

量子图像传感器的过采样优化和读出电路设计

赵彤^{1,2}, 高静^{1,2*}, 徐江涛^{1,2}, 聂凯明^{1,2}

¹天津大学微电子学院, 天津 300072;

²天津市成像与感知微电子技术重点实验室, 天津 300072

摘要 量子图像传感器(QIS)在不同的过采样位深下信息冗余程度和动态范围(DR)不同,对于读出电路的要求也不同。研究了 QIS 成像过程中引入的读噪声,优化了 QIS 成像的数学模型。在动态范围和失调容限的约束下,得到了子像素过采样的最优位深。仿真结果表明,当 QIS 的成像位深为 12 bit、等效满阱容量为 4095 electron 时,子像素过采样的最佳比特位深是 3,为保证区间误码率小于千分之一,读出电路失调应低于 0.22 electron。根据采样策略,设计了一种基于复用结构的 flash 型低噪声读出电路。相对于传统 flash 型模数变换器(ADC),所提 ADC 比较器的个数减少了 4 个,采样频率为 10 MSa/s 时,功耗降低了 17.5%;采样频率为 1 MSa/s 时,ADC 的功耗为 116 nW,ADC 的失调为 0.196 electron。

关键词 统计光学; 光子计数; 量子图像传感器; 过采样策略; 动态范围; 低功耗; 低失调

中图分类号 TP212

文献标志码 A

doi: 10.3788/LOP202158.2403001

Optimized Oversampling and Readout Circuit Design for Quanta Image Sensor

Zhao Tong^{1,2}, Gao Jing^{1,2*}, Xu Jiangtao^{1,2}, Nie Kaiming^{1,2}

¹School of Microelectronics, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

²Tianjin Key Laboratory of Imaging and Sensing Microelectronic Technology, Tianjin 300072, China

Abstract The data redundancy and dynamic range (DR) of quanta image sensor (QIS) are different under different oversampling bit-depth, and the requirements for readout circuit are also different. The reading noise introduced in the imaging process of QIS is studied, and the mathematical model of QIS imaging is optimized. Under the constraints of DR and offset tolerance, the optimal bit-depth of sub-pixel oversampling is obtained. The simulation results show that when the imaging bit-depth of the QIS is 12 bit and the equivalent full well capacity is 4095 electron, the optimal bit-depth of sub-pixel oversampling is 3. In order to ensure that the interval bit error rate is less than one thousandth, the readout circuit offset should be less than 0.22 electron. According to the sampling strategy, a flash low noise readout circuit based on multiplexing structure is designed. Compared with the traditional flash analog-to-digital converter (ADC), the number of ADC comparators is reduced by 4, and the power consumption is reduced by 17.5% when the sampling frequency is 10 MSa/s; when the sampling frequency is 1 MSa/s, the power consumption of ADC is 116 nW and the offset of ADC is 0.196 electron.

Key words statistical optics; photon counting; quanta image sensor; oversampling policy; dynamic range; low power; low offset

OCIS codes 030.5260; 040.5160; 030.4280

收稿日期: 2020-12-28; 修回日期: 2021-02-04; 录用日期: 2021-02-17

基金项目: 国家自然科学基金(61874096)

通信作者: *gaojing@tju.edu.cn

1 引言

随着半导体工艺的发展,CMOS 图像传感器(CIS)正朝着小尺寸和高分辨率的方向发展^[1-2]。伴随着像素尺寸的减小,像素内可收集到的光生电子数减少,随之而来的像素动态范围(DR)和满阱容量等性能的恶化问题限制了传统 CIS 的进一步发展^[3]。为了在有限的满阱容量中收集到更多的光电子并获得高质量成像,Fossum^[4]提出了量子图像传感器(QIS)的概念。QIS 中每个子像素(jot)的二进制输出表示光电子的存在状态^[5]。子像素阵列以高速率进行扫描读出,每个子帧对应一个由二进制数组成的数据平面,并读入数据存储单元,多次重复该过程,通过在时间上进行过采样产生的一系列数据平面构成了数据立方体,该数据立方体的卷积和为一个成像像素输出。相较于传统 CIS,QIS 在高速成像、大动态成像、微光成像及高分辨率成像等方面具有优势^[6]。

为进一步研究 QIS 的成像特性,评估传感器的误码概率,研究人员引入了误码率(EBR)的概念。单比特 QIS 中,读出信号有两种错误的可能,一种是产生的光电子数为 0,数据输出端却呈现出伪 1;一种是产生了光电子,读出端输出信号却为 0。文献^[7-8]中系统地研究了读噪声、散粒噪声、增益变化和曝光量对单比特与多比特 QIS 光子计数 EBR 的影响,并预测了单比特 QIS 的 EBR 小于 0.001 时,QIS 的总噪声要小于 0.15 electron。对 QIS 的比特位深进行扩展时,数据存储密度和误码率上限有所提升。为探究不同采样深度对传感器性能的影响,Fossum^[9]推导了二进制过采样的理论极限,并得出多比特 QIS 的动态范围弱于单比特 QIS 的结论。Hu 等^[10]基于多比特 QIS 的理论模型,得到采取合适的过采样策略可以扩展多比特 QIS 动态范围的结论。Yang 等^[11]提出了一种基于条件重置方案的图像传感器,该传感器仅在超过阈值时重置像素,动态范围扩展了 14 倍。Vogelsang 等^[12]提出了一种利用最大似然估计保证找到阈值的最优策略,该策略使传感器动态范围获得数量级的改进。

在 QIS 的读出电路研究中,Marble 等^[13-14]采用

低功耗电荷转移前置放大器和动态锁存器级联的结构,引进电平移位器,设计了用于 QIS 的高速低功耗读出电路。Masoodian 等^[15]在行电路和列电路使用了伪静态时钟门控单元解决了电路中的时钟功耗分配问题。Ma 等^[16]提出了一种 QIS 结构,jot 的平均读出噪声可达到 0.21 electron,jot 的平均暗电子率小于 0.2 electron/s,读出速率可达 1040 frame/s。综上所述;jot 初步具有了单光子计数的能力,但是具有单光子计数能力的读出电路还没有很好的方案。

本文从 QIS 的过采样理论出发,通过对不同采样策略的 QIS 成像特性的研究,得到了多比特 QIS 的过采样模型,并推导出最佳过采样深度和读出电路的设计指标;同时,基于成像模型,设计了一种用于多比特 QIS 的读出电路结构。

2 量子图像传感器过采样理论与模型研究

在 QIS 中,通常将曝光周期内 jot 上收集的光电子的平均数量定义为曝光量 H 。QIS 的光响应信号会受到散粒噪声的影响,散粒噪声是与平均入射光子相关的泊松分布造成的。光电探测器上接收到 k 个光子的概率 $P[k]$ 为

$$P[k] = \frac{H^k e^{-H}}{k!} \quad (1)$$

根据(1)式,子像素上的模数变换器(ADC)返回值 d 为“0”的概率是

$$P[d=0] = e^{-H} \quad (2)$$

返回值 d 为“1”的概率是

$$P[d=1] = 1 - P[d=0] = 1 - e^{-H} \quad (3)$$

当 jot 个数为 M 时,成像像素的输出信号为所有子像素上信号的累加,可表示为

$$Q = M \cdot P[d=1] \quad (4)$$

在 n -bit 的多比特 QIS 中,ADC 返回值的上限增加为 $2^n - 1$,输出信号的响应可以通过分析多比特 QIS 中 ADC 返回特定数值的概率得到。以 3-bit 的 QIS 为例,ADC 将不同光强下的像素输出量化为从 0 到 7 的数据参量 d ,假设将 ADC 的返回值为 Y 的概率记为 $P[d=Y]$,子像素输出信号的期望为

$$E(Y) = \sum_{Y=1}^{2^n-1} Y \cdot P[d=Y] = \sum_{Y=1}^{2^n-2} Y \cdot (P[k \geq Y] - P[k \geq Y+1]) + (2^n - 1) \cdot P[k \geq 2^n - 1] \quad (5)$$

经过数学推导,有

$$E(Y) = \sum_{Y=1}^{2^n-1} P[k \geq Y] = \sum_{Y=1}^{2^n-1} \left(1 - \sum_{k=0}^{Y-1} P[k]\right). \quad (6)$$

研究 QIS 实际设计中的过采样模型时,应考虑传感器的等效满阱容量、曝光时间、曝光尺寸等设计指标。其中等效满阱容量为组成成像像素的所有子像素的满阱容量的和。由于 QIS 的成像原理较为特殊,成像像素的数据深度是时空过采样上所有子像素信号的累加决定的,因而引入了等效满阱容量的概念。等效满阱容量的值用二进制形式表示时,位数就是像素的成像位深。为了统一不同过采样策略的设计标准,规定了 QIS 的设计空间,如图 1 所示。三个坐标维度分别表示时间过采样深度 t 、空间过采样深度 s 和 ADC 位数 n ,其中 $s-t$ 平面上表示只有时间过采样和空间过采样的单比特 QIS, ADC 的转换位数与子像素的过采样深度等价。在

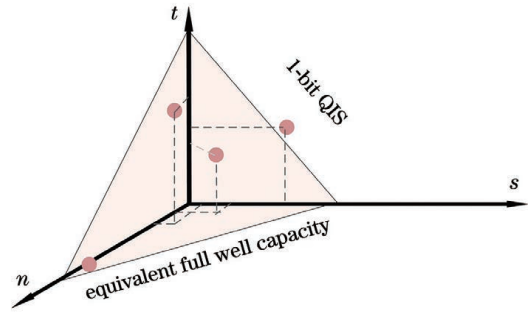


图 1 QIS 设计空间

Fig. 1 Design space of QIS

总成像位深恒定的成像平面上,扩展 ADC 位数可以适当降低传感器的时空过采样率。成像模型研究中涉及的参数如表 1 所示。

表 1 QIS 成像模型涉及的参量

Table 1 Parameters involved in QIS imaging model

Parameter	Meaning
t_A	Total exposure time
A	Area of an sensor pixel
t	Temporal oversampling; number of sample interval during one exposure
s	Spatial oversampling; number of sub-pixels in an pixel
N	Quantization value of ADC at full range for the output of a jot
n	The number of ADC bit $N = 2^n - 1$
a_i	Area of sub-pixel i
Λ	Exposure of the sensor pixel
τ_j	Duration of sampling interval j
D	Equivalent full well capacity
λ	Quantum density
H	The average number of photons on the sub-pixel

成像像素被时空过采样分割为 m^2 个空间子像素和 t 个子帧,每个子像素的量化上限为 N 。对于相同的成像位深,子像素采样深度增加时,时空过采样率可适当降低,这样就极大地降低了 QIS 成像数据流的冗余程度。等效满阱容量为

$$D = m^2 \cdot t \cdot N. \quad (7)$$

QIS 的子像素上产生的光电子数为服从曝光量 H 的泊松分布。子像素上的曝光量 H 取决于光子速率(每秒钟到达子像素上的光子数)和采样时间。

成像像素的曝光量为 Λ 时,子像素上的曝光与

传感器像素的曝光量、时间过采样率和空间过采样率均有关:

$$H = \frac{\Lambda}{m^2 \cdot t}. \quad (8)$$

当子像素的过采样位深扩展为 n 时,子像素的个数遵循(7)式的规律变为 $m^2 \cdot t$,由于时空过采样率发生变化,子像素上的曝光量随之变化。从设计角度出发,可将 n -bit QIS 的输出信号响应更正为

$$Q = \sum_{j=1}^t \sum_{i=1}^{m^2} E\left(Y \mid H = \frac{\Lambda}{m^2 \cdot t}\right). \quad (9)$$

图 2 是总等效满阱容量为 4095 electron、总成像位深为 12 bit 的不同子像素位深对光信号输出响应的影响,是根据(9)式得到的 3 种成像深度相同、采样策略不同的信号特性曲线,横坐标对应传感器像素上的曝光量 Δ 。时间、空间混合过采样是等效的二进制过采样。加点实线表示二进制采样的传感器,虚线表示 2-bit ADC、36 次时间过采样的传感器,实线表示传统采样的 12-bit ADC 的传感器。对于传感器像素总曝光量相同的成像像素而言,ADC 位数越大时,子像素在时间和空间被分割的份数越少,子像素每次的曝光时间和曝光面积就越大,子像素积累的电荷多,因此低光下信号上升快,微光特性好;但随着 ADC 位数增加,由于子像素曝光量的增强,传感器在高光下易达到饱和。

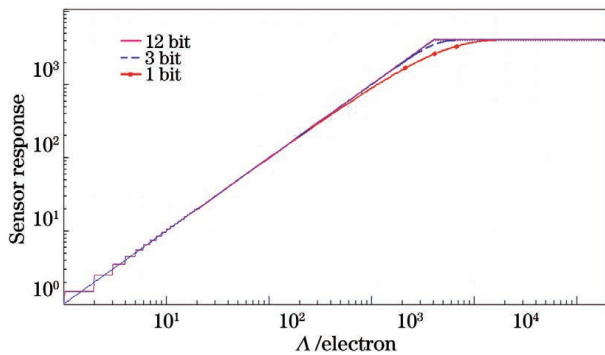


图 2 不同采样位深下的光响应曲线

Fig. 2 Response curves under different bit-depths

图像传感器的 DR 是指最大非饱和信号和最小可探测信号之比。因为 QIS 是非线性响应,所以最大非饱和信号 H_m 不等于满阱容量。根据(9)式,通过观察光响应信号在 99% 处的曝光量,即可得到最大非饱和信号^[8]。

最小可探测光子 H_n 依赖于低光噪声,包括读

噪声导致的不可探测光电子 H_{nr} 和暗噪声导致的不可探测光电子 H_{nd} 。读噪声引起的 H_{nr} 是阈值 $U_{th}(1)$ 以下被误读为“1”的光电子部分,可表示为

$$H_{nr} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{8}U_n}\right), \quad (10)$$

式中: $\operatorname{erfc}(\cdot)$ 是误差函数; U_n 是读噪声。暗噪声主要由像素尺寸和曝光面积决定。QIS 采用有源像素结构,经测量像素中单次曝光单个子像素上的暗电子数为 0.001 electron,该值为 QIS 最低可探测光子的值^[8]。动态范围 R_D 为

$$R_D = 20 \lg(H_m/H_n). \quad (11)$$

根据得到的最大非饱和信号 H_m 和最小可探测信号 H_n ,即可得到不同比特深度与 QIS 动态范围的关系,如图 3 所示。随着子像素过采样深度的增加,动态范围逐渐减小。

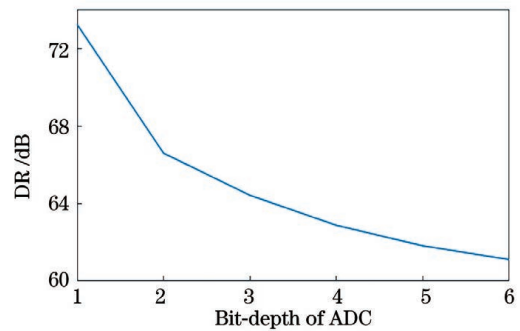


图 3 不同采样深度对动态范围的影响

Fig. 3 Influence of different sampling depth on dynamic range

分析了受读噪声影响的输出信号模型。QIS 中,光探测器中生成的光电子会转换为电压信号,这种电压可能会被噪声干扰。图 4 中,子像素上的曝光 H 入射到光子探测器上后,会根据泊松分布随机产生光电子数 k ,光电子数 k 经过一定的转换增益

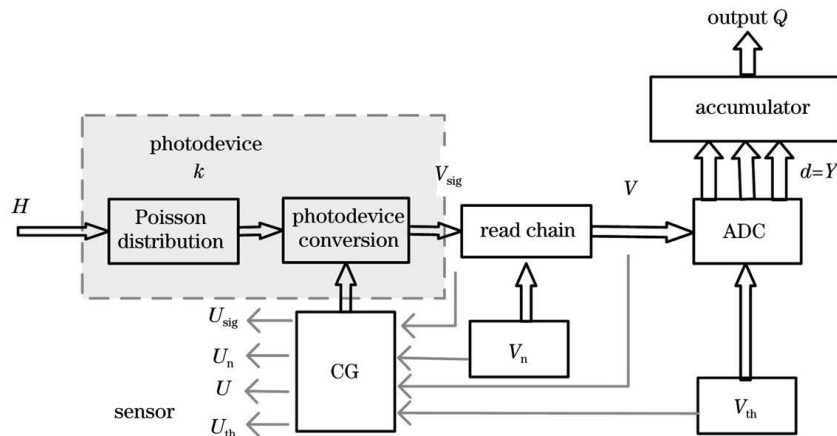


图 4 QIS 成像模型

Fig. 4 QIS imaging model

(CG)转换为未经破坏的电压 V_{sig} ; 受到读出链上读噪声 V_n 的干扰, 到达量化器上的读出电压变化为 V , 该电压会与 ADC 中的阈值 V_{th} 进行比较, 在输出端输出 0 或 1 的数据 d 。输出电压与像素中的 CG 有关。

为了便于分析, 我们将 V_{sig} 、 V_n 、 V 和 V_{th} 均通过转换增益量化为信号前端的电子个数。其中, U_{sig} 表示量化后的未被读噪声破坏的读出信号, U_{th} 表示量化后的阈值电子。

参考文献[5]可得到被光子的泊松分布及读噪声影响的输出信号。

$$P[U, k] = \frac{P[k]}{U_n \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(U-k)^2}{2U_n^2}\right] \quad (12)$$

图 5 为 $k=0$ 和 $k=1$ 时的输出信号概率密度分

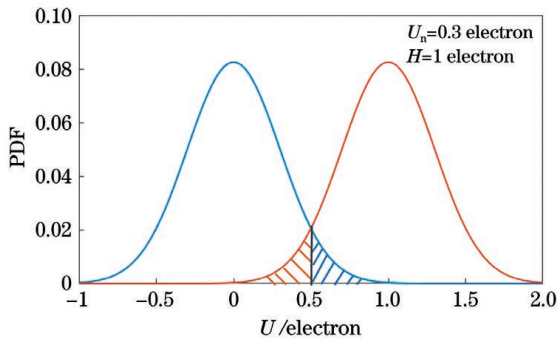


图 5 k 为 0 和 1 时的概率密度曲线

Fig. 5 PDF curve when k is 0 and 1

布函数(PDF)随读信号 U 的变化曲线, 其中左边曲线表示 $k=0$, 右边曲线表示 $k=1$ 。假设量化器的量化阈值为 U_{th} , 输出伪“0”的概率是 $P[U, k=1]$ 在阈值左侧的积分, 而输出伪“1”的概率是 $P[U, k=0]$ 在阈值右侧的积分, 则 BER 可表示为

$$R_{EB} = \int_{-\infty}^{U_{th}} P[U, 1] dU + \int_{U_{th}}^{\infty} P[U, 0] dU \quad (13)$$

图 6 为 BER 随读噪声 U_n 的变化曲线。从图中可以看出: 读噪声越大会导致读信号为非“ k ”的概率增加, BER 随之增大; 单比特 QIS 的 BER 小于 0.001 时, 读噪声小于 0.15 electron。

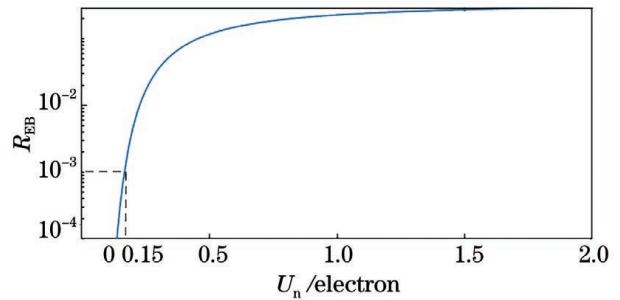


图 6 误码率随读噪声的变化

Fig. 6 EBR varying with read noise

仿照单比特 QIS BER 的概念, 可得到 n -bit QIS BER 的表达式。对于读信号 U 可读为 k 的区间, 误码来自于所有非“ k ”的光子概率密度曲线为

$$P_{e,n} = \int_{-\infty}^{0.5} \left(\sum_{k=0}^N P[U, k] - P[U, 0] \right) dU + \int_{0.5}^{1.5} \left(\sum_{k=0}^N P[U, k] - P[U, 1] \right) dU + \dots + \int_{N-0.5}^{+\infty} \left(\sum_{k=0}^N P[U, k] - P[U, N] \right) dU \quad (14)$$

将 $P_{e,n}$ 内的积分项进行交换, 可得到:

$$P_{e,n} = \int_{0.5}^{\infty} P[U, 0] + \dots + \int_{-\infty}^{k-0.5} P[U, k] + \int_{k+0.5}^{\infty} P[U, k] + \dots + \int_{-\infty}^{N-0.5} P[U, N] = \sum_{k=0}^{n-1} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{8}U_n}\right) P[k] + \sum_{k=1}^n \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{8}U_n}\right) P[k] \quad (15)$$

量子曝光可以表征多比特 QIS 每个量化区间上的曝光量, 量子曝光 λ 与像素上总曝光 Λ 的关系为

$$\Lambda = D \cdot \lambda = M \cdot H \quad (16)$$

在实际设计中, 等效满阱容量 D 一般为定值, 因此量子曝光 λ 也可以代表像素上的曝光强度, 它代表了曝光量归一化到单光子上的曝光密度。

为了系统地研究不同比特深度中读噪声的上

限, 引入了光子计数误差的概念来表示成像像素中总的光子计数错误。光子计数误差与等效满阱容量的比值即为成像像素中的 BER。 $P_{e,n}(i, j)$ 表示 n 位采样中第 i 个子像素的第 j 个采样间隔的 $P_{e,n}$ 。对于传感器像素而言, 总光子计数误差为

$$E_{tot} = \sum_{j=1}^t \sum_{i=1}^s P_{e,n}(i, j) \quad (17)$$

恒定的量子光强下, 不同 ADC 位数读噪声对应的光子计数误差如图 7 所示。从图中可以看出,

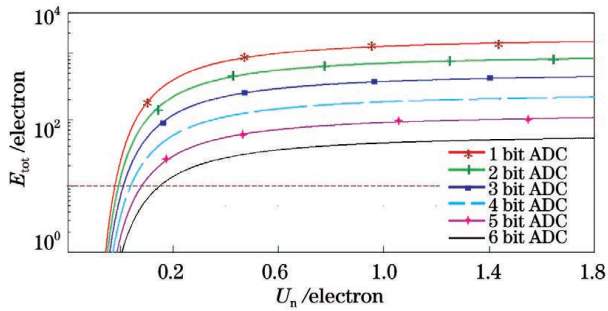


图 7 光子计数误差随读噪声的变化

Fig. 7 Photon counting error varying with read noise

相较于单比特误码率曲线,多比特的光子计数曲线均有向下和向右移动的趋势,相比于单比特 QIS,多比特 QIS 的误码率影响更小。对于等效满阱容量均为 4095 electron 的 QIS,当光子计数误差低于 10 electron 即成像像素的误码率达到千分之一级别时,单比特 QIS 的读噪声应低于 0.15 electron。且随着比特位深的增加,读噪声的上限值向右移动。

光子计数误差随光强的变化如图 8 所示。读噪声 $U_n = 0.3$ electron 时,不同 ADC 位数下的 BER 变化趋势基本相同。量子曝光 λ 较小时,随 λ 增大 BER 基本不变;当 λ 大于 1 时,BER 随 λ 增大迅速下降。因此最大的光子计数误差对应的量子曝光量范围为 0~1 electron。

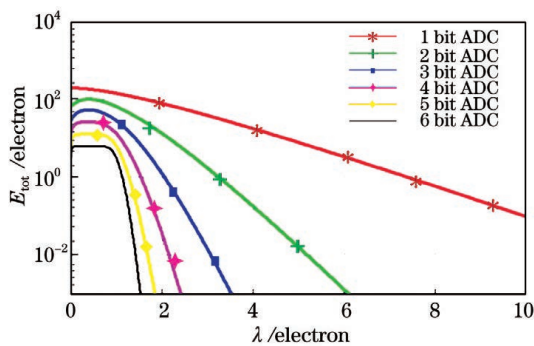


图 8 光子计数误差随 λ 的变化

Fig. 8 Photon counting error varying with λ

在 QIS 的读出电路中,读噪声表现为读出链上的失调。在当前的 QIS 研究中,读出电路的低失调设计是 QIS 单光子计数的主要难点,现阶段很难实现。而多比特 QIS 的方案就可以在保持单光子计数能力的同时减小失调标准。读出电路中的失调通过转增增益可量化为电荷域上的读噪声电子,结合不同 ADC 位深的动态范围,即可得到最优的采样深度。

当量子曝光为 0.3 electron、等效满阱容量为 4095 electron 时,传感器失调和动态范围随 ADC 位

数变化的曲线如图 9 所示。从图中可以得出结论,为平衡设计难度与传感器的动态范围, $n=3$ 是最优采样策略。此时该采样系统的动态范围约为 64 dB,读噪声为 0.22 electron。

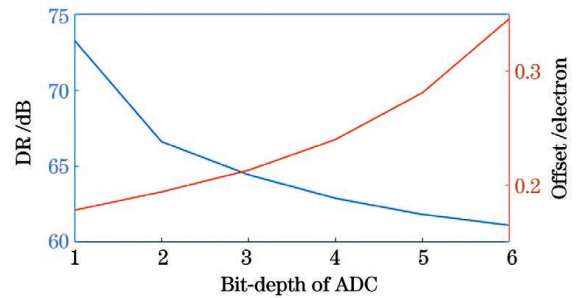


图 9 动态范围和失调指标随比特位深的变化

Fig. 9 Dynamic range and offset metric under different bit-depths

通过模型分析可知,对于等效满阱容量为 4095 electron 的 QIS,像素比特位深的最优解为 3。为使区间误码率降低至千分之一级别,光子计数误差应小于 10 electron,电路中的失调折合到输入端应小于 0.22 electron。

3 读出电路设计

基于所提成像模型,得到了多比特 QIS 的失调要求为 0.22 electron。基于 QIS 现阶段发展^[17-18],假设 QIS 像素的转换增益为 $250 \mu\text{V}/\text{electron}$,则读出电路输入端的失调应低于 $55 \mu\text{V}$ 。为实现低失调低功耗的多比特 QIS 读出电路,提出了如图 10 所示的读出电路结构,其中 V_{pre} 为预充电电压, V_{ref} 为阈值参考电压。该结构包含级联的增益级电路和 ADC 量化电路。增益级电路采用电荷转移放大器(CTA)^[19-20],CTA 具有对器件参数波动不敏感,失调电压很小的优势,且放大信号只消耗动态功耗。

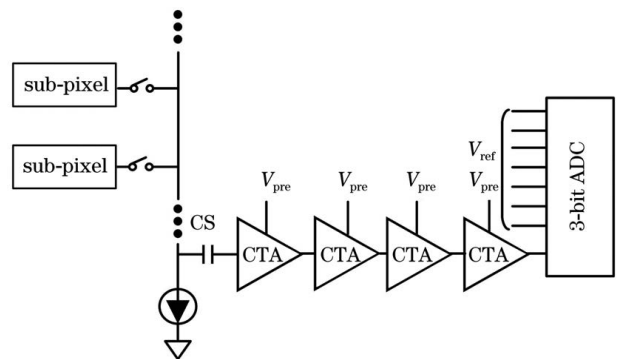


图 10 带增益级的 ADC 结构

Fig. 10 ADC structure with gain stages

Flash 型 ADC 是一种高速 ADC, 具有采样率高、结构简单的优势^[21]。传统 flash 型 ADC 存在功耗和面积大的问题, 所提改进的基于复用结构的 flash 型 ADC 电路结构如图 11 所示, 其中 MUX 为多路选择器。电路的原理类似于逐次逼近逻辑, ADC 的满量程电压为 V_s , 首先将输入电压 V_{in} 与 $V_s/2$ 比较, 得到输出的最高位 B2; B2 决策下一级的阈值输出, 若 B2 为 1 则下一级的阈值 V_{ref1} 为 $3V_s/4$, 若 B2 为 0, 下一级的阈值为 $V_s/4$ 。信号的选择通过多路复用器实现, 而后 V_{in} 再与 V_{ref1} 比较, 输出 B1; B2、B1 决策最后一级的阈值 V_{ref0} , 原理与上一步基本相同, 直到模拟信号被量化为三位的数字信号, 与传统的使用 7 个比较器的 3 bit ADC 相比, 所提 ADC 只使用 3 个比较器。由于减少了比较器的数量, 该结构极大地降低了 ADC 的功耗。

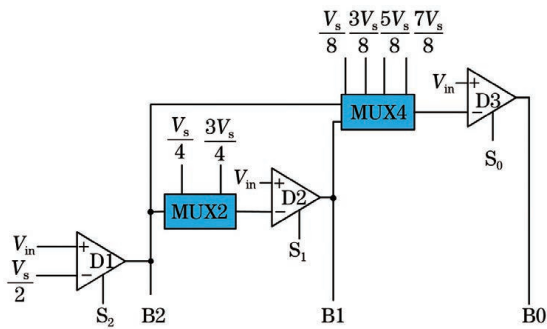


图 11 3 bit ADC 电路原理图

Fig. 11 Schematic diagram of 3-bit ADC circuit

3 bit ADC 的工作时序图分为 6 个工作阶段, 如图 12 所示。其中信号 S_0 、 S_1 、 S_2 均对应图 11 中的控制信号。第 1 阶段, S_2 置高, 动态比较器 D1 不比较, V_{in} 和 $V_s/2$ 被传输至比较器两端; 第 2 阶段, S_2 置低, 动态比较器工作, 根据 V_{in} 和 $V_s/2$ 的大小, 通过正反馈产生数字输出 B2, B2 控制 MUX 选通到不同的阈值电压, 若 B2 为 0, 则 $V_{ref1} = V_s/4$, 否则 $V_{ref1} = 3V_s/4$; 第 3 阶段, S_1 置高, V_{ref1} 和 V_{in} 传输至 D2 中; 第 4 阶段, S_1 置低, D2 开启比较和锁存, 并

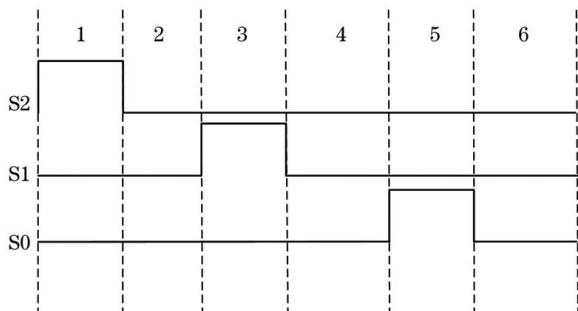


图 12 3 bit ADC 工作时序图

Fig. 12 Working sequence diagram of 3-bit ADC

输出 B1, B1、B2 选择多路复用器的输出为 V_{ref1} 。第 5 阶段和第 6 阶段, D3 与上述工作类似并输出 B0。至此, 模拟信号被转换二进制码的 B2、B1、B0。

读出电路的失调的表达式为

$$U_{os} = \sqrt{U_{pre}^2 + U_{comp}^2}, \quad (18)$$

式中: U_{pre} 为预放大电路的失调; U_{comp} 为 3 bit ADC 折算到输入端的失调。令预放大级的增益为 G , 则 ADC 产生的失调折算到输入端会降低为 $1/G$, 因此, 高增益可以抑制读出电路的失调。所提电路结构的增益 G 为 400, 增益级由 4 级 CTA 电路级联而成, 则每一级的增益可由 $G^{1/4}$ 计算得到, 约为 4.5。

QIS 采用列级读出方案。像素阵列列为 1000×1000 的 QIS 帧率为 1000 frame/s 时, 读出电路工作在 1 MSa/s 的采样频率。通过仿真可知, CTA 增益为 400 时, CTA 的失调仿真结果为 $14.3 \mu V$ 。3 bit ADC 电路的失调占据了读出电路失调的大部分。100 次蒙特卡罗仿真的失调结果如图 13 所示, 其中 STD 表示标准差, 折算到输入端的失调为 $46.99 \mu V$ 。

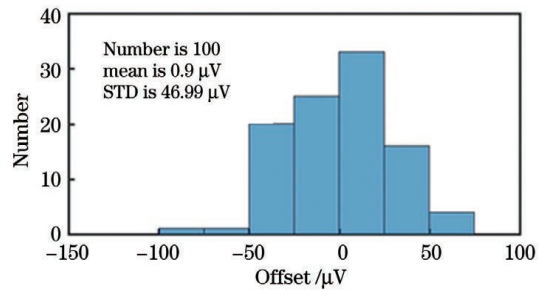


图 13 ADC 失调仿真结果

Fig. 13 Offset simulation results of ADC

在不同采样频率下, 对 ADC 的功耗进行了仿真, 仿真结果如图 14 所示。采样频率为 1 MSa/s 时, ADC 的功耗为 116 nW。ADC 的主要功耗来源为动态比较器的动态功耗, 当采样频率增加时, 比较器功耗增加。

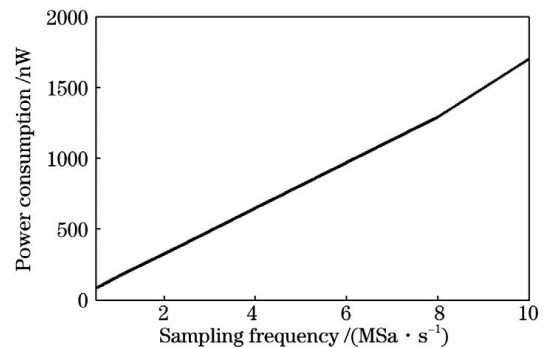


图 14 ADC 功耗

Fig. 14 Power consumption of ADC

图 15 是所提 ADC 与传统的 flash 型 ADC 的功耗对比,其中实线为传统 ADC 的功耗,虚线为所提 ADC 的功耗。从图中可以看出,虽然改进的 ADC 中内部的动态锁存器工作频率增加,但是功耗仍然小于由 7 个比较器构成的传统 3 bit ADC,而且随着采样频率的增加,这种趋势更为明显。当采样频率为 10 MSa/s 时,功耗降低了 17.5%。

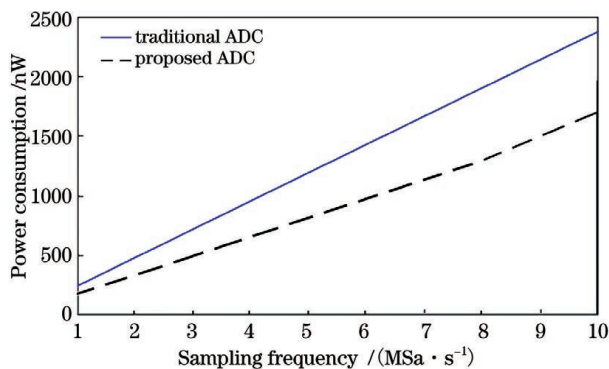


图 15 传统 flash 型 ADC 与改进的 ADC 功耗对比

Fig. 15 Comparison of power consumption between traditional flash ADC and improved ADC

4 结 论

对量子图像传感器不同的过采样策略进行了分析,研究了量子图像传感器的基本理论,优化了量子图像传感器的数学模型。从实际设计角度出发,分析了量子图像传感器的不同采样策略的成像特性,基于误码率和动态范围的过采样优化模型推导出一定位深下量子图像传感器的最优采样深度。经过分析,成像深度为 12 bit 的量子图像传感器最优采样策略为曝光时间可变的 3-bit 过采样,动态范围为 64 dB,读出电路的失调标准应低于 0.22 electron。基于量子图像传感器的采样策略优化模型设计了多比特读出电路,电路的核心是基于复用结构和增益级电路的 3-bit ADC 电路结构。ADC 结构采用多路复用器对阈值电压进行逐级选择,并通过动态比较器进行量化输出;增益级电路由 4 级级联的 CTA 电路构成,通过高增益可以降低读出电路的失调;电路的核心内容是基于复用结构的 3 bit ADC,工作频率为 1 MSa/s,分辨率为 1 mV,在增益级增益为 400、失调为 14.33 μV 时,读出电路的总失调为 49 μV ,归一化失调为 0.196 electron,单次量化功耗为 0.0145 pJ/bit。仿真结果表明,该结构的读出电路功耗低、速度快、失调低,可以较好地满足 QIS 的设计需求。

参 考 文 献

- [1] Abdallah S, Saleh B, Aboulsoud A K. A general overview of solid state imaging sensors types [C] // Third Workshop on Photonics and Its Application at Egyptian Engineering Faculties and Institutes, January 5, 2002, Giza, Egypt. New York: IEEE Press, 2002: 1-10.
- [2] Theuwissen A. CMOS image sensors: state-of-the-art and future perspectives [C] // European Solid State Device Research Conference, September 11-13, 2007, Munich, Germany. New York: IEEE Press, 2007: 21-27.
- [3] Liu R K, Xing D Z, Tang Z H, et al. An overview of low noise CMOS image sensor technique [J]. Semiconductor Optoelectronics, 2020, 41 (6): 768-773.
刘嵘侃, 邢德智, 唐昭焕, 等. 低噪声 CMOS 图像传感器技术研究综述 [J]. 半导体光电, 2020, 41 (6): 768-773.
- [4] Fossum E R. What to do with sub-diffraction-limit (SDL) pixels?: a proposal for a gigapixel digital film sensor (DFS) [EB/OL]. [2020-12-25]. <http://www.ericfossum.com/Publications/Papers/What%20To%20Do%20With%20SubDiffractionLimit%20Pixels.pdf>.
- [5] Fossum E R. Some thoughts on future digital still cameras [M] // Image sensors and signal processing for digital still cameras. Boston: CRC Press, 2017: 305-314.
- [6] Fossum E R. Gigapixel digital film sensor (DPS) proposal [C] // Nanospace Manipulation of Photons and Electrons for Nanovision Systems Proceedings of the 7th Takayanagi Kenjiro Memorial Symposium and the 2nd International Symposium on Nanovision Science, October 25-26, 2005, Hamamatsu, Japan. Shizuoka: University of Shizuoka, 2005.
- [7] Vogelsang T, Stork D G. High-dynamic-range binary pixel processing using non-destructive reads and variable oversampling and thresholds [J]. Sensors, 2012 IEEE, 2012: 1-4.
- [8] Fossum E R. Modeling the performance of single-bit and multi-bit quanta image sensors [J]. IEEE Journal of the Electron Devices Society, 2013, 1(9): 166-174.
- [9] Fossum E R. Photon counting error rates in single-bit and multi-bit quanta image sensors [J]. IEEE Journal of the Electron Devices Society, 2016, 4(3): 136-143.
- [10] Hu C H, Lu Y M. Adaptive time-sequential binary sensing for high dynamic range imaging [J]. Proceedings of SPIE, 2012, 8375: 83750A.

- [11] Yang F, Lu Y M, Sbaiz L, et al. Bits from photons: oversampled image acquisition using binary Poisson statistics[J]. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2012, 21(4): 1421-1436.
- [12] Vogelsang T, Stork D G, Guidash M. Hardware validated unified model of multibit temporally and spatially oversampled image sensors with conditional reset[J]. *Journal of Electronic Imaging*, 2014, 23(1): 013021.
- [13] Marble W J, Comer D T. Analysis of the dynamic behavior of a charge-transfer amplifier [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 2001, 48(7): 793-804.
- [14] Masoodian S, Odame K, Fossum E R. Low-power readout circuit for quanta image sensors[J]. *Electronics Letters*, 2014, 50(8): 589-591.
- [15] Masoodian S, Rao A, Ma J J, et al. A 2.5 pJ/b binary image sensor as a pathfinder for quanta image sensors[J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2016, 63(1): 100-105.
- [16] Ma J J, Masoodian S, Starkey D A, et al. Photon-number-resolving megapixel image sensor at room temperature without avalanche gain[J]. *Optica*, 2017, 4(12): 1474-1481.
- [17] Ma J J, Fossum E R. A pump-gate jot device with high conversion gain for a quanta image sensor[J]. *IEEE Journal of the Electron Devices Society*, 2015, 3(2): 73-77.
- [18] Deng W, Starkey D, Masoodian S, et al. Quanta image sensors: photon-number-resolving megapixel image sensors at room temperature without avalanche gain [J]. *Proceedings of SPIE*, 2018, 10659: 1065902.
- [19] Kotani K, Shibata T, Ohmi T. CMOS charge-transfer preamplifier for offset-fluctuation cancellation in low-power A/D converters[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 1998, 33(5): 762-769.
- [20] Marble W J, Comer D T. Ultra low power A/D converters using an enhanced differential charge-transfer amplifier[C]//*Proceedings of the 26th European Solid-State Circuits Conference*, September 19-21, 2000, Stockholm, Sweden. New York: IEEE Press, 2000.
- [21] Yin G M, Eynde F O, Sansen W. A high-speed CMOS comparator with 8-b resolution [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 1992, 27(2): 208-211.