



# 一种用于生命体征信号采集的 SAR-ADC 低功耗时序算法

张程高, 白文彬, 刘术彬, 丁瑞雪, 朱樟明\*

西安电子科技大学微电子学院, 西安 710000

\* 通信作者. E-mail: zmyh@263.net, zhangmingzhu@xidian.edu.cn

收稿日期: 2018-01-11; 接受日期: 2018-03-27; 网络出版日期: 2019-01-16

国家自然科学基金 (批准号: 61625403) 资助项目

**摘要** 柔性电极非常适用于生物电信号的采集, 而对生物电信号这类低活跃度的输入信号进行量化时, 可以采用末位优先量化算法以节省 ADC 能量消耗. 本文提出了一种新型的用于 SAR-ADC 的末位优先量化算法, 在继承了传统末位优先量化算法的优点上, 可以避免特定情况下额外的能量消耗. 在对心电信号 (ECG 信号) 进行量化时, 与传统 SAR-ADC 算法相比, 本文提出的算法能节省 98.8% 的 DAC 转换能量消耗.

**关键词** 末位优先量化, 生物电信号, ECG 信号, 柔性电极

## 1 引言

生物电信号, 例如心电信号 (electrocardiograph, ECG 信号)、脑电信号 (electroencephalogram, EEG 信号) 等, 与人体健康息息相关, 其频率范围大致分布在几赫兹到几千赫兹, 幅度为几十微伏到几毫伏<sup>[1,2]</sup>. 同时, 生物电信号极易受到工频噪声干扰, 同时常规电极与皮肤间接触不紧密, 接触电阻大, 易造成生物电信号衰减, 并易受运动伪影干扰. 采用柔性电极可以更好的皮肤贴合, 减小接触阻抗以及运动伪影干扰, 从而获取纯净的生物电信号<sup>[3]</sup>. 生物电信号的每个周期都由短时间的脉冲抖动和长时间的空闲时间组成, 按照文献 [4] 的定义, 生物电信号具有很低的平均活跃度. 信号活跃度定义为  $\alpha = \Delta\text{code}/\text{DR}$ , 其中  $\Delta\text{code}$  为 ADC (analog to digital converter) 相邻两次量化结果之差的平均值, DR (dynamic range) 为信号量化结果的动态范围. 对于生物电信号来说, 其活跃度较其他信号小, 如果采用一般量化算法, 其相邻量化结果可能差距很小或者相同, 可能会造成不必要的重复量化和能量消耗, 而末位优先量化算法可以很好地解决这一问题. 与一般算法不同, 末位优先量化算法会先对量化结果提出一个猜测值, 例如采用上一次的量化结果作为猜测值. 当两次输入信号差别很小时, 这种猜测是

**引用格式:** 张程高, 白文彬, 刘术彬, 等. 一种用于生命体征信号采集的 SAR-ADC 低功耗时序算法. 中国科学: 信息科学, 2019, 49: 932-938, doi: 10.1360/N112018-00012  
Zhang C G, Bai W B, Liu S B, et al. A SAR-ADC switching scheme for bioelectrical signal with high energy efficiency (in Chinese). Sci Sin Inform, 2019, 49: 932-938, doi: 10.1360/N112018-00012

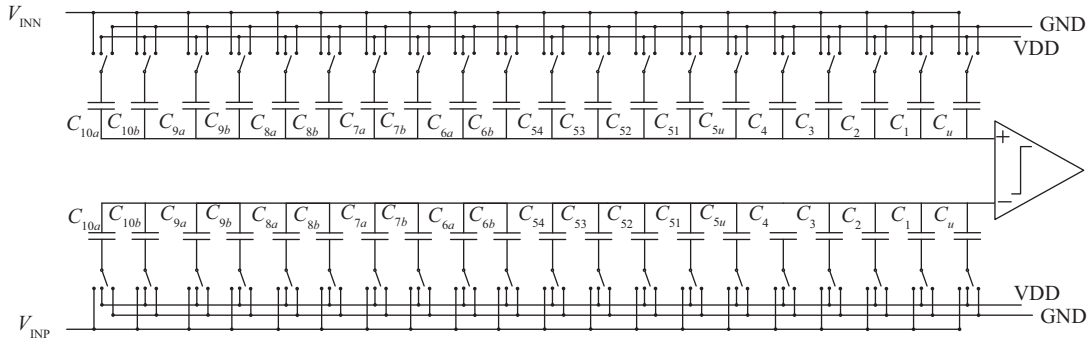


图 1 所提出的 10-bit SAR-ADC 结构简图  
Figure 1 Proposed 10-bit SAR-ADC structure

很高效的, 能大为简化量化过程, 进而减少 ADC 的总体功耗. 然而, 现有的几种末位优先量化算法存在着不同的缺点. 在量化一些特定的信号时, 往往会需要额外的能量或者比较周期, 有时甚至比传统时序还要多. 为了避免额外能量和比较周期的消耗, 本文提出一种新型的末位优先量化算法. 该算法的能量消耗与所需比较周期只与相邻两次量化差值有关, 而与具体量化结果无关, 从而避免了前述的额外功耗. 当对放大 40 dB 的 ECG 信号以 1 kS/s 的采样速率进行量化时, 相比于传统时序, 本文所提出时序可以节省 98.8% 的 DAC (digital to analog converter) 功耗, 且不存在复位功耗. 第 2 节中对该时序算法进行了详细描述, 并在第 3 节给出了仿真结果, 最后第 4 节对本文进行了总结.

## 2 时序量化算法建模

在一般算法的量化过程中, 基于比较器结果, ADC 从最高位 (most significant bit, MSB) 开始, 向着最低位 (least significant bit, LSB) 依次获得结果. 与之不同, 末位优先量化算法从 LSB 开始, 且可以分为 P1, P2, P3 三个阶段. 对于  $N$  位精度的 ADC, 一般算法每次量化需要  $N$  个比较周期, 而末位优先量化算法根据预测值与输入值之间的差值, 其所需比较周期并不固定, 在  $2 \sim 2N$  次之间变化. 对于活跃度高的信号, 末位优先量化可能需要超过  $N$  次比较周期, 可以说是一种低效的时序算法, 但对于活跃度低的信号, 末位优先量化算法使用少数几次比较周期就可得出结果, 是一种高效率的量化方法. 末位优先量化算法的主要思想是: 在量化开始时先为输入信号提供一个预测值, 通常采用上一次的量化结果或者根据前几次的量化结果进行线性猜测作为预测值. 根据预测值与输入信号的比较结果, 修正预测值, 在一定范围内确定量化结果所处范围. 最后, 逐渐缩小这一范围, 确定最终量化结果. 如图 1 所示为一个使用所提出时序算法的 10 位 SAR-ADC 的简易结构. 从  $C_{10}$  到  $C_1$  依次为 MSB 到 LSB,  $C_u$  为冗余单位电容, 将  $C_5$  按照二进制进行拆分, 将  $C_{10} \sim C_6$  拆分为两部分, 其中  $C_{xb} = C_5$ ,  $C_{xa} = C_x - C_{xb}$  ( $x = 6, \dots, 10$ ). 该 ADC 采用下极板采样方法, 采样结束后, 输入信号通过采样开关被采样到 DAC 的下极板上, 并开始 P1 阶段.

P1 阶段的主要作用是 P2 阶段确定探索方向, 并进行初步比较以决定是否进入 P2 阶段. 假设上一次的量化结果为  $Dre$ , 在采样结束之后, 将  $Dre$  打到 DAC 上. 比较器比较  $Dvin$  与  $Dre$  的大小, 如果  $Dvin > Dre$ , 即  $Vin > Vre$ , 将探索方向  $DIR$  设定为 1 (需要提升  $Vre$ ), 否则设定为 0 (需要降低  $Vre$ ). 在  $DIR$  确定之后, 如果  $Dre$  的第 5 位  $Dre_5$  和  $DIR$  不同, 则将  $C_{5u}$  设定为  $DIR$ , 否则将  $C_{51} \sim C_{54}$  以及  $C_{6b} \sim C_{10b}$  中第 1 个与  $DIR$  不同的反转. 这一步在本算法中十分重要, 尽管消耗了一

小部分额外能量, 但是保证了在 P2 阶段在  $C_5$  电容阵列上工作, 不会有进位或者重复比较的出现. 无论是那种情况,  $V_{re}$  在 DIR 规定的方向上无形的变化了  $V_{ref} \times C_u/C_{tot}$ , 但并没有体现在  $D_{re}$  的变化上, 这是为了验证  $D_{vin}$  是否与  $D_{re}$  相等以及防止  $D_{re}$  这个码的丢失. 对应到两个 DAC 上的电压, 结果为

$$V_{DACP} = V_{CM} - V_{INP} + \frac{(D_{re} + DIR)}{2^N} V_{DD}, \quad (1)$$

$$V_{DACN} = V_{CM} - V_{INN} + \left(1 - \frac{D_{re} + DIR}{2^N}\right) V_{DD}. \quad (2)$$

$V_{INP} - V_{INN}$  和  $2(D_{re} + DIR)V_{DD}/2^N$  即对应于  $V_{in}$  和  $V_{re}$ . 根据第 2 次比较结果, 如果比较结果与 DIR 不同, 则量化结束, 根据 DIR 的值最终量化结果为  $D_{re}$  或者  $D_{re} - 1$ , 否则进入 P2 阶段. P2 阶段的主要作用是根据 DIR 所规定的方向确定量化结果所处范围, 也叫做 to-MSB 阶段. 在 P1 中已经保证  $D_{51} \sim D_{54}$  与 DIR 相反, 因此在 P2 阶段只需要按照二进制从小到大的次序依次反转  $C_{5x}$  ( $x = 1, 2, 3, 4$ ). 每次反转  $C_{5x}$ , 将使  $V_{re}$  在 DIR 方向上变化  $V_{ref} \times C_{5x}/C_{tot}$ , 直到比较器结果反转与之前不同为止, 并假设此时反转到  $D_{5n}$ . 此时说明预测值已经超过了输入值, 停止 P2, 进入 P3 阶段. 如果  $C_{5x}$  ( $x = 1, 2, 3, 4$ ) 全部反转后比较器仍未反转, 则根据 DIR 输出  $D_{re} + 16$  或者  $D_{re} - 16$ , 这里会在第 3 节做出解释. P3 阶段, 又叫做 to-LSB 阶段, 在确定量化结果所处范围后, 从第  $n - 1$  位开始按照传统时序算法向着 LSB 逐次确定每一位的值. 在 P2 阶段  $D_{51} \sim D_{5n}$  已经设定为 DIR, 在 P3 阶段, 按照传统时序算法, 从  $D_{5(n-1)}$  开始先预置为  $1 - DIR$ , 根据比较器结果确定  $D_{5(n-1)}$  的最终结果, 同时再预置  $D_{5(n-2)}$  为  $1 - DIR$ . 重复这一步骤, 确定剩余各位. 当 DIR 为 1 时, 最终输出结果  $D_{out}$  等于  $D_{re} + D_5$ , 当 DIR 为 0 时, 最终输出结果  $D_{out}$  等于  $D_{re} + D_5 - 16$ . 之后可用一个简单的加法器将两部分结果合并输出. 在现有的两种末位优先量化算法中, 在 P2 即 to-MSB 阶段, 文献 [4] 中算法的探索范围只与上一次量化结果有关, 完全不按照二进制, 导致在一些情况下, 即使  $D_{re}$  与  $D_{vin}$  非常接近, 也会确定出一个很大的探索范围, 进而消耗多余的能量和比较周期. 尽管文献 [5] 算法做了一定改进, 但是其 P2 阶段探索范围的扩大仍不完全按照二进制, 同时在发生进位运算时会导致额外的 DAC 能量消耗以及本位重复探索. 在本文所提出的算法中, 通过 P1 阶段的特殊处理, 在拆分后的  $C_5$  上进行 P2 和 P3 阶段, 使得 P2 阶段的探索范围严格按照二进制扩大, 同时避免了进位运算以及本位重复探索.

### 3 仿真与分析

图 2~5 所示为一段经过 40 dB 放大, 10 kS/s 采样的 ECG 信号. 在 10-bit 精度下, 其结果主要集中在 480~650 之间, 相邻两次量化结果之间平均差值  $\Delta_{code}$  为 0.0597, 最大差值  $\Delta_{codemax}$  为 1.55. 因此虽然本文算法因为选择在拆分的  $C_5$  上进行 P2, P3 阶段使得探索范围只有前一次结果的上下 16, 但是对于 ECG 信号来说已经完全够用了, 采用本算法量化 ECG 信号, 平均每次量化所需比较周期为 2.025, 而一般算法固定的需要 10 次. 对于少数两次采样差值大于 16 的情况, 说明此时受到了运动伪影等因素的干扰, 可以触发数字反馈模块进行修正.

举例来说明所提出算法如何通过避免进位来减少功耗. 假设  $D_{re} = 511$ ,  $D_{vin} = 515$ , 通过上一段的描述可知这在 ECG 信号中是很常见的一组输入. 与文献 [5] 中算法进行比较, 第 1 个比较周期确

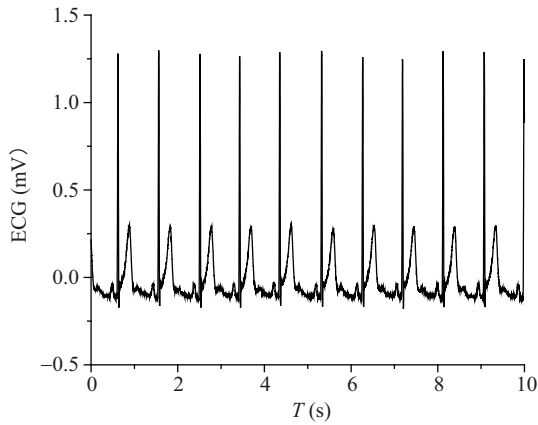


图 2 实际 ECG 信号  
Figure 2 The actual ECG signal

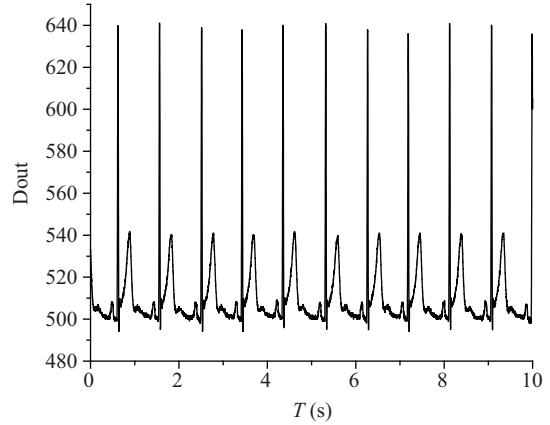


图 3 所提出时序仿真量化 ECG 信号结果  
Figure 3 Quantitative results of ECG signal by proposed algorithm

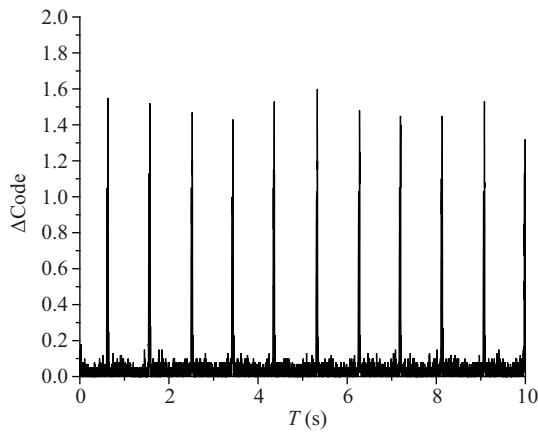


图 4 相邻两次采样差值  
Figure 4 Difference between two adjacent sampling

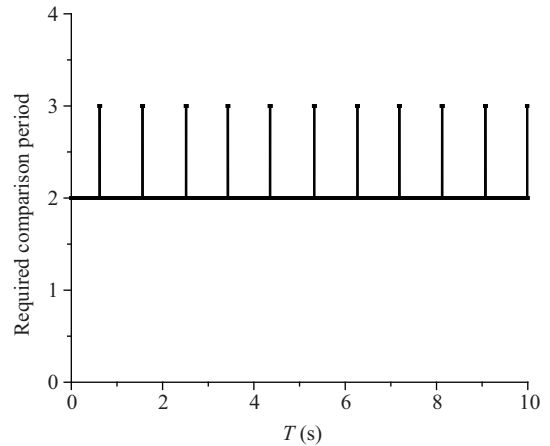


图 5 ECG 信号量化次数  
Figure 5 Bitcycles for ECG signal

定  $DIR = 1$ , 之后 0111111111 需要加 1 变为 1000000000, 两个 DAC 所需要的转换能量为

$$E_{P1} = C_{10}V_{ref} \left( V_{ref} - \frac{C_u}{C_{tot}}V_{ref} \right), \tag{3}$$

$$E_{N1} = (C_{tot} - C_{10})V_{ref} \left( V_{ref} + \frac{C_u}{C_{tot}}V_{ref} \right). \tag{4}$$

然而本文算法, 不会产生进位, 而是将  $C_{5[4:1]}$  以及  $C_{1b}$  反转, 在拆分后的  $C_5$  上进行后续操作, 如表 1 所示逐步演示了本算法是如何得出最终量化结果的. 对应于式 (3) 和 (4) 所示操作, 本算法所需能量为

$$E_{P2} = C_uV_{ref} \left( V_{ref} - \frac{C_u}{C_{tot}}V_{ref} \right) - C_{10}V_{ref} \frac{C_u}{C_{tot}}V_{ref}, \tag{5}$$

表 1 举例说明时序计算过程

Table 1 An example for the quantitative process

Bitcycles	DIR	$D[10:6 D5[4:1] 4:0]$	$\Delta D(D_5)$
1	0	01111[1111]11111	
2	1	[01]1111[0000]11111	
3	1	[01]1111[0001]11111	1
4	1	[01]1111[0011]11111	3
5	1	[01]1111[0111]11111	7
6	1	[01]1111[0101]11111	5
7	1	[01]1111[0100]11111	4

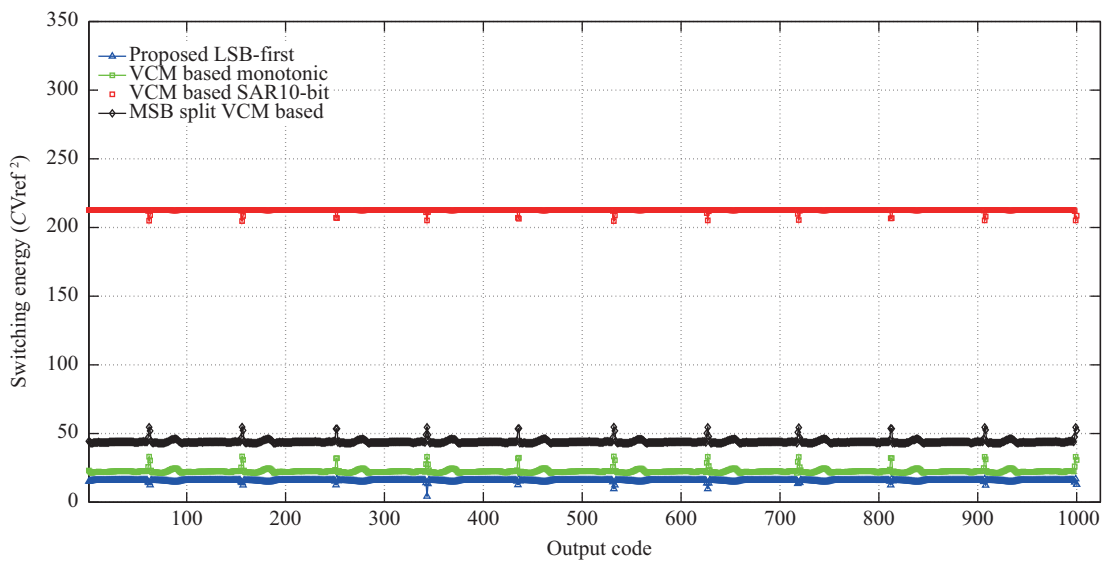


图 6 (网络版彩图) 与其他几种时序的功耗对比

Figure 6 (Color online) Comparison with other algorithms in power consumption

$$E_{N2} = (C_{10} - C_u) \frac{C_u}{C_{tot}} V_{ref}^2. \quad (6)$$

两者进行比较, 本算法可以节省功耗如下:

$$E_{P1} - E_{P2} = (C_{10} - C_u) V_{ref}^2 + V_{ref}^2 \frac{C_u^2}{C_{tot}}, \quad (7)$$

$$E_{N1} - E_{N2} = C_{10} V_{ref}^2 + V_{ref}^2 \frac{C_u}{C_{tot}}. \quad (8)$$

在 P1 阶段, 有 50% 几率需要消耗  $C_5 V_{ref}^2$  的能量来设置  $C_5$ . 但与其之后所能节省的能量相比, 这些能量几乎可以忽略. 后续进入 P2 阶段, 依次反转  $C_{5[1-4]}$ , 当反转到  $C_{53}$  时, 比较器发生反转, 进入 P3 阶段, 依次确定  $D_{52}, D_{51}$ , 最终可得  $D_{vin} = D_{re} + 4$ , 同时可得两者差值为 4, 这一差值可用于数字处理模块, 用于反馈消除运动伪影等干扰.

在 MATLAB 中对所提出时序进行了 10-bit 精度的行为级建模, 通过对 10000 个 ECG 信号进行功耗仿真, 与其他几种时序进行了功耗对比 [6~8], 如图 6 所示, 其中最下方三角线代表所提出时序. 当

同一段放大了 40 dB 的 ECG 信号以 1 kS/s 的采样速率、10-bit 精度进行采样量化时, 本文所提出时序平均每次量化只需  $15.6C_u V_{ref}^2$  能量, 与传统时序相比减少了 98.8%. 同时相比于其他一些低功耗时序, 本时序不仅比较次数少, 且不存在复位功耗.

## 4 总结

针对于由柔性电极采集的生物电信号低频幅值变化缓慢的特性, 本文提出了一种新型 SAR-ADC 低功耗时序算法. 该算法以传统末位优先量化时序为基础并加以改进, 不同于一般时序从高位向低位的量化顺序, 该算法由最低位开始量化, 通过避免大电容电位反转以及节省比较周期达到节省功耗的目的. 同时避免了传统末位优先量化时序探索范围随机扩展以及可能发生进位运算的缺点, 使得探索范围严格按照二进制顺序扩大. 其功耗大小由相邻两次采样值之间差值大小所决定, 该差值越小则其所需功耗也就越小, 因此其功耗受输入信号幅频特性、量化精度、采样速率影响. 对于放大 40 dB 的 ECG 信号, 在 1 kS/s 的采样速率、10-bit 精度下, 与传统时序相比节省了 98.8% 的 DAC 转换能量, 且不存在复位功耗.

## 参考文献

- 1 Fan Q W, Sebastiano F, Huijsing J H, et al. A 1.8  $\mu$ W 60 nV/surdHz capacitively-coupled chopper instrumentation amplifier in 65 nm CMOS for wireless sensor nodes. *IEEE J Solid-State Circ*, 2011, 46: 1534–1543
- 2 Wang N, Ruan J. The clustering analysis of ECG-signal time series based on the Lyapunov exponential spectrum. *Chinese Sci Bull*, 2004, 49: 2122–2127 [王鼎, 阮炯. 心电信号时间序列基于 Lyapunov 指数谱的主成分聚类分析. *科学通报*, 2004, 49: 2122–2127]
- 3 Zhang H Y, Chen X. Design of active surface EMG electrode array based on flexible material. *J Electron Meas Instrum*, 2014, 28: 901–907
- 4 Yaul F M, Chandrakasan A P. A 10 bit SAR ADC with data-dependent energy reduction using LSB-first successive approximation. *IEEE J Solid-State Circ*, 2014, 49: 2825–2834
- 5 Waters A, Leung J, Moon U K. LSB-first SAR ADC with bit-repeating for reduced energy consumption. In: *Proceedings of Electronics Circuits and Systems IEEE International Conference*, Marseille, 2014
- 6 Song X L, Xiao Y, Zhu Z M. VCM-based monotonic capacitor switching scheme for SAR ADC. *IET Electron Lett*, 2013, 49: 327–329
- 7 Zhu Z M, Xiao Y, Wang W T, et al. A 1.33  $\mu$ W 10-bit 200 KS/s SAR ADC with a tri-level based capacitor switching procedure. *Microelectron J*, 2013, 44: 1132–1137
- 8 Chang Y K, Wang C S, Wang C K. A 8-bit 500-KS/s low power SAR ADC for bio-medical applications. In: *Proceedings of IEEE Asian Solid-State Circuits Conference*, Jeju, 2007

## A SAR-ADC switching scheme for bioelectrical signal with high energy efficiency

Chenggao ZHANG, Wenbin BAI, Shubin LIU, Ruixue DING & Zhangming ZHU\*

*School of Microelectronics, Xidian University, Xi'an 710000, China*

\* Corresponding author. E-mail: zmyh@263.net, zhangmingzhu@xidian.edu.cn

**Abstract** A flexible electrode is highly suitable for the acquisition of bioelectric signals. After the signal is acquired, an LSB-first SAR-ADC can be used to quantize it to reduce the power consumption. This paper proposes a new LSB-first algorithm. On the basis of previous advantages, the proposed algorithm can avoid the additional power consumption in certain situations. In comparison with the traditional algorithm, the proposed algorithm achieves a 98.8% reduction in power consumption when quantifying ECG signal.

**Keywords** LSB-first, bioelectric signals, ECG signal, flexible electrode



**Chenggao ZHANG** received his B.E. degree in electronic science and technology at Xi'an Jiao Tong University, Xi'an, China, in 2016. Currently, he is working toward his Ph.D. degree in IC and system design at Xidian University, Xi'an, China. His research interests include nanoscale CMOS ADC and low power analog front end integrated circuits design.



**Zhangming ZHU** received his M.S. and Ph.D. degrees in microelectronics from Xidian University, Xi'an, China, in 2001 and 2004, respectively. He is currently a professor with School of Microelectronics, Xidian University, Xi'an, China. His research interests include electronic design automation, mixed-signal integrated circuits design, and 3D-ICs.



**Wenbin BAI** received his B.E. degree in electronic science and technology at North Western University, Xi'an, China, in 2013. Since September 2014, he has been working toward the Ph.D. degree in ICs and system design group of School of Microelectronics, Xidian University, Xi'an, China. His research interests include mixed-signal integrated circuits, low power Bio-medical electronics, and A/D converters.



**Shubin LIU** received his B.S. and Ph.D. degrees in microelectronics from Xidian University, Xi'an, China, in 2007 and 2014, respectively. His current research interests include high-resolution high-speed data converters, SAR-ADC, and mixed-signal VLSIs.