

文章编号 1004-924X(2008)10-2020-10

使用可交换带通滤波器的双相关采样法

任 航^{1,2}, 张 涛¹

- (1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033;
2. 中国科学院 研究生院, 北京 100039)

摘要:提出了一种使用可交换带通滤波器的新的双相关采样(CDS)法。该方法使用具有可调频特性的动态带通滤波器,按照像素的读出顺序改变滤波器的参数,提取信号并使得相应的噪声带宽保持较低。根据给定的 CCD 输出噪声的特点和像素的读出频率,建立了数学模型来模拟系统的信噪比。最后,对噪声进行了模拟实验,给出了实验结果,并与传统 CDS 方法进行了对比。结果表明,白噪声的噪声值降低到一个平台上,并且持续大约 $10\sim 15\ \mu\text{s}$,当 $t=39\ \mu\text{s}$ 时,输出噪声要比稳态时低。实验结果表明,这种方法较之现存的相关双采样技术具有稳定性高、制作成本低、便于与 A/D 转换器连接等优点。

关键词: CCD; 信噪比; 可交换带通滤波器; 双相关采样

中图分类号: TP391; TN713 **文献标识码:** A

Novel correlation double sampling method using commuted band-pass filter

REN Hang^{1,2}, ZHANG Tao¹

- (1. *Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;*
2. *Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China*)

Abstract: A novel Correlation Double Sampling(CDS) method based on commuted band-pass filter was proposed. By using the dynamic band-pass filter with frequency modulation, the CCD signals were extracted by changing the filter parameters according to the extracting sequence of pixels, and the relevant noise band was kept a lower level also. For the CCD output noise and the extracted frequency of pixels, a mathematic model was established to simulate the S/N. Finally, contrasted experiment was carried out with the traditional CDS method, simulation results indicate that the value of white noise falls to a lower level and it keeps for $10\sim 15\ \mu\text{s}$. When t equals $39\ \mu\text{s}$, the output noise is lower than that of the steady state, which shows that this method is better than the current methods in stability, cost and convenience of interfacing with the A/D converters.

Key words: CCD; signal noise ratio; commuted band-pass filter; double sampling

1 引 言

当前,CCD 器件被认为可见光成像领域最有前途的探测器件,这是因为它具有低噪声输出;动态范围大;量子效率高;电荷转移效率高;光谱响应范围宽;几何稳定性好等突出优点。随着 CCD 制造和工艺的不断发 展,其分辨率高、工作频率高等特点,进一步扩宽了它在工业^[1]、军工以及生活中的应用。CCD 图像传感器的输出信号是空间采样的离散模拟信号,其中夹杂着各种噪声和干扰,因此,CCD 输出信号的处理要求在不损失图像细节的情况下,力求在 CCD 动态范围内图像信号随目标亮度线性变化且尽可能消除噪声和干扰。为了提高信噪比,必须对 CCD 输出噪声种类、特性有所了解,以便有针对性地对噪声进行抑制,以提高信噪比,获得高质量的图像。

抑制噪声的方法之一是双相关采样法^[2](Correlation Double Sampling, CDS)。由于传统的 CDS 法对采样脉冲的时序要求比较严格,如果系统在高速情况下工作,技术难度就比较大。由于放大器的高频噪声成份,也就是高于奈奎斯特频率以上的噪声成份,会在 CDS 电路中混入奈奎斯特采样频率以下的信号中去,因此,需对 CDS 电路进行改造。在 CDS 电路和预放大电路之间加入积分器^[3],并且利用时序脉冲控制积分时间来改善 CDS 法的高频性能,取得比 CDS 法更好的噪声抑制效果,提高信号检测精度。本文提出了一种新的基于可交换带通滤波器的 CDS 方法。这种方法使用具有可调频特性的动态带通滤波器^[1-3],按照像素的读出顺序改变滤波器的参数,提取信号,同时使得相应的噪声带宽保持较低。该采集方法容易实现,且具有低噪声的优点。与现有的采集系统相比,还具有稳定性好、制作成本低等优点。新的 CDS 方法考虑了给定的 CCD 输出噪声的特点和像素的读出频率,同时也给出了数学模型用以模拟系统的信噪比,并且对理论分析结果和仿真实验进行了比较,同时也与其它的 CDS 进行了对比。

2 传统 CDS 法的基本原理

CDS 时刻分析如图 1 所示。在 t_5 时刻进行第一次采样,得到的是没有信号只有复位噪声的电压,在 t_6 时刻进行第二次采样,得到的是信号电压和复位噪声电压的叠加。将两次采样得到的电压在电路中进行相减处理,就可以将复位噪声抵消,抵消程度取决于两次采样所得到的复位噪声的相关程度^[4],即取决于两次采样之间的时间间隔。在前后两次取样时间相关性很强的情况下,将两次采样值相减,就可基本抑制输出信号中的复位噪声,即两次采样之差为信号电荷对应的有用视频信号电压的真实成分。由于 CDS 法电路比较简单,容易实现,因此在科学试验降噪中经常使用,但是实验发现,CDS 法在用模拟电路处理 CCD 复位噪声时有 3 个不足之处:其一是在采样和滤波时用到的运算放大器会引入噪声,由于 CCD 的输出信号是微弱的电压信号,一般在几百毫伏,这些器件引入的噪声对 CCD 信号产生的干扰不可忽略;其二是模拟信号的采样时间很难控制,用到的电阻和电容的数值不够精确,从而 RC 的时间常数会影响采样效果;其三是不能做到高速采集与有效抑制噪声并举。因此本文提出了一种基于可交换带通滤波器的 CDS 新方法。

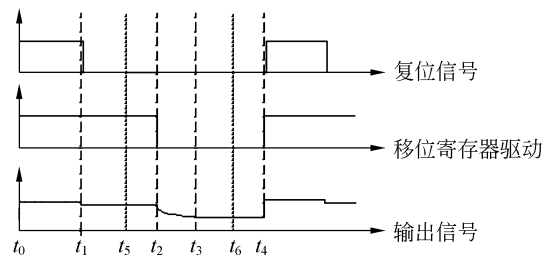


图 1 复位过程和采样时刻分析

Fig. 1 Analysis of resetting process and sampling moment

3 使用可交换带通滤波器的 CDS 方法简介

3.1 基本原理

高质量的 CCD 成像器件通常被用在集成芯片的读出放大器上面,但是很容易受到读出放大器的埋沟道 MOSFET^[5]所产生噪声的限制。

MOSFET 产生白噪声和低频噪声,这种低频噪声的频谱密度与 $1/f^x$ 成正比, x 依赖于偏置、工作温度以及所使用的结构方法, x 的范围为 1~2。CDS 信号采集系统是在 CCD 的输出信号中提取像素信息、抑制所附加的噪声。已知的像素信息(从像素中收集的一定数量的电荷)通过参考电压和信号电压的差值 ΔV 反映在 CCD 的输出上。使用 CDS 方法能够清除由于复位过程所产生的 KTC 噪声。有关灵敏度的最佳解决方法依赖于 CCD 输出信号的噪声谱密度和信号采集系统传递函数之间的匹配程度,这里提出的 CDS 方法适用于低噪声的场合^[6]。

新 CDS 的方法基于可变带通滤波器的运用,带通滤波器的中心频率能从高频(High Frequency, HF)模式转换到低频(Low Frequency, LF)模式,频率的改变通过改变电阻值来实现,从而也改

变了时间常数。HF 和 LF 模式可以允许提取具有较低等价噪声带宽的有用信号值 ΔV ,基本方法是在参考电压时间内首先利用 HF 模式把信号箝位到 0 V,一个 PLD 用于产生在读出期间的控制和同步信号^[7],在信号电压到来之前把滤波器转换到 LF 模式,使等于 ΔV 的输入阶跃信号产生一个输出脉冲,它的峰值出现在 t_{\max} 时刻(见图 3),振幅等于 $K\Delta V$, K 相对带通滤波器的增益来说是一个常量。在 $t=t_{\max}$ 时刻,滤波器的输出信号被采样、量化,随后下一个像素序列重新开始。

3.2 采样方法的实现

具有带通采样系统的浮置扩散 CCD 的输出结构如图 2 所示,相关的时钟波形如图 3 所示。

采样系统由前置放大器、具有中心频率可变的带通滤波器、A/D 转换器、FET 三极管等组成,通过控制门电压 V_{gs} 、三极管的偏压,可调的等效电阻 R_1 、 R_2 ,就可以改变滤波器的频率响应。在两种极端的情况下,FET 或者深度饱和或者绝缘,带通滤波器的中心频率分别被置成最大 HF 或者最小 LF^[7-8]。

如前所述,在像素读出时期内的 CCD 输出信号经历了 3 个阶段,从而导致 3 种不同的电压值,这些电压值的持续时间在图中给出。像素的读出从 CCD 输出极电容的复位开始,以此来除去前一个像素的电荷。然后复位三极管变成 OFF,就会

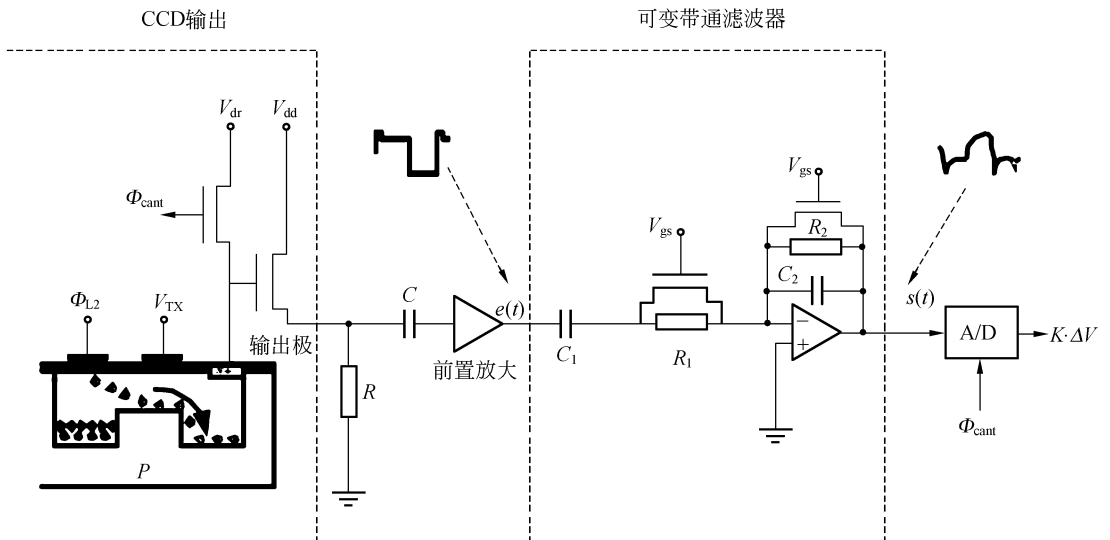


图 2 CCD 浮置栅输出结构和基于带通滤波器的信号采集系统示意图

Fig. 2 Scheme of CCD floating putout structure and signal acquisition system based on band-pass filter

导致输出电压下降,这是由于在时钟输入和 CCD 输出极之间寄生电容耦合造成的^[9]。

输出信号相应于参考电压来说必须通过采集系统来记录,这是由于随后电压的下降 ΔV 是跟随转移时钟变化的 ϕ_{L2} 。电荷的下降与像素中电荷的数量成比例。测量 ΔV 的方法是当参考电压信号被输入到滤波器时,控制带通滤波器的 HF 模式,由于这种模式的中心频率比较高,在参考电压结束前,滤波器的输出电压将被置成 0 V,并且参考电压的值通过电容 C_1 存储。在此需要强调的是,在 HF 模式中带通滤波器的时间常数与参考电压所持续的时间相比要小,在这里允许把参考电压看作是恒值信号。因此,滤波器的输出很快变成 0 V,并且只要输出不变化就保持这个值。在参考电压的结束阶段,通过增加时间常数 R_1C_1 和 R_2C_2 ,滤波器变成 LF 模式,这是通过降低 FET 三极管的门电压,即增加沟道电阻来完成的^[7-9]。滤波器用如下的方法来实现: ΔV 的阶跃输入产生一个脉冲,脉冲的峰值出现在 $T_3 + t_{\max}$ 处。此时,滤波器的输出信号被采样和量化,而且得到的值与 ΔV 成正比,在图 3 中给出了一个像素的典型信号响应示意图。

下面讨论 t_{\max} 的计算情况,带通滤波器的时

间响应(当 $t=0$ 时, $S(t)=0$)由下式给出

$$S(t) = -\Delta V \frac{R_2 C_2}{\tau_1 - \tau_2} (e^{-\frac{t}{\tau_1}} - e^{-\frac{t}{\tau_2}}), \quad (1)$$

式中, $\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_2$, $S(t)$ 为输出信号的, ΔV 为输入阶跃信号的值。

在式(1)中,为简便起见令 $\tau_2 = 0$ 。在此给出两种偏压方法(见图 3):一种称为快速交换法,其 V_{gs} 很快地从 V_{on} 变成 V_{off} ;另一种方法称之为慢速交换法,即 V_{gs} 变化很慢。陡然变化的主要优点是可以很简单地使用模拟 MOS 开关代替 FET 开关,如图 2 所示。但是需要指出的是,与慢速变换比较起来噪声有所增加。慢速变化的方法可以通过合适的偏压来得到(在这种情况下,选择 FET 偏置的线性模型)。事实上,后一种方法由于参考电压的平滑箝位可以产生更好的效果。在快速交换的情况下,两个 FET 带通滤波器中的三极管可以作为理想开关,这种开关具有和 FET 沟道阻抗相等的电阻值 R_{on} 。只有当信号达到峰值 $S(t_{\max})$ 时,带通滤波器的输出才被采样,这就意味着采样时波动的势垒噪声可以忽略不计,时间 t_{\max} 可以通过对式(1)微分并令其等于 0 来得到

$$t_{\max} = \frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \ln\left(\frac{\tau_1}{\tau_2}\right).$$

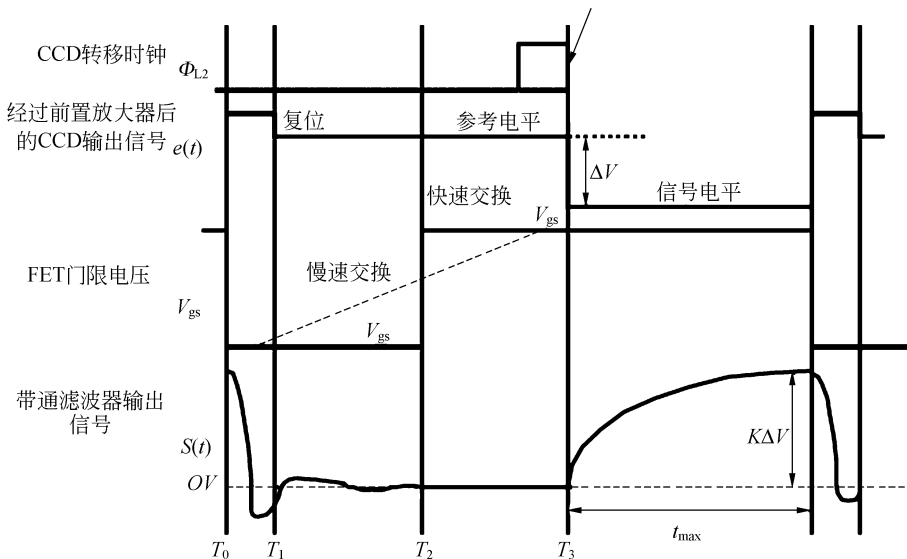


图 3 像素的读出时序

Fig. 3 Readout sequence for one pixel

3.3 噪声分析

在一个设计完善的 CCD 信号采集系统中所有的噪声源(前置放大器、滤波器、采样/保持器等)与 CCD 的输出端噪声相比都可以忽略不计。包含有白噪声和 $1/f^x$ 的噪声来源于埋沟道 MOSFET^[10],埋沟道 MOSFET 被用在集成的源极跟随器上。因此对于包含有白噪声和 $1/f^x$ 噪声(其中 x 的值为 1、1.5、2)的不同特性的 CCD 噪声来说,其输出信噪比都可以被计算出来。计算平均噪声输出功率的表达式为: $\sigma^2 = \int_0^\infty N(f) \cdot |H(f)|^2 df$, 其中 $N(f)$ 为输入噪声的谱密度, $H(f)$ 为系统的转移函数。应用带通滤波器的系统转移函数由下式给出,

$$H(j\omega) = \frac{-j\omega R_2 C_1}{(1+j\omega\tau_1) + (1+j\omega\tau_2)}.$$

利用随机运算法则,带通滤波器平均噪声功率的输出可按式 $\sigma^2(t) = E[s^2(t)]$ 来计算。式中, E 为数学期望符号,图 4 给出了带通滤波器应用的示意图。

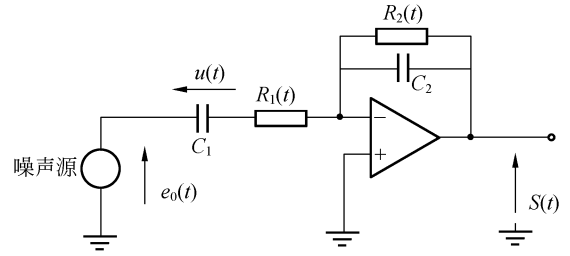


图 4 可变带通滤波器的噪声分析示意图

Fig. 4 Noise analysis of variable band-pass filter

3.3.1 白噪声分析

首先假定输入噪声信号 e_0 是白噪声^[12], 谱密度 $N_e(f) = 1$ ^[11-12]。为方便起见,假定 $N_e(f)$ 为单向的,而且只讨论 $f \geq 0$ 。据参考文献[11]可知,这里 β 是一个 Brownian 历程, $E[d\beta] = 0$,它具有如下特征 $E[d\beta(t) \cdot d\beta(t)] = \frac{1}{2} \delta(t-t) dt dt$, $E[(d\beta)^2] = \frac{1}{2} dt$, 由于 Brownian 的增量 $d\beta$ 具有独立性,可以利用如下的两个属性 $E[u(t) \cdot d\beta(t)] = 0$, $E[s(t) \cdot d\beta(t)] = 0$, 经过合并、化简,得到如下的经典方程

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \sigma_N^2 \\ \sigma_{NS}^2 \\ \sigma_s^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2/\tau_1 & 0 & 0 \\ 1/\tau_3 & -(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2}) & 0 \\ 0 & 2/\tau_3 & -2/\tau_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sigma_N^2 \\ \sigma_{NS}^2 \\ \sigma_s^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2\tau_1} \\ -\frac{1}{2\tau_1\tau_3} \\ \frac{1}{2\tau_3^2} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

其中, $\sigma_N^2 = E[u^2(t)s(t)]$, $\sigma_{NS}^2 = E[u(t)s(t)]$, $\sigma_s^2 = E[s^2(t)]$ 。

微分方程由其协方差函数 $\sigma_N^2, \sigma_{NS}^2, \sigma_s^2$ 来描述采集系统^[11]。 $s(t)$ 代表滤波器的输出噪声信号, t_{\max} 代表 $s(t)$ 被采样和量化的时间,因此,这些量可以用来计算采集系统的信噪比。当 t 趋向于无穷大时,可以认为系统已经达到稳态,即方程两边等于零。由 $d[\sigma^2] = 0$ 可以推出输出噪声 $\sigma_s^2 =$

$$\frac{R_2^2 C_1^2}{4\tau_1\tau_2(\tau_1 + \tau_2)}.$$

3.3.2 $1/f^x$ 噪声分析

本节计算了当输入噪声谱密度等于 $1/f^x$ ^[13] (x 取值为 1、1.5、2)时,带通滤波器采集系统输出端的平均噪声功率。在有关随机处理的文献中,这样的噪声源称之为零散 Brownian 运动^[14],它在时域方程中包含着对 t 的幂指数的卷积运算。这种模式的一个主要障碍在于其数学运算不能在实际中应用。于是,提出了一种新颖的方法来构建 $1/f^x$ 噪声模式,使得理论分析和数学运算都变得很直接,其分析原理框图如图 5 所示。

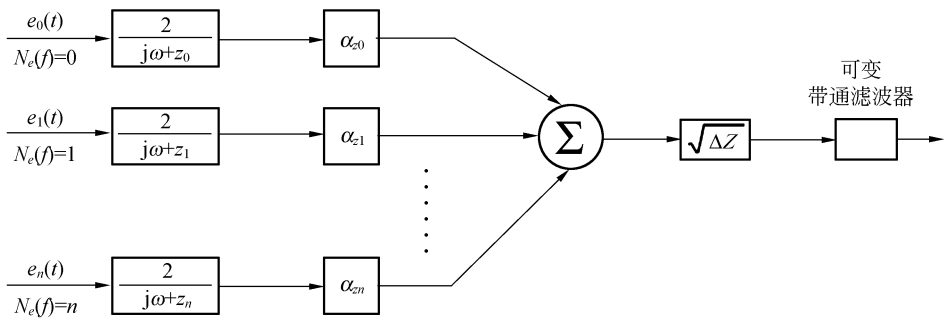


图 5 用独立白噪声源模拟 $1/f^x$ 噪声的原理框图

Fig. 5 Block diagram of simulation of $1/f^x$ noise by white noise source

静态白噪声源 $e_n(t)$ 被送进低通滤波器中,低通滤波器的截至脉动 Z_n 从 0 变化至 ∞ ,变化量为 $\Delta Z: Z_n = n$ 。每一个低通滤波器的输出都乘以下式 σ_s , 式中, x 代表 $1/f^x$ 噪声源的指数。假定所有的白噪声源 $e_n(t)$ 都是不相关的,那么可以得到 $\sigma_e^2 = \sum_{n=0}^{\infty} (\sigma_{e_{zn}}^2 \cdot \sigma_{zn}^2 \cdot \Delta z)$, 式中, $\sigma_e^2 = E[e^2(t)]$, 为噪声信号 $e(t)$ 的变化量。

类似地,在频域中可以得到如下的表达式 $N_e(f) = \sum_{n=0}^{\infty} (N_{e_{zn}}(f) \cdot \sigma_{zn}^2 \cdot \Delta z)$, 其中, $N_e(f) = \frac{4}{\omega^2 + z_n^2}$, 经过计算得 $N_e(f) = \frac{1}{f^x}$ 。由此可知,随机信号 $e(t)$ 有一个等于 $1/f^x$ 的噪声谱密度。

计算每一个 Z 值的 $S_z(t)$ 的自相关函数后,分别对 Z 进行积分。对噪声谱密度等于 $1/f^x$ 的

输入信号来说,在带通滤波器的输出端可以得到平均噪声功率,其表达式为

$$s(t) = \sum_n \alpha_{zn} s_{zn}(t) \sqrt{\Delta z}, \text{ 由此得出}$$

$$\sigma_s^2 = \sum_n \sigma_{zn}^2 \sigma_{s_{zn}}^2(t) \xrightarrow{\Delta z \rightarrow 0} = \int_0^{\infty} \alpha_s^2 \sigma_s^2(t) ds. \quad (2)$$

通过上面 $1/f^x$ 噪声的模型可知,对于输入等于 $1/f^x$ 噪声的情况也可以求出 σ_s , 这样只需要对其中的一个低通滤波器的输出信号进行简单运算,因此在 $x=2$ 的情况下, Z 不再需要积分, $\sigma_s = \pi \sqrt{\sigma_{s_z}^2}$ 。

$$x=1 \text{ 时, } \sigma_s = \sqrt{\int_z \sigma_{s_z}^2 dz}$$

$$x=1.5 \text{ 时, } \sigma_s = \sqrt{\int_z \sigma_{s_z}^2 \sqrt{\frac{\pi}{2}} dz}. \quad (3)$$

$$x=2 \text{ 时, } \sigma_s = \pi \sqrt{\sigma_{s_z}^2}$$

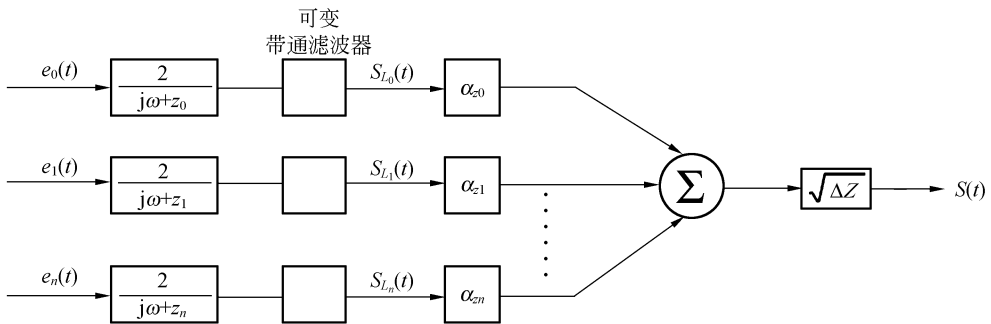


图 6 用于计算 $1/f^x$ 噪声的数学模型

Fig. 6 Mathematical model for calculating $1/f^x$ noise

对于给定的 CCD 输出噪声的特点和像素的读出频率,本节给出了数学模型来模拟系统的信噪比。这种模型充分考虑到了采样时信号的动态特性,这就意味着通常计算平均噪声功率的方法

是不全面的,因为那些方法一般都没有考虑到信号的动态特性。本文提出的方法使用具有可调特性的动态带通滤波器,按照像素的读出顺序改变滤波器的参数,提取信号,同时使得相应的噪声

带宽保持较低的水平。

4 仿真试验

为了进一步说明这种新的 CCD 信号采集方法的优点,进行了大量的实验,并将其与现在常用的 CDS 进行了对比,给出了 PSPICE 仿真结果。下面对白噪声和 $1/f^x$ 噪声的情况分别进行讨论。

4.1 白噪声仿真结果

为了进一步验证白噪声模型,把由计算得到的理论模型和由如图 7 所示的 CCD 读出系统模型进行了对比。

系统模型包括了不同的 CDS,它的输入信号来自一个附加了白噪声的方波发生器,像素率为 25 kHz,使用一个 A/D 转换器对信号进行采样和量化,一个 PLD 用于产生在读出期间的控制和同步信号。

由图 8 可以看出,在快速模式和慢速模式(把采用快速交换工作的方式称为快速模式,慢速交

换工作的方式称为慢速模式)之间交换时^[12-14],求解得到函数 $\sigma_s(t)$,相应的试验数据也在图上做了标注。由图可知,仿真和理论是一致的。图 8 中虚线为仿真结果,实线为理论结果。

带通滤波器的参数 t_{\max} 等于 $19 \mu\text{s}$,为方便起见,白噪声的频谱取为 $1 \text{ V}^2/\text{Hz}$ 。图 8 中 $t=0$ 与图 3 中 $t=T_0$ 相对应,是 CCD 输出极复位的开始。由图可知,在 HF 模式时,输出噪声几乎与带通滤波器带宽的增加同时增加。在这个阶段,噪声稳定在一个恒定的水平上,这与在 HF 模式中的稳态值相对应。随着滤波器带宽变窄,噪声值降低到一个平台上,并且持续大约 $10\sim 15 \mu\text{s}$ 。紧接着是持续下降直到 LF 模式的直流稳态时为止。实际上噪声在这个时候还是比较高的。 $\sigma_s(t_{\max})$ 的值与每一个像素开始时候的读出值相同,这是因为在 HF 模式的间隔期,系统在到达 LF 模式之前进入稳定状态,于是整个系统能够保持线性。

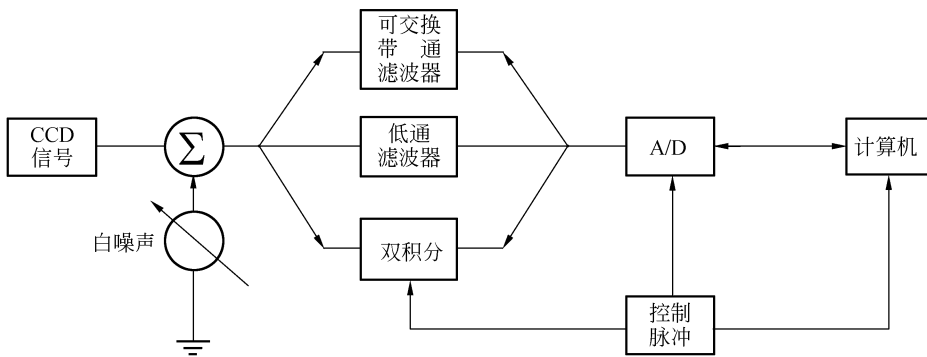


图 7 CCD 采集系统的噪声对比分析模型

Fig. 7 Comparative noise analysis model of CCD signal acquisition system

从图 8 两条曲线对比可以看出:慢速交换方式在采样时刻 t_{\max} 产生的噪声非常低,这是因为在慢速交换期间,避免了噪声在交换时的“存储”。这样,在参考电平结束时,滤波器的输出信号接近 0 V。在快速交换时,由于在 LF 模式中滤波器有相对较长的时间常数,所以滤波器的输出值在开关瞬间被“存储”在电路中。最后,考虑到白噪声在 CCD 输出信号中占有很大的比例,所以慢速噪

声方式具有更好的信噪比。如前所述,CCD 的输出噪声在低于某一特定角频率时与 $1/f^x$ 噪声成正比,在其它频率时则与白噪声成正比。在快速读出速率下,按照 CDS 方式,低频噪声实际上几乎可以被消除。这种情况下,通过假定噪声为白噪声,按照上述方法,就可以计算采集系统的噪声水平。

表 1 白噪声的仿真结果与理论结果(单位:Vrms)

Tab. 1 Comparison of simulation results and theoretical results for white noise(unit:Vrms)

	$t=0 \mu\text{s}$	$t=10 \mu\text{s}$	$t=20 \mu\text{s}$	$t=40 \mu\text{s}$	$t=50 \mu\text{s}$	$t=70 \mu\text{s}$	$t=100 \mu\text{s}$	$t=120 \mu\text{s}$	$t=140 \mu\text{s}$	$t=150 \mu\text{s}$
仿真	800	783.1	650.2	290.2	260.3	230.3	190.5	170.3	131.2	130.2
理论	800	780.2	640.5	470.3	410.2	380.3	252.3	200.2	193.2	193.1

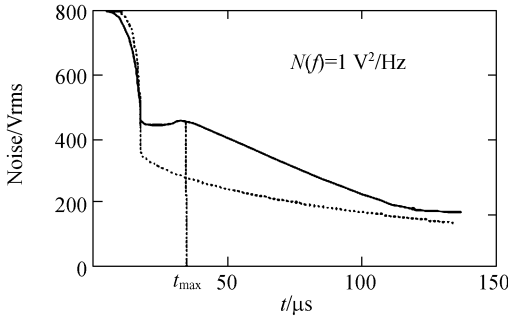


图 8 快速和慢速交换采样时刻下,可变带通滤波器输出端的白噪声特性

Fig. 8 White noise performance of variable band-pass filter outputs for both fast and slow commutations in sampling instant

4.2 $1/f^x$ 噪声仿真结果

在图 9~11 中,分别给出了当输入噪声为 $1/f$ 、 $1/f^{1.5}$ 、 $1/f^2$ 时输出噪声的均方值。在图 9、10 还同时给出了仿真结果。除了在从 HF 模式向 LF 模式的过渡阶段以外,理论结果(实线)和仿真数据非常吻合,这个小的差异是由于 FET 晶体管在过渡时期的简化模型造成的。

图 9~11 清楚地显示出带通滤波器输出端

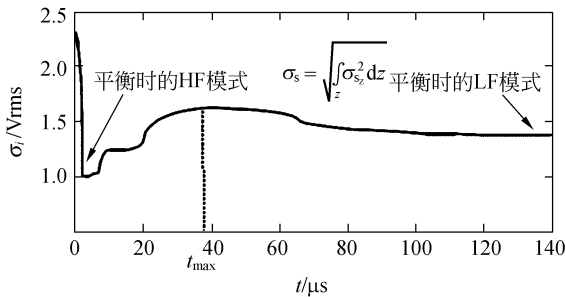


图 9 输入噪声谱密度为 $1/f \text{ V}^2/\text{Hz}$ 时,采样时刻输出端的噪声

Fig. 9 Rms output noise in sampling instant when input noise spectral density equals to $1/f \text{ V}^2/\text{Hz}$

的噪声特性,噪声在 HF 模式相对较低,随着滤波器变成 LF 模式,噪声逐渐增加,这就意味着尽管在 HF 模式下的滤波器的带宽比在 LF 模式下大,但是由于输出噪声密度的增加,LF 模式下的噪声比较大。

可以看出在 $t=39 \mu\text{s}$ 时,输出噪声要比稳态时低,这是因为系统在 HF 模式期间总是达到稳态。

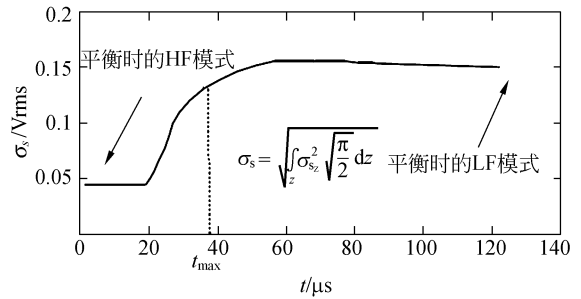


图 10 输入噪声谱密度为 $1/f^{1.5} \text{ V}^2/\text{Hz}$ 时,采样时刻输出端的噪声示意图

Fig. 10 Rms output noise in sampling instant when input noise spectral density equals to $1/f^{1.5} \text{ V}^2/\text{Hz}$

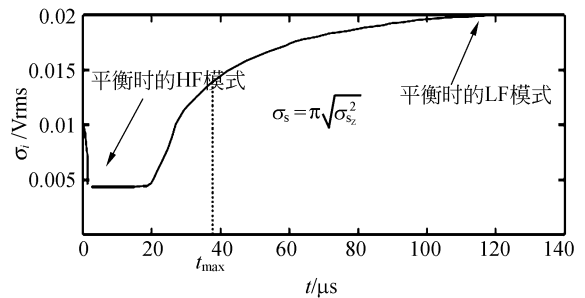


图 11 输入噪声谱密度为 $1/f^2 \text{ V}^2/\text{Hz}$ 时,采样时刻输出端的噪声示意图

Fig. 11 Rms output noise in sampling instant when input noise spectral density equals to $1/f^2 \text{ V}^2/\text{Hz}$

表 2 输入噪声为 $1/f$ 、 $1/f^{1.5}$ 、 $1/f^2$ 时输出噪声的均方值(单位:Vrms)Tab.2 Variance values of output noise when input noise is $1/f$ 、 $1/f^{1.5}$ 、 $1/f^2$ (unit:Vrms)

	$t=0 \mu\text{s}$	$t=10 \mu\text{s}$	$t=20 \mu\text{s}$	$t=40 \mu\text{s}$	$t=50 \mu\text{s}$	$t=70 \mu\text{s}$	$t=100 \mu\text{s}$	$t=120 \mu\text{s}$	$t=140 \mu\text{s}$	$t=150 \mu\text{s}$
$1/f$	2.252	1.253	1.256	1.63	1.628	1.516	1.497	1.498	1.512	1.521
$1/f^{1.5}$	0.046	0.046	0.046	0.147	0.151	0.150	0.152	0.151	0.151	0.151
$1/f^2$	0.010 0	0.004 8	0.004 8	0.014 1	0.015 9	0.017 6	0.019 2	0.020	0.020	0.020

对于给定的 CCD 探测器和像素读出频率来说,运用上面的噪声模式(包括白噪声和 $1/f^x$ 噪声),有时会对带通采集系统的最优化产生较为深远的影响。如前所述,CCD 的典型噪声频谱由白噪声和 $1/f^x$ 噪声组成,大多数的噪声来源于源极跟随器的 MOSFET 中。CCD 工作温度和偏置电流对实验所得的数据影响很大,如果像素读出频率要求很高,那么采集系统应按照白噪声的特性进行优化处理,这是因为采集系统的转移函数在高于 CCD 噪声角频率时表现很理想,这样 $1/f^x$ 噪声谱密度就可忽略不计。

5 结 论

从降低噪声的角度考虑,这种新的 CCD 信

号采集方法是一种比较理想的选择,尤其是当每一个像素都要采样时,使用其它方法,都至少需要两次采样,从而增加制作成本和系统的稳定性。本文提出的带通滤波技术的另外一个优点在于它可以自然地分化为从 0 到 $\pm V_{\max}$,从而方便与 A/D 转换器连接,而 A/D 转换器在进一步的箝位和转移过程中是必不可少的。白噪声的噪声值降低到一个平台上,并且持续大约 $10 \sim 15 \mu\text{s}$;对于噪声,当 $t=39 \mu\text{s}$ 时,输出噪声要比稳态时低。最后,由于带通采样技术是在输出信号稳态时进行采样的,所以这种技术相对比较可靠、稳定。

参考文献:

- [1] 佟首峰,阮锦,郝志航. CCD 图像传感器降噪技术的研究[J]. 光学 精密工程,2000,8(2):140-145.
TONG SH F, RUAN J, HANG ZH H. Noise reducing scheme on output signal of CCD [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2000,8(2):140-145. (in Chinese)
- [2] 沈宇键,郝胜国,郝志航. 高速 CCD 数字相机接口设计的 V HDL 逻辑综合的应用[J]. 光学 精密工程,2000,8(2):154-160.
SHEN Y J, HAO SH G, HAO ZH H. VHDL logic syntheses is and implementation [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2000,8(2):154-160. (in Chinese)
- [3] 李哲,贾欣志. X 射线敏感 ICCD 图像传感器研究[J]. 光学 精密工程,2005,13(6):754-758.
LI ZH, JIA X ZH. Research on X-ray sensitive ICCD image sensor [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2005,13(6):754-758. (in Chinese)
- [4] 李云飞,司国良,郭永飞. 科学级 CCD 相机的噪声分析及处理技术[J]. 光学 精密工程,2005,13:158-163.
LI Y F, SI G L, GUO Y F. Noise analyzing and processing for scientific grade CCD camera [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2005,13:158-163. (in Chinese)
- [5] MICHAEL K, KEN P, LEWIS D. Critical technologies for still imaging systems [J]. *SPIE*, 1989,1082:157-183.
- [6] 黄巧林,金伟其,朱敏. 航天 TDICCD 相机视频信号处理中相关双采样技术的研究[J]. 航天返回与遥感,200223(4):17-25.
HUANG Q L, JIN W Q, ZHU M. TDICCD video data sampling technique for space remote sensing camera [J].

Spacecraft Recovery & Remote Sensing, 2002(4):17-25. (in Chinese)

- [7] 王利刚. CCD 降噪技术的研究[D]. 秦皇岛:燕山大学,2003.
WANG L G. *Study on CCD reduction noise*[D]. Qinhuangdao:Yanshan University,2003. (in Chinese)
- [8] 盛翠霞,张涛,纪晶,等. 高分辨率 CCD 芯片 FTF4052M 的驱动系统设计[J]. 光学精密工程,2007,15(4):564-569.
SHENG C X,ZHANG T,JT J,*et al.*. Design of CCD FTF452M driver system with high sensitivity[J]. *Opt. Precision Eng.*,2007,15(4):564-569. (in Chinese)
- [9] MCCARTH Y D F. High performance image processing system [J]. *SPIE*, 1995,2173 :178-188.
- [10] HOPKINSON G R, LUMB D H. Noise reduction techniques for CCD image sensors[J]. *Phys. E. Sci. Instrum.*, 2001,15:482-490.
- [11] DONAGHUE W. High-speed precision slow-slow scan CCD camers proc[J]. *SPIE*,1993,1901:46-63.
- [12] PAPOULIS A. *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*[M]. New York: McGraw Hill, 1999.
- [13] BARBE D F. Imaging devices using the charge-coupled concept[J]. *IEEE*,1995:157-162.
- [14] WEENINK M,SCHUURMAN W. Minimum energy equilibrium of a force-free plasmawith a free boundary[C]. *Proceedings of the International Conference on Plasma Physics*, 1999(1):9.

作者简介:任 航(1982—),男,博士研究生,主要研究方向为 CCD 驱动电路分析,CCD 降噪技术等。E-mail:Renhang10@163.com
张 涛(1964—),男,研究员,主要研究方向为自动控制,机载设备稳定性分析等。E-mail:zhangt@ciomp.ac.cn

● 下期预告

航空武器投放装置结构的改进方法

赵思宏¹,陈晓旭¹,梁永胜¹,王 淼¹,张庆国¹,张身魁²

(1. 空军航空大学,吉林 长春 130022;2. 中国人民解放军 93356 部队,辽宁 锦州 120011)

针对航空武器投放装置误投外挂物的问题,运用有限元技术对挂钩和扇形摇臂及扇形轮进行了分析,找出了导致误投外挂物的基本原因;在不改变投放装置结构的情况下,提出了改进方法。运用计算机辅助三维运动分析和干涉检查技术,设计了适应微小空间的机构;采用计算机辅助静力学、动力学和热弹性稳定性工程分析(CAE)技术,从投放时序、能量需求、挡铁的刚度和强度以及热弹性方面对改进机构的结构稳定性进行了研究。计算、实验检测和空中挂飞结果表明,其挡铁动作消耗功率理论值为 10 W,实测值为 14 W,动作电压实测值为 7 V,动作时序理论值为 0.003 8 s,远远小于投放装置本身的性能指标;改进的机构运动安全可靠,避免了与本体各运动附件之间相互干涉,为工程上应用提供了依据。