采用源退化电流镜和 DTMOS 晶体管的生物阻抗传感器用 2.5 μW、30nV/$\sqrt{\text{Hz}}$ 仪表放大器

Yu Xue，*IEEE* 学生会员，Kwantae Kim，*IEEE* 高级会员，

arXiv:2601.01232v1 [eess.SP] 3 Jan 2026

摘要—**本文提出一种面向生物阻抗传感应用的低功耗、低噪声仪表放大器（IA）。该设计基于增益增强型翻转电压跟随器（FVF）跨导（TC）级，并结合两种互补电路技术以提升噪声性能。为在输入等效噪声与可用电压余量之间实现最佳平衡，采用源退化电流镜（SDCM），与传统电流镜结构相比，输入等效噪声降低了 7.95%。此外，采用动态阈值 MOSFET（DTMOS）方案来提高有效跨导，使输入等效噪声进一步降低 11.66%。在 28 纳米 CMOS 工艺下进行仿真表明，所提出的仪表放大器实现了 30 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$ 的输入等效噪声底和 1.44MHz 的带宽，同时仅消耗 2.5 μW 功耗，电源电压为 0.8 V。与基准设计相比，所提出的方法在不降低噪声性能的情况下，将功耗降低了 32.4%。本文公开了完整的设计参数，以确保结果可复现并促进后续开发。**

索引词—**生物阻抗（BioZ）、漏极调节放大器、动态阈值 MOS（DTMOS）、翻转电压跟随器（FVF）、增益增强共源共栅、输入等效噪声、环路增益、源退化电流镜（SDCM）。**

I. 引言

BIOIMPEDANCE 生物阻抗（BioZ）传感已成为生理监测的一种重要方式，它利用生物组织随频率变化的特性，实现生命体征的实时估计。其应用涵盖临床和消费领域，包括心率 [1], 呼吸 [2],血糖监测 [3], [4], 手势识别 [5], 以及早期癌症检测 [6]。紧凑型可穿戴 [1], [7]和植入式 [3]设备对预算受限情况下的高保真生物阻抗（BioZ）测量提出了需求。由于电池供电设备日趋小型化，低功耗模拟前端至关重要。这推动了对模拟前端的广泛研究 [1], [2], [7]–[12], ，其中仪表放大器（IAs）是实现低噪声信号读出的关键。低噪声设计的进步对于满足可穿戴和植入式BioZ系统对分辨率和能耗的要求至关重要。

图1展示了生物阻抗传感器集成电路（IC）中一种典型的电压读出前端架构，其中集成了

本工作部分得到了由阿尔托大学电气工程学院授予、芬兰半导体产业资助的Aalto SemiSummer2025培训项目的支持。作者均来自阿尔托大学电气工程学院电子与纳米工程系，地址为芬兰埃斯波02150。

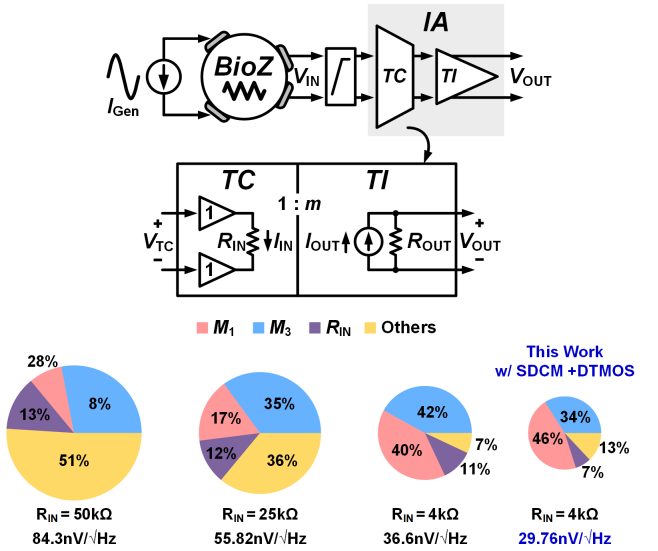


图1。生物阻抗电压读出中典型的仪表放大器架构 [8]–[11]，以及所提出的仪表放大器和其在100千赫下采用28 纳米 CMOS 工艺进行仿真时的噪声分解。 M_1 和 M_3 可见图 2。

一个仪表放大器，用于放大信号并最大限度地降低输入等效噪声，以检测细微的生理变化 [1], [6]–[12]。该仪表放大器由跨导（TC）级和跨阻（TI）级组成，其增益为 $mR_{\text{OUT}}/R_{\text{IN}}$ [10]，可通过电阻比实现精确的电压增益。TC级是读出链的前端，采用基于翻转电压跟随器（FVF）的缓冲器，这对整体噪声、带宽、功耗和线性度表现至关重要，因而直接影响生物阻抗测量的准确性和稳健性。后续的TI级将TC级的电流信号转换为跨越R_{OUT}的差分电压。

先前研究 [8]–[10], [12] 已指出，输入电阻器 R_{IN} 是仪表放大器输入等效噪声的主要来源之一。为实现低噪声性能，宜采用较小的 R_{IN}，而由此导致的翻转电压跟随器电路环路增益下降，则可通过增益增强技术予以补偿。仪表放大器的输入等效热噪声功率谱密度（PSD）可表示为 [14]:

$$\begin{aligned}\overline{v_{n,\text{IA}}^2} &\approx \overline{v_{n,\text{M1}}^2} + \left(\overline{i_{n,\text{M3}}^2} + \overline{i_{n,R_{\text{IN}}/2}^2}\right)\left(\frac{R_{\text{IN}}}{2}\right)^2 \\ &= \frac{4kT\gamma}{g_{m1}} + \left(4kT\gamma g_{m3} + 4kT\frac{R_{\text{IN}}}{2}\right)\left(\frac{R_{\text{IN}}}{2}\right)^2 \end{aligned} \quad (1)$$

本工作已提交至IEEE，供其考虑发表。版权可能在未另行通知的情况下转让，届时可能无法再访问此版本。

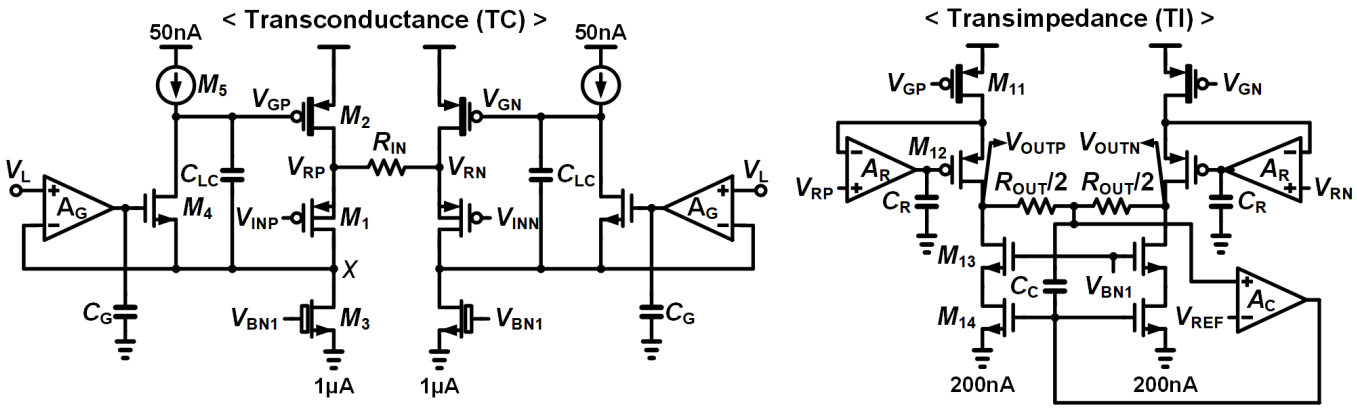


图 2. 基准仪表放大器 [9], [10], [13], [14]的原理图。

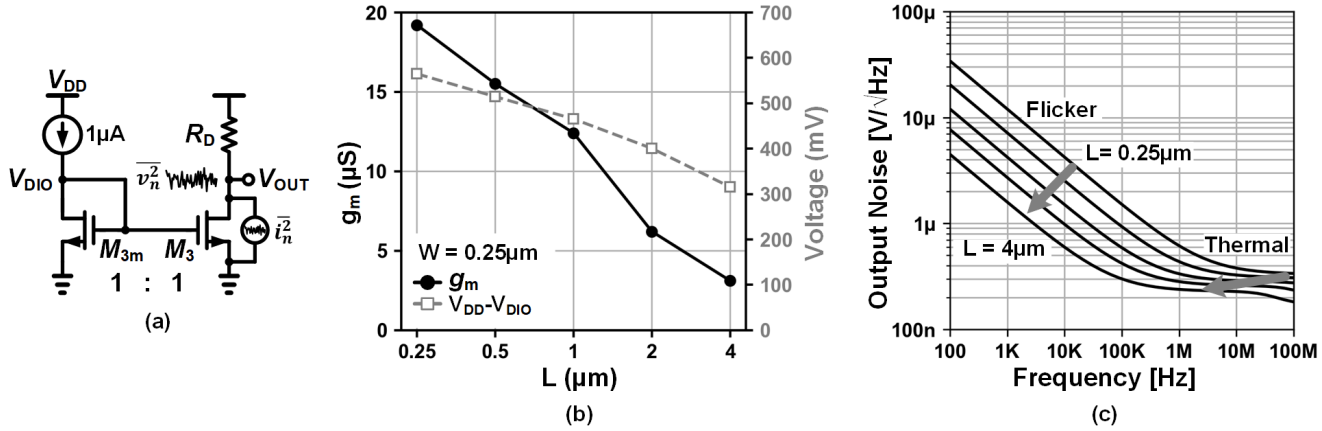


图 3. (a) 传统电流镜的原理图；(b) 不同沟道长度下仿真的 g_m 和电压余量；(c) 不同沟道长度下的输出噪声功率谱密度与频率的关系。

其中， M_1 和 M_3 分别表示 TC 级中的输入晶体管和尾电流源（图 2）， g_m 为晶体管跨导， k 为玻尔兹曼常数， γ 为噪声模型参数。如图1所示，将 R_{IN} 从 50 千欧降至 4 千欧，可显著抑制输入等效噪声，并使 R_{IN} 的噪声贡献降至可忽略的水平。然而， M_3 的噪声贡献仍然显著，约占总输入等效噪声的 42%，成为进一步提升噪声性能的瓶颈。

除噪声性能外，电压余量也已成为先进 CMOS 工艺中模拟电路的一项关键设计考量。随着电源电压 V_{DD} 随技术发展持续降低，可用于信号摆幅和偏置的余量也随之减少 [15]–[17]。余量降低给仪表放大器的设计带来了挑战，因此必须与噪声降低问题同步解决，以确保性能稳健。

本文提出将两种降噪技术应用于超低功耗生物阻抗传感器集成电路的仪表放大器：1）源退化电流镜（SDCM）；2）动态阈值MOS（DTMOS）。SDCM可降低尾电流源 M_3产生的噪声，而放大器核心的电压余量仅需付出50 mV的微小代价（V_{DE}见图5）。DTMOS用于降低输入晶体管的噪声，从而进一步改善仪表放大器的噪声性能。值得注意的是，这两种技术彼此正交且互为补充，因此可以结合使用，实现单独采用任一技术都无法达到的改进。28纳米CMOS工艺下的仿真结果表明，两种方案同时应用时，与基准设计相比，所提出的仪表放大器在功耗不增加的情况下，输入等效噪声降低了18.7%。在等噪声条件下，该仪表放大器的功率效率提高了32.4%。

本文是在 [18]的基础上扩展而成。本文其余部分组织如下：第二节对两种电流镜——传统电流镜和 SDCM——进行比较分析并给出仿真结果。第三节介绍动态阈值MOS方案及其在改善仪表放大器噪声方面的效果。第四节给出基于所提出仪表放大器的仿真结果。第五节总结本文并概述主要贡献。

II. 电流镜噪声分析

如式 (1) 所示，要降低总输入等效噪声，需要最大化 g_{m1} ，同时最小化 g_{m3}。

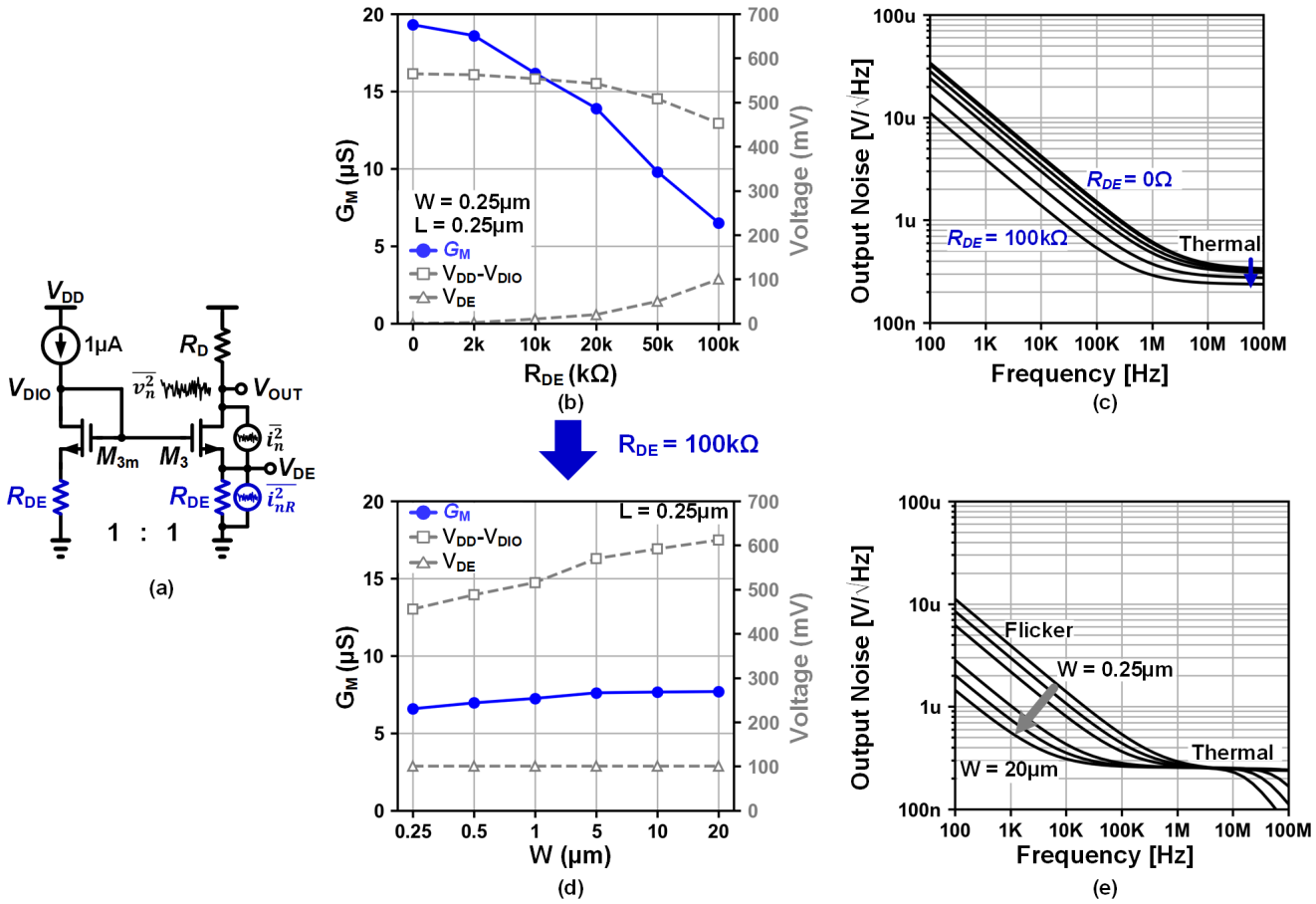


图4. (a) SDCM 电路图，(b) 仿真得到的 G_{m} 与电压余量随 R_{DE}的变化关系，(c) 不同 R_{DE}下输出噪声功率谱密度随频率的变化 (d) G_{m} 与电压余量随宽度的变化关系，其中 $R_{\mathrm{DE}} = 100\mathrm{k}\Omega$ 固定；(e) 不同宽度下输出噪声功率谱密度随频率的变化。

项 g_{m3} 对应于图 2 中的电流镜晶体管 M_3，它对式 (1) 中的第二项有贡献。

A. 长沟道电流镜

图3(a)展示了一个传统电流镜，其跨导为 g_m ，漏极节点处的热噪声功率谱密度为

$$g_m = \frac{\partial I_{\mathrm{D}}}{\partial V_{\mathrm{GS}}} = \sqrt{\mu C_{\mathrm{ox}} \frac{W}{L} I_{\mathrm{D}}} = \frac{2I_{\mathrm{D}}}{V_{\mathrm{GS}} - V_{\mathrm{TH}}} \tag{2}$$

$$\overline{v_{n,\mathrm{CM}}^2} = 4kT\gamma g_{m3} R_{\mathrm{D}}^2 + \overline{v_{\mathrm{RD}}^2}. \tag{3}$$

其中，$\overline{v_{\mathrm{RD}}^2}$ 表示由 R_{D}贡献的噪声功率谱密度。这里，我们仅考虑镜像支路中的噪声贡献，即 M_3 和 R_{D}，而不考虑来自 $M_{3\mathrm{m}}$的噪声，因为该仪表放大器采用差分架构（图 2）。公式 3 中的第一项表明，噪声随 g_{m3}变化。在强反型和饱和区条件下，增大沟道长度会降低 g_m，从而降低噪声 [10]，[19]。然而，较低的 g_m 需要较高的 V_{GS}，这会增大漏极电压 V_{DIO} 并缩小电压余量。在先进 CMOS 工艺中，这一限制尤为关键，因为电源电压受限于低于 1 V 的水平，例如 28 纳米 CMOS 工艺。

图 3(b)、(c) 展示了通过扫描电流镜器件的长度 L，同时将宽度 W固定为 250 nm，在 28 纳米 CMOS 工艺仿真基础上得到的噪声性能与电压余量之间的权衡。由于所用工艺的最大可用沟道长度受限于 1 μm，我们采用了串联堆叠技术 [20]，，将多个相同的晶体管串联，使有效沟道长度等于各晶体管沟道长度之和。随着 L 从 0.25 μm 增大至 4 μm，g_m 从 18 μS 降至 3 μS，从而降低了输出噪声。然而，随之增大的V_{GS} 显著缩小了电压余量（V_{DD}-V_{DIO}），使其从 550 mV 降低 220 mV 至 310 mV（低于 V_{DD}的一半）。因此，余量有限使传统电流镜在低电源电压仪表放大器设计中不太适用。随着 CMOS 工艺不断微缩，这一余量问题会更加严重，因为先进纳米技术节点的电源电压持续降低，因此有必要探索其他电流镜拓扑。

B. 源退化电流镜

如图 4(a)所示，通过在源极端子串联一个源极退化电阻器，可以有效降低晶体管的跨导。有效跨导 G_m 及相应的输出噪声表示为

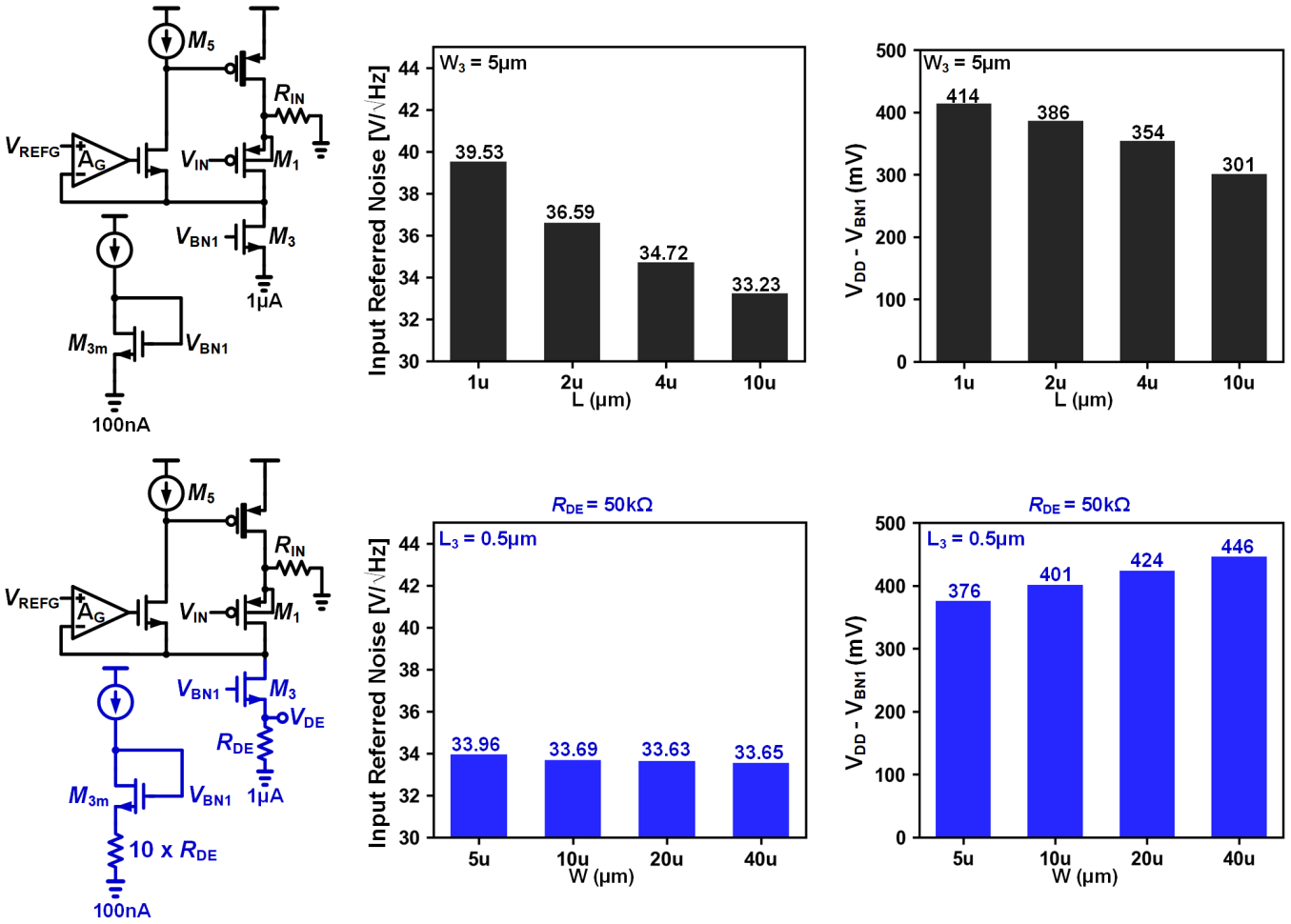


图5. 仪表放大器中电流镜的差分模式半电路实现及仿真性能对比。黑色柱状图表示采用传统电流镜时，输入等效噪声和电压余量随晶体管长度 L_3 的变化；蓝色柱状图表示采用所提出的 SDCM 且固定 $R_{\mathrm{DE}} = 50\mathrm{k}\Omega$ 时，输入等效噪声和电压余量随宽度 W_3 的变化。

如下，其中该近似在条件$g_{m3}R_{\mathrm{DE}} \gg 1$下成立。

$$G_{m,\mathrm{M3}} = \frac{\partial I_{\mathrm{D}}}{\partial V_{\mathrm{G3}}} = \frac{1}{1/g_{m3} + R_{\mathrm{DE}}} \approx \frac{1}{R_{\mathrm{DE}}} \tag{4}$$

$$\begin{aligned} \overline{v_{n,\mathrm{SDCM}}^2} &= \left(\frac{\overline{i_{\mathrm{M3}}^2} + (g_{m3}R_{\mathrm{DE}})^2 \overline{i_{\mathrm{DE}}^2}}{(1+g_{m3}R_{\mathrm{DE}})^2} \right) R_{\mathrm{D}}^2 + \overline{v_{\mathrm{RD}}^2} \\ &= \left(\frac{4kT\gamma g_{m3} + (g_{m3}R_{\mathrm{DE}})^2 4kT/R_{\mathrm{DE}}}{(1+g_{m3}R_{\mathrm{DE}})^2} \right) R_{\mathrm{D}}^2 \\ &\quad + \overline{v_{\mathrm{RD}}^2} \\ &\approx \frac{4kT}{R_{\mathrm{DE}}} \left(\frac{\gamma}{g_{m3}R_{\mathrm{DE}}} + 1 \right) R_{\mathrm{D}}^2 + \overline{v_{\mathrm{RD}}^2} \end{aligned} \tag{5}$$

公式（5）的完整推导见附录。公式（4）表明，加入退化电阻可以直接降低 M_3 的有效跨导，即 $G_{m,\ \mathrm{M3}}$。公式（5）表明，M_3 的噪声贡献（即 $\overline{i_{\mathrm{M3}}^2} = 4kT\gamma g_{m3}$）可降低 $(1+g_{m3}R_{\mathrm{DE}})^2$ 倍，但会引入来自 R_{DE} 的额外噪声源 $\overline{i_{\mathrm{DE}}^2} = 4kT/R_{\mathrm{DE}}$。源极退化带来的这种降低源于一种局部负反馈，类似于

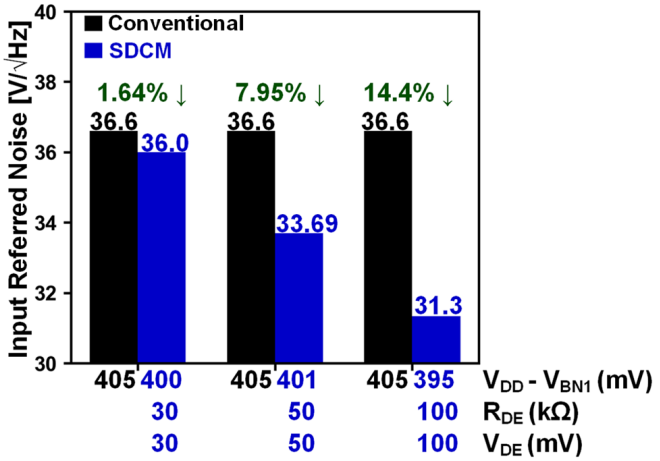


图6. 在相同的电压余量下，对比传统电流镜与SDCM的输入等效噪声性能（接近半个V_{DD}）。

源极跟随器 [21]，降低有效跨导$G_{m3} = g_{m3}/(1+g_{m3}R_{\mathrm{DE}})$，从而降低输出噪声。

如图 4(b) 和 (c) 所示，SDCM 通过增加噪声

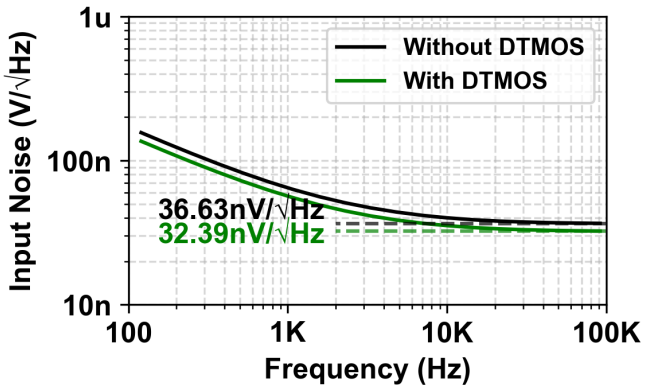


图 7. 采用/未采用动态阈值MOS方案时的输入等效噪声性能。

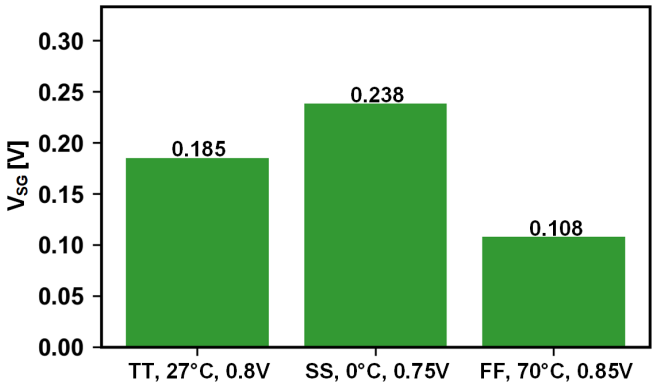


图 8. 动态阈值MOS方案下，V_{SG} 在工艺、电压和温度变化范围内的 M_1 。

降低来提高 R_{DE}。然而，较大的 R_{DE} 不仅能抑制输出噪声，还会抬高晶体管的源节点，从而降低电压余量，这与传统电流镜面临的问题类似。由于过大的 R_{DE} 可能会使 M_3 离开饱和区并进入线性区，因此不能任意增大 R_{DE}，而必须对其进行仔细优化。

值得注意的是，公式（2）表明，在 I_D固定时， V_{GS} 与晶体管宽度成反比。利用这一特性，可将其作为设计策略，降低 M_{3m} 处的二极管连接电压 V_{DIO} ，从而弥补降低的电压余量。如图 4(d)、(e)所示，增加宽度对热噪声的影响可以忽略不计，表明增大宽度是恢复镜像侧电压余量的有效策略，可将其从 450 mV 提高至 610 mV，同时不影响噪声性能。这是因为公式（5）表明，SDCM 的输出噪声功率谱密度不再与 g_{m3}成正比，这与公式（3）所述的传统电流镜不同。此外，SDCM 中较宽晶体管的有源面积更大，有助于降低闪烁噪声。然而，镜像侧退化电阻 R_{DE} 引入的额外电压损耗 V_{DE} M_3 不受晶体管尺寸影响，始终保持不变，这揭示了噪声与电压余量之间的权衡关系。因此，设计人员必须仔细优化晶体管宽度和 R_{DE} ，以实现低输出噪声和充足的电压余量，同时避免过多消耗镜像侧可用的电压预算。

通过比较图 3(b)、(c) 与图 4(d)、(e)，可以观察到，当传统电流镜和 SDCM 的输出噪声水平相近，约为 230 nV/$\sqrt{}$Hz 时，采用 100 kΩ 的 R_{DE} 和宽度为 20 μm 的器件配置的 SDCM，与传统电流镜相比可额外提供 300mV 的电压余量。然而，这一改进的代价是，由于退化电阻 R_{DE}，V_{DE} 在镜像侧引入了约 100 毫伏的额外电压损耗。

C. 集成与性能比较

在仪表放大器中

为评估仪表放大器中电流镜实现方式的实际影响，我们设计了两个版本的仪表放大器，分别采用传统电流镜和集成在TC级中的SDCM。图5展示了两个版本的TC级。为简化起见，图中绘出了差模半电路等效电路，但实际电路采用差分架构实现（见图9）。在第一个版本中，我们扫描了传统电流镜的长度；在第二个版本中，则扫描了SDCM的宽度。

请注意，尽管SDCM方法已广泛用于降低电流镜中的噪声 [22]–[24]，此前研究对如何同时优化噪声降低和电压余量的讨论却十分有限。我们的工作旨在探讨将SDCM用于仪表放大器的TC级时，噪声与电压余量之间的权衡问题。

如图5所示，当两个版本的仪表放大器达到相近的噪声水平（约为33 nV/$\sqrt{}$Hz）时，采用SDCM的设计在 M_{3m} 支路改善了145 mV的电压余量（使用 R_{DE} = 50 kΩ时）。图6展示了另一项比较：通过优化晶体管尺寸，对 R_{DE} 进行扫描，同时确保 M_{3m} 支路的电压余量为半 V_{DD}，即 $V_{DD} - V_{BN1}$ ≈400 mV，以进行公平比较。在此条件下，当 R_{DE} 值较大时，SDCM可实现更低的噪声性能；随着 R_{DE} 从30 kΩ增至100 kΩ，输入等效噪声从1.64%降至14.4%。不过，这一优势伴随着TC级主信号通路中的电压降增加：从 R_{DE} = 30 kΩ时的30 mV增至 R_{DE} = 100kΩ时的100 mV。

在本工作中，我们在仪表放大器设计中采用了 R_{DE} = 50kΩ。考虑到 TC 级仅有可忽略的 V_{DE} = 50 mV 代价，而 M_{3m}支路的电压余量提高了 145mV，因此在功耗相同的情况下，噪声效率提高了 7.95%。

III. 动态阈值MOS

在传统的 CMOS放大器设计中，通常将体端连接到源极，以通过强制 V_{SB} = 0来消除体效应，从而稳定阈值电压 V_{TH}的变化。然而，这种配置会消除体跨导 g_{mb} ，因此未能充分利用这一潜在调节手段，来最大限度地提高输入晶体管的g_m 。

在本工作中，我们将输入晶体管的体端 M_1 连接至其栅极，如图9所示，从而形成动态阈值MOS [25]。该技术引入了一个与源栅电压 M_1 相等的正 V_{SB}

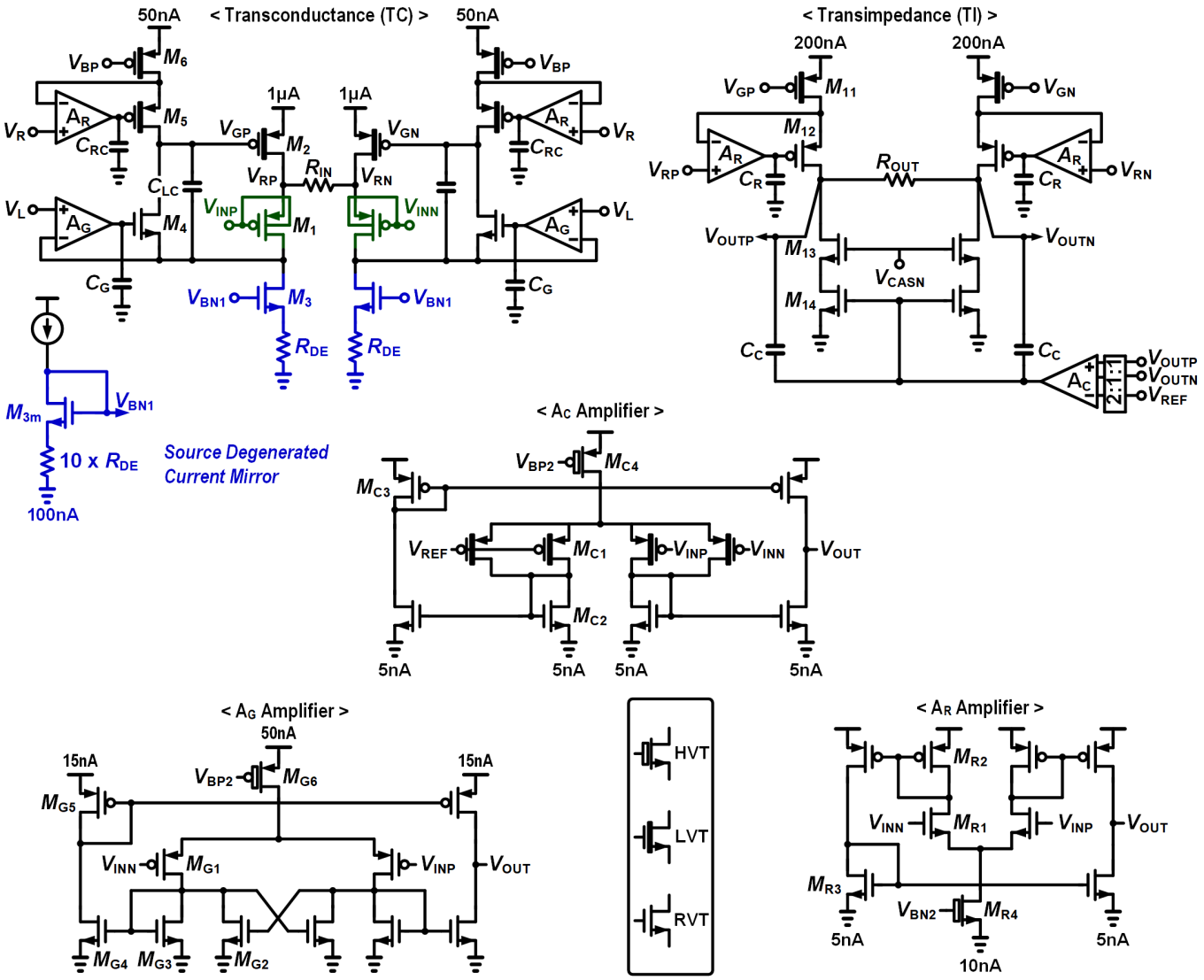


图9. 所提出仪表放大器的原理图。

电压，从而动态调节阈值电压 V_{TH} ，并通过体效应增强整体跨导。其控制方程如下。

$$V_{\mathrm{TH}} = V_{\mathrm{TH0}} + \lambda\left(\sqrt{2\Phi_{\mathrm{F}} + V_{\mathrm{SB}}} - \sqrt{2\Phi_{\mathrm{F}}}\right) \tag{6}$$

$$g_{mb} = \frac{\partial I_{\mathrm{D}}}{\partial V_{\mathrm{BS}}} = \mu_n C_{\mathrm{ox}} \frac{W}{L}\left(V_{\mathrm{GS}} - V_{\mathrm{TH}}\right)\left(-\frac{\partial V_{\mathrm{TH}}}{\partial V_{\mathrm{BS}}}\right) \tag{7}$$

$$\frac{\partial V_{\mathrm{TH}}}{\partial V_{\mathrm{BS}}} = -\frac{\partial V_{\mathrm{TH}}}{\partial V_{\mathrm{SB}}} = -\frac{\lambda}{2}\left(2\Phi_{\mathrm{F}} + V_{\mathrm{SB}}\right)^{-1/2} \tag{8}$$

$$g_{mb} = \frac{\partial I_{\mathrm{D}}}{\partial V_{\mathrm{SB}}} = g_m \frac{\lambda}{2\sqrt{2\phi_{\mathrm{F}} + V_{\mathrm{SB}}}} \tag{9}$$

其中， λ 表示体效应系数， $2\Phi_{\mathrm{F}}$ 表示反型层电势。由于 M_1的跨导 g_m （如式（1）所示）与输入等效噪声成反比，DTMOS在式（9）中引入的额外体跨导g_{mb} 可将 M_1 的有效跨导从 g_{m1} 提升至 $g_{m1} + g_{mb1}$ 从而改善噪声性能。图7比较了TC级采用DTMOS方案与基准方案时仪表放大器的噪声性能。通过额外的 g_{mb}动态增强有效跨导，DTMOS配置显著降低了热噪声。在100kHz时，输入等效噪声从36.63nV/$\sqrt{}$Hz降至32.39nV/$\sqrt{}$Hz，改善约11.5%。值得注意的是，这种噪声优势并未增加功耗，因为DTMOS利用体效应而非更高的偏置电流来提高有效跨导。

然而，DTMOS技术的一个潜在问题是源体结正向偏置的风险。由于体端连接到栅极，较大的正 V_{SB}可能使源体结正向偏置并激活pn 二极管，从而导致过大的漏电流，甚至引起晶体管故障。因此，必须仔细限制最大允许 V_{SG}，以避免正向导通，同时保持预期的噪声优势。

为验证所提出方案的安全工作区

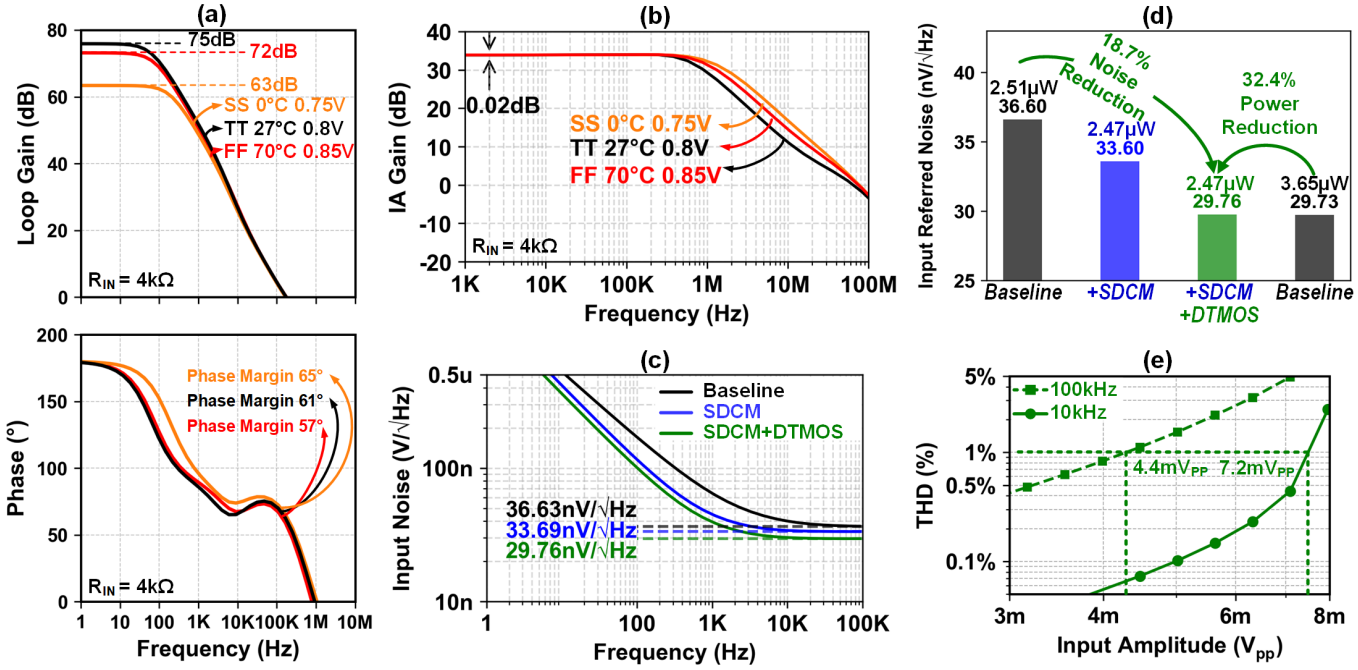


图10. 仿真结果：(a) FVF 的差分模式环路响应，(b) 仪表放大器的总增益，(c) 输入等效噪声，以及 (d) 噪声对比。在 (d) 中，图9中的 $V_{DD} - V_{BN1}$ 从最左侧到最右侧柱状条依次为 405 mV、408mV、408mV 和 387mV；(e) 在 10 kHz 和 100kHz 下，总谐波失真（THD）性能随输入幅度的变化。

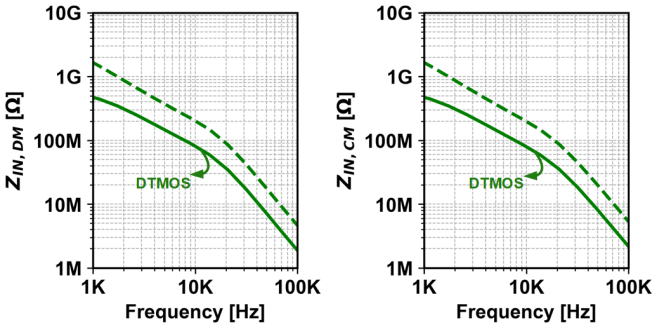


图11. 采用和未采用动态阈值MOS方案时仪表放大器的输入阻抗。

动态阈值MOS配置，对输入PMOS M_1进行了全面的PVT分析，如图8所示。由于体端与栅极短接，V_{SB} 等于 V_{SG}，因此分析 V_{SG} 即可直接确定体二极管的正向偏置条件。由于输入晶体管M_1 通常经过优化，使其工作在亚阈值区，以最大化 g_m，因此 V_{SG} 可保持低于或接近 V_{TH}。在我们的设计中，最坏情况下仿真的 V_{SG} 值分别为185 mV、238 mV和108 mV，均远低于250mV。由于在如此微小的正向偏置下，寄生二极管无法被激活，[26], 因此确认所提出的动态阈值MOS结构能够在PVT工艺角下安全工作，同时保留预期的 g_m 优势。

IV. 仿真结果

图9展示了采用28纳米CMOS工艺的所提出仪表放大器的完整晶体管级原理图，其中将SDCM和DTMOS方案集成到TC级中，以实现低噪声、低功耗运行。详细器件参数汇总于表 II。我们采用了与先前研究 [9], [10], 相似的设计策略来优化TC级，包括在 M_1中采用足够大的宽度，并将大部分电流分配给主支路（1 μA），以最大化 g_{m1}，从而抑制输入等效噪声（见式（1））。采用了米勒补偿方案（C_{LC}） [9]，以实现高功率带宽效率的环路稳定。我们增大了TC级中 M_2 晶体管的宽度，以减小其 V_{SG} 压降，从而保持 V_{GP} 节点的电压较高。这样便可为 M_4 晶体管提供足够的电压余量，使仪表放大器在各种PVT工艺角下均能正常工作（见图10）。TC级中的两个辅助放大器和TI级中的一个辅助放大器用于实现适当偏置：漏极调节放大器 A_R、增益增强放大器 A_G以及共模反馈放大器 A_C [9], [10]，同时将各自的电流消耗保持在最低水平，以提高功率效率。在TC级中，A_R 不仅确保了 M_5 和 M_6 的 V_{DS} 合理分配，还兼作增益增强放大器，有效提高输出阻抗并改善电流镜像精度。A_G 放大器采用正反馈拓扑，显著提高其有效增益 [10]。在TI级中，采用基于 A_R 的额外漏极调节环路，以维持来自TC级的精确电流镜像。A_C 放大器在TI级中充当共模反馈电路，持续监测 V_{OUTP} 和 V_{OUTN}，以维持稳定的直流偏置点。

图10展示了所提出仪表放大器的关键仿真结果，包括FVF环路响应、输入等效噪声、总增益，以及采用和未采用所提出技术时的噪声与功耗对比分析。采用增益增强型

共源共栅电流源（M_5、 M_6和 A_R）以及增益增强型共栅放大器（M_4 和 A_G），即使 R_{IN} 仅为4 千欧，仪表放大器在FVF环路中仍可实现75 dB的差模直流环路增益。该高环路增益在不同工艺、电压和温度（PVT）工艺角下均得以保持。因此，图10(b)显示，在不同PVT工艺角下，闭环交流增益稳定为34 dB，变化小于0.02 dB；标称情况下，带宽达到1.44 MHz。如图10(c)所示，应用SDCM和动态阈值MOS技术后，输入等效噪声从基准设计中的36.63 nV/$\sqrt{}$Hz降至33.69 nV/$\sqrt{}$Hz和29.76 nV/$\sqrt{}$Hz，分别降低7.95%和11.7%，整体改善幅度达到18.7%。图10(d)在相同的 $V_{DD} - V_{BN1}$ 偏置条件下对比基准仪表放大器与所提出的仪表放大器，结果表明，在等噪声条件下，所提出的设计实现了相当的噪声性能，同时功耗比基准仪表放大器低32.4%，体现出更优的噪声效率。该功耗降幅与理论估算值吻合良好，即 $(1 - 0.187)^2 = 1 - 0.339$，对应33.9%的降幅，与我们的32.4%结果接近。这种吻合源于低功耗放大器的输入等效均方根噪声与电流的平方根成反比，例如噪声效率因子（NEF）[27], [28]。图10(e)展示了使用Spectre环境中的PSS仿真得到的10 kHz和100 kHz下的总谐波失真性能（最高至10^{th} 次谐波），证实电路在输入幅度分别为7.2 mV_{PP} 和4.4 mV_{PP} 时，均能保持1%的总谐波失真。

尽管所提出的动态阈值MOS技术有效提升了跨导并降低了输入等效噪声，但也在输入阻抗特性方面带来了折衷。如图1所示，将体端连接至栅极会在输入节点处有效增加额外的寄生电容，从而降低整个频率范围内的差模和共模输入阻抗。对于大多数湿式、四电极生物阻抗传感场景，所实现的输入阻抗仍然足够（50 kHz 时为 ≈7MΩ），而此类场景中的典型输入阻抗根据测量频率和接触状态在 500 Ω 至 2 kΩ 之间 [29], ；然而，这种降低可能会影响超高阻抗电极的信号完整性，例如 $<1cm^2$ 干式电极 [13]。未来的工作可着重于优化动态阈值MOS方案或引入阻抗增强技术 [13], [30]，以减轻其对输入阻抗的不利影响，同时不损失噪声方面的优势。

所提出的仪表放大器的仿真性能总结于表 I，并与近期其他先进仪表放大器设计进行了比较。我们的设计在 $R_{IN} = 4k\Omega$ 条件下，功耗降低了 21%，输入等效噪声降低了 26%，带宽提高了 3.9 倍，同时即使电源电压降低 20%，仍能实现相近的输入线性范围。与 [2], [31], 相比，我们的设计在 $R_{IN} = 20k\Omega$ 条件下具有更优的噪声和带宽性能，同时保持了相当的输入范围。值得注意的是，尽管余量有所减小，该输入范围在 0.8 V 的电源电压下仍可实现；这一电压显著低于 [2], [31] 所采用的 1.8 V。

V. 结论

本文介绍了一种用于生物阻抗感测应用的低功耗、低噪声仪表放大器，该放大器采用 SDCM 和 DTMOS 技术。在 28 纳米 CMOS 工艺下进行仿真时，其电源电压为 0.8 V，功耗为 2.5 μW；在 $R_{IN} = 4k\Omega$ 和 $R_{DE} = 50k\Omega$ 条件下，于 1.44 MHz 带宽内实现了 30 nV/$\sqrt{}$Hz 的输入等效噪声。本文讨论了 SDCM 中噪声与余量的权衡，以及 DTMOS 中噪声与输入阻抗的权衡。结合 SDCM 和 DTMOS 技术后，输入等效噪声降低了 18.7%；与基准设计相比，在噪声性能相同的情况下，功耗降低了 32.4%。

通过为生物阻抗传感器提供一种低功耗、低噪声的核心放大器结构，我们的设计提供了一个基础构建模块，可无缝集成到近期文献中发表的先进电压读出技术中，例如基线消除 [14], [29],差分差分放大器 [1], 和 $\Delta\Sigma$ 调制器 [14]。完整的设计参数已开放源代码，以促进结果复现并支持未来的研究发展。

附录

本附录推导了公式（5）所述源极退化电流镜（SDCM）的输出等效噪声。

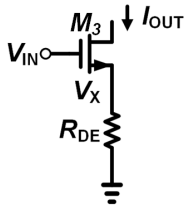


图12. 带源极退化的共源级。

输出噪声电流主要由两部分组成：1）退化电阻器 R_{DE}的热噪声；2）镜像晶体管 M_3的热噪声。在本分析中，由于两个噪声源互不相关，我们分别计算各噪声贡献后，采用噪声功率谱密度的叠加原理。请注意，噪声电流会引起小信号电压波动 v_x，使晶体管表现为跨导器，并向 v_x 节点注入小信号电流$g_{m3}v_{gs3}$，从而形成反馈。由于 R_{DE} [21]引入了这种局部负反馈，来自镜像晶体管M_3 的噪声影响会按与环路增益 $g_{m3}R_{DE}$相关的因子衰减，这与共源共栅器件的噪声贡献类似（参见 [19]中的第7.4.4章）。

首先，让我们分析R_{DE}产生的热噪声电流。我们采用电流噪声的相关分解模型（参见 [19]中的第7.6章）。如图13所示，噪声电流可以分解为两个相关电流源。由于连接到地的两端噪声电流会直接流向地，不会影响电路，因此可以忽略。由此产生的噪声

表 I 生物阻抗传感器低功耗仪表放大器（$<10\,\mu$W）性能比较表

低功耗仪表放大器	TBioCAS'13 [31]	ESSCIRC'17 [2]	JSSC'20 [9]	TBioCAS'22 [32]	ISCAS'23 [10]	**本工作** ($R_{\mathrm{IN}}=4\mathrm{k}\Omega$)	**本工作** ($R_{\mathrm{IN}}=20\mathrm{k}\Omega$)
工艺（nm）	180	180	65	180	65	**28**	
电源 (V)	1.8	1.8	0.5	1.0	1.0	**0.8**	
增益 (dB)	30	36	31	51	40	**34**	**20**
功耗 (μW)	2.16	2.12	3.95	0.7	3.11	**2.47**	
噪声 (nV/$\sqrt{\mathrm{Hz}}$)	149	115	45	300[A]	40	**29.76**	**46.18**
带宽 (Hz)	20 k	20 k	408 k	3 k	369 k	**1.44 M**	**4.67 M**
输入范围 ($\mathrm{mV_{PP}}$)	44 (20 kHz)	52 (20 kHz)	1.6（20千赫）	10	7.26（10千赫）	**7.2（10千赫） 4.4（100千赫）**	**40（10千赫） 32（100千赫）**

[A]根据图估算

表 II 所提出的仪表放大器的设计参数。

TC级	宽长比（μm）	A_R 放大器	宽长比（μm）
M_1	500/0.25	M_{R1}	0.25/1
M_2	30/0.5	M_{R2}	1/1
M_{3m}	2/1	M_{R3}	0.25/0.25
M_3	20/1	M_{R4}	0.25/1
M_4	0.25/1	C_{RC}	10 飞法
M_5	1/1	A_G 放大器	宽长比 (μ米)
M_6	1/1	M_{G1}	0.25/0.25
V_R	100 毫伏	M_{G2}	0.8/1
V_L	250 毫伏	M_{G3}	1/1
C_{LC}	750 飞法	M_{G4}	1/1
R_{DE}	50 千欧	M_{G5}	0.25/0.25
R_{IN}	4 千欧或 20 千欧	M_{G6}	0.3/1
		C_G	5 pF
TI级	宽长比 (μm)	A_C 放大器	宽长比 (μm)
M_{11}	6/0.5	M_{C1}	1/1
M_{12}	1/0.25	M_{C2}	0.25/0.25
M_{13}	0.5/0.5	M_{C3}	0.25/0.25
M_{14}	0.25/4	M_{C4}	0.25/1
C_C	5 fF	V_{REF}	400 毫伏
C_R	20 fF		
R_{OUT}	$250\times R_{IN}$		

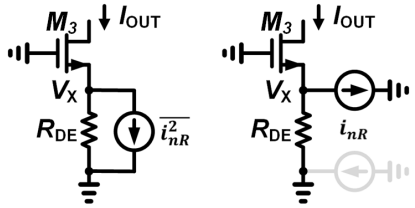


图13. 反馈环路中电阻器 R_{DE} 的电流噪声模型。

当忽略沟道长度调制时，晶体管漏极侧由 R_{DE}贡献的电流噪声（例如，$i_{n,\ \mathrm{out}}|_{R_{\mathrm{DE}}}$）可表示如下：

$$i_{n,\mathrm{out}}|_{R_{\mathrm{DE}}}=\frac{v_x}{R_{\mathrm{DE}}}+i_{nR}. \tag{10}$$

由于该电流必须等于晶体管产生的小信号电流：

$$i_{n,\mathrm{out}}|_{R_{\mathrm{DE}}}=-g_{m3}v_x. \tag{11}$$

解出 v_x 可得：

$$v_x=-\frac{R_{\mathrm{DE}}}{1+g_{m3}R_{\mathrm{DE}}}i_{nR}, \tag{12}$$

由此可得：

$$i_{n,\mathrm{out}|R_{\mathrm{DE}}}=\frac{g_{m3}R_{\mathrm{DE}}}{1+g_{m3}R_{\mathrm{DE}}}i_{nR}. \tag{13}$$

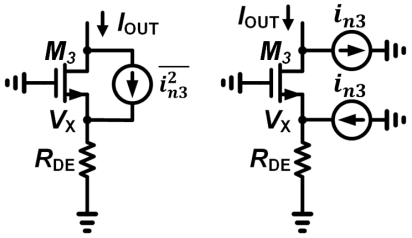


图14. 反馈环路中 M_3 的电流噪声模型。

现在，考虑由 M_3产生的噪声，例如$i_{n,\ \mathrm{out}}|_{M_3}$，如图14所示：

$$i_{n,\mathrm{out}}|_{M_3}=\frac{v_x}{R_{\mathrm{DE}}}=-g_{m3}v_x+i_{n3}. \tag{14}$$

再次求解可得：

$$v_x=\frac{R_{\mathrm{DE}}}{1+g_{m3}R_{\mathrm{DE}}}i_{n3}, \tag{15}$$

and:

$$i_{n,\mathrm{out}|M_3}=\frac{1}{1+g_{m3}R_{\mathrm{DE}}}i_{n3}. \tag{16}$$

在功率域中将这两个分量合并后，总输出电流噪声为：

$$\begin{aligned}\overline{i_{n,\mathrm{out}}^2}&=\overline{i_{n,\mathrm{out}}^2}|_{R_{\mathrm{DE}}}+\overline{i_{n,\mathrm{out}}^2}|_{M3}\\&=\left(\frac{g_{m3}R_{\mathrm{DE}}}{1+g_{m3}R_{\mathrm{DE}}}\right)^2\overline{i_{nR}^2}+\left(\frac{1}{1+g_{m3}R_{\mathrm{DE}}}\right)^2\overline{i_{n3}^2}.\end{aligned} \tag{17}$$

代入以下各项：

$$\overline{i_{nR}^2}=\frac{4kT}{R_{\mathrm{DE}}},\quad \overline{i_{n3}^2}=4kT\gamma g_{m3},$$

我们得到图4和公式（5）所示的 SDCM 总输出电压噪声：

$$\begin{aligned}\overline{v_{n,\mathrm{SDCM}}^2}=&\left(\frac{4kT\gamma g_{m3}+(g_{m3}R_{\mathrm{DE}})^2 4kT/R_{\mathrm{DE}}}{(1+g_{m3}R_{\mathrm{DE}})^2}\right)R_{\mathrm{D}}^2\\&+\overline{v_{\mathrm{RD}}^2}\end{aligned} \tag{18}$$

参考文献

[1] S.-I. Cheon, H. Choi, G. Yun, S. Oh, J.-H. Suh, S. Ha, and M. Je, “采用复数域噪声相关基线消除、支持正弦激励的双电极生物阻抗读出集成电路”，载于 IEEE国际固态电路会议（ISSCC），第67卷，2024年，第556–558页。[2] K. Kim, K. Song, K. Bong, J. Lee, K. Lee, Y. Lee, U. Ha, and H.-J. Yoo，“采用双路径仪表放大器的 24 μW、38.51 mΩrms 分辨率生物阻抗传感器”，载于 IEEE欧洲固态电路会议（ESSCIRC），2017年，第223–226页。[3] S. Ollmar, A. Fernandez Schrunder, U. Birgersson, T. Kristoffers- son, A. Rusu, E. Thorsson, P. Hedenqvist, E. Manell, A. Ryd´en, M. Jensen-Waern, and S. Rodriguez，“基于电阻抗谱的无电池植入式葡萄糖传感器”，Scientific Reports，第13卷，第1期，第18122页，2023年。[4] K. Song, U. Ha, S. Park, J. Bae, and H.-J. Yoo，“用于无创血糖估计的阻抗与多波长近红外光谱集成电路”，IEEE固态电路期刊（JSSC），第50卷，第4期，第1025–1037页，2015年。[5] D. Jiang, Y. Wu, and A. Demosthenous, “利用三维电阻抗断层成像进行手势识别”，IEEE电路与系统汇刊II：简报，第67卷，第9期，第1554–1558页，2020年。[6] J. Lee, S. Gweon, K. Lee, S. Um, K.-R. Lee, K. Kim, J. Lee, and H.- J. Yoo，“用于乳腺癌检测、具有精确相位补偿的9.6 mW/通道、10 MHz宽带电阻抗断层成像集成电路”，载于 IEEE定制集成电路会议（CICC），2020年。[7] Q. Pan, Q. Luo, T. Qu, L. Liu, X. Li, M. Chen, Z. Hong, and J. Xu，“采用分段式 $\Delta\Sigma$ M正弦电流发生器和直通式仪表放大器、具有−84 dB THD的97.3 dB SNR生物阻抗模拟前端”，IEEE固态电路期刊（JSSC），第60卷，第4期，第1411–1422页，2025年。[8] M. Kim, J. Jang, H. Kim, J. Lee, J. Lee, J. Lee, K.-R. Lee, K. Kim, Y. Lee, K. J. Lee, and H.-J. Yoo，“用于三维肺通气监测系统的1.4 mΩ灵敏度、94 dB动态范围电阻抗断层成像片上系统及48通道集线器片上系统”，IEEE固态电路期刊（JSSC），第52卷，第11期，第2829–2842页，2017年11月。[9] K. Kim, J.-H. Kim, S. Gweon, M. Kim, and H.-J. Yoo，“0.5 V、低于10 μW、15.28 m$\Omega/\sqrt{\text{Hz}}$、低于1° 相位误差的生物阻抗传感器集成电路”，IEEE固态电路期刊（JSSC），第55卷，第8期，第2161–2173页，2020年8月。[10] K. Kim and S.-C. Liu，“利用正反馈辅助增益提升的3.11 μW、40 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$生物阻抗传感器仪表放大器”，IEEE国际电路与系统研讨会（ISCAS），第1–5页，2023年7月。[11] Y.-C. Teng and K. M. Odame，“用于电阻抗断层成像的10 MHz、85 dB动态范围仪表放大器”，载于 IEEE生物医学电路与系统会议（BioCAS），2014年，第632–635页。[12] M. Takhti and K. Odame，“用于生物阻抗测量的功耗自适应、1.22-pW/Hz、10-MHz读出前端”，IEEE生物医学电路与系统汇刊（TBioCAS），第13卷，第4期，第725–734页，2019年。[13] Q. Pan, T. Qu, B. Tang, F. Shan, Z. Hong, and J. Xu，“具有电流失配消除功能、在50 kHz时输入阻抗为100 MΩ的0.5-m$\Omega/\sqrt{\text{Hz}}$干电极生物阻抗接口”，IEEE固态电路期刊（JSSC），第58卷，第6期，第1735–1745页，2023年。[14] T.-T. Zhang, H. Son, J. Zhao, C.-H. Heng, and Y. Gao，“26.6–119.3-μW、101.9 dB SNR直接数字化生物阻抗读出集成电路”，IEEE固态电路期刊（JSSC），第58卷，第9期，第2619–2631页，2023年。[15] B. Nauta，“沿着摩尔定律的斜坡疾驰而下”，载于 IEEE国际固态电路会议（ISSCC），第67卷，2024年，第16–23页。[16] P. Kinget，“短期课程：超低电压模拟与混合信号电路设计”，载于 IEEE国际固态电路会议（ISSCC）技术论文集，第TUTORIAL卷，2015年，第1–29页。[17] K. Kim, C. Gao, R. Grac¸a, I. Kiselev, H.-J. Yoo, T. Delbruck, and S.- C. Liu，“采用基于环形振荡器的时域特征提取的23-μW关键词检测集成电路”，IEEE固态电路期刊（JSSC），第57卷，第11期，第3298–3311页，2022年。[18] Y. Xue and K. Kim，“采用源退化电流镜的2.48 μW、33.13 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$生物阻抗传感器仪表放大器和动态阈值MOS晶体管，”载于*2025*年*IEEE*第*23*届区域间*NEWCAS*会议（*NEWCAS*），2025年，第371–375页。[19] B. Razavi，《模拟CMOS集成电路设计》，第2版。麦格劳-希尔，2017年，第7.4.2章：共栅级。[20] A. Arnaud、R. Fiorelli和C. Galup-Montoro，“采用串并联电流镜实现纳瓦级、亚nS运算跨导放大器及低于10 mV的输入失调”，*IEEE*固态电路期刊（*JSSC*），第41卷，第9期，第2009–2018页，2006年。[21] K. Kim和S.-C. Liu，“面向音频边缘智能的连续时间模拟滤波器：电路设计综述”，*IEEE*电路与系统杂志，第23卷，第2期，第29–48页，2023年。[22] W. Sansen，《模拟设计基础》。纽约：施普林格，2006年，第4章：基本晶体管级的噪声性能。[23] X. Yang、M. Ballini、C. Sawigun、W.-Y. Hsu、J.-W. Weijers、J. Putzeys和C. M. Lopez，“一种用于高面积效率神经信号采集的交流耦合一阶 $\Delta-\Delta\Sigma$ 读出集成电路”，*IEEE*固态电路学报，第58卷，第4期，第949–960页，2023年。[24] W. Choi、J. Angevare、I. Park、K. A. A. Makinwa和Y. Chae，“一种0.9 V、28 MHz高数字化CMOS双RC频率基准，在-40 °C至85 °C范围内误差为 ±200 ppm”，*IEEE*固态电路期刊（*JSSC*），第57卷，第8期，第2418–2428页，2022年。[25] F. Assaderaghi、D. Sinitsky、S. Parke、J. Bokor、P. Ko和C. Hu，“用于超低电压超大规模集成电路的动态阈值电压MOSFET（DTMOS）”，*IEEE*电子器件学报，第44卷，第3期，第414–422页，1997年。[26] S. Chatterjee、Y. Tsividis和P. Kinget，“0.5 V模拟电路技术及其在运算跨导放大器和滤波器设计中的应用”，*IEEE*固态电路期刊（*JSSC*），第40卷，第12期，第2373–2387页，2005年。[27] M. Steyaert和W. Sansen，“一种用于医疗用途的微功耗低噪声单片仪表放大器”，*IEEE*固态电路期刊（*JSSC*），第22卷，第6期，第1163–1168页，1987年。[28] R. Harrison和C. Charles，“一种用于神经记录应用的低功耗低噪声CMOS放大器”，*IEEE*固态电路期刊（*JSSC*），第38卷，第6期，第958–965页，2003年。[29] H. Ha、W. Sijbers、R. Van Wegberg、J. Xu、M. Konijnenburg、P. Vis、A. Breeschoten、S. Song、C. Van Hoof和N. V. Helleputte，“一种用于双电极测量、带数字辅助基线消除功能的生物阻抗读出集成电路”，*IEEE*固态电路期刊（*JSSC*），第54卷，第11期，第2969–2979页，2019年。[30] Y. Zhong、L. Jie和N. Sun，“一种采用基于FVF的跨导输入结构的78.6 dB信号噪声失真比、520 mV_{PP}满量程、620 MΩ输入阻抗 $_{\text{in}}$ 105dB共模抑制比VCO传感器读出电路”，载于*IEEE*亚洲固态电路会议（*A-SSCC*），2022年，第1–3页。[31] L. Yan、J. Pettine、S. Mitra、S. Kim、D.-W. Jee、H. Kim、M. Osawa、Y. Harada、K. Tamiya、C. Van Hoof和R. F. Yazicioglu，“一种用于准确识别多种心内信号的13μA模拟信号处理集成电路”，*IEEE*生物医学电路与系统汇刊（*TBioCAS*），第7卷，第6期，第785–795页，2013年。[32] H. Rezaee-Dehsorkh、N. Ravanshad、A. Shamsaki、M. R. Fakour和P. Aliparast，“一种采用模数转换器进行I/Q解调的低功耗单通路生物阻抗测量系统”，*IEEE*生物医学电路与系统汇刊（*TBioCAS*），2022年。



Yu Xue（IEEE学生会员）于2022年获得中国南京南京工业大学电子信息工程专业理学学士学位。目前，他正在芬兰埃斯波的阿尔托大学攻读电子学与纳米技术理学硕士学位，并在微型系统与电路研究组（TSirc）开展研究。他目前的研究兴趣包括用于生物医学传感应用的低噪声、低功耗仪表放大器。



Kwantae Kim （IEEE高级会员）于2015年、2017年和2021年分别在韩国科学技术院电气工程学院获得学士、硕士和博士学位。他现任芬兰阿尔托大学电子与纳米工程系、电气工程学院助理教授。2020年，他曾在苏黎世大学和苏黎世联邦理工学院神经信息学研究所担任访问学生；2021年至2023年担任博士后研究员；2023年至2024年在该系担任资深研究员

苏黎世联邦理工学院（瑞士）信息技术与电气工程系。他的研究兴趣包括用于神经形态信号处理、生物医学传感器和柔性电子学的模拟/混合信号集成电路及全定制存储器集成电路。