

第 3 章 图像传感器基础知识

固态图像传感器,也称为“成像器”,是一种将通过成像透镜形成的光学图像转换为电子信号的半导体器件,如图 3.1 所示。通过调整它的检测器结构或使用对特定区域波长敏感的材料,图像传感器可以检测很宽的光谱范围,从 X 射线到红外波长区。此外,有些图像传感器可以用某些带电粒子重现“图像”,例如离子和电子。本章的重点是“可见”的成像,即人眼可分辨的光谱范围(380nm~780nm)。硅是超大规模集成电路(VLSI)中使用最广泛的材料,同时也适用于可见光传感器,因为它的带隙能量与可见光波长的光子能量相一致。

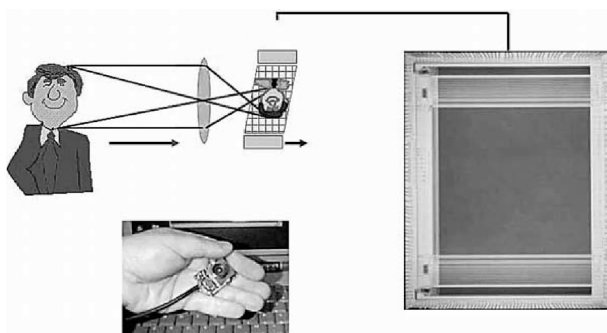


图 3.1 图像传感器(本图参见彩页)

为了生成分辨率可接受的图像,需要在行和列上放置足够多的像元(或者称为“像素”)。像素将入射光转换成信号电荷(电子或空穴,这取决于像素结构)。

现在越来越多的领域开始使用图像传感器。例如,将图像传感器用于最先进的手机中,使得手机在低端数码相机市场有了强大的竞争力。可以预见,图像传感器也会进军汽车产业,而这一产业将会成为电子相机的主要市场。事实上,一些昂贵的车型已经内置有摄像头。

到目前为止,电荷耦合器件(CCD)图像传感器仍是数码相机的首选技术。然而,在低端相机市场(如玩具相机和电脑摄像头),互补金属氧化物半导体(CMOS)图像传感器正迅速取代 CCD。另外,大画幅 CMOS 图像传感器已经用于相对高端的数码单反相机中。

显然,数码相机的图像传感器必须产生尽可能高的图像质量。高图像质量需要通过高分辨率、高灵敏度、大动态范围、良好线性度的色彩处理和非常低的噪声获得。此外,还需要取景器、摄像模式,以及一些特殊工作模式,例如自动曝光模式下快速读出、自动对焦、自动白平衡等。CCD 和 CMOS 图像传感器将分别在第 4 章和第 5 章中进行详细讨论。因此,本章仅描述图像传感器对两种技术都适用的功能和性能参数。

3.1 图像传感器的功能

3.1.1 光电转换

若一定通量的光子以高于半导体带隙能量 E_g 的能量进入半导体,即

$$E_{\text{photon}} = h \cdot \nu = \frac{h \cdot c}{\lambda} \geq E_g \quad (3.1)$$

式中, h 是普朗克常量, c 是光速, ν 是光的频率, λ 是光的波长。在厚度为 dx 的区域中所吸收的光子数量与光子通量 $\Phi(x)$ 的数值成正比, 这里 x 表示距离半导体表面的距离。因为硅的带隙能量是 1.1eV, 所以波长短于 1100nm 的光会被吸收, 并且发生光子到信号电荷的转换, 而硅对波长超过 1100nm 的光本质上是透明的。

光子通量吸收的连续性方程如下^[1]:

$$\frac{d\Phi(x)}{dx} = -\alpha \cdot \Phi(x) \quad (3.2)$$

这里 α 是吸收系数, 与波长相关。将边界条件 $\Phi(x=0) = \Phi_0$ 代入此方程, 可以解得

$$\Phi(x) = \Phi_0 \cdot \exp(-\alpha x) \quad (3.3)$$

因此, 光子通量随着与表面的距离的增加呈现指数性衰减。吸收的光子在半导体中产生电子-空穴对, 其密度分布服从式(3.3)。

图 3.2 显示了硅的吸收系数与波长的关系^[2], 以及光通量的吸收过程。穿透深度, 即 $1/\alpha$, 代表光通量衰减到 $1/e$ 时的深度。如图所示, 蓝光($\lambda=450\text{nm}$)的穿透深度仅为 $0.42\mu\text{m}$, 而红光($\lambda=600\text{nm}$)的穿透深度高达 $2.44\mu\text{m}$ 。

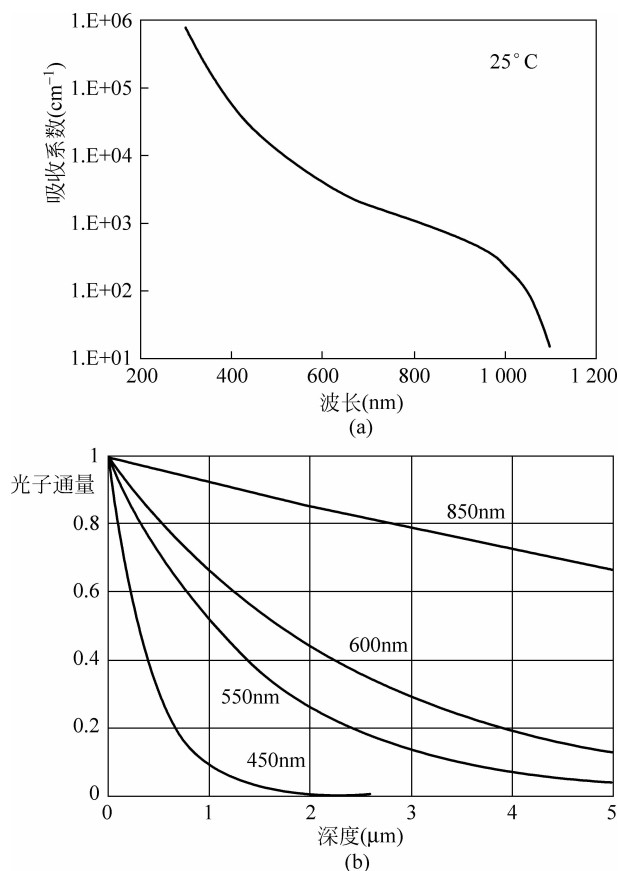


图 3.2 硅中的光吸收

(a) 吸收系数; (b) 光强度与深度的关系

3.1.2 电荷收集与积累

本节将概述产生的信号电荷是如何在单个像素内的电荷积累区被收集的。图 3.3 展示了一个简单的二极管用作电荷收集器件的原理。在此例中, p 型区域接地, 而 n^+ 区域首先被复位到一个正电压 V_R 。之后二极管保持反偏条件并进入浮空状态。由于内建电场的作用, 被光子激发出的电子倾向于在 n^+ 区域聚集, 从而此区域的电势减小; 同时, 空穴流入地端。在这种情况下, 电子就是信号电荷。数码相机领域的所有的 CCD 和 CMOS 图像传感器都工作在这种电荷积分模式下, 这种模式由 G. Weckler 在 1967 年首次提出^[3]。

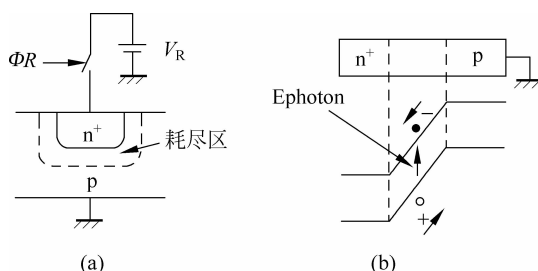


图 3.3 反向偏置光电二极管

(a) 截面图; (b) 能带图

图 3.4 展示了另一种光电管——金属氧化物半导体(MOS)二极管。当栅极加正电压时, 能带向下弯曲, 多数载流子(空穴)被耗尽, 这样耗尽区就可以收集自由电荷。MOS 二极管是表面型 CCD 中的一个基本模块, 这将在第 4 章中讲到。埋层沟道 MOS 二极管用于帧转移 CCD(见 4.1.3 节及 4.2.1 节)的像素中。

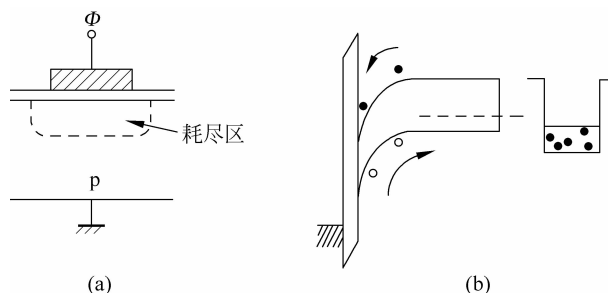


图 3.4 反向偏置 MOS 二极管

(a) 截面图; (b) 能带图

在反向偏置光电二极管和反向偏置 MOS 二极管中, 耗尽区中产生的电子完全被用做信号电荷。然而, 在体硅深处的中性区域产生的电子只有一部分能够通过扩散到达耗尽区, 因为在中性区域中并没有电场存在; 一些电子在到达耗尽区之前就因为复合过程损失掉了。我们将在 3.2.5 节中再次讨论这个问题。

3.1.3 成像阵列的扫描

3.1.3.1 电荷转移和 X-Y 地址

积累的电荷,或者相应的电压或电流信号需要从图像传感器芯片的像素中读出到外部电路。这些分布在二维空间的信号应该被转换为时序信号,这个过程称为“扫描”,图像传感器应该具有扫描功能。图 3.5 展示了两种类型的扫描方案。

第 4 章中会讨论几种 CCD 读出结构,例如全帧转移(full-frame transfer,FFT)、行间转移(interlinetransfer,IT)、帧转移(frame transfer,FT)和帧-行间转移(frame-interline transfer,FIT)结构。图 3.5(a)为 IT CCD 的电荷转移示意图。首先,整个成像阵列中每个像素的光电二极管储存的信号电荷同时转移到垂直 CCD(V-CCD),然后从 V-CCD 转移到水平 CCD(H-CCD)。H-CCD 中的电荷转移到输出放大器,并被转化为电压信号。这种电荷转移读出电路需要近乎理想的电荷转移效率,这又反过来需要高度协调的半导体结构和制造工艺。

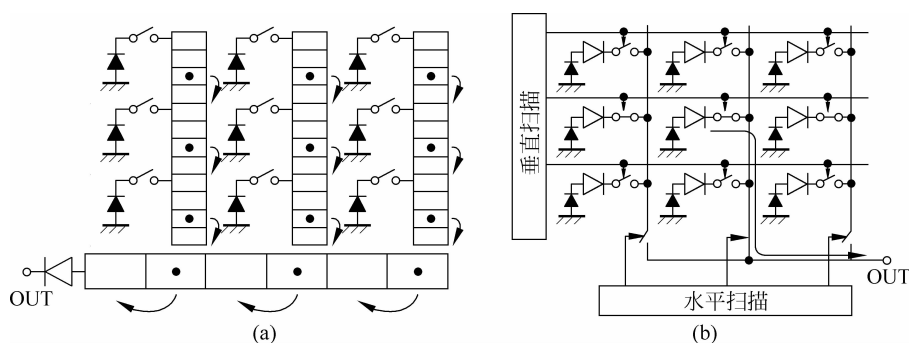


图 3.5 成像阵列扫描示意图

(a) 电荷转移方案; (b) X-Y 地址方案

图 3.5(b)展示了一种用于 CMOS 图像传感器的 X-Y 寻址方案。在大多数 CMOS 图像传感器中,信号电荷在像素中被有源晶体管转化成电压或者电流。正如“X-Y 地址”的字面意思,像素信号是通过垂直扫描器(移位寄存器或者解码器)选通一行(Y)读出以及水平扫描器选通一列(X)读出的方式进行寻址的。比较两图,显然在实现多种读出模式方面,X-Y 寻址方案远比电荷转移方案灵活得多。

因为 CCD 和 CMOS 图像传感器都是电荷积分型传感器,像素中的信号电荷在电荷积分开始前应当被初始化或者复位。而不同的扫描方案导致了工作时序上的不同,正如图 3.6 所示。在 CCD 图像传感器中,电荷复位是通过把电荷从光电二极管转移到 V-CCD 实现的,这个过程在整个像素阵列中是同时发生的。而在大多数 CMOS 图像传感器中,电荷重置和信号读出是逐行进行的。

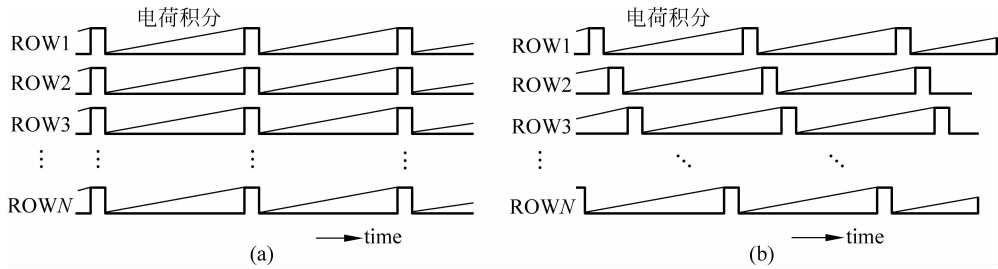


图 3.6 CCD 和 CMOS 图像传感器的操作时序

(a) CCD 图像传感器; (b) CMOS 图像传感器

3.1.3.2 隔行扫描和逐行扫描

在正交平衡调幅制(national television systems committee, NTSC)、正交平衡调幅逐行倒相制(phase alternative line, PAL)和行轮换调频制(sequential colour avec memoire, SECAM)等传统的彩色电视制式中,隔行扫描的过程如下:对所有线(行)的一半进行一次垂直扫描,对另一半进行另一次垂直扫描。每次垂直扫描都会产生一“场”图像,两场组合成“帧”图像,如图 3.7(a)所示。

图 3.7(b)展示了逐行扫描模式,它与 PC 显示器的扫描方案相匹配。虽然逐行扫描对数码相机应用更为可取,但 V-CCD 结构会因此变得复杂,从而更难保证光电二极管面积在 CCD 中所占百分比足够大(将在 4.3.2 节讨论)。然而,数码相机领域的 CMOS 图像传感器则是工作在逐行扫描的模式下。

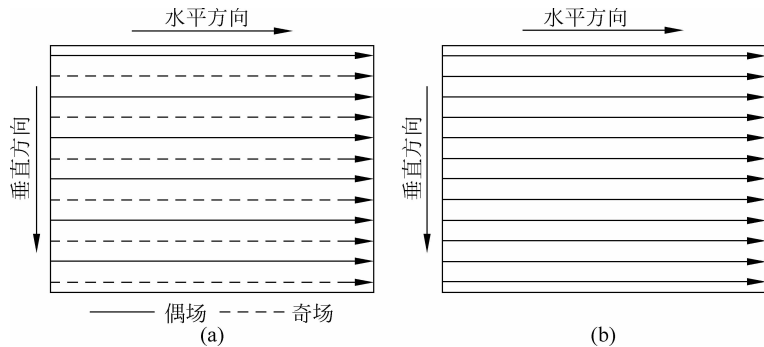


图 3.7 隔行扫描和逐行扫描

(a) 隔行扫描; (b) 逐行扫描

3.1.4 电荷检测

电荷检测的原则对 CCD 图像传感器和大部分 CMOS 图像传感器是基本相同的。如图 3.5 所示,CCD 图像传感器在输出放大器中实现电荷检测,而 CMOS 图像传感器在像素中完成电荷检测。图 3.8 是电荷检测的草图。电压放大器连接势阱以监测阱中信号电荷的变化,若有电荷 Q_{sig} 进入阱中,则其引起势阱电压变化为

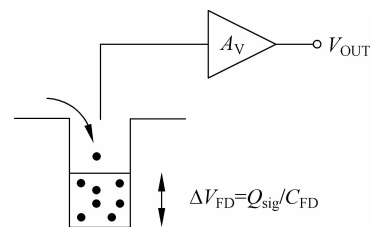


图 3.8 电荷检测电路

$$\Delta V_{FD} = \frac{Q_{sig}}{C_{FD}} \quad (3.4)$$

式中, C_{FD} 是放大器所连接到势阱的电容, 并充当电荷到电压的转换电容。输出电压的变化如下:

$$\Delta V_{OUT} = A_V \Delta V_{FD} \quad (3.5)$$

式中, A_V 代表电压放大器的电压增益。

转换增益

转换增益 ($\mu V/e^-$) 表明了电荷检测节点处, 一个电子引起的电压变化的大小。由式(3.4), 可以求出增益如下:

$$C. G. = \frac{q}{C_{FD}} \quad (3.6)$$

式中 q 是基元电荷 ($1.60218 \times 10^{-19} C$)。显然, 式(3.6)代表的“输入相关”的转换增益并不能被直接测量, 它与放大器的电压增益相乘, 得到“输出相关”的转换增益, 如下式所示:

$$C. G._{output_referred} = A_V \frac{q}{C_{FD}} \quad (3.7)$$

最常用的电荷检测方案是浮空扩散区电荷检测^[4]。在 CCD 图像传感器中, 这种电荷检测由位于垂直 CCD 寄存器末端的浮空扩散结构完成; 而在 CMOS 有源像素传感器 (active-pixel sensors, APSs) 中, 则于像素内部完成。结合相关双采样 (correlated double sampling, CDS) 噪声消除^[5]技术, 可以实现极低噪声的电荷检测。此种方案在 CCD 图像传感器中的应用将在 4.1.4 节阐述, 而在 CMOS 图像传感器中的应用将在 5.1.2.1 节和 5.3.1 节介绍。

3.2 像素中的光电探测器

图 3.9 展示了简化的像素结构。下面章节将对 CCD 和 CMOS 图像传感器中像素结构的细节进行说明。

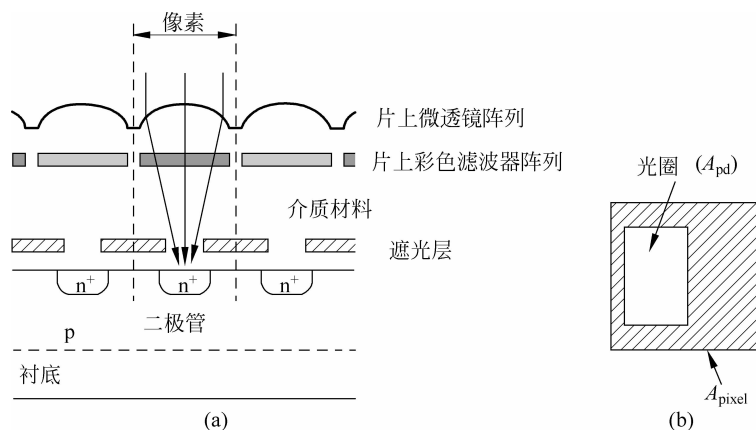


图 3.9 简化的像素结构

(a) 截面图; (b) 平面图

3.2.1 填充因子

填充因子(fill factor, FF)被定义为像素中感光区域面积 A_{pd} 与像素面积 A_{pix} 的比率。用公式表示为

$$FF = (A_{pd}/A_{pix}) \times 100[\%] \quad (3.8)$$

如果不考虑芯片上的微型透镜,在典型的 IT 和 FIT CCD 中,填充因子是由没有被遮光金属覆盖的开孔面积决定的。在 IT 和 FIT CCD 中,被遮光金属覆盖的部分包括传输门、用于隔离像素的沟道截止区域和 V-CCD 移位寄存器的区域。FT CCD 的填充因子(FF)由非感光沟道截止区域面积决定,这一区域将 V-CCD 转移通道与 CCD 门时钟分开。

CMOS 图像传感器有源像素中至少需要 3 个晶体管(复位晶体管、源跟随器晶体管和行选择晶体管),且它们当被遮光金属所覆盖。如果使用更多的晶体管,填充因子也会相应降低。这些晶体管所需的面积依赖于制造工艺所提供的设计规则(特征尺寸)。

微型透镜将光线聚集到光电二极管上,可以有效提高填充因子。不管是在 CCD 还是 CMOS 图像传感器中,微型透镜都在提高感光度上起着非常重要的作用。

3.2.2 彩色滤光阵列

图像传感器从本质上来说是一种单色传感器,它对敏感波长范围内的光产生响应。因此,为了使图像传感器能够还原出彩色图像,必须采用分离颜色的技术。对于消费领域的数码相机来说,可以在光敏二极管上用片上彩色滤光阵列(color filter array, CFA),这是一种经济合算的解决方案,可以将色彩信息分离并满足数码相机的微小化需求。^{*} 图 3.10 展示了两种类型的彩色滤波阵列和它们的光谱透射率。

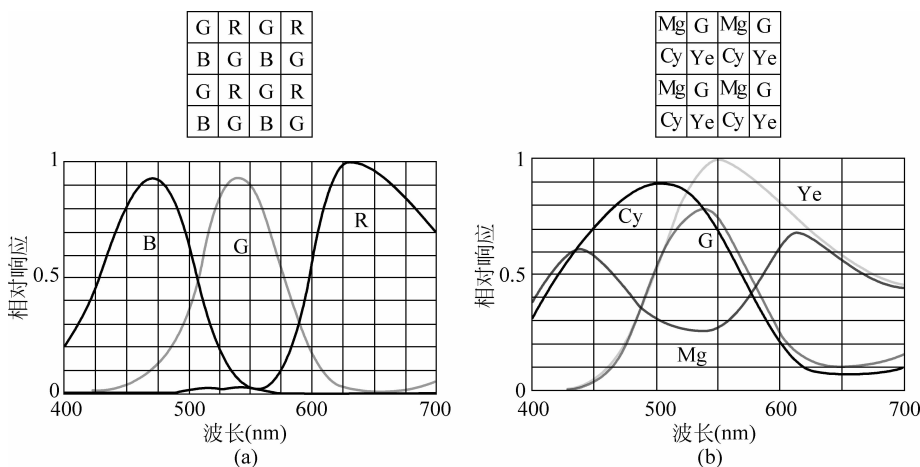


图 3.10 彩色滤光器布局 and 光谱透射率

(a) 拜耳基色滤光模式及响应; (b) CMY 互补色滤光模式及其响应

数码相机领域主要使用红、绿、蓝(RGB)基色滤光阵列。RGB 彩色滤光阵列有着更优的色彩再现能力和更高的彩色信噪比(signal-to-noise ratio, SNR),因为它具有良好的波长敏感性。

^{*} 一些高端摄像机使用 3 个(有时是 4 个)独立的图像传感器,这些图像传感器与分色棱镜相连接,每一个图像传感器检测一种基色,这种结构通常用于高端视频领域。

最常用的基色滤光模式叫做“拜耳”模式,如图 3.10(a)所示。这种模式由 B. E. Bayer⁶ 提出,它的绿色滤光器是蓝色或红色滤光器数量的两倍,因为人的视觉系统主要从绿色光谱部分获得视觉细节。这意味着,视觉亮度差异与绿色有关,而颜色知觉与红色和蓝色有关。

如图 3.10(b)所示,CMY 互补色滤光模式由蓝绿色、洋红色和黄色滤光器组成。每种颜色由下列等式表示:

$$\begin{aligned} Y_e &= R + G = W - B \\ M_g &= R + B = W - G \\ G_y &= G + B = W - R \\ G &= G \end{aligned} \quad (3.9)$$

相比于 RGB 基色滤波,该模式的各个互补色滤光片的光穿透范围较宽,可以获得更高的敏感度。然而,为了输出显示而将互补色成分转换成 RGB 的减法操作会带来信噪比的下降,色彩再现也通常没有 RGB 基色滤光那么准确。

制作片上颜色滤光片的材料可分为两类:颜料和染料。基于颜料的彩色滤波阵列是当今主流,因为它们相比基于染料的彩色滤波阵列有更好的耐热性和耐光性。这两材料制成的滤光片的厚度均可做成从亚微米到 $1\mu\text{m}$ 的任何值。

3.2.3 微型透镜阵列

片上微型透镜将入射光汇聚在光电二极管上。片上微型透镜阵列(on-chip microlens array, OMA)于 1983 年在 IT CCD 中首次使用。^[7] 它的制作过程如下:首先,使用透明树脂使颜色滤光片层平滑化;然后,将微型透镜树脂层旋涂在平滑层上;最后,在树脂层上刻蚀上光刻图案,这个图案最终将通过晶片烘焙形成穹状的微型透镜。

近来先进的工艺制程在减小像素尺寸和增加像素总数方面卓有成效,但灵敏度随着像素尺寸的缩小而减小了。这一点可以通过增加一个简单的片上微透镜阵列来弥补,但因入射光位置不同,其从成像透镜到图像传感器的角度也不同,从而导致阴影的产生,如图 3.11 所示。

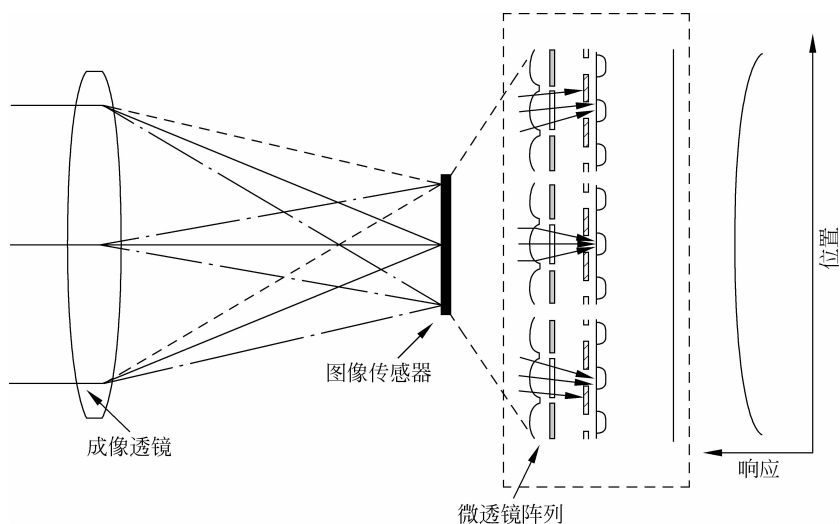


图 3.11 因入射光角度的位置关系产生的阴影

减小微型透镜与光电二极管表面的距离可以减少这个与角度相关的响应。^[8,9]此外,还可以引入另外一种技术,即移动成像阵列边缘的微型透镜的位置以消除阴影。^[10,11]FT CCD 的角度响应比 IT CCD 更大,因为它具有较大的填充因子。^[12]

为了进一步增加光子收集效率,可以缩小透镜之间的距离。^[13,14]双层透镜结构示意图如图 3.12 所示,它在传统的“表面”微型透镜下有一层额外的“内部”微型透镜。^[15]内部微型透镜改善了角度响应,尤其当透镜 F 数更小或者像素尺寸更小时。^[16]除了增加灵敏度之外,微型透镜还有助于减少 CCD 图像传感器中的漏光,降低 CCD 和 CMOS 图像传感器中由于少数载流子扩散而造成的像素间串扰。

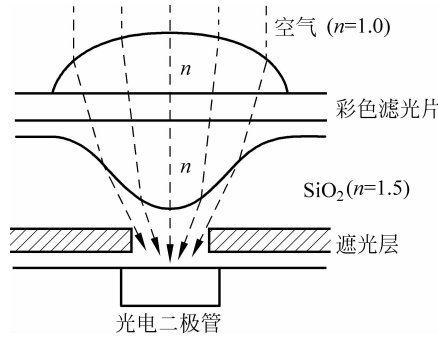


图 3.12 双层微型透镜

3.2.4 SiO₂/Si 接触面的反射

当两种材料的折射率不同时,入射光线会在两种材料的接触面发生反射。垂直入射到接触面的光线的反射率(Reflectivity, R)由下式给出:

$$R = \left(\frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2} \right)^2 \quad (3.10)$$

SiO₂ 的折射率为 1.45, Si 的折射率为 3~5, 由此计算, 可见光范围(400~700nm)内有超过 20%~30% 的入射光线在硅表面被反射掉了。为了减少 SiO₂/Si 表面的反射, 在光电二极管上涂覆减反射膜的技术被引入。通过使用由最优比例的 SiO₂/Si₃N₄/SiO₂ 层组成的减反射膜, 感光度提高了 30%。^[19]

3.2.5 电荷收集效率

尽管本章主要关注了探测器的上部结构, 但我们也必须注意到探测器中的光电转换。图 3.13(a)展示了一个使用 p⁺ 衬底的简化像素结构以及从表面到衬底的电势图, 此结构对应于图 3.3(a)中的光电二极管结构。因为 p⁺ 衬底晶圆广泛用于 CMOS VLSI 电路或存储器件中, 例如动态随机存储器(dynamic random access memory, DRAM)中, 大多数在芯片中集成了信号处理电路的 CMOS 图像传感器也使用 p⁺ 衬底。在这种结构中, p 区的深度以及在 p 区和 p⁺ 衬底中少数载流子的寿命(或者扩散长度)影响着光谱当中长波区域的响应。通常, 这种结构中从红光到 NIR 的响应比 n 型衬底结构高得多。

图 3.13(b)展示了另一种使用 n 衬底的探测器结构。n 型衬底偏置接正电压, p 区接地。这种结构通常用于 IT CCD, 同时也可用于 CMOS 图像传感器。这种结构中, 在深度大

于 x_p 处产生的电子全部被扫至 n 衬底中,对信号没有影响。因此,波长较长(红到 NIR)的频谱响应大为减弱。

从以上讨论中,可以得出电荷吸收效率 $\eta(\lambda)$ 为

$$\eta(\lambda) = \frac{\text{Signal charge}}{\text{Photo-generated charge}} \quad (3.11)$$

电荷收集效率由衬底类型、杂质分布、体区少数载流子寿命以及光电二极管的偏置方式决定。对 p 衬底结构和 n 衬底结构的讨论分别见于 4.2.2 节和 5.2.2 节。

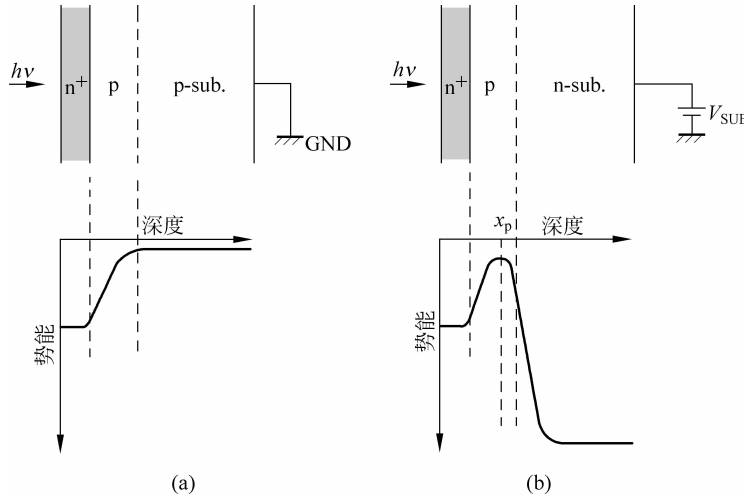


图 3.13 n^+ -p 光电二极管在不同的衬底类型中
(a) p 型衬底; (b) n 型衬底

3.2.6 满阱容量

正如 3.1 节所描述的,光电二极管工作在电荷积分模式下,因此只有有限的电荷储存能力。光电二极管的电容能够积累的最大电荷量称为“满阱容量”(full-well capacity)或者“饱和电荷量”(saturation charge),由下式给出:

$$N_{\text{sat}} = \frac{1}{q} \int_{V_{\text{reset}}}^{V_{\text{max}}} C_{\text{PD}}(V) \cdot dV [\text{electrons}] \quad (3.12)$$

式中, C_{PD} 是光电二极管的电容; q 是一个电子的带电量; V_{reset} 和 V_{max} 分别是初始电压和最大电压,它们与光电二极管结构和工作条件有关。

3.3 噪声

3.3.1 图像传感器中的噪声

表 3.1 总结了图像传感器中的噪声成分。噪声会使成像质量恶化,同时也决定了图像传感器的灵敏度。因此,图像传感器中的术语“噪声”可以被定义为所有使图像或者“信号”恶化的波动。

表 3.1 图像传感器中的噪声

	暗条件	光照条件	
		低于饱和	高于饱和
固定模式噪声(FPN)	暗信号非一致性 像素随机 阴影	光响应非一致性 像素随机 阴影	
	暗电流非一致性 (像素 FPN) (行 FPN) (列 FPN)		
	缺陷		
暂态噪声	暗电流散粒噪声	光子散粒噪声	
	读出噪声(本底噪声) 放大器噪声等 (复位噪声)		
			拖尾,高光溢出
	图像滞后		

用于拍摄静态图像的图像传感器会重新生成二维图像(空间)信息。出现在图像中的固定位置的噪声,被称为固定模式噪声(fixed-pattern noise, FPN)。因为在空间上是固定的,所以黑暗情况下的固定模式噪声原则上可以通过信号处理消除。随时间变化的噪声被称为“随机”或者“暂态”噪声。在本书中,当所指的是随时间变化的噪声时,我们使用“暂态”这一称谓,因为“随机”也可以与固定模式噪声联系起来。例如,“像素随机”固定模式噪声在二维空间上看来就是随机的。

当使用数码相机拍摄快照时,暂态噪声被“冻结”为空间噪声,因此在还原出的图像中会出现它的峰-峰值。尽管暂态噪声在单独的一次拍照中于空间上是固定的,但它在连续拍照时出现的位置会产生变化。另一方面,视频图像中的暂态噪声或多或少经过了人眼的滤波,因为人眼无法在一场的时间(1/60s)或者一帧的时间(1/30s)内做出准确的响应。

表 3.1 展示了在黑暗和光照条件下的噪声。在光照下,黑暗时的噪声成分依然存在。黑暗和光照下固定模式噪声的大小分别称为暗信号非均匀性(dark signal non uniformity, DSNU)和光响应非均匀性(photo response non uniformity, PRNU)。拖尾和高光溢出出现在光照条件高于饱和的情况下。

3.3.2 固定模式噪声

黑暗中的固定模式噪声可以认为是输出信号中失调部分的变化,用暗信号非均匀性进行评估。固定模式噪声在光照条件下也存在,此时用光响应非均匀性评估。如果固定模式噪声的大小与曝光量成比例,则把它看做灵敏度的非一致性或者增益波动。

CCD 图像传感器中的固定模式噪声主要来源是暗电流的不均匀性。尽管这种噪声在通常的工作模式下几乎观察不到,但在长曝光时间或者在高温下拍摄的图像则可以观测到。如果在整个像素阵列中,各个像素的暗电流不同,那么就会造成固定模式噪声,因为相关双采样(CDS)并不能消除这种噪声成分。在 CMOS 图像传感器中,固定模式噪声的主要来源

是暗电流的不同以及像素中有源晶体管的性能波动。

在本部分中,只讨论了暗电流作为固定模式噪声的来源。CCD 和 CMOS 图像传感器中固定模式噪声的其他来源将在 4.2.4 节和 5.1.2.3 节、5.3.1 节、5.3.3 节描述。

3.3.2.1 暗电流

暗电流是在目标物体无光照的条件下观测到的电流,是一种非理想因素,暗电流会积分成为暗电荷并存储在像素内的电荷储存节点。暗电荷的数量与积分时间成正比,由下式表示:

$$N_{\text{dark}} = \frac{Q_{\text{dark}}}{q} = \frac{I_{\text{dark}} \cdot t_{\text{INT}}}{q} \quad (3.13)$$

同时,暗电荷还是温度的函数。

暗电荷减少了成像器的可用动态范围,因为满阱容量是有限的。同时它也改变了“暗”(无光照)环境的输出电压。因此,为了给还原图像提供一个参考值,我们应该尽量钳位暗电流水平。图 3.14 说明了暗电流的 3 个主要成分,我们会对每个成分进行分析,并讨论暗电流产生的原理。

1. 耗尽区产生电流

硅是间接带隙的半导体,导带底部和价带顶部并不在势能空间中相同的势轴上。我们知道,主要的产生-复合过程是在禁带能量间隙中通过局部能量状态的间接迁跃发生的。^[20]在反偏 p-n 结接触面附近形成的耗尽层中,少数载流子被耗尽,因而产生过程(电子和空穴分离)变为了使系统回到平衡中的主导过程。^{*}

根据 Shockley-Read-Hall 理论,^[21,22]电子-空穴对在有偏置电压下的产生率可以表示为

$$G = \left\{ \frac{\sigma_p \sigma_n \nu_{\text{th}} N_t}{\sigma_n \exp\left(\frac{E_t - E_i}{kT}\right) + \sigma_p \exp\left(\frac{E_i - E_t}{kT}\right)} \right\} n_i \quad (3.14)$$

式中, σ_n 为电子捕获横截面积, σ_p 为空穴捕获横截面积, ν_{th} 为热速度, N_t 为产生中心的密度, E_t 为中心能级, E_i 为本征费米能级, k 为玻耳兹曼常量, T 为绝对温度。

假设 $\sigma_n = \sigma_p = \sigma_0$, 式(3.14)可以被重写为

$$G = \frac{(\nu_{\text{th}} \sigma_0 N_t) \cdot n_i}{2 \cosh\left(\frac{E_t - E_i}{kT}\right)} = \frac{n_i}{\tau_g} \quad (3.15)$$

这个等式表明,仅在带隙中心附近的能级有助于产生率的增加。当 $E_t = E_i$ 时,产生率达到最大值;当 E_t 远离 E_i 时,产生率按指数衰减。那么产生寿命和产生电流由下式给出:

$$\tau_g = \frac{2 \cosh\left(\frac{E_t - E_i}{kT}\right)}{\nu_{\text{th}} \sigma_0 N_t} \quad (3.16)$$

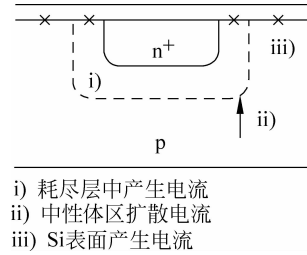


图 3.14 像素中的暗电流成分

* 在正偏二极管中,少数载流子密度比平衡时高,因此复合过程发生。在平衡状态下(零电压偏置),再生和复合过程平衡,维持关系 $p \cdot n = n_i^2$, 这里 p 、 n 、 n_i^2 分别代表电子密度、空穴密度和本征载流子密度。

$$J_{\text{gen}} = \int_0^W qG dx \approx qGW = \frac{qn_i W}{\tau_g} \quad (3.17)$$

2. 扩散电流

在扩散区边缘,少数载流子密度比平衡时更低,通过扩散过程,它在中性体区接近平衡密度 n_{p0} 。在这里,我们的关注的是 p 区少数载流子(电子)的行为。中性区域的少子连续性方程由下式给出:

$$\frac{d^2 n_p}{dx^2} - \frac{n_p - n_{p0}}{D_n \tau_n} = 0 \quad (3.18)$$

式中 D_n 和 τ_n 分别表示扩散系数和少数载流子寿命。使用边界条件 $n_p(x=\text{无穷})=n_{p0}$ 以及 $n(0)=0$ 解此方程,可得扩散电流:

$$J_{\text{diff}} = \frac{qD_n n_{p0}}{L_n} = q \sqrt{\frac{D_n}{\tau_n}} \cdot \frac{n_i^2}{N_A} \quad (3.19)$$

3. 表面产生

表面晶格结构的突然中断,会产生更多的能量态和产生中心。表面产生电流与产生电流很类似,由下式表示:

$$J_{\text{surf}} = \frac{qS_0 n_i}{2} \quad (3.20)$$

这里 S_0 是表面产生速率。^[23]

4. 总暗电流

由之前的讨论,暗电流可以表示为

$$J_d = \frac{qn_i W}{\tau_g} + q \sqrt{\frac{D_n}{\tau_n}} \cdot \frac{n_i^2}{N_A} + \frac{qS_0 n_i}{2} [\text{A/cm}^2] \quad (3.21)$$

在这三个主要成分中,如果在室温下进行比较,会有 $J_{\text{surf}} \gg J_{\text{gen}} \gg J_{\text{diff}}$ 。然而,表面成分可以通过在 n 区表面制作一层反型层进行抑制。反型层通过与空穴复合的方式清除掉了电子的中间能级,这样就可以减少陷在中间能级的电子发射到导带的机会。在大多数 IT 和 FIT CCD 和 CMOS 图像传感器中(参见 4.2.3 节和 5.2.2 节),这种方案可以通过加入一个钳位光电二极管实现^[24]。

5. 与温度的关系

如式(3.17)、式(3.19)和式(3.20)所示,产生电流和表面产生电流与本征载流子浓度 n_i 成比例,扩散电流则与 n_i^2 成比例。因为

$$n_i^2 \propto T^3 \cdot \exp\left(-\frac{E_g}{kT}\right) \quad (3.22)$$

所以暗电流与温度的关系可以表示为

$$I_d = A_{d,\text{gen}} \cdot T^{3/2} \cdot \exp\left(-\frac{E_g}{kT}\right) + B_{d,\text{diff}} \cdot T^3 \cdot \exp\left(-\frac{E_g}{kT}\right) \quad (3.23)$$

这里 $A_{d,\text{gen}}$ 和 $B_{d,\text{diff}}$ 是系数。图 3.15 展示了典型的暗电流与温度之间的关系。在实际器件中,总暗电流与温度的关系也会发生变化,这种变化取决于系数 $A_{d,\text{gen}}$ 和 $B_{d,\text{diff}}$ 的大小。暗电流与温度的关系也表现为 $\exp(-E_g/nkT)$, 这里的 n 在 1~2 之间, E_g/n 对应暗电流的激活能量。

6. 白点缺陷

随着设计和工艺技术的进步,暗电流已经降低到非常低的水平。因此,拥有额外产生中

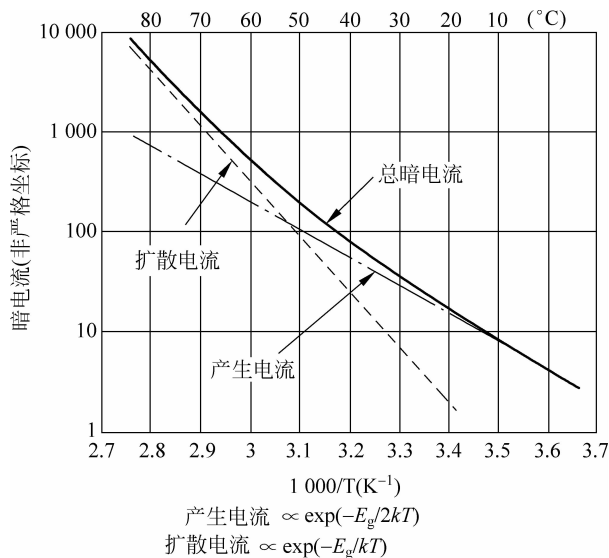


图 3.15 暗电流与温度的关系

心的像素就会产生极高的暗电流,这在图像中表现为白点缺陷,这些缺陷决定了图像传感器的质量。引起白点缺陷的原因包括重金属污染,例如金、镍、钴等,或者由制造过程中的重压引起的晶体缺陷。^[25]

7. CCD 寄存器的暗电流

到目前为止,我们一直在关注像素内部产生的暗电流,然而暗电流也会产生于 CCD 图像传感器中的 CCD 转移通道之中。4.2.3 节将会提到,将负电压短暂地加在适当的 CCD 栅极上,可以减少表面的暗电流,这种技术被称为“价带钳位”:负电压将表面反型一小段时间,产生一个空穴层。价带钳位会清空表面的产生中心,之后这些中心需要一段时间来再次开始产生。^[26] 这种方法的详细描述可以在 4.1.3 节中找到。

8. CMOS 图像传感器有源像素中晶体管的暗电流

在 CMOS 图像传感器中,像素内部的有源晶体管会产生额外的暗电流成分,这是由放大器晶体管漏极末端附近的高场强区域的热载流子效应引起的。^[27,28] 为了抑制这种暗电流成分,需要进行仔细地设计像素版图,选择合适的晶体管长度和偏置电压。

3.3.2.2 阴影

阴影是一种在还原的图像中可见的、变化缓慢的或者空间频率输出变化很小的现象。在 CCD/CMOS 图像传感器中,阴影的主要来源包括:

(1) 源于暗电流的阴影: 如果有一个局部热源存在,它导致的温度分布会使得成像阵列的暗电流产生梯度变化。

(2) 源于微型透镜的阴影: 对于在成像阵列边缘的微型透镜,如果它的光收集效率因为光线倾斜角而减小,则位于边缘的像素的输出值会变小(见图 3.11)。

(3) 源于电路的阴影: 在 CCD 图像传感器中,由于驱动脉冲所输入的多晶硅栅的电阻不同,V-CCD 的输入脉冲幅值可能随空间位置变化,这可能导致局部电荷转移效率的下降,

从而导致阴影。

在 CMOS 图像传感器中,偏置电压和接地电压的非一致性也会导致阴影。

3.3.3 暂态噪声

暂态噪声是信号随着时间变化的随机起伏。当信号的起伏以它的平均值为中心时,假设平均值恒定,则方差定义为

$$\text{Variance} = \langle (N - \langle N \rangle)^2 \rangle = \langle N^2 \rangle - \langle N \rangle^2 \quad (3.24)^*$$

这里 $\langle \rangle$ 表示统计平均值或者静态平均值,意指在 t 时刻,一组样本的平均值。当系统是“遍历的”或者静态的,一个样本随时间的平均可以认为是与统计平均值相等的。

信号的方差对应着信号的总噪声功率。**当存在若干不相关的噪声源时,总噪声功率由下式决定:

$$\langle n_{\text{total}}^2 \rangle = \left\langle \sum_{i=1}^N n_i^2 \right\rangle \quad (3.25)$$

由中心极限定理可知,随着随机变量的数量无限增加,独立随机变量之和的概率分布趋于高斯分布。高斯分布由下式给出:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (3.26)$$

这里 m 是变量 x 的平均值, σ 是变量 x 的标准差或者均方根值(rms)。此时,标准差 σ 可以用以衡量暂态噪声。

在光学和电学系统中,存在着 3 种基本的暂态噪声:热噪声、散粒噪声、闪烁噪声。这些噪声在 CCD 和 CMOS 图像传感器中都可以观察到。

3.3.3.1 热噪声

热噪声起源于电阻中电子的热运动,它也被称为约翰逊噪声,因为这种噪声是 J. B. Johnson 在 1928 年发现的。奈奎斯特在同一年用热力学推论描述了噪声电压的数学模型。热噪声的功率谱密度用电压表示如下:

$$S_V(f) = 4kTR (\text{V}^2/\text{Hz}) \quad (3.27)$$

式中 k 是玻耳兹曼常数, T 是绝对温度, R 是电阻。

3.3.3.2 散粒噪声

散粒噪声在电流流过势垒时产生,这种噪声可以在电子管和半导体器件中观测到,例如 PN 结、双极晶体管、MOS 管的亚阈值电流。在 CCD 和 CMOS 图像传感器中,散粒噪声与入射光子和暗电流有关。对散粒噪声统计特性的研究显示, N 粒子(例如光子和电子)在一定的时间间隔内发射的概率服从泊松分布,可表示为

$$P_N = \frac{(\bar{N})^N \cdot e^{-\bar{N}}}{N!} \quad (3.28)$$

* 此后,我们会用大写 N (或者 V) 表示平均值,小写 n (或者 v) 表示暂态噪声。

** 均方根值就是偏差。

式中 N 和 $\bar{N}$ 分别表示粒子数量和平均值。泊松分布有一个有趣的性质,它的方差等于平均值:

$$n_{\text{shot}}^2 = \langle (N - \bar{N})^2 \rangle = \bar{N} \quad (3.29)$$

热噪声和散粒噪声的功率谱密度在所有的频率上都恒定,而与之相似的,白光在光学波段的功率分布曲线也呈平坦化,这种噪声被称为“白噪声”。

3.3.3.3 $1/f$ 噪声

$1/f$ 噪声的功率谱密度与 $1/f^\gamma$ 成比例,这里 γ 的值在 1 附近,显而易见, $1/f$ 噪声关于时间的平均值可能不是常量。CCD 图像传感器的输出放大器和 CMOS 图像传感器中的像素在低频段都受 $1/f$ 噪声的影响。然而, $1/f$ 噪声大部分被相关双采样(CDS)所抑制,只要两次采样之间的间隔足够短,可以认为 $1/f$ 噪声是失调。关于 CDS 过程中的噪声的阐述详见 5.3.3.1 节。

3.3.3.4 图像传感器中的暂态噪声

1. 复位噪声或 kTC 噪声

当浮置扩散电容被复位时,电容节点产生“复位噪声”,亦可称为“kTC 噪声”。它出现在 MOS 开关关断时刻,是来源于 MOS 开关的热噪声。图 3.16 展示了复位操作的等效电路。在导通状态的 MOS 管可以认为是一个电阻,这样就产生了热噪声,如式(3.27)所示。这个噪声被电容采样和保持。噪声功率可以通过将热噪声在所有频率积分获得,将式(3.27)中的 R 用 RC 低通滤波器复数阻抗的实部代替,如下所示:

$$v_n^2 = \int_0^\infty 4kT \cdot \frac{R}{1 + (2\pi fRC)^2} \cdot df = \frac{kT}{C} \quad (3.30)$$

噪声电荷由下式给出:

$$q_n^2 = C^2 \cdot v_n^2 = kTC \quad (3.31)$$

由上式可知,噪声函数只与温度、电容值有关,因此称为 kTC 噪声。

在 CCD 图像传感器中,浮置扩散放大器中出现的 kTC 噪声可以通过 CDS 电路抑制。在 CMOS 图像传感器中,kTC 噪声出现在电荷检测节点的复位阶段。在 CCD 和 CMOS 图像传感器中,要根据像素的结构采用不同的方法来抑制 kTC 噪声,如 5.2 节所述。

2. 读出噪声

读出噪声,或称为本底噪声,其定义是读出电路产生的噪声,它不包括探测器中产生的噪声。在 CCD 图像传感器中,假设 CCD 移位寄存器能够实现完全的电荷转移,那么本底噪声由输出放大器产生的噪声决定。在 CMOS 图像传感器中,本底噪声由读出电路(包括像素内部的放大器)决定。

在图 3.17 所示的 MOS 管噪声模型中,两个噪声(热噪声和 $1/f$ 噪声)等效电压串联在栅极上。热噪声由下式给出:

$$\overline{v_{\text{eq}}^2} = \frac{4kT\alpha}{g_m} \cdot \Delta f (V^2) \quad (3.32)$$

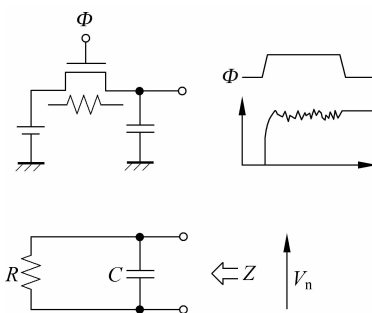


图 3.16 kTC 噪声

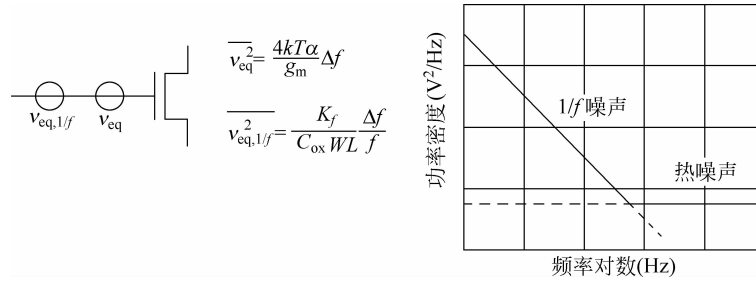


图 3.17 MOS 管中的噪声

式中, g_m 是 MOS 管的跨导, α 是一个与 MOS 晶体管工作模式相关的系数。对于长沟道晶体管, α 的值等于 $2/3$; 对亚微米晶体管, 这个值要更大一些。

$1/f$ 噪声表达式如下:

$$\overline{v_{eq, 1/f}^2} = \frac{K_f}{C_{ox}WL} \cdot \frac{\Delta f}{f} (V^2) \quad (3.33)$$

式中, K_f 是与工艺相关的常数, C_{ox} 代表单位面积的栅电容, W 、 L 分别是栅的宽和长。

根据放大器类型的不同, 图像传感器中的本底噪声可以用式(3.32)或式(3.33)估计。如果图像传感器有额外的电路(如在 CMOS 图像传感器中常见的增益放大器和固定模式噪声抑制电路), 那么这些电路产生的噪声也需要计入总噪声中(使用式(3.25))。如果前文提到的 kTC 噪声不能被 CDS 过程抑制, 那么这个噪声也需要加进读出噪声中。

3. 暗电流散粒噪声和光子散粒噪声

参考式(3.29), 暗电流散粒噪声和光子散粒噪声由下式给出:

$$n_{dark}^2 = N_{dark} \quad (3.34)$$

$$n_{photon}^2 = N_{sig} \quad (3.35)$$

式中, N_{dark} 是式(3.13)中暗电荷的平均值, N_{sig} 是式(3.11)中信号电荷的数量。

参考式(3.25), 光照下的总散粒噪声由下式给出:

$$n_{shot_total}^2 = N_{dark} + N_{sig} \quad (3.36)$$

3.3.3.5 输入参考噪声和输出参考噪声

显而易见, 前文讨论的是在电荷探测节点产生的“输入参考”噪声。正如 3.1.4 节所述, 输入参考噪声被包含在测量得到的“输出参考”噪声中, 因此有

$$v_{n, output}^2 = (A_v \cdot C \cdot G.)^2 \cdot n_{n, pix}^2 + v_{n, sig_chain}^2 \quad (3.37)$$

$$n_{n, input}^2 = n_{n, input}^2 + \frac{v_{n, sig_chain}^2}{(A_v \cdot C \cdot G.)^2} \quad (3.38)$$

式中, $n_{n, pix}$ 和 v_{n, sig_chain} 分别是像素中产生的噪声和信号链中所产生的噪声。

3.3.4 拖尾和高光溢出

这些现象发生在高强度光照射传感器时。拖尾表现为白色竖条纹, 通常发生在漫射光进入 V-CDD 寄存器时或者体硅深处产生的电荷扩散进 V-CCD 时。高光溢出在光生电荷超出像素的满阱容量时发生, 溢出电荷会进入相邻的像素或 V-CCD 中。为了抑制高光溢出,

像素中应当加入溢出漏极。

第4章的图4.28给出了拖尾的例子。拖尾这一现象的具体阐述,对于CCD图像传感器,可以参见4.2.4.2节;对于CMOS图像传感器,可以参见5.3.3.4节。在CMOS图像传感器中,因为拖尾噪声可以认为是信号链噪声(式(3.38)中的 $\nu_{n, \text{sig_chain}}$),故其影响可以被有效地减少到 $1/(C.G. \cdot A_v)$ 。在CCD图像传感器中,拖尾噪声会直接恶化图像质量,因为在式(3.37)和式(3.38)中 $C.G. \cdot A_v$ 等于1。(参见图3.5中的不同结构)

3.3.5 图像拖影

图像拖影是一种在光强突然改变后,残余的图像仍然出现在接下来的数帧中的现象。在IT-CCD中,如果从光电二极管到V-CCD的电荷转移没有完成,就会产生这种拖影现象。在四管像素(见5.2.2节)的CMOS图像传感器中,如果从光电二极管到浮置扩散区的电荷转移没有完成,可能导致这种现象。在三管像素(见5.2.1节)的CMOS图像传感器中,它的起源是软复位模式,此时光电二极管的复位在MOS管的亚阈值模式下进行。

3.4 光电转换特性

3.4.1 量子效率和响应率

总量子效率(quantum efficiency, QE)由下式给出:

$$QE(\lambda) = N_{\text{sig}}(\lambda)/N_{\text{ph}}(\lambda) \quad (3.39)$$

式中, N_{sig} 是每个像素产生的信号电荷, N_{ph} 是每个像素的入射光子。

如前所述,入射光子有一部分被光电二极管的上部结构反射或者吸收了。微型透镜结构决定了有效填充因子,光电二极管结构(从表面到衬底)决定了电荷收集系数。因此,式(3.39)可以被表达为

$$QE(\lambda) = T(\lambda) \cdot FF \cdot \eta(\lambda) \quad (3.40)$$

式中, $T(\lambda)$ 是探测器以上结构的光线透射比,FF是有效FF, $\eta(\lambda)$ 是光电二极管的电荷收集效率。 N_{sig} 和 N_{ph} 由下式表示:

$$N_{\text{sig}} = \frac{I_{\text{ph}} \cdot A_{\text{pix}} \cdot t_{\text{INT}}}{q} \quad (3.41)$$

$$N_{\text{ph}} = \frac{P \cdot A_{\text{pix}} \cdot t_{\text{INT}}}{h\nu} \quad (3.42)$$

式中: I_{ph} 是光电流,单位为 $[A/cm^2]$; A_{pix} 是像素面积,单位为 $[cm^2]$; P 是输入光功率,单位为 $[W/cm^2]$; t_{INT} 是积分时间; q 是电子电荷量。

响应率 $R(\lambda)$ 定义为光电流与光输入功率的比例,由下式给出:

$$R = \frac{I_{\text{ph}}[A/cm^2]}{P[W/cm^2]} = \frac{qI_{\text{sig}}}{h\nu N_{\text{ph}}} = QE \cdot \frac{q\lambda}{hc} \quad (3.43)$$

参考式(3.43),则光谱响应可以用两种方式表示:响应率或量子效率。为了突出两种表示方式的不同,我们假设有一个虚拟图像传感器,它在400~700nm的波长范围内QE值恒为0.5,其光谱响应如图3.18所示。我们也经常使用相对响应,即将响应值相对它的峰值进行归一化。将彩色滤光器的响应值(见图3.10)和图像传感器的响应值相乘,可以得到

整体的颜色响应。

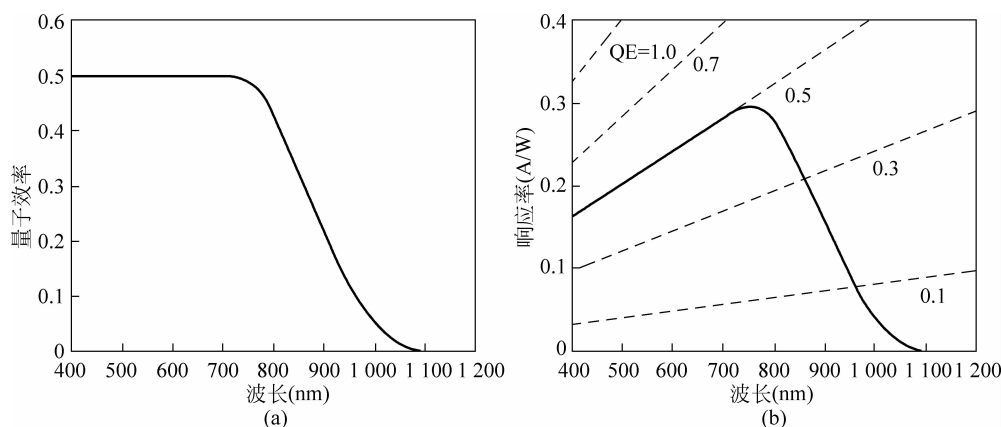


图 3.18 频谱响应

(a) 频谱量子效率; (b) 频谱响应率

3.4.2 光电转换特性机理

本节主要内容为光电转换特性,其表征了输出电压和曝光量之间的关系。

在数码相机领域,使用标准光源时,曝光通常以勒克斯秒为单位。估计来自标准光源的入射光子数量的过程多少有些复杂,光电转换的参数将用单色光为例进行说明。在单色光条件下,入射光每单位能量包含的光子数目很容易求出,光电转换的参数细节也容易分析。附录 A 提供了估算标准光源中的入射光子数量的方法。

图 3.19 是光电转换参数的一个例子,展示了信号、光子散粒噪声和读出噪声(本底噪声)与入射光子量的函数关系。为了做出图像,我们假设了一个虚拟的图像传感器,它的像素尺寸为 $25\mu\text{m}^2$, C. G. 为 $40\mu\text{V}/\text{e}^-$, 满阱容量为 20 000 个电子,本底噪声为 12 个电子,探测器的 QE 为 0.5。本图中未包含暗电流散粒噪声。

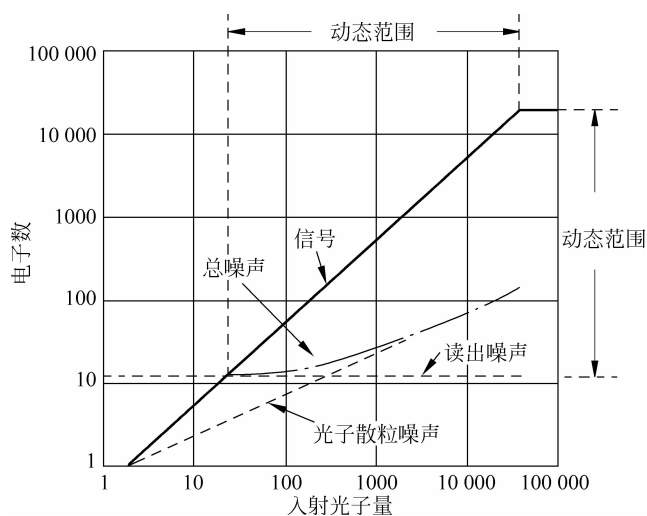


图 3.19 光电转换参数的例子 $A_{\text{pix}} = 25\mu\text{m}^2$; C. G. $= \frac{40\mu\text{V}}{\text{e}^-}$; $N_{\text{sat}} = 20\,000\text{e}^-$; $n_{\text{read}} = 12\text{e}^-$

3.4.2.1 动态范围和信噪比

动态范围 (Dynamic range, DR) 定义为满阱容量与本底噪声之间的比值。信噪比 (Signal-to-noise ratio, SNR) 是给定输入电压下信号与噪声的比值。它们分别如下式所示：

$$DR = 20\log\left(\frac{N_{\text{sat}}}{n_{\text{read}}}\right) [\text{dB}] \quad (3.44)$$

$$SNR = 20\log\left(\frac{N_{\text{sig}}}{n}\right) [\text{dB}] \quad (3.45)$$

在图 3.19 的例子中, DR 的计算方法为: $20 \cdot \log(20\,000/12) = 64.4\text{ dB}$ 。在 SNR 表达式中, 噪声 n 是在信号电平为 N_{sig} 时的总暂态噪声。在总噪声中以读出噪声为主, SNR 由下式表示:

$$SNR = 20\log\left(\frac{N_{\text{sig}}}{n_{\text{read}}}\right) \quad (3.46)$$

在光子散粒噪声占主要部分时, 可以表示为

$$SNR = 20\log\left(\frac{N_{\text{sig}}}{n_{\text{photo}}}\right) = 20\log\left(\frac{N_{\text{sig}}}{\sqrt{N_{\text{sig}}}}\right) = 20\log \sqrt{N_{\text{sig}}} \quad (3.47)$$

图 3.20 展示了 SNR 与入射光子数的函数关系。由式(3.27)可知, 最大 SNR 仅由满阱容量决定, 见下式:

$$SNR_{\text{max}} = 20\log \sqrt{N_{\text{sat}}} = 10\log(N_{\text{sat}}) \quad (3.48)$$

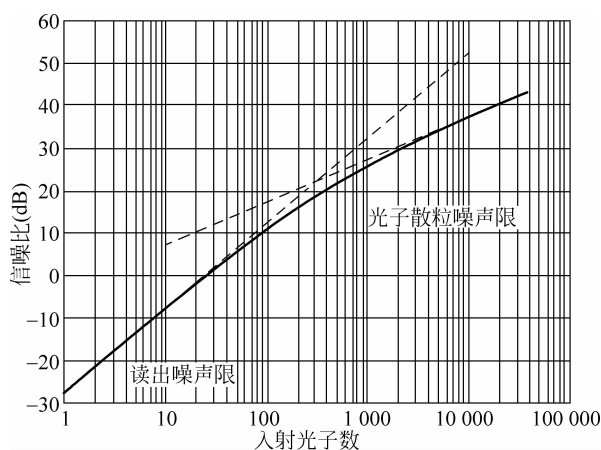


图 3.20 信噪比与入射光子数的函数关系

3.4.2.2 量子效率的估算

量子效率易从图 3.19 中得出, 在本例中为 0.5。同时, 也可以通过 SNR 曲线中(如图 3.20 所示)散粒噪声为主的部分估算量子效率, 如下式:

$$QE = \frac{N_{\text{sig}}}{N_{\text{photo}}} = \frac{(S/N)}{N_{\text{photo}}} \quad (3.49)$$

式中, S/N 为 $N_{\text{sig}}/n_{\text{photo}}$ 。

然后, 入射光子的数量(见图 3.19 的横轴)需要转换为曝光量, 信号电子的数量(见

图 3.19 的纵轴)需要转换为输出电压(在本例中,是检测点电压或输入参考电压)。对于单色光来说,入射光子的数量由下式给出:

$$N_{\text{photo}} = \frac{\lambda}{hc} \cdot P \cdot A_{\text{pix}} \cdot t_{\text{INT}} \quad (3.50)$$

式中, P 是单位平面辐照度,单位为 W/cm^2 ; A_{pix} 是像素面积,单位为 cm^2 ; t_{INT} 是积分时间,单位为 s 。

3.4.2.3 转换增益的估算

将图像传感器的信号电荷转换为信号电压的过程,按以下关系进行:

$$V_{\text{sig}} = \text{C. G.} \cdot N_{\text{sig}} \quad (3.51)$$

式中, C. G. 是转换增益(见式(3.6))。采用光子散粒噪声估计转换增益,如式(3.35):

$$v_{\text{photo}} = \text{C. G.} \cdot \sqrt{N_{\text{sig}}} \quad (3.52)$$

式(3.51)和式(3.52)导出以下关系式:

$$v_{\text{photo}}^2 = (\text{C. G.}) \cdot V_{\text{sig}} \quad (3.53)$$

因此,转换增益可以由 V_{sig} 与 v_{photo}^2 的关系图的斜率获得。在估算本方法中,光子散粒噪声被视为提供有用信息的“信号”,因而可以得到曝光量与输出电压的关系,如图 3.21 所示。

3.4.2.4 满阱容量的估算

式(3.48)表明,满阱容量可以通过用实验测量最大信噪比来获得:

$$N_{\text{sat}} = 10^{\text{SNR}_{\text{max}}/10} \quad (3.54)$$

同样地,在图 3.21 中,因为信号线与光子散粒噪声的交点发生在 $N_{\text{sig}} = 1$ 处(此处信号电压等于转换增益),满阱容量(或者饱和电荷) N_{sat} 可以从图中估出。

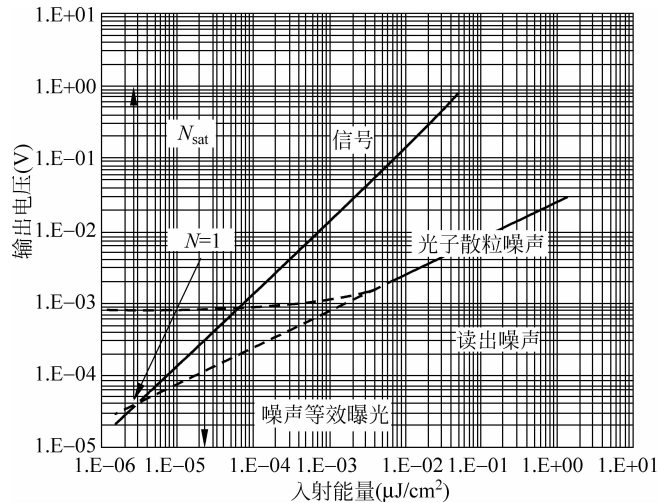


图 3.21 光电转换参数

曝光量 vs 电荷检测点的信号电压。单色光波长 550nm 处: $\text{QE}=0.5$; $A_{\text{pix}}=25\mu\text{m}^2$;

$\text{C. G.}=40\mu\text{V}/\text{e}^-$; $N_{\text{read}}=20\,000\text{e}^-$; $n_{\text{read}}=12\text{e}^-$

3.4.2.5 噪声等效曝光度

噪声等效曝光度可以定义为信号电平等于读出噪声电平时,也就是信噪比等于1时的曝光量。

实际上,入射光子和信号电荷之间的关系的推导须反向进行,即从获取图像传感器曝光量和输出信号的关系开始。采用该方法的前提是假设光电转换特性是线性的,而且没有失调电压。若非如此(例如由暗电流会引起非线性和失调),则应在修正之后再采用该方法获得转换增益。

在实际器件中,信噪比(包括固定模式噪声)实际限制着真正的成像信噪比,因为一次拍照同时包含这两个来源。另外,PRNU限制了最大信噪比,因为PRNU的增长与散粒噪声的增长分别正比于信号电子数及其平方根。在PRNU线性度大约为1%的条件下,不管满阱容量有多大,最大SNR(包括PRNU)永远不可能超过40dB。

3.4.2.6 线性度

光电转换固然是一个线性过程。然而,从电子到信号电荷的转换(如电荷收集效率)和信号电荷到输出电压的转换则可能是非线性的过程。

在CCD图像传感器中,非线性可能源于随电压变化的浮置扩散型电容以及输出放大器的非线性。然而,这些非线性的影响通常很小,因为相比于拥有高偏置电压(约15V)的输出放大器,非线性来源部分的工作电压范围非常有限($<1V$)。在IT CCD中,最值得注意的是非线性出现在饱和电平附近,因为像素中有垂直溢出漏极结构。该非线性来源于从光电二极管电荷储存区域到垂直溢出漏极的电子转移。^[31,32]

3.4.2.7 串扰

串扰有两种成分:光学串扰和电学串扰。光学串扰成分来源于漫射光或对角度敏感的片上微透镜阵列,如图3.11所示。不考虑电学串扰成分的前提下,波长较长的光发生光电转换生成信号电荷的区域较深,可能会扩散到相邻的像素。减少该类电荷扩散的方法包括:

(1) 在保持表面对红光光谱响应率的条件下,使有效光电转换深度变浅。例如,使用正向偏置n型衬底(见图3.13(b))。

(2) 在像素间加入隔离区。例如,对于CMOS图像传感器可以采用更高掺杂度的p型隔离区包围光电二极管区域。^[33]

正如3.2.3节所描述的,对于小型像素来说,通常会制作片上微型透镜以增加灵敏度。微型透镜能够将入射光线汇聚到光电二极管区域的中心上,因此也能减少串扰。

3.4.3 灵敏度和信噪比

灵敏度,作为图像传感器中最重要的性能指标,通常被定义为输出信号变化与输入光线变化的比值,常用单位有伏特每勒克斯秒、电子每勒克斯秒、位每勒克斯秒等。然而,这个定义并没有明示“图像传感器能够捕获并仍能产生输出图像的最暗场景是什么?”这一问题。为了解决这个问题,我们需要知道图像传感器的“灵敏度”(输出变化与输入变化之比)和它

的噪声水平。在非常低的光线水平下,噪声等效曝光度包括了上述两个因素的影响。当考虑从暗到亮的整个光照范围时,信噪比是对图像传感器真正“灵敏度”的衡量标准。

3.4.4 如何提高信噪比

显然,信噪比可以通过加强信号和减小噪声来提高。为了加强信号,必须提高量子效率。由式(3.39)和式(3.40)需要提高下列项:

(1) 光的透射比 $[T(\lambda)]$,通过:

- 减少颜色滤光片吸收;
- 减小 SiO_2/Si 接触面的反射率。

(2) 填充因子 $[\text{FF}]$,通过:

- 减小像素中的非探测区域;
- 优化微型透镜结构。

(3) 电荷收集效率 $[\eta(\lambda)]$,通过:

由优化微探测器结构并避免像素间串扰。

为了进一步减少噪声,还应该采取更多可能的手段。选择合适电荷-电压转换因子也是一种可行的噪声减少技术。如式(3.38)中所述,更高的转换因子($A_v \cdot \text{C.G.}$)会提供更低的输入参考噪声。在信号进入产生噪声的读出电路前,这有效地提高了信号增益。然而,这项技术可能会降低相机的动态范围,尤其在 CMOS 图像传感器中,因为当供电电压有限时,高转换因子大大减少了满阱容量。选择灵敏度和动态范围的最佳值是一个重要的设计问题,尤其对小像素图像传感器而言。

3.5 阵列的性能

3.5.1 调制传递函数

测量 MTF 是用来描述一个系统的频率响应或分辨力的方法。在一个线性成像系统中,输入量 $i(x, y)$ 是一个二维的光学输入信号,而输出量 $o(x, y)$ 是在电视监视器观察到的最终图像或用作印刷品的图像。输入和输出之间的关系由下式表示:

$$o(x, y) = \iint h(x - x_o, y - y_o) \cdot i(x_o, y_o) \cdot dx_o \cdot dy_o \quad (3.55)$$

式中, $h(x, y)$ 为系统脉冲响应。通过对式(3.55)进行傅里叶变化,得到频域中的等价关系式为

$$O(f_x, f_y) = H(f_x, f_y) \cdot I(f_x, f_y) \quad (3.56)$$

式中, $H(f_x, f_y)$ 为传递函数; $I(f_x, f_y)$ 与 $O(f_x, f_y)$ 分别为 $i(x_o, y_o)$ 与 $o(x, y)$ 的傅里叶变换。MTF 为 $H(f_x, f_y)$ 的量值,因此有

$$H(f_x, f_y) = \text{MTF}(f_x, f_y) \cdot \exp\{-\Phi(f_x, f_y)\} \quad (3.57)$$

其中, $\Phi(f_x, f_y)$ 为相位调制函数。

在 DSC 系统中,总 MTF 由透镜系统、光学元件(例如红外截止滤光片和光学低通滤波器)、图像传感器和图像处理模块级联起来形成。

系统总 MTF 为各子部分 MTF 的乘积:

$$\text{MTF}_{\text{system}} = \text{MTF}_{\text{Lens}} \cdot \text{MTF}_{\text{Optical_Filter}} \cdot \text{MTF}_{\text{Imager}} \cdot \text{MTF}_{\text{Signal_Processing}} \quad (3.58)$$

图像传感器和信号处理模块涉及时域信号处理。图像传感器将二维光输入信号转换为时间序列信号,图像处理模块将该时序信号转化为最终输出的二维图像。另外,非线性处理通常应用在图像处理模块中。因此,当考虑式(3.58)中 $\text{MTF}_{\text{Imager}}$ 和 $\text{MTF}_{\text{Signal_Processing}}$ 两个参数时,需要仔细分析。

3.5.2 图像传感器的 MTF

图像传感器由排布在行列结构中的离散像素组成。因此,用于描述数据采样系统响应的奈奎斯特采样定理,同样适用于图像传感器。图像传感器的 MTF 可描述为一个像素内灵敏度分布函数的傅里叶变换后的量值,表达式为

$$\text{MTF}(f_x, f_y) = \left| \iint S(x, y) \cdot \exp\{-j2\pi(f_x \cdot x + f_y \cdot y)\} \cdot dx \cdot dy \right| \quad (3.59)$$

式中, $S(x, y)$ 为像素内的灵敏度分布函数。通常情况下, $S(x, y)$ 对应于光圈(表述感光区域)的形状,但它也可以包括微透镜或在硅本体中电荷扩散的影响。

考虑一个一维的、灵敏度分布均匀的、像素间距为 p 、整个感光面积为 d 的例子,如图 3.22 所示。在这种情况下,采样频率 f_s 和奈奎斯特频率 f_N 分别由下列公式给出。

$$f_x = \frac{1}{p} \quad (3.60)$$

$$f_N = \frac{f_s}{2} = \frac{1}{2p} \quad (3.61)$$

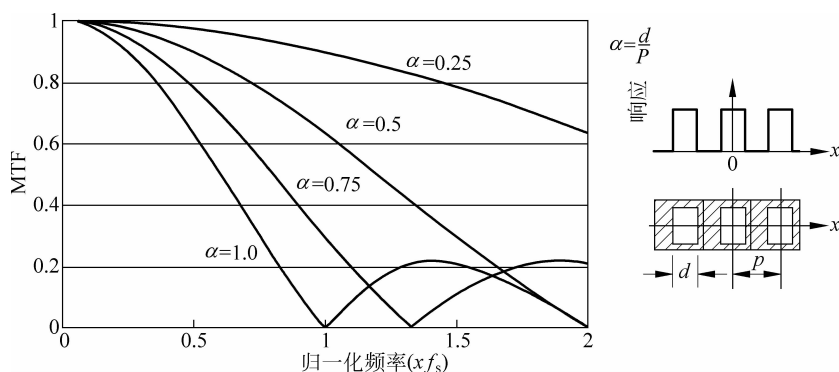


图 3.22 一个归一化探测器灵敏度的 MTF 的例子

并且式(3.59)可以简化为

$$\text{MTF}(f_x) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \text{Rect}(x_0, d) \cdot \exp(-j2\pi f_x x) dx \right| = \frac{\sin\left(2\pi f_x \cdot \frac{d}{2}\right)}{2\pi f_x \cdot \frac{d}{2}} \quad (3.62)$$

从图 3.22 中可以看出,较高的 MTF 是从一个较窄的灵敏度分布得到的。然而,采样定理表明,只有最高频率低于奈奎斯特频率 f_N 的原始图像才能被完全还原。如果输入图像具有高于奈奎斯特频率 f_N 的频率分量,将在 $(f - f_s)$ 出现一个错误信号,这种现象被称

为“混叠”，但在应用到二维图像时，该现象通常被称为“摩尔纹”。

当输入频率接近奈奎斯特频率 f_N 时，输入图像和像素之间的相位差将影响输出响应。当信号与像素周期同相时，信号调制具有最大振幅。相反，当信号与像素周期反相时，调制信号幅值最小。为了避免混叠现象，可以放置光学低通滤波器在图像传感器上(见 2.2.3 节)。

3.5.3 光学黑色像素和伪像素

如图 3.23 所示，光学黑色(optical black, OB)像素和伪像素位于成像阵列的周围。OB 像素在测定合适的黑电平的过程中起到了重要的作用，黑电平的作用是作为还原图像的参考电平。OB 像素必须追踪在成像器的工作温度范围内的暗电流变化，以确保有一个固定图像的黑电平。OB 钳位像素的列数是由模拟前端中的钳位电路的性能决定的。

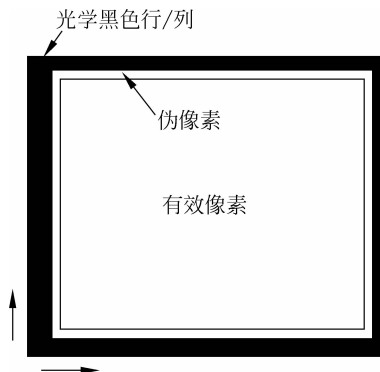


图 3.23 光学黑色像素和伪像素

另外，在 IT 的 CCD 中，在 V-CCD 中产生的暗电流会引起在垂直方向上的暗电流底纹。因为从 OB 列的输出中包含了相同的暗电流，所以暗电流底纹可以得到补偿。伪像素也被置于有效阵列和 OB 区域之间，靠近成像阵列边缘。它们用于对阵列中的所有有效像素进行色彩插值，因为在色彩插值中，为了对一个单个像素内插颜色值，通常需要一个 5×5 像素的区块。

3.6 光学格式和像素大小

3.6.1 光学格式

光学格式(或光学图像的大小)由通过成像透镜投影在图像传感器的光学图像的对角线尺寸来表示。通常情况下，对角的 1in(英寸)的光学图像尺寸约为 16mm，而不是 25.4mm(与 1in 等值的公制量)，因为光学格式最初是被标准化为真空管成像器件的直径，它具有比其实际的光学图像尺寸更大的对角线长度。通常对于光学格式大于 0.5in 的固态图像传感器，其图像对角线长度的近似值可以认为是 1in 或者 16mm；而对于格式小于 1/3in 的图像传感器，其近似值可以认为是 1in 或者 18mm。^[34]——直到现在，光学格式虽然已经可以用 in 表示，但仍然保留着当初影像管的痕迹。然而，现在的说法为“类型”，如 1/1.8 型，而不是 1/1.8in。

表 3.2 和表 3.3 分别列出了成像阵列的大小与光学格式以及个人计算机显示器所定义的标准阵列之间的关系。

表 3.2 光学格式和有效阵列大小

格式(型)	对角线(mm)	水平(mm)	垂直(mm)	
1	16.0	12.80	9.60	16mm/in
2/3	11.0	8.80	6.60	
1/1.8	8.89	7.11	5.33	
1/2	8.00	6.40	4.80	
1/2.5	7.20	5.76	4.32	18mm/in
1/2.7	6.67	5.33	4.00	
1/3	6.00	4.80	3.60	
1/3.2	5.63	4.50	3.38	
1/4	4.50	3.60	2.70	
1/5	3.60	2.88	2.16	
1/6	3.00	2.40	1.80	
对于数码单反相机格式	对角线(mm)	水平(mm)	垂直(mm)	横纵比
35mm	43.27	36.00	24.00	3 : 2
APS-DX	28.37	23.7	15.6	
APS-C	27.26	22.7	15.1	
APS-H	33.93	28.7	19.1	
Four-thirds	21.63	17.3	13.0	4 : 3

表 3.3 个人计算机显示器分辨率

格 式		分辨率(像素)
QCIF	Quarter common intermediate format	176×144
CIF	Common intermediate format	352×288
QVGA	Quarter video graphics array	320×240
VGA	Video graphics array	640×480
SVGA	Super video graphics array	800×600
XGA	Extended graphics array	1024×768
SXGA	Super extended graphics array	1280×1024
UXGA	Ultra extended graphics array	1600×1200
QXGA	Quad extended graphics array	2048×1536

(在第 4 章的图 4.31 中,显示了像素数目与采用光学格式表示的像素大小之间的关系)

3.6.2 像素大小的考虑

在本书撰写时,CCD 传感器中像素尺寸最小到 2.2μm,而 CMOS 传感器的像素尺寸最小到 2.25μm。^[35]然而,像素的灵敏度和满阱容量随像素尺寸线性减小。正如在 3.4.2 节所述,最大 SNR 只由满阱容量确定(假设信噪比只由光子散粒噪声限制)。此外,如 2.2.4 节所述,艾里斑(Airy disk)的半径由下式给出:

$$r = 1.22\lambda F \tag{3.63}$$

一方面,小像素的分辨能力具有一定的衍射限制。因为衍射点随着 F 值的减少而增加,而低的 F 值会造成光入射到像素上的角度较大从而引起更多的阴影和串扰,因此,可以采取的 F 值的范围是相当有限的。另外,随着更小像素所带来的更大的景深,还原小像素图像传感器得到的图像往往是泛焦的。而为了补偿在 2.1.3 节中所提过的由于像素减小而带来的一些畸变,对于透镜系统的设计要求也更为复杂。在减小像素尺寸的同时,为了保持图像的质量,需要弥补此前提到的小像素的负面影响,这将需要后端处理器发挥更大的作用。

另一方面,具有大像素的高分辨率图像传感器构成的数码单反相机可以提供更高的灵敏度、更宽的动态范围,以及更广泛的 F 值,而这些使得多种照片拍摄技术成为可能。但是其成本也较高,对于一个大的图像传感器芯片而言,需要更大的镜头系统,结果造就了更大、更昂贵的 DSC。另外,由于芯片面积的增加,导致每片晶圆上图像传感器芯片的数量下降,从而图像传感器的成本较高。每片晶圆上良好成像芯片的产量也可能受到影响,从另一方面也提高了传感器的成本。

尽管现阶段可以做到 800 万像素的傻瓜式相机、1700 万像素的数码单反相机,但是约 160 万像素~870 万像素就足够以 300 点每英寸(dpi)来打印 L 尺寸(3.5 英寸~5 英寸)和 A4 尺寸大小的印刷品。因此,在可以预见的将来,消费者应该通过考虑前面提到的情况来选择 DSC。而对于更长远的考虑,请参见第 11 章。

3.7 CCD 图像传感器与 CMOS 图像传感器的对比

自从 20 世纪 90 年代初提出 CMOS 有源像素传感器的概念以来,^[36]CMOS 图像传感器技术的性能已经发展到能够与 CCD 技术相提并论的水平。早期的 CMOS 图像传感器由于暗电流的不均匀性,导致了较大的 FPN。许多怀疑者指出,即使 CMOS 图像传感器有很多优良的特性,如低功耗、可以片上集成信号处理电路等,但是对于 CMOS 图像传感器而言,提高图像质量仍是一个很大的问题。然而,随着钳位光电二极管(PPD)技术的提出,CMOS 图像质量问题正迅速得到解决。将 PPD 有源像素结构与片上信号处理电路结合,可以获得比 CCD 图像传感器更低的暂态噪声。^[37,38]拥有大尺寸像素的高分辨率的 CMOS 图像传感器实际上已经应用到几种数码单反相机中,^[39-42]它们已经被证实拥有着出色的图像质量、更高速度的像素速率以及更低的功耗。

此前,由于 CMOS 图像传感器的像素总是比 CCD 图像传感器大,因此,除了用于 DSLR 领域外,CMOS 图像传感器(因其成本低)主要被用于低端数码相机。近年来,由于更先进的加工技术和像素共享结构的提出(见 5.2.2 节),CMOS 图像传感器的像素尺寸显著地降低,随着这些技术的改进,CMOS 图像传感器已成为紧凑型 DSC 和数码单反相机领域有力的竞争者。

在另一方面,CCD 图像传感器也取得了长足的进步。除了固有的良好的图像还原能力,近期的 CCD 图像传感器还具有多种特别适合 DSC 领域应用的特点(见 4.3 节和 4.4 节)。

参考文献

- [1] S. M. Sze, *Semiconductor Devices: Physics and Technology*, John Wiley & Sons, New York, 256, Chapter 7, 1985.
- [2] H. F. Wolf, *Silicon Semiconductor Data*, Pergamon Press, Oxford, 110, Chapter 2, 1969.
- [3] G. P. Weckler, Operation of p-n junction photodetectors in a photon flux integrating mode, *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-2(3), 65-73, September 1967.
- [4] W. F. Kosonocky and J. E. Carnes, Two-phase charge-coupled devices with overlapping polysilicon and aluminum gates, *RCA Rev.*, 34, 164-202, 1973.
- [5] M. H. White, D. R. Lampe, F. C. Blaha, and I. A. Mack, Characterization of surface channel CCD image arrays at low light levels, *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-9(1), 1-13, 1974.
- [6] B. E. Bayer, US patent 3971,065, Color imaging array, July 20, 1976.
- [7] Y. Ishihara and K. Tanigaki, A high photosensitivity IL-CCD image sensor with monolithic resin lens array, *IEDM Tech. Dig.*, 497-500, December 1983.
- [8] M. Furumiya, K. Hatano, I. Murakami, T. Kawasaki, C. Ogawa, and Y. Nakashiba, A 1/3-in. 1.3-Mpixel, single-layer electrode CCD with a high-frame-rate skip mode, *IEEE Trans. Electron Devices*, 48(9), 1915-1921, September 2001.
- [9] H. Rhodes, G. Agranov, C. Hong, U. Boettiger, R. Mauritzson, J. Ladd, I. Karasev, J. McKee, E. Jenkins, W. Quinlin, I. Patrick, J. Li, X. Fan, R. Panicacci, S. Smith, C. Mouli, and J. Bruce, CMOS imager technology shrinks and image performance, *Proc. IEEE Workshop Microelectron. Electron Devices*, 7-18, April 2004.
- [10] M. Deguchi, T. Maruyama, F. Yamasaki, T. Hamamoto, and A. Izumi, Microlens design using simulation program for CCD image sensor, *IEEE Trans. Consumer Electron.*, 38(3), 583-588, August 1992.
- [11] G. Agranov, V. Berezin, and R. H. Tsai, Crosstalk and microlens study in a color CMOS image sensor, *IEEE Trans. Electron Devices*, 50(1), 4-11, January 2003.
- [12] J. T. Bosiers, A. C. Kleimann, H. C. Van Kuijk, L. Le Cam, H. L. Peek, J. P. Maas, and A. J. P. Theuwissen, Frame transfer CCDs for digital still cameras: concept, design, and evaluation, *IEEE Trans. Electron Devices*, 49(3), 377-386, March 2002.
- [13] H. Peek, D. Verbugt, J. Maas, and M. Beenhakkers, Technology and performance of VGA FT-imagers with double and single layer membrane poly-Si gates, *Program IEEE Workshop Charge-Coupled Devices Adv. Image Sensors*, R10, 1-4, June 1997.
- [14] H. C. van Kuijk, J. T. Bosiers, A. C. Kleimann, L. L. Cam, J. P. Maas, H. L. Peek, C. R. Peschel, Sensitivity improvement in progressive-scan FT-CCDs for digital still camera applications, *IEDM Tech. Dig.*, 689-692, 2000.
- [15] A. Tsukamoto, W. Kamisaka, H. Senda, N. Niisoe, H. Aoki, T. Otagaki, Y. Shigeta, M. Asaumi, Y. Miyata, Y. Sano, T. Kuriyama, and S. Terakawa, High-sensitivity pixel technology for a 1/4-inch PAL 430-kpixel IT-CCD, *IEEE Custom Integrated Circuit Conf.*, 39-42, 1996.
- [16] H. Mutoh, 3-D wave optical simulation of inner-layer lens structures, *Program IEEE Workshop Charge-Coupled Devices Adv. Image Sensors*, 106-109, June 1999.
- [17] M. Negishi, H. Yamada, K. Harada, M. Yamagishi, and K. Yonemoto, A low-smear structure for 2-Mpixel CCD image sensors, *IEEE Trans. Consumer Electron.*, 37(3), 494-500, August 1991.
- [18] F. A. Jenkins and H. E. White, *Fundamentals of Optics*, 4th ed., McGraw-Hill, New York, 526, Chapter 25, 1981.

-
- [19] I. Murakami, T. Nakano, K. Hatano, Y. Nakashiba, M. Furumiya, T. Nagata, T. Kawasaki, H. Utsumi, S. Uchiya, K. Arai, N. Mutoh, A. Kohno, N. Teranishi, and Y. Hokari, Technologies to improve photo-sensitivity and reduce VOD shutter voltage for CCD image sensors, *IEEE Trans. Electron Devices*, 47(8), 1566-1572, August 2000.
 - [20] S. M. Sze, *Semiconductor Devices: Physics and Technology*, John Wiley & Sons, New York, 48-55, Chapter 2, 1985.
 - [21] R. N. Hall, Electron-hole recombination in germanium, *Phys. Rev.*, 87, 387, July 1952.
 - [22] W. Shockley and W. T. Read, Jr., Statistics of recombinations of holes and electrons, *Phys. Rev.*, 87, 835-842, September 1952.
 - [23] R. F. Pierret, *Modular Series on Solid State Physics*, vol. VI, Addison-Wesley, Reading, MA, Chapter 5, 1987.
 - [24] N. Teranishi, A. Kohno, Y. Ishihara, E. Oda, and K. Arai, No image lag photodiode structure in the interline CCD image sensor, *IEDM Tech. Dig.*, 324-327, December 1982.
 - [25] W. C. McColgin, J. P. Lavine, J. Kyan, D. N. Nichols, and C. V. Stancampiano, Dark current quantization in CCD image sensors, *IEDM Tech. Dig.*, 113-116, December 1992.
 - [26] N. S. Saks, A technique for suppressing dark current generated by interface states in buried channel CCD imagers, *IEEE Electron Device Lett.*, EDL-1, 131-133, July 1980.
 - [27] C-C. Wang and C. G. Sodini, The effect of hot carriers on the operation of CMOS active pixel sensors, *IEDM Tech. Dig.*, 563-566, December 2001.
 - [28] I. Takayanagi, J. Nakamura, E.-S. Eid, E. Fossum, K. Nagashima, T. Kunihiro, and H. Yurimoto, A low dark current stacked CMOS-APS for charged particle imaging, *IEDM Tech. Dig.*, 551-554, December 2001.
 - [29] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, McGraw-Hill, New York, 209-218, Chapter 7, 2001.
 - [30] J. Janesick, CCD characterization using the photon transfer technique, *Proc. SPIE*, 570, *Solid State Imaging Arrays*, 7-19, 1985.
 - [31] E. G. Stevens, Photoresponse nonlinearity of solid-state image sensors with antiblooming protection, *IEEE Trans. Electron Devices*, 38(2), 299-302, February 1991.
 - [32] S. Kawai, M. Morimoto, N. Mutoh, and N. Teranishi, Photo response analysis in CCD image sensors with a VOD structure, *IEEE Trans. Electron Devices*, 42(4), 652-655, April 1995.
 - [33] M. Furumiya, H. Ohkubo, Y. Muramatsu, S. Kurosawa, F. Okamoto, Y. Fujimoto, and Y. Nakashiba, High-sensitivity and no-cross-talk pixel technology for embedded CMOS image sensor, *IEEE Trans. Electron Devices*, 48(10), 2221-2227, October 2001.
 - [34] N. Egami, Optical image size, *J. ITEJ*, 56(10), 1575-1576, October 2002 (in Japanese).
 - [35] M. Mori, M. Katsuno, S. Kasuga, T. Murata, and T. Yamaguchi, A π -inch 2-Mpixel CMOS image sensor with 1.75 transistor/pixel, *ISSCC Dig. Tech. Papers*, 110-111, February 2004.
 - [36] E. R. Fossum, Active pixel sensors: are CCDs dinosaurs? *Proc. SPIE*, 1900, *Charge-Coupled Devices and Solid-State Optical Sensors III*, 2-14, 1993.
 - [37] L. J. Kozlowski, J. Luo, and A. Tomasini, Performance limits in visible and infrared image sensors, *IEDM Tech. Dig.*, 867-870, December 1999.
 - [38] A. Krymski, N. Khaliullin, and H. Rhodes, A 2 e⁻ noise, 1.3 megapixel CMOS sensor, *Program IEEE Workshop Charge-Coupled Devices Adv. Image Sensors*, May 2003.
 - [39] S. Inoue, K. Sakurai, I. Ueno, T. Koizumi, H. Hiyama, T. Asaba, S. Sugawa, A. Maeda, K. Higashitani, H. Kato, K. Iizuka, and M. Yamawaki, A 3.25-Mpixel APSC size CMOS image sensor, *Program IEEE Workshop Charge-Coupled Devices Adv. Image Sensors*, 16-19, June 2001.

-
- [40] A. Rush and P. Hubel, X3 sensor characteristics, *J. Soc. Photogr. Sci. Technol. Jpn.*, 66(1), 57-60, 2003.
 - [41] G. Meynants, B. Dierickx, A. Alaerts, D. Uwaerts, S. Cos, and D. Scheffer, A 35-mm 13.89-million pixel CMOS active pixel image sensor, *Program IEEE Workshop Charge-Coupled Devices Adv. Image Sensors*, May 2003.
 - [42] T. Isogai, T. Ishida, A. Kamashita, S. Suzuki, M. Juen, and T. Kazama, 4.1-Mpixel JFET imaging sensor LBCAST, *Proc. SPIE*, 5301, 258-263, 2004.