白分明的光强分布。CCD 像敏面上的光强分布载荷了被测物尺寸的信息,通过 CCD 及其驱动器将载有尺寸信息的像转换为如图 3-47 右侧所示的时序电压信号(输出波形)。

线阵 CCD 的输出信号 U_o 随光强分布的变化关系是线性的,因此,可用 U_o 模拟光强分

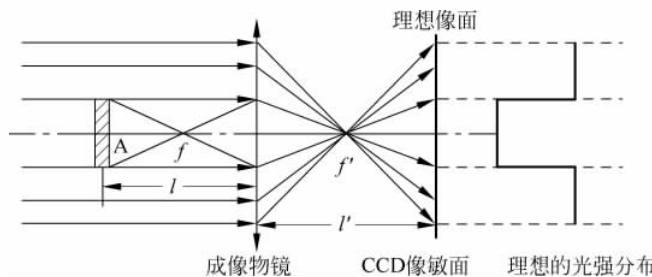


图 3-47 物体尺寸测量系统的光学系统

布。采用二值化处理方法将物体边界信息检测出来是非常简单便捷的方法。有了物体的边界信息便可以进行上述测量工作。

2. 二值化处理方法的波形

图 3-48 所示为典型 CCD 输出信号与二值化处理的波形图。图中 SH 信号为行同步脉冲, SH 的上升沿对应于 CCD 的第一个有效像元输出信号, 其下降沿为整个输出周期的结束。 U_G 为绿色组分光的输出信号, 它是经过反相放大后的输出电压信号。为了提取图 3-48 所示 U_G 的信号所表征的边缘信息, 采用如图 3-49 所示的固定阈值二值化处理电路。该电路中, 电压比较器 LM393 的正相输入端接 CCD 输出信号 U_G , 而反相器的输入端通过电位器接到可调电平(阈值电平)上, 该电位器可以调整二值化的阈值电平, 构成固定阈值二值化电路。经固定阈值二值化电路输出的信号波形定义为 TH。再进一步进行逻辑处理, 便可以提取出物体边缘的位置信息 N_1 和 N_2 。 N_1 与 N_2 的差值即为被测物在 CCD 像面上所成的像占据的像元数目。物体 A 在像方的尺寸 D' 为

$$D' = (N_2 - N_1)L_0 \quad (3-71)$$

式中, N_1 与 N_2 为边界位置的像元数, L_0 为 CCD 像敏单元的尺寸。

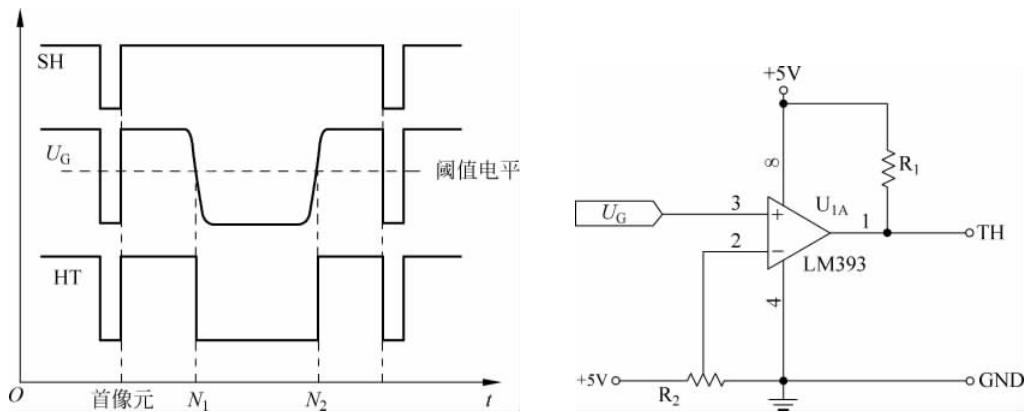


图 3-48 二值化处理波形

图 3-49 二值化处理电路

3. 二值化处理电路原理方框图

二值化处理原理图如图 3-50 所示, 若与门的输入脉冲 CR_i 为 CCD 驱动器输出的采样

脉冲 SP, 则计数器所计的像元数为 $(N_2 - N_1)$, 锁存器锁存的数为 $(N_2 - N_1)$, 将其差值送入 LED 数码显示器, 则显示出 $(N_2 - N_1)$ 值。

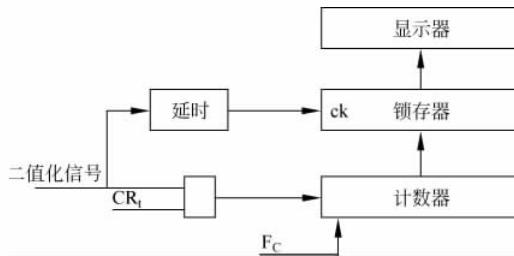


图 3-50 硬件二值化采集原理方框图

同样, 该系统适用于检测物体的位置和它的运动参数, 设图 3-47 中物体 A 在物面沿着光轴做垂直方向运动, 根据光强分布的变化, 同样可以计算出物体 A 的中心位置和它的运动速度、振动频率等。

【实验仪器】

双踪迹同步示波器(带宽 50MHz 以上)一台, 彩色线阵 CCD 多功能实验仪一台。

【实验内容】

1. 实验准备

首先将示波器地线与实验仪上的地线连接好, 并确认示波器的电源和多功能实验仪的电源插头均插入交流 220V 插座上; 将测量物体依次放置好。打开示波器, 将 CH₁ 探头接到 Φ_1 、 Φ_2 脉冲输出端, 仔细调节使之同步稳定, 使示波器至少显示 2 个周期的 SH; 测量 Φ_1 、 Φ_2 、SH、RS、SP、CP 各路驱动脉冲信号的波形是否正确。如果与“附录”所示的波形相符, 继续进行下面实验; 否则, 应请指导教师检查。将二值化电路中的数码显示置“0”, 用示波器 CH₁ 探头接 U_G 信号输出端。CH₂ 探头接 U_1 , 观测两路输出信号波形, 并进行比较; 在其他条件不改变的情况下, 二值化的值由“0”逐次改变到“3”, 观察 U_1 的变化。将 CCD 放入仪器箱内, 将待测物体放入槽内, 盖板盖上。按下线经测量按钮, 此时线经测量电路模块显示的是待测物体的尺寸。

2. 实验过程

观测二值化处理过程中 CCD 的输出信号; 在进行二值化阈值电平调整的过程中, 观察阈值电平的调整对输出信号宽度的影响。进行物体尺寸的测量; 通过改变有关参数(驱动频率和积分时间), 观察对物体尺寸测量值的影响, 分析影响物体尺寸测量的因素。

3. 实验结束

关闭实验仪; 关闭示波器; 关闭电源。

【预习思考题】

- (1) 说明固定阈值二值化测量的优缺点和适用领域。
- (2) 思考积分时间的变化是否对测量值有影响？在什么时候会有影响？为什么进行尺寸测量时必须使 CCD 脱离饱和区？

3.7 四象限探测器定向与位置数据处理实验

【引言】

四象限器件是目前光电探测系统中广为使用的多元非成像光电探测器。本实验中使用的四象限探测器具有尺寸小、灵敏度高等特点，常用作接收系统的位置传感器。要掌握其使用原理需要对其定向方法有一定的了解。

【实验目的】

139

- (1) 了解并掌握四象限探测器定向原理；
- (2) 掌握四象限探测器定位算法；
- (3) 掌握运放加减法电路和电阻网络加法电路工作原理。

【实验原理】

采用四象限探测器测定光斑的中心位置时可以根据器件坐标轴线与测量系统基准线间的安装角度的不同采用不同的算法对信号进行处理。如图 3-51 所示，当器件坐标轴与测量系统基准线间的安装角度为 0° 时，一般采用加减算法，当其角度为 45° 时，可以采用对角线算法和 Δ/Σ 算法。

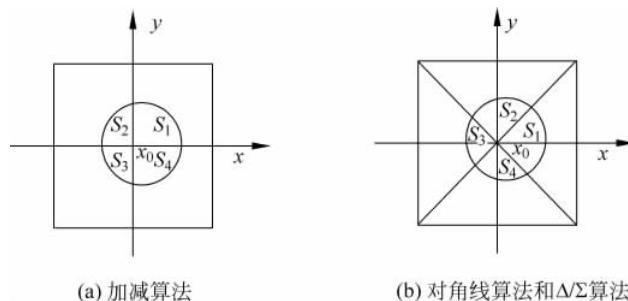


图 3-51 不同算法原理图

1. 加减算法

加减算法是将四象限探测器的坐标轴与测量系统的位置坐标的位置坐标调整为 0° ,即两个坐标轴重合,由于光斑沿横轴的方向移动,则目标光斑沿系统的位置移动方向与探测器的坐标移动方向一致。加减算法属于经典算法,一般计算中都是采用的这种算法,算法原理如图 3-52 所示。

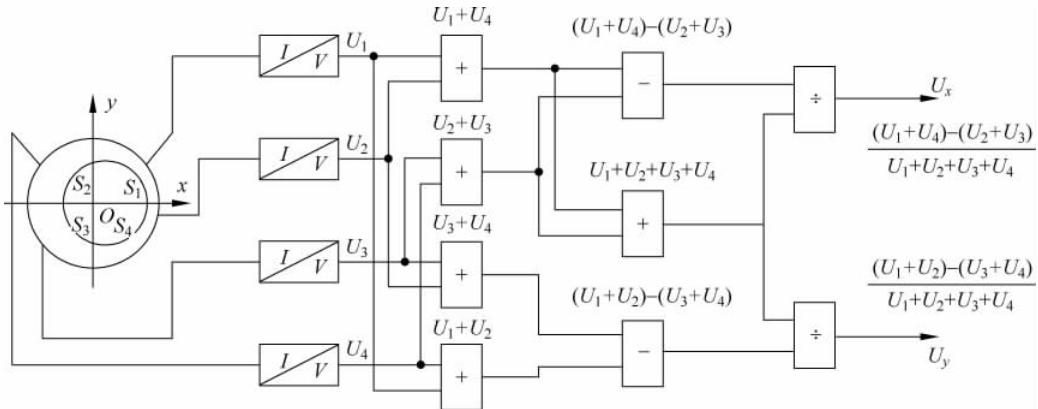


图 3-52 加减算法原理图

140

当目标光斑照射到探测器上时,从探测器的四个引脚输出相应象限的光电流 I_1, I_2, I_3, I_4 ,由于产生的光电流很小,为了能够处理,需要对电流信号进行 I/V 变换,假设 4 路放大电路的增益为 A ,那么,四个象限对应的电压值分别为 U_1, U_2, U_3, U_4 ,即

$$U_i = I_i A \quad (i = 1, 2, 3, 4) \quad (3-72)$$

讨论中,假设目标光斑为与能量服从均匀分布的圆形光斑,则四象限探测器输出的四路电流信号与光斑在探测器的光敏面上的面积成正比,比例系数为 k ,于是,可以将公式(3-72)写为

$$U_i = I_i A = S_i (kA) \quad (i = 1, 2, 3, 4) \quad (3-73)$$

假设光斑中心偏移探测器中心 O 的偏移量为 E , E_x 和 E_y 分别表示其在 x 、 y 轴上的偏移量,那么根据公式(3-72)可以得到

$$\begin{cases} E_x \propto \frac{(U_1 + U_4) - (U_2 + U_3)}{U_1 + U_2 + U_3 + U_4} \\ E_y \propto \frac{(U_1 + U_2) - (U_3 + U_4)}{U_1 + U_2 + U_3 + U_4} \end{cases} \quad (3-74)$$

由公式(3-74)可以看出,光斑的能量中心的偏移信号 E_x 和 E_y 都满足正比关系,但在实际中,并不是在整个光敏面区域都满足这种正比关系,而是在线性区域内。如果在线性区域内,这种比例关系为一个常数,假设为 K ,则公式(3-74)可以改写为

$$\begin{cases} E_x = K \frac{(U_1 + U_4) - (U_2 + U_3)}{U_1 + U_2 + U_3 + U_4} \\ E_y = K \frac{(U_1 + U_2) - (U_3 + U_4)}{U_1 + U_2 + U_3 + U_4} \end{cases} \quad (3-75)$$

将公式(3-73)带入到公式(3-75)中去,消去比例常数 A 和 K 后,可以得到 E_x 和 E_y 与

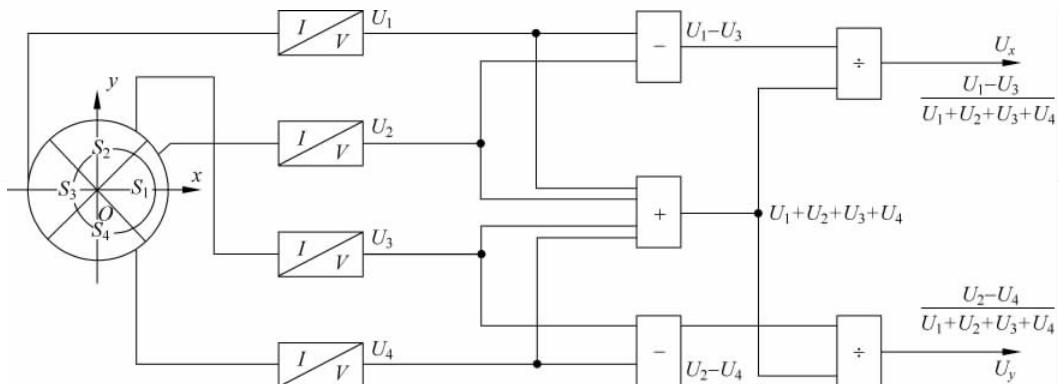
光斑打到探测器上各象限面积的关系为

$$\begin{cases} E_x = K \frac{(S_1 + S_4) - (S_2 + S_3)}{S_1 + S_2 + S_3 + S_4} \\ E_y = K \frac{(S_1 + S_2) - (S_3 + S_4)}{S_1 + S_2 + S_3 + S_4} \end{cases} \quad (3-76)$$

由公式(3-76)可以看出,在线性区域内,光斑中心偏移探测器中心的偏移量 E_x 和 E_y 仅与光斑在探测器上的面积有关,只要得到了各象限面积之间的比例关系,即可得到光斑中心位置的坐标。

2. 对角线算法

从加减算法的分析中,我们可以看出,线性区域对算法的影响,为了扩展测量的线性区域,产生了对角线相减算法。对角线算法是将四象限探测器的坐标轴与测量系统的位置坐标的安装角度为 45° ,当目标光斑在定位系统中沿横轴的方向移动的时候,相对于探测器来说,相当于沿着其对角线方向移动,算法原理如图 3-53 所示。



141

图 3-53 对角线算法原理图

采用与加减算法相同的分析方法,其偏移量公式为

$$\begin{cases} E_x \propto \frac{U_1 - U_3}{U_1 + U_2 + U_3 + U_4} \\ E_y \propto \frac{U_2 - U_4}{U_1 + U_2 + U_3 + U_4} \end{cases} \quad (3-77)$$

同样,在其线性区域内,将公式(3-73)带入到公式(3-77)中去,消去比例常数 A 和 K 后,可以得到 E_x 和 E_y 与光斑打到探测器上各象限面积的关系为

$$\begin{cases} E_x = K \frac{S_1 - S_3}{S_1 + S_2 + S_3 + S_4} \\ E_y = K \frac{S_2 - S_4}{S_1 + S_2 + S_3 + S_4} \end{cases} \quad (3-78)$$

由公式(3-78)可以看出,在线性区域内,光斑中心偏移探测器中心的偏移量 E_x 和 E_y 同样仅与光斑在探测器上的面积有关,只要得到了各象限面积之间的比例关系,即可得到光斑中心位置的坐标。

3. Δ/Σ 算法

对角线算法在加减算法的基础上扩展了线性测量范围,但其测量灵敏度有所降低,为满足某些对测量灵敏度要求较高的场合需求,提出了 Δ/Σ 算法。 Δ/Σ 算法与对角线算法测量原理相同,四象限探测器的坐标轴与测量系统的位置坐标的安装角度为 45° ,但是对四路测量信号的处理方法有所差异。 Δ/Σ 算法原理如图 3-54 所示。

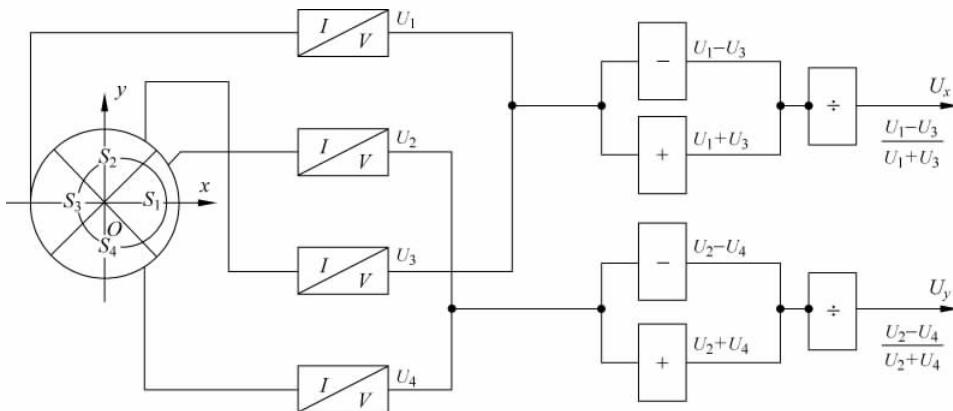


图 3-54 Δ/Σ 算法原理图

142

同样采用与加减算法相同的分析方法,其偏移量公式为

$$\begin{cases} E_x \propto \frac{U_1 - U_3}{U_1 + U_3} \\ E_y \propto \frac{U_2 - U_4}{U_2 + U_4} \end{cases} \quad (3-79)$$

同样,在其线性区域内,将公式(3-73)带入到公式(3-79)中去,消去比例常数 A 和 K 后,可以得到 E_x 和 E_y 与光斑打到探测器上各象限面积的关系为

$$\begin{cases} E_x = K \frac{S_1 - S_3}{S_1 + S_3} \\ E_y = K \frac{S_2 - S_4}{S_2 + S_4} \end{cases} \quad (3-80)$$

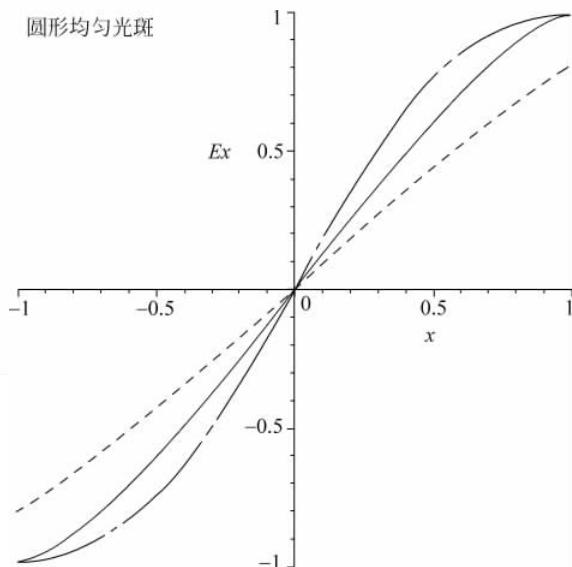
在以上算法的基础上,假设目标光斑为能量服从均匀分布的圆形光斑,且光斑特性相同,光敏面的半径为 R ,取目标光斑的半径为 $r=0.5R$,那么两种不同的算法对应的示意图如图 3-51 所示。

从图 3-51 中可以看出,在图 3-51(a)中,当目标光斑沿着横轴的方向运动时,光斑中心位置的最大移动距离 $\Delta x_{\max} = r$,但在图 3-51(b)中,当目标光斑沿着横轴的方向运动时,光斑中心位置的最大移动距离 $\Delta x_{\max} = \sqrt{2}r$ 。由此可见,对角线算法有利于扩展线性区的范围。在相同的条件下,对角线算法将其线性区宽展到加减算法的 $\sqrt{2}$ 倍。

对角线算法虽然扩展了线性区域的范围,但是其灵敏度和线性等特性相对较差,所以针对不同的情况,应采用不同的算法进行计算。

由于 x 和 y 方向分析方法相同,在此我们仅对 x 方向进行算法仿真分析。激光光斑大小的选取对有效可测范围有较大的影响,如果光斑太小,四象限探测器的有效测量范围没有得到充分利用,如果光斑太大,则有效的光照未被充分利用,降低了探测器的灵敏度,所以光斑半径 r 相对于圆形四象限光敏面半径 R 存在一个最佳值。一般情况下最合理的取值是 $r = 0.5R$,这样既能获得较大的有效可测范围,又能充分利用了全部光斑照射能量,提高灵敏度。本论文最后的实验使用的是光敏面为正方形的四象限探测器,假设边长为 D ,在下面的仿真中均按照 $r = 0.25D$ 进行计算。

目标光斑为圆形均匀光斑是一种较理想和简单的模型。假设光斑半径为 1,能量均匀分布,可以得到如图 3-55 所示结果。



143

图 3-55 圆形均匀光斑
实线—加减算法,虚线一对角线算法,虚点线— Δ/Σ 算法

圆形均匀光斑模型是一种最为理想和简单的模型,但与实际应用情况有较大差距,普通激光器出射光斑能量一般为高斯分布,假设激光光斑半径为 1,能量分布函数表示为

$$I = I_0 \exp[-2(x - x_0)^2 - (y - y_0)^2] \quad (3-81)$$

式中: (x_0, y_0) 为激光光斑中心位置坐标, I 为激光束横截面上点 (x, y) 处的光强, I_0 为该截面上光强的峰值。椭圆高斯光斑三种算法计算结果如图 3-56 所示。

本实验中使用硬件模拟定向原理,其中又分为两种定向方案:(1)采用运放 LF353 进行 I/V 变化、信号放大和信号加减运算;(2)采用电阻网络进行信号加法运算,采用运放进行信号减法运算;运算的结果通过 AD 采集后送给单片机。本实验中所有的运放都采用的 LF353,它是一双电源供电的 JFET 型线性双运算放大器,内部含有两个相同的线性放大器,带宽 4MHz,开环增益 110dB,转换速率 13V,具有很低的输入偏置电流(50pA)和输入噪声电压,可灵活构成各类放大和滤波电路。实验中使用到电路原理图如图 3-57、图 3-58 和图 3-59 所示。

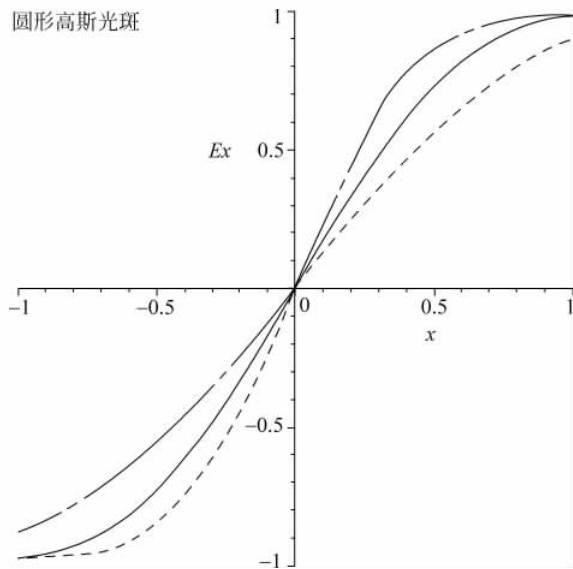


图 3-56 圆形高斯光斑

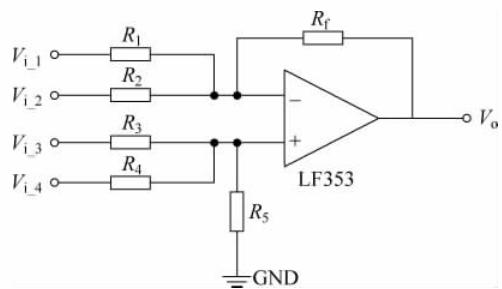
实线—加减算法,虚线一对角线算法,虚点线— Δ/Σ 算法

图 3-57 准备实验电路

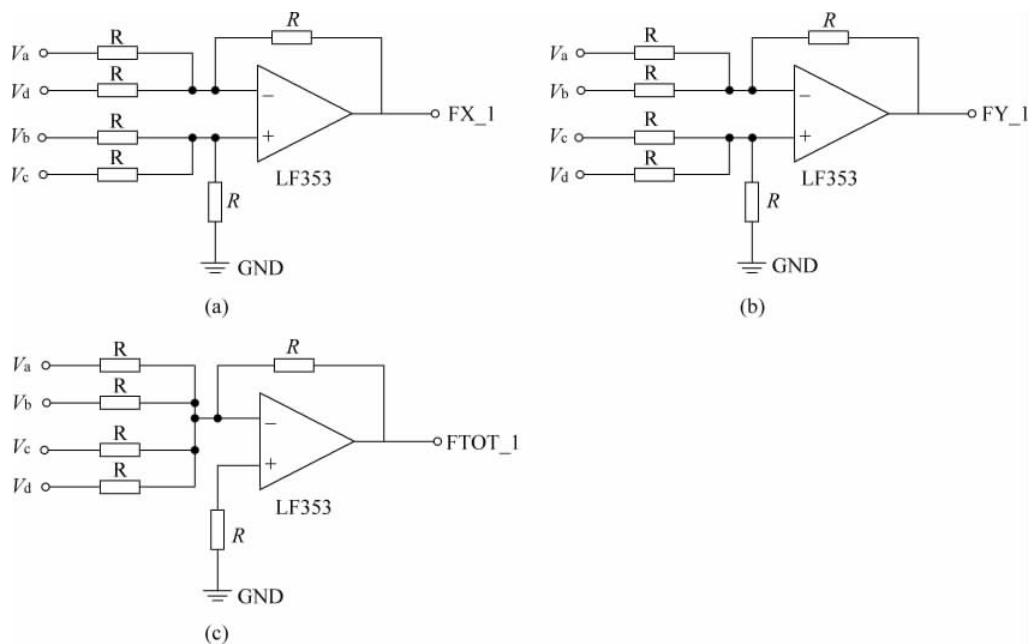
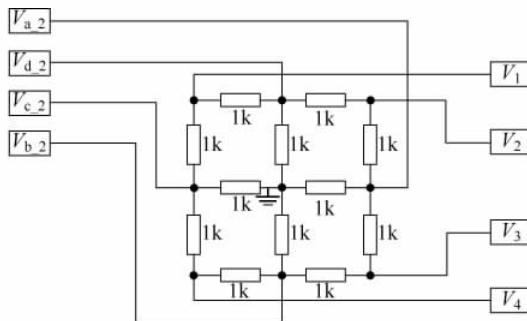
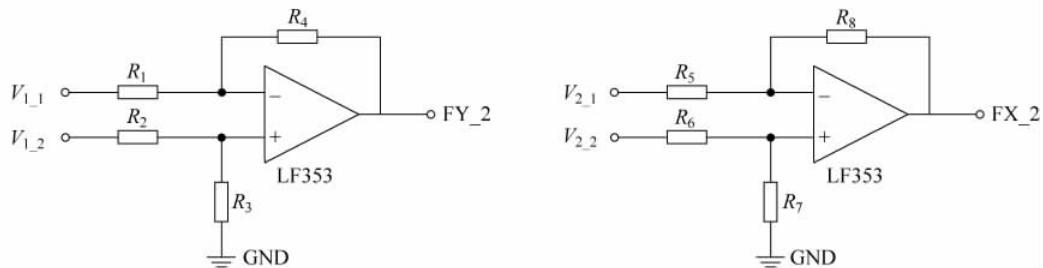


图 3-58 运放构成的加减法电路



(a) 电阻网络加法电路



(b) 运放减法电路

图 3-59 电阻网络和运放构成的加减法电路

【实验内容】

1. 准备实验

(1) 按照实验 2.11 步骤组装实验系统, 注意请将连接线带有红色标记一端接到实验箱上, 激光器驱动方式选择开关拨到“直流驱动”位置, 依次打开实验仪和激光器电源, 调整激光器和四象限探测器高度在同一水平线上, 激光光斑同时覆盖四象限探测器的各个象限, 调节激光器组件前端螺母, 使激光器输出光点直径约 2~3mm;

(2) 用导线将探测器放大输出信号输出端 V_a 、 V_b 、 V_c 、 V_d 和准备实验电路部分输入端 V_{i_1} 、 V_{i_2} 、 V_{i_3} 、 V_{i_4} 按实验结果要求连接, 使输出端分别输出 $(V_a + V_d) - (V_c + V_b)$, 记录各路电压, 完成表 3-5, 验证电路正确性。

表 3-5 实验数据记录

输入端	连接端	电压值	$(V_a + V_d) - (V_c + V_b)$
V_{i_1}			测量值
V_{i_2}			
V_{i_3}			计算值
V_{i_4}			

2. 运放构成的加减法电路

(1) 按照 2.11 节实验 1 步骤组装实验系统, 注意请将连接线带有红色标记一端接到实验箱上, 激光器驱动方式选择开关拨到“脉冲驱动”位置;

(2) 依次打开实验仪和激光器电源, 调整激光器和四象限探测器高度在同一水平线上, 激光光斑同时覆盖四象限探测器的各个象限, 调节激光器组件前端螺母, 使激光器输出光点直径约 2~3mm, 调节激光光斑位置, 使其同时覆盖四个象限;

(3) 打开示波器电源, 分别测量运放加减法电路输入端 V_a 、 V_b 、 V_c 、 V_d , 输出端 FX_1 、 FY_1 、 $FTOT_1$ 的输出信号波形, 记录下频率和幅度值, 完成表 3-6, 分析与输入电压的关系;

表 3-6 实验数据记录

测试端	频率	幅度值		
		测量值	计算值	误差(%)
V_a			—	—
V_b			—	—
V_c			—	—
V_d			—	—
FX_1				
FY_1				
$FTOT_1$				

146

(4) 通过二维平移台调节激光器光点位置, 对应坐标轴, 观察电压表显示变化;

(5) 关闭电源, 拆除所有连线, 结束实验。

3. 电阻网络和运放构成的加减法电路

(1) 按照 2.11 节实验 1 步骤组装实验系统, 注意请将连接线带有红色标记一端接到实验箱上, 激光器驱动方式选择开关拨到“脉冲驱动”位置;

(2) 依次打开实验仪和激光器电源, 调整激光器和四象限探测器高度在同一水平线上, 激光光斑同时覆盖四象限探测器的各个象限, 调节激光器组件前端螺母, 使激光器输出光点直径约 2~3mm;

(3) 用导线依次连接 V_a 、 V_b 、 V_c 、 V_d 和 V_{a_2} 、 V_{b_2} 、 V_{c_2} 、 V_{d_2} , 打开示波器电源, 分别测量输入端 V_{a_2} 、 V_{b_2} 、 V_{c_2} 、 V_{d_2} , 输出端 V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 的输出信号波形, 记录下频率和幅度, 完成表 3-7, 分析与输入电压的关系;

表 3-7 实验数据记录

测试端	频率	幅度值		
		测量值	计算值	误差(%)
V_{a_2}			—	—
V_{b_2}			—	—
V_{c_2}			—	—
V_{d_2}			—	—
V_1				
V_2				
V_3				
V_4				

(4) 关闭电源,在步骤(3)的基础上不要改变激光光斑相对于四象限探测器的位置,用运放组成减法电路,构成 $FX_2 = (V_{a_2} + V_{d_2})/2 - (V_{c_2} + V_{b_2})/2$ 和 $FY_2 = (V_{a_2} + V_{b_2})/2 - (V_{d_2} + V_{c_2})/2$,将设计好的连线方式填入表 3-8;

表 3-8 端口连接

输入端	输出端	输入端	输入端
V_{1_1}		V_{2_1}	
V_{1_2}		V_{2_2}	

(5) 打开电源,测量减法电路输入端 V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 和输出端 FX_2 、 FY_2 的信号波形,记录下频率和幅度,完成表 3-9;

表 3-9 实验数据记录

测试端	频率	幅度值		
		测量值	计算值	误差(%)
V_1		—	—	—
V_2		—	—	—
V_3		—	—	—
V_4		—	—	—
FX_2		—	—	—
FY_2		—	—	—

(6) 通过二维平移台调节激光器光点位置,对应坐标轴,观察电压表显示变化;

(7) 关闭电源,拆除所有连线,结束实验。

4. 数据测量实验

(1) 按照 2.11 节实验 1 步骤组装实验系统,注意请将连接线带有红色标记一端接到实验箱上;

(2) 依次打开实验箱电源,激光器驱动方式选择“直流驱动”,调整激光器和四象限探测器高度在同一水平线上,激光光点位置落在四象限探测器中心上,调节激光器组件前端螺母,使激光器输出光斑直径约 2~3mm;

(3) 调节一维平移台,将光斑完全移动到二、三象限,调节一维平移台,将光斑向一、四象限方向移动,自行选择每次移动的距离,同时记录 FX_1 、 $FTOT_1$ 电压值,在数据测量中,由图 3-59 可知, FX_1 与 $FTOT_1$ 均做了反向处理,所以注意理解电压值正负号, FY_1 同理,完成表 3-10。

表 3-10 FX_1 、 $FTOT_1$ 数据测量

组别	移动距离(mm)	FX_1	$FTOT_1$	E'_x
1				
2				
3				
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
n				

设光斑水平方向测量偏移量为 x ,由绪论中算法相关内容可知

$$x = K_x \times \frac{FX_1}{FTOT_1} \quad (3-82)$$

(4) 将光斑完全移动到一、二象限,调节升降台,将光斑向三、四象限方向移动,自行选择每次移动的距离,同时记录 FY_1、FTOT_1 电压值完成表 3-11;

表 3-11 FY_1、FTOT_1 数据测量

组别	移动距离(mm)	FY_1	FTOT_1	E'_y
1				
2				
3				
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
n				

设光斑水平方向测量偏移量为 y ,由绪论中算法相关内容可知

$$y = K_y \times \frac{FY_1}{FTOT_1} \quad (3-83)$$

(5) 关闭电源,拆除所有连线,结束实验。

【实验数据处理】

148

对表 3-10 和 3-11 中的数据分别进行处理,画出拟合曲线,求出比例系数 K_x 、 K_y ,得到光斑中心偏移信号 E_x 、 E_y 与电压值关系。数据初步处理过程中将 FX_1、FY_1 最小值处标定为 $x=0$,即光斑处于探测器中心位置。

【预习思考题】

- (1) 有哪些方法可以实现电压信号的加减运算?
- (2) 怎样利用四象限探测器进行光斑中心定位?

【拓展阅读】

- [1] LF353 数据手册, www.alldatasheet.com.
- [2] 杨应平,胡昌奎,胡靖华等. 光电技术. 北京: 机械工业出版社, 2014.
- [3] 童诗白. 模拟电子技术基础. 北京: 高等教育出版社, 2006.

3.8 光子计数

【引言】

随着近代科学技术的发展,人们对极微弱光的信息检测产生越来越浓厚的兴趣。单光

子探测技术在高分辨率的光谱测量,非破坏性物质分析,高速现象检测,精密分析,大气测污,生物发光,放射探测,高能物理,天文测光,光时域反射,量子密钥分发系统等领域有着广泛应用。它已经成为各个发达国家光电子学界研究的课题之一。

所谓弱光,是指光电流强度比光电倍增管本身在室温下的热噪声水平($10\sim14\text{W}$)还要低的光。因此,用通常的直流测量方法,已不能把淹没在噪声中的信号提取出来。近年来,由于锁定放大器在信号频带很宽或噪声与信号有同样频谱时无能为力,而且它还受模拟积分电路漂移的影响,因此锁定放大器在弱光测量时受到一定的限制。

现代光子计数技术的优点是:有很高的信噪比;基本上消除了光电倍增管的高压直流漏电流和各倍增极的热电子发射形成的暗电流所造成的影响;可以区分强度有微小差别的信号,测量精度很高;抗漂移性很好;在光子计数测量系统中,光电倍增管增益的变化,零点漂移和其他不稳定因素对计数影响不大,所以时间稳定性好;有比较宽的线性动态范围,最大计数率可达测 10^6s^{-1} ;测量数据以数字显示,并以数字信号形式直接输入计算机进行分析处理。

光子计数也就是光电子计数,是微弱光信号探测中的一种新技术。它可以探测极弱的光能,弱到光能量以单光子到达时的能量。目前已被广泛应用于喇曼散射探测,医学、生物学、物理学等许多领域里微弱发光现象的研究。光子计数输出信号的形式是数字量,很容易与微机连接进行信息处理。

【实验目的】

149

- (1) 了解光子计数器的构成原理和使用方法;
- (2) 掌握测量极弱光信号的方法;
- (3) 了解极弱光的概率分布规律。

【实验原理】

单个光子对应的能量是很微弱的。例如,光波长 $\lambda=600\text{nm}$ (红光)的光子能量 E_p 为

$$E_p = \frac{hc}{\lambda} = \frac{6.6 \times 10^{-34} \times 3 \times 10^8}{6 \times 10^{-7}} = 3.3 \times 10^{-19}\text{J}$$

式中, $h=6.6 \times 10^{-34}\text{J}\cdot\text{s}$, 为普朗克常数; $c=3 \times 10^8\text{m/s}$, 为光速。

如果每秒接收到的光子数 λ_s 为 10^4 个, 则对应的光强 I_p 为

$$I_p = \lambda_s E_p = 10^4 \times 3.3 \times 10^{-19} = 3.3 \times 10^{-15}\text{W}$$

可见,光功率是极其微弱的。尽管如此,当前的技术已经发展到能够对单光子进行计数的程度,而且已有许多光子计数器商品出售。

本实验的原理如图 3-60 所示,其中,白炽灯发出的光经过衰减片后,成为极微弱的光信号。光电探测器将单光子信号转换成单脉冲电信号,然后在光子计数器中进行脉冲计数,从而测得入射光子数。

1. 光子计数器的组成

典型光子计数器的组成如图 3-61 所示。主要包括:光电探测器 PMT 及其密闭外壳、

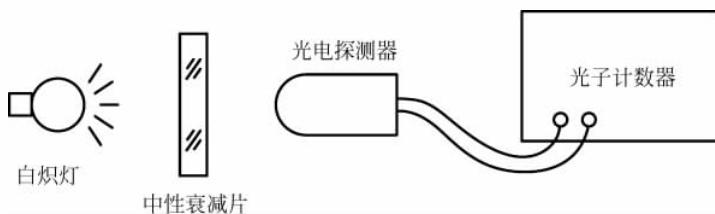


图 3-60 光子计数实验

幅度甄别器、计数器、高压电源和显示装置等。光电探测器将光子信号转换成电脉冲信号，宽带放大器对电脉冲信号进行线性放大，然后在甄别器中甄别出光子脉冲信号，并在计数器中对光子脉冲进行计数，最后用数码管显示出来，或通过数模变换输出电压信号。

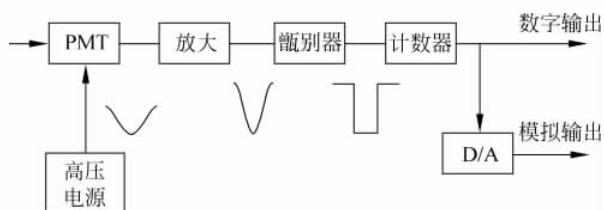


图 3-61 光子计数器原理

图中采用光电倍增管接收光信号，它输出负脉冲。甄别器甄别出光子脉冲后，对输入脉冲进行整形，输出矩形脉冲，计数器再对此矩形脉冲进行计数。

1) 光电探测器

因为要探测极微弱的信号，所以只有内部具有倍增作用的光电探测器才能用作光子计数。实际能使用的有：光电倍增管、带像增强的光电倍增管和雪崩光电二极管等。

这里仅讨论光电倍增管(PMT)用在光子计数器中的性能要求和使用特点。

光电倍增管的主要性能有

$$\text{量子效率 } \eta = \frac{\text{电子数}}{\text{光子数}}$$

光子计数用的光电倍增管要有很高的效率，其典型值为 $\eta=0.1$ 。

光电倍增管中的某些随机起伏因素会影响光子计数的效果。一是倍增管增益的随机起伏，由于打拿极二次发射的电子数有随机性，造成倍增管增益起伏。打拿极增益起伏的统计规律有两种类型，其中以泊松分布型较好，第一打拿极增益起伏对总增益影响最大；二是打拿极热电子发射的随机起伏，它对光子计数将引入热噪声，影响计数精度。第一打拿极发射的热电子将经过后面多级打拿极倍增，它对总的热电子数影响最大；三是光电子渡越时间的随机起伏，光电子从阴极到阳极所经的路程随许多因素而变。由于路程不同，从打拿极倍增后的电子将以不同的时刻到达阳极，其后果是使光电子脉冲宽度加宽了，渡越时间的起伏还可能使两个光子脉冲重叠在一起被误认为是一个脉冲，引入计数误差。

光阴极在确定数量的光子作用所产生的光电子数也是随机的。此外，光阴极自身还有热电子发射。因为热电子与光电子具有同样的幅度和输出波形，所以难以区分开。选择暗电流小的光电倍增管，再加上阴极冷却措施可减小光阴极热电子发射。把阴极面积做小一

些也可减少热电子发射和减小光电子渡越时间的起伏。

光阴极产生的光电子和热电子经第一打拿极后能量倍增 m_1 倍 (m_1 是第一打拿极倍增因子), 它比第一打拿极自身产生的热电子所形成的输出脉冲要高。利用这高度的差别, 可用幅度甄别器将各打拿极自身热电子发射的影响在光子计数时去掉。

光电倍增管的负载电阻 R_L 应取标准值: 50Ω 。 R_L 太大, 分布电容将使输出脉冲宽度变宽。

下面列举一些数据并画出输出波形。

设倍增管增益为 10^6 , 由光电子激发而输出电脉冲的电荷量为

$$Q = 10^6 \times 1.6 \times 10^{-19} \text{ C} = 1.6 \times 10^{-13} \text{ C}$$

设光电子脉冲的脉冲宽 $t_p = 10\text{ns}$, 则平均电流为

$$\langle i \rangle = \frac{Q}{t_p} = \frac{1.6 \times 10^{-13}}{10 \times 10^{-9}} = 16 \mu\text{A}$$

负载电阻 R_L 上的电压降为

$$\langle V \rangle = \langle i \rangle R_L = 16 \times 10^{-6} \times 50 = 0.8 \text{ mV}$$

由光阴极产生的热电子也具有以上数据。而由第一打拿极产生的热电子的数据却只有上述数据的三分之一。

Q 、 i 和 V 的波形如图 3-62 所示。

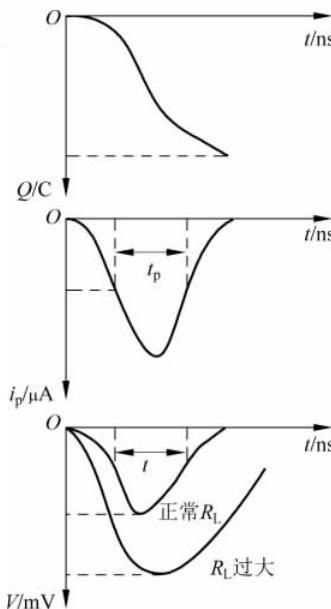


图 3-62 光电子脉冲电荷、电流和电压波形

2) 光电倍增管的偏压

光电倍增管工作时需外加高电压偏置。偏置电压有两种接地方式, 即高压正极接地或负极接地。光子计数条件下需采用负极(即阴极)接地。这样可避免屏蔽壳与光电倍增管管壳间因电位差引起漏电而产生暗电流噪声。但是在结构上还要注意高压绝缘好, 否则, 它相对管壳漏电会激发出荧光, 严重时还会产生火花放电现象, 使光子计数完全失效。

光电倍增管输出信号由阳极引出,通过耐高压的隔直电容与后面电路耦合。此隔直电容耐压值应大于管子所加偏压值的三倍。

打拿极的偏置电压仍由电阻链对高压分压获得。为使打拿极的倍增因子不受信号电流的影响,选取偏置电路电阻值时应使偏置电流大于信号电流 100 倍。但是,信号电流自身很小。例如,光电子速率为 100MHz,平均电流也只有

$$\langle i_M \rangle = Q \times 10 \times 10^6 = 1.6 \times 10^{-13} A \cdot s \times 10 \times 10^6 / s = 1.6 \mu A$$

所以偏置电流不会很大。偏置电流小,在偏置电阻上散耗的热量也小,由此引入的热噪声也比较小。

偏置电压对信号电流的增益和非线性均有影响。偏压愈高、增益愈大,非线性也愈大。而由离子或反馈光引起的电脉冲也愈多。当偏压提高到一定值后,信号电流会逐渐饱和,而暗电流却迅速增大。暗电流增大的现象常常是因为打拿极形状不规则引起尖端放电而出现的。质量高的打拿极,尖端放电小。当偏压增高时,暗电流也会出现饱和现象。图 3-63 中表明了计数率 R (单位时间内平均光电子数或热电子数)与偏压之间的关系。从图 3-63 可以看出,最佳偏压应选择在信号电流开始出现饱和的位置。

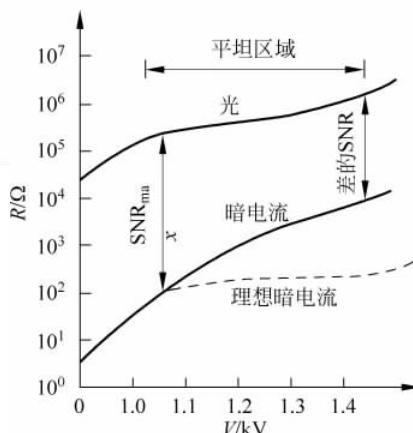


图 3-63 PMT 的计数速率

寻找最佳偏压的工作应在无光照条件下进行,至少要用 24 小时去测量偏压和暗电流的关系,才能找到稳定的最佳偏压。

3) 幅度甄别器

幅度甄别器用于甄别光电子脉冲、打拿极热电子脉冲和宇宙射线激发的电脉冲。宇宙射线激发的电脉冲幅度最大(激发荧光造成多电子),光电子脉冲的幅度居中,打拿极的热电子脉冲最小。根据这些特点,将甄别器设计成图 3-64 的样子。上甄别器只让幅度小于宇宙射线激发的电脉冲通过,即光电子脉冲和热电子脉冲均可通过;而下甄别器只让幅度大于打拿极的热电子脉冲通过,即只让宇宙射线的电脉冲和光电子脉冲通过。反符合电路在同时有两个脉冲输入时,才产生一个矩形脉冲。根据上面分析,只有光电子脉冲才能同时通过上甄别器和下甄别器而到达反符合电路的两端,因而能输出一个矩形脉冲。而宇宙射线和打拿极的热电子都不能激发反符合电路输出矩形脉冲。

两个甄别器的甄别电平是可以调节的,以适应光波波长、PMT 增益和环境温度的改变。

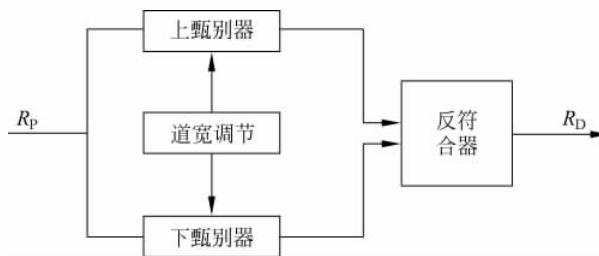


图 3-64 甄别器

两个甄别器的甄别电平差称为道宽。道宽的宽度愈宽，则光电子、热电子和宇宙射线激发的电子愈易通过反符合电路，而输出矩形脉冲。当道宽超过一定宽度后，光电子数不再增加，而其他两种电子数却成正比增加，因此，道宽应当取得合适。道宽的位置也是重要的，偏向高电平方向和偏向低电平方向都是不恰当的。

4) 计数方法

方法 A: 直接计数法

直接计数法方块原理如图 3-65 所示。计数器 A 用来累计光电子脉冲数 n 。计数器 B 对时钟脉冲进行计数，用来控制光电子脉冲计数的时间间隔 T 。

计数器 B 在计数开始前可预置一个脉冲数 N 。测量时，计数器 A 和 B 各自同时启动进行计数。当计数器 B 计数值达到 N 时，立即输出计数停止信号，一方面控制计数器 A 停止计数，同时也反馈至计数器 B 使它停止计数。

若时钟计数率(频率)为 R_c ，计数器 B 被预置的数为 N ，光电子脉冲计数率为 R_A ，在计数时间间隔 T 内的光电子脉冲数为 n ，则有

$$n = R_A T = R_A \cdot (N/R_c) = R_A \times \text{常数} \quad (3-84)$$

方法 B: 反比计数法

其原理方块图如图 3-66 所示。这一方法与上述方法不同之处在于：用可预置计数器 B 对光电子脉冲计数，而用计数器 A 对时钟脉冲进行计数。于是有

$$T = N/R_A$$

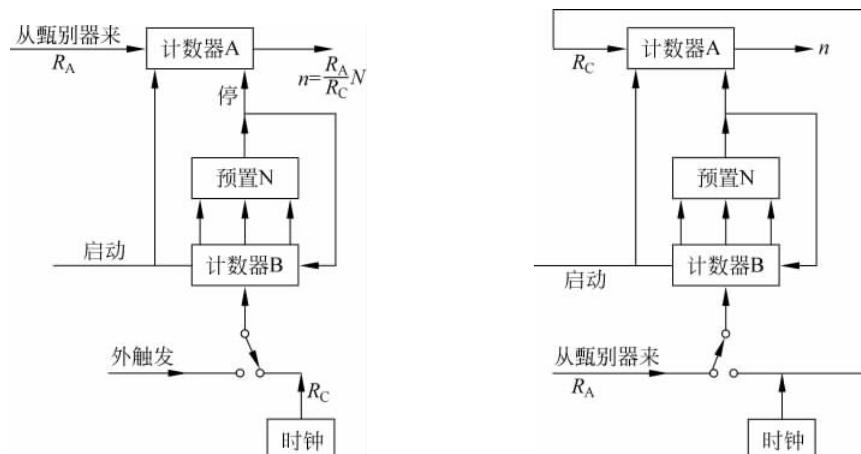


图 3-65 直接计数法

图 3-66 反比计数法

计数器 A 输出的计数值 n 为

$$n = R_c \cdot (N/R_A) = (1/R_A) \times \text{常数} \quad (3-85)$$

上式表明：计数值 n 与 R_A 成反比。

这一方法的优点是：预置数 N 是常数，对弱光（即光电子脉冲较稀）测量，计数时间长些；对强光测量，计数时间短些。相应的计数值 n 与光电子脉冲计数率 R_A 成反比。如果这个光子计数器用于测量某物对入射光的吸收率，那么，把 n 值进行 D/A 转换后即可直接显示出被测对象的吸收率。

2. 改进光子计数的方法

上述简单计数方法会因为光源强度不稳、杂光和热电子的影响而产生很大误差，需要设法消除掉。

1) 抵消光源强度变化的方法

这种方法采用双光路及双光子计数装置，见图 3-67。其中一路通过了被测对象；另一路不通过被测对象，而是由它产生的光电子脉冲作为时钟脉冲进行计数，可以补偿光源强度的变化。

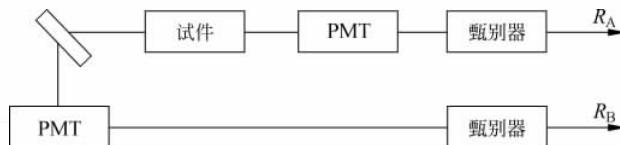


图 3-67 取消光源强度变化的双通道系统

设第一通道的光电子产生率为 R_A ，第二通道的光电子产生率为 R_B ，累计的光电子数分别为 n_A 和 n_B ，则

$$n_A = R_A T = R_A \frac{n_B}{R_B} = \frac{R_A}{R_B} n_B = \frac{R_A}{R_B} \times \text{常数} \quad (3-86)$$

上式中 n_B 可以人为设定，故是常数。当光源强度改变时，比值 R_A/R_B 保持不变，从而消除了光源强度变化的影响。

图 3-68 所示是这种计数法的计数器，它与图 3-65 不同之处在于用通道 B 的光子脉冲代替时钟。

2) 背景抑制方法

由杂光或阴极热发射产生的电子脉冲基本上具有不变的产生率，有可能通过两次计数而将上二项计数消除。两次计数的方法是：首先将光源挡住，测出时间间隔 T 内的计数值 n_A ；然后让光源起作用，再次测出 T 内的计数值 n_B ，于是，真正的光信号计数为

$$n = n_A - n_B = R_s \times \text{常数} \quad (3-87)$$

其中 R_s 是信号光电子产生率。

对光源射出的光实现遮断或通过的方法是用调制盘，见图 3-69。其中调制盘既调制光源，又提供时基信

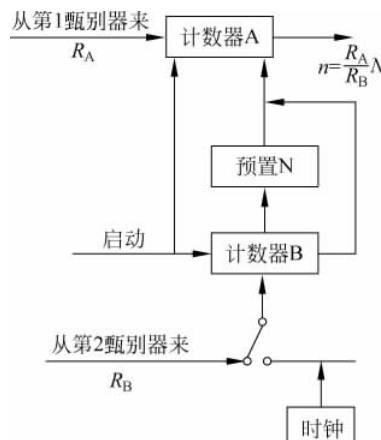


图 3-68 正比计数器

号。时间调节器将此时基信号变成控制计数器 A 和 B 计数时间间隔的信号,实质上就是让计数器 A 和 B 轮流计数。

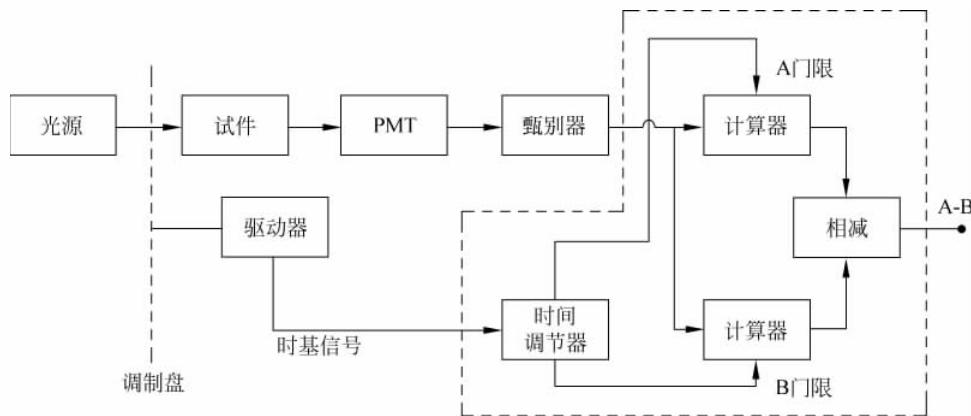


图 3-69 背景抑制技术原理

3) 光子计数器原理图

根据以上所述,完整的光子计数器如图 3-70 所示。

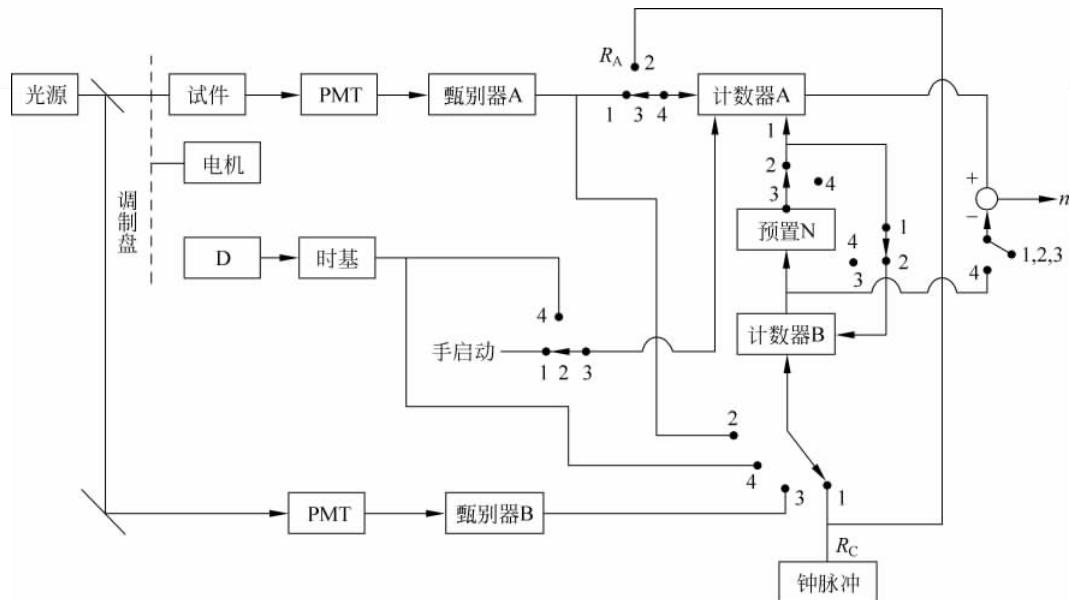


图 3-70 1112 型光子计数器方框图

1—方法 A 2—方法 B 3—方法 C 4—抑制背景方法 D—透光传感器

注：各交叉点均不相通

【实验仪器】

本实验采用的实验装置,如图 3-71 所示。图中的白炽灯、衰减片及光电倍增管均安装在密闭的实验暗箱中。为了避免漏光,还在暗箱外面蒙上黑布。光子计数器是一台外购的

光子计数仪器。图中画出了它的主要组成部分。

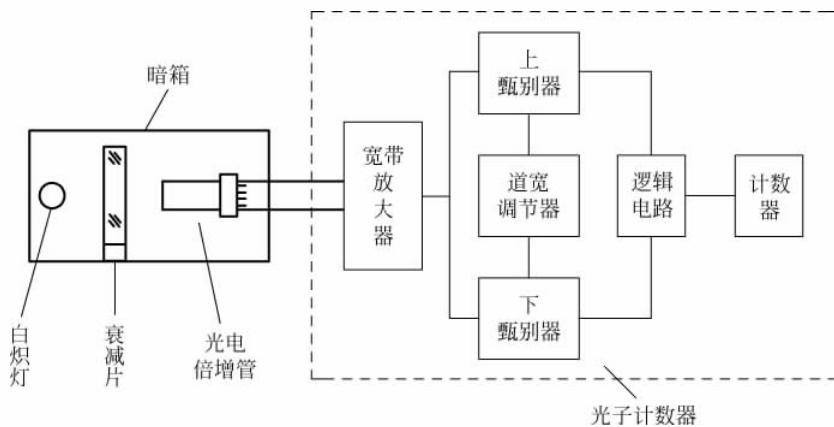


图 3-71 实验装置

光子技术仪器的面板，如图 3-72 所示。

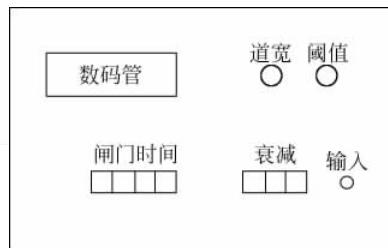


图 3-72 光子计数器面板

旋转甄别电平旋钮，可以改变甄别电平；旋转道宽旋钮，可以改变上、下甄别电平的差值；而旋转闸门时间旋钮，则可以改变计数的时间间隔。

妥善确定甄别电平、道宽和计数时间间隔，可以探测不同功率的微弱光信号。

【实验内容】

- (1) 将光源的电源输出电压旋钮调至最小位置，接着开动电源；
- (2) 将光电倍增管的高压电源电压旋钮调至最小位置，接通电源，1 分钟后将输出电压调为 700V；
- (3) 接通光子计数器电源，将计数时间间隔旋钮指向一秒刻度，将甄别电平旋钮调至 30 位置，然后观察数码管的计数，若数码管指示数值为 0 或 1，很少变动，则缓慢增大道宽（向右缓慢旋转道宽旋钮），数码管上将开始出现大的暗脉冲计数，然后反过来缓慢旋转道宽旋钮，减小道宽，直到计数器的计数轮流出现 0、1 或 2 为止，此时，暗脉冲计数很小，可以忽略不计，若数码管指示的暗脉冲数很大，则缓慢减小道宽，直到数码管轮流出现 0、1 或 2 为止；
- (4) 增大光源的供电电压，数码管的计数 n 不断增大，计数值可以到达几万，然后将电源电压调整到数码管显示的平均值 \bar{n} 为 2000 左右；



(5) 改变甄别电平, 观察数码管的数值变化情况, 然后将甄别电平调回到数码管显示的平均值 \bar{n} 为 2000 左右;

(6) 改变道宽, 观察数码管的数值 n 的变化情况, 然后将道宽调回到数码管显示的平均值 \bar{n} 为 2000 左右;

(7) 进行测定 n 的分布实验, 连续实验 15min, 不断读取数码管上的瞬时值 n_i , 并作好记录, 记录的瞬时值个数应不少于 500;

(8) 增大光源供电电压, 使数码管显示的平均值 $\bar{n}=2000$ 左右, 重复步骤(7), 记下不少于 500 个瞬时值 n_i ;

(9) 关闭光子计数器电源, 将高压电源电压调至最小, 并关闭高压电源, 将光源电压调至最小, 并关闭电源。

【实验数据处理】

(1) 按实验内容(7)和(8)测得的数据画出概率分布 $P(n)$ 曲线;

(2) 将上述两条 $P(n)$ 曲线进行对比;

(3) 将上述 $P(n)$ 曲线与典型概率分布曲线进行对比。

【预习思考题】

157

[1] 为什么由持续照射的光源得到的弱光信号可以用脉冲计数的方法检测?

[2] 现代光子计数技术有何优点?

【拓展阅读】

[1] 杨应平, 胡昌奎, 胡靖华等. 光电技术. 北京: 机械工业出版社, 2014.

[2] 黄宇红. 单光子计数实验系统及其应用. 实验科学与技术, 2006(1).