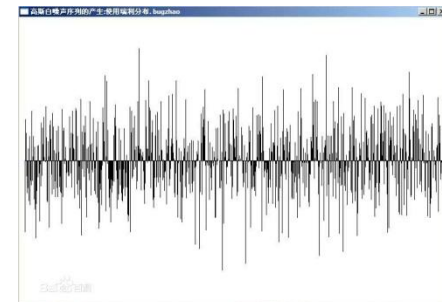




南京工业大学
NANJING TECH
UNIVERSITY

光电信息科学与工程

第6章 光电信号的变换 及检测技术



6.1.1 噪声的分类及性质

一个系统的噪声可分为来自外部的干扰噪声和内部噪声。

来自系统外部的干扰噪声，就其产生原因又可分为人为造成的和自然造成的干扰两类。

系统内部的噪声就其产生的原因也可分为人为造成和固有噪声两类。

噪声强度可采用噪声电压或噪声电流的均方值 E_n^2 、 I_n^2 表示，有时简化为 E_n^2 、 I_n^2 。而噪声电压或噪声电流的均方根值则可用 E_n 和 I_n 表示。

噪声是随机过程，噪声电压的瞬时值可取不同值 E_1 ， E_2 ，... E_i ，而对应出现的概率 $P(E_1)$ ， $P(E_2)$ ，...， $P(E_i)$ ，...，其分布规律符合高斯分布。 n 次采样的算术平均值 \bar{E} 为

$$\bar{E} = [E_1 + E_2 + \cdots + E_i + \cdots + E_n] / n \quad (6-1)$$

均方值为

$$\sigma^2 = [(E_1 - \bar{E})^2 + (E_2 - \bar{E})^2 + \cdots + (E_n - \bar{E})^2] / n \quad (6-2)$$

概率分布函数 $P(E)$ 为

$$P(E) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \frac{-(E - \bar{E})^2}{2\sigma^2} \quad (6-3)$$

用 $E=k\sigma$ 表示噪声电压概率分布区间，在给定 k 值下，噪声超过给定值的百分比如表6-1所示。

表 6-1 噪声超出给定范围的百分比

给定值 k	0.6745	1	2	3	4
超过的百分比	50	31.7	4.54	0.26	0.0064

6.1.2 主要的噪声类型

1. 电阻热噪声

当某电阻处于环境温度高于绝对零度的条件下，由于内部杂乱无章的自由电子的热运动，形成起伏变化的噪声电流。其大小与极性均在随机地变化着，且长时间的平均值等于零。常用噪声电流的均方值 I_{nT}^2 表示

$$I_{nT}^2 = \frac{4kT\Delta f}{R} \quad (6-4)$$

$$I_{nT} = \left(\frac{4kT\Delta f}{R}\right)^{1/2} \quad (6-5)$$

对应该电阻两端产生的噪声电压均方值为

$$E_{nT}^2 = I_{nT}^2 R^2 = 4kTR\Delta f \quad (6-6)$$

$$E_{nT} = (4kTR\Delta f)^{1/2} \quad (6-7)$$

式中 R ——所讨论元件的电阻值；
 k ——玻尔兹曼常数；
 T ——电阻所处环境的绝对温度；
 Δf ——所用测量系统的频带宽度。

图6-1给出了噪声电流瞬时值 i_{nT} 随时间无规则变化的情况，它总是围绕在横轴上下，其平均值趋于零。

具有热噪声的电阻 R 的等效电路可以有两种形式，如图6-2所示。一种是等效为电流源 I_n 与理想无噪声电阻 R 的并联；另一种等效为电压源 E_n 与理想无噪声电阻 R 的串联。

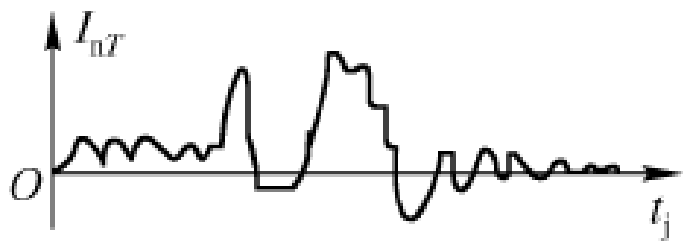


图6-1 电阻噪声

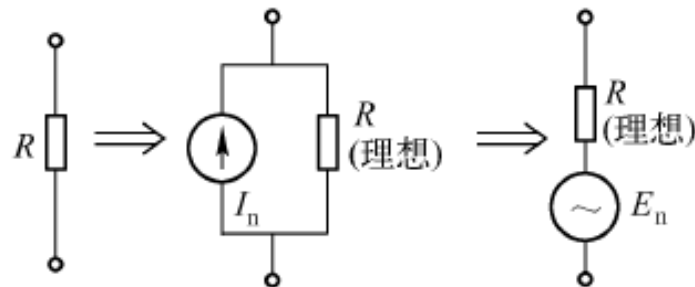


图6-2 电阻热噪声的等效电路

2. 散弹噪声

又称散粒噪声。元器件中有直流电流通过时，直流电流值只表征其平均值，而微观的随机起伏形成散弹噪声，并叠加在直流电平上。图6-3所示为在直流电流 I_{DC} 上附加了瞬时电流变化。

散弹噪声的电流均方值为

$$I_{nsh}^2 = 2qI_{DC}\Delta f \quad (6-8)$$

式中： q 为电子电荷； I_{DC} 为流过电流的直流分量。

在光电器件中，光电流的直流分量 I_p 也同样引起散弹噪声，即

$$I_{np}^2 = 2qI_p\Delta f \quad (6-9)$$

从噪声表达式中可见散弹噪声与电路频率无关，因此它也是一种白噪声。

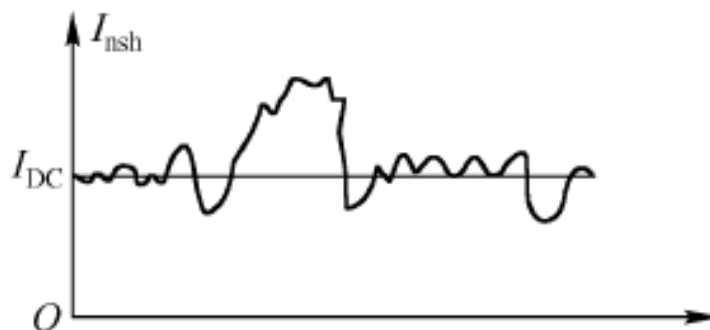


图6-3 散弹噪声的顺势变化

3. $\frac{1}{f}$ 噪声

又称闪烁噪声，它也是元器件中的一种基本噪声，通常是由元器件中存在局部缺陷或有微量杂质所引起的。在探测器、电阻、晶体管及电子管中均有这类噪声。

$\frac{1}{f}$ 噪声有以下经验公式：

$$I_n^2 = \frac{k_1 I^\alpha \Delta f}{f^\beta} \quad (6-10)$$

式中： k_1 ——与元件有关的参数；

α ——与流过元器件电流有关的常数，通常取 $\alpha=2$

β ——与元器件材料性质有关的系数，约在0.8~1.3之间，常取 $\beta=1$ 。

式（6-10）可以改写为

$$I_n^2 = \frac{k_1 I^2 \Delta f}{f} \quad (6-11)$$

可知噪声的电流均方值与电路频率 f 成反比，所以称之为噪声，它不为白噪声，噪声功率谱集中在低频，有时又称其为低频噪声。

4. 产生-复合噪声($g-r$ 噪声)

光电导探测器因光(或热)激发产生载流子和载流子复合(或寿命)这两个随机性过程,引起电流的随机起伏形成产生-复合噪声。该噪声的电流均方值为

$$I_n^2 = \frac{4qI(\tau/\tau_c)\Delta f}{1+4\pi^2 f^2 \tau^2} \quad (6-12)$$

式中 I ——流过光电导器件的平均电流;

τ ——载流子的平均寿命;

τ_e ——载流子在光电导器件两电极间的平均漂移时间;

F ——测量电路的带宽。

由式(6-12)可知,产生-复合噪声与频率 f 有关,属于非白噪声。但在相对低频的条件下,即 $4\pi^2 f^2 \tau^2 \leq 1$ 时,公式可简化为

$$I_n^2 = 4qI(\tau/\tau_c)\Delta f \quad (6-13)$$

该式与散弹噪声表达式相类似,可认为是近似的白噪声。有时把 $\tau/\tau_e = G$ 叫作光电导器件的内增益,上式又可写成 $I_n^2 = 4qIG\Delta f$ 。

5. 温度噪声

这是热敏器件因其温度起伏所引起的噪声，该噪声用温度起伏的均方值表示

$$\Delta T_n^2 = \frac{4kT^2\Delta f}{G_Q(1 + w^2\tau^2)} \quad (6-14)$$

式中 k —波尔兹曼常数；
 T —热敏器件的绝对温度；
 G_Q —器件的热导。

6. 背景辐射的光子噪声

探测器在接收目标辐射的同时，也接收到目标以外其它物体的辐射，这些辐射也是一种不连续的起伏过程。这种因背景辐射起伏引起探测器产生的噪声叫做背景辐射的光子噪声。

6.1.3 噪声等效参量

1. 等效噪声带宽

等效噪声带宽是噪声量的一种等效表示形式，可定义为

$$\Delta f = \frac{1}{A_p} \int_0^{\infty} A_p(f) D(f) df \quad (6-15)$$

式中， Δf 为等效噪声带宽； $A_p(f)$ 为放大器或网络的相对功率增益，是频率 f 的函数； A_p 为放大器或网络功率增益的最大值； $D(f)$ 为等效于网络输入端的归一化噪声功率谱。

对于白噪声的情况，即 $D(f) = 1$ ，则有

$$\Delta f = \frac{1}{A_p} \int_0^{\infty} A_p(f) D(f) df \quad (6-16)$$

当网络的频率响应为带通型时，如图6-4，式（5-16）可以改为

$$A_p \Delta f = \int_0^{\infty} A_p(f) df \quad (6-17)$$

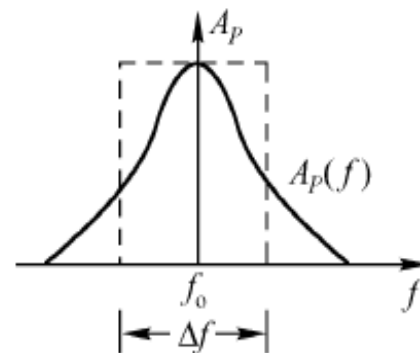


图6-4 带通型网络中等效带宽的物理意义

系统的等效噪声带宽还可以用调制传递函数 $H_e(f)$ 来表示

$$\Delta f = \int_0^{\infty} D(f) H_e^2(f) df \quad (6-18)$$

对于白噪声来说 $D(f)=1$ ，所以有

$$\Delta f = \int_0^{\infty} H_e^2(f) df$$

对于一个电压放大电路有

$$H_e(f) = A_v(f) / A_v$$

式中， $A_v(f)$ 电路电压放大倍数的频率响应； A_v 中心频率或零频时的电压放大倍数。

于是有

$$\begin{aligned} \Delta f &= \int_0^{\infty} [A_v(f) / A_v]^2 df \\ &= \frac{1}{A_v^2} \int_0^{\infty} A_v^2(f) df \end{aligned} \quad (6-19)$$

该式与式(6-16)具有相同的含意。

设有一低通型电压放大器如图6-5所示，它由电压放大倍数 $A_V=50$ 的放大器与 RC 低通滤波器组成，其放大倍数的频率响应为

$$A_V(f) = A_V / (1 + j\omega CR)$$

该复数的模 $A_V(f)$ 为

$$A_V(f) = \frac{A_V}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}}$$

所以

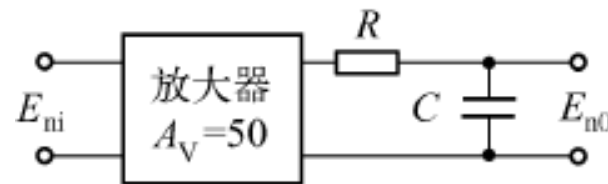


图6-5 低频放大器

$$\begin{aligned} \Delta f &= \frac{1}{A_V^2} \int_0^\infty A_V^2(f) df = \frac{1}{2500} \int_0^\infty \frac{2500}{1 + (\omega CR)^2} df \\ &= \int_0^\infty \frac{df}{1 + (\omega CR)^2} = \frac{1}{2\pi CR} \int_0^\infty \frac{d(\omega CR)}{1 + (\omega CR)^2} \\ &= \frac{1}{2\pi CR} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2} f_H \end{aligned} \quad (6-20)$$

式中， $f_H = \frac{1}{2\pi CR}$ 为低通放大器的三分贝频率。

2. 等效噪声电阻

各种噪声可能不属于同一起因与类型，但是为了计算和分析的方便，可以用一个电阻的热噪声来等效，这个电阻就叫作等效噪声电阻。

如图6-6所示的典型放大器，其噪声可由三部分组成，即输入电阻 R_i 的热噪声；放大器噪声和负载电阻 R_L 的噪声。

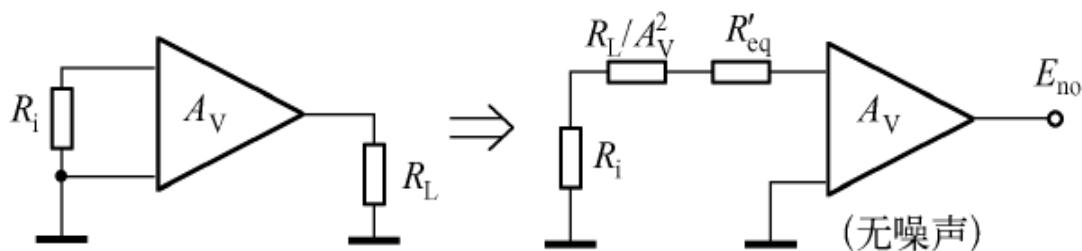


图6-6 放大器等效噪声电阻

用电阻的热噪声 R'_{eq} 来等效放大器的噪声，负载电阻 R_L 的热噪声为 $E_{nL0}^2 = 4kTR_L\Delta f$ ，等效到输入端为 $E_{nL0}^2 = 4kT(R_L/A_V^2)\Delta f$ ，对应等效电阻为 R_L/A_V^2 。所以总等效电阻为 $R_{eq} = R_i + R'_{eq} + R_L/A_V^2$ (6-21)

对应总输入噪声为 $E_{ni}^2 = 4kTR_{eq}\Delta f = 4kT(R_i + R'_{eq} + R_L/A_V^2)\Delta f$

对应总输出噪声为 $E_{no}^2 = 4kT(R_i + R'_{eq} + R_L/A_V^2)\Delta f A_V^2$ (6-22)

3. 等效噪声温度

这是一种将各噪声等效为放大器输入源电阻因等效升温而附加热噪声的方法。如图6-7所示， R_i 为源电阻，用 R_i 的热噪声表示输入源的噪声

$$E_{nT}^2 = 4kT_0R_s\Delta f$$

式中， T_0 为参考温度(工作室温)。

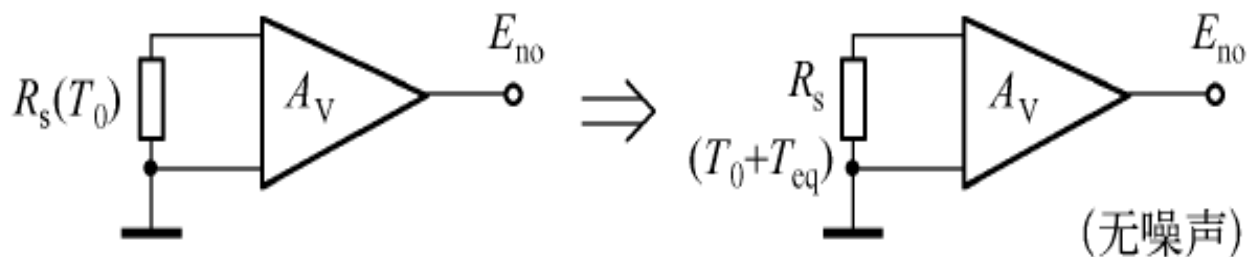


图6-7 放大器等效噪声温度

假设放大器的噪声也等效到电阻 R_s 上, 相当于附加一个温差 T_{eq} 在 R_s 产生的热噪声, 把 T_{eq} 叫作等效噪声温度。于是等效在输入端的总噪声为

$$\begin{aligned} E_{ni}^2 &= 4kT_0 R_s \Delta f + 4kT_{eq} R_s \Delta f \\ &= 4k(T_0 + T_{eq}) R_s \Delta f \end{aligned} \quad (6-23)$$

对应输出端的总噪声为

$$E_{no}^2 = 4k(T_0 + T_{eq}) R_s \Delta f \quad (6-24)$$

如把放大器噪声等效为等效噪声电阻 R_q 的热噪声

$$4kT_0 R_{eq} \Delta f = 4kT_{eq} R_s \Delta f$$

所以

$$T_0 R_{eq} = T_{eq} R_s$$

或

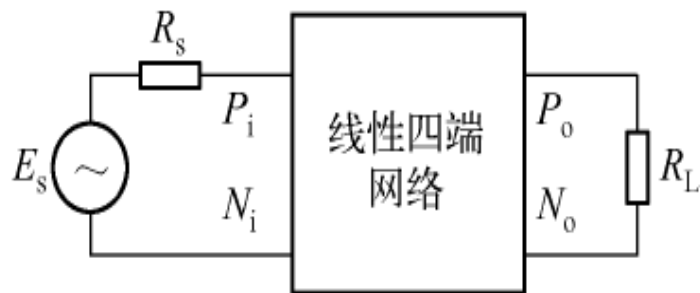
$$R_{eq} / R_s = T_{eq} / T_0 \quad (6-25)$$

6.1.4 前置放大器的噪声

1. 噪声系数(F)

图6-8所示为线性四端网络原理图。图中 R_s 是信号源内阻； E_s 是信号源电动势； R_L 是输出负载； P_i ， P_o 分别是输入、输出的信号功率； N_i 是加到输入端的噪声功率； N_o 是输出端的总噪声功率；于是噪声系数可定义为

$$F = \frac{P_i / N_i}{P_o / N_o} \quad (6-26)$$



下面对其有关特性进行讨论：

图6-8 线性四端网络

(1)对于理想无噪声的网络有 $P_o / N_o = P_i / N_i$ ，即 $F=1$ 。当网络存在噪声时， $P_o / N_o > P_i / N_i$ ，即 $F > 1$ ，所以网络的噪声系数 $F \gg 1$ 。

(2)噪声系数常用其分贝数 F_{dB} 来表示

$$F_{dB} = 10 \lg F = 10 \lg \frac{P_i / N_i}{P_o / N_o} \quad (6-28)$$

(3)将网络功率增益 A_P 引入上式，并设 M 经网络后输出噪声为 $N_{io}=A_P N_i$ ，则有

$$F = \frac{P_i N_o}{P_o N_i} = \frac{N_o}{A_P N_i} = \frac{N_o}{N_{io}} \quad (6-29)$$

所以，噪声系数又可定义为有噪声网络与无噪声网络输出噪声功率之比。

(4)用噪声等效温度 T_{eq} 表示网络内部引起的噪声，则等效输入噪声功率为

$$4kT_{eq}R_i\Delta f = 4kT_0T_{eq}R_i\Delta f / T_0 = N_i(T_{eq} / T_0)$$

经网络对应输出的噪声功率为 $N_n = (T_{eq} / T_o) / N_i A_P$

则有

$$F = (1 + T_{eq} / T_o) \quad (6-30)$$

$$T_{eq} = (F - 1) T_o \quad (6-31)$$

2. 半导体三极管的噪声系数

半导体三极管的噪声主要包括散弹噪声、分配噪声、热噪声和 $1/f$ (闪烁)噪声。在等效电路的分析中、除 $1/f$ 噪声外可把其它噪声等效为输入端的两个噪声源，如图6-9所示。

在所考虑的频带范围内，如果噪声频谱是均匀的，那么以输入端等效参数所表示的三极管噪声系数为

$$F = 1 + \frac{E_n^2 + I_n^2 (R_s + r_{bb'})^2}{E_{ns}^2} \quad (6-32)$$

式中， $E_{ns}^2 = 4kT_n R \Delta f$ 是 R_i 热噪声的均方值。

如果忽略体电阻 $r_{bb'}$ 则 $F = 1 + \frac{(E_n^2 + I_n^2 R_s^2)}{E_{ns}^2}$ ，需要讨论在什么条件下噪声系数最小，即求 $dF / dR_s = 0$ 的条件。经微分计算并整理则有

$$R_s = R_{copt} \approx E_n / I_n \quad (6-33)$$

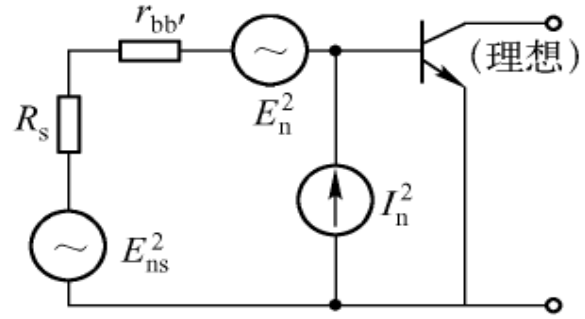


图6-9 三极管噪声等效电路

半导体三极管放大器的噪声也可用等效噪声电阻表示，如图6-10所示。噪声系数的定义式为

$$F = 1 + \frac{E_{neq}^2}{E_{ns}^2} = 1 + \frac{R_{eq}}{R_s} \quad (6-34)$$

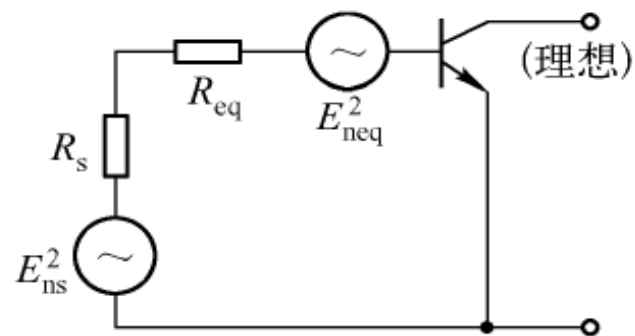


图6-10 三极管噪声等效电阻

通过对半导体三极管特性的进一步分析，还可以得到以下三个对电路设计有意义的结论：

(1) 半导体三极管的噪声系数与工作频率 f 间的关系如图6-11所示。

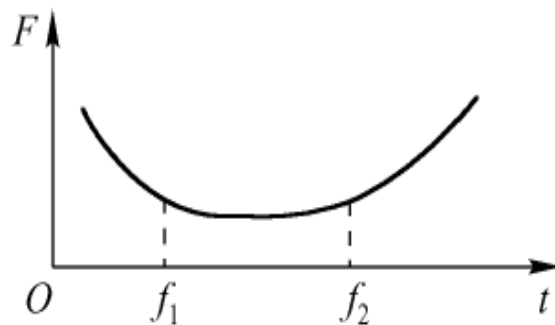


图6-11 三极管噪声系数的频率特性

(2) 噪声系数与源电阻 R_s 的关系如图6-12所示。该曲线有极小值存在，即 $R_s=R_{\text{copt}}$ 时，噪声系数最小。

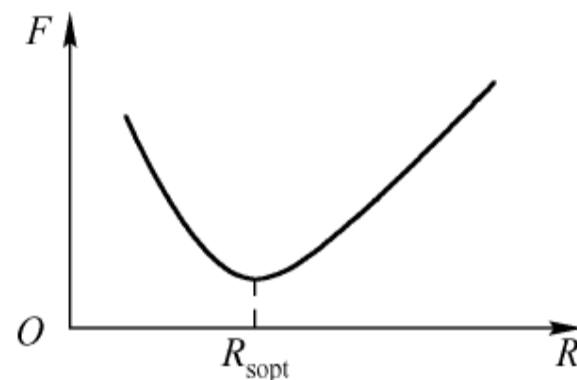


图6-12 三极管噪声系数与源电阻的关系

(3) 噪声系数与三极管工作点电流的关系如图6-13所示。有最小值存在，对应最佳工作点或最佳工作电流 $I_{\text{CQ}}=I_{\text{copt}}$ ，其值约为 1mA 。设计三极管集电极工作点电流，应取在最佳值 I_{copt} 附近。

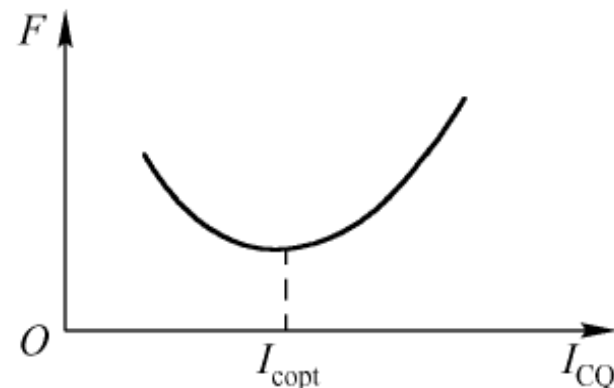


图6-12 三极管噪声系数与其工作点电流的关系

3. 场效应管的噪声系数

场效应管的沟道热噪声等效至输入端的电压均方值为

$$E_n^2 = 4kTR_n\Delta f \quad (6-35)$$

式中， R_n 为场效应管的等效噪声电阻， $R_n \approx (0.2 \sim 0.8) / g_m$ ； g_m 为场效应管的跨导。

而栅流产生的散弹噪声等效至输入端的电流均方值可表示为

$$I_n^2 = 2qI_g\Delta f \quad (6-36)$$

式中， I_g 为场效应管的栅极电流。

与半导体三极管相类似，场效应管的噪声系数可用下式表示

$$F \approx 1 + \frac{E_n^2}{E_{ns}^2} = 1 + \frac{R_n}{R_s} \quad (6-37)$$

场效应管噪声系数与工作频率的关系与三极管的特性相似。
 $f < f_1$ 时，主要是 $1/f$ 噪声， $f > f_2$ 时，主要是栅极感应噪声； $f_1 < f < f_2$ 时，主要是白噪声性质的沟道热噪声。

场效应管的噪声系数与源电阻 R_s 的关系与三极管不同，如图6-14中实线所示。

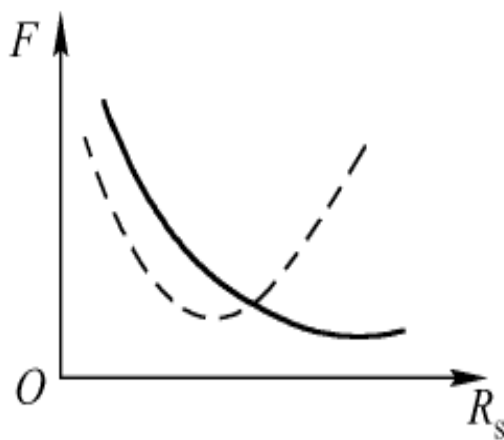


图6-14 场效应管噪声系数与源电阻的关系

4. 多级放大器的噪声系数

放大器可以由单级或多级组成，由半导体三极管或场效应管组成的单级放大器可视为一个有源四端网络。由单级联合构成多级放大器，可把级间器件视为一个无源四端网络。多级放大器可视为有源和无源四端网络的组合。图6-15所示为两个有源四端网络的串联，有关参量表示在图中。按照定义该系统的总噪声系数为 $F = N_o / (N_i \cdot A_p)$ 而 $A_p = A_{p1} \cdot A_{p2}$ 于是有

$$N_o = N_i A_{p1} \cdot A_{p2} + N_{n1} \cdot A_{p2} + N_{n2}$$

$$N_{n1} = (F_1 - 1) A_{p1} N_i$$

$$N_{n2} = (F_2 - 1) A_{p2} N_i$$

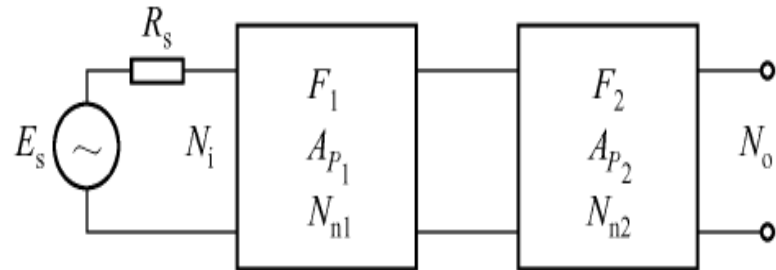


图6-15 两有源四端网络的串联

所以

$$\begin{aligned} N_o &= N_i A_{p1} \cdot A_{p2} + (F_1 - 1) A_{p1} \cdot A_{p2} + (F_2 - 1) A_{p2} \\ F &= N_o / (N_i A_{p1} A_{p2}) = 1 + (F_1 - 1) + (F_2 - 1) / A_{p1} \\ &= F_1 + (F_2 - 1) / A_{p1} \end{aligned} \quad (6-38)$$

按式(6-38)的关系，采用相同的方法可获得 n 级串联四端网络的噪声系数关系。

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{P_1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{P_1} A_{P_2}} + \cdots + \frac{F_n - 1}{A_{P_1} A_{P_2} \cdots A_{P_{(n-1)}}} \quad (6-39)$$

6.2 前置放大器

通常在选定探测器和相应的偏置电路以后就可知所获信号和噪声的大小。用恒压信号源或恒流信号源来等效探测器和偏置电路的输出信号,如图6-16所示。同时用源电阻的热噪声来等效探测器和偏置电路的总噪声 $E_{ns}^2 = 4kT_n R_s \Delta f$, 用最小噪声系数原则设计前置放大器。

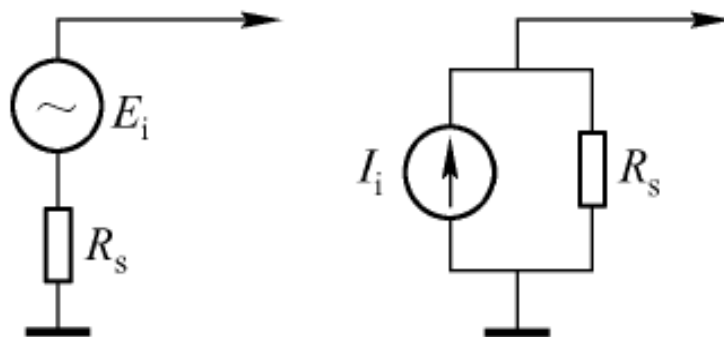


图6-16 探测器与偏置电路的等效

1. 前置放大器设计的大致步骤

(1) 测试或计算光电探测器及偏置电路的源电阻 R_s ;

(2) 从噪声匹配原则出发, 选择前置放大器第一级的管型, 选择原则如图6-17所示。

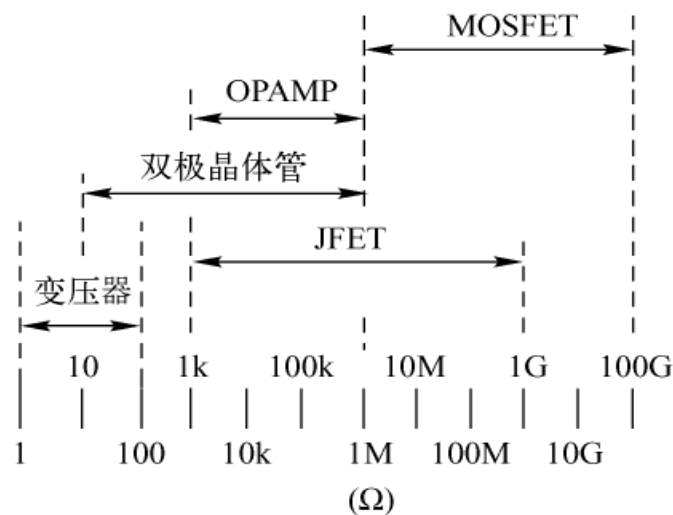


图6-17 选用第一级放大器件的准则

(3) 在管型选定后, 第一, 二级应采用噪声尽可能低的器件, 按照最佳源电阻的原则来确定管子的工作点, 并进行工作频率, 带宽等参量的计算及选择。

2. 放大器设计中频率及带宽的确定

(1) 根据所采用的光电探测器的噪声谱和选定放大器的典型噪声谱，确定工作(调制)频率。典型探测器的噪声谱如图6-18所示。

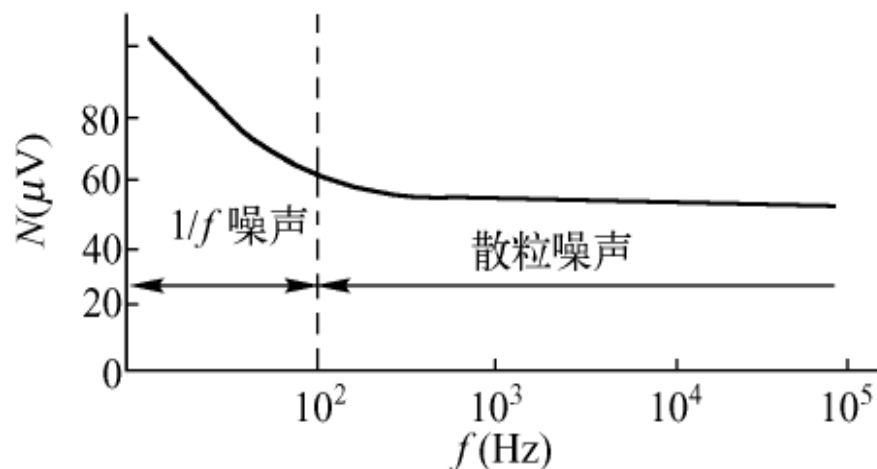


图6-18 典型探测器的噪声谱

(2) 光电检测系统中按照白噪声的特点，工作频率选定后，应尽可能减小电路的频带宽度。

(3) 当信号频率在一定范围内变化，不能选用固定频率的窄带滤波方式工作时，除确定必要的窄带外，可采用设计选通积分器的方法来抑制噪声。

(4) 在某些系统如脉冲系统中，为保持信号的波形，必须采用频带宽度较宽的处理电路。图6-19说明了所需保持波形和电路3dB带宽 Δf 之间的关系。

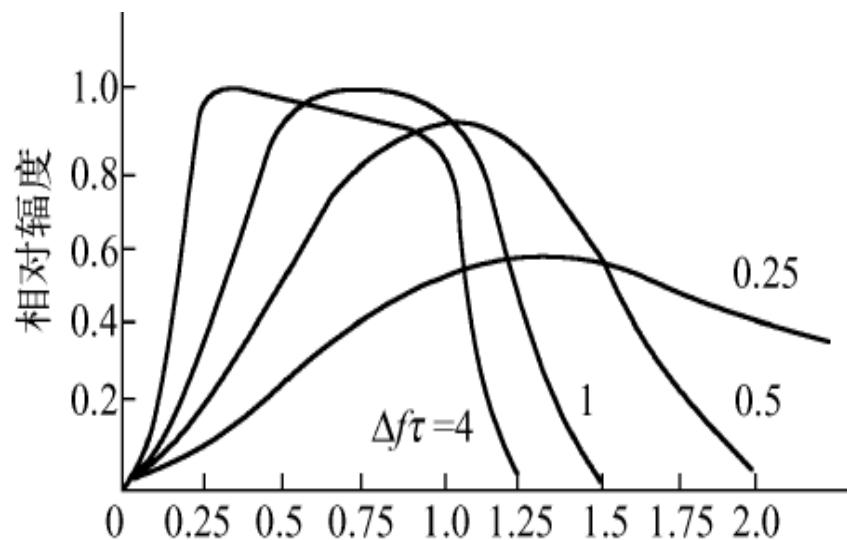


图6-19 带宽对矩形脉冲波形和复制的影响

3. 放大器设计中的其它考虑

(1) 按最小噪声系数原则设计前置放大器时，为减少后面各放大级噪声对总噪声的影响，其电压放大倍数 A_{V1} 不应小于10倍，从而使 $F \approx F_1$ 。当然过高的前置放大器放大倍数没有必要，且不易实现。

(2) 采用多级级联放大器时，总放大倍数 A_V 可分配到各级中， $A_V = A_{V1} A_{V2} \cdots A_{Vn}$ 。

(3) 级间加入不同型式的负反馈电路，可以起到提高电路的稳定性，调整输入阻抗、调整放大倍数和改变带宽等作用。

(4) 大部分光电检测系统要求有好的线性度和宽的动态范围，在电路设计中应予考虑。

(5) 完成电路设计前应验证设计是否满足噪声系数、电压放大倍数、频带宽度、稳定性、阻抗匹配、线性度、动态范围等要求。如不满足则应反复修正。

4. 前置放大器的实例

图6-20所示为光电导探测器电路中的前置放大器电路图。它具有良好的线性度，电路是由 $\mu\text{A} 702\text{A}$ 和 $\mu\text{A} 716$ 两个集成器件构成。

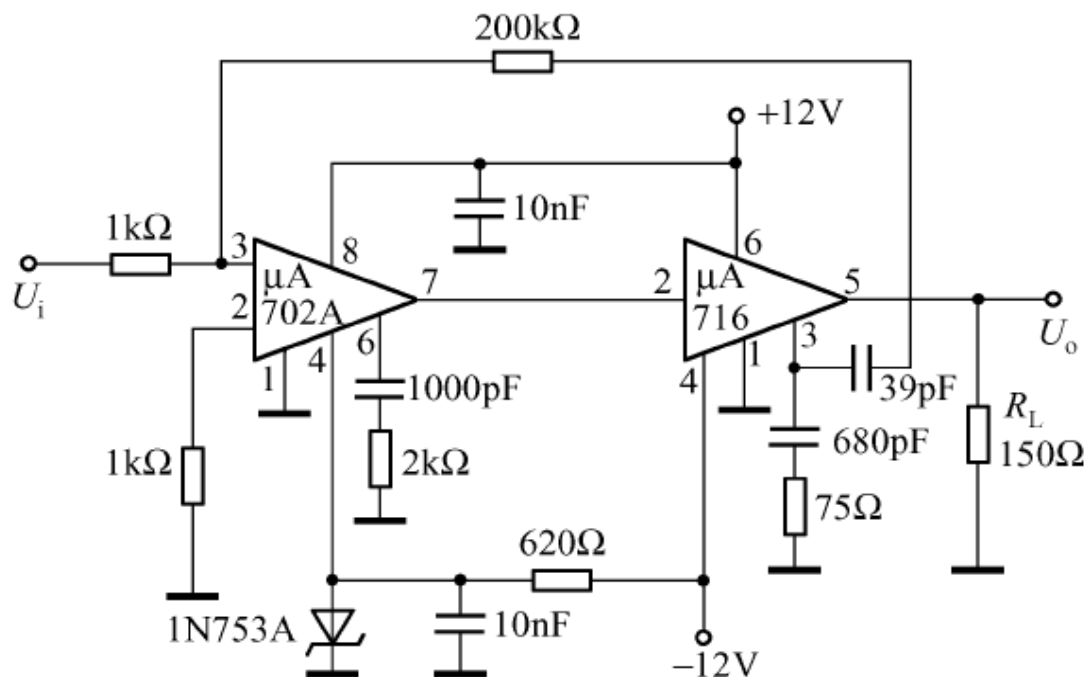


图6-20 前置放大器电路实例

当探测器与前置放大器之间的阻抗不匹配时、可采用射极跟随器进行耦合。图6-21所示为一种实用的射极跟随器电路图。它是由两个三极管组成，能使高输出阻抗的光电探测器与相对低输入阻抗的前置放大器之间得以匹配。

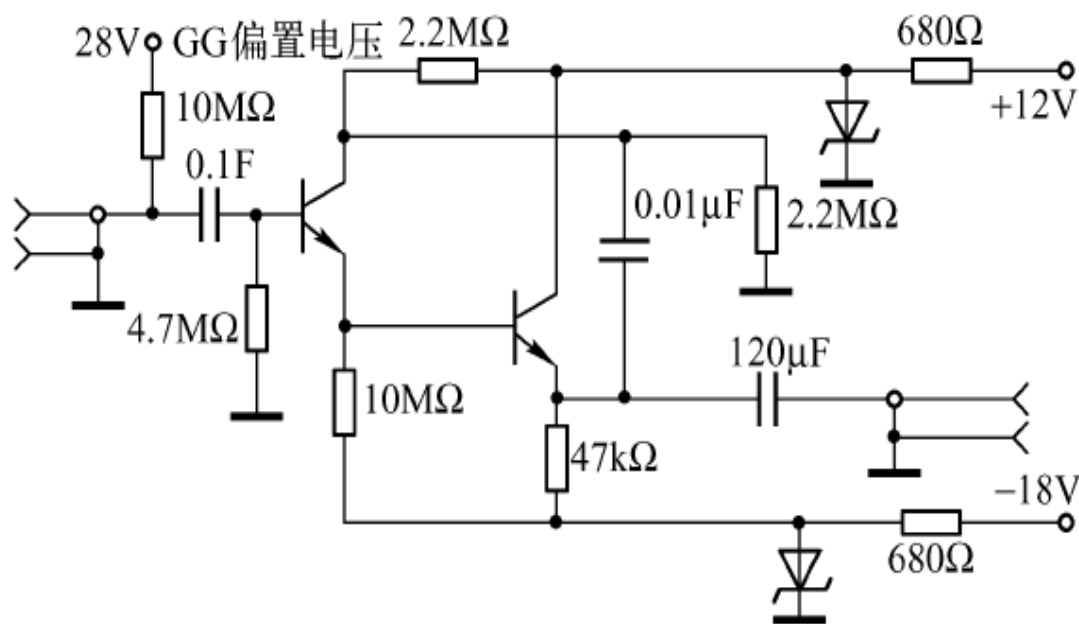


图6-21 射极跟随器电路实例

当输入信号的幅度变化很大，为使信号不超出系统的动态范围，则要采用高输入获得低增益，低输入获得高增益的电路处理。该功能可用对数型增益的前置放大器完成。图6-22所示为对数型增益的前置放大器电路图，三极管 Q_1 起二极管作用，提供对数关系特性。

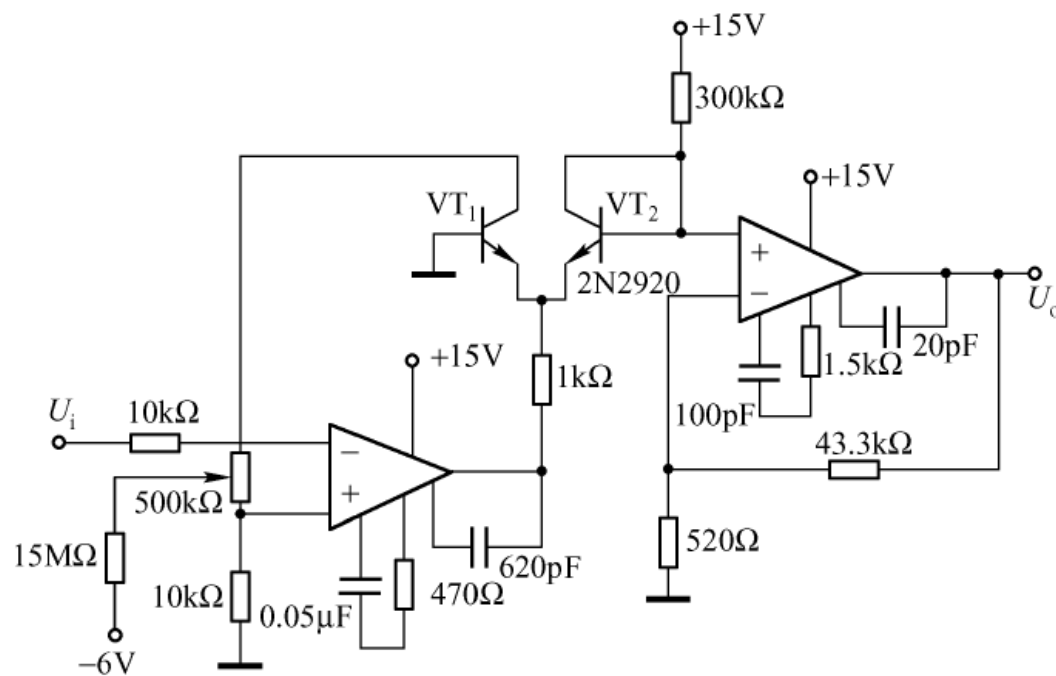


图6-22 对数型前置放大器实例

6.3 常用电路介绍

本节包括以下几部分内容：

6.3.1 选频放大器

6.3.2 相敏检波器(相敏整流器、相敏解调器)

6.3.3 相位检测器（鉴相器）

6.3.4 鉴频器

6.3.5 脉冲宽度鉴别器

6.3.6 积分微分运算器

6.3.7 锁相环及锁相放大器

6.3.1 选频放大器

在检测系统中，为突出信号和抑制噪声，常采用选频放大器。将放大器的选放频率与光电信号的调制频率一致，同时限制带宽，使所选频率间隔外的噪声尽可能滤除，达到提高信噪比的目的。一类选频放大器是利用**LC**振荡电路，通过谐振的方式对所需频率的信号直接进行放大输出。放大电路中接有**LC**并联的谐振回路，如图6-23所示，最后用变压器输出。它适用于较高频率的选频电路。

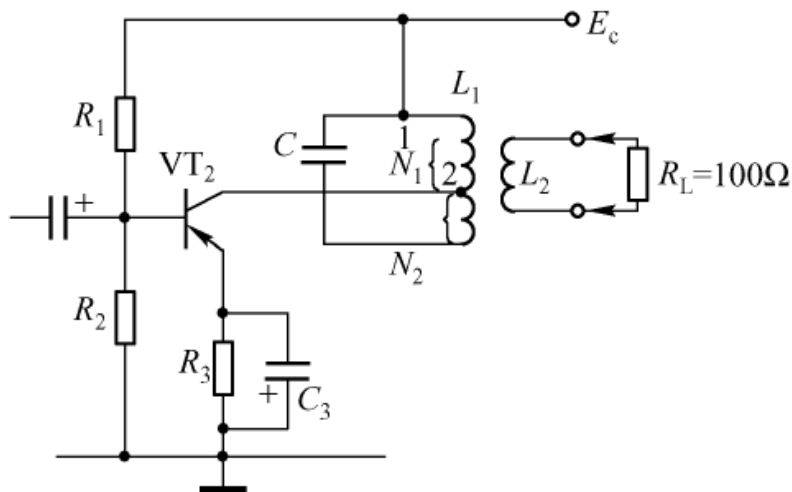


图6-23 LC振荡选频放大电路

图6-24所示为适用于低频的选频放大器实用电路。电路也采用 LC 谐振回路实现选频功能，并以电容耦合输出。

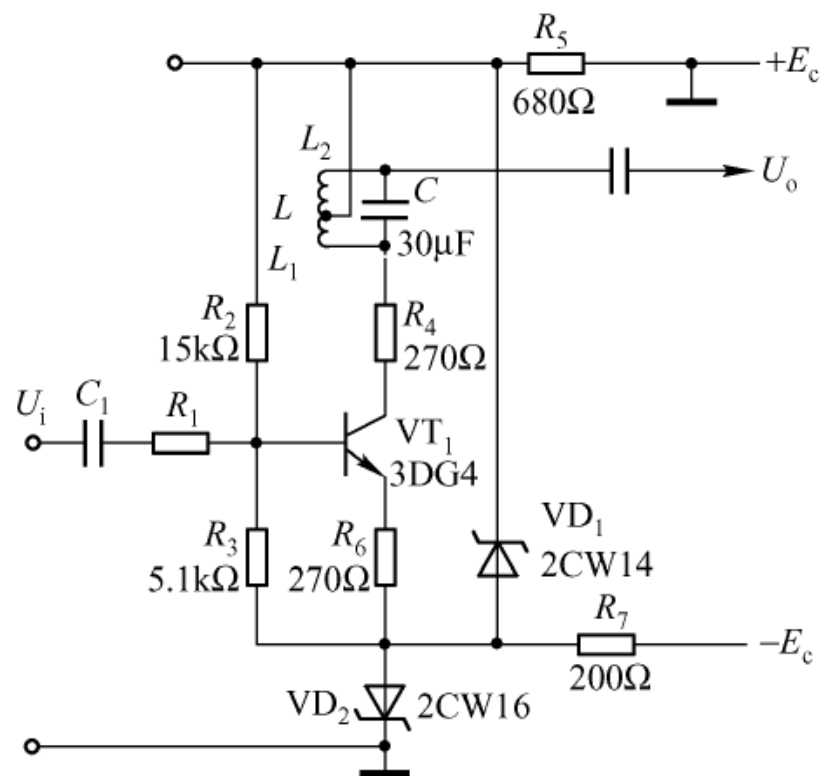


图6-24 低频选频放大器

另一种类型的选频放大器是利用 RC 振荡回路的选频特性，并把该振荡回路作为放大器约的反馈网络而构成，该放大器中最电典型的是带有“双 TRC 反馈网络”的放大电路。双 TRC 网路及其频率特性如图6-25所示。

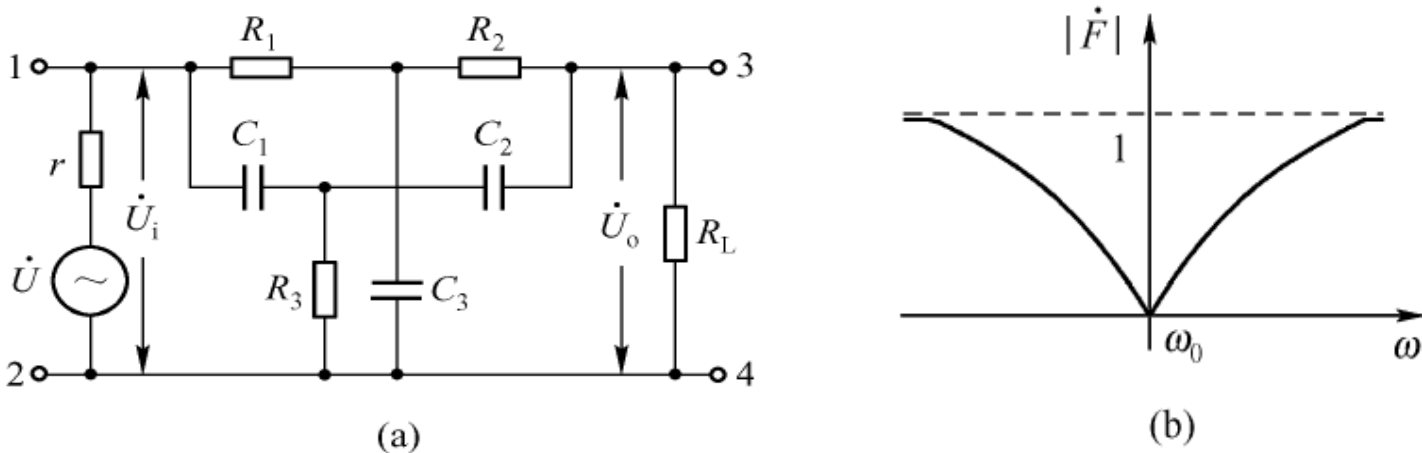


图6-25 双T网络及其频率特性

上述网络特性的形成条件为

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2} C_3 \quad (6-40)$$

$$R_1 = R_2 = 2R_3 \quad (6-41)$$

$$f_0 = \omega_0 / 2\pi = 1 / 2\pi R_1 C_1 \quad (6-42)$$

该网络不同于 LC 谐振回路那样做作为放大器的输出端。而是作为放大器的负反馈电路，以构成性能良好的选频放大器。这里放大器可采用多种元、器件，如半导体三极管、场效应管、集成电路等。图6-26所示电路采用了集成电路，带有双T负反馈网络的选频放大器。通过微调 R_3 可使所选频率更加准确，并使电路工作更加稳定。

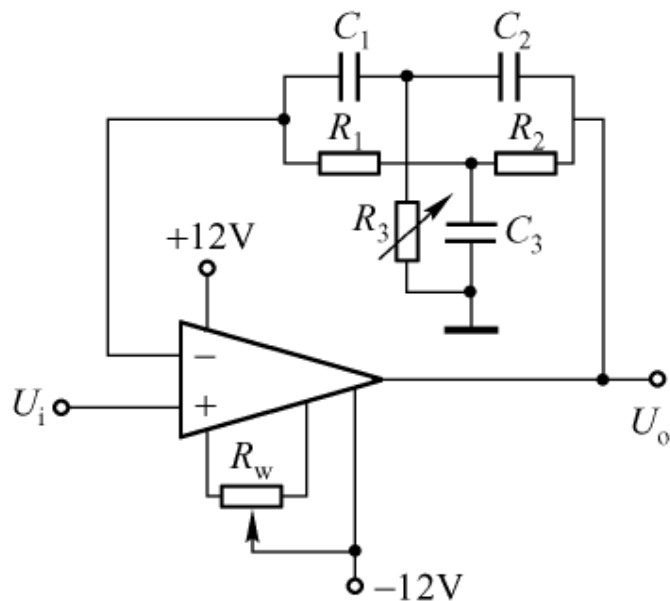


图6-26 双T负反馈网络的选频放大器

6.3.2 相敏检波器(相敏整流器、相敏解调器)

相敏检波器的工作原理如图6-27所示。它是由模拟乘法器和低通滤波器构成。

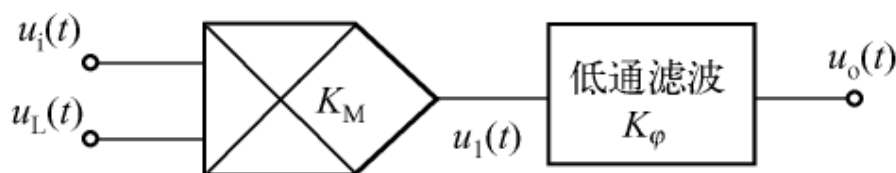


图6-27 相敏检波器方框图

图中 $u_i(t) = u(t) \cos \omega t$ 为振幅调制信号，即待测的振幅缓慢变化的信号。乘法器另一输入 $u_L(t) = u_L \cos(\omega t + \varphi)$ 是本机振荡或参考振荡信号，乘法器的输出信号为

$$\begin{aligned} u_1(t) &= K m_u(t) \cos \omega t \cdot u_L \cos(\omega t + \varphi) \\ &= \frac{1}{2} K M_u(t) u_L [\cos \varphi + \cos(2\omega t + \varphi)] \end{aligned} \quad (6-43)$$

低通滤波器滤去高频 2ω 的分量，其输出量为

$$u_0(t) = \frac{1}{2} K_{M_u}(t) u_L [\cos \varphi + \cos(2\omega t + \varphi)] \quad (6-44)$$

式中， K_φ 为低通滤波器的传输系数。

相敏检波器在检测待测信号大小的同时，能检测出待测信号的正负或方向。例如在检测某辐射目标的辐射量与黑体辐射量相比较时，检测信号的大小表示了两辐射量的差值，差值的正负表示那一个辐射量大。可通过图6-28所示相敏检波器电路简图加以说明。图中3140为集成器件， K_1 和 K_2 为电子开关，高电平时开关闭合，低电平时开关断开。 F 为反相器。

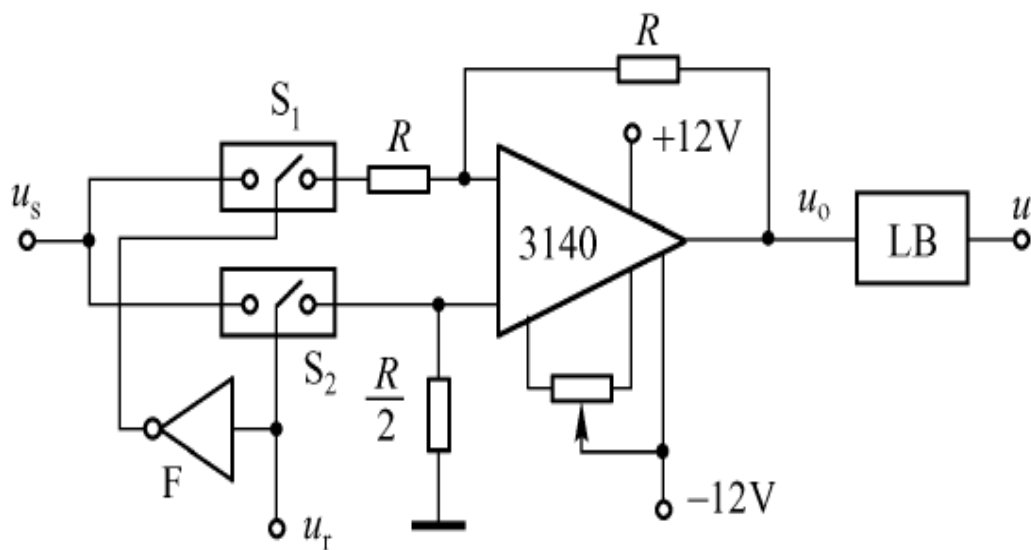


图6-28 相敏检波原理电路

待测信号 u_s 由信号输入端引入，与待测目标信号同频同相的参考信号 u_r 由参考输入端引入。为说明其原理及信号输出的情况，参见图6-29所示的波形。

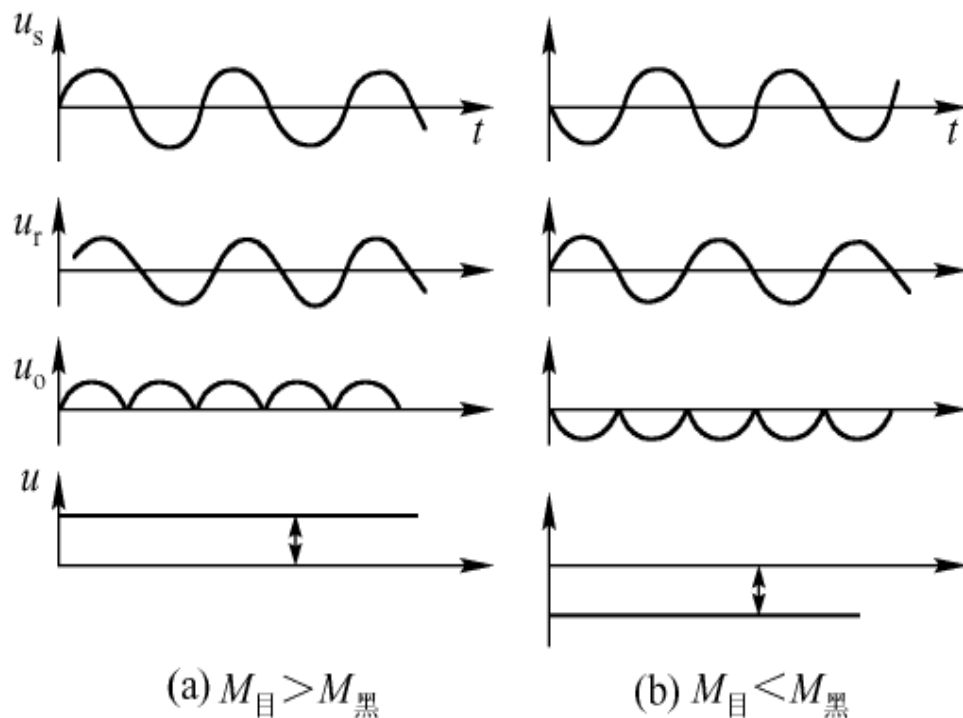


图6-29 不同条件下各环节波形图

6.3.3 相位检测器（鉴相器）

如图6-30所示的相位检测器的相位范围为 $\pm 180^\circ$ ，且输出电压与相位差成线性关系。对应各环节的波形如图6-31所示。

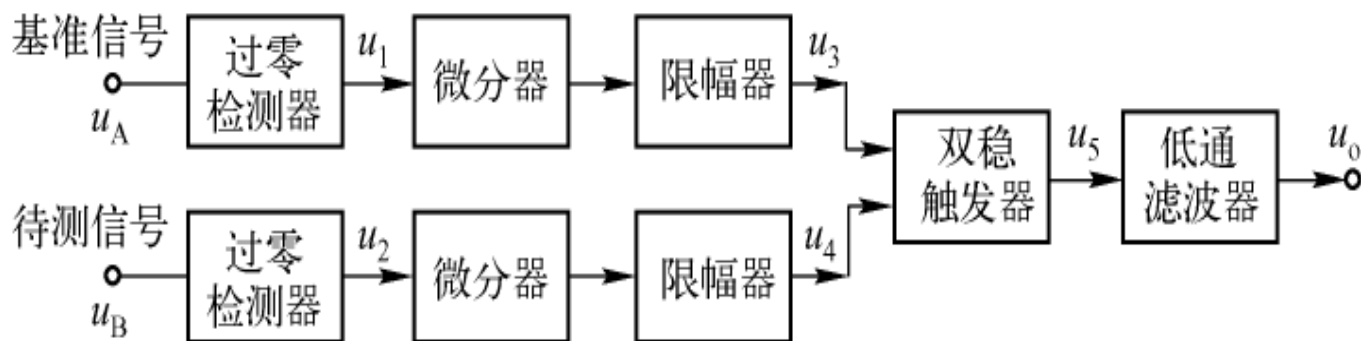


图6-30 相位检测器框图

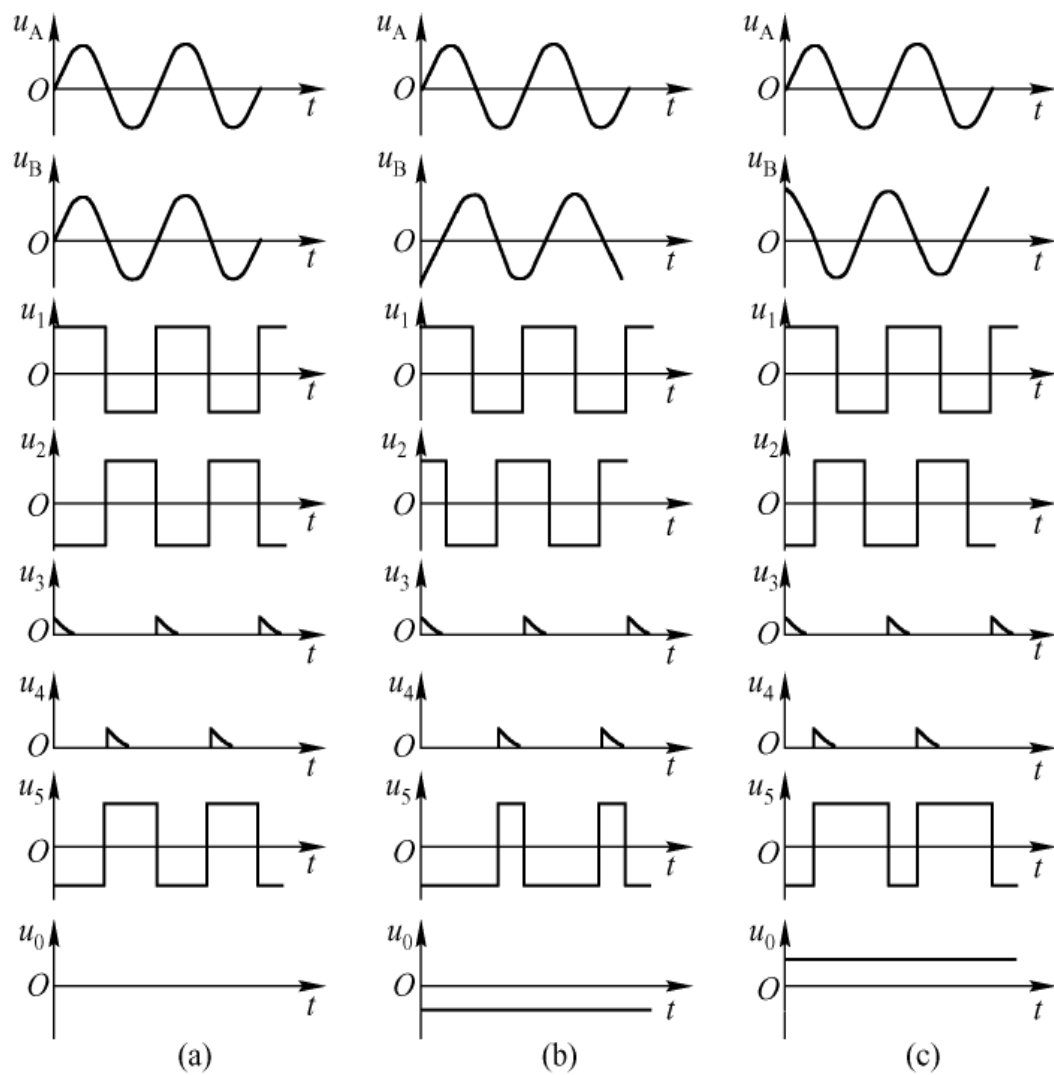


图6-31 相位检测器各环节的波形

一种相位检测电路如图6-32所示。输出电压 u_5 的平均值 u_0 为

$$u_0 = (\phi_B - \phi_A)u_z / 180^\circ \quad (6-45)$$

式中, ϕ_B , ϕ_A 为待测信号和基准信号的相位; u_z 两信号相位相差 180° 时的电压输出值。

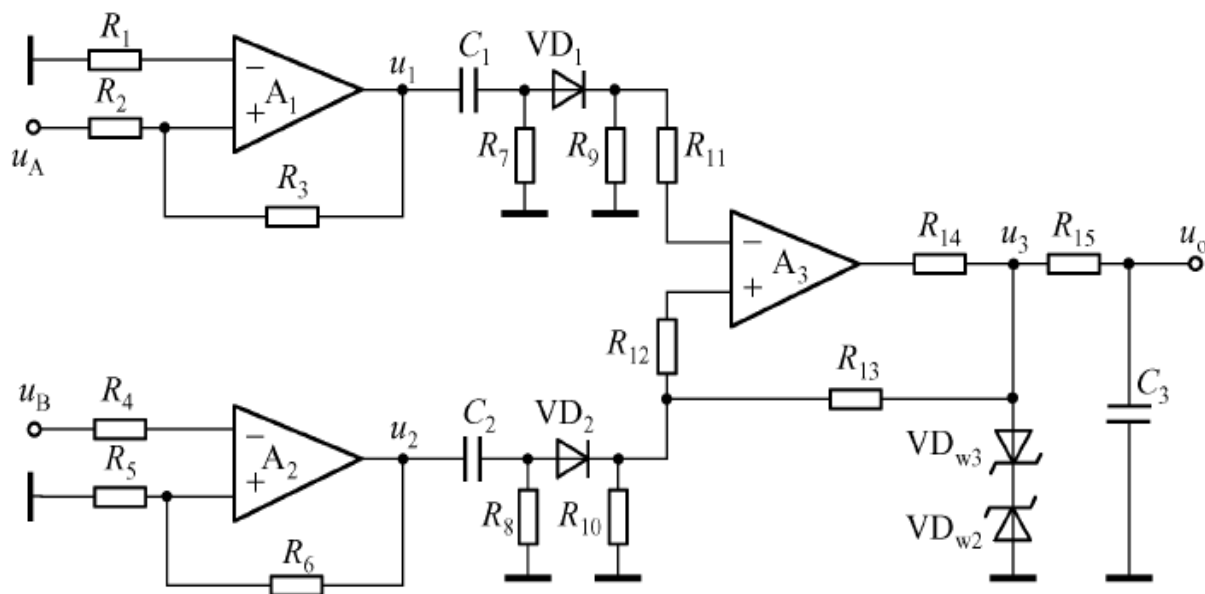


图6-32 相位检测器电路

6.3.4 鉴频器

鉴频器的种类很多，这里介绍时间平均值鉴频器。电路中不采用谐振回路，因此不存在元件老化而产生的调谐漂移，可长期连续工作。该鉴频器的原理如图6-33所示。它由四部分组成。其工作波形如图6-34所示，图中给出了两个不同频率调频波的有关波形，以便比较。

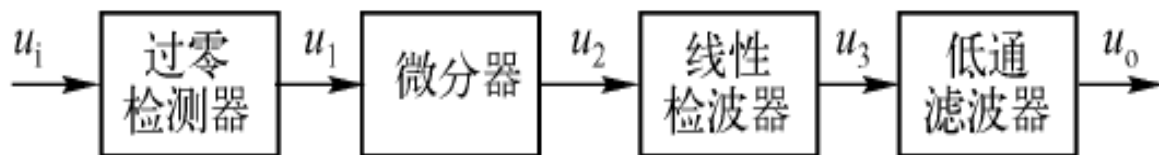


图6-33 鉴频器原理框图

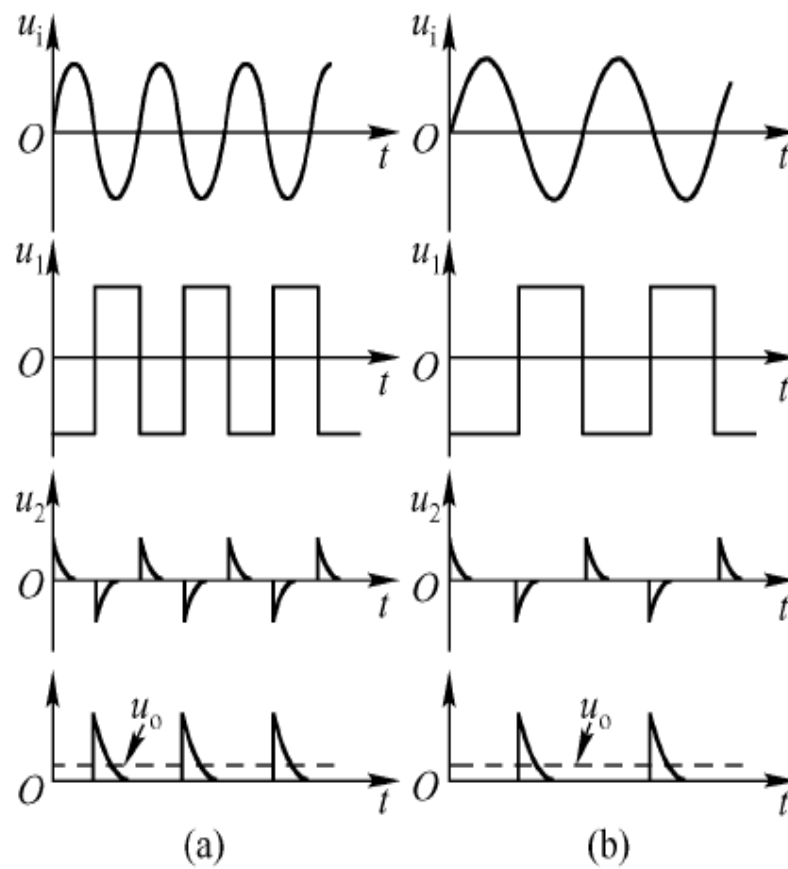


图6-34 鉴频器各环节波形

图6-35为实现鉴频功能的电路图。

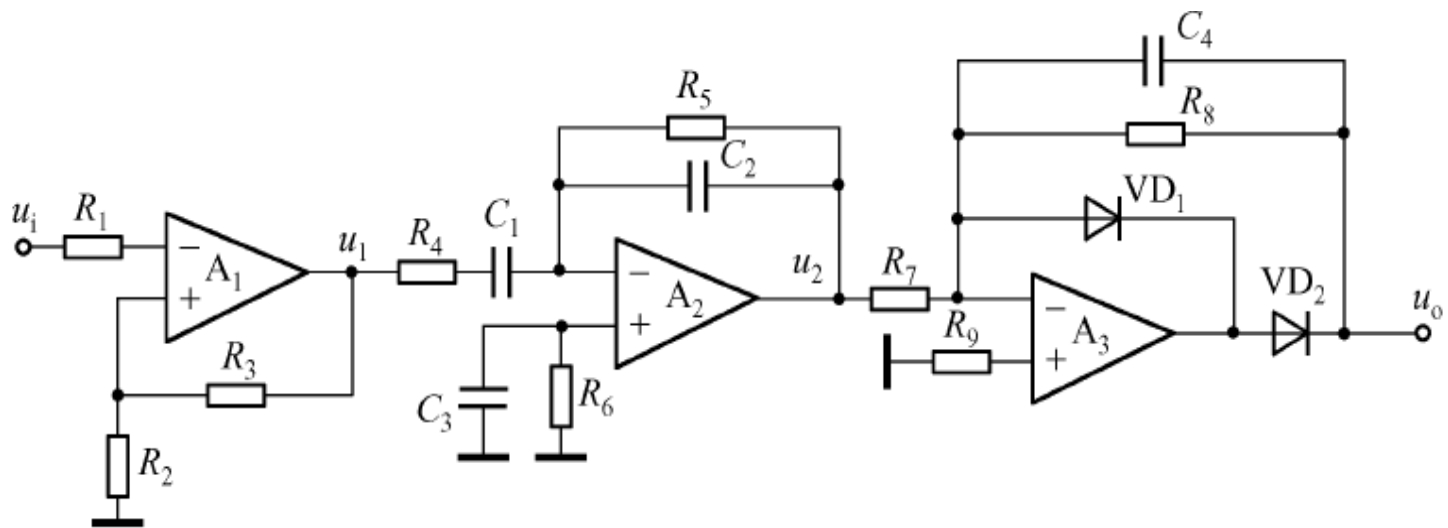


图6-35 鉴频器电路原理

6.3.5 脉冲宽度鉴别器

在光电检测技术中，有时需要在不同宽度的脉冲中，选出脉宽在某个特定值 T 附近的控制脉冲，即 $T = T_p \pm \Delta T_p$ 。 T_p 为特定的持续期， ΔT_p 为允许偏差。实现该功能的方案之一如图6-36所示。相应的工作波形如图6-37所示。

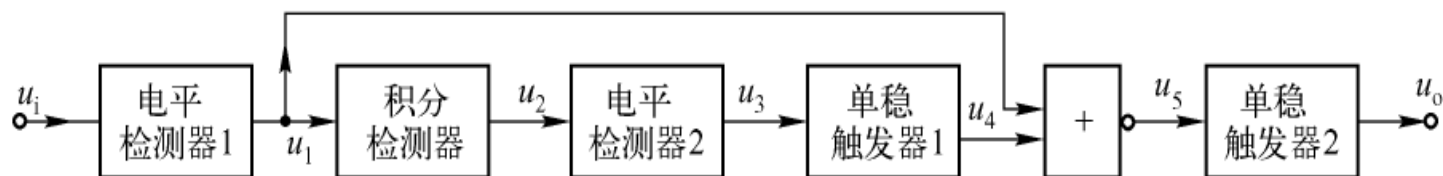


图6-36 脉宽鉴别器

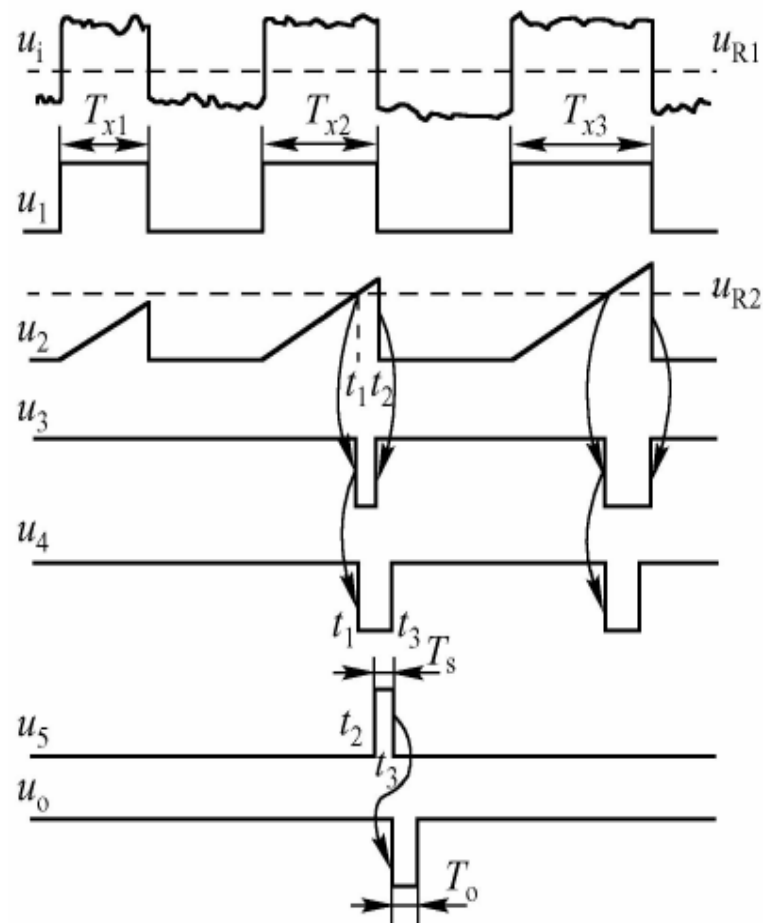


图6-37 脉宽鉴别器各环节的波形

电平检测器的参考电压 u_{R1} 约等于 u_i 的平均值。叠加有噪声干扰的输入信号 u_i 经电平检测器1后、转换为幅度相同，宽度不同的脉冲 u_1 。

积分检测器的作用是将脉冲 u_1 的极性部分转变为锯齿波 u_2 。

电平检测器2的参考电平为 u_{R2} ，它等于脉冲宽度到达下限位值 $T_P - \Delta T_P$ 时，形成锯齿波的临界高度。当 $T_x > T_P - \Delta T_P$ 时，电平检测器2才有负脉冲输出，而负脉冲的宽度不等，用 T_3 表示为：

$$T_3 = t_2 - t_1 = T_x - (T_P - \Delta T_P) \quad (6-46)$$

将负脉冲电压 u_3 送到单稳态触发器1处， T_{x1} 已排除在外。单稳态触发器1在负脉冲下降沿的触发下，产生一个宽度为 $2\Delta T_P$ 的负脉冲 u_4 ，并送到或非门输入端。

电压信号 u_1 和 u_4 在或非门进行逻辑运算，只有当 u_1 和 u_4 均为低电平时，输出 u_5 才为高电平。 u_5 的正脉冲宽度为

$$\begin{aligned} T_5 = t_3 - t_2 &= 2\Delta T_P - [T_x - (T_P - \Delta T_P)] \\ &= T_P + \Delta T_P - T_x \end{aligned} \quad (6-47)$$

当 u_5 有输出正脉冲时，将其送到单稳态触发器2，变换为持续期和高度划一的脉冲 u_0 ，以此作为所需信号的输出。

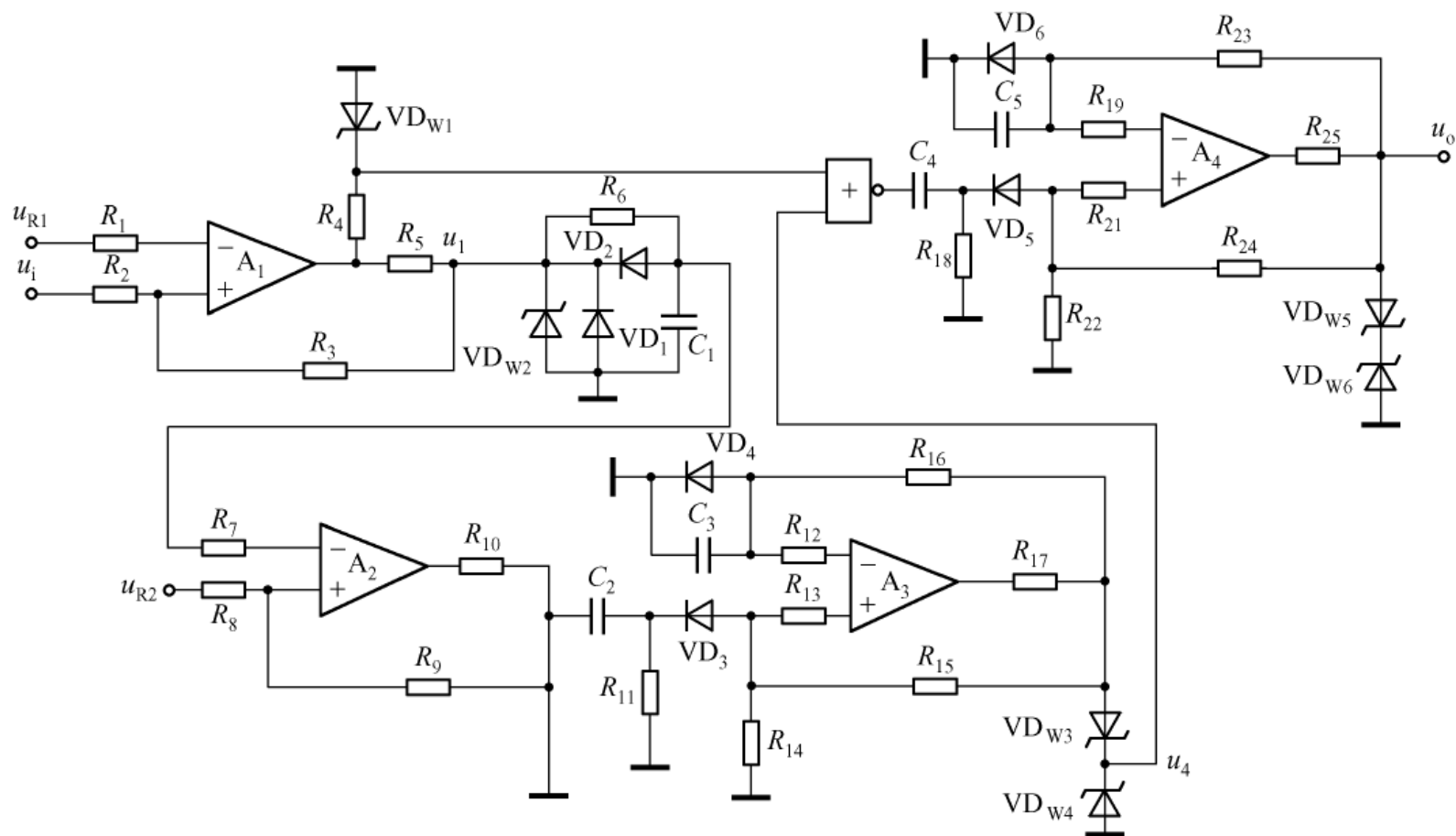


图6-38 脉宽鉴别器电路图

6.3.6 积分微分运算器

1. 积分运算器

积分运算器的电路如图6-39所示。待积分的输入信号由反相端输入，并采用电容负反馈，可获得基本积分运算器。这时输出信号 u_0 与输入信号 u_i 的关系为

$$u_0(t) = -\frac{1}{R_f C_f} \int u_i(t) dt \quad (6-48)$$

这时输出电压正比于输入电压对时间的积分，比例常数与反馈电路的时间常数有关而与运算放大器的参数无关。

$$\tau_f = R_f \cdot C_f \quad (6-49)$$

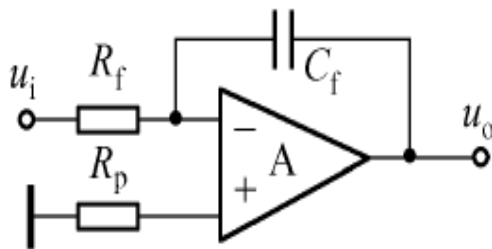


图6-39 积分运算器

按需要还可接成同相积分运算器，如图6-40所示，将待积分信号和积分电容C接在运算放大器的同相端，输出信号和输入信号 u_i 间的关系为

$$u_o(t) = \frac{2}{RC} \int u_i(t) dt \quad (6-50)$$

图6-41是一种差动积分器的电路。输出信号 u_o 输入信号 u_i 间的关系为：

$$u_o(t) = \frac{1}{RC} \int [u_{i2}(t) - u_{i1}(t)] dt \quad (6-51)$$

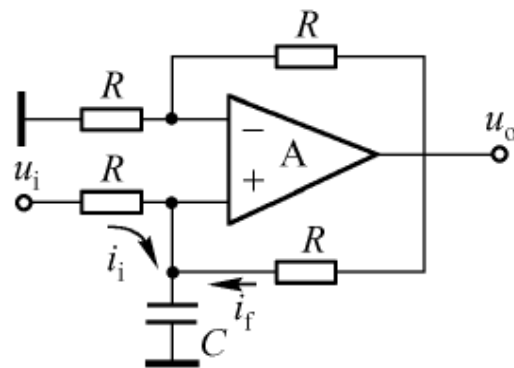


图6-40 同相积分运算器

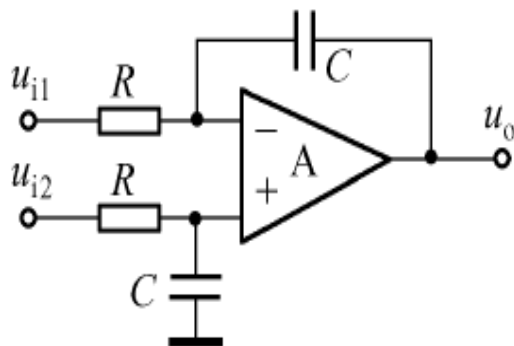


图6-41 差动积分运算器

2. 微分运算器

基本微分运算器的电路如图6-42所示。待微分信号输入反相端，输出信号 u_o 与输入信号 u_i 间的关系为

$$u_o(t) = -R_f C_f \frac{du_i(t)}{dt} \quad (6-52)$$

在运算放大器的反相端和同相端接成平衡对称的 RC 微分电路，可构成差动微分运算器，如图6-43所示、其输出与输入间的关系为：

$$u_o(t) = R_f C_f \frac{d[u_{i1}(t) - u_{i2}(t)]}{dt} \quad (6-53)$$

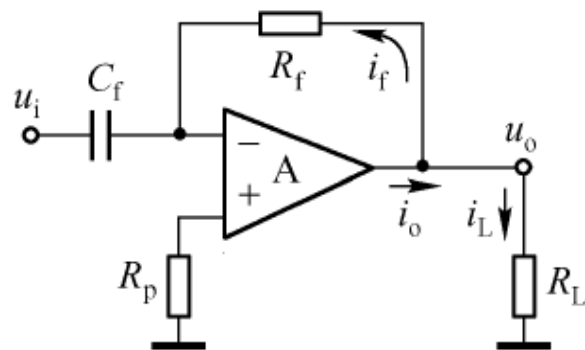


图6-42 基本微分运算器

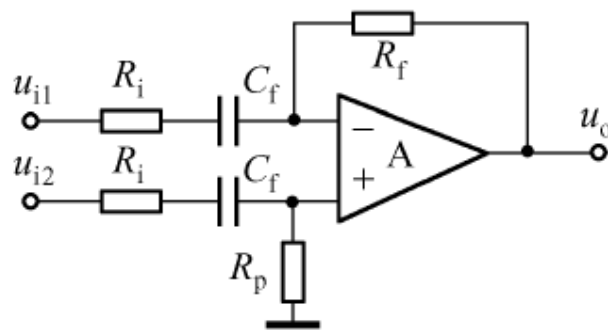


图6-43 差动微分运算器

6.3.7 锁相环及锁相放大器

自动相位控制是使一个简谐波自激振荡的相位受基准振荡的控制，即自激振荡器振荡的相位和基准振荡的相位保持某种特定的关系，叫作“相位锁定”，简称“锁相”。锁相环的方框图如图6-44所示。

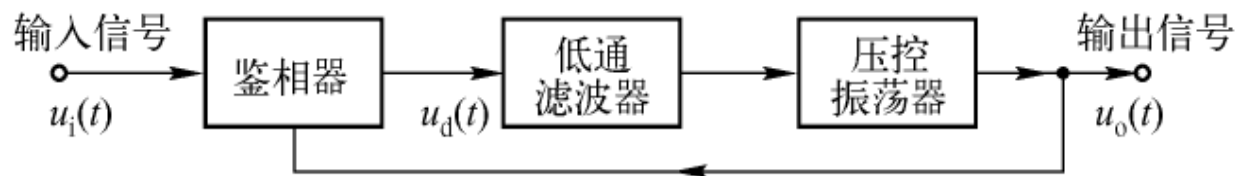


图6-44 锁相环方框图

鉴相器的任务是将压控振荡器输出的信号和输入信号之间的相位差转换为误差电压。鉴相器输出电压为

$$u_d(t) = K_d \theta_n(t) \quad (6-54)$$

式中, K_d 鉴相器灵敏度, $\theta_n(t)$ 相位差。

锁相环中低通滤波器常叫作环路滤波器。形式有 RC 积分滤波器; RC 比例积分滤波器和有源比例积分器等。而压控振荡器起着电压—频率变换的作用, 是一个压控的调频振荡器。

锁相环的应用举例：

（1）锁相倍频器

锁相倍频器是将压控振荡器的频率锁定于基准频率的谐波上，其原理如图6-45所示。

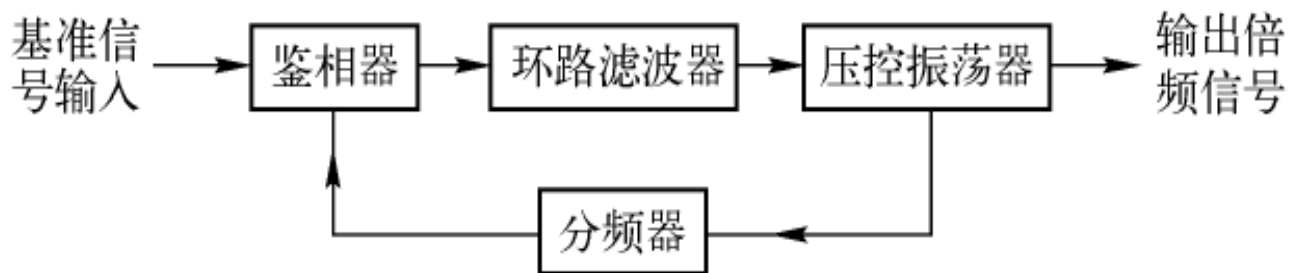


图6-45 锁相倍频器

(2) 调频信号的解调

采用锁相方法的调频信号解调器又称锁相鉴频器，其原理如图6-46所示。

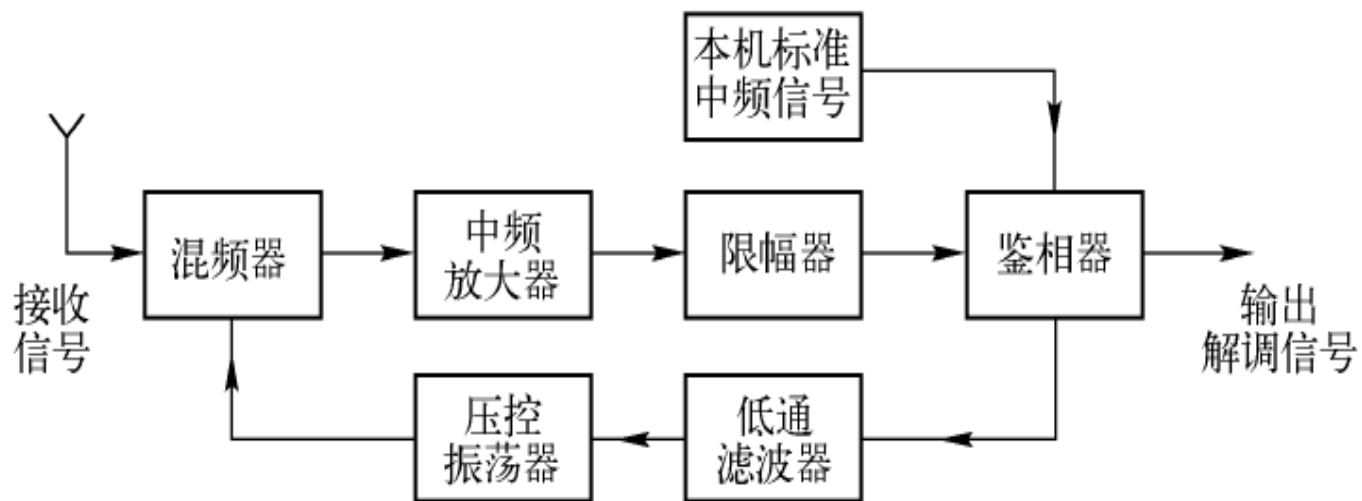


图6-46 调频信号解调器

(3) 频率变换器

采用锁相环进行频率变换或频率搬移，可将弱信号转换为高稳定、高纯度的强信号输出。频率变换原理如图6-47所示。

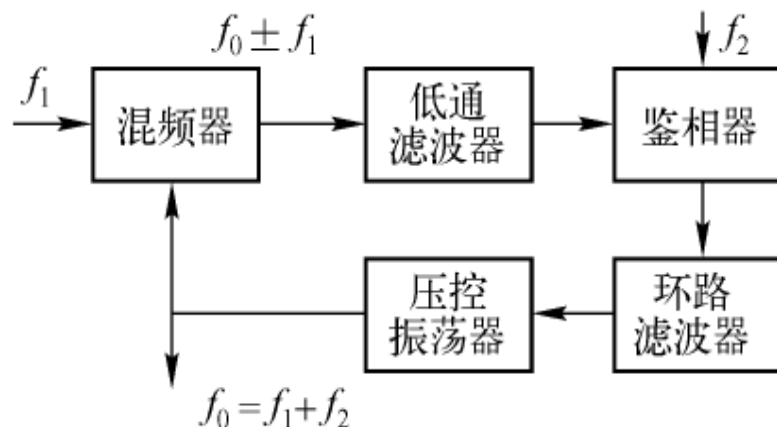


图6-47 频率变换器

输入信号频率 f_1 与压控振荡器信号频率 f_0 经混频以后，产生和频 $f_1 + f_0$ 和差频 $f_0 - f_1$ 分量，用低通滤波器滤去和频，只取差频 $f_0 - f_1$ 分量和偏移信号频率 f_2 送给鉴相器。当环路锁定时有

$$f_0 - f_1 = f_2, \quad f_0 = f_1 + f_2 \quad (6-55)$$

(4) 锁相放大器

又称锁定放大器，是检测微弱信号的重要手段之一。它起着极窄的带通滤波器的作用，但它又不是普通的滤波器。锁相放大器原理如图6-48所示。

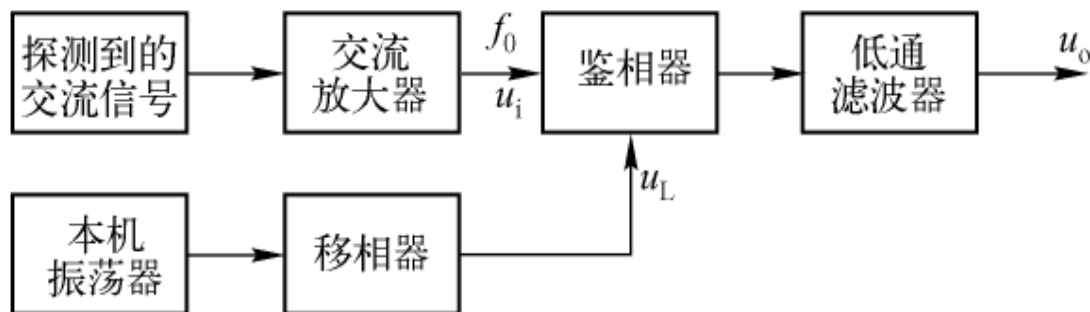


图6-48 锁相放大器原理框图

低通滤波器从频率特性上讲有滤波作用，从时间上讲是一个积分器。当 u_L 和 u_i 的初相位差为 φ 时，则积分器输出电压为

$$u_d = \frac{Es}{3\pi} \int_0^\pi \sin(\omega_s t + \varphi_s) d(\omega_s t) = \frac{E_s}{\pi} \cos \varphi_s \quad (6-56)$$

对于 RC 滤波器的频率特性或传递函数为

$$k = H_e = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f)^2 R^2 C^2}} \quad (6-57)$$

对应的等效噪声带宽

$$\Delta f = \int_0^\infty H_e^2 df = \int_0^\infty \frac{df}{1 + (2\pi f)^2 R^2 C^2} = \frac{1}{4RC} \quad (6-58)$$

6.4 光电技术中的调制技术

本节包括以下几部分内容：

6.4.1 一般光电信号的调制

6.4.2 专用调制盘

6.4.3 利用物理光学原理实现的光调制技术

6.4.1 一般光电信号的调制

1. 调制检测光信号的优点

- (1) 调制检测光信号可以减少自然光或杂散光对检测结果的影响。
- (2) 调制检测光信号可以消除光电探测器暗电流对检测结果的影响。
- (3) 调制检测光信号的方法提供了多种形式的信号处理方案，可达到最佳检测的设计。通常交流电路处理信号方便、稳定，而没有直流放大器零点漂移的问题。
- (4) 调制检测光信号的方法还提供了多种调制方案，如调幅、调频和调相等，从而扩大了应用范围。

2. 光电信号调制的途径

(1) 对光源发光进行调制

对光源发光进行调制是常用的调制方法之一。该方法要求光源具有极小的惰性。常用的光源有激光器、发光二极管、氖灯及氢灯等，通过调制电源来调制发光。用交流供电时，发光频率是交流供电频率的两倍；采用脉冲供电时，发光频率与脉冲频率相同。脉冲电源也可由多种多谐振荡器及功率放大器组成。图6-49所示为脉冲电源的原理。

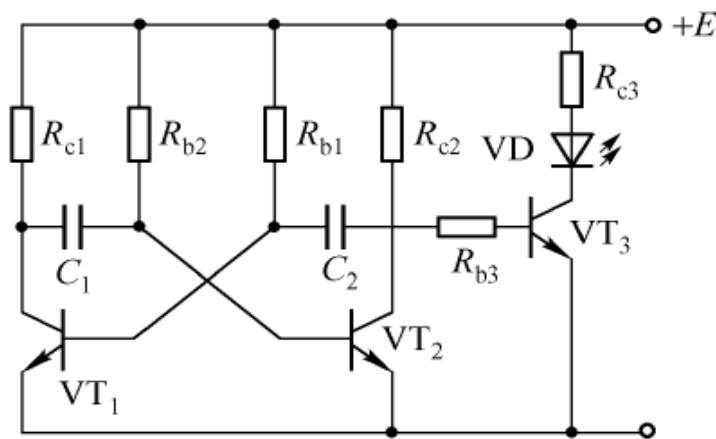


图6-49 发光二极管的脉冲供电

(2) 对光电器件产生的光电流进行调制

在光电管中，调制是通过在阴极和阳极间侧向附加交变的电场或磁场实现。

在光电倍增管中，光电信号的调制可以在任何一级二次极上通过施加交变电压来完成，其调制频率可达 $10^5\sim 10^7\text{Hz}$ 左右。

在光电三极管中，光电信号的调制可以在基极上加调制电压或电流来进行。这样集电极电流受直流集电极电压和调制的基极电压双重控制，实现了光电三极管的调制。

在光敏电阻或光电二极管中，调制可在电桥电路中采用交变电压供电来完成。如图6-50所示。

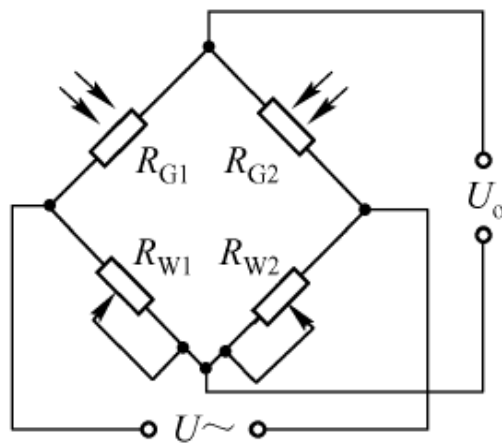


图6-50 光敏电阻的调制电路

(3) 在光电器件输出至放大器间进行光电信号的调制

这类调制方法很多，对信号电流或电压进行调制，又叫做电路调制。如晶体管调制器、场效应管调制器和振子调制器等，把直流电量转换为交变电量。

(4) 在光源与光电器件的途径中进行调制

这种调制方法在光电检测中应用最多，如机械调制法、干涉调制法、偏振面旋转调制法、双折射调制法和声光调制法等。

3. 常用的机械调制法

(1) 调制盘及调制波形

最简单的调制盘，有时叫做斩波器，如图6-51所示。在圆形的板上由透明和不透明相间的扇形区构成。当以圆盘中心为轴旋转时，就可以对通过它的光束 M 进行调制。经调制后的波形是由光束的截面形状和大小，以及调制盘图形的结构决定。调制光束的频率 f 由调制盘中透光扇形的个数 N 和调制盘的转速 n 决定， $f = Nn/60(\text{Hz})$ 。

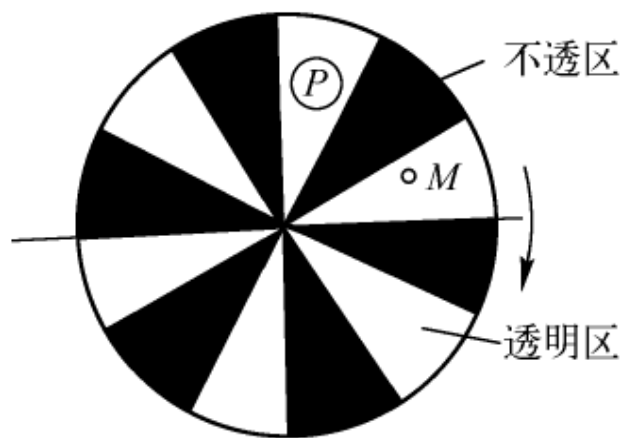


图6-51 调制盘

通过图6-52，进一步说明调制光波形与光束截面和调制盘间的关系。调制盘的图形近似为方形，而光束截面为宽度不等的矩形，所形成的调制波形是方波、梯形波和三角波等。

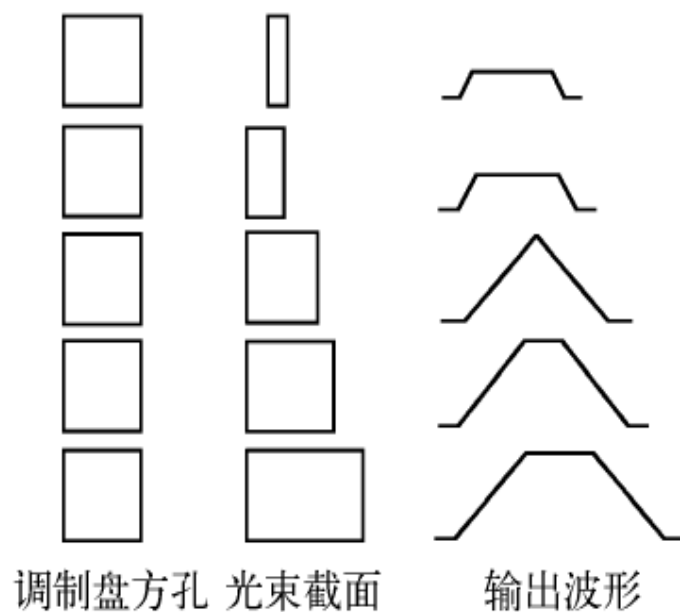


图6-52 光孔及波形

(2) 圆盘形调制盘

机械调制中常用圆盘形调制器，如前面提到透光与不透光扇形构成的调制盘。有时为减少盘材料的吸收而做成方齿形调制盘。有些场合又可用反射和透射扇形构成调制盘，如图6-53所示是比较光路中的机械调制方案。为消除可能引起的系统误差，在许多光电检测系统中采用双光路法。

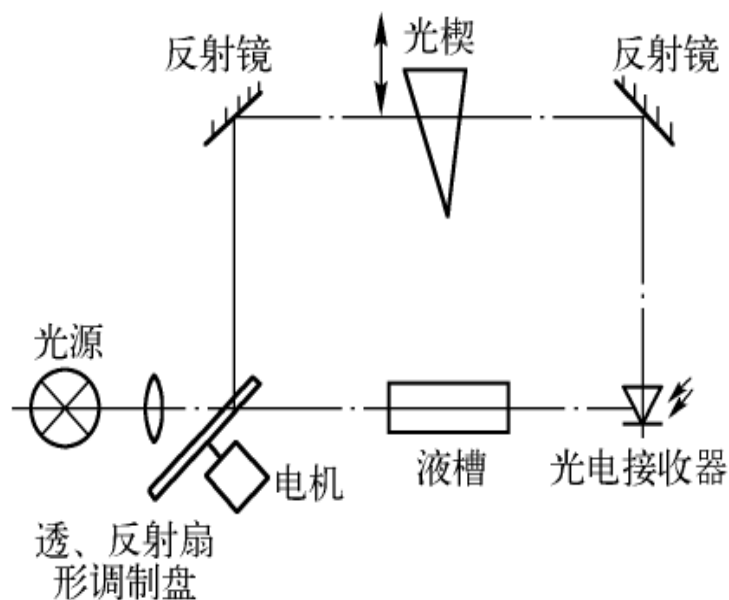


图6-53 比较光路中的调制

(3) 利用电磁感应的机械调制

利用电磁感应产生运动完成调制的方案也很多，图6-54所示是一种原理图。

调谐叉调制器与上述调制结果类似如图6-55所示，可工作在10至3kHz之间。

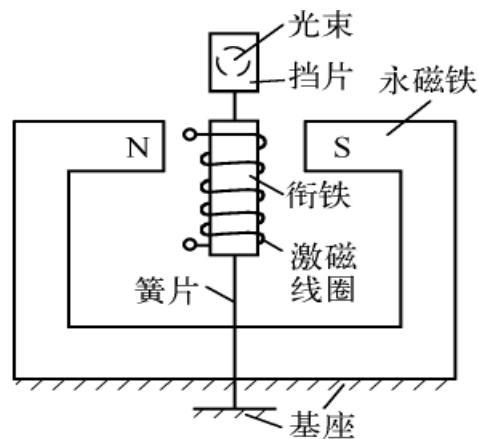


图6-54 电磁感应调制器

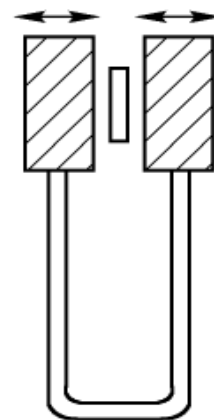


图6-55 调谐叉调制器

(4) 受抑全反射调制器

利用全反射条件成立与否可实现光调制。它还可将一束入射光分解为两束调制光输出，其原理如图6-56所示。

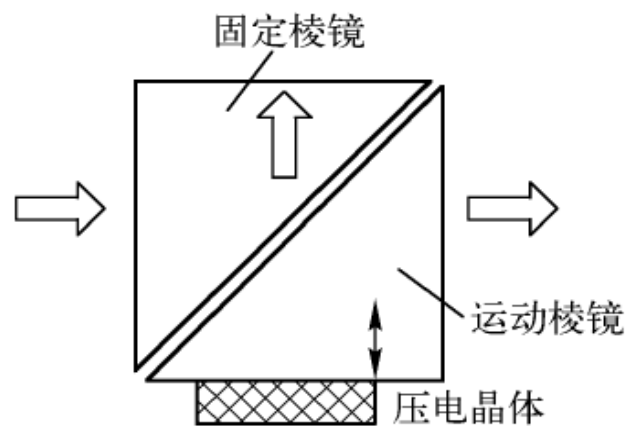


图6-56 受抑全反射调制器

(5) 移动光轴的调制器

移动光轴调制器是由固定狭缝和运动反射镜构成。图6-57所示是两种调制器的原理图，一种是通过旋转反射镜完成调制；另一种是通过摆镜实施调制。

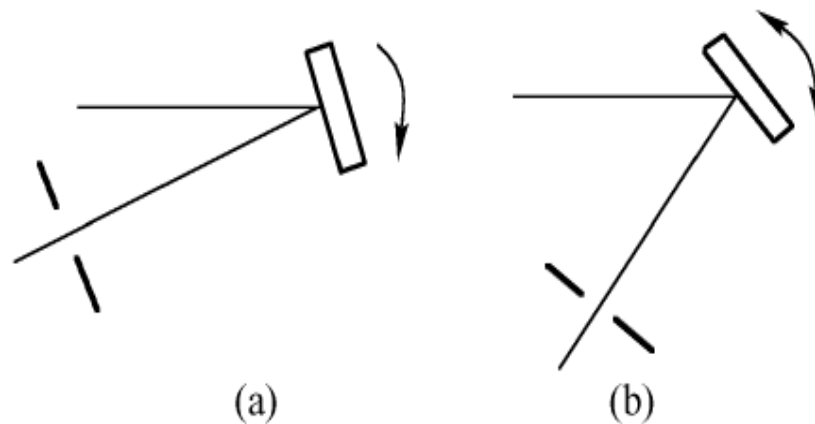


图6-57 移动光轴的调制器

(6) 正弦波形调制器

图6-58所示是旋转叶片与双三角形光阑构成的正弦调制器。三角形底边长为 b ，高为 h 当叶片与光阑平行时， $\alpha = 0$ ，通光面积 $S=0$ 时作为起始计算点。按三角关系知 $h' = h \cos \alpha$ ，而 $b = b(h' / h) = b \cos \alpha$ ，所以通光面积

$$S = hb - hb \cos^2 \alpha = \frac{1}{2} hb(1 - \cos 2\alpha)$$

另一种正弦调制器的方案如图6-59所示。它利用半径不同的两内接圆所构成新月形的孔，对线状光束相对运动光束实现调制。

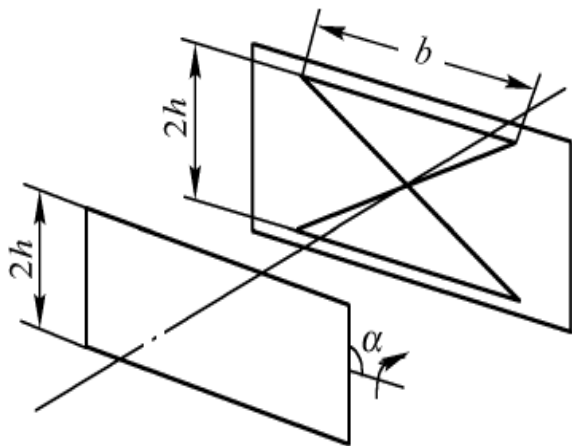


图6-58 旋转叶片正弦调制器

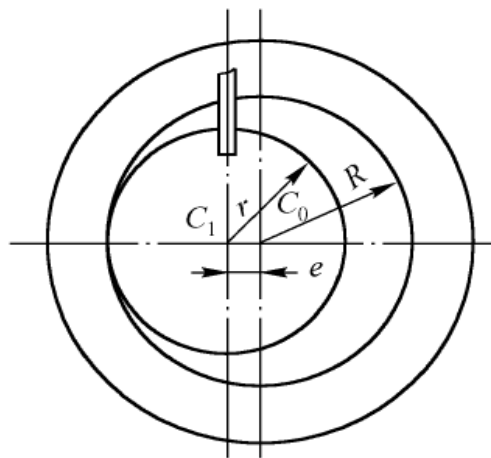


图6-59 新月形正弦调制器

6.4.2 专用调制盘

1. 调制波及调制的分类

设某交流波的瞬时值 $a(t)$ 由下式表示

$$a(t) = a_0 \sin(\omega t + \varphi) = a_0 \sin(2\pi f t + \varphi) = a_0 \sin \Phi \quad (6-59)$$

式中， a_0 为交流波的振幅； $\omega = 2\pi f$ 为圆频率； f 为频率； φ 为初相角； ϕ 为相位角；

调制可分为三类，调幅(a_0)、调频(ω 或 f)和调相(φ)。实际上常产生混合调制，如调幅、调相同同时存在或调幅、调频同时存在等调制形式。

2. 目标偏移量的表示

在跟踪或瞄准系统中利用调制获得的误差信号就是目标偏移量的信息。如图6-60所示是瞄准系统中物像间的关系。设目标距离远大于物镜的焦距，所以目标像成在物镜的焦平面上。图中带“'”的是物方参量，物点 M' 的位置可用极坐标 $M(\rho', \theta')$ 表示。目标 M' 在像方的像点为 M 点，用极坐标表示为 $M(\rho, \theta)$ ，具体表达式为

$$\begin{cases} \rho = f \cdot \tan \Delta q \\ \theta = \theta' \end{cases} \quad (6-60)$$

式中， f 为物镜的焦距； Δq 为失调角； θ 为方位角。

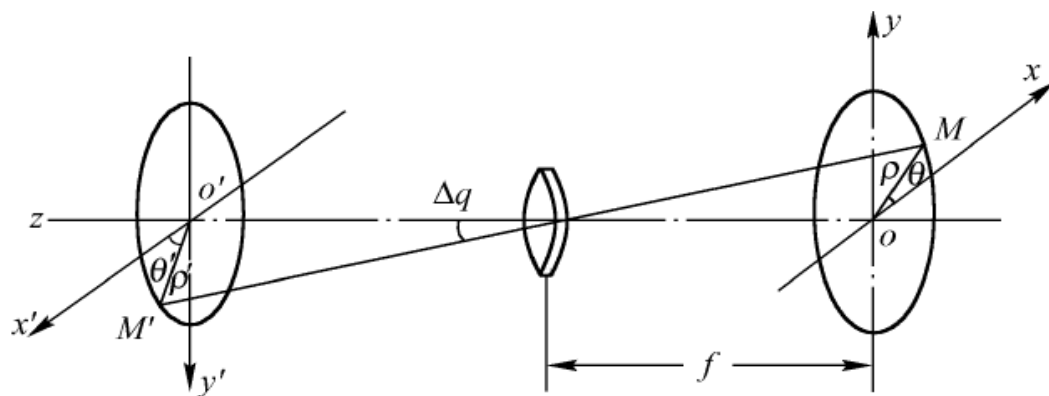


图6-60 瞄准系统中的物像关系

3. 调幅型调制的实现

调幅型调制原理可用所谓初升太阳式调制盘来说明，其原理如图6-61所示。在圆形调制盘上分为两半，上半部是由透光与不透光的等间隔扇形面相间组成，下半部制成半透区，对目标进行调制时将调制盘置于像面即物镜焦面上。

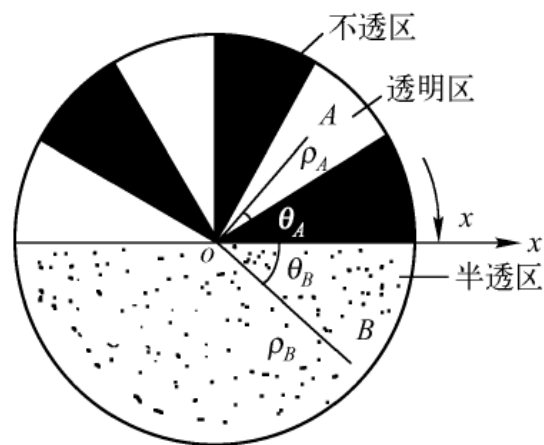


图6-61 调制型调制盘原理

某目标像点落在调制盘的A点处，像点位于调制盘的不同径向位置上，所占透明区的面积不同，透过的通量 W 也不同。其规律是离轴心愈远占透明区的面积 S 愈大，反之，占透明区的面积愈小。可表示为 $W = f(\rho, s)$ ，而 $S = g(\rho)$ ，因此亦有 $W = f[\rho, g(\rho)]$ 因矢径 $\rho = f \times \text{tg} \Delta q$ ，所以有

$$W = h(\Delta q) \quad (6-61)$$

图6-62所示是调制波形图，实线为调制波的实际信号波形，虚线是调制波的包络，而上部实线则表示基准信号。调制包络与基准信号间的相位角，即初相角就是目标偏离 ox 轴的方位角。

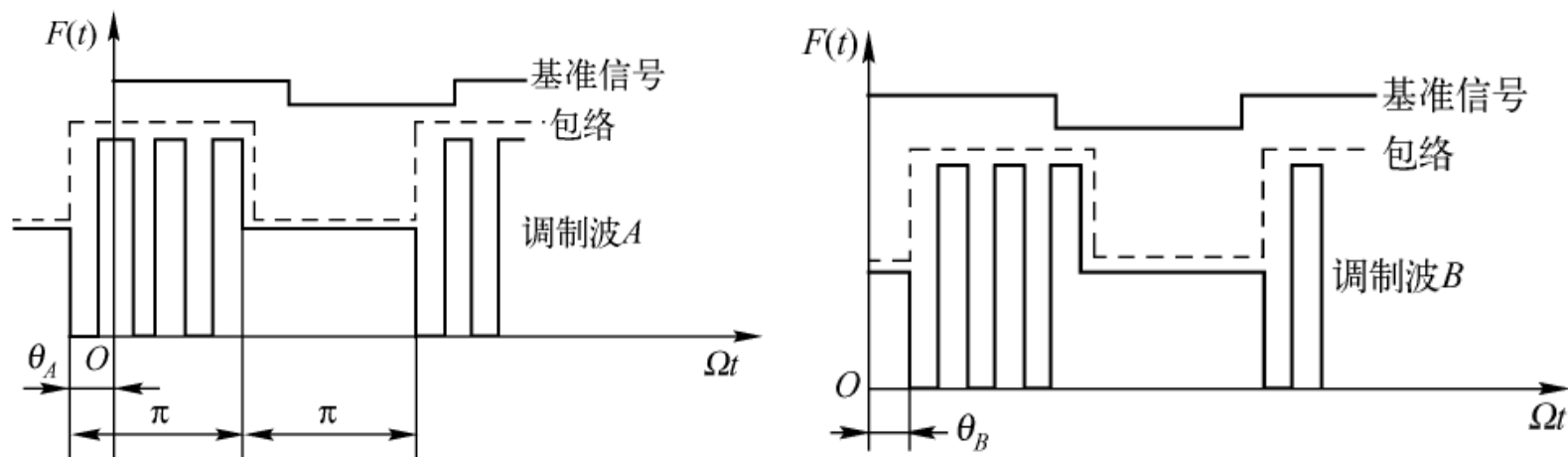


图6-62 调幅型波形

实际中使用的调幅式调制盘还要复杂些。例如在制导中所用的调制盘，如图6-63所示。其图案作了两方面的修改，一方面是将半透明的下半区改成透光与不透光等宽的同心半圆环，且带环甚密，使得不论何等待测大小的目标通过该区时，透射比均为50%。另一方面的修改是将上半区中的扇形面沿盘的径向再行分格，分成透光与不透光相间的格子，要求每个格子的面积大小相等，即所谓等面积原则。这一改进的重要作用是抑制非目标的背景。

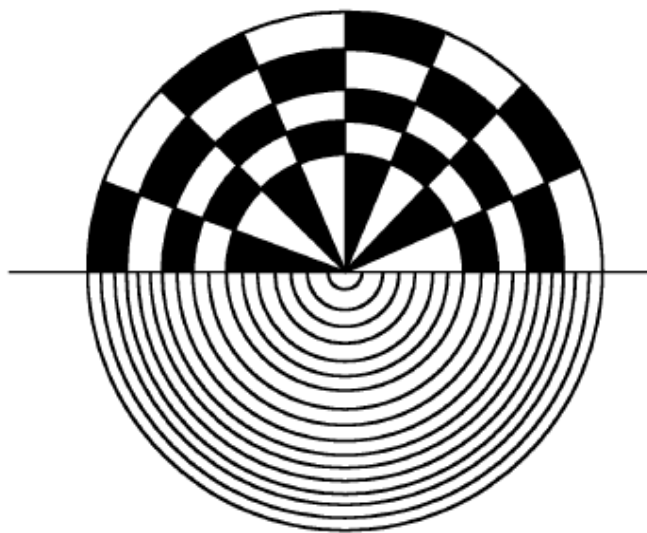


图6-63 实用调幅式调制盘

4. 调频型调制的实现

通过图6-64所示的调制盘说明调频型调制的实现。

它由四个同心环带组成，各环带所分的格子数不同，由内向外每增一个环带其格子数增加一倍，只要目标像偏离该调制盘的中心，盘转动时就将产生调制信号。从调制信号的频率不同就可得知目标像所处调制盘上的位置，就可获得偏离量的大小。

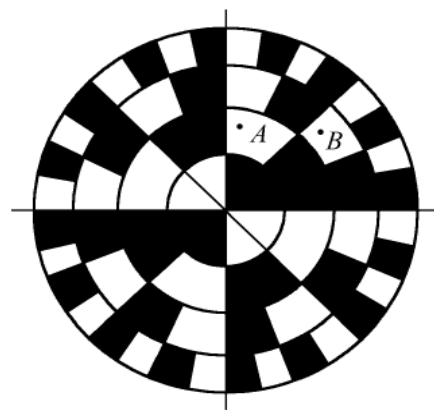
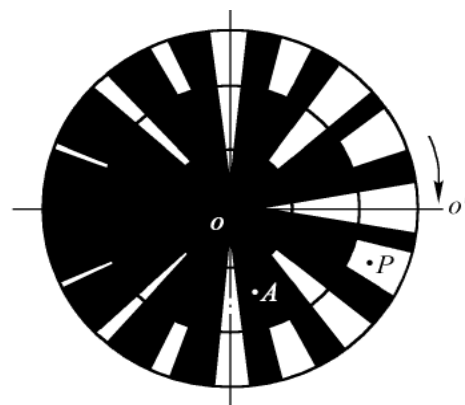


图6-64的调制盘不能反映目标所在的方位信息。为此设计了另一种调频式调制盘，如图6-65所示。它有这样的特点，从中心向外每个环带所分格子数成倍增加，而在每个环带中透光格子的密度不均匀，其规律是按正弦关系分配。



调制盘按顺时针方向旋转时，对应目标所处环带不同将输出不同频率的信号，各环带在每一周期中产生的脉冲信号的脉宽分布又是按正弦变化，如图6-66所示。

则有

$$F(t) = F_G \cos[\omega t + M \sin(\Omega t + \theta_0)] \quad (6-62)$$

式中， $F(t)$ 为所获调制波函数； F_G 为目标像点通量对应的幅值； M 为对应目标像所在环带，为当格子按均匀分布时的载波角频率； ω 为目标像所在环带的调制系数； θ 调制盘的旋转频率； Ω 为目标像点的方位角。

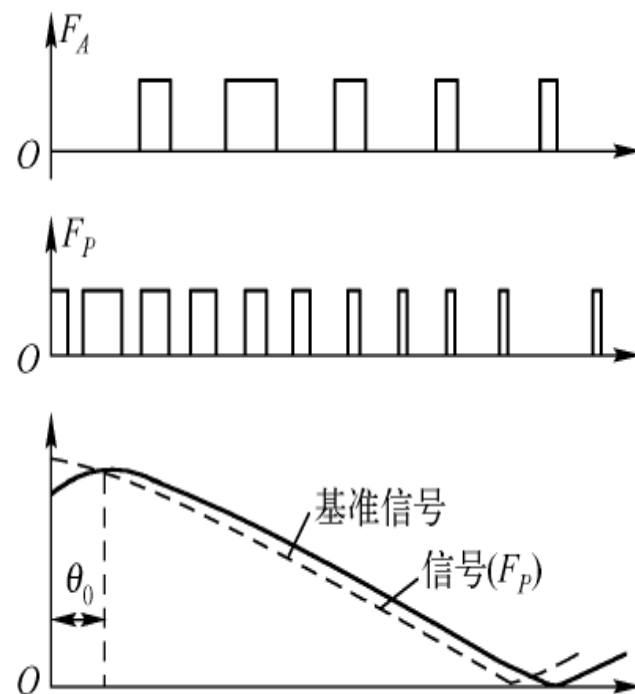


图6-66 脉冲信号

5. 调相型调制的实现

图6-67所示是一种可用于实现调相的调制盘。它以 R 为半径将圆盘分为两个区域，每个区域中都采用初升太阳式调制图案，两区相位相差。当目标像落在内圈、外圈及两区边界上时，将产生如图6-68所示的调制波形，通过鉴相电路就可解调出目标的偏离信号，但不能反映偏离的方位角。

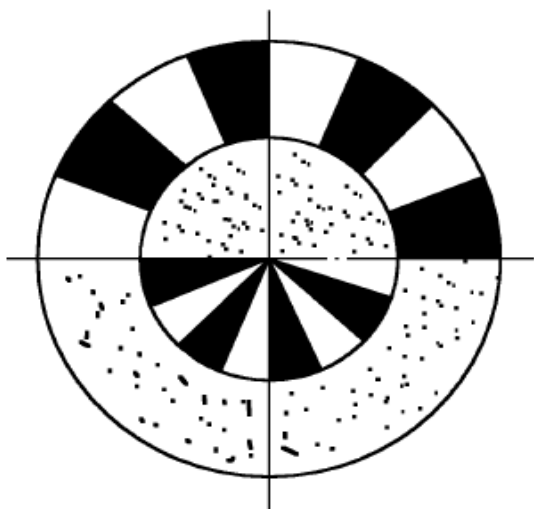


图6-67 调相式调制盘

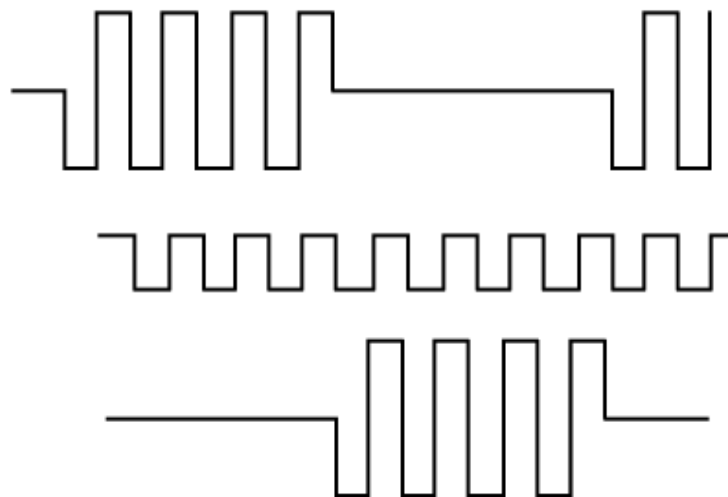


图6-68 调制波形

6.4.3 利用物理光学原理实现的光调制技术

1. 利用干涉现象实现光调制

由光的干涉理论中可以知道，不论是两束光还是多束光干涉，决定干涉条纹及其变化的是相干光束间在干涉场中产生的相位差 Δ ，或与其对应的光程差 δ ，两者间的关系为

$$\delta = 2\pi \times \Delta / \lambda \quad (6-63)$$

式中， λ 为干涉所采用光束的波长。

图6-69所示是利用迈克尔逊干涉仪附加压电晶体来完成光调制的原理图。

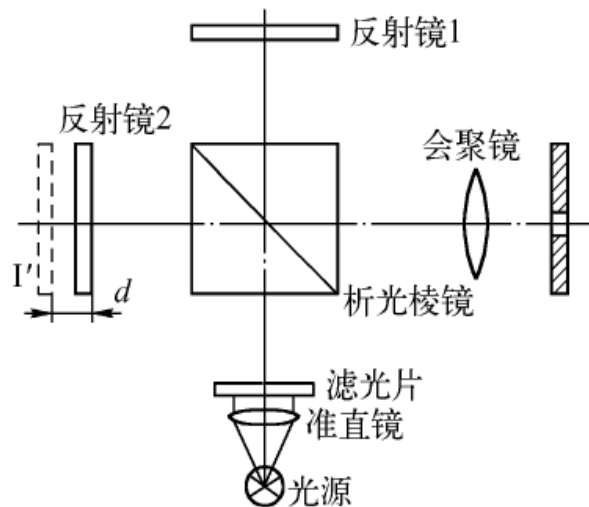


图6-69 干涉调制原理

2. 利用偏振光振动面旋转进行光调制

(1) 利用电场作用下晶体的旋光产生光调制

有些晶体在外加电场作用下产生旋光现象。所产生旋转角 α 的大小除与晶体性质、晶体厚度有关外，还与所加电压的大小成正比。如在石英晶片上施加以 ω 为圆频率的正弦电压， $U = U_0 \sin \omega t$ ，那么晶体使偏振光振动面旋转角度也是一个随时间变化的正弦函数

$$\alpha = \alpha_m \sin \omega t \quad (6-64)$$

式中， α_m 为在外加电压时对应的最大旋转角；

利用电场作用下的旋光效应所设计的光调制器如图6-70所示。光源经准直镜产生平行光，该平行光是自然光，经起偏振器后形成线偏振光，偏振光经外加电场作用下的石英晶体后成为摆动的线偏振光，再经检偏振器后，形成经调制的线偏振光，其光强度为

$$I = I_0 \cos^2(\varphi - \alpha_m \sin \omega t) \quad (6-65)$$

式中， φ 为起、检两偏振器主方向 P_1 和 P_2 间的夹角；

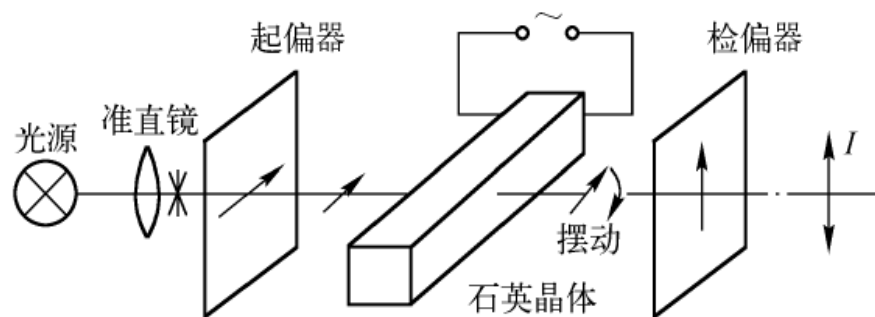


图6-70 利用旋光进行光调制装置

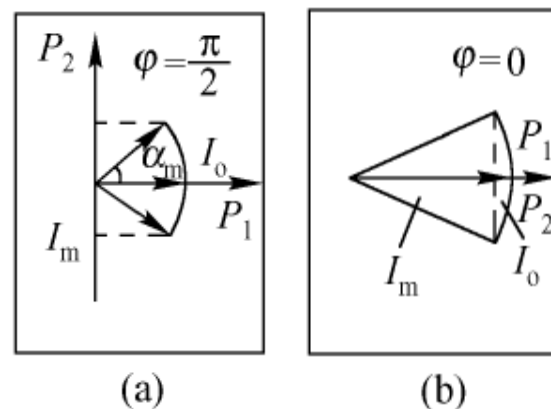


图6-71 两种放置方法

图6-71所示是 $\varphi = \frac{\pi}{2}$ 和 $\varphi = 0$ 时各量间的关系。实际使用中常采用 $P_1 \perp P_2$ 的方式，调制光强的公式为

$$I = I_0 \sin^2(\alpha_m \sin \omega t) \quad (6-66)$$

(2) 利用“法拉弟”旋光效应产生的光调制

某些物质在磁场的作用下，能使通过该物质的偏振光振动面产生旋转，这就是“法拉弟”旋光效应。这些物质叫做磁偏物质。它们可以是透明或半透明的固体、液体或气体。常用“效应”强的物质，如含铅玻璃等。

该效应使偏振面旋转的角度 α 为

$$\alpha = VHL \quad (6-67)$$

式中， V 为物质的费尔德常数，它表征磁偏物质的旋光能力； H 为磁场强度； L 为在磁场中光经过的长度。

图6-72所示是利用磁旋光效应实现光调制的原理图。

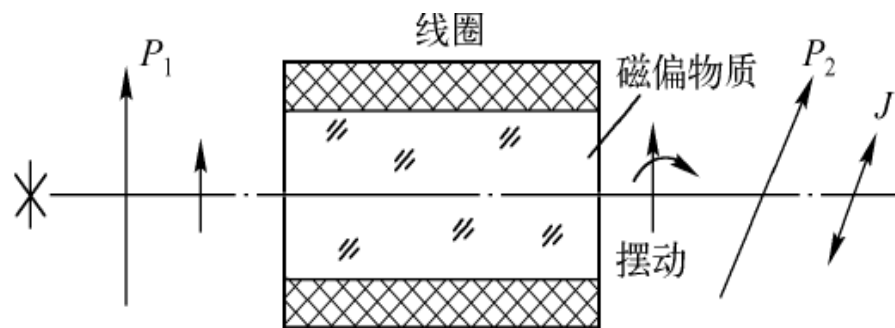


图6-72 利用磁旋光实现光调制

磁偏物质中的交变磁场 B 是由交变电流通过线圈产生，如果交变电流 $I = I_0 \sin \omega t$ ，则 B 为

$$B = B_0 \sin \omega t \quad (6-68)$$

旋光转角 α 为 $\alpha = \alpha_m \sin \omega t = B_0 V L \sin \omega t \quad (6-69)$

造成输出调制光强为 $I = I_0 \cos^2(\phi - B_0 V L \sin \omega t) \quad (6-70)$

当 $\phi = \frac{\pi}{2}$ 时 $I = I_0 \sin^2(\alpha_m \sin \omega t) \quad (6-71)$

可从三个方面提高该效应的效果。
 (1)选择磁旋系数 V 强的物质;(2)加大线圈的匝数以增加磁感应强度 B ，但这会使结构笨重，增大电感性的惰性，对工作不利；(3)增加光在磁场中的路途长度。如图6-73所示是增长路途的一种方案，在不增加磁感应强度的条件下，增大了磁旋光效应。

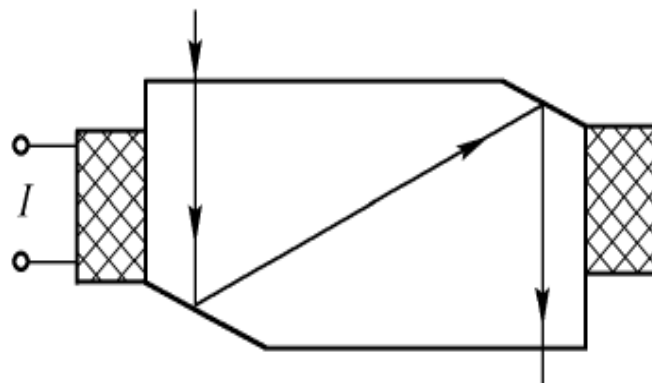


图6-73 延长作用距离的方案

3. 利用双折射进行光调制

当光束通过非对称晶体时，会产生双折射，即产生以折射率为 n_o 的寻常光和折射率为 n_e 的非寻常光。这两束光经过晶体后，形成一定的相位差 $\delta = 2\pi \Delta / \lambda$ ， $\Delta = d(n_o - n_e)$ ， d 为晶体的厚度。这两束光具有一定相位差，只要能使它们的振动方向一致，就可以产生干涉。

图6-74是偏振光干涉的原理图；

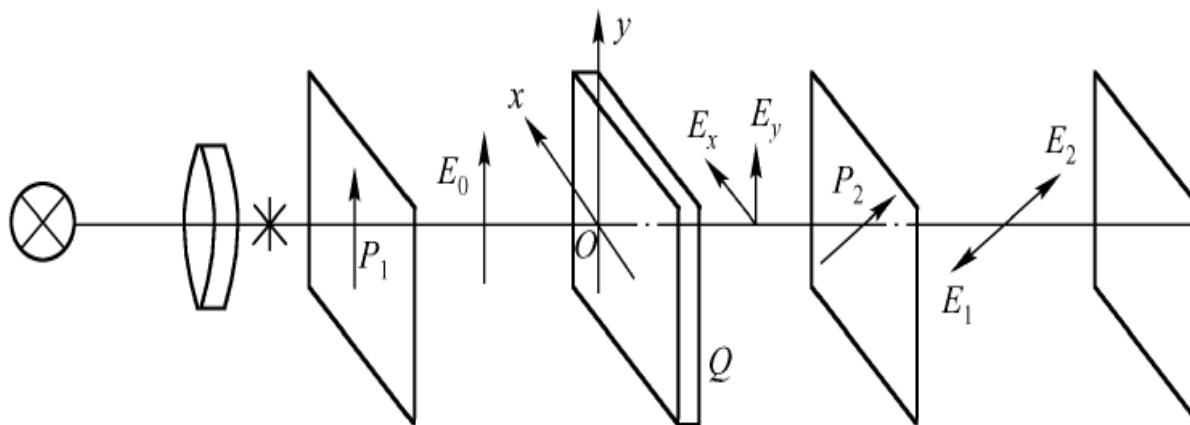


图6-74 利用晶体双折射实现调制原理

图6-75所示为各光束振动方位图，起偏振器与检偏振器的主平面P1和P2正交，晶体光轴沿ox轴方向。

干涉光强度*I*为

$$I = I_0[\cos^2(\alpha - \beta) - \sin 2\alpha \sin 2\beta \sin^2 \frac{\delta}{2}] \quad (6-72)$$

式中， δ 两光束间的相位差， $\delta = 2\pi \frac{|n_o - n_e|}{\lambda} d$ 代入上式，则有

$$I = I_0[\cos^2(\alpha - \beta) - \sin 2\alpha \sin 2\beta \sin^2 \frac{\Delta}{\lambda} \pi] \quad (6-73)$$

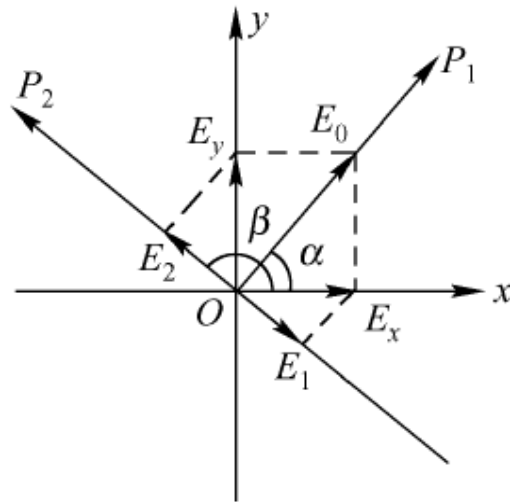


图6-75 光束方位振动图

(1) 利用克尔效应的光调制

克尔效应是介质电光效应的一种，某些各向同性的介质，在强电场的作用下变成各向异性，光束通过将会产生双折射现象。利用克尔效应实现光调制的装置如图6-76所示。

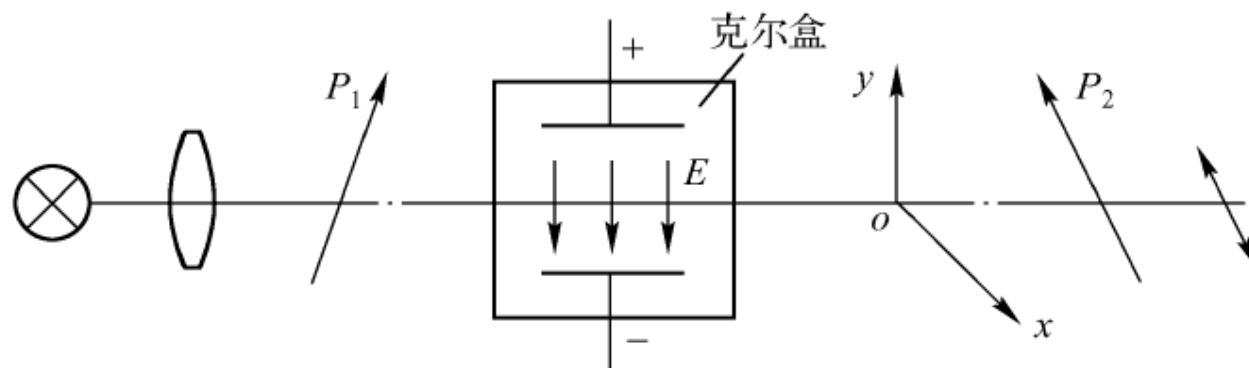


图6-76 利用克尔效应实现光调制

克尔盒中产生电光效应的液态介质是硝基苯($\text{C}_6\text{H}_5\text{NO}_2$)，它在强电场 E 的作用下具有双折射晶体的性质，其光轴沿电场方向。偏振光通过有外加电场作用下的克尔盒时，产生振动面沿电场方向和垂直电场方向的两束光，折射率差为 $|n_0 - n_e|$ ，它与电场强度 E 的平方成正比。两束光产生的光程差为

$$\Delta = |n_0 - n_e|L = \lambda KLE^2 \quad (6-74)$$

式中， λ 为光束的波长； L 为电场作用下光在介质中经过的长度； K 为介质的克尔系数。通过该装置的光强为

$$I = I_0[\cos^2(\alpha - \beta) - \sin 2\alpha \sin 2\beta \sin^2(\pi KLE^2)] \quad (6-75)$$

如果两极板间距离为 d ，所加电压为 U ，对应电场强度 $E = \frac{U}{d}$ ，则有

$$I = I_0[\cos^2(\alpha - \beta) - \sin 2\alpha \sin 2\beta \sin^2(\pi KL \frac{U^2}{d^2})] \quad (6-76)$$

当外加交变电压 $U = U_0 \sin \omega t$ 时，就实现了对光的调制。

装置中偏振器方向和电场方向常采用图6-77所示的两种方案。如按第一种方案放置, $\alpha = \beta = \frac{\pi}{4}$, 输出光强度为

$$\begin{aligned}
 I &= I_0 [1 - \sin^2(\pi K L \frac{U^2}{d^2})] \\
 &= I_0 \cos^2(\pi K L \frac{U^2}{d^2})
 \end{aligned}
 \tag{6-77}$$

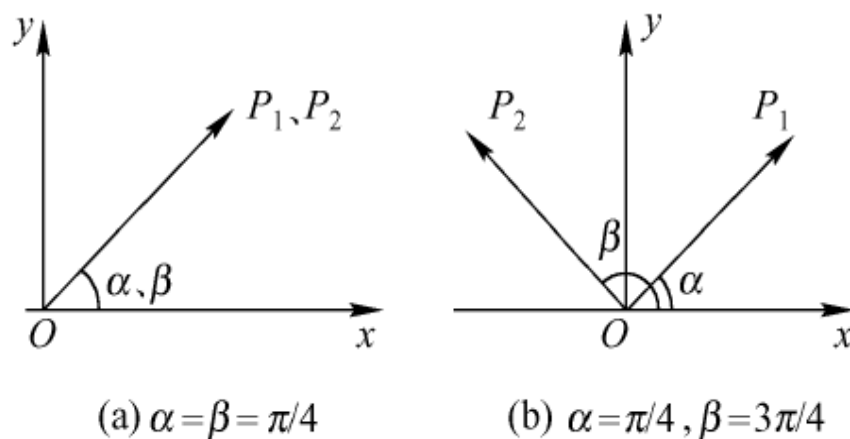


图6-77 偏振器放置方位

这种电光效应与电场强度的平方成正比, 所以又把克尔效应叫做二次电光效应。

(2) 利用克尔效应的光调制

泡克耳效应是在压电晶体上产生的光效应，当外加电场作用在压电晶体上时，使晶体产生非对称性，从而使通过该晶体的光束产生双折射，两束光的光程差为

$$\Delta = |n_0 - n_e|L = bLE \quad (6-78)$$

式中， L 为光在晶体中经过的长度； b 为晶体材料的泡克耳常数。由式可见，双折射率差与外电场强度的一次方成正比，所以又把泡克耳效应叫做一次电光效应。

常用的压电晶体有磷酸二氢钾(KDP)、磷酸二氢铵(ADP)和钽酸锂(LiTaO₃)等。利用泡克耳效应做成的光调制器，按施加电场的方向可分为纵向调制器和横向调制器，如图7-78(a)、(b)所示

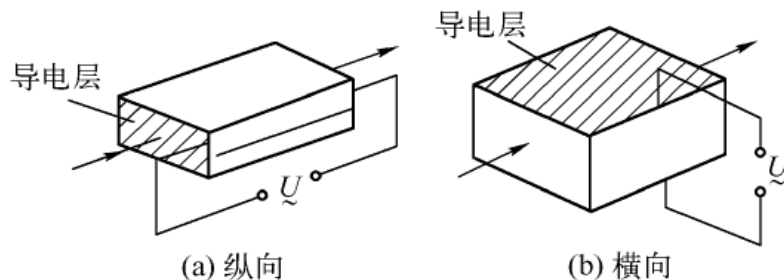


图6-78 两种泡克耳效应调制方式

图6-79是利用压电晶体实施光调制的原理示意图， P_1, P_2 的方向也绘于图中。

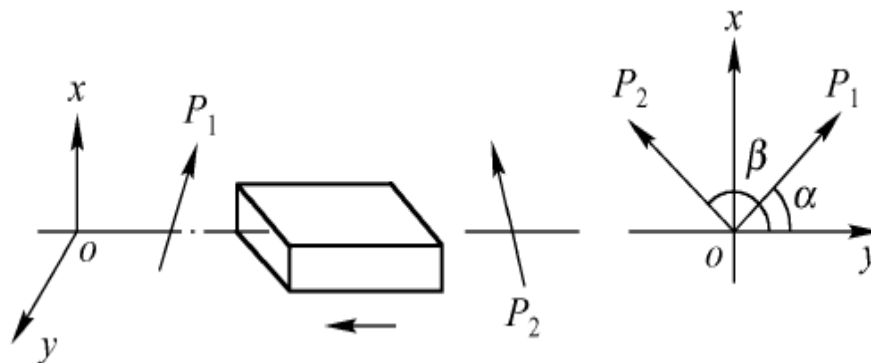


图6-79 泡克耳效应调制系统

如当 $\alpha = \frac{\pi}{4}, \beta = \frac{3\pi}{4}$ 时，输出光强为

$$I = I_0 \sin^2\left(\frac{\delta}{2}\right) = I_0 \sin^2\left(\frac{\pi}{\lambda} b L E\right) \quad (6-79)$$

当施加交变电压 $U = U_0 \sin \omega t$ $E = E_0 \sin \omega t$ 电场，则有

$$I = I_0 \sin^2\left(\frac{\delta}{2}\right) = I_0 \sin^2\left(\frac{\pi}{\lambda} b L E_0 \sin \omega t\right) \quad (6-80)$$

电光调制工作点的选择结合图6-80加以说明。

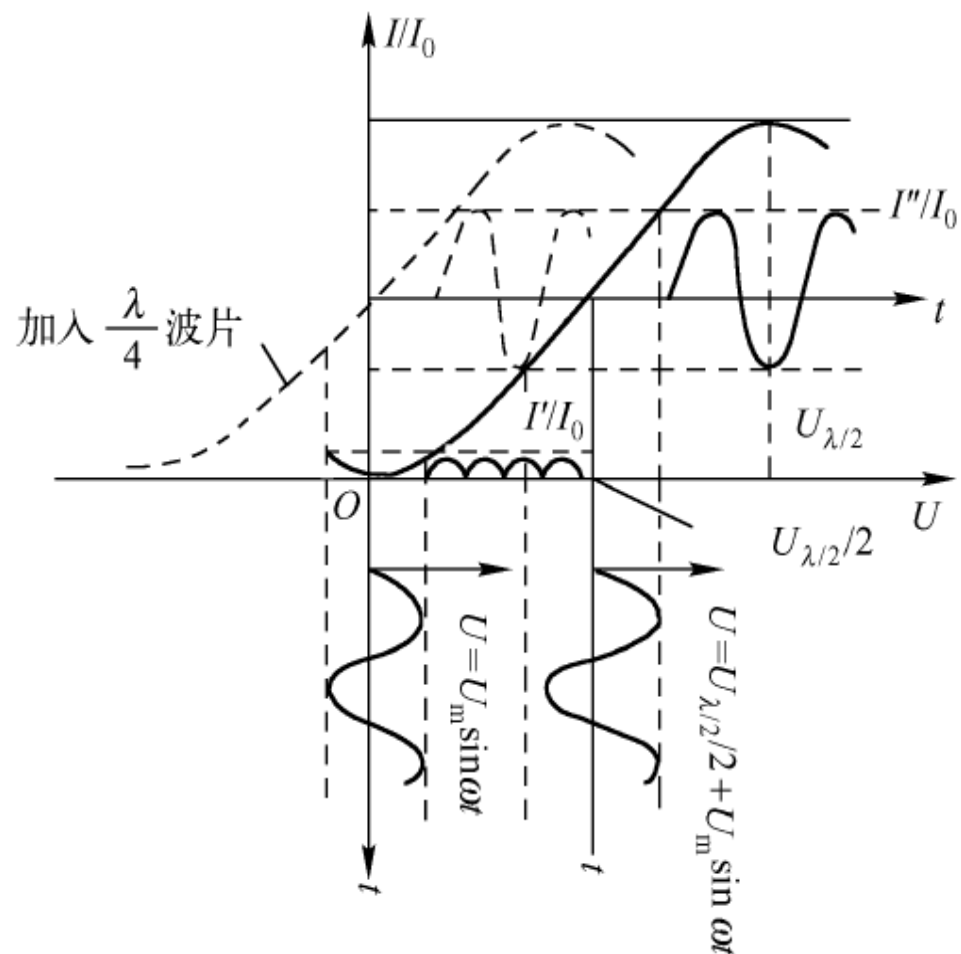


图6-80 电光调制工作点的选择

(3)利用在磁场作用下介质产生的双折射实现光调制

磁场作用在某些透明的液体介质上，液体分子会形成某种有序的排列，表现出像晶体那样的双折射性质。当偏振光束的振动面与磁场方向按夹角入射时，光束分解为两束振动相互垂直、传播速度不同的但传播方向一致的偏振光，其中一束的振动而与磁场方向平行，另一束光与磁场方向垂直。两束偏振光经过磁场作用下的介质长度为L，产生的光程差为

$$\Delta = CLB^2 \quad (6-81)$$

式中， C 为与介质性质、温度及波长有关的常数； B 为磁感应强度。

如图6-81所示，典型的电光调制器中的四晶体结构，用成对晶体以补偿晶体固有的双折射，而用旋转了的两对晶体以减少温度双折射效应的影响。

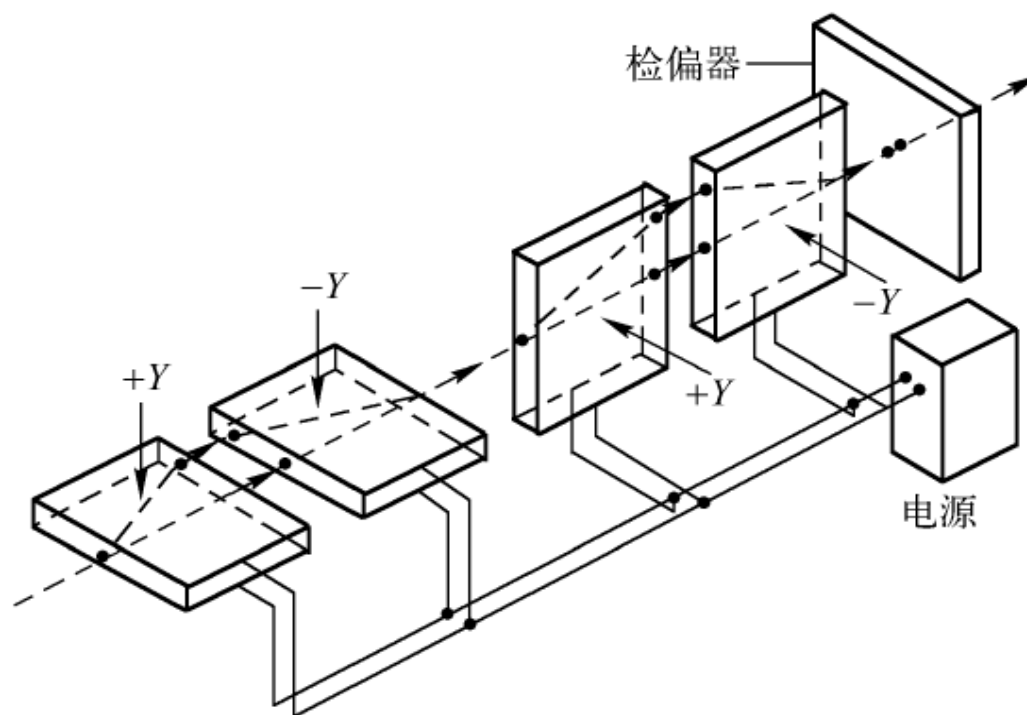


图6-81 四晶体电光调制结构

4. 利用声光效应的光调制

光波在传播时被超声波衍射的现象叫做声光效应。

为说明声光效应过程，定义声光特征参量 Q

$$Q = (K^2 L) / K_0 \quad (6-82)$$

式中， $K = 2\pi / \Lambda = (2\pi / v_s) f_s$ 为声波矢； $K_0 = 2\pi / \lambda_0$ 为真空中的光波矢； Λ 为介质中超声波的波长； v_s 为介质中超声波的速度； f_s 为超声波的频率； λ_0 为光束在真空中的波长； L 为声光相互作用的长度。

当 $Q \ll 1$ 时，声光介质相当于一个平面光栅。光束垂直入射到声衍射光栅上，形成衍射图案。这一效应产生在液体介质中，如苯、四氯化碳、甘油和甲苯等，叫作德拜—席尔斯效应。而在固体如铌酸锂、氧化锌和硫化镉等材料中产生的同样效应叫做喇曼—纳恩效应。下面以德拜—席尔斯效应为例说明声光调制的原理。图6-82所示是该效应的原理图。

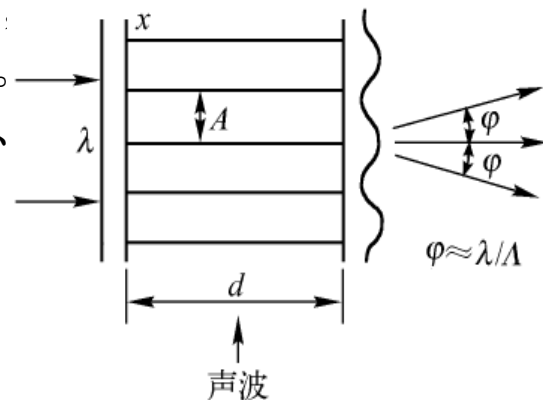


图6-82 超声衍射光

当一个波长为 λ 角频率为 ω 的平行光束，垂直入射到长度为 d 、折射率 n_0 的矩形媒质上。另外使一个波长为 Λ ，角频率为 ω_c 的平面压缩波以垂直于光波入射平面的方向在媒质中传播。压缩波在媒质内部引起折射率的周期变化，沿 x 方向为

$$n_0 + \Delta n \cos(\omega t - \frac{2\pi}{\Lambda} x) \quad (6-83)$$

按光栅衍射的理论，媒质在压缩波作用下相当一个光栅常数 Λ 的光栅，形成衍射级亮纹条件或光栅方程为

$$\Lambda \sin \theta = N\lambda \quad N=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3... \quad (6-84)$$

这时零级与一级条纹间的衍射角

$$\theta = \arcsin(\pm \frac{\lambda}{\Lambda})$$

通常认为产生上述衍射的条件是

$$D^2 \Lambda^2 \Delta n^2 \leq \frac{n}{15} \quad (6-85)$$

式中， D 为光束的宽度。

当 $Q \gg 1$ 时，产生布拉格衍射，声光介质相当一个立体光栅。这种调制器设计时，为使光与声之间有一个长的相互作用路程，所以使光束的入射角，由垂直于声束方向向声束传播方向偏转，如图6-83所示。

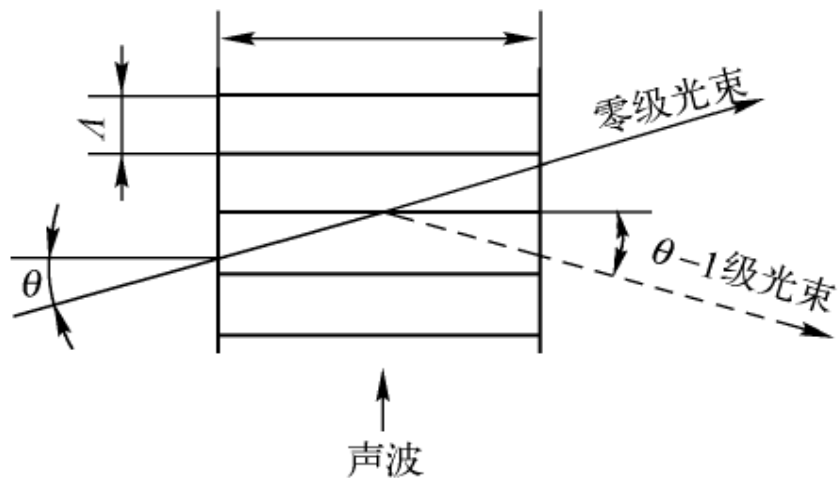


图6-83 布拉格角超声衍射光