

二极管型非制冷红外探测器的前端电路设计

赵国芬¹, 赵毅强¹, 赵公元¹, 张志恒², 郭肇敏²

- (1. 天津大学 电子信息工程学院 专用集成电路设计中心, 天津 300072;
2. 航天海鹰光电信息技术有限公司, 天津 300192)

摘要: 设计了一种二极管型非制冷红外探测器的前端电路, 该电路采用 G_m-C-OP 积分放大器的结构, 将探测器输出的微弱电压信号经跨导放大器(OTA)转化为电流信号, 再经电容反馈跨阻放大器(CTIA)积分转化为电压信号输出。该 OTA 采用电流反馈型结构, 可以获得比传统 OTA 更高的线性度和跨导值。输入采用差分结构, 可以有效地消除环境温度及制造工艺对探测器输出信号的影响。电路采用 $0.35\ \mu\text{m}$ CMOS 工艺进行设计并流片, $5\ \text{V}$ 电源电压供电。 G_m-C-OP 积分放大器总面积 $0.0126\ \text{mm}^2$, 当输入差分电压为 $0\sim 5\ \text{mV}$ 时, 测试结果表明: OTA 跨导值与仿真结果保持一致, G_m-C-OP 积分放大器可实现对动态输入差分信号到输出电压的线性转化, 线性度达 97% , 输出范围大于 $2\ \text{V}$ 。

关键词: 跨导放大器; 电容反馈跨阻放大器; G_m-C-OP 积分放大器

中图分类号: TN215 文献标志码: A DOI: 10.3788/IRLA201645.0104001

Design of front-end circuit for uncooled diode infrared detector

Zhao Guofen¹, Zhao Yiqiang¹, Zhao Gongyuan¹, Zhang Zhiheng², Guo Zhaomin²

- (1. ASIC Design Center, School of Electronic and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China;
2. Sea Eagle Optoelectronic Information Technology Co., Ltd., Tianjin 300192, China)

Abstract: A front-end circuit for uncooled diode infrared detector, composed of G_m-C-OP integrated amplifier, was designed. The small input voltage steered from diode detector was transferred into current by an operational transconductance amplifier (OTA), and then the current was converted to voltage by a capacitor transimpedance amplifier (CTIA). The OTA used a current feedback loop to achieve higher linearity and transconductance than the traditional one. By adopting differential input structure, G_m-C-OP integrated amplifier can eliminate the effect of ambient temperature and process on the output signal of detectors. The circuit was fabricated in a $0.35\ \mu\text{m}$ CMOS process under $5\ \text{V}$ supply voltage. The G_m-C-OP integrated amplifier occupies an area of $0.0126\ \text{mm}^2$. The input differential voltage varied from 0 to $5\ \text{mV}$. Testing results show that the transconductance of OTA is in accordance with the simulation results. The G_m-C-OP integrated amplifier can convert the dynamic small input voltage into a proper voltage linearly and the linearity is 97% . The output range exceeds $2\ \text{V}$.

Key words: OTA; CTIA; G_m-C-OP integrated amplifier

收稿日期: 2015-05-05; 修订日期: 2015-06-03

基金项目: 国家 863 计划(2015AA042605)

作者简介: 赵国芬(1989-), 女, 硕士生, 主要从事红外探测器读出电路设计方面的研究。Email: zhaoguofen09@163.com

导师简介: 赵毅强(1964-), 男, 教授, 博士, 主要从事集成电路设计和红外系统方面的研究。Email: yq_zhao@tju.edu.cn

0 引言

近年来,IRFPA 红外焦平面阵列被广泛应用于军事、医疗、卫生、工业等领域^[1],其中非制冷型 IRFPA 因可在室温下工作,大大降低了成本及复杂度而备受青睐^[2]。二极管型红外探测器作为非制冷型红外探测器的一种,能够采用 CMOS 工艺集成生产,可以与标准 CMOS 工艺兼容,实现与读出电路的片上集成封装,因此大大降低了红外探测系统的成本,并实现了大规模的生产,成为非制冷红外探测系统的重要发展方向。

读出电路作为非制冷 IRFPA 的重要组成部分,其性能直接影响红外探测系统的整体性能。目前,基于二极管型非制冷 IRFPA 读出电路的研究主要集中在日本和韩国,其中,日本三菱公司在 2013 年就研制出了像素为 2000×1000 的超大规模 IRFPA,而国内的读出电路还处在研发阶段,尚未有成熟的产品问世。因此笔者设计了一种二极管型非制冷红外探测器的前端电路,该电路采用 G_m -C-OP 积分放大器的结构,并采用 0.35 μm CMOS 工艺完成设计并流片。

1 二极管型探测器的工作原理

由肖克莱方程式可知,理想二极管的电流 I_f 与正向导通电压 V_f 可表示为:

$$I_f = A_0 T^{(3+\frac{\gamma}{2})} \exp\left(-\frac{E_g}{kT}\right) \left[\exp\left(\frac{qV_f}{kT}\right) - 1 \right] \quad (1)$$

式中: A_0 为与温度无关的常数; T 为温度; γ 为一个常数; E_g 为禁带宽度; k 为玻耳兹曼常数; q 为电子电荷量。当电流 I_f 恒定时,由公式(1)可推导出:

$$\frac{dV_f}{dT} \cong -\frac{k}{q} \left\{ -\ln(I_f) + \left(3 + \frac{\gamma}{2}\right) [\ln(T) + 1] + \ln(A_0) \right\} \quad (2)$$

由公式(2)可知,当电流恒定时,在较小的温度范围内,二极管的正向导通电压与温度之间近似成线性关系^[3]。二极管型探测器利用这种温度关系,吸收红外辐射,转换为热量,在电流恒定的条件下,正向导通电压降低,从而实现红外信号到电信号的转化。

由于单个二极管的温度灵敏度有限,大约只有 $-1.3 \sim -2 \text{ mV/K}$ ^[3],为了增大探测器像元输出信号的信噪比,通常采用多个二极管串联的结构。文中设计的前端电路是基于 6 个二极管串联的探测器阵列,

在红外辐射的作用下,其正向导通电压变化范围为 $0 \sim 5 \text{ mV}$,因此前端电路需要对该微弱电压信号进行精确地转换并放大。

2 前端电路的架构

基于二极管型探测器设计了一种新型的电压读出型电路,其结构如图 1 所示。

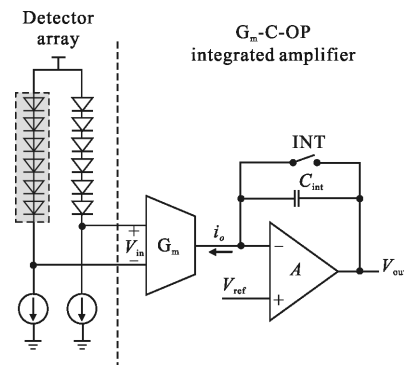


图 1 前端电路结构

Fig.1 Circuit diagram of the front-end circuit

该前端电路由跨导放大器(OTA)和电容反馈跨阻放大器(CTIA)组成。其中,探测器阵列中增加一列不感光的暗元,与正常感光的像元分别作为 OTA 的两个输入端,形成差分输入结构,可有效消除环境温度和制造工艺对探测器输出信号的影响,大大降低了读出电路的非均匀性。输入差分电压 V_{in} 即为正常感光像元在红外辐射作用下产生的微弱电压信号,经 OTA 转换为电流信号 i_o 后经 CTIA 积分转换为电压信号输出。

3 前端电路的设计

3.1 跨导放大器(OTA)的设计

跨导放大器 (OTA) 作为读出电路的第一级结构,必须在整个输入范围内具有高度的线性度,而提高线性度的方法有很多种,如源极退化^[4]、迁移率补偿^[5]、偏差抵消技术^[6]、交叉耦合^[7]以及伪差分对等。

图 2 所示为最常用的传统源极退化 OTA 结构^[4]。其中, M_3 和 M_4 工作在饱和区,构成 OTA 的差分输入对; M_5 和 M_6 工作在线性区,作为源极退化电阻,可以有效地提高电路的线性度。 M_3 与 M_4 , M_5 与 M_6 分别做在独立的 N 阱中,可以消除衬底偏置效应带

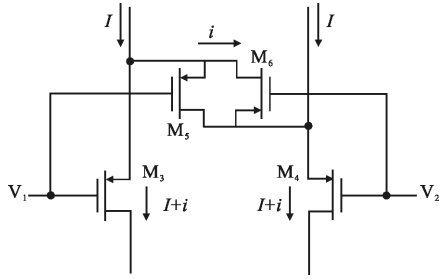


图 2 传统源极退化跨导放大器

Fig.2 Classical source-degenerated OTA

来的误差。假定 M_3 与 M_4 、 M_5 与 M_6 分别具有相同的尺寸并相互匹配,忽略沟道长度调制效应,利用标准平方律公式可得电路的传输特性为:

$$i_o^0 = 2i = \frac{2\sqrt{K_3 I}}{1 + g_{m3} R_5 / 4} v_{id} * \sqrt{1 - \frac{K_3}{4I} \left(\frac{v_{id}}{1 + g_{m3} R_5 / 4} \right)^2} \quad (3)$$

式中: $K = (1/2)\mu C_{ox} (W/L)$, $K_3 = K_4$, $K_5 = K_6$, $v_{id} = V_1 - V_2$, R_5 为 M_5 的等效电阻。又由于

$$R_5^{-1} = 2K_5 (V_{GS5} - V_{T5}) \quad (4)$$

$$g_{m3} = 2K_3 (V_{GS5} - V_{T3}) \quad (5)$$

式中: $V_{T3} = V_{T5}$ 。因此,公式(3)可表示为:

$$i_o^0 = 2i = \frac{2\sqrt{K_3 I}}{1 + \frac{K_3}{4K_5}} v_{id} * \sqrt{1 - \frac{K_3}{4I} \left(\frac{v_{id}}{1 + \frac{K_3}{4K_5}} \right)^2} = \frac{2\sqrt{K_3 I}}{1 + \frac{K_3}{4K_5}} v_{id} \sqrt{1 - \alpha} \quad (6)$$

式中: $\alpha = (K_3/4I) [v_{id}/(1 + K_3/4K_5)]^2$ 。一般使非线性项 α 远小于 1,即需要采用较大的偏置电流 I 及较大的比值 K_3/K_5 。因此,设置好合适的偏置电流 I 及 M_3 - M_6 的尺寸后,电路的跨导值为一常量,由此可以获得具有高线性度的 OTA。但是,较大的偏置电流会提高电路的功耗,尤其对于大面阵的读出电路,其功耗严重影响热探测器的工作状态,因此不希望采用较大的偏置电流来提高线性度。增大 K_3/K_5 的比值同样可以减小非线性项,但这意味着电路的跨导值会随着 K_3/K_5 比值的增大而减小,降低输出电流的信噪比。同时,大的 K_3/K_5 需要采用大尺寸的输入对管 M_3 、 M_4 ,对芯片的面积又是一个挑战。为了克服以上缺点,设计了一种新型的电流反馈型 OTA,其结构如图 3 所示。

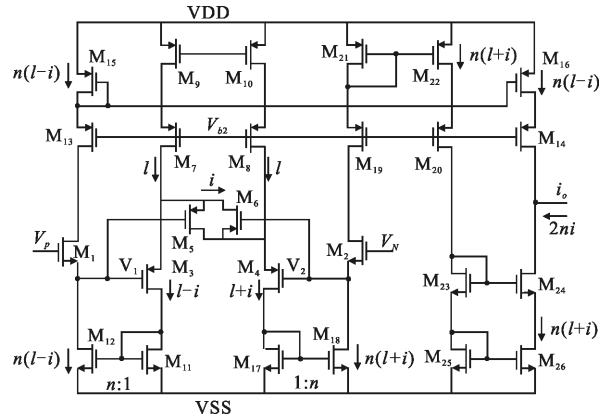


图 3 电流反馈型跨导放大器

Fig.3 Current-feedback OTA

$M_7 \sim M_{10}$ 为电路提供偏置电流, M_3 、 M_4 、 M_5 、 M_6 构成图 2 中的传统源极退化 OTA 结构。同时,在原来结构的基础上叠加一级源极跟随器 M_1 和 M_2 作为输入端,输入差分电压通过源极跟随器 M_1 、 M_2 加到 M_3 、 M_4 的栅端。但由于使用源极跟随器会引入非线性,回路中又增加了一级电流镜构成负反馈。 M_{11} 与 M_{12} 、 M_{17} 与 M_{18} 分别构成复制比例为 1:n 的电流镜,由输入电压在 M_3 和 M_4 引起的电流变化会被镜像到 NMOS 源极跟随器中,而这个镜像的电流与输入端电压在 NMOS 源极跟随器引起的电流变化方向相反,形成了一个负反馈^[8],很大程度上提高了电路的线性度。最后电流经电流镜 M_{13} - M_{24} 被镜像到输出端输出,从而实现输入电压到输出电流的转换。

流经 M_1 、 M_2 的电流分别为:

$$I_{M_1} = K_1 (V_{GS1} - V_{T1})^2 = n(I - i) \quad (7)$$

$$I_{M_2} = K_1 (V_{GS2} - V_{T1})^2 = n(I + i) \quad (8)$$

由于

$$V_{GS1} = V_P - V_1 \quad (9)$$

$$V_{GS2} = V_N - V_2 \quad (10)$$

由公式(7)~(10)可得:

$$v_{id} = v_{in} + \sqrt{\frac{2n}{K_1}} \frac{i}{I} \quad (11)$$

式中: $v_{in} = V_P - V_N$ 。将公式(11)代入公式(6)中,可得:

$$i_o = 2ni = \frac{2n\sqrt{K_3 I}}{1 + \frac{K_3}{4K_5}} v_{in} \sqrt{1 - \alpha} \left(1 + \frac{K_3}{4K_5} \right) \cdot \left[\left(1 + \frac{K_3}{4K_5} \right) - \sqrt{\frac{nK_3}{K_1}} \sqrt{1 - \alpha} \right]^{-1} \quad (12)$$

对比公式(6)和公式(12)可知,输出电流与输入

差分电压之间的非线性因子分别为：

$$\gamma_1 = \sqrt{1-\alpha} \quad (13)$$

$$\gamma_2 = \gamma_1 \delta = \sqrt{1-\alpha} \left(1 + \frac{K_3}{4K_5} \right)$$

$$\left[\left(1 + \frac{K_3}{4K_5} \right) - \sqrt{\frac{nK_3}{K_1}} \sqrt{1-\alpha} \right]^{-1} \quad (14)$$

其中

$$\delta = \left(1 + \frac{K_3}{4K_5} \right) \left[\left(1 + \frac{K_3}{4K_5} \right) - \sqrt{\frac{nK_3}{K_1}} \sqrt{1-\alpha} \right]^{-1} \quad (15)$$

因为 $\gamma_1 < 1$ 且 $\delta > 1$, 通过合理地设置 $M_1 \sim M_6$ 管的宽长比、偏置电流 I 及电流镜复制比例 n , 可以使得 $\gamma_2 = \gamma_1 \delta = 1$, 获得比传统源极退化 OTA 更高的线性度, 且不依赖于采用较大的偏置电流 I 及较大的比值 K_3/K_5 , 同时达到降低电路功耗、减小芯片面积的目的。此外, 电流反馈型 OTA 的跨导值是传统源极退化 OTA 的 n 倍, 因此通过选择适当的电流镜复制比例 n 可以获得较高的电路跨导值, 提高输出电流的信噪比。

此外, 如图 3 所示, 电路的输出级采用共源共栅电流镜结构, 既可以提高电流镜的复制精度, 又增加了 OTA 的输出阻抗, 减小来自后级电路的噪声干扰。

3.2 电容反馈跨阻放大器 (CTIA) 的设计

电容反馈跨阻放大器 (CTIA) 是读出电路中应用最普遍的结构之一, 相较于其他类型的读出电路, CTIA 具有噪声低, 输出动态范围大, 电流注入效率高, 线性度高以及增益可控等优点^[9]。G_m-C-OP 积分放大器中, CTIA 与前级 OTA 级联, 收集 OTA 产生的电流信号, 并积分转换为电压信号输出, 其结构示意图如图 4 所示。

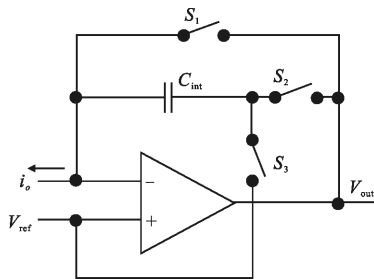


图 4 CTIA 结构图

Fig.4 Circuit diagram of CTIA

CTIA 由运算放大器、积分电容 (C_{int})、复位开关 (S_1 、 S_2 和 S_3) 构成。运放的负输入端与前级 OTA 的输出端相连, 用于收集其产生的电流; 正输入端为一恒

定的偏置电压 V_{ref} 。由于运放的虚短特性, OTA 的输出端电压会保持在 V_{ref} , 使其输出电压不会在大范围内波动, 进一步提高了 OTA 的线性度。开关 $S_1 \sim S_3$ 构成一种类似相关双采样的结构^[10], 可以有效消除放大器直流失调电压带来的误差。

CTIA 电路的工作模式有两种, 如图 5 所示。首先, S_1 、 S_3 闭合, S_2 断开, 电路进入复位模式, 如图 5(a) 所示, 放大器输入端的直流失调电压 V_{os} 被存储在积分电容 C_{int} 上, 因此有:

$$V_{C_{int}} = V_{os} \quad (16)$$

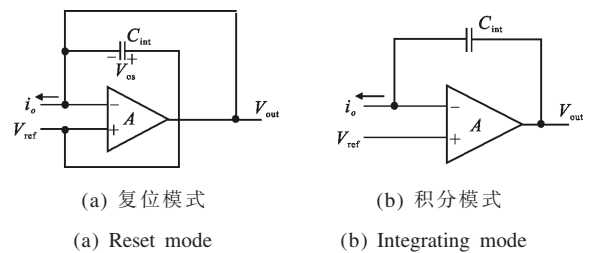


图 5 CTIA 两种工作模式

Fig.5 Two operation modes of CTIA

之后, S_1 、 S_3 断开, S_2 闭合, 电路进入积分模式, 如图 5(b) 所示。由 OTA 产生的电流信号在积分电容 C_{int} 上进行积分, 根据电荷守恒定律, 有:

$$[V_{out} - (V_{ref} - V_{os})] C_{int} = i_o t + C_{int} V_{os} \quad (17)$$

式中: V_{out} 为 CTIA 的输出电压; i_o 为 OTA 输出的积分电流; t 为积分时间。于是有:

$$V_{out} = \frac{i_o t}{C_{int}} + V_{ref} \quad (18)$$

由公式 (18) 可以看出: 放大器的直流失调电压被消除, 有效地改善了电路的均匀性。此外, 由于放大器的开环增益 A 有限, 决定了 OTA 输出电流的注入效率为:

$$\eta = \frac{A}{A+1} \quad (19)$$

A 越大, 注入效率越高, 电路的线性度越高。因此, 同时考虑到输出范围、功耗、速度、频率特性等因素, 选用折叠共源共栅作为 CTIA 中放大器的结构。

4 仿真与测试结果

电路采用 $0.35 \mu\text{m}$ CMOS 工艺进行了功能仿真与流片验证, 5V 电源电压供电。

4.1 仿真结果

对文中所设计的电流反馈型 OTA 进行了仿真,

输入差分电压 0~5 mV, Spectre 后仿真得到 OTA 输出电流与输入电压的关系曲线, 最大非线性度 0.05%。表 1 给出了该 OTA 与其他文献中 OTA 的参数对比结果。可以看出: 文中所设计的 OTA 在面积、跨导值偏差、非线性度方面有明显的优势。

表 1 电流反馈型 OTA 的参数与其他参考文献对比
Tab.1 Comparisons of the current-feedback OTA's parameters with other references

Parameter	This paper	Ref.[4]	Ref.[5]	Ref.[6]
Process/ μm	0.35	-	0.35	3
Supply voltage/V	5	3.3	3.3	10
Area/ mm^2	0.0126	0.47	-	-
Transconductance/ μs	13.23	40	90	6.25
Variation	$\pm 0.17\%$	-	$\pm 0.5\%$	-
Nonlinearity	0.05%	0.14%	<0.88%	1%

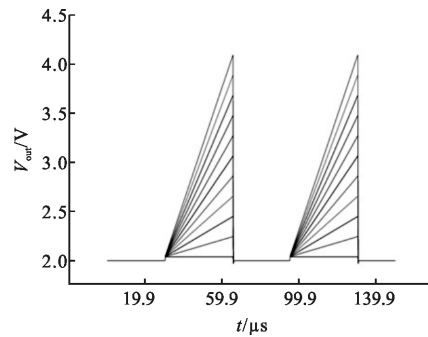
对 CTIA 中采用的折叠共源共栅放大器进行了 Spectre 后仿真, 结果如表 2 所示, 经分析满足设计要求。

表 2 共源共栅放大器仿真结果

Tab.2 Simulation results of cascode amplifier

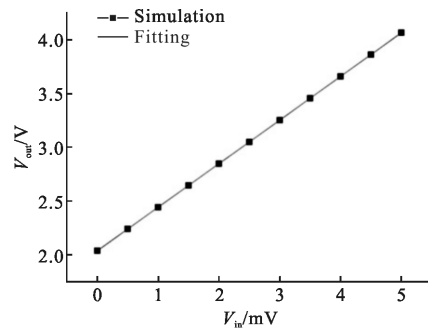
Parameter	Value
Supply voltage/V	5
DC-open-loop-gain/dB	72.54
Unity-gain bandwidth/MHz	8.6
Phase-margin/($^\circ$)	76.8
Voltage swing/V	1.2~4.5

此外, 对 G_m -C-OP 积分放大器进行了仿真, 模拟探测器受到红外辐射, 输出差分电压信号范围 0~5 mV, 选取积分时间 35 μs , 仿真结果如图 6 所示。结果表明: 当输入信号为 0~5 mV 时, G_m -C-OP 积分放大器随积分时间线性积分, 输出电压范围 2.040 1~4.064 6V, 分析得到积分电压拟合曲线为 $y=0.404\ 98x+2.039\ 3$, 最大非线性点为 0.04%, 并达到了 2 V 动态输出范围的要求。



(a) 积分曲线

(a) Integrating curve



(b) 仿真与拟合曲线

(b) Simulation and fitting curves

图 6 G_m -C-OP 积分放大器仿真结果

Fig.6 Simulation results of the G_m -C-OP integrated amplifier

4.2 测试结果

针对仿真结果, 对前端电路进行了流片验证, 芯片照片如图 7 所示, 方框标出的为 G_m -C-OP 积分放大器模块。为了验证前端电路的工作情况, 对 G_m -C-OP 积分放大器进行了测试。输入端采用电阻分压的方式获得输入差分信号, 并通过滑动变阻器实现对输入信号的改变, 积分时间外供可调。图 8 所示为示波器显示的 G_m -C-OP 积分放大器输出端积分电压随积分时钟变化的曲线, 积分时间 35 μs , 模拟读出电路实际工作情况, 在输入端施加幅值不同的脉冲信号, 由积分曲线可以看出: G_m -C-OP 积分放大器对动态输入信号线性响应。

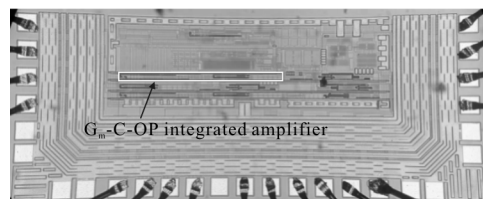


图 7 芯片照片

Fig.7 Photograph of the chip

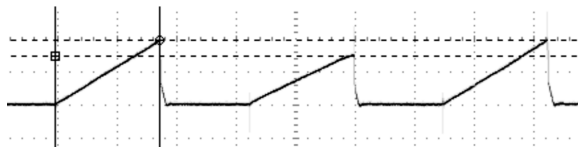


图 8 G_m -C-OP 积分放大器测试曲线

Fig.8 Testing curves of the G_m -C-OP integrated amplifier

选择 5 个芯片, 改变输入差分电压, OTA 的跨导值测量结果如表 3 所示, 可以看出: 测量结果比仿真结果偏小, 考虑到工艺偏差的影响, 可以认为 OTA 的测试结果正常。通过调节滑动变阻器, 分别记录 5 个芯片输入电压和输出电压的值, 测试结果连成的曲线如图 9 所示, 从图中分析可知: G_m -C-OP 积分放大器可线性地实现输入电压信号到输出电压的转换, 输出范围大于 2 V, 且最大非线性度为 3%。

表 3 电流反馈型 OTA 的跨导值测试结果

Tab.3 Simulation results of transconductance of OTA

Chip No.	1	2	3	4	5	Simulation result
$g_m/\mu S$	12.1	10.47	11.44	11.34	12.23	13.23

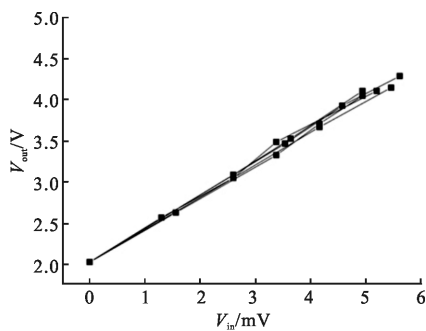


图 9 5 个芯片 G_m -C-OP 积分放大器测试结果

Fig.9 Testing results of the G_m -C-OP integrated amplifier of the 5 chips

5 结论

设计了一种新的应用于二极管型红外探测器的前端电路, 该电路采用 G_m -C-OP 积分放大器的结构实现对探测器产生的微弱电压信号的转换并放大输出。文中详细分析了 OTA 和 CTIA 的工作原理和设计过程, 采用 0.35 μm CMOS 工艺进行了仿真并流片。通过与国外相关文献设计的 OTA 参数的比较, 文中所设计的电流反馈型 OTA 具有面积、跨导值

偏差及非线性度小等优点, 满足设计要求。同时, G_m -C-OP 积分放大器可实现对输入电压信号的精确转换, 线性度达到 99.96%, 并满足大于 2 V 的输出范围要求。选择五个不同的芯片分别进行测试, 结果表明, 五个芯片的跨导值与仿真结果保持一致, G_m -C-OP 积分放大器可实现对动态输入电压信号的线性转换。该电路对二极管型红外探测系统读出电路的设计具有重要意义。

参考文献:

- [1] Meng Xiangyun, Zhang Yacong, Liu Sanlin, et al. Low power readout circuit for 384×288 uncooled IRFPA with novel readout stage [C]//2012 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid State Circuit, Bangkok, 2012: 1-3.
- [2] Liu Chienchang, Carlos H Mastrangelo. A CMOS uncooled heat-balancing infrared imager [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2000, 35(4): 527-535.
- [3] Wang Weibing, Chen Dapeng, Ming Anjie, et al. Integration of uncooled diode infrared focal plane array [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2011, 40(6): 997-1000. (in Chinese)
- [4] Ku Kochio, Adrian Leuciuc. A linear MOS transconductor using source degeneration and adaptive biasing [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 2001, 48(10): 937-943.
- [5] Sung-Hyun, Kyu-Ho Kim, Yong-Hwan Kim, et al. A novel CMOS operational transconductance amplifier based on a mobility compensation technique [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2005, 52(1): 37-42.
- [6] Wang Zhenghua, Walter Guggenbuhl. A voltage-controllable linear MOS transconductor using bias offset technique [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 1990, 25(1): 315-317.
- [7] Lee Kuenjong, Wang Weichiang, Huang Koushung. A current-mode testable design of operational transconductance amplifier-capacitor filters [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 2002, 46(4): 401-413.
- [8] Worapishet A, Naphaphan C. Current-feedback source-degenerated CMOS transconductor with very high linearity [J]. *Electronics Letters*, 2003, 39(1): 17-18.
- [9] Ruan A W, Shen K, Hu B. Adjustable gain CTIA cell with variable integration time for IRFPA applications [C]// International Conference on Communications, Circuits and Systems, 2009: 1066-1069.
- [10] Jiang Junwei, Zhao Yiqiang, Meng Fanzhong, et al. High performance readout integrated circuit for IR detectors [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2009, 38(5): 787-791. (in Chinese)