

文章编号:1001-5078(2007)05-0449-03

新型低功耗 128×128 红外读出电路设计

刘 丹, 鲁文高, 陈中建, 吉利久, 赵宝瑛
(北京大学信息科学技术学院微电子学系, 北京 100871)

摘 要:文中介绍了一种新型的 128×128 红外读出电路中的低功耗设计, 包括像素级和列读出级两部分。在像素级设计中, 提出了一种新型四像素共用反馈放大器 (Quad-Share Buffered Injection, QSB DI) 的结构: 每个像素的平均功耗为 500nW , 放大器引入的功耗降低了 30%, 同时使像素 FPN 只来源于局部失配。列读出级采用新型主从两级放大列读出结构, 其中主放大器完成电荷到电压的转换, 从放大器驱动输出总线来满足一定的读出速度。通过 SPICE 仿真发现, 与传统列电荷放大器结构相比, 新型结构可节省 60% 的功耗。

关键词: 红外读出电路; 低功耗; 四像素共用反馈放大器; 主从两级放大

中图分类号: TN492

文献标识码: A

Low Power Design of 128×128 IR ROIC

LIU Dan, LU Wen-gao, CHEN Zhong-jian, JI Li-jiu, ZHAO Bao-ying
(Department of Microelectronics, Peking University, Beijing 100871, China)

Abstract: Low power design of 128×128 IR ROIC has been introduced in this paper, including the design of pixel and column readout stage. A novel low power quad-share buffered injection (QSB DI) pixel structure has been proposed. The average power of QSB DI is 500nW and the power is saved about 30%. FPN is also reduced to the order of local threshold voltage offset. In the design of column readout stage, master and slaver structure has been adapted, where master amplifier converts charge to voltage, and slave amplifier works with standby mode to drive output bus. SPICE simulation shows the power has been reduced about 60%.

Key words: IR ROIC; low power; QSB DI; master and slaver

1 引 言

在过去的 50 年里, 红外成像技术在众多领域中^[1-4]得到了广泛应用。因为很多红外探测器需要在液氮的环境中才能实现最佳的性能, 电路的功耗往往会成为制冷设备的负担。因此, 在红外读出电路的设计中, 功耗是一个非常重要的指标。

红外读出电路一般可分为像素级、列读出级和输出缓冲级。在像素级的设计中, 直接注入 (Direct Injection, DI)、缓冲注入级 (Buffered Direct Injection, BDI)、电荷跨导放大器像素级 (Charge Transimpedance Amplifier, CTIA) 和共享 BDI (Shared BDI, SB-DI)^[5-8] 都在某些方面有其优越性, 但无法全面满足大规模 2-D ROIC 的要求。本文 QSB DI 结构通过四个像素共用一个反馈放大器, 并且四个像素的版

图整体设计, 既保证高注入效率、稳定偏置、低功耗的同时, 又可以很好地控制其固定模式噪声 (Fixed Pattern Noise, FPN)。为了优化列读出级的功耗问题, 设计中采用新型主从两级放大的结构。后续分析仿真表明, 其优势明显。

2 QSB DI 像素级的设计

2.1 QSB DI 的像素结构

图 1 中给出了 QSB DI 的电路图。四个像素组成一个单元, 共享一个反馈放大器。由于像素面积受限, 这里采用了结构简单的差分放大器。Mp 和

作者简介: 刘 丹 (1981 -), 女, 2002 年获北京大学微电子学学士学位, 目前在北京大学微电子学系攻读博士学位 (硕博连读), 研究领域为大规模数模混合集成电路设计。E-mail: liudan@ime.pku.edu.cn

收稿日期: 2006-09-18; **修订日期:** 2006-11-03

Mn 组成了共用的一支, Mpi 和 Mni 组成了不同像素中的另一支。图 1(a) 给出了第四个像素中的探测器, 注入管 Mint 和示意积分电容 Cint。具体积分电容连接与开关控制见图 1(b), 其中用等效 BDI 电路代替 QSBID, 通过开关切换和适当的时序控制, 可以实现 IWR (Integration While Readout) 和 ITR (Integration then readout) 功能。

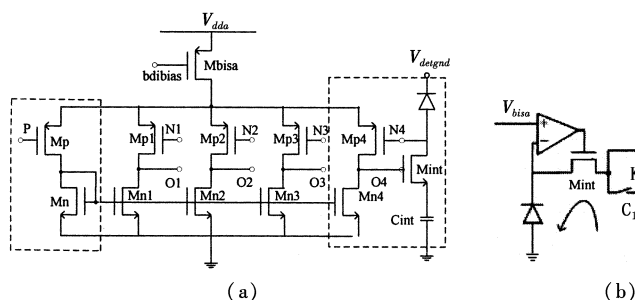


图1 QSBID 电路图

(a) QSBID 共用反馈放大器示意图; (b) 等效电路图

QSBID 可以得到和 BDI 一样高的注入效率, 直流注入效率 η 为:

$$\eta = \frac{Ag_m r_d}{1 + Ag_m r_d} \quad (1)$$

其中, g_m 为 Mint 的跨导; A 为共享放大器的放大倍数; r_d 为探测器的输出阻抗。通常放大器增益 A 大于 100, 所以电路的注入效率接近为 1。除具有高的注入效率外, 稳定的直流偏置也是 QSBID 结构的优点之一。

在 QSBID 结构中, 四像素共存在 5 个差分支路, 因此每个像素内反馈放大器的平均功耗为 $\frac{5}{4}I_d V_{dda}$, 其中 V_{dda} 为电源电压, I_d 为每一个差分支路中流过的电流。而相同工作电流下, BDI 结构中放大器的功耗为 $2I_d V_{dda}$ 。可见, QSBID 结构相对于 BDI 结构来说节省了大约 30% 的功耗。同时, QSBID 还节省了面积以增大存储电容, 提高了 SNR。

2.2 FPN 性能

FPN 是读出电路另一个重要指标, 它是指在探测器和 ROIC 加工过程中引入的随机的、与时间无关的噪声^[5,10]。FPN 使得一个电路对相同输入信号的响应不同。因为 FPN 来源于加工过程中失配等, 较难仿真, 可以如下分析:

在 BDI 结构中由 FPN 引起的电流变化可以表示为^[8-9]:

$$\Delta I = \frac{Ag_m}{1 + Ag_m} \left(\frac{1}{A} V_{os, di} + V_{os} \right) \quad (2)$$

$V_{os, di}$ 来源于全局的失配, 由于放大器的反馈作用, $V_{os, di}$ 的作用被减小到原来的 $1/A$ 。理想情况下,

反馈放大器的放大倍数无穷大, FPN 则仅由 V_{os} 决定。 V_{os} 是放大器的输入失调电压, 来源于局部的失配。芯片加工过程中的失配 (ΔP) 通常与两器件间质心距离相关, 即:

$$\Delta P = d \nabla P \quad (3)$$

其中, ΔP 为参数 P 的变化量; d 为两个需匹配器件的质心距离; ∇P 为沿此方向的变化梯度。在 $N \times N$ 的像素阵列中, SBDI 和 QSBID 进行匹配的距离分别为: $30 \times N$ 和 $40 \mu\text{m}$ 。可见, QSBID 进行匹配的距离小且与阵列规模无关, V_{os} 更小, FPN 性能优越, 更加适用于大规模 2-D ROIC。

3 主从两级的列读出级结构

3.1 电荷灵敏放大器结构

电荷灵敏放大器 (charge sensitive amplifier, CSA) 是列读出常用结构之一^[11-14]。

CSA 使用差分对作为输入级, 由于差分对的虚地特性, 使得列线和列线寄生电容总是保持在固定的电平, 因此列线寄生电容不会分享电荷, 也不会影响电荷的传输。如果参考电压 V_{ref} 与复位电压 V_{rst} 相等, 则第 i 行第 j 列的 CSA 的输出电压可表示为式 (4) 的形式^[9-10]:

$$V_{a_{ij}} = V_{ref} - I_{d_{ij}} \times T_{int} / C_a \quad (4)$$

其中, T_{int} 为积分时间; C_a 是电荷放大器的反馈电容; V_{ref} 为电荷放大器的参考电压; $I_{d_{ij}}$ 为第 i 行第 j 列探测器对应的积分电流。

3.2 主从两级放大器结构

图 2 给出了主从两级放大的读出级结构。在这种新型结构中主放大器是 CSA, 完成电荷到电压的转化, 同时抑制列线寄生电容的干扰。图中省去了列线寄生电容和电荷放大器的虚地电压。从放大器为电压放大器, 主要是完成电压的跟随, 同时用来驱动输出总线的寄生电容。从放大器工作在 stand-by 模式下, 只有在其控制信号 $CW(i)$ 有效时才工作。从放大器的控制信号 $CW(1), CW(2), \dots, CW(128)$, 和列选开关 $CS(1), CS(2), \dots, CS(128)$ 相对应。CS(i) 的宽度是 1 个主频时钟周期, $CW(i)$ 的宽度为 4 个主频时钟周期。如果 $CW(i)$ 在 T 时刻变为有效, 那么 CS(i) 在 $T + 2MC$ 时有效, 在 $T + 3MC$ 的时关断, $CW(i)$ 在 $T + 4MC$ 时关断。因为 $CW(i)$ 比 CS(i) 的有效信号提前到来, 所以当 CS(i) 有效时, 从放大器的电压信号已准备好读出, 不影响读出速率。由于 $CW(i)$ 的脉宽是四个时钟周期, 在电路中同时工作的从放大器个数为 4, 与阵列规模无关。

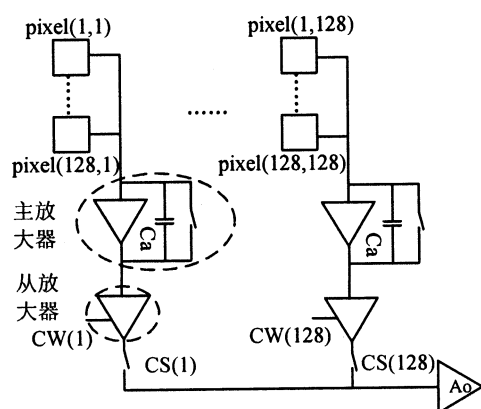


图2 主从两级放大的列读出级结构

4 仿真结果

4.1 QSBDI 的仿真结果

图3给出了SPICE对QSBDI的仿真结果。当输入电流分别为100nA, 140nA, 180nA, 220nA, 260nA和300nA时,仿真结果表明注入效率基本为1,同时其线性度为0.998。仿真结果表明QSBDI结构的性能优越。

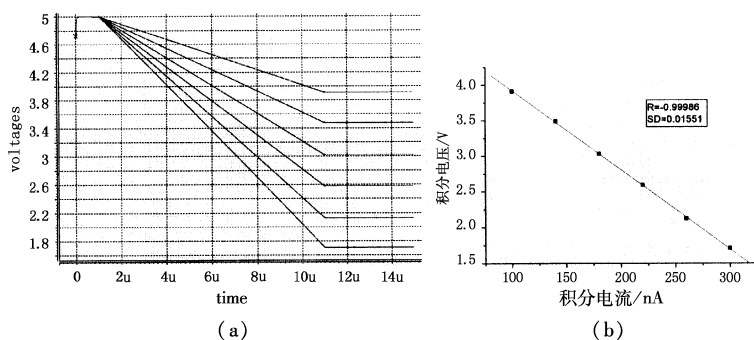


图3 SPICE对QSBDI的仿真结果

(a) QSBDI对应不同积分电流的积分电压;(b) 积分电压直线拟和结果

4.2 主从两级列读出级

输出总线上的寄生电容主要来源于下面三个部分:128对CMOS开关、互连金属线的寄生电容和输出缓冲级放大器的输入电容。列放大器需驱动的电容为:

$$C_{bus} = (C_{dn} + C_{dp}) \times 128 + 128 \times 30 \times C_{met} \cdot W + \frac{2}{3}(W_1 \cdot L_1 \cdot C_{ox}) \quad (5)$$

其中, C_{met} 和 W 分别为单位面积金属的电容和输出总线(金属互连线)的宽度; W_1 和 L_1 分别为输出缓冲放大器输入管的沟道长度和宽度; C_{dn} 和 C_{dp} 分别为NMOS和PMOS的漏端电容,随电压变化^[12]。

经过仿真可得到输出总线电容大约为: $\bar{C}_{bus} \approx 0.6\text{pF}$ 。

在128 × 128 ROIC中,数据输出的时钟为5MHz,每列数据有200ns的读出时间,由于后续采样电路的要求,输出数据必须在150ns的时间内稳

定下来。因为列读出级暂存的信号要经过输出总线和输出缓冲级电路,输出总线上的信号应该在100ns内稳定。若相邻两列的输出信号分别是1.5V和3.5V,即输出总线上的电压跳变为2V,则其静态泻放电荷为1.2pC。假设整个过程为大信号过程,CSA的电流应该为12μA,其静态功耗至少为60μW。由于CSA在读出本行时都处于工作状态,所以列读出级的功耗为:

$$P_{col1} > 128 \times 0.06 \approx 7.68\text{mW} \quad (6)$$

在主从放大读出的结构中,主放大器只需完成电荷到电压的转换,无驱动要求。可以设计时序让其在读出本列之前导通,完成转化。在其他时序不变的情况下,CSA的功耗可以降低到15μW。从放大器功耗为300μW,即可以满足读出速率的要求。由于读出时只有4个从放大器同时工作,列读出级的功耗为:

$$P_{col2} \approx N \times 0.015 + 4 \times 0.3 = 128 \times 0.015 + 4 \times 0.3 = 3.12\text{mW} \quad (7)$$

列读出级功耗节省了大约60%。对于更大规模的读出电路 $N \gg 4$ 时,这种主从两级的结构功耗优势会更加明显^[15]。

5 128 × 128 测试芯片的版图

图4是QSBDI单元的版图和128 × 128芯片的版图,其中像素面积为30μm × 30μm,像素中心预留10μm × 10μm面积与探测器连接。像素中的积分电容约为0.9pF。像素中还设计了电测试管,在未与探测器连接时对读出电路进行测试。芯片将在CSMC 0.5μm DPTM工艺下进行流片验证。

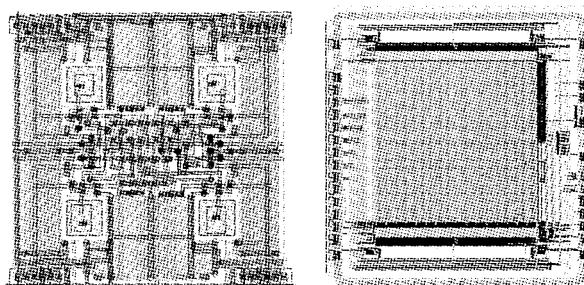


图4 (a) QSBDI单元版图 (b) 128 × 128 芯片版图

6 结论

本文提出的QSBDI结构优势明显。与BDI结构相比较,QSBDI节省了面积和功耗;与SBDI结构相比较,QSBDI像素间进行匹配,减小了同行像素间的不一致性,优化了FPN,因此更适用于大规模2D ROIC。主从两级放大的列读出级结构中,主放大器

(下转第456页)

进行干扰主要是实现对卫星的致盲。其关键技术主要有:

(1)精密跟踪瞄准技术。由于DSP预警卫星具有一定的机动能力,同时探测器的光学系统始终处于运动状态,因此,所用的激光设备必须具有很高的跟踪瞄准精度,才能将激光能量覆盖到探测器表面。

(2)高能量、高光束质量激光器技术。考虑到大气的吸收、散射等效应,同时由于干扰设备距干扰对象(预警卫星)非常远,所以高能量、高光束质量的激光是实现有效干扰的必要条件。

(3)自适应光学技术。大气对激光的湍流效应不容忽视。考虑到这种影响,必须采用自适应光学技术,对这种影响进行部分处理和补偿,可使大气对激光传输的影响减少到最低限度。

(4)采用工作波段在大气窗口内的激光,降低大气对其吸收、散射效应的影响。

(5)由于大气对激光的吸收、散射和湍流效应都与高度有关,随高度的增高(尤其是在平流层以

上)迅速降低,因此,空(天)基激光武器应用前景更为广阔。

参考文献:

- [1] 解放军电子工程学院. 军用卫星干扰途径与干扰效果评估方法研究. 2003.
- [2] 赵铭军,曹卫公等. 扫描成像系统的激光干扰效果分析[J]. 电子科技大学学报. 2004,33(1):39-42.
- [3] 孙承伟. 激光辐照效应[M]. 北京:国防工业出版社, 2002.
- [4] 付伟. 国外激光反卫星技术发展综述[J]. 激光技术. 2001,25(2):157-161.
- [5] 张逸新,迟泽英. 光波在大气中的传输与成像[M]. 北京:国防工业出版社,1997.
- [6] 杨洋,赵远,乔立杰. 1.06 μm 激光的大气传输特性[J]. 红外与激光工程,1999,28(1):15-19.
- [7] 王世勇,付有余,郭劲. 远场光电探测器系统受激光干扰与损伤效果估计[J]. 光学技术,2005,28(1):28-30.
- [8] 李修乾. 激光辐照碲镉汞光电探测器实验研究[D]. 国防科技大学,2002.
- [9] Woo D H. Current-mode background suppression for 2-D LWR applications[J]. Electronics Letters, 2005, 41: 221-222.
- [10] Gao Jun. Design and research of scanning CMOS FPA readout IC[D]. Doctor Dissertation, Peking University, 2005.
- [11] P R Gray, et al. Analysis and design of analogy integrated circuit[M]. Fourth Edition. New York: McGraw-Hill, Inc, 2001.
- [12] Alan Hastings. The art of analog layout[M]. New Jersey: Prentice-Hall, Inc, 2001.
- [13] Castelain Pierre, Marion Francois, Jean-Lue, et al. A megapixel HeCdTe MWIR focal plane array with a 15 μm pitch[C]. SPIE, 2003, 5074: 52-59.
- [14] Leonov Viadimir N, Creten Ybe, Moor Piet De, et al. Small two-dimensional and linear arrays of polycrystalline SiGe microbolometers at IMEC-XenICs[C]. SPIE, 2003, 5074: 446-457.
- [15] Mottin E, Pantigny P, Boch R. An improved architecture of IRFPA readout circuits[C]. SPIE, 1996, 2894: 36-48.
- [16] Chen Zhongjian, Li Xiaoyong, Ji Lijiu. An improved low power CMOS readout circuit for focal plane array[C]. 2001 4th International Conference on ASIC, 2001, 854-857.
- [17] Liu Dan, Tang Ju, Lu Wengao, et al. Low power design of column readout stage for 320 $\times$ 288 gsav snapshot infrared ROIC[C]. 2005 EDSSC, Hong Kong, 2005, 585-588.
- [18] R J Dempsey, D G Davis, R G Jr. Buice, et al. Biological and medical applications of near infrared spectrometry[J]. Appl. Spectr., 1996, 50(2):18-34.
- [19] D A Scribner, M R Kruer, J M Killiany. Infrared focal-plane array technology[J]. Proc. IEEE, 1991, 79(1):66-85.
- [20] E R Fossum, B Pain. Infrared readout electronics for space science sensors: state of the art and future direction[C]. Infrared Technology XIX, Proc. SPIE, 1993, 2020: 262-285.
- [21] Bluzer N, Stehlid R. Buffered direct injection of photocurrents into charge-coupled devices[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 1978, 25(2):160-166.
- [22] C Y Wu, C C Hsieh, F W Jih, et al. A new share-buffered direct-injection readout structure for infrared detector[C]. SPIE, 1993, 2020: 57-64.
- [23] C C Hsieh, C Y Wu, F W Jih, et al. Focal-plan-arrays and CMOS readout techniques of infrared imaging systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems for Technology, 1997, 7(4):594-605.

(上接第451页)

采用电荷灵敏放大器,可以去除列线寄生电容的干扰,无驱动要求,功耗可降至15 μW ;从放大器用于驱动输出总线上的电容,有时序要求,功耗为300 μW ,但其只在读出本列时工作4个周期。在满足5M读出速率情况下,列读出功耗可降至3.12mW。

参考文献: