A New Method For Designing Capacitive Feedback Transresistance Amplifier for Infrared Detector*

BAI Lihui[1*], LIU Lifeng[2], WANG Chengyong[3]
(1.Department of Electrical Engineering, Shanxi Institute of Mechanical and Electrical Engineering, Changzhi Shanxi 046011, China;
2.School of Physics and Electronics Sciences, Shanxi Datong University, Datong Shanxi 037009, China;
3.Fifth Military Represent Office of Chongqing District, Chongqing 404000, China)

Abstract: In order to improve the readout accuracy of infrared detector in infrared imaging technology, where the amplifier circuit is very important. The design of capacitive feedback transimpedance amplifier (CF-TIA) is studied, and a new topology that replaces feedback resistance with the transistor in the feedback loop is proposed. For the proposed topology, the overall frequency response and design parameters such as cutoff frequency and attenuation ratio related to the system stability are proposed and analyzed to obtain the high direct current input dynamic range. Moreover, the addition of additional capacitors to the direct current feedback loop for ensuring system stability is discussed. The excellent agreement between the analyses, simulation and experimental results verify the effectiveness of the proposed CF-TIA scheme, and the proposed circuit design has more advantages than the traditional CF-TIA scheme in terms of overall noise performance under normal or low direct current input. Although the circuit is implemented with discrete components, the proposed frequency response model and stability analysis are applicable to all CF-TIA applications and CMOS chip designs.

Key words: transresistance amplifier; capacitive feedback; transistor; direct current dynamic range; frequency response; stability; noise
EEACC: 1220; 7230C **doi**: 10.3969/j.issn.1005-9490.2024.01.011

红外探测器中一种电容式反馈跨阻放大器的设计*

白利慧[1*], 刘利峰[2], 王成勇[3]
(1.山西机电职业技术学院电气工程系, 山西 长治 046011; 2.山西大同大学物理与电子科学学院, 山西 大同 037009;
3.驻重庆地区第五军代室, 重庆 404000)

摘 要: 放大器电路对提高红外成像技术中红外探测器的读出精度, 是至关重要的。针对电容式反馈跨阻放大器的设计进行了研究, 提出了一种在反馈回路中用晶体管代替反馈电阻的新的拓扑结构。对于所提出的拓扑结构, 提出并分析了与系统稳定性相关的诸如截止频率和衰减比等的总体频率响应和设计参数, 从而获得高直流输入动态范围。此外, 还讨论了在直流反馈回路中加入额外的电容以确保系统的稳定性。分析、仿真和实验结果的良好一致性验证了所提出的 CF-TIA 方案的有效性, 而且所提出的电路设计在正常或低直流输入下的整体噪声性能方面相比于传统的 CF-TIA 方案更具优势。尽管本文中的电路采用分立元件实现, 但提出的频率响应模型和稳定性分析适用于所有 CF-TIA 应用和 CMOS 芯片设计。

关键词: 跨阻放大器; 电容式反馈; 晶体管; 直流动态范围; 频率响应; 稳定性; 噪声
中图分类号: TN722 **文献标识码**: A **文章编号**: 1005-9490(2024)01-0062-07

近年来, 随着物联网和各种识别技术的发展, 红外成像技术也得到了快速发展和广泛应用。红外成像技术中的红外探测器光电转换电路、核科学仪器系统中的电子传感器、新兴生物传感器和光电探测器等其他电流输出测量系统的性能在很大程度上取决于由光信号或其他非电信号转换成的电信号的放大[1-10]。这些电信号放大电路通常包含一个跨阻放大器(Transimpedance Amplifier, TIA), 而带负反馈的运算放大器通常用于 TIA。最典型的 TIA 拓扑结构是电阻反馈 TIA (Resistive Feedback TIA, RF-TIA), 由于反馈电阻直接与跨阻增益匹配, 因此这种拓扑结构简单且易于分析, 但反馈电阻产生的热噪声严重影响了系统的整体性能; 文献[11-15]提出了电容反馈 TIA (Capacitive Feedback TIA, CF-TIA) 来降低由反馈电阻产生的热噪声, 以及克服 CMOS 芯片中集成高电阻的难度。

项目来源: 山西省高等学校科技创新项目(2021L392)
收稿日期: 2022-05-16 修改日期: 2022-09-27

CF-TIA 的基本拓扑结构由一个积分器和一个级联微分器构成,如图 1 所示。直流反馈回路通常插入在第一级积分器中,它提供一个直流通路,以防止积分器的反馈电容 C_f 饱和,同时给运算放大器提供偏置。传统的直流反馈回路包括一个非反相积分器,用于滤除反馈路径上的直流分量,以及一个电阻 R_{dc},用于从输入节点输出直流分量。尽管较高的 R_{dc} 值是为了降低 R_{dc} 的热噪声电流,但它限制了运放输出电压范围的最大允许直流输入。直流输入在 R_{dc} 上的电压降应该小于运放的输出电压范围,而运放的输出电压范围通常略小于运放的电源电压。允许的直流输入越高,R_{dc} 的值就越低。

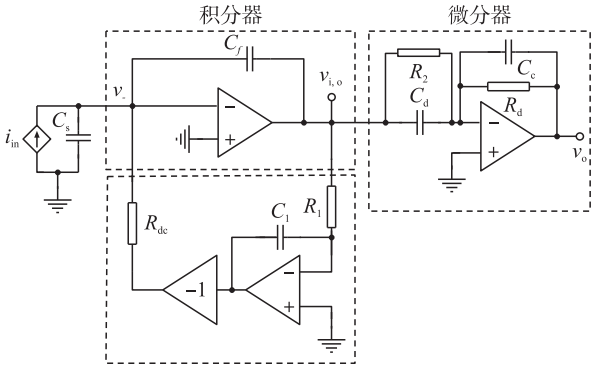


图 1　采用传统直流反馈回路的电容反馈跨阻放大器

在一些应用中如光学传感器,直流输入随背景光的量值而变化。尽管背景光的正常直流输入通常很低,但当强光直接入射到传感器上时,直流输入的最大可行值可能相当高。在最坏的情况下,TIA 必须在直流输入的预期最大值的顶部感知微弱的目标信号。然而,为了允许高的直流输入,R_{dc} 的值应当非常低,从而导致热噪声显著增加。更糟糕的是,即使在正常或低直流输入时,热噪声也会不断增加,从而降低系统的整体性能。

因此,为了克服传统 CF-TIA 的缺点,本文提出了一种在反馈回路中用晶体管代替 R_{dc} 的新的拓扑结构。尽管在直流反馈回路中采用晶体管的放电直流输入的方法是各种电路中广泛采用的方法之一,但这种方法尚未在 CF-TIA 中采用并从理论上进行分析。与采用电阻时产生的显著电压降相比,当采用晶体管时,高直流可以以更小的电压降流过基极-发射极(栅-漏),这样,电阻器的热噪声被晶体管的散粒噪声所取代。实际上,当假设直流输入恒定时,散粒噪声比热噪声要大。然而,如果直流动态范围从最小直流到最大直流的范围非常显著时,则本文所提出的拓扑结构在整体噪声性能方面具有明显优势。因为在正常情况下,直流输入远小于最大值,因此本文提出的拓扑结构可以比传统的拓扑结构具有更低的噪声。与传统 CF-TIA 的 CMOS 实现相比(其伪电阻的热噪声和散粒噪声同时存在),在噪声方面,这种优势更加明显。同时,本文还提出了一种补偿晶体管的寄生电容对系统稳定性不利影响的方法。具体来说,对于所提出的拓扑结构,提出并分析了与系统稳定性相关的诸如截止频率和衰减比等总体频率响应和设计参数,讨论了在直流反馈回路中加入额外的电容以确保系统的稳定性,而无论直流输入值如何。通过仿真和实验验证了所提出的 CF-TIA 方案的有效性。尽管本文中的电路采用分立元件实现,但提出的频率响应模型和稳定性分析适用于所有 CF-TIA 应用和 CMOS 芯片设计。

1　采用晶体管直流反馈通路的 CF-TIA

本节研究和分析了所提出的在直流反馈回路中采用晶体管的 CF-TIA,其拓扑结构如图 2 所示。晶体管 T_{dc} 作为一个可变电流接收器,在稳定状态条件下从信号通路拉动平均直流输入 I_{dc}。注意,高电流可以从只有一个低的基极-发射极(栅极-漏极)电压的集电极(漏极)流到发射极(栅极)。

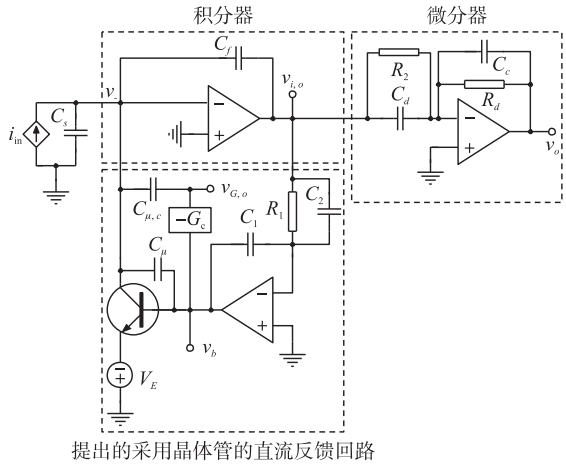


图 2　采用晶体管的直流反馈回路的电容反馈跨阻放大器

1.1　基本性能分析

首先,分析 CF-TIA 的基本性能。CF-TIA 的可实现带宽或者上限截止频率 f_H 受到运算放大器的增益带宽积(Gain-BandWidth Product,GBWP)f_{GBWP} 和 C_f 与 C_{in} 之间的比值的限制如下[11,13]:

$$f_H \leqslant f_{GBWP} \cdot \frac{C_f}{C_{in}+C_f} \tag{1}$$

式中:$C_{in}=C_s+C_{in,op}+C_\mu+C_{\mu,c}$ 是 TIA 输入端的总电容,包括传感器电容 C_s、运算放大器的输入电容 $C_{in,op}$、晶体管的基极-集电极(栅极-漏极)寄生电容 C_μ 和补偿 C_μ 效应的电容器电容 $C_{\mu,c}$。

设 i_{in} 为 CF-TIA 的输入电流，v_o 为 CF-TIA 的输出电压，则 CF-TIA 的总体平坦增益为：

$$\frac{v_o}{i_{in}}=\frac{C_dR_d}{C_f} \tag{2}$$

式中：C_d 和 R_d 构成第二级微分器。由于微分器的增益随着频率的增加而增加，直至被运放的开环增益滚降为止，因此 C_d 和 R_d 的乘积被约束为：

$$C_dR_d\leqslant\frac{f_{GBWP}}{2\pi f_H^2} \tag{3}$$

尽管双极性晶体管（Bipolar Junction Transistor，BJT）和场效应晶体管（Field-Effect Transistor，FET）都可以用作为 T_{dc}，但 FET 具有比 BJT 更高的寄生电容 C_μ，从而导致带宽减小，如式（1）所示。因此，本文采用 BJT 作为 T_{dc}。然后，为了使 T_{dc} 处于有源模式，必须设置适当的发射极电压 V_E，使集电极-发射极电压大于 0.7 V。此外，为了补偿 C_μ 对系统稳定性的影响，将总增益为 $-G_c$ 的反相放大器 $G(s)$ 和电容 $C_{\mu,c}$ 插入在 T_{dc} 的集电极和基极之间。

1.2 频率响应分析

接下来分析本文所提出的 CF-TIA 的频率响应。在积分器的反相输入节点，应用基尔霍夫电流定律得到[16]：

$$\begin{aligned}i_{in}&=sC_f(v_--v_{i,o})+sC_sv_-+\left(v_--\frac{v_{i,o}}{sC_1R_1}\right)sC_\mu+\\&\left(v_--G_c\frac{v_{i,o}}{sC_1R_1}\right)sC_{\mu,c}\overset{(a)}{=}\\&-v_{i,o}\left(\frac{s(C_f+C_s+C_\mu+C_{\mu,c})}{A(s)}+sC_f+\frac{G_cC_{\mu,c}-C_\mu}{C_1R_1}+\frac{g_m}{sC_1R_1}\right)\overset{(b)}{\approx}\\&-v_{i,o}\left(sC_f+\frac{\beta}{C_1R_1}+\frac{g_m}{sC_1R_1}\right)\end{aligned} \tag{4}$$

式中：$v_{i,o}$ 为第一级积分器的输出电压，$A(s)$ 为运算放大器的开环增益，$g_m(=I_{dc}/V_T)$ 为 T_{dc} 的跨导，I_{dc} 为直流输入，V_T 为热电压（在室温 295 K 时大约为 25 mV），C_1 和 R_1 构成直流反馈回路中的积分器，$\beta=G_cC_{\mu,c}-C_\mu$。在式（4）中，等式（a）来自于将 v_- 替换为 $-v_{i,o}/A(s)$，近似式（b）是由于 $|A(s)|$ 在系统带宽内非常高。

将式（4）改写为跨阻增益形式，得到积分器传递函数 $H_i(s)$ 为：

$$H_i(s)=\frac{v_{i,o}}{i_{in}}\approx-\frac{\frac{1}{C_f}s}{s^2+\frac{\beta s}{C_1R_1C_f}+\frac{g_m}{C_1R_1C_f}} \tag{5}$$

将式（5）改写为一个中心频率为 ω_0、阻尼系数为 $\zeta(=1/(2Q))$ 的二阶带通滤波器传递函数的标准形式得到：

$$H_i(s)=-\frac{C_1R_1}{\beta}\frac{2\zeta\omega_0s}{s^2+2\zeta\omega_0s+\omega_0^2} \tag{6}$$

式中：

$$\begin{cases}\omega_0=2\pi f_0\\f_0=\dfrac{1}{2\pi}\sqrt{\dfrac{g_m}{C_1R_1C_f}}\\\zeta=\dfrac{\beta}{2\sqrt{g_mC_1R_1C_f}}\end{cases} \tag{7}$$

现在来得到 $H_i(s)$ 的上、下截止频率 $f_{i,H}$ 和 $f_{i,L}$。根据 f_0 是 $f_{i,H}$ 和 $f_{i,L}$ 的几何平均值，且由式（5），可得：

$$\begin{cases}f_{i,H}\cdot f_{i,L}=\left(\dfrac{1}{2\pi}\right)^2\dfrac{g_m}{C_1R_1C_f}\\f_{i,H}+f_{i,L}=\dfrac{\beta}{2\pi C_1R_1C_f}\end{cases} \tag{8}$$

假设宽频带 $f_{i,H}\gg f_{i,L}$，即 $f_{i,H}+f_{i,L}\approx f_{i,H}$，则 $f_{i,H}$ 和 $f_{i,L}$ 可以表示为：

$$\begin{cases}f_{i,H}=\dfrac{\beta}{2\pi C_1R_1C_f}\\f_{i,L}=\dfrac{g_m}{2\pi\beta}\end{cases} \tag{9}$$

此外，根据 $\zeta\gg1/\sqrt{2}$ 的宽频带假设，表明 $f_{i,H}\gg f_{i,L}$，表示为：

$$\frac{\beta}{2\pi C_1R_1C_f}\geqslant\frac{g_m}{\pi\beta}>\frac{g_m}{2\pi\beta} \tag{10}$$

由式（5）中 β 和 $H_i(s)$ 的表达式可以看出，G_c 和 $C_{\mu,c}$ 确保电路的稳定性。在没有 G_c 和 $C_{\mu,c}$ 的情况下，β 变为负的，从而导致 $H_i(s)$ 中有两个正的实极点。如果系统有任意实部为正的极点，则输出部分发散无界，导致系统不稳定。$C_{\mu,c}$ 的值相对于总的输入电容要小到可以忽略不计的程度，才可使式（1）所示的可实现带宽最大化。

在稳定性方面，G_c 最好选高的值，这样使得系统能够在 $\zeta\geqslant1/\sqrt{2}$ 获得增益峰值，即使对于高的 g_m 值。注意，我们假设稳定性的决定基于最大限度平坦响应（巴特沃斯响应）的条件，这时 $\zeta=1/\sqrt{2}$。但是，G_c 受限于 $G(s)$ 的第一个极点频率应位于 f_0 之上的条件。需要注意的是，f_0 随 I_{dc} 的不同而不同，而且不考虑 f_0 超过系统带宽 f_H 的情况。根据上述讨论，得到以下条件：

$$\begin{cases}C_{\mu,c}\leqslant C_{in}\\G_c\leqslant\dfrac{f_{GBWP}}{f_H}\end{cases} \tag{11}$$

将微分器级联至积分器,将 $H_i(s)$ 与式(12)的微分器传递函数相乘,就得到总的 CF-TIA 传递函数 $H(s)$。

$$H_d(s)=\frac{R_d}{R_2}\left(\frac{1+sC_dR_2}{1+sC_cR_d}\right) \tag{12}$$

式中:C_c 用于稳定微分器且 $C_c=1/(2\pi R_d f_H)$,R_2 与 C_d 并联是为了在 $f_{i,H}$(见式(9))处产生 $H_d(s)$ 的一个零点,这样 $C_dR_2=C_1R_1C_f$。然后,$H_i(s)$ 的平坦增益乘以 R_d/R_2,而且在 $f_{i,H}$ 以外的 $H_i(s)$ 的下降就通过 $H_d(s)$ 的增加与引入的零补偿,由此得到的 $H(s)$ 就成为带通滤波器传递函数,其低截止频率 f_L 等于 $f_{i,L}$。图 3 所示为对于 I_{dc} 从 10 pA 增加到 10 μA 的 $|H_i(s)|$、$|H_d(s)|$ 和 $|H(s)|$,其中 $C_\mu=1$ pF,$C_{\mu,c}=1$ pF,$G_c=50$,$C_f=0.2$ pF,$C_d=1$ nF,$C_c=8.51$ pF,$R_d=2$ kΩ,$R_2=8.16$ kΩ,$C_1=10$ nF,$R_1=100$ kΩ。可见,随着 I_{dc} 的增加,ζ 减少。最终,增益达到峰值,如图 3 中的 $I_{dc}=10$ μA 所示。

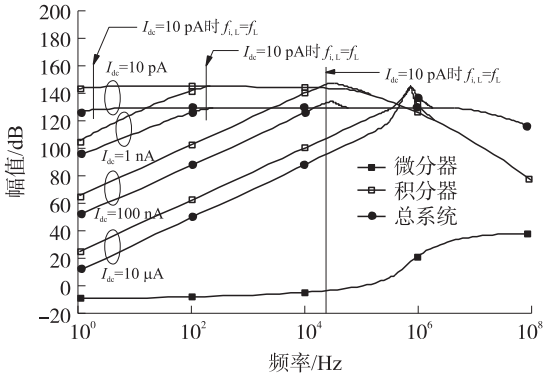


图 3　无 C_2 时对于 $I_{dc}=10$ pA、100 nA、1 nA 和 10 μA 的积分器、微分器和整个系统的传递函数

我们还可以额外加入与 R_1 并联的电容 C_2 来确保稳定性,而无论 I_{dc} 值如何。在 C_2 存在的情况下,按照式(4)和式(5)中的方法得到 $H_i(s)$ 为:

$$H_i(s)\approx-\frac{\dfrac{1}{(1+\gamma)C_f}s}{s^2+\dfrac{1}{1+\gamma}\left(\dfrac{\beta}{C_1C_fR_1}+\gamma\dfrac{g_m}{\beta}\right)s+\dfrac{g_m}{(1+\gamma)C_1C_fR_1}} \tag{13}$$

式中:γ 为控制 C_2 的值和系统稳定性的参数,满足 $\beta C_2=\gamma C_1C_f$。设计参数描述如下:

$$f_0=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{g_m}{(1+\gamma)C_1R_1C_f}} \tag{14}$$

$$\zeta=\frac{1}{2\sqrt{1+\gamma}}\left(\frac{\beta}{\sqrt{g_mC_1R_1C_f}}+\gamma\frac{\sqrt{g_mC_1R_1C_f}}{\beta}\right) \tag{15}$$

然后,根据 I_{dc} 的量值,把 $H_i(s)$ 的上、下频率分别在两种情况下表示。第一种情况是低 I_{dc} 与 $g_m\ll\beta^2/(\gamma C_1C_fR_1)$,即:

$$\begin{cases}f_{i,H}=\dfrac{\beta}{2\pi(1+\gamma)C_1C_fR_1}\\ f_{i,L}=\dfrac{g_m}{2\pi\beta}\end{cases} \tag{16}$$

第二种情况是高 I_{dc} 与 $g_m\gg\beta^2/(\gamma C_1C_fR_1)$,即:

$$\begin{cases}f_{i,H}=\dfrac{\gamma g_m}{2\pi(1+\gamma)\beta}\\ f_{i,L}=\dfrac{\beta}{2\pi\gamma C_1C_fR_1}\end{cases} \tag{17}$$

值得注意的是,如前所述,放置 R_2 是为了在式(16)的 $f_{i,H}$ 处生成 $H_d(s)$ 中的零点。

最后,将式(12)的 $H_d(s)$ 与式(13)的 $H_i(s)$ 相乘得到带通滤波器的频率响应 $H(s)$,其下截止频率(截止频率下限)为:

$$f_L=\begin{cases}\dfrac{g_m}{2\pi\beta} & g_m\leqslant\beta^2/(\gamma C_1C_fR_1)\\ \dfrac{\gamma g_m}{2\pi(1+\gamma)\beta} & g_m\geqslant\beta^2/(\gamma C_1C_fR_1)\end{cases} \tag{18}$$

注意,加入 C_2 降低了总体平坦增益 $1+\gamma$ 的因子。为了获得与不包括 C_2 时相同的平坦增益量值,R_d 或 C_d 应当乘以 $1+\gamma$ 的因子。根据算术几何平均不等式,式(15)的 ζ 有一个下界如下:

$$\zeta\geqslant\sqrt{\frac{\gamma}{1+\gamma}} \tag{19}$$

式中:当 $g_m=\beta_2/(\gamma C_1C_fR_1)$ 时,等号成立。对于 $\gamma=1$,无论 I_{dc} 值如何,稳定性始终由 $\zeta\geqslant1/\sqrt{2}$ 保证。图 4所示为加入 $C_2=40.8$ pF 以使 $\gamma=1$ 时,对于 I_{dc} 从 10 pA 增加到 10 μA 的 $|H_i(s)|$、$|H_d(s)|$ 和 $|H(s)|$,其中 $C_\mu=1$ pF,$C_{\mu,c}=1$ pF,$G_c=50$,$C_f=0.2$ pF,$C_d=1$ nF,$C_c=8.51$ pF,$R_d=2$ kΩ,$R_2=$

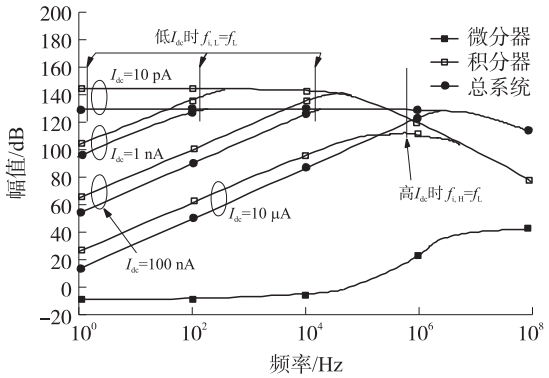


图 4　加入 $C_2=40.8$ pF 以使 $\gamma=1$ 时对于 $I_{dc}=10$ pA、100 nA、1 nA 和 10 μA 的积分器、微分器和整个系统的传递函数

8.16 kΩ，C_1 = 10 nF，R_1 = 100 kΩ；可以看到，加入 C_2 后，积分器的性能趋于稳定，从而使得系统的总体性能保持稳定状态，没有尖峰出现。

1.3 噪声性能分析

下面进行噪声性能分析。

通常把输入参考噪声模型用于噪声分析，作为比较输入信号和噪声电平。在这种拓扑结构中，将晶体管的电流噪声 i_{TR} 而不是电阻的热噪声加入到输入参考噪声表达式的典型均方根（Root Mean Square，RMS）[17] 中，即：

$$i_{N,RMS}=\sqrt{i_n^2+i_{TR}^2+\frac{(e_n 2\pi f_c(C_s+\beta))^2}{3}} \tag{20}$$

式中：i_n 为运算放大器的反相输入电流噪声，e_n 为运算放大器的差分电压噪声，噪声 i_{TR} 为 T_{dc} 的散粒噪声，其中 $i_{TR}^2 \approx 2qI_{dc}$，$q(=1.6\times10^{-19})$ 为电子电荷。注意，当采用 CMOS 工艺实现电路或 T_{dc} 采用 MOSFET 而不是 BJT 时，闪烁噪声可能很明显。然而，当假设信号带宽的范围较宽和采用非极小 MOSFET 面积时，闪烁噪声就可以忽略不计。

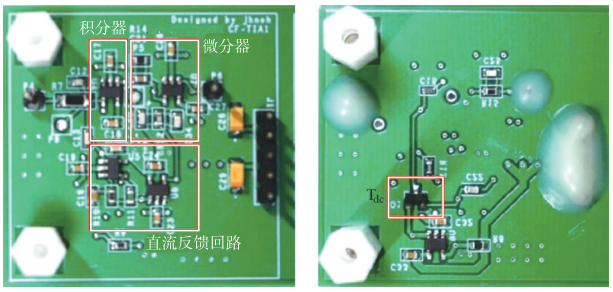
当 I_{dc} 的动态范围较宽时，本文所提出的 CF-TIA 相比于传统的 CF-TIA 具有更好的整体噪声性能，例如 I_{dc} 的动态范围从 100 nA（正常 I_{dc} 值）到 100 μA（期望的 I_{dc} 最大值）为 30 dB。由于最大 I_{dc} 值，传统 CF-TIA 的 R_{dc} 限制在 50 kΩ（$=V_s/100$ μA），其中电源电压 V_s 为 5 V，假设运算放大器的最大输出电压与电源电压相同。此时 R_{dc} 的热噪声电流变为 1 pA/$\sqrt{\text{Hz}}$（$=\sqrt{4kT/R_{dc}}$），其中 $k(=1.38\times10^{-23}$ J/K）为玻尔兹曼常数，$T(=300$ K）为绝对温度。这种热噪声电流即使在正常 I_{dc} 中也始终存在，它降低了整体噪声性能。然而，在本文所提出的 CF-TIA 中，电阻的热噪声电流被消除了，而且正常 I_{dc}（= 100 nA）的散粒噪声变成了 0.171 pA/$\sqrt{\text{Hz}}$（$=\sqrt{2qI_{dc}}$），大大低于 1 pA/$\sqrt{\text{Hz}}$ 的热噪声电流。

此外，本文所提出电路的噪声始终小于采用 CMOS 实现的传统 CF-TIA 电路[11,13] 的噪声。在传统的 CF-TIA 中，热噪声电流和散粒噪声电流同时存在，因为采用 CMOS 工艺实现传统的 CF-TIA，采用 MOS 器件实现的反馈电阻作为一个伪电阻存在。因此，传统 CMOS CF-TIA 的输入参考噪声表达式不仅包括反馈电阻的热噪声，还包括 MOS 的散粒噪声。然而，本文的式（20）只有散粒噪声项而没有热噪声项。

需要注意的是，这里的 β 与输入电容项的噪声贡献有关，即式（20）中的第三项。在确定 G_c 时，应该同时考虑对总的噪声和整体系统稳定性的影响。

2 仿真和实验结果

我们采用 PSpice 对所提出的电路进行实现和仿真，以此来验证所提出的传递函数和设计参数的分析。实现电路的照片如图 5 所示，全部电路都采用相同运放 OPA657（德州仪器）制作。OPA657 具有宽频带和低噪声的特点，其 f_{GBWP} 为 1.6 GHz，在室温下开环增益 A_{ol} 为 75 dB，$C_{in,op}$ 为 5.2 pF。需要注意的是，f_{GBWP} 不是调整参数，而是由于任意运放的工艺变化可以在最大±40%变化[1-2]。因此，即使数据表指定 f_{GBWP} 为 1.6 GHz，实际考虑 f_{GBWP} 为 1.28 GHz，即大约是典型值的 80%，以表明工艺变化。



(a) 正面 (b) 背面

图 5 电路硬件实现

为了比较仿真、实验和分析三者的结果，我们将所有分立元件的值等效设置为图 3 和图 4 分析示例中的设定值。结合激光位置传感器应用和其实际实现设定多个变量。对于激光位置传感器 QP154-Q（第一个传感器），设置 C_s 为 20 pF。取实际的分立电容 C_f 的最小值为 0.2 pF。通过采用具有低寄生电容的 MMBT5179 NPN 晶体管，C_μ 设置为 1 pF。由于 OPA657 输出的电容负载效应，C_d 值的上限约为 1 nF。此外，图 6 给出了用于仿真和实验的 $G(s)$ 的实现示例，其中分立元件的值 $R_{G,1}$ = 1 Ω，$R_{G,2}$ = 50 Ω，$R_{G,3}$ = 1 MΩ，C_G = 1 μF。$R_{G,3}$ 和 C_G 提供放大器交流耦合，以防止 $v_{G,o}$ 被直流元件饱和。基于上述参数，根据式（1）计算出最大可实现带宽为9.3 MHz，总的平坦增益幅度由式（2）确定为 5×10^6。

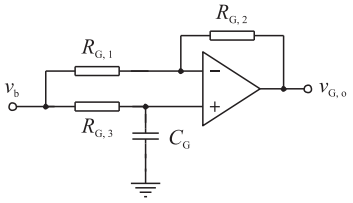
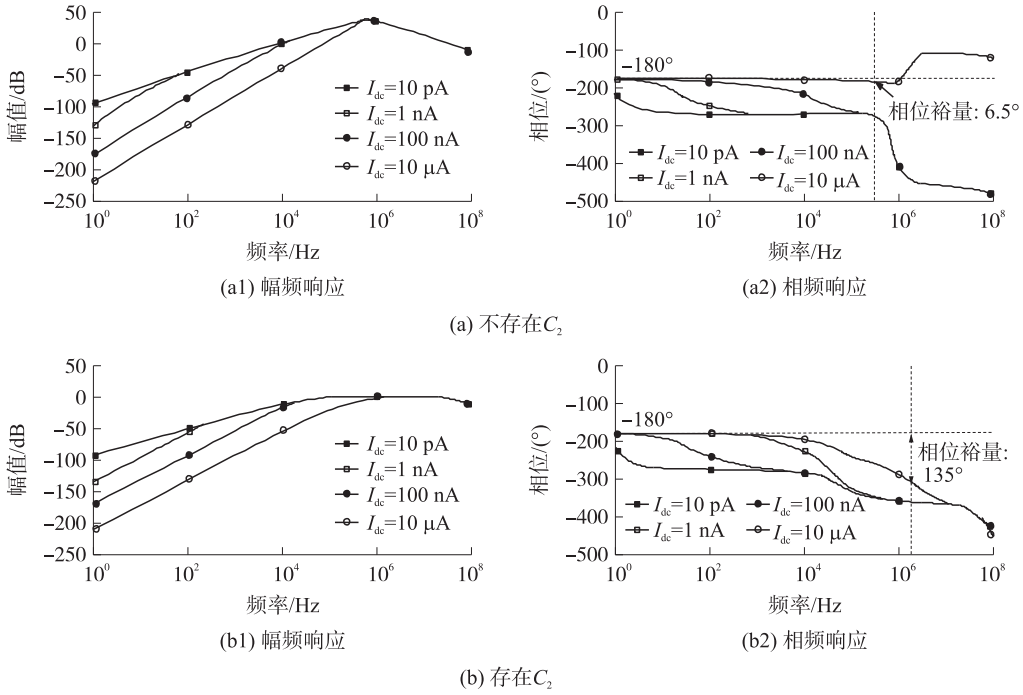


图 6 $G(s)$ 的实现

为了评价稳定性，通过仿真得到了环路增益的幅度和相位，如图 7 所示，包括存在 C_2 或不存在 C_2

两种情况。可以看到,在不存在 C_2 的情况下,对于低 I_{dc},尽管低频段的相位大约是-180°,但稳定性是由高增益裕量保证。在高频段,相位从-180°下降,导致在增益交叉点非常高的相位裕量,其中环路增益的幅度达到单位增益(0 dB);然而,随着 I_{dc} 的增大,相位开始下降的频率点显著增大。最终,对于图 7(a)中的 $I_{dc}=10$ μA,相位裕量在 6.5°时非常微弱,导致系统变得不稳定。这一结果与图 3 所示的分析结果一致,图 3 中 $I_{dc}=10$ μA 时出现增益峰值;在 C_2 存在的情况下,在增益交叉频率之前加零点。因此,我们可以用 C_2 确保足够的相位裕量。对于图 7(b)中 $I_{dc}=10$ μA 时,相位裕量变为 135°,这一结果也与图 4 所示的分析结果一致,图 4 中在 C_2 存在时,$I_{dc}=10$ μA 的增益峰值被阻止。



(a1) 幅频响应　(a2) 相频响应

(a) 不存在C_2

(b1) 幅频响应　(b2) 相频响应

(b) 存在C_2

图 7　积分器的环路增益的仿真结果

最后,积分器、微分器和整个系统的仿真和实验结果的频率响应如图 8 所示。可以看到,实验结果与仿真结果以及图 4 的分析结果吻合得非常好。唯一不同的是,实验结果大约在 f_H 处开始滚降,略低于仿真结果的滚降点。实验结果中的滚降点比仿真结果中的滚转点低可能有几个原因,例如 PCB 布局中的额外输入电容和电路元件参数的变化。主要原因还是由于工艺变化[16],使得实际实现中采用运放的 f_{GPWP} 小于数据表或仿真模型参数中记录的理想值。

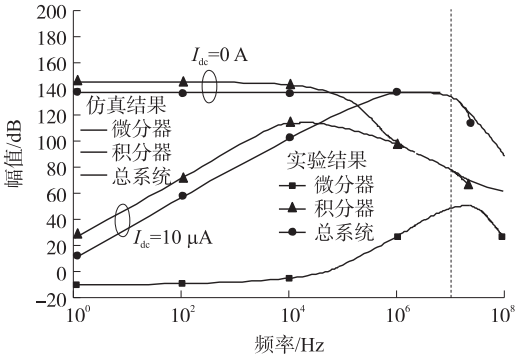


图 8　仿真和实验结果比较

4　结论

本文主要针对红外成像技术中的红外探测器光电转换放大电路进行了研究,提出了一种在直流反馈回路中采用晶体管的 CF-TIA,并分析了其高直流输入动态范围。本文的系统避免了传统 CF-TIA 的缺点,即最大直流输入的热噪声总是存在,即使在正常或低直流输入的情况下。在所提出的电路中,热噪声被随直流输入变化的散粒噪声所取代。因此,所提出的电路在正常或低直流输入下的整体噪声性能方面更具优势。此外,提出的电路补偿了晶体管的寄生电容的不利影响,因为这种不利影响将导致系统在频率响应中发散为正的实极点。分析了与系统稳定性相关的截止频率和衰减比等总体频率响应和设计参数,为提出的 CF-TIA 设计提供了有用的指导。此外,还提出了一种避免增益峰值的方法,而无论直流输入如何;分析、仿真和实验结果的一致性验证了所提出的 CF-TIA 及其分析;所提出的电路及其分析不局限于红外探测器的应用,可以应用于各种传感器测量如新兴的生物传感器、核科学仪器和光学接收器,以及其 CMOS 芯片设计。

参考文献：

[1] 钟晓康. 基于 CMOS 工艺的单片光电探测器及其放大电路设计[D]. 成都:电子科技大学,2018.

[2] 田静,刘树彬,郑其斌,等. 基于 AGET 芯片的 MPGD 探测器前端电子学设计[J]. 核电子学与探测技术,2016,36(4):430-434,443.

[3] 张健,张国光,唐利华,等. 三能段 X 射线成像数据采集系统设计[J]. 核电子学与探测技术,2021,41(4):581-588.

[4] 舒斌,颜科,仲顺顺. PIN-TIA 光电探测器光电流检测电路的 RLS 去噪[J]. 现代电子技术,2019,42(24):1-4,10.

[5] Serri M, Saeedi S. Ultra-Low-Noise TIA Topology for MEMS Gyroscope Readout [J]. AEU—International Journal of Electronics and Communications, 2020, 118(1):145-153.

[6] Crescentini M, Bennati M, Carminati M, et al. Noise Limits of CMOS Current Interfaces for Biosensors: A Review[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits & Systems,2017,8(2):278-292.

[7] 石丹,高博,龚敏. 一种用于生物信号采集的 CMOS 全差分前置跨阻放大器设计[J]. 半导体光电,2018,39(2):201-205,215.

[8] Psychalinos C,Minaei S,Safari L. Ultra low-Power Electronically Tunable Current-Mode Instrumentation Amplifier for Biomedical Applications[J]. AEU—International Journal of Electronics and Communications,2020,117(12):120-130.

[9] 郑朝霞,蒋潘婷,袁意辉,等. 一种适用于可穿戴式 PPG 信号检测的跨阻放大器:CN107565920A[P]. 2018-01-09.

[10] 坞东强,田进峰. 光电转换模块跨阻增益放大器参数校准电路及校准方法:CN108365897A[P]. 2018-08-03.

[11] Shahdoost S, Medi A, Saniei N. Design of Low-Noise Transimpedance Amplifiers with Capacitive Feedback[J]. Analog Integrated Circuits & Signal Processing,2016,86(2):233-240.

[12] Djekic D,Fantner G,Lips K,et al. A 0.1% THD,1-MΩ to 1-GΩ Tunable,Temperature-Compensated Transimpedance Amplifier Using a Multi-Element Pseudo-Resistor [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits,2018,53(7):1913-1923.

[13] Rajabzadeh M, Djekic D, Haeberle M, et al. Comparison Study of Integrated Potentiostats: Resistive-TIA, Capacitive-TIA, CT ΣΔ Modulator[C]//2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems(ISCAS), Florence,Italy,2018:1-5.

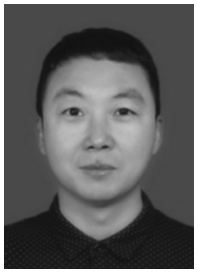
[14] Hberle M,Djekic D,Fantner G E,et al. An Integrator-Differentiator TIA Using a Multi-Element Pseudo-Resistor in its DC Servo Loop for Enhanced Noise Performance[C]//ESSCIRC 2018—IEEE 44th European Solid State Circuits Conference(ESSCIRC),Dresden,Germany,2018:294-297.

[15] 吴伟平,吴朝晖,王静,等. 一种高电容驱动低功耗 CMOS 跨阻放大器:CN106026948B[P]. 2019-02-12.

[16] Noh J H. Frequency Response Analysis and Design Rules for Capacitive Feedback Transimpedance Amplifier[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2020,69(12):9408-9416.

[17] Giusi G,Cannata G,Scandurra G,et al. Ultra-Low-Noise Large-Bandwidth Transimpedance Amplifier[J]. International Journal of Circuit Theory & Applications,2015,43(10):1455-1473.

白利慧(1982—),女,汉族,山西大同人,硕士,讲师,研究方向:电子信息技术,bailihui1982@ tom.com;



刘利峰(1981—),男,汉族,山西忻州人,博士,副教授,研究方向:电子信息技术;

王成勇(1987—),男,汉族,重庆渝北人,本科,助理工程师,研究方向:电子信息技术、装备质量监督与性能检测。