

CCD 图像传感器降噪技术的研究

佟首峰, 阮 锦, 郝志航

(中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130022)

摘要: 根据 CCD 输出噪声的特点, CCD 视频处理电路的目的是消除 KTC 噪声, 抑制低频噪声和宽带白噪声。文中分析了三种抑制噪声的方法, 相关双采样法、双斜积分法、开关指数滤波法。这三种方法都是在象素周期内进行前后两次采样(或积分), 系统的输出为两次采样之差, 从而获得视频信号。文中不仅介绍它们的工作原理、推导噪声传输函数, 而且详细分析各自的特性。最后对实际高频应用中最适合的相关双采样法进行细致分析。

关键词: CCD; 复位噪声; 相关双采样; 双斜积分; 信噪比; 传输函数

中图分类号: TP212.14 **文献标识码:** A

1 引言

现在, CCD 器件被认为可见光成像领域最有前途的探测器件, 这是因为它具有以下突出优点: 1: 低噪声输出; 2: 动态范围大; 3: 量子效率高; 4: 电荷转移效率高; 5: 光谱响应范围宽; 6: 几何稳定性好。随着 CCD 制造和工艺不断发展, CCD 又具有分辨率高、工作频率高等特点, 因此 CCD 得到广泛的应用。

CCD 图像传感器的输出信号是空间采样的离散的模拟信号, 其中夹杂着各种噪声和干扰。CCD 输出信号处理的目的是在不损失图像细节并保证在 CCD 动态范围内, 图像信号随目标亮度线性变化下尽可能消除这些噪声和干扰。为了提高信噪比, 必须对 CCD 输出噪声种类、特性有所了解, 然后才能有针对性地对噪声进行抑制。有关 CCD 噪声的分析有许多报道^[1], 在此仅简单介绍。CCD 输出噪声主要有光子散弹噪声、暗电流散粒噪声、输出放大器产生的 KTC 噪声, 另外还存在低频噪声和宽带白噪声。其中光子散弹噪声是由于到达传感器的光子数量随机波动引起的, 对于所有图像传感器都一样存在, 它代表着器件最高信噪比的极限, 片外的信号处理电路不能对此噪声进行抑制^[2]; 暗电流散粒噪声是由于图像传感器体内和表面不可避免地含有杂质, 由于热激发它们产生的电子被势阱单元捕获, 这些热激发电子噪声被描述成暗电流噪声, 在应用中对 CCD 器件采取致冷措施, 当温度降到 -30 ~ -

50 时, 暗电流噪声就小到无足轻重程度^[3]。所以信号处理电路主要是消除输出信号中的 KTC 噪声、低频噪声 ($1/f$, $1/f^2$ 噪声) 和宽带白噪声。在阐述抑制噪声的方法之前, 有必要对 KTC 噪声进行分析和研究, 因为下面将要详述的相关双采样法、双斜积分法、开关指数滤波法的设计思想与 KTC 噪声的特点有关。

2 KTC 噪声的研究

KTC 噪声的产生与 CCD 输出结构有密切关联, 对 CCD 的输出结构进行分析对于 KTC 噪声地理解有所帮助。

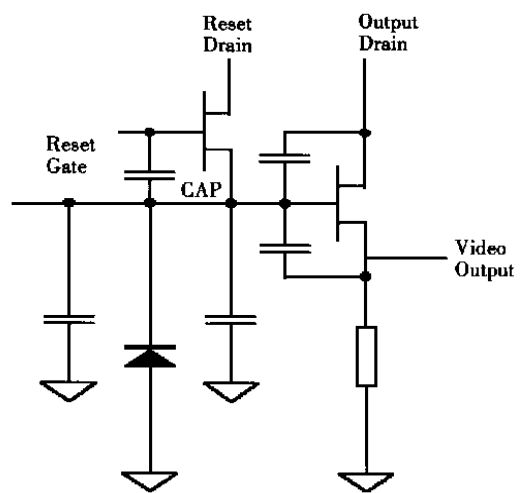


Fig. 1 CCD output amplifier

通常 CCD 的输出结构都采用选通电荷积分器结构,其电路原理如图 1 所示。每一次信号读取都以单个电荷包的形式出现在放大器的栅节点上。每个信号电荷包产生的电压变化被读出后,输出 MOSFET 的栅节点需加以复位。当复位脉冲到来时,复位管 MOSFET 导通,存在导通沟道电阻 R_{ON} ,它所产生的电阻热噪声加在电容 C (电容 C 是反偏二极管 D 结电容和源极跟随器电容之和) 两端。复位过程等效漏电压通过电阻 R_{ON} 对电容 C 充电。

噪声计算如下:

复位噪声功率为:

$$E_{rms}^2 = \int_0^{\omega} \frac{4KTR}{2\pi} H^2(\omega) d\omega = \int_0^{\omega} \frac{4KTR}{2\pi} \frac{\omega^2}{\omega^2 + \omega_c^2} d\omega$$

因为:

$$\int_0^{\omega} \frac{1}{\omega^2 + \omega_c^2} d\omega = \frac{\pi}{2\omega_c}$$

所以:

$$E_{rms}^2 = KTR\omega$$

因为: $\omega = 1/RC$,

所以:

$$E_{rms}^2 = KTC \Rightarrow E_{rms} = \sqrt{KTC} \quad (1)$$

此式为复位噪声所产生的等效噪声电压。因为:

$$E = Q/C = nq/C$$

得到复位噪声所产生的等效电子数为:

$$n_{rms} = \sqrt{KTC}/q \quad (2)$$

因此,复位噪声亦称 KTC 噪声。可见输出电容越大,所产生的复位噪声越大。

我们能够得到电容 C 上的电压方均涨落为:

$$\overline{\Delta V^2(t)} = \frac{KT}{C} [1 - \exp(-2t/RC)] \quad (3)$$

CCD 时序和视频输出如图 3 所示, (a) 为复位脉冲, (b) 移位寄存器驱动时钟, (c) 理论视频输出信号, (d) 有用视频输出信号, (e) 放大的复位噪声, (f) CCD 视频实际输出。下面我们将 CCD 的一个像素周期时序与上面的理论结合起来对复位噪声进行详细分析。在 $t_0 \sim t_1$ 期间,复位电平为高,复位 MOSFET 导通,导通沟道电阻为 R_{on} ,取值一般小于 $10^4 \Omega$ C 为 $1\text{pF} \sim 10\text{pF}$,所以 $R_{on}C$ 时间常数约为 $10^{-9} \sim 10^{-10}\text{s}$,这就表明复位 MOSFET 开启后,复位噪声也立刻达到 $n_{rms} = \sqrt{KTC}/q$ 值。如图 6(e) 所示;在 $t_1 \sim t_4$ 期间,复位脉冲为低,复位 MOSFET 截止,截止沟道电阻为 R_{off} ,一般大于 $10^{12}\Omega$,此时的时间常数 $R_{off}C$ 很大,约为 10^{-1}

s,由此可见,复位噪声在复位结束后电压方均涨落相对于像素周期十分缓慢,可以认为复位噪声在一个像素周期内为常数。但是因为电阻热噪声是随机变化的,所以不同的像素周期的复位噪声是随机的。

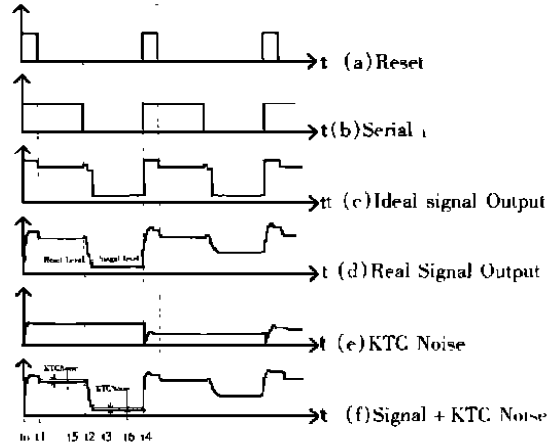


Fig. 2 Timing and output of CCD

下面对 CCD 视频输出信号进行分析。每一像素输出周期都以复位脉冲开始($t_0 \sim t_1$ 期间),它可以清除前一个像素的电荷,以迎接下一像素电荷的到来。此阶段视频信号被嵌到复位电平,并叠加复位脉冲串扰信号同时产生复位噪声。在 $t_1 \sim t_2$ 期间,由于复位 MOSFET 漏电流的影响,复位电平有微小的下降,称为复位失调电压。此期间的视频输出为复位电平与复位噪声、复位失调电压的叠加; $t_2 \sim t_3$ 期间,电荷包在进行水平转移时,要混入移位时钟干扰。周期的最后部分($t_3 \sim t_4$ 期间) 是复位噪声、复位失调电压和有用视频信号地叠加。

相关双采样法、双斜积分法、开关指数滤波法便是利用电容 C 上噪声电压涨落缓慢这一特点,在输出电荷包之前和输出电荷包之时,在同一像素周期内进行前后两次采样并且使得两次采样时间间隔远小于时间常数 $R_{off}C$,这样第一次采样的 KTC 噪声与第二次采样的 KTC 噪声相差十分微小,前后两次取样时间是相关的,若将两次采样值相减, KTC 噪声就被从输出信号中抑制了,两次采样之差便是视频信号的真实成分。

本文将要介绍三种 CCD 输出信号处理电路都是基于以上原理实现的。他们都是采用延迟相减原理来消除 KTC 噪声、利用相关性来抑制低频噪声,他们还具有低通滤波器功能以减少宽带白噪声。下面我们详细介绍双斜积分法、双相关采样法、开关指数滤波器法的工作原理。为了分析方

便,令 $(t_0 \sim t_1) = (t_2 \sim t_3) = \Delta T, t_1 \sim t_2 = t_3 \sim t_4 = T_1, \Delta T + T_1 = T_g, T_g$ 为一个像素周期的一半。

3 三种抑制噪声电路的工作原理

3.1 双相关采样法

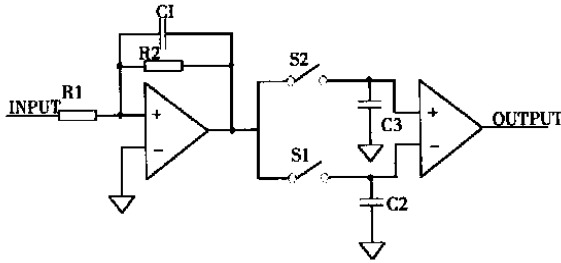


Fig. 3 Double-correlated sampling

实现双相关采样电路基本电路如图 3 所示,在 $t_1 \sim t_2$ 期间对复位电平进行第一次采样, C_2 电容保持的电压为 KTC 噪声、复位失调电压与复位电平的叠加。而第二次采样在 $t_3 \sim t_4$ 之间, C_3 电容保持的电压为 KTC 噪声、复位电压失调和有用视频信号的叠加。两次采样间隔为 T_g 。输出信号为两次采样值进行相减后所得的信号电平。因为双相关采样电路为点采样,它本身不具有低通滤波特性,所以在它之前需要加低通滤波器去限制带宽,从而组成双相关采样系统。

3.2 双斜积分法

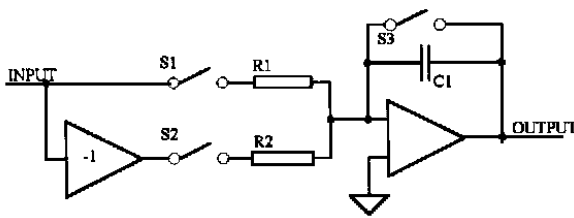


Fig. 4 Dual slope integrator

双斜积分的原理电路如图 4 所示,在每一个输出信号输出周期的开始(在 $t_0 \sim t_1$ 期间) S_3 关闭,积分电容进行放电清零操作;在 $t_1 \sim t_2$ 时间内 S_2 闭合, S_1 断开,对叠加有 KTC 噪声、复位失调电压的复位电平进行反向积分;在 $t_2 \sim t_3$ 时间内, S_2 断开;在 $t_3 \sim t_4$ 时间内, S_1 闭合,对叠加有 KTC 噪声、复位失调电压的有用信号电平进行正向积分,积分结束,系统输出电压为有用视频信号,并且在 t_4 时刻之前输出。

3.3 开关指数型滤波器

开关指数型滤波器的实现原理图如图 5 所示:

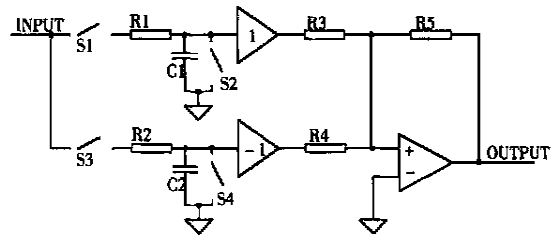


Fig. 5 Switched-exponential filtering

在 $t_0 \sim t_1$ 时间内,电容 C_1, C_2 被开关 S_2, S_4 短接, S_1, S_3 打开;在 $t_1 \sim t_2$ 时间内, S_4 打开, S_3 关闭,叠加有 KTC 噪声、复位失调电压的复位电平对 C_2 进行反向积分;在 $t_2 \sim t_3$ 时间内, S_3 打开;在 $t_3 \sim t_4$ 内, S_2 断开, S_1 闭合,叠加有 KTC 噪声、复位失调电压的有用信号电平对 C_1 进行正向积分。在 t_4 时刻前输出有用视频信号。

4 三种系统的传输函数

虽然三种系统的工作原理和电路的实现是不同的,但是绝对不能将它们孤立的进行分析,其实它们在本质上是相同的。它们都包括 RC 电路,也都是在一象素周期内进行前后两次采样(或积分),系统的输出为两次采样之差,从而获得视频信号。这就决定了他们的传输函数存在必然的联系,同时具有相似的性质。但是由于 RC 常数的不同,使三种系统又各具特点。对于双相关采样, RC 值很小,它提取信号电平非常迅速,从这一点可以看出它特别适合高频应用场合。而双斜积分中的 RC 常数相对于双相关采样中的 RC 常数要大的很多,只要满足动态范围条件,它可以在 $t_1 \sim t_2$ 时间内任意的选取积分时间,它本身含有低通滤波特性,不需另加低通滤波器;对于开关指数型滤波器的 RC 常数居中,它兼双斜积分和双相关采样的特点,同时它具有灵活性,它可以允许两个不同的截止频率,系统的最小截止频率应大于信号的输出频率 ω 。

推导系统的传输函数有多种方法^[4],本文采用最基本的方法:首先,得出系统的阶跃响应,然后,对阶跃响应进行求导,得到冲激响应;最后对冲激响应进行傅立叶变换,傅立叶变换后模的平方为系统传输函数。

因为开关指数型滤波器具有双斜积分和双相关采样的特点,所以它的噪声传输函数具有一般性。下面让我们对开关指数型滤波器的传输函数

进行详细推导: 设正向积分器的截止频率为 ω_2 , 反响积分器的截止频率为 ω_1 , 它的阶跃响应为:

$$f(t) = 0 \dots\dots\dots 0 < t < \Delta T$$

$$f(t) = K[1 - e^{-\omega_1(t - \Delta T)}] \dots\dots\dots$$

$$\dots\dots\dots \Delta T < t < \Delta T + T_1$$

$$f(t) = K[1 - e^{-\omega_1 T_1}] \dots\dots\dots$$

$$\dots\dots\dots \Delta T + T_1 < t = 2\Delta T + T_1$$

$$f(t) = K[1 - e^{-\omega_1 T_1}] - K[1 - e^{-\omega_2(t - 2\Delta T - T_1)}]$$

$$\dots\dots\dots 2\Delta T + T_1 < t < 2\Delta T + 2T_1$$

$$f(t) = K[e^{-\omega_2 T_1} - e^{-\omega_1 T_1}] \dots\dots t > 2\Delta T + 2T_1$$

相应的冲激响应为阶跃响应的导数:

$$i(t) = 0 \dots\dots\dots 0 < t < \Delta T$$

$$i(t) = K\omega_1 e^{-\omega_1(t - \Delta T)} \dots\dots \Delta T < t < \Delta T + T_1$$

$$i(t) = 0 \dots\dots\dots \Delta T + T_1 < t < 2\Delta T + T_1$$

$$i(t) = -K\omega_2 e^{-\omega_2(t - 2\Delta T - T_1)} \dots\dots\dots$$

$$\dots\dots\dots 2\Delta T + T_1 < t < 2\Delta T + 2T_1$$

$$i(t) = 0 \dots\dots\dots t > 2\Delta T + 2T_1$$

对冲激响应进行傅里叶变换:

$$F(j\omega) = \int_{\Delta T}^{\Delta T + T_1} K\omega_1 e^{-\omega_1(t - \Delta T)} e^{-j\omega t} dt - \int_{2\Delta T + T_1}^{2\Delta T + 2T_1} K\omega_2 e^{-\omega_2(t - 2\Delta T - T_1)} e^{-j\omega t} dt \quad (4)$$

经化简后得到:

$$F(j\omega) = \frac{K\omega_1 e^{-\omega_1 \Delta T}}{\omega + j\omega} [1 - e^{-(\omega_1 + j\omega) T_1}] + \frac{K\omega_2 e^{-\omega_2 T_1 + 2\Delta T}}{\omega + j\omega} [1 - e^{-(\omega_2 + j\omega) T_1}]$$

从上式可知, 开关指数滤波器的噪声传输函数表达式比较困难, 但从此式可以推导出双相关采样和双斜积分的传输函数。

对于双相关采样和双斜积分法令 $\omega = \omega = \omega_0$ 。

那么上式可以变为:

$$F(j\omega) = \frac{K\omega_1 e^{-j\omega \Delta T}}{\omega + j\omega} [1 - e^{-j\omega(\Delta T + T_1)}] [1 - e^{-\omega_0 T_1} e^{-j\omega T_1}] \quad (5)$$

对于双相关采样, 积分时间常数相对于开关指数型滤波器的积分时间要小得多, 故 ωT_1 非常大, 那么, 可以推导出双相关采样的噪声传输函数

$$|H_{CDS}(\omega)|^2 = \left| \frac{K\omega}{\omega + j\omega} \right|^2 (1 - e^{-j\omega T_g})^2$$

$$|H_{DSI}(\omega)|^2 = 4K^2 \frac{\omega^2}{\omega^2 + \omega^2} \sin^2\left(\frac{\omega T_g}{2}\right) \quad (6)$$

这便是双相关采样的噪声传输函数。它的频谱函

数曲线如图 6 粗线所示。从图可知, 双相关采样系统近似于带通滤波器, 它能有效的抑制低频噪声, 同时由于前面加一级低通滤波器, 所以能抑制宽带白噪声。而在信号频率处有最高的增益。

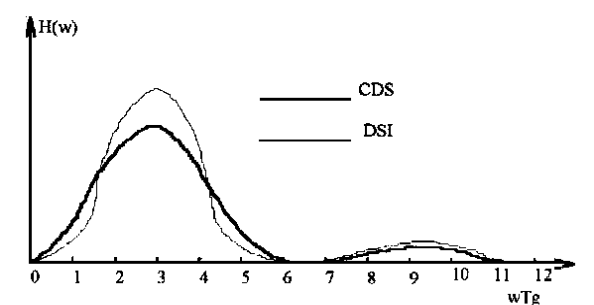


Fig. 6 Transfer function of DCS and DSI

对于双斜积分式, 它的积分时间相对于开关指数型滤波器的积分时间大得多, 故 ωT_1 非常小, (5) 式可以变为:

$$F(j\omega) = \frac{K\omega_1 e^{-j\omega \Delta T}}{\omega + j\omega} [1 - e^{-j\omega T_g}] [1 - e^{-j\omega T_1}]$$

$$|H_1(j\omega)|^2 = \frac{16K_1^2}{\omega^2} \sin^2\left(\omega \frac{T_1}{2}\right) \sin^2\left(\omega \frac{T_1 + \Delta T}{2}\right) \quad (7)$$

此系统的传输函数曲线如图 6 细线所示。它的频谱曲线与相关双采样相似, 也为带通滤波器, 能有效的抑制低频和低频噪声。从式(6)(7)可知, CDS 和 DSI 转移函数增益最大点都在

$$\frac{\omega T_g}{2} = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \omega = \omega_0$$

$$\omega = \pi / T_g$$

处。也就是说它们对 CCD 工作频率点的有用信号的增益最大, 而对低频和低频噪声进行有效地抑制。

确切的说每种方法单从抑制噪声特性来说, 只要正确地实现都可以获得比较理想的结果。但是我们设计 CCD 输出信号处理电路原则是在尽可能减小其他方面的负面影响而大大提高输出信噪比。因此, 在对噪声抑制进行比较的同时, 也应对速度、系统实现的复杂程度、电路的灵活性等方面进行全局考虑。相关双采样电路十分简单, 是最易实现的一种方法; 由于采样保持电路在足够短的时间内达到新的电平, 并且不必清除前一个象素的电荷, 从而成为高速应用的首选方法; 另外只要改变两次采样时间的间隔, 可以使之应用于很宽的工作频率范围, 所以它具有灵活性。双斜积分法的特点是增加积分时间常数可以使系统的增益

增加,从传输函数和频谱曲线可知,DSI 选通性能比 CDS 系统强,所以它能更好的抑制噪声。这就决定此方法在低速 CCD 信号处理应用将获得比较理想的效果。同时他的实现也比较容易。但他在高速应用中存在几个缺点:最明显表现在 S1 闭合使积分电容通过 S1 进行放电所花费的时间。此开关必须合上足够的时间以确使将积分电容上的电荷放掉到小于 A/D 转换器分辨率为止。所以我们得出结论:双斜积分法不是高速应用的首选,但它在低频应用场合抑制噪声的能力最强。

5 相关双采样系统分析

因为 CCD 经常应用于高频场合,所以研究相关双采样电路具有实际意义。现对相关双采样系统进行深入分析:

5.1 关于采样间隔 T_g

两次采样以 t_3 时刻为分界线,理论上两次采样越近,KTC 噪声的相关性越强,抑制 KTC 噪声能力越强,但在实际中,第一次采样点 t_5 要避开时钟串扰区($t_2 \sim t_3$ 期间),第二次采样点 t_6 由于输出电容的影响最好信号电平进入平坦区后进行。所以采样间隔一般小于 $T/2$ 。T 为一像素周期。

5.2 关于前置低通滤波器的带宽

前置低通滤波器的带宽越小,白噪声输出功率越小。但是不能使前置低通滤波器太低。因为低通滤波器的带宽过低会对后面的 CDS 产生负面影响;主要表现为两个方面;其一,前一像素的电荷存储影响后一个像素的信号;而双斜积分和开关指数滤波器法因为在每一个象素周期的开始有清零操作,所以它俩不存在存储效应。从图 7 可知,当 $\omega T_g > 4$,存储影响可以忽略;其二:使 KTC 噪声不能被充分抑制。由于滤波电容的影响,复位噪声电压不能立刻建立,从而使二次采样的 KTC 噪声电压不相等,从而产生误差。从图 8 可知,当 $\omega T_g > 4$,低通滤波器对 KTC 噪声的抑制所带来的误差可以忽略。所以前置低通滤波器的带宽的

选择应兼顾两个方面, ωT_g 越大,噪声输出越大, ωT_g 太小,将产生存储效应和 KTC 噪声抑制误差。实际应用进行折中选取,正常情况下应使 $\omega T_g > 4$ 。

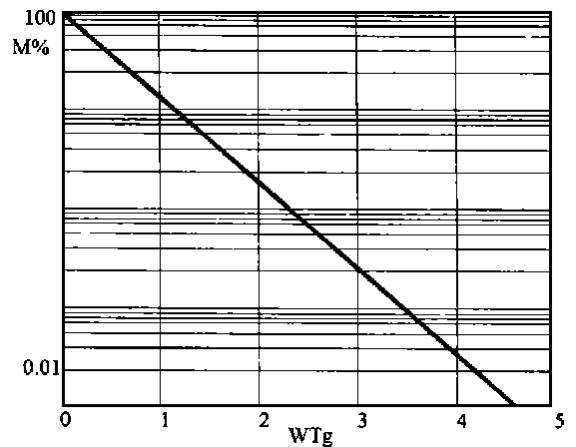


Fig. 7 DCS Memory

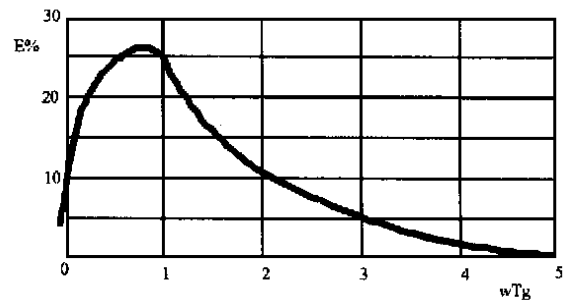


Fig. 8 KTC error in percent for DCS

6 结束语

在 CCD 应用领域,相关双采样法得到广泛的应用,许多公司专门研制和开发了特殊集成芯片,如 XRD 公司的 XRD4460、XRD9580, KODAK 公司的 KASP110、KASP120^[5],它们不仅具有 CDS 功能,而且还具有自动暗电平补偿、自动增益、和 A/D 功能等。采用这些专用集成芯片不仅使用方便,而且性能指标也令人满意。另外,随着 CCD 的迅速发展,已经能制造输出电容很小,灵敏度很高的 CCD,在许多要求不十分严格的场合,只需要一低通滤波器后直接连接 A/D 转换电路,特别在极高速场合。

参考文献:

- [1] 王以铭著. 电荷耦合器件原理与应用[M]. 北京: 科学出版社, 1987.
- [2] Kriss Michael, Parulski Ken, David Lewis. Critical Technologies For Still Imaging Systems[C]. Proc. SPIE, 1989, 1082: 157- 183.
- [3] Jim Janesick, Tom Ellion. Sandbox CCDs[C]. Proc. SPIE, 1995, 2415: 2- 41.
- [4] 郑君里, 杨为理著. 信号与系统[M]. 北京: 高等教育出版社, 1984.
- [5] Bucher Hans R. Low-noise instrumentation CCD cameras and high resolution mammogram System[C]. Proc. SPIE, 1996, 2654: 335- 343.

Noise reducing scheme on output signal of CCD

TONG Shou-feng, RUAN Jin, HAO Zhi-hang

(*Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics,
Chinese Academy of Sciences, Changchun 130021, China*)

Abstract: Based on properties of noise on the output signal of CCD, signal-processing schemes used to reduce the effect of KTC noise and to attenuate $1/f$ and broadband write noise are analysed. These schemes employ time delay and subtraction to eliminate KTC noise and attenuate $1/f$ noise. They also include a low-pass function to reduce the effect of broadband write noise. Signal processing schemes described in this paper are double-correlated sampling, dual-slope integration and switched exponential filtering. Each of these schemes' principle is discussed and presented, its transfer functions is deducted in this paper. Performance comparisons are given with emphasis on their applicability in high-speed CCD readout applications.

Key words: charge coupled devices; reset noise(KTC Noise); double-correlated sampling; dual-slope integration; signal noise ratio; transfer function

作者简介: 佟首峰(1973-),男,吉林省洮安县人。1994年毕业于长春光学精密机械学院电子工程系电子测量专业,1997年又在该院获得硕士学位。现在中国科学院长春光学精密机械与物理研究所攻读博士学位,从事空间光学摄影的CCD相机研制工作。感兴趣的领域有: CCD器件的研究与CCD相机的研制,微弱信号检测,电力与电子学等。