

CCD 的转移噪声对 CCD 相关器的影响 和 CCD 的并联应用*

张元亭 高振明

(山东大学电子系)

提 要

本文在理论上分析了 CCD 的转移噪声对 CCD 相关器输出信噪比的影响;指出了 CCD 多路并联应用的有效性。最后给出了 CCD 双路并联应用的实验结果,并对单路与双路 CCD 在 CCD 相关器中的实验结果进行了比较,表明了这一方法的可行性。

一、引 言

文献[1]采用国产电荷耦合器件 (CCD) 成功地获得了对模拟信号的连续可变延迟,并以 CCD 为中心设计了处理模拟信号的相关器 (CCD 相关器)。给出了利用 CCD 相关器对相关函数的测量和深埋在噪声中的周期信号的提取两方面的实验结果。最后分析了 CCD 的转移损失对 CCD 相关器输出信噪比的影响,并提出采用交错时钟 CCD 并联运用可以减小这种影响。

本文在文献[1]的基础上进一步分析 CCD 的转移噪声对 CCD 相关器输出信噪比的影响。结果表明,采用交错时钟 CCD 并联运用也可减小这种影响。根据交错时钟 CCD 并联运用可以减小 CCD 的转移损失和转移噪声对 CCD 相关器输出信噪比影响的原理,设计了 CCD 并联运用的实施方案,并给出了实验结果。

二、CCD 的转移噪声对 CCD 相关器输出信噪比的影响

CCD 和其他电子器件一样,在其输入端、信号转移过程中和输出端都有噪声迭加在真正的信号上,因此降低了信号所代表的信息复原的精度。电信号在 CCD 中的转移是以电荷包的形式进行的。这样,对转移信号的噪声干扰既有与电荷包的转移和贮存有关的固有噪声,也有与器件的操作、电荷注入和检测有关的外来噪声。

一般说来,影响 CCD 性能的噪声可分为四种:电注入噪声,产生噪声,转移噪声和检测噪声。

电注入噪声与电荷包的注入方式有很大关系。采用电荷预置或电位平衡法可以使电

* 1982 年 11 月 25 日收到。

注入噪声大大降低。

产生噪声是由 CCD 器件转移信号因时钟脉冲停止而中断时,各个势阱收集热产生的或入射光产生的完全随机的载流子引起的。此外,在连续工作的延迟线中,因暗电流的积累使每个势阱贡献电荷发生涨落也产生噪声。这部分噪声在图象处理中将起突出作用。

检测噪声是由 CCD 器件的输出检测器产生的。采用浮置栅放大器使检测端总电容减小,可大大降低此种噪声。

转移噪声在完全电荷转移模式的表面信道 CCD 中,当时钟脉冲频率不太低且为连续序列时,主要表现为由陷阱中的电荷涨落产生的界面态噪声。对于由选定的 CCD 构成的模拟信号相关处理系统,界面态噪声(转移噪声)将起突出的影响。下面就其影响给予分析。

界面态噪声平方的频谱为^[2]:

$$N(f) = \frac{4kT \ln 2}{q} M f_c A_s N_{ss} (1 - \cos 2\pi f / f_c), \quad (1)$$

式中 M 为 CCD 的级数(位数); k 为玻耳兹曼常数; T 为绝对温度; A_s 为 CCD 的电极面积; N_{ss} 为界面态密度; f_c 为时钟频率, q 是电子的电荷。

在考虑了转移噪声以后, CCD 相关器的等效方框图如图 1 所示。图中 $n(t)$ 为等效的 CCD 转移噪声,其功率谱 $N(f)$ 由式 (1) 决定。 $h(t)$ 为 CCD 延迟系统的冲量响应。

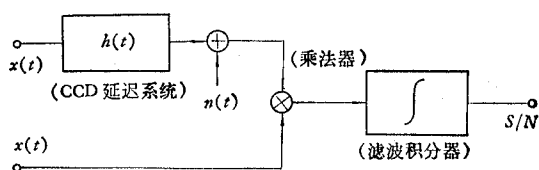


图 1 CCD 相关器的等效方框图

Fig. 1 Equivalent block diagram of the CCD correlator

在这里假定,信号 $x(t)$ 和噪声 $n(t)$ 具有各态历经性和高斯特性,并且两者是相互独立的;滤波积分网络的等效噪声带宽窄于信号带宽。我们得到相关器的输出信噪比为^[3]:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{out} = \frac{\left\{ \int_0^\infty X(f) \operatorname{Re}[H(f)] df \right\}^2}{\int_0^\infty \{X^2(f) \operatorname{Re}^2[H(f)] + X(f)N(f)\} \cdot df} \frac{1}{W_e}, \quad (2)$$

式中 $X(f)$ 为信号 $x(t)$ 的功率谱; W_e 是滤波积分网络的等效噪声带宽; $\operatorname{Re}[H(f)]$ 是 CCD 延迟系统的传输函数 $H(f)$ 之实部。如果 CCD 延迟系统是理想的,则

$$H(f) = e^{j\omega\tau} = e^{j2\pi f\tau}. \quad (3)$$

考虑到由信道引入的固有延迟 τ_0 , 则有

$$H(f) = e^{j2\pi f(\tau - \tau_0)}. \quad (4)$$

因此,

$$\operatorname{Re}[H(f)] = \cos 2\pi f(\tau - \tau_0). \quad (5)$$

当不考虑 CCD 的转移噪声 $n(t)$ 时,即 $N(f) = 0$, 式(2)变成

$$\left(\frac{S}{N}\right)'_{out} = \frac{\left\{\int_0^{\infty} X(f) \operatorname{Re}[H(f)] df\right\}^2}{\int_0^{\infty} X^2(f) \operatorname{Re}^2[H(f)] df} \frac{1}{W_e}. \quad (6)$$

当 $\tau = \tau_0$ 时, 相关函数取最大值,

$$\int_0^{\infty} X(f) \operatorname{Re}[H(f)] df = \int_0^{\infty} X(f) df.$$

因此, 式(6)变为

$$\left(\frac{S}{N}\right)'_{out} = \frac{1}{W_e} \frac{\left\{\int_0^{\infty} X(f) df\right\}^2}{\int_0^{\infty} X^2(f) df}. \quad (7)$$

式(7)表明了有限积分时间对相关器输出信噪比的影响. 对于理想情况, 积分时间

$$\left(T_e \propto \frac{1}{W_e}\right)$$

为无穷大, 即 $W_e \rightarrow 0$, 则相关器的输出信噪比为无穷大; 而有限积分时间则导致相关器有有限的输出信噪比. 根据所要求的输出信噪比可以由式(7)确定滤波积分网络的等效噪声带宽, 从而可以确定滤波器的截止频率.

从式(2)可以看出, CCD 转移噪声的插入将影响相关器的输出信噪比. 当考虑 CCD 的转移噪声, 且 $\tau = \tau_0$ 时, 式(2)变为

$$\left(\frac{S}{N}\right)'_{out} = \frac{\left\{\int_0^{\infty} X(f) df\right\}^2}{W_e \int_0^{\infty} [X^2(f) + X(f)N(f)] df}. \quad (8)$$

为了更清楚地观察转移噪声对 $\left(\frac{S}{N}\right)'_{out}$ 的影响, 我们定义因子 B :

$$B \triangleq \left(\frac{S}{N}\right)'_{out} / \left(\frac{S}{N}\right)'_{out}. \quad (9)$$

将式(7)、(8)代入式(9), 得

$$B = \frac{\int_0^{\infty} [X^2(f) + X(f)N(f)] df}{\int_0^{\infty} X^2(f) df}. \quad (10)$$

下面我们考虑输入 $x(t)$ 是低通限带白噪声的简单情况, 即

$$X(f) = \begin{cases} A, & 0 \leq f \leq f_m; \\ 0, & \text{其他 } f \text{ 值.} \end{cases} \quad (11)$$

式中 f_m 是 $x(t)$ 的最高频率分量.

将式(11)代入式(10), 得

$$B = 1 + \frac{1}{f_m A} \int_0^{f_m} N(f) df. \quad (12)$$

结合式(1), 有

$$B = 1 + \frac{4kT \ln 2}{qA} M f_c A_s N_{ss} \left(1 - \frac{f_c}{2\pi f_m} \sin \frac{2\pi f_m}{f_c}\right). \quad (13)$$

$$\text{令 } x = 2\pi f_m/f_c, B_0 = \frac{4kT \ln 2}{qA} f_c A_s N_{ss},$$

于是, 式 (13) 简化为

$$B = 1 + B_0 M \left(1 - \frac{\sin x}{x} \right). \quad (14)$$

对于给定的 CCD、环境温度和取样频率, B_0 可视为常数, 稍加整理得

$$\frac{B-1}{B_0} = M \left(1 - \frac{\sin x}{x} \right). \quad (15)$$

根据式 (15), 我们作出在不同的 CCD 位数下, B 随 f_m/f_c 变化的曲线, 如图 2 所示。

从图 2 可以看出: (1) 当满足奈奎斯特取样定理时, f_m/f_c 越小, 转移噪声对 CCD 相关器输出信噪比的影响就越小. 对于极限情况, $f_m/f_c \rightarrow 0$, 则 $B = 1$. 这表明, 提高时钟频率 (此时应保证所要求的延迟时间) 可以减小转移噪声的影响. (2) CCD 的位数越多, 转移噪声对 CCD 相关器输出信噪比的影响就越严重. 因此, 采用交错时钟 CCD 并联运用, 以减少 CCD 的位数, 也有利于减小转移噪声对 CCD 相关器的影响。

三、CCD 的并联运用

文献 [1] 给出, 在 CCD 中, 电荷的不完全转移将产生转移损失. 由于转移损失的影响, 引起单通道 CCD 延迟系统的传递函数的振幅衰减为:

$$|D^M(f)| = \exp[-m\varepsilon(1 - \cos 2\pi f/f_c)].$$

对不同的损失乘积 $m\varepsilon$, $|D^M(f)| - f/f_c$ 曲线示于图 3 [2].

从图 3 曲线清楚地看出, 当 $m\varepsilon$ 较大时, 将引起被转移的较高频率信号的振幅严重衰减, 从而降低了 CCD 相关处理系统的输出信噪比。

为了减小 CCD 的转移损失和转移噪声对 CCD 相关处理系统输出信噪比的影响, 减少 CCD 的位数是一个较为理想的方法. 但是, CCD 位数的减少将使被延迟信号的延迟范围受到限制, 因而限制了 CCD 本身的应用范围. 采用交错时钟 CCD 并联运用是解决这一矛盾的可行方法。

图 4 给出国产 C_{22} 型 CCD 器件双路并联运用的实验方框图. 对于相同的模拟延迟系统, 双路并联运用的 CCD 中每一路的 CCD 转移位数只有单路 CCD 转移位数的一半. 因此, 对每一路来说, CCD 的转移位数减少了, 而对整体来说, 转移位数不变. 同时, 如果采用与单路相同的时钟频率 f_c , 则使双路并联运用的 CCD 延迟系统的有效取样频率加倍。

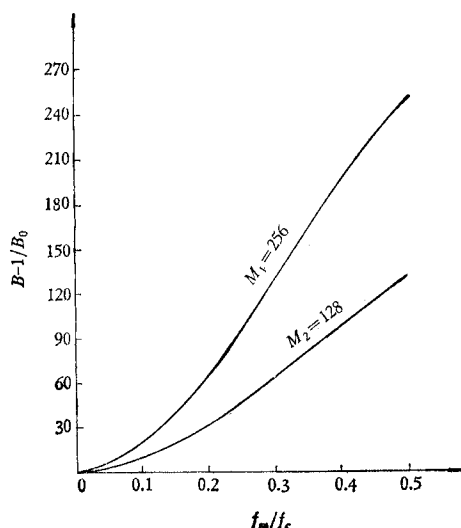


图 2 在不同 CCD 位数下, $B - f_m/f_c$ 关系
Fig. 2 Plot of the factor B vs. f_m/f_c for different stages of CCD's

这样,在相同的带宽 $f_c/2$ 条件下,对滤波器的要求可以放宽.

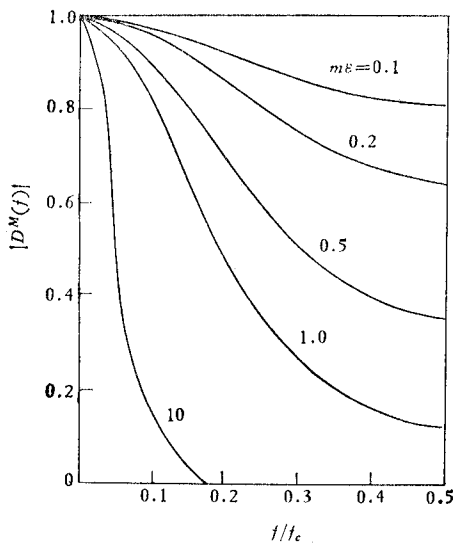


图3 在不同的损失乘积 mE 下,
 $|D^M(f)|$ — f/f_c 关系

Fig. 3 Plot of magnitude $|D^M(f)|$ vs. f/f_c
for different loss product mE

低转移噪声,使输出结果有所改善.

在图4所示的双路并联运用的 CCD 模拟延迟系统中,采用四相工作,两路时钟有 180° 的相位交错. 时钟脉冲由环形计数器产生,经一级电平转换器后,驱动 CCD. 整个系统工作在扫描状态. 受扫频信号控制的四相时钟频率是变化的,因而获得了模拟信号的可变连续延迟.

图5给出图4中 A, B, C 三点的波形照片,输入信号为 $f = 2\text{kHz}$ 的正弦波.

为了说明前面导出的减少 CCD 位数可以降低转移噪声影响的结果,我们将 CCD 的双路并联工作方案应用于文献[1]给出的 CCD 相关处理系统. 在单路 CCD 相关处理系统中,我们取位数为 256 位的 C_{22} 型 CCD,而在双路并联系统中,采用 128 位的 C_{22} 型 CCD. 两种工作模式的正弦波自相关函数的实验结果如图6所示. 从图6可以看出,CCD 的并联运用能够降

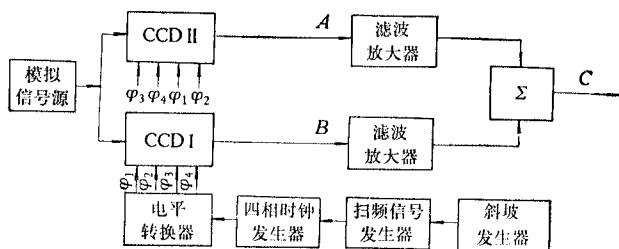


图4 CCD 双路并联实验方框图

Fig. 4 Experimental block diagram of double channel parallel operation of CCD

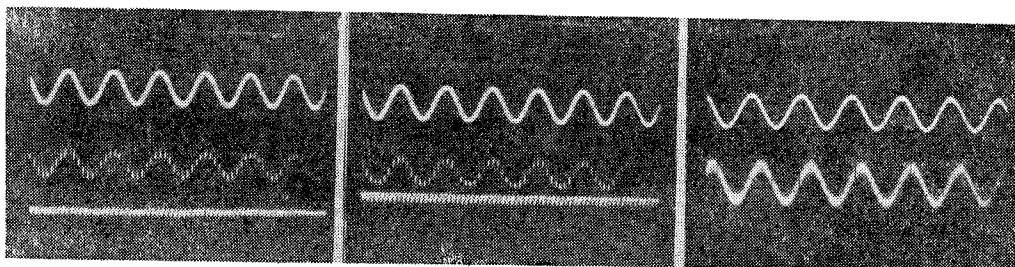


图5 图4中 A, B, C 三点的波形

(a) 上: 原始信号 (b) 上: 原始信号 (c) 上: 原始信号
下: CCDII 输出波形(A 点) 下: CCDI 输出波形(B 点) 下: 两路合成波形(C 点)

Fig. 5 Waveforms at points A, B and C in Fig.4

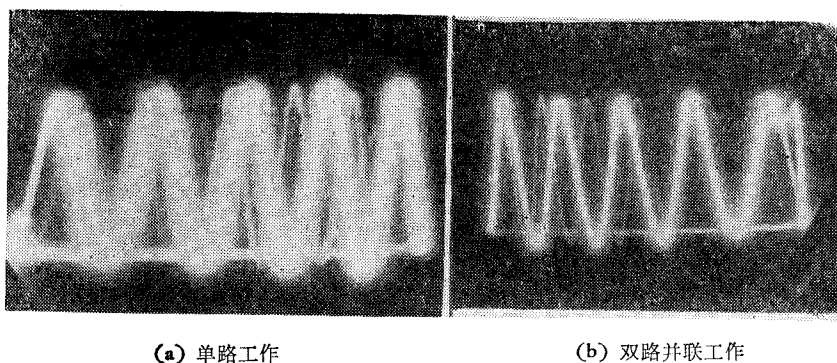


图 6 正弦波的自相关函数

Fig. 6 Autocorrelation function of a sinusoidal wave

注: 图中背景是慢扫示波器的余辉。

最后应指出,在双路并联应用中,两路 CCD 器件的性能应有良好的一致性. CCD 性能的不一致性主要是由电荷的不完全转移产生的已延迟信号的振幅衰减和附加相移等因素引起的. 这种不一致性将引起合成信号的失真. 对于振幅衰减,我们在实验方案中对每一路已延迟信号,进行了幅度调整,以保证合成信号没有明显的失真. 对于附加相移,我们对两路 CCD 进行了粗略筛选,使两路器件在相同取样频率下对同一信号具有接近相同的时间延迟.

四、结 论

理论分析表明,CCD 的转移噪声同转移损失一样,对 CCD 相关处理系统的输出信噪比有影响. 采用交错时钟 CCD 多路并联运用,减少 CCD 的转移位数,可降低这种影响.

在实验中,获得了 CCD 双路并联运用的较好结果,这对提高文献[1]提出的 CCD 相关处理系统的性能是有益的.

参 考 文 献

- [1] 高振明、张元亭,山东大学学报(自然科学版),1982年,第4期,第49—60页.
- [2] C. H. Sequin and M. F. Tompsett, Charge Transfer Devices, Academic Press, (1975).
- [3] P. Green, IRE Trans. on VIT VIT-3 (1957),10.

AN EFFECT OF THE TRANSFER NOISE IN THE CCD ON THE OUTPUT SIGNAL-TO-NOISE RATE OF THE CCD CORRELATOR AND THE CCD's PARALLEL OPERATION

Zhang Yuanting, Gao Zhenming
(Department of Electronics, Shandong University)

An effect of the transfer noise in the CCD on the output signal-to-noise ratio of the correlator is analyzed theoretically. The efficiency of multichannel parallel operation for the CCD is designated. Finally, the experimental results of double channel parallel operation for the CCD are given, and the practicability of this method is demonstrated.