

一种带有新型纹波抑制环路的电容耦合生物医学仪表放大器

秦 政,董阳涛,赵梦恋,吴晓波

(浙江大学 超大规模集成电路设计研究所,浙江 杭州 310027)

摘 要:设计了一种用于扩增生物电信号的低功耗高精度电容耦合斩波仪表放大器.通过斩波来减少失调和 $1/f$ 噪声,并且利用带有斩波型 Ping-Pong 结构自调零拓扑的纹波抑制环路来减小由于调制失调电压和 $1/f$ 噪声而产生的纹波.利用上述结构,斩波纹波在放大器的输出级可衰减约 40 dB.采用带有较大时间常数的直流伺服环路可以有效抑制电极失调,同时采用正反馈环路来提高输入阻抗.该仪表放大器采用 SMIC 0.18 μm CMOS 工艺进行设计.针对 EEG 或 ECG 等信号的特点,将放大器 -3 dB 带宽设置为 1 kHz.仿真结果表明,它的等效输入噪声功率谱密度为 32 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$,噪声效率因数为 2.1,共模抑制比为 105 dB,并且在 1 V 电压供电下,供电电流达到 2.8 μA .

关键词:电容耦合斩波仪表放大器;纹波抑制环路;斩波型 Ping-Pong 结构自调零拓扑;噪声效率因数

中图分类号: TN433

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2018)08-0031-05

A Capacitively-Coupled Biomedical Instrumentation Amplifier with Novel Ripple Reduction Loop

QIN Zheng, DONG Yang-tao, ZHAO Meng-lian, WU Xiao-bo

(Institute of VLSI Design, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: This paper describes a low-power precision capacitively-coupled chopper instrumentation amplifier (CCIA) to amplify the bio-potential signals. To reduce the offset and $1/f$ noise, chopping is employed. And the resulting ripple caused by the up-modulated offset and $1/f$ noise is suppressed by a proposed ripple reduction loop with chopped Ping-Pong auto-zeroing topology. With the proposed RRL, the chopping ripple at the output stage of the CCIA is attenuated about 40 dB. A DC servo loop (DSL) with a large time constant is employed to suppress electrode offset and a positive feedback loop (PFL) is employed to boost the input impedance. The CCIA is implemented in SMIC 0.18 μm CMOS process. To fit applications like EEG or ECG signals, -3 dB bandwidth is set as 1 kHz. Simulation results show that it achieves an equivalent input noise power spectrum density (PSD) of 32 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, a noise efficiency factor (NEF) of 2.1, CMRR of 105 dB and a supply current of 2.8 μA at a 1 V supply voltage.

Key words: capacitively-coupled chopper instrumentation amplifier; ripple reduction loop; chopped Ping-Pong auto-zeroing topology; noise efficiency factor

1 引言

近年来,生物电信号监测已广泛应用于各种健康监护设备,包括不同的植入装置.为了获得如脑电信号($1\sim 100\ \mu\text{V}$, $0.5\sim 100\ \text{Hz}$)这样的微伏级低频信号,需要性能良好的模拟前端.这意味着,作为模

拟前端的第一级,精密仪表放大器(IA)必须具有低失调、高共模抑制比、高输入阻抗和低噪声的性能.同时,为了延长设备的使用寿命,特别是植入式医疗设备的使用寿命,低功耗也是必需的.此外,噪声效率因数也是一个重要的方面,这就意味着必须在功耗和噪音之间进行权衡^[1].

为了满足以上需求,出现了多种 IA 拓扑. 一个比较有应用前景的 IA 拓扑结构是由一个斩波运算放大器组成的,它的增益由一个电容反馈网络决定. 与传统的拓扑结构相比(三运放^[2], 电流反馈和电阻反馈拓扑结构^[3]), 这种电容耦合斩波仪表放大器 (CCIA) 的优点有: (1) 它提供轨到轨的输入感应能力; (2) 电能利用率比传统放大器更高; (3) 带有斩波器和匹配度良好的电容器, 其增益精度高, 共模抑制比高. 然而, CCIA 也有一些缺点: (1) 调制失调电压和 $1/f$ 噪声造成了更大的输出纹波; (2) 在典型的斩波频率下, 输入端斩波器和电容将输入电阻限制在了几兆欧下; (3) 直流电极失调电压 (EOV) 被输入斩波器引入到了系统中.

为了降低输出纹波, 一种做法是采用斩波型 Ping-Pong 结构自调零拓扑作为它的主运放^[4]. 然而, 这种做法会导致输入晶体管寄生电容引起的不利影响直接影响输出纹波. 在另外一些做法^[5-6]中, 虽然交流耦合连续时间纹波抑制环路可以降低输出纹波, 但积分器的残余偏移量仍然会增大输出纹波. 本结构采用一个斩波型 Ping-Pong 结构自调零拓扑的纹波抑制环路来减小斩波纹波. 通过设计 Ping-Pong 结构自调零拓扑的时序, 同时在上纹波抑制环路中增加两个斩波器, 可以将纹波抑制到相对较低的水平. 同时, 采用正反馈环路来增加放大器的输入阻抗, 采用直流伺服环路使系统具有高通特性, 从而减小直流电极失调电压.

2 电容耦合斩波仪表放大器的结构

仪表放大器的结构框图如图 1 所示. 系统由带有斩波器的电容反馈网络, 纹波抑制环路, 直流伺服环路和正反馈环路构成.

2.1 带有斩波器的电容反馈网络

用斩波器的电容反馈拓扑包括由 G_{m1} 和 G_{m2} 级构成的主放大器, 电容反馈网络, 输入斩波器 CH_{in} , 反馈斩波器 CH_{fb} 和位于 G_{m1} 和 G_{m2} 之间的第三个斩波器 CH_m 构成.

IA 的增益被输入电容 C_{in} 和反馈电容 C_{fb} 设定为 40 dB. 为了实现 0.1% 的增益精度, 主放大器的增益应至少为 100 dB.

在斩波器 CH_m 作用下, G_{m1} 级的失调和 $1/f$ 噪声从基带上被移除. 调制失调电压和 $1/f$ 噪声会在输出端产生纹波. 当 $G_{m1} = 14 \mu S$, $f_{chop1} = 20 \text{ kHz}$, $C_m = 18 \text{ pF}$, $V_{os} = 10 \text{ mV}$ 时, 输出纹波约为 0.2 V. 相对于输入微伏级的生物电信号, 纹波在很大程度上

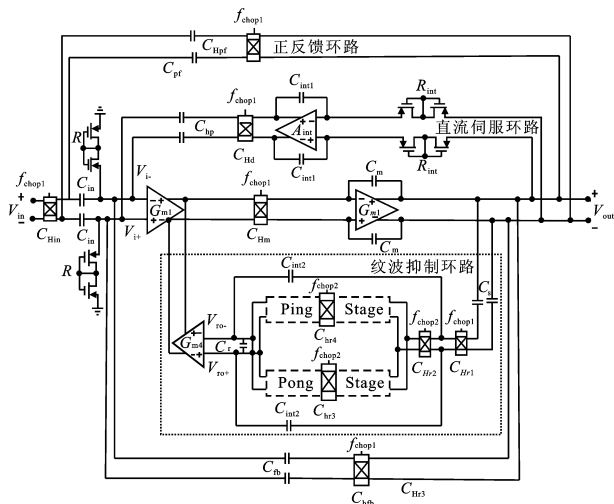


图 1 带有斩波型 Ping-Pong 结构自调零纹波抑制环路的电容耦合仪表放大器结构

上破坏了输出信号. 因此, CCIA 需要增加纹波抑制环路将纹波降低到微伏级.

2.2 直流伺服环路

通常直流电极失调电压可以通过无源 RC 高通滤波器滤除. 然而, 这种方法增加了生物电位监测系统片外元件的数量. CCIA 中, 直流伺服回路 (DSL) 采用一个积分器组成高通滤波器, 积分器搭配几个 $G\Omega$ 级的伪电阻可以得到一个非常大的时间常数.

CCIA 的高通转折频率设定为:

$$f_{hp} = f_{int} \frac{C_{hp}}{C_{fb}} = \frac{1}{2\pi R_{int} C_{int1}} \frac{C_{hp}}{C_{fb}} \quad (1)$$

CCIA 可承受的最大的直流电极失调电压由 C_{in} , C_{hp} 和积分器的输出电压 $V_{out, int}$ 决定:

$$V_{EOV} = V_{out, int} \frac{C_{hp}}{C_{in}} \quad (2)$$

本文中将 C_{in}/C_{hp} 设定为 100, 积分器供电电压为 1 V. 为了能够承受大约 50 mV 的直流电极失调电压, 将 C_{hp} 设定为 C_{in} 的 1/20. 将 $2\pi R_{int} C_{int}$ 设定为 10 s 左右, 这样可以使得高通转折频率在 0.5 Hz 左右.

由于闪烁噪声被调制到高频, 可以得到 DSL 导致的输入参考噪声为:

$$V_{noise, DSL} = (V_{noise, A_{int}} \frac{s/\omega_{int} + 1}{s/\omega_{int}} + \frac{V_{noise, R_{int}} \frac{1}{sC_{int}}}{R_{int}}) \frac{C_{hp}}{C_{in}} \quad (3)$$

$V_{noise, DSL}$ 表示 DSL 导致的输入参考噪声, $V_{noise, A_{int}}$ 是 A_{int} 的输入参考噪声, $V_{noise, R_{int}}$ 是 R_{int} 的噪声, ω_{int} 等于 $1/R_{int} C_{int}$. 总的来说, DSL 的输入参考噪声因为 C_{hp}/C_{in} 而减小, 所以不会对 CCIA 的整体噪

声产生影响。

2.3 正反馈环路

CCIA 的输入阻抗由斩波频率 f_{chop1} 和 C_{in} 决定:

$$R_{\text{in}} = \frac{1}{2f_{\text{chop1}} C_{\text{in}}} \quad (4)$$

如果 C_{in} 等于 10 pF, f_{chop1} 等于 20 kHz, 那么 R_{in} 等于 2.5 MΩ, 对于生物接口来说输入阻抗过小, 因此需要采用正反馈环路增大输入阻抗, 如图 1 所示。为了增大阻抗, C_{pf} 设定为接近 C_{fb} 。这里将 C_{pf} 设为 100 fF 来得到相对较高的输入阻抗。

3 主要环路电路设计

3.1 CCIA 主放大器的设计

通常 CCIA 基于一个两级米勒补偿放大器, 该放大器由输入跨导 G_{m1} , 米勒电容 C_m 和跨导 G_{m2} 组成。如图 2 所示, G_{m2} 级的输出和共模反馈电路的开关电容连在一起。它的噪声由输入级 G_{m1} 产生。这里将 G_{m1} 设定为 14 μS 来降低输入参考噪声, 将 C_m 设定为 18 pF, 将 CCIA 的带宽设定在 1 kHz 左右。为了实现更高的供电效率, 输入 PMOS 差分对管工作在亚阈值区。

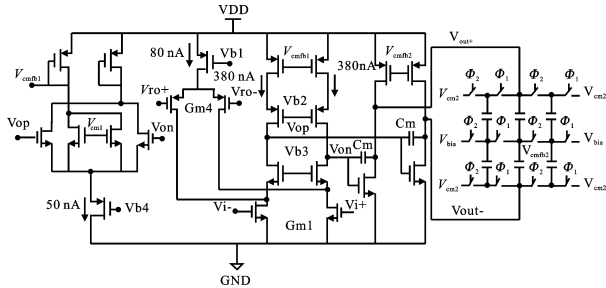


图2 CCIA 主放大器的电路结构

3.2 纹波抑制环路

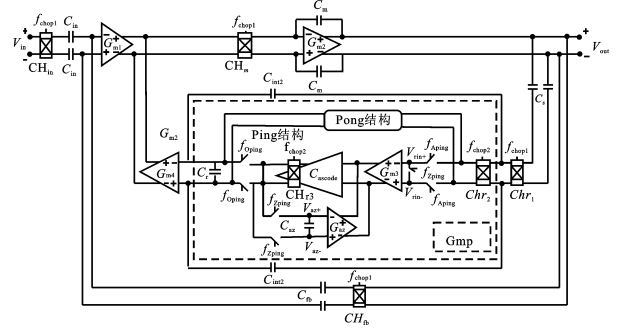
为了降低由调制失调和 $1/f$ 引起的输出电压纹波, 采用了一种带有 Ping-Pong 结构自调零的纹波抑制环路(RRL)。采用 Ping-Pong 结构自调零可以使得 RRL 工作在连续时间模式下。图 3(a) 展示了纹波抑制环路的结构框图。它由输入电容传感器 C_s , 斩波器 CH_{r1} , CH_{r2} 和 CH_{r3} , Ping-Pong 结构跨导 G_{mp} , 积分器 C_{int2} 和跨导 G_{m4} 构成。RRL 工作时, C_s 感应到纹波电压后, 将它转换成电流; 电流由 CH_{r1} 解调并在 C_{int2} 上积分, 之后 C_{int2} 上的电压由 G_{m4} 转变为补偿电流, 用于补偿 G_{m1} 的失调电流。输出纹波由下面的式子决定:

$$V_{\text{out, ripple}} = \frac{G_{m1} V_{\text{os}}}{2A_{\text{Gmp}} G_{m4}} \quad (5)$$

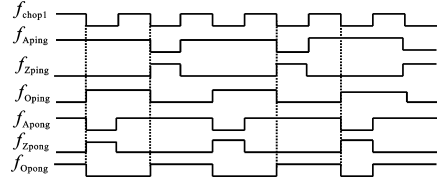
这里将 G_{m1} 设为 14 μS, G_{m4} 设为 1 μS, A_{Gmp} 大于 80 dB, V_{os} 为 10 mV, 这样, 在不考虑其他非理想因素诸如 G_{m3} 失调的情况下, 输出电压纹波将会小于 10 μV。这样 RRL 的单位增益带宽可推导为:

$$f_{\text{UGB}} = \frac{G_{m4} C_s}{2\pi C_m C_{\text{int2}}} \quad (6)$$

在 $G_{m4} = 1 \mu\text{S}$, $C_s = 200 \text{ fF}$, $C_m = 18 \text{ pF}$, $C_{\text{int2}} = 2 \text{ pF}$ 的条件下, 单位增益带宽为 885 Hz, 因此 RRL 在斩波频率下可作为窄带陷波滤波器, 陷波带宽约为 1.77 kHz。



(a) 电路结构



(b) 时序图

图3 Ping-Pong 结构自调零的纹波抑制环路

($f_{\text{chop1}} = 20 \text{ kHz}$, $f_{\text{chop2}} = 500 \text{ kHz}$)

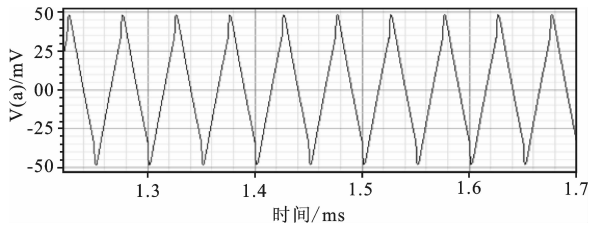
事实上, G_{m3} 的失调会影响 G_{m4} 的输入电压, 所以 G_{m4} 产生的电流无法合理补偿 G_{m1} 的失调电流。本设计使用的斩波型 Ping-Pong 结构自调零拓补能够减小 G_{m3} 的失调。图 3(b) 显示了斩波和自动调零的时序图。对于 Ping 结构, 在 Φ_{Zping} 相位期间, 放大器 G_{m3} 的输入被短路, 输出和电容 C_{az} 连在一起。所以输出失调和噪声存储在 C_{az} 上, 这些失调和噪声会驱动 G_{az} 产生补偿电流来补偿 G_{m1} 的输入失调和噪声电流。在 Φ_{Aping} 相位期间, 电容 C_{az} 和 G_{m3} 的输出断开, 此时 C_{az} 产生补偿电流去削减电路的失调和噪声电流。另外, Φ_{Aping} 和 Φ_{Apong} 的相位重叠了 1/2 个斩波周期, 因此在 Φ_{Aping} 的结束时刻, Pong 结构的输入已经稳定, 积分器输出仍然和 Ping 结构相连。同样, 在 Φ_{Apong} 的结束时刻, Ping 结构的输入已经稳定, 积分器输出仍然和 Pong 结构相连。这样可以降低由 G_{m3} 的晶体管寄生电容引起的不良影响。使用这种方法,

G_{m3} 的失调可降低为:

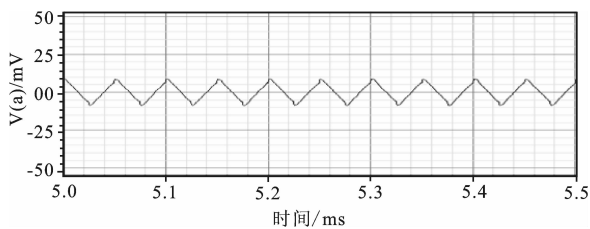
$$V_{os,eq} = V_{os} \frac{1}{1 + G_{az}R_o} \quad (7)$$

式中, R_o 是输出电阻; V_{os} 是 G_{m3} 的失调电压; $V_{os,eq}$ 是 G_{mp} 调零后的剩余失调电压。

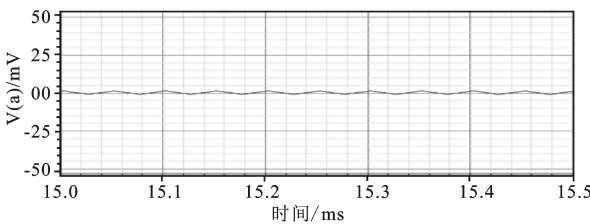
尽管 V_{os} 缩小了 $(1 + G_{az}R_o)$ 倍, 但是它的剩余失调电压仍然会导致输出电压纹波的增大, 并且由于一些诸如开关和斩波器等非理想因素, 剩余失调电压会比计算值更大. 为了将输出电压纹波降到更小, 还要使用斩波器 CH_{r2} 和 CH_{r3} . 斩波器 CH_{r2} 和 CH_{r3} 的斩波频率比 CH_m , CH_m 和 CH_{r1} 的斩波频率更高. 因此 G_{m3} 的剩余失调被斩波到高频段, 再通过电容滤除后送入 G_{m4} . 这样, G_{m3} 的失调影响就被降低到一个相对较低的水平. 图 4 展示了以下三种情况下仪表放大器的输出电压纹波. 仿真时将 G_{m2} 和 G_{m3} 的失调电压设置为 5 mV. 从图中可以看出, 斩波型 Ping-Pong 结构的放大器纹波抑制的效果最好, 达到 1 mV 左右. 相较于没有纹波抑制环路的放大器, 这种结构的输出纹波衰减了大约 40 dB.



(a) 没有纹波抑制环路的仪表放大器



(b) 带有 Ping-Pong 结构纹波抑制环路的仪表放大器



(c) 带有斩波型 Ping-Pong 结构纹波抑制环路的仪表放大器

图 4 三种状态下的输出电压纹波

Ping 结构放大器的电路如图 5 所示. A_{Gmp} 的增益大于 80 dB. 由于纹波抑制环路引入的输入参考噪声可以用下面的式子计算:

$$V_{noise,RRL} = \frac{G_{m4} \sqrt{V_{noise,RRLint}^2 + V_{G_{m4},noise}^2}}{G_{m1} \frac{C_{in} + C_{fb} + C_{lp}}{C_{in}}} \quad (8)$$

式中, $V_{noise,RRLint}$ 是 RRL 积分器的输出噪声; $V_{noise,Gm4}$ 是 G_{m4} 的输入噪声. 这里将 G_{m4}/G_{m1} 设为 1/14, 所以 RRL 噪声对输入参考噪声不会产生很大影响. 整个纹波抑制环路需要 0.5 A 左右的电流.

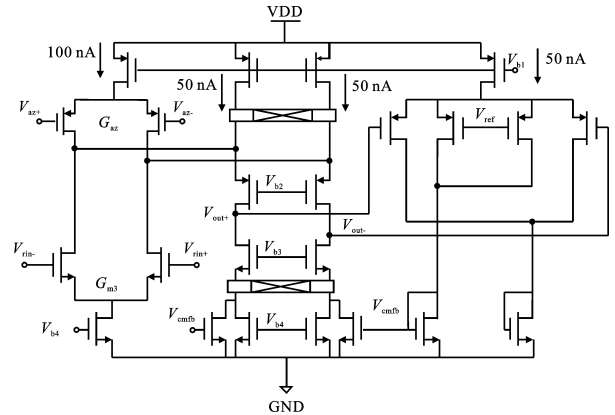


图 5 Ping 结构放大器电路示意图

4 仿真结果

周期性交流仿真结果如图 6 所示. 从图中可以看到, 系统闭环直流增益为 39.88 dB. 高通转折频率约为 0.5 Hz, 带宽为 1 kHz. 周期性噪声的仿真结果如图 7 所示. 从 0.5 Hz 到 1 kHz, 放大器输入参考噪声为 $32 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 相应的综合噪声是 $1.003 \mu\text{V}_{rms}$. 噪声效率因数为 2.1. 在 1 kHz 内, 共模抑制比大于 105 dB 并且输入阻抗增加到了 100 MΩ 以上.

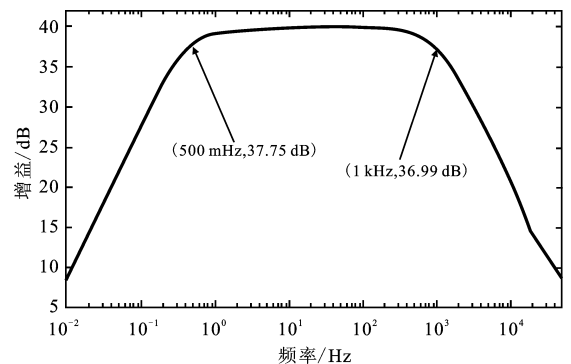


图 6 周期性交流仿真分析

表 1 对比了本文设计的放大器和其他放大器的性能差别. A 和 B 代表了采用 Ping-Pong 结构自调零拓扑的仪表放大器^[3-4]. C 和 D 代表了采用交流耦

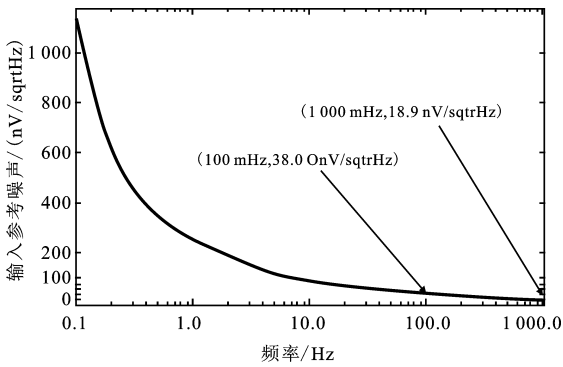


图 7 周期性噪声响应

合纹波抑制环路的仪表放大器^[5-6]. E 在纹波抑制环路中使用了斩波器和陷波滤波器^[7]. F 在纹波抑制环路中使用了多斩波技术^[8]. 通过对比可以发现,本文提出的仪表放大器具有更低功耗、更低噪声、更小的噪声效率因数和相对更大的生物信号输入范围的技术优点.

表 1 多种仪表放大器之间的性能比较

	This work	A	B	C	D	E	F
工艺/ μm	0.18	0.5	0.18	0.065	0.7	0.35	0.18
斩波频率 / KHz	20,500	-	40	5	40,510	50	20,80
供电电压/V	1	3-5.5	1	1	5	1.8	1.25
供电电流/ μA	2.8	1700	3.7	1.8	230	13	1.7
输入噪声/($\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$)	32	27	42	60	15	95	45
共模抑制比/dB	105	142	128	134	>120	135	85
噪声效率因数	2.1	43.5	3.1	3.3	8.8	13.1	2.9
单位增益带宽/Hz	100k	800k	100k,1M	70k	800k	100k	1M

5 结束语

本文设计了一种电容耦合生物医学仪表放大器. 这种精密仪表放大器采用斩波型 Ping-Pong 结构自调零拓扑的新型纹波抑制环路, 可以将输出纹波衰减约 40 dB. 在 1 V 供电电压和 2.8 μA 供电电流下, 斩波频率为 20 kHz 和 500 kHz 时, 输入参考噪声减小到 32 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 噪声效率因数只有 2.1.

参考文献:

[1] 付蓉. 用于脑机接口的脑电信号数据采集系统设计[D]. 江西:南昌大学,2015.

[2] 刘召辉. 低噪声专用仪表放大器的设计[D]. 浙江:浙江大学,2008.

[3] Pertijs M, Kindt W. A 140 dB-CMRR current-feed-back instrumentation amplifier employing ping-pong auto-zeroing and chopping[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2010, 45(10): 2044-2056.

[4] Sun P, Zhao M, Wu X, et al. A capacitively-coupled biomedical instrumentation amplifier employing chopping and auto-zeroing[C] // IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference. Turin, Italy,2012:61-64.

[5] Fan Q, Sebastiano F, Huijsing J, et al. A 1.8 μW 60 nV/rtHz capacitively-coupled chopper instrumentation amplifier in 65 nm CMOS for wireless sensor nodes [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2011, 46 (7): 1534-1543.

[6] Wu R, Makinwa K A, Huijsing J H, et al. A chopper current-feedback instrumentation amplifier with a 1 mhz 1/f noise corner and ac-coupled ripple reduction loop[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2011, 44(12): 3232-3243.

[7] Kusuda Y. Auto correction feedback for ripple suppression in a chopper amplifier[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2010,45(8): 573-576.

[8] Wu J, Law M K, Mak P I, et al. A 2 μW 45nV/rtHz readout front end with multiple-chopping active-high-pass ripple reduction loop and pseudofeedback DC servo loop[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs, 2016, 63(4): 351-355.

作者简介:

秦 政 男,(1992-),硕士研究生. 研究方向为模拟集成电路设计.

董阳涛 男,(1993-),硕士. 研究方向为模拟集成电路设计.

赵梦恋(通讯作者) 女,(1976-),博士,副教授. 研究方向为模拟集成电路设计. E-mail:zhaoml@zju.edu.cn.

吴晓波 男,(1947-),硕士,教授,博士生导师. 研究方向为模拟集成电路设计.