

宽频带电容层析成像系统模拟前端

朱世源, 岳士弘

(天津大学电气自动化与信息工程学院, 天津 300072)

摘要: 宽频带电容层析成像(ECT)是实现工业多相流可视化监测的关键技术之一。跨阻放大器(TIA)是电容层析成像系统模拟前端中的重要部件,其性能直接影响系统的最大带宽与分辨率。然而,传统的跨阻放大器的带宽、增益严重受限于同轴电缆和电路板寄生电容的影响,在高频、高增益情况下极易出现稳定性问题。针对该问题,基于低成本商用器件设计了新型隔离 T 形反馈跨阻放大器,对寄生电容进行隔离,提高跨阻放大器模拟前端的高频稳定性。实验结果表明,新型跨阻放大器在 54 dBΩ 的增益下,具有 684.63 MHz 的高带宽和 1.96 μA 的电流分辨率,并且能保持 45° 的相位裕度,满足电容层析成像系统的宽频带微弱电流的测量需求,较好地解决了高频稳定性问题。

关键词: 宽频带电容层析成像; I/V 转换器; 跨阻放大器

中图分类号: TP212.9

文献标志码: A

文章编号: 0493-2137(2026)10-1027-08

Analog Front-End for Wideband Electrical Capacitance Tomography System

Zhu Shiyuan, Yue Shihong

(School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: Wideband electrical capacitance tomography (ECT) is a key visualization technique for industrial multi-phase flow detection. The transimpedance amplifier (TIA) is an essential component of the analog front-end in ECT systems, and its performance directly affects the system's maximum bandwidth and resolution. However, the transimpedance bandwidth and gain of a traditional TIA are limited by the parasitic capacitance introduced by the coaxial cable and printed circuit board (PCB) trace. These parasitic components may cause resonance in a high-frequency or high-gain configuration. Based on low-cost commercial devices, a novel isolated T-feedback TIA was proposed to isolate the parasitic components, thereby enhancing high-frequency stability of the TIA analog front-end. The experimental results show that the proposed TIA achieves a high bandwidth of 684.63 MHz and a current resolution of 1.96 μA at a gain of 54 dBΩ, while maintaining a phase margin of 45°. The proposed TIA can meet the measurement requirements for wideband weak currents in an ECT system and effectively solve the problem of high-frequency stability.

Keywords: wideband electrical capacitance tomography; I/V converter; transimpedance amplifier

电容层析成像(electrical capacitance tomography, ECT)是一种先进的可视化技术。相比于其他层析成像技术,ECT 具有非侵入性、无辐射、成本低廉、成像速度快的显著优势^[1]。ECT 已广泛应用于工业多相流成像^[2-4]、流速测量^[5]、缺陷检测^[6]等关键工业领域。除了传统的工业检测领域,ECT 现已在生物医学

领域得到初步应用^[7-11]。生物组织的介电特性通常与激励频率相关,为获得更多信息,通常要求 ECT 系统具有宽频带激励、测量的能力^[10-11]。

ECT 系统的典型架构主要包括上位机、控制器、模数转换器(analog-to-digital convertor, ADC)、数模转换器(digital-to-analog convertor, DAC)、模拟前端

收稿日期: 2025-07-02; 修回日期: 2025-08-30.

作者简介: 朱世源(2000—),男,博士研究生, shiyuanzhu@tju.edu.cn.

通信作者: 岳士弘, shyue1999@tju.edu.cn.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61973232).

Supported by the National Natural Science Foundation of China(No. 61973232).

(analog front-end, AFE)、多路选通器(multiplexer, MUX)和电极阵列^[12-14]。以 16 电极 ECT 系统为例,其工作机制是使用 DAC 产生正弦激励电压,经 AFE 放大滤波后,通过第 1 个电极注入测量场域 Ω ,同时使用 ADC 测量其他 15 个电极上的边界电流。在完成一次激励后,控制 MUX 对激励、测量电极进行移位,对第 2 个电极进行激励。ECT 系统按此规律进行循环,直至 16 个电极均被激励,最终得到 240 个边界测量值。上位机利用边界测量值对 Ω 内的介电常数分布进行重建,从而得到目标分布图像。

I/V 转换器是 ECT 系统模拟前端中的关键组件,其作用是将测量电极上的微弱的边界电流转换为可测的电压信号^[3-4]。跨阻放大器(transimpedance amplifier, TIA)是 ECT 系统中常用的 I/V 转换器拓扑^[3,6,14],具有低负载效应、高增益的优点,非常适合微弱电流的测量。然而,实际传输线缆、印刷电路板(printed circuit board, PCB)的寄生电容^[14]以及运算放大器自身的输入电容不仅影响 ECT 测量的精度,而且导致 TIA 在高频时极易出现自激振荡,从而限制了 ECT 系统的最高带宽。目前,许多研究利用专用集成电路芯片(application specific integrated circuit, ASIC)技术制作高性能 TIA。Wang 等^[15]基于 0.18 μm CMOS 工艺设计了 281 MHz、86 dB Ω 的 TIA。Tan 等^[16]使用 0.18 μm CMOS 工艺制作了 240 MHz、86 dB Ω 的低输入噪声 TIA。Zhang 等^[17]使用 40 nm CMOS 工艺制作了 1.6 GHz、103 dB Ω 的低噪声 TIA,其输入噪声仅为 2.7 pA/Hz^{0.5}。尽管 ASIC 具有高带宽、高增益、低噪声等出色的性能,但 ASIC 的设计制作难度高、流片成本极其高昂,这与 ECT 技术降低成本的设计初衷相悖。本文基于低成本的商用器件,为宽频带 ECT 系统设计了稳定的高带宽、低噪声 TIA 模拟前端。

1 传统跨阻放大器

1.1 稳定性

理想 TIA 拓扑如图 1 所示,跨阻放大器的同相输入端接地,而反相输入端接入测量电极,使测量电极虚地。输入虚地使 TIA 具有极低的输入阻抗,降低了 TIA 的负载效应。同时,虚地避免了传输线、PCB 的寄生电容因负载变化引起的电压波动产生充电、放电电流,使测量结果更加精确。TIA 的输入电流 I_{in} 经反馈电阻 R_f 转换为电压信号 V_{out} ,则理想跨阻增益可定义为

$$T_{\text{ideal}} = V_{\text{out}} / I_{\text{in}} = R_f \quad (1)$$

实际中,直接使用理想 TIA 极易引起振荡。运算放大器具有共模、差模输入电容 C_{cm} 、 C_{dm} , PCB 线路与同轴传输线存在寄生电容 C_s , 如图 2 所示。则 TIA 的噪声增益可表示为

$$\frac{1}{\beta} = \frac{V_{\text{out}}}{V^+ - V^-} = sR_f C_{\text{in}} + 1 \quad (2)$$

$$C_{\text{in}} = C_{\text{dm}} + C_{\text{cm}} + C_s \quad (3)$$

式中: β 为反馈系数; V^+ 、 V^- 分别为同相、反相输入端电压; C_{in} 为总输入电容。

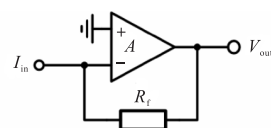


图 1 理想 TIA 拓扑

Fig.1 Topology of ideal TIA

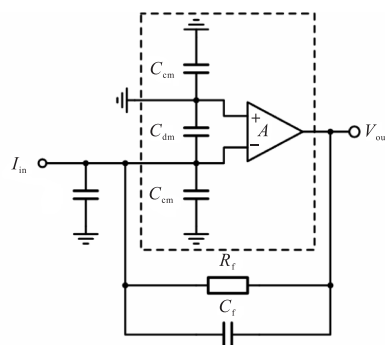


图 2 传统 TIA 电路拓扑

Fig.2 Traditional TIA circuit topology

如图 3 所示, C_{in} 在零点频率 $f_z = 1/(2\pi R_f C_{\text{in}})$ 处插入了一个零点。在微弱电流测量中,通常需要较高的跨阻增益,即较大的 R_f 值来确保被测信号放大后具有良好的信噪比。然而,更大的 R_f 值使 f_z 向更低的频率移动,使该零点使噪声增益 $1/\beta$ 与运算放大器开环增益的交越频率 f_c 处的闭合率达到 40 dB/(10 倍频程)。由 Barkhausen 稳定性条件可得, TIA 处于不稳定状态,需要采取补偿措施。工程中常见的补偿方法是在 R_f 处并联一个电容 C_f , 即最常见的 TIA 拓扑,如图 2 所示。此时的噪声增益变为

$$\frac{1}{\beta} = \frac{sR_f(C_f + C_{\text{in}}) + 1}{sR_f C_f + 1} \quad (4)$$

此时, C_f 在 $f_p = 1/(2\pi R_f C_f)$ 处又插入了一个极点,如图 3 所示。同时, f_z 移动至 $1/[2\pi R_f(C_f + C_{\text{in}})]$ 。通过选择合适的 C_f 值,使该极点位于 f_z 与 f_c 之间,降低闭合率,进而使 TIA 镇定。通常取 f_p 为低于 f_c 一个 10 倍频,即 $f_p = f_c/10$ 。此外,确保闭合率降低至

20 dB/(10 倍频程), 以获得更大的相位裕度。

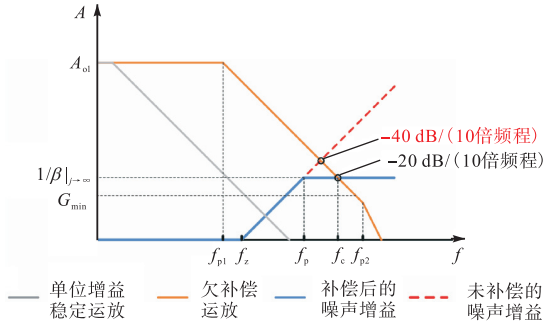


图3 补偿前后 TIA 的噪声增益

Fig.3 Noise gain of the TIA before and after compensation

1.2 带宽

为简化补偿设计, TIA 通常使用具有单位增益稳定性的运算放大器, 可建模为单极点模型, 即

$$A = \frac{A_{ol}\omega_0}{s + \omega_0} \quad (5)$$

$$f_{GBP} = \frac{(A_{ol} - 1)\omega_0}{2\pi} \quad (6)$$

式中: A 为开环增益; A_{ol} 为直流开环增益; ω_0 为开环增益极点的角频率; f_{GBP} 为增益带宽积。

TIA 的输出 V_{out} 可表示为

$$V_{out} = -A(V^+ - V^-) = V^- + Z_f \left(\frac{V^-}{Z_{in}} + I_{in} \right) \quad (7)$$

式中: Z_f 为 R_f 与 C_f 的并联阻抗值; Z_{in} 为 C_{in} 的阻抗值。

解式(7)得 TIA 的跨阻增益为

$$T = \frac{Z_f A}{A + Z_f/Z_{in} + 1} = \frac{\frac{A_{ol} R_f}{A_{ol} + 1} \frac{\omega_0 (A_{ol} + 1)}{R_f (C_f + C_{in})}}{s^2 + \frac{\omega_0 R_f [(A_{ol} + 1) C_f + C_{in}] + 1}{R_f (C_f + C_{in})} s + \frac{\omega_0 (A_{ol} + 1)}{R_f (C_f + C_{in})}} \quad (8)$$

由式(8)与 2 阶系统标准传递函数可得 T 的自然角频率 ω_n 、品质因数 Q 分别为

$$\omega_n = \sqrt{\frac{\omega_0 (A_{ol} + 1)}{R_f (C_f + C_{in})}} \quad (9)$$

$$Q = \frac{\omega_n}{\frac{\omega_0 R_f [(A_{ol} + 1) C_f + C_{in}] + 1}{R_f (C_f + C_{in})}} \quad (10)$$

由于 $A_{ol} \gg 1$, T 的自然频率与 Q 可分别近似为

$$f_n \approx \sqrt{f_z f_{GBP}} \quad (11)$$

$$Q \approx \frac{f_n}{f_{GBP} \frac{C_f}{C_f + C_{in}} + f_z} \quad (12)$$

令 T 为 $1/\sqrt{2}$ 可得 TIA 的 -3 dB 带宽为

$$f_{-3dB} = f_n \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2} + \sqrt{\frac{1}{4Q^4} - \frac{1}{Q^2} + 2}} \quad (13)$$

由式(9) ~ (13)可知, 在 C_{in} 不变的条件下, 并根据式(4)确定 C_f 的值, TIA 的带宽仅能通过增大运算放大器的 f_{GBP} 来提高。

2 基于欠补偿运算放大器的隔离 T 形反馈 TIA

单位增益稳定的运算放大器在其内部设计了足够的补偿, 从而大幅简化了各类放大电路的设计。但该类运算放大器的 f_{GBP} 普遍较低, 难以进一步提高 TIA 的带宽。欠补偿运算放大器没有设置足够的内部补偿, 因此具有更高的 f_{GBP} 与压摆率, 如图 3 所示。相比于单位增益稳定的运算放大器, 其更适合作为 TIA。

2.1 稳定性

欠补偿运算放大器具有最小增益值 G_{min} , 噪声增益需满足如下约束才能保证稳定性, 即

$$\lim_{f \rightarrow \infty} \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{C_{in}}{C_f} \geq G_{min} \quad (14)$$

此外, 由于没有足够的内部补偿, 欠补偿运算放大器的开环增益曲线在下降为 0 dB 前至少存在两个极点, 记为 f_{p1} 和 f_{p2} ($f_{p1} \ll f_{p2}$), 开环增益在 f_{p2} 之后的滚降率为 -40 dB/(10 倍频程), 若式(4)中的噪声增益曲线在 f_{p2} 之后与开环增益曲线相交, 闭合率将达到 40 dB/(10 倍频程), 导致欠补偿运算放大器不稳定, 因此需对 f_c 进行约束, 则有

$$f_c < f_{p2} \quad (15)$$

代入式(14)得

$$\frac{\omega_0}{2\pi} \left(\frac{A_{ol} C_f}{C_f + C_{in}} - 1 \right) < f_{p2} \quad (16)$$

2.2 T 形反馈网络

T 形反馈 (T-feedback, TF) 的 TIA 使用 3 个反馈电阻替代传统 TIA 中的单个反馈电阻, 如图 4(a) 所示。此时, 理想跨阻增益为

$$T_{TF, ideal} = R_a + R_b + R_a R_b / R_c = R_f \quad (17)$$

式中 R_a 、 R_b 、 R_c 为 T 形反馈网络的 3 个电阻阻值。

对图 4(a) 中电路进行 Y-Δ 变换, 如图 4(b) 所示。图中 R_1 、 R_2 、 R_3 可表示为

$$\begin{cases} R_1 = R_a + R_b + R_a R_b / R_c \\ R_2 = R_a + R_c + R_a R_c / R_b \\ R_3 = R_b + R_c + R_b R_c / R_a \end{cases} \quad (18)$$

需注意式(18)中, Y-△变换得到的 $R_1 = R_f$.
加入 T 形反馈网络后的噪声增益可表示为

$$\frac{1}{\beta_{TF}} = \frac{sR_1R_2(C_f + C_{in}) + R_1 + R_2}{sR_1R_2C_f + R_2} \quad (19)$$

由式(17)可得零、极点频率分别为

$$f_{z,TF} = \frac{1}{2\pi(R_1//R_2)(C_f + C_{in})} \quad (20)$$

$$f_{p,TF} = \frac{1}{2\pi R_1 C_f} \quad (21)$$

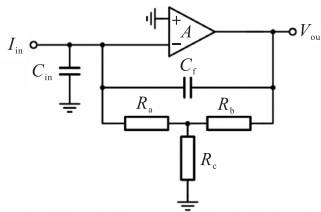
由式(18)可知, T 型电阻网络并不改变噪声增益曲线的极点位置, 但是零点频率向更高频移动. 由于第 2 极点距离主极点较远, 欠补偿运算放大器的开环增益可用单极点模型近似, 则 TF-TIA 的跨阻增益为

$$T_{TF} = \frac{A_{ol}R_1R_2}{(A_{ol}+1)R_2+R_1} \frac{\omega_A(A_{ol}+1+R_1/R_2)}{R_1(C_f+C_{in})} \left/ \left\{ s^2 + \frac{\omega_A(R_1//R_2)[(A_{ol}+1)C_f+C_{in}]+1}{(R_1//R_2)(C_f+C_{in})} s + \frac{\omega_A(A_{ol}+1+R_1/R_2)}{R_1(C_f+C_{in})} \right\} \right. \quad (22)$$

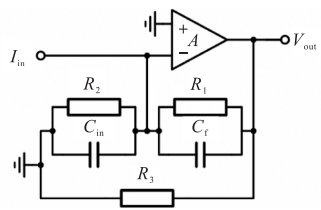
由式(22)与 2 阶系统标准传递函数可得 T_{TF} 的自然频率 $f_{n,TF}$ 和品质因数 Q_{TF} , 并代入 $f_{z,TF}$ 化简得

$$f_{n,TF} = \sqrt{f_{z,TF} f_{GBP}} \quad (23)$$

$$Q_{TF} = \frac{\sqrt{f_{z,TF} f_{GBP}}}{f_{GBP} \frac{C_f}{C_f + C_{in}} + f_{z,TF}} \quad (24)$$



(a) T 形反馈网络 TIA



(b) Y-△变换后的 TIA

图 4 TF-TIA 电路拓扑
Fig.4 TF-TIA circuit topology

2.3 输入隔离电阻

在实际中, 同轴电缆的中心导体与其屏蔽层形成的寄生电容可达 100 pF/m 左右. ECT 系统的线缆长度根据测量场域 Ω 的大小与设备安装位置确定, 一般为 0.5 ~ 3.0 m. 可见, 同轴电缆引入了很大的 C_s , 严重影响了 TIA 的稳定性. 为缓解同轴电缆寄生电容的影响, 本文提出一种隔离 T 形反馈 (isolated T-feedback, ITF) 来提高 TIA 的相位裕度. 本文在 TIA 的输入端串联一个电阻 R_{iso} , 将 C_s 与运算放大器的 C_{cm} 、 C_{dm} 隔离, 如图 5 所示. ITF-TIA 的跨阻增益为

$$T_{ITF} = A_{ol}\omega_0 R_1 R_2 \left/ \left\{ R_{iso} R_1 R_2 C_s (C'_{in} + C_f) s^3 + [R_f (C'_{in} + C_f + C_s) + R_{iso} C_s (R_1 + R_2) + \omega_0 R_{iso} R_1 R_2 C_s (C'_{in} + A_{ol} C_f)] s^2 + [R_1 + R_2 + \omega_0 R_1 R_2 (C'_{in} + C_s + A_{ol} C_f) + \omega_0 R_{iso} C_s (R_1 + A_{ol} R_2)] s + \omega_0 (R_1 + A_{ol} R_2) \right\} \right. \quad (25)$$

$$C'_{in} = C_{dm} + C_{cm} \quad (26)$$

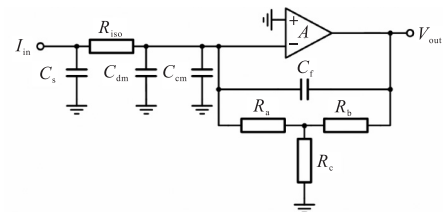


图 5 隔离 T 形反馈 TIA 电路拓扑
Fig.5 ITF-TIA circuit topology

由于 T_{ITF} 为高阶函数, 因此本文使用 LTspice 软件对增加 R_{iso} 前后, 相同带宽 TIA 的相位裕度进行仿真. 在仿真中使用单极点压控电压源作为理想运算放大器, 并设 $C'_{in} = 5$ pF, $A_{ol} = 80$ dB, 极点频率为 100 kHz, 则 f_{GBP} 为 1 GHz. 设跨阻增益为 500 Ω , 则 $R_a = R_b = R_c = 166.67 \Omega$. 此外, 设 $R_{iso} = 50 \Omega$ 、 $C_s = 100$ pF. 为保持相同的带宽, 增加 R_{iso} 前后的 C_f 分别设为 10 pF 与 1 pF. TIA 带宽、环路增益及相位的仿真结果如图 6 所示. 由图 6(c)可知, 在相同的带宽下, 增加 R_{iso} 前的相位裕度为 74.28°, 增加 R_{iso} 后的相位裕度提高至 81.36°, 有效缓解寄生电容的影响.

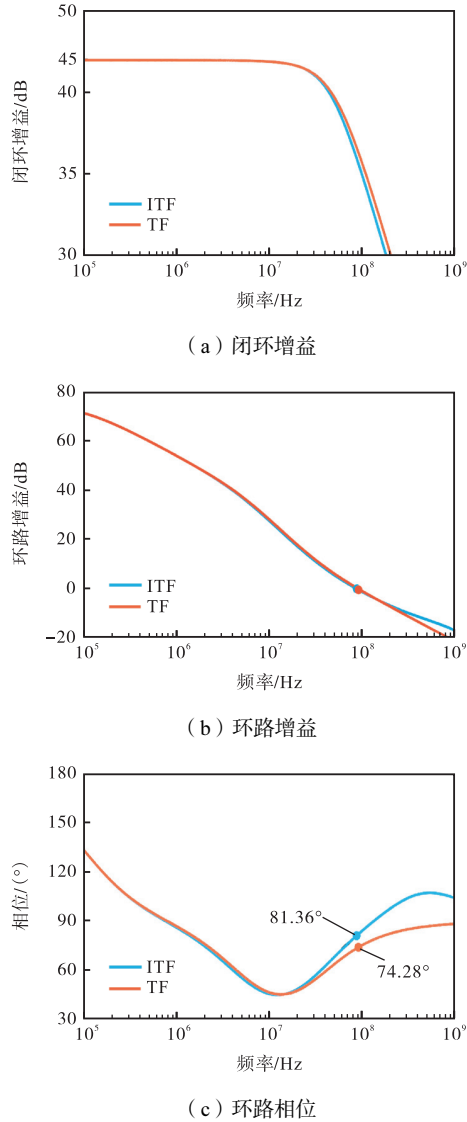


图 6 ITF 与 TF TIA 的 SPICE 仿真结果

Fig.6 SPICE simulation results of ITF and TF TIA

3 测试结果

3.1 TIA 参数设置与 PCB 设计

ITF-TIA 的原理如图 7 所示, 由于 ECT 的边界电流值一般为数百 μA 至几 mA , 而 ADC 的输入范围通常为数百微伏至几伏, 因此选择跨阻增益为 $500\ \Omega$ ($54\ \text{dB}\Omega$) 较为合理. 受限于实际中 E 系列电阻的阻值范围, 本文取 $R_a = R_b = R_c = 165\ \Omega$ 电阻搭建 T 形电阻网络. TIA 使用具有 $f_{\text{GBP}} = 8\ \text{GHz}$ 的超高速低噪声欠补偿运算放大器 TI OPA855, 以最大化 TIA 带宽并减少噪声. OPA855 的 C_{dm} 、 C_{cm} 分别为 $0.2\ \text{pF}$ 、 $0.6\ \text{pF}$, G_{min} 为 $7\ \text{V/V}$. 本文选取 C_f 为 $0.6\ \text{pF}$, 并在反相输入端与隔离电阻之间增加一个电容 $C_{\text{comp1}} = 3.0\ \text{pF}$, 使 $1/\beta|_{f \rightarrow \infty} = 7.33 > G_{\text{min}}$, 满足稳定性约束. R_{iso} 选用 $50\ \Omega$ 电阻, 既能隔离寄生电容, 也能匹配传输

线阻抗^[18]. 由于 OPA855 是双极性运算放大器, 具有较大输入偏置电流, 因此在其同相输入端放置输出调零电阻 R_{oz} , 本文取 $R_{\text{oz}} = 200\ \Omega$. 同时, 为减少 R_{oz} 引入的噪声, 在 R_{oz} 上并联一个 $1\ \mu\text{F}$ 电容 C_{oz} .

为避免后级电路对 ITF-TIA 的影响, 本文在 ITF-TIA 的输出增加一个缓冲放大级. 为节约器件成本, 该级电路同样使用 OPA855 搭建, 设电压增益为 $2\ \text{V/V}$ ($6\ \text{dB}$), 此处取 $R_f = R_g = 100\ \Omega$. 由于电阻热噪声与其阻值呈正比, 为进一步减少 AFE 输出噪声, 本文选取两个 $100\ \Omega$ 的小电阻作为同相放大器的增益电阻与反馈电阻. 由于 $2\ \text{V/V}$ 的增益小于 G_{min} , 因此需对放大器使用 Lead-Lag 补偿, 在同相输入端与反相输入端之间增加 RC 串联网络, 以满足欠补偿稳定性要求. 考虑到实际电阻阻值, 补偿电阻 R_{comp} 和电容 C_{comp} 分别设为 $20\ \Omega$ 和 $82\ \text{pF}$.

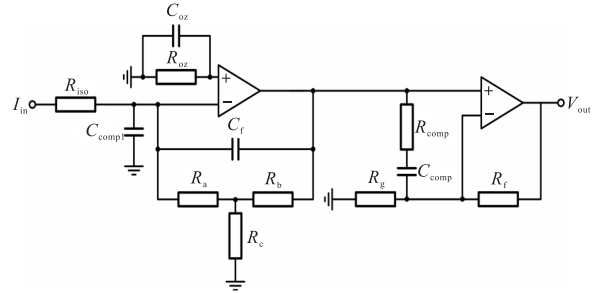


图 7 ITF-TIA 原理

Fig.7 Principle of the ITF-TIA

ITF-TIA 模拟前端实物图如图 8 所示. ITF-TIA 与缓冲放大级信号链路中所有无源器件均使用 0201 或 0402 的小型封装, 减少器件自身寄生参数对性能的影响. 信号链路中电阻均使用 0.1% 精度的低温漂电阻, 电容使用 5% 精度的 C0G MLCC 电容, 保证 ITF-TIA 工作在较高频率时的精度. ITF-TIA 模拟前端具有 $\pm 2.5\ \text{V}$ 双电源轨, 考虑到高频时运算放大器的电源纹波抑制比急剧下降, 本文在电源输入处加入 $1\ \text{k}\Omega@100\ \text{MHz}$ 的磁珠减少来自电源轨的高频干扰, 并使用 $100\ \text{nF}$ 、 $1\ \text{nF}$ 、 $100\ \text{pF}$ 3 种电容并联组成宽频带去耦网络. ITF-TIA 使用 4 层 FR4 PCB 制作, 并将运算放大器的输入引脚、输出引脚、反馈环路周围以

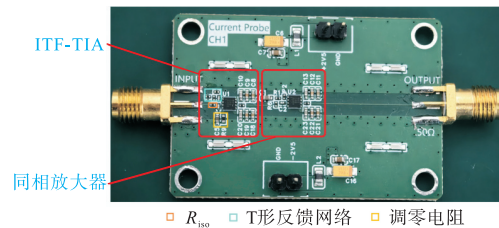


图 8 ITF-TIA 实物图

Fig.8 Photograph of the ITF-TIA

及下方的铜箔完全去除,以减少 PCB 引入的寄生电容。

3.2 TIA 带宽测试

本文使用 Rohde&Schwarz ZVB8 (8 GHz) 矢量网络分析仪测量 TIA 的带宽。由于现有商用电流源的输出大多为低频大电流,无法产生高频弱电流,本文制作了一个简易的 V/I 转换电路,如图 9 所示。图中, R_4 为 $50\ \Omega$ 阻抗匹配电阻, R_5 为限流电阻。通过矢量网络分析仪测量 S_{21} 参数即可得到 TIA 的带宽, S_{21} 与跨阻增益的关系为

$$S_{21} = 20 \lg \frac{V_{\text{port2}}}{V_{\text{port1}}} = 20 \lg \frac{I_{\text{out}} T_{\text{ITF}}}{V_{\text{port1}}} + 6 \quad (27)$$

式中: V_{port1} 、 V_{port2} 分别为矢量网络分析仪端口 1 与端口 2 的电压; I_{out} 为简易 V/I 转换电路的输出电流,即

$$I_{\text{out}} = V_{\text{port1}} / (R_5 + R_{\text{iso}}) \quad (28)$$

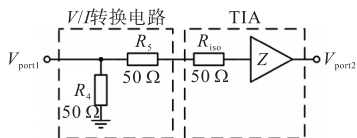


图 9 简易 V/I 转换电路拓扑

Fig.9 Simple V/I converter circuit topology

矢网的输出功率、频率范围、中频带宽、测量点数分别设置为 $-20\ \text{dBm}$ 、 $[300\ \text{kHz}, 1\ \text{GHz}]$ 、 $1\ \text{kHz}$ 、 1001 。矢网与 V/I 转换器、ITF-TIA 的连接方式如图 10 所示,测量结果如图 11 所示。图 11 中, M_1 标记位

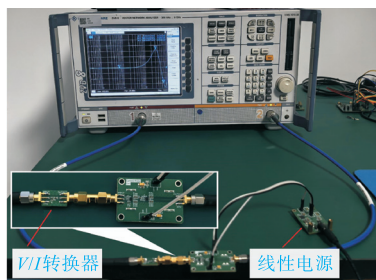


图 10 带宽测试环境

Fig.10 Bandwidth testing environment

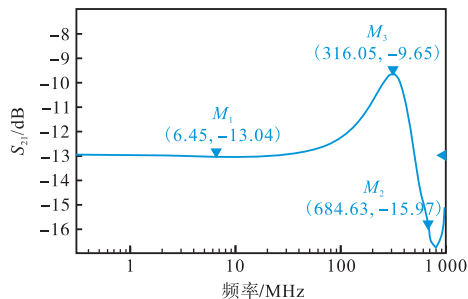


图 11 S_{21} 参数测量结果

Fig.11 Measurement result of parameter S_{21}

于 ITF-TIA 的幅频响应平坦区域,其 S_{21} 值为 $-13.04\ \text{dB}$ 。 M_2 标记的 S_{21} 值为 $-15.97\ \text{dB}$,比 M_1 标记处小约 $3\ \text{dB}$,表明 ITF-TIA 的带宽为 $684.63\ \text{MHz}$ 。 M_3 标记位于 ITF-TIA 的谐振峰值点,其 S_{21} 值为 $-9.65\ \text{dB}$,比 M_1 标记处大约 $3\ \text{dB}$,表明 ITF-TIA 的相位裕度大致为 45° 。

3.3 TIA 输出线性度

由于第 3.2 节中制作的简易 V/I 转换电路产生的电流精度较低,本文使用具有良好的输出电流线性度的跨导放大器 TI OPA615 对 ITF-TIA 的输出线性度进行测试。测试环境如图 12 所示,本文使用鼎阳 SDG7102 (1 GHz, 5 GSa/s) 函数信号发生器产生高精度正弦电压输入至 OPA615。OPA615 的输出端板载 $100\ \Omega$ 负载电阻,其低端经同轴转接器连接到 ITF-TIA。本文使用 Tektronix DPO7354 (3.5 GHz, 40 GSa/s) 对 ITF-TIA 的输出电压进行测量。

OPA615 跨导增益典型值为 $35\ \text{mA/V}$,当输入电压较高时 ($> \pm 80\ \text{mV}$),其线性度出现恶化。为保证实验结果的准确性,本文设置 SDG7102 的输出电压从 $5\ \text{mV}$ 开始,以 $5\ \text{mV}$ 步进至 $50\ \text{mV}$,输出频率为 $100\ \text{MHz}$ 。不同电流下测得的 ITF-TIA 输出电压如图 13 所示。由图中可知, TIA 的最大增益误差为 13.30% ,线性度较好。

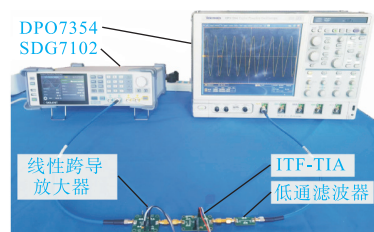


图 12 线性度测试环境

Fig.12 Linearity testing environment

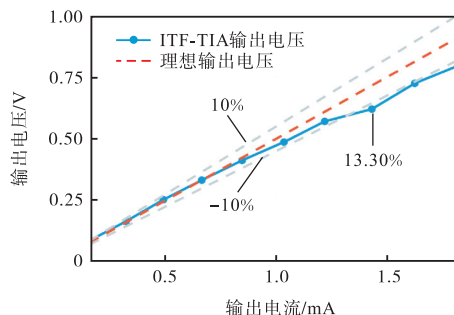


图 13 ITF-TIA 输出线性度

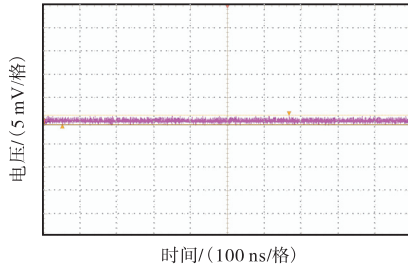
Fig.13 Output linearity of ITF-TIA

3.4 TIA 噪声测试

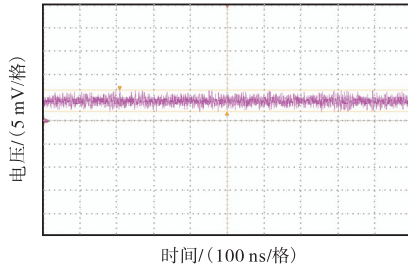
过大的噪声会降低 TIA 的信噪比,从而影响 TIA 的电流分辨率。本文使用 DPO7354 示波器测量

TIA 的噪声, 示波器采样率设置为 40 GSa/s, 垂直刻度为 5 mV/格, 输入带宽限制为 1 GHz, 输入阻抗为 50 Ω . 为减少示波器探头引入的误差, TIA 的输出通过同轴线直接连接至示波器. TIA 的输出噪声、示波器本底噪声测量结果如图 14 所示, 其中 TIA 的输出噪声的标准差 $\bar{V}_{n,TIA}$ 为 348.9 μV , 示波器本底噪声的标准差 $\bar{V}_{n,Osc}$ 为 160.5 μV . TIA 的等效输入噪声为

$$\bar{I}_{n,in} = \frac{2\sqrt{\bar{V}_{n,TIA}^2 - \bar{V}_{n,Osc}^2}}{10^{\frac{(54+6)\text{dB}\Omega}{20}} \sqrt{f_{-3\text{dB,ITF}}}} = \frac{2\sqrt{(348.9\mu\text{V})^2 - (160.5\mu\text{V})^2}}{1\text{k}\Omega \times \sqrt{684.63\text{MHz}}} = 23.68\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (29)$$



(a) 示波器本底噪声



(b) ITF-TIA 输出噪声

图 14 噪声测量结果

Fig.14 Measurement results of noise

得益于 OPA855 自身极低的噪声, 使 ITF-TIA 具有较低的等效输入噪声. 在最低信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 为 10 dB 时, TIA 的最小输入电流为

$$I_{n,min} = 10^{\frac{\text{SNR}}{20}} \bar{I}_{n,in} \sqrt{f_{-3\text{dB,ITF}}} = 1.96\mu\text{A} \quad (30)$$

OPA855 的最大输出摆幅为 3 V_{pp}, 则 ITF-TIA 的最大输入电流 $I_{n,max}$ 可达 6 mA, 即动态范围为 69.72 dB.

表 1 中对比了 ITF-TIA 以及其他研究中 ASIC TIA 与商用器件 TIA 的性能. 由表中可知, 相较于现有 ECT 系统中使用商用器件的 TIA^[19], ITF-TIA 在测量带宽方面具有明显优势. 与 ASIC TIA 相比, 虽然 ITF-TIA 在带宽、增益、动态范围等性能参数仍有

差距, 但在相同的跨阻增益下, 本文设计的 TIA 的噪声水平已低于一些基于 ASIC 的 TIA (60 dB Ω 低增益模式, 39 pA/Hz^{0.5})^[15]. 由于 ECT 成像存在病态性, 边界测量值的噪声对其成像质量有较大影响, 而 ITF-TIA 模拟前端的低噪声能有效提高测量信号的信噪比, 从而提高 ECT 成像质量.

表 1 TIA 性能对比

Tab.1 TIA performance comparison

研究方法	跨阻增益/ dB Ω	带宽/ MHz	输入噪声/ (pA/Hz ^{0.5})	动态范围/ dB
文献[17]	103	1 600	2.7	
文献[16]	86/60	240/250	3.1/39	66
文献[15]	86	281	4.68	74
文献[19]	109/93	0.75		
本文方法	54+6	684.63	23.86	69.72

4 结 语

本文基于低成本商用器件设计制作了一款适用于宽频带 ECT 系统微弱电流测量的 ITF-TIA 模拟前端. ITF-TIA 通过使用 T 形反馈网络与输入端隔离电阻, 提升了电路相位裕度, 并缓解了传输线缆和 PCB 线路中寄生电容的影响. 实验结果表明 ITF-TIA 具有 54 dB Ω 的跨阻增益、684.63 MHz 的高带宽和较好的输出线性度. 此外, ITF-TIA 的输入噪声低至 23.86 pA/Hz^{0.5}, 电流分辨率为 1.96 μA , 动态范围可达 69.72 dB.

ITF-TIA 模拟前端为研制高频、宽频带频差 ECT 系统提供了可靠的硬件基础. ITF-TIA 模拟前端的高带宽进一步提高了 ECT 系统的测量范围, 能在更宽的频带上实现频差测量以获取更多目标信息. ITF-TIA 的低噪声提高了测量信号的 SNR, 从而提高 ECT 成像质量. 此外, 更高的相位裕度增加了测量电路的稳定性, 提高了 ECT 系统在恶劣测量环境下的鲁棒性.

参考文献:

- [1] Tiwari V K, Meribout M, Khezzar L, et al. Electrical tomography hardware systems for real-time applications: A review[J]. IEEE Access, 2022, 10: 93933-93950.
- [2] Cui Z Q, Xia Z H, Wang H X. Electrical capacitance tomography sensor using internal electrodes[J]. IEEE Sensors Journal, 2020, 20(6): 3207-3216.
- [3] Tan C, Huang S Y, Liang G H, et al. Electrical resistance/capacitance dual-mode tomography based on dual-frequency response[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2023, 72: 4505511.

- [4] Shalaby A M, Shalaby M, Shamisah Othman N, et al. High-speed flow imaging with adaptive electrical capacitance tomography for improved accuracy[J]. *IEEE Access*, 2024, 12: 162499-162507.
- [5] Saoud A, Mosorov V, Grudzien K. Measurement of velocity of gas/solid swirl flow using electrical capacitance tomography and cross correlation technique[J]. *Flow Measurement and Instrumentation*, 2017, 53: 133-140.
- [6] Jin Y X, Chen S, Lin Y B, et al. An electrical capacitance tomography system for insulation defects detection in power cables[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2025, 25(9): 15923-15934.
- [7] 车权齐. 面向体外血栓在线监测的电容层析成像系统设计[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2023.
Che Quanqi. Development of Electrical Capacitance Tomography System for Online Monitoring of Extracorporeal Thrombus[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2023 (in Chinese).
- [8] Taruno W P, Baidillah M R, Sulaiman R I, et al. 4D brain activity scanner using electrical capacitance volume tomography(ECVT)[C]//2013 IEEE 10th International Symposium on Biomedical Imaging(ISBI). San Francisco, USA, 2013: 1006-1009.
- [9] Taruno W P, Baidillah M R, Sulaiman R I, et al. Brain tumor detection using electrical capacitance volume tomography(ECVT)[C]//2013 6th International IEEE/EMBS Conference on Neural Engineering(NER). San Diego, USA, 2013: 743-746.
- [10] Zhu H Y, Wang B L, Soleimani M, et al. A wideband contactless electrical impedance tomography system[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2024, 73: 4502414.
- [11] Jin G, Zhuang W, Qin M X, et al. Experimental study of cerebral hemorrhage imaging based on frequency-differential electrical capacitance tomography[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2025, 74: 4508514.
- [12] 魏喜成. 基于 FPGA 的三维 ECT 测量系统设计与实现[D]. 沈阳: 东北大学, 2021.
Wei Xicheng. Design and Implementation of 3D ECT Measurement System Based on FPGA[D]. Shenyang: Northeastern University, 2021 (in Chinese).
- [13] 张 政. 基于电容层析成像技术的多相流非侵入式检测系统开发[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2022.
Zhang Zheng. Development of Non-Invasive Multiphase Flow Detection System Based on Electrical Capacitance Tomography Technology[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2022 (in Chinese).
- [14] Rodriguez-Frias M A, Yang W Q. Dual-modality 4-terminal electrical capacitance and resistance tomography for multiphase flow monitoring[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2020, 20(6): 3217-3225.
- [15] Wang X Y, Ma R, Li D, et al. A low walk error analog front-end circuit with intensity compensation for direct ToF LiDAR[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2020, 67(12): 4309-4321.
- [16] Tan X F, Li K Y, Guo J P. A low-noise and high-accuracy transimpedance amplifier exploiting power-on-calibration technique for LiDAR[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2022, 71: 2003810.
- [17] Zhang Z, Zhang Y D, Xu Y Q, et al. A wideband low-noise linear LiDAR analog front-end achieving 1.6 GHz bandwidth, 2.7 pA/Hz^{0.5} input-referred noise, and 103 dB Ω transimpedance gain[J]. *IEEE Solid-State Circuits Letters*, 2024, 7: 131-134.
- [18] 王春波. 高频激励的 ECT 系统前端研究[D]. 天津: 中国民航大学, 2022.
Wang Chunbo. Research on the Front, End of ECT System with High Frequency Excitation[D]. Tianjin: Civil Aviation University of China, 2022 (in Chinese).
- [19] Chowdhury S M, Marashdeh Q M, Teixeira F L. Electronic scanning strategies in adaptive electrical capacitance volume tomography: Tradeoffs and prospects[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2020, 20(16): 9253-9264.

(责任编辑: 孙立华)