

电容倍增电路研究进展

李严

北京信息科技大学理学院, 北京 100192

摘要 模拟滤波器在生理信号前端处理集成电路中是至关重要的模块,它直接影响到所获取的信号质量。由于生理信号的频率范围极低,模拟滤波器中大数值电容的片上实现是亟需解决的问题。总结了电容倍增电路的研究进展,对电流模式倍增电路、电压模式倍增电路、基于电流电压转换方式的电容倍增电路、非平衡电容倍增电路等关键技术进行了提炼和分析,并且展望了电容倍增电路未来的研究方向。

关键词 模拟滤波器;生理信号;集成电路;电容倍增

近年来,便携式、可穿戴式、植入式等医疗仪器逐渐受到关注,而用于生理信号前端处理的集成电路,包括与传感器接口电路、放大器、滤波器等,在这些小型、微型医疗仪器中起着至关重要的作用^[1-2],直接决定所获取信号的质量,影响后续的分析与进一步处理。

由于所面对的是生理信号,频率通常在接近 0~10 kHz,例如光电容积脉搏波信号甚至可以低至 0.6~15 Hz^[3],这对于模拟滤波器的设计来说是极大的挑战^[4],因为通常连续时间的模拟滤波器的截止频率与时间常数因子 RC (R 为电阻、 C 为电容)成反比关系,也就是实现极低的截止频率需要高数值的电阻和电容,而这些无源器件在集成电路中通常对应很可观的芯片面积,这将直接导致高成本,从而不适合采用集成电路实现。因此,有许多研究人员开始尝试设计电路代替高数值的电容,即用电容倍增电路,得到等效的高电容值,以此实现大的时间

常数,从而得到全集成的低截止频率的滤波器。

对于近年来发表的电容倍增技术方面的成果^[5-14]进行了深入研究,在此基础上对其进行分类,对每种类型的电容倍增电路列举出具有代表性的成果,对其进行理论分析、关键技术总结、优缺点归纳。最后,基于现有电路的缺点和局限,讨论电容倍增电路未来的研究重点和发展方向。

1 电流模式电容倍增电路

在现有的电容倍增电路中,电流模式的电容倍增电路发展最早,它也是被研究和使用的最多的结构。在输入电压一定的情况下,等效输入阻抗与输入电流成反比,因此如果在相同输入电压下将输入电流加倍,则等效输入阻抗减小至原来的 1/2,对于电容来讲,等效电容值增加相应倍数。基于此原理, Silva-Martinez 等提出了电容倍增电路^[5-6](图

收稿日期:2019-04-02;修回日期:2019-07-18

基金项目:国家自然科学基金青年科学基金项目(61604014);北京市教委科研计划面上项目(71E1810981);北京信息科技大学教改项目(2020JGYB41)

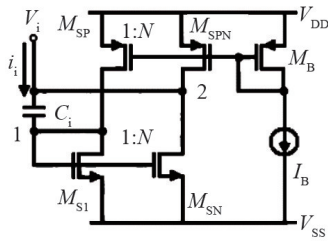
作者简介:李严,副教授,研究方向为医学应用集成电路设计,电子信箱:ly_5100@126.com

引用格式:李严. 电容倍增电路研究进展[J]. 科技导报, 2020, 38(7): 112-117; doi: 10.3981/j.issn.1000-7857.2020.07.014

1^[6]), 输入电流(i_{in})-电压(v_{in})关系为^[7]

$$\frac{i_{in}}{v_{in}} = sC_i(N+1) \frac{1 + \frac{sC_{in}}{(N+1)g_{MN1}}}{1 + \frac{s(C_i + C_{P1})}{g_{MN1}}} + g_{oMN} + g_{oMP} + sC_{P2} \quad (1)$$

其中, C_i 为需要倍增的原始电容, g_{oMN} 、 g_{oMP} 为晶体管 M_{SN} 、 M_{SPN} 的小信号漏电导, N 为 M_{SP} 、 M_{SPN} 宽长比之比, 也通常是电流之比, C_{P1} 、 C_{P2} 分别为图 1 中节点 1、2 的寄生电容。



M_{SP} 、 M_{SPN} 、 M_{SN} 、 M_{S1} 为 MOS 管, V_{DD} 、 V_{SS} 为电源, I_B 为偏置电流
图 1 电流模式的电容倍增电路

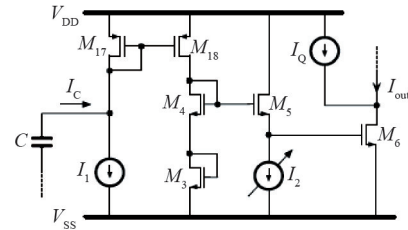
忽略 C_{P2} 、 C_{P1} , 将极点 $g_{mMS1}/(C_{P1}+C_i)$ 置于远高于信号频率的高频段, 降低 g_{oMN} 、 g_{oMP} , 其中, g_{mMS1} 是 MOS 管 M_{S1} 的跨导, 可以得到

$$i_{in}/v_{in} \approx sC_i(N+1) \quad (2)$$

这种方法的缺点在于, 原始电容(C_i)与等效电容之间关系的线性度与放大倍数之间需要折中。原因如下: 若在保证基本电容与等效电容如(2)式所示的线性关系, 需要满足的条件之一为将极点 $g_{mMS1}/(C_{P1}+C_i)$ 置于远高于信号频率的高频段, 所以需要很大的 g_{mMS1} 值; 另一方面, 若要增大放大倍数 $(N+1)$, 则需要增大 N , 而考虑到功耗的限制, 通常保持 g_{mMSN} (MOS 管 M_{SN} 的跨导) 不变, 降低 g_{mMS1} 。优点在于可以用很小的电容实现较大的等效电容, 许多设计采用了此方法, Solis-Bustos 等^[7]及 Hsu 等^[8]分别采用 5 pF 和 25 pF 的电容得到了 18~200 pF 和 125 pF 的等效电容。由于放大倍数受到功耗的限制, 仍然不是很理想。

Germanovix 等对此方法进行了改进(图 2)^[9], 通过将 MOS 管偏置在亚阈值区, 降低功耗, 包括放大电路部分在内的整体功耗达到 175 nW, 电容放大

倍数达到 100 倍。但是, 由于 MOS 管的亚阈值区比较窄, 因此, 此方法的电容放大倍数可调范围很小。

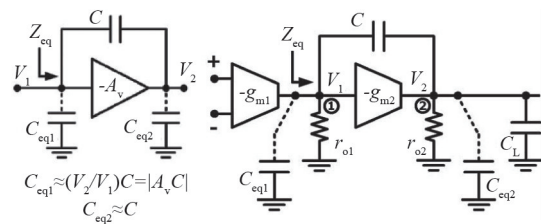


M_3 、 M_4 、 M_5 、 M_6 、 M_{17} 、 M_{18} 为 MOS 管, I_1 、 I_2 、 I_Q 为电流源, C 为电容, I_c 为输入电流, I_{out} 为输出电流
图 2 改进的电流模式电容倍增电路

2 电压模式电容倍增电路

与电流模式的电容倍增电路原理不同, 电压模式的电容倍增电路主要不是根据电流比得到电容放大倍数。

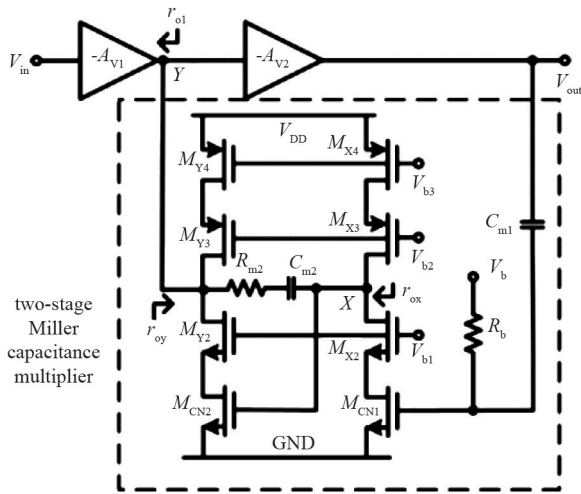
如图 3^[10]所示, 基于 Miller 效应, 若将 C 跨接在放大电路(A_v)的输入输出之间, 则在输入输出节点处的等效电容, 分别为 $C_{eq1} \approx |A_{v2}|C$, $C_{eq2} \approx C$, $A_{v2} = g_{m2}r_{o2}$ 。 A_{v2} 是放大电路的放大倍数, $g_{m2}r_{o2}$ 是放大级的跨导和输出电阻。所以, 在节点 1 处将产生放大的等效电容。这种方法的缺点是, 输出电阻 r_o 与沟道长度调制因子 λ 强烈相关, 受制造工艺、温度和漏源电压的影响。所以, 电容放大倍数会有很大波动, 不适用于需要精确放大倍数数值的情况。



Z_{eq} 为输入阻抗, V_1 、 V_2 为节点电压, r_{o1} 、 r_{o2} 为相应节点的输出电阻, g_{m1} 、 g_{m2} 为第一级、第二级的跨导, C_L 为负载电容
图 3 电压模式的电容倍增电路

此外, 张元亭研究团队^[11]还曾设计带有 Gain boosting 新补偿结构的超低频率二级放大器(图

4^[11]), 在一定的带宽下, 采用传统 Miller 补偿的二级运算放大器所需的补偿电容是采用 Gain boosting 补偿结构的二级放大器所需补偿电容的 1.2750 万倍。



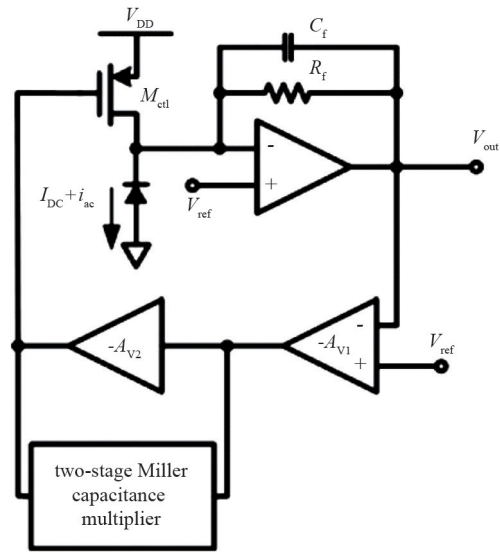
A_{V1} 、 A_{V2} 分别为第一级、第二级的增益, r_{o1} 为第一级的输出电阻, r_{oY} 为 Y 节点的输出电阻, r_{oX} 为 X 节点的等效电阻, $M_{Y2} \sim M_{Y4}$, $M_{X2} \sim M_{X4}$, M_{CN1} 、 M_{CN2} 为 MOS 管, C_{m1} 为电容, V_b 、 V_{b1} 、 V_{b2} 、 V_{b3} 为控制电压, V_{in} 为输入电压, V_{out} 为输出电压, V_{DD} 为电源, GND 为地

图 4 采用新补偿技术的二级运放

这种带有新的二级补偿结构的放大器可以用于光电容积脉搏波 (PPG) 信号等低频生理信号的前端处理 (图 5^[9])。当 C 分别为 1、8、40 和 80 pF 时, 截止频率分别为 4.98、0.63、0.13 和 0.065 Hz。但是此种方法的使用范围受到一定的限制, 并且放大倍数不可调。

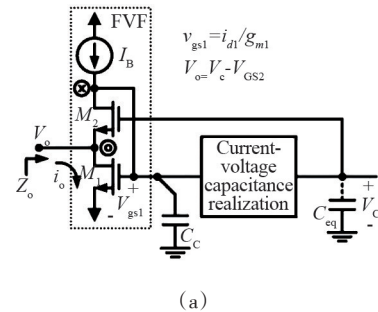
3 基于电流电压转换方式的电容倍增电路

为对电流、电压模式的电容倍增方法进行改进, Padilla-Cantoya 等^[10]提出了一种精确的、具有高电容放大倍数的电路 (图 6^[10])。输入小信号电流 i_s 一定会在栅源电压 v_{gs1} 上有体现, 经过电阻 R_k 将电压转变为电流 i_c , 再经 C 转变为电压 v_c , 通过栅源电压 v_{gs2} 与输出电压 V_o 相连。此电路在输入处的等效阻抗为

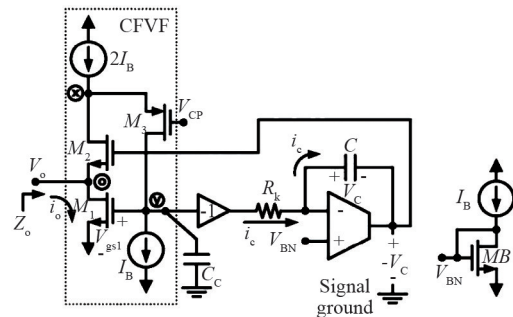


A_{V1} 、 A_{V2} 分别为第一级、第二级的增益, M_{ct} 为 MOS 管, C_f 、 R_f 为反馈电容、反馈电阻, I_{DC} 为直流分量, i_{ac} 为交流分量, V_{ref} 为偏置电压, V_{out} 为输出电压, V_{DD} 为电源

图 5 利用新补偿结构的 PPG 信号前端处理电路



(a)



(b)

I_B 为偏置电流, M_1 、 M_2 为 MOS 管, V_o 为输出电压, i_s 为输出电流, Z_o 为输出阻抗, C_{eq} 为等效电容, V_c 为电容上的电压, C_c 为相应节点的补偿电容

图 6 基于电流电压转换方式的电容倍增电路

$$Z_o = \frac{v_o}{i_o} = \frac{v_c}{i_o} = \frac{1 + s^2(R_k C_c C / g_{m2})}{s g_{m1} R_k C (1 + s C_c / g_{m1})} \quad (3)$$

其中, g_{m1} 、 g_{m2} 是 M_1 、 M_2 的跨导, $g_{m1} R_k$ 为放大倍数。

此方法可得到高达 10^4 的放大倍数, 并且由于放大倍数部分依靠 R_k 提供, 因此准确性很高。但是, 此电路并没有明确给出如何实现放大倍数的可调节; 并且由于放大倍数由 $g_{m1} R_k$ 决定, g_{m1} 越大, 则电路的偏置电流越大, R_k 越大, 则占用面积越大, 得到高的放大倍数需要折中考虑。另外, 这仍然是基于接地电容的设计, 并不适用于悬浮电容, 因此只对于部分滤波器适用。

Padilla 等随后也对悬浮电容进行了探讨^[12], 如图 7^[12]所示, 是基于电流模式电容倍增电路, 遗憾的是, 电容的放大倍数仅达到 20 余倍。

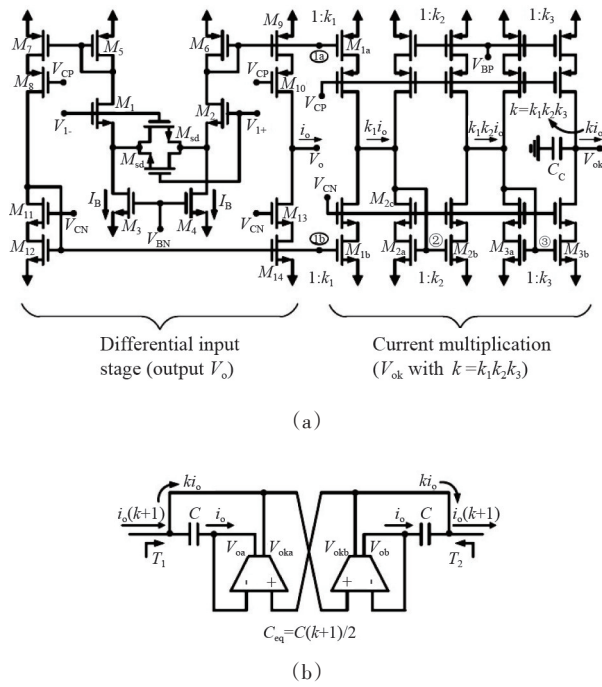


图 7 基于电流模式的悬浮电容倍增电路

4 非平衡电容倍增电路

以上 3 种方法都是基于放大的思路, 另一种思

路是通过非平衡法。此方法以电流镜或类似电流镜结构(2 个栅接在一起的 MOS 管)为基础, 通过 2 个栅源电压失衡, 达到放大电流、放大电容的目的。

简单的非平衡电路结构由是 Brînzoi 提出, 如图 8^[13-14]所示, 基本电容中的电流注入到一个环路中, 这个环路包括 2 个 MOS 管 (M_1 、 M_2) 的栅源电压, 通过改变偏置电流将使两个栅源电压失衡, 以此来调节电容的放大倍数, 但是这种方法达到的可调节范围很小。

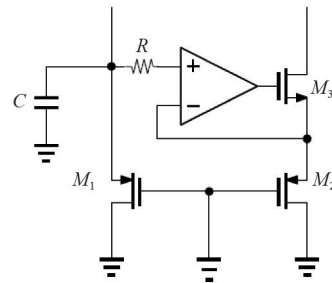


图 8 简单非平衡电路结构

Bonteanu 在此基础上进行了改进, 提出了非平衡电流镜结构, 如图 9^[14]所示。

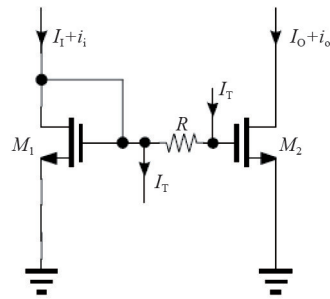
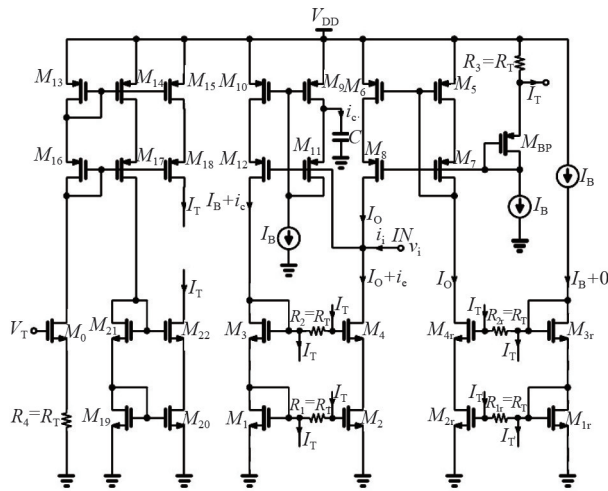


图 9 非平衡电流镜结构

在此结构中, 放大电容是通过用电阻上的电压使电流镜的栅源电压产生一个较大的失衡。通过调节图 10^[14]电路中的控制电压 V_i 可以调节电容的放大倍数, 使用 10 pF 的电容、20 kΩ 的电阻, 组成低通滤波器, 可以达到 3000~345000 Hz 的截止频率; 同样电阻、电容下的经典 RC 低通滤波器, 截止频率则高达 7.95×10^5 Hz。此方法的电容放大倍数

和调节范围都很好。但是此方法只给出低通滤波器的结果,并没有说明如何实现,也没有说明是否可以应用于其他类型的滤波器中。



$M_1 \sim M_{18}$ 、 $M_{19} \sim M_{22}$ 及 M_{BP} 为 MOS 管, $R_1 \sim R_5$ 为电阻, C 为电容, I_B 为偏置电流, V_i 为控制端, V_i 为输入电压, i 为输入电流, $I_O + i_c$ 为输出电流的直流、交流分量, V_{DD} 为电源

图 10 基于非平衡电流镜的电容倍增电路

5 结论

随着便携式、可穿戴式、植入式医疗的发展,用于生理信号前端处理的电路特别是模拟滤波器日益被重视。由于生理信号具有低频率的特点,因此电容倍增电路在模拟滤波器中具有广泛的应用前景,越来越多地被关注和研究。但是正如前文所述,对于电容倍增电路的研究,虽然已经有一些成熟的设计思路,形成了一些设计方法,有的得到了一定的放大倍数,但是仍然存在很明显的问题需要解决。

1) 电流模式的电容倍增电路是依靠电流放大实现电容放大,所以要实现高的放大倍数,意味着电流同比例地增加,这对于需要低功耗的可穿戴式医疗环境来说并不合适。而非平衡电流镜放大电路虽然在此方面进行了改进,但是电容放大倍数却不高。因此,目前仍然缺乏一种适用于可穿戴式医疗环境的电容放大方法,既具有较高的放大倍数,又保证低功耗。

2) 目前的电容放大电路放大倍数调节机制多是调节基于偏置电流部分的外部电压,一般是 MOS 管的栅源电压,通过改变它来改变 MOS 管的电流,从而调节电容的放大倍数。但是,这种调节最终体现在放大倍数上,幅度很小。因此,亟需探索一种有效的电容放大倍数调节方法。

3) 目前的电容倍增电路针对接地电容研究较多,而针对悬浮电容的研究很少,但是在具体的应用中,常常需要用到两种电容。因此,亟需完善实现电容倍增的方法。因此,未来对于电容倍增电路的研究,将主要集中在降低功耗、放大倍数可调以及对于悬浮电容的扩展上。在降低功耗方面,可以考虑采用亚阈值区工作的 MOS 管降低电流、体驱动 MOS 管降低电源电压等技术,并且避免使用基于电流比得到放大倍数的方法。在放大倍数可调方面,主要是通过将 MOS 管偏置于线性区或者亚阈值区,用外部电压控制其电流及电阻,并把这种变化最终体现在电容放大倍数上,目前的成果可调的范围都不理想。因此,可以考虑采用粗调与精调相结合的设计思路,同时设计几个通道,每个通道的电容放大倍数范围跨度较大,选择一路工作,在此通路内,再进行放大倍数的精调;对于悬浮电容,要尽量不采用放大倍数与电流比相关的设计方法,从而避免受到功耗的限制而得不到高的放大倍数。通过发展电容倍增技术,探索新的片上大数值电容的实现方法,将有利于实现全集成的低截止频率滤波器,最终实现低频率的生理信号的前端处理。这不仅推动了集成电路在生物医学领域的应用,而且完善了模拟集成电路的设计方法。

参考文献 (References)

- [1] Li Y, Poon C C Y, Zhang Y T. Analog integrated circuits design for processing physiological signals[J]. IEEE Reviews in Biomedical Engineering, 2010, 3: 93-105.
- [2] 李严. 可穿戴式医疗芯片研究进展[J]. 科技导报, 2017, 35(2): 33-40.
- [3] 李严, 张元亨. 一种用于可穿戴式生理参数检测的集成电路[J]. 电子技术应用, 2016, 42(11): 18-21.
- [4] 李严. 一种适用于生理信号的 OTA-C 滤波器[J]. 微电子

- 学, 2017, 47(4): 510-513.
- [5] Silva-Martinez J, Vazquez-Gonzalez A. Impedance scalers for IC active filters[C]//IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Monterey, CA, 1998: 151-154.
- [6] Silva-Martinez J, Solis-Bustos S. Design considerations for high performance very low frequency filters[C]//Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium Circuits and Systems, Orlando, FL, 1999: 648-651.
- [7] Solis-Bustos S, Silva-Martínez J, Maloberti F, et al. A 60 dB dynamic-range CMOS sixth-order 2.4 Hz low-pass filter for medical applications[J]. IEEE Transactions on Circuits and System—II, 2000, 47(12): 1391-1398.
- [8] Hsu C L, Ho M H, Wu Y K, et al. Design of low-frequency low-pass filters for biomedical applications[C]//IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, Singapore, 2006: 690-695.
- [9] Germanovix W, Bonizzoni E, Maloberti F. Capacitance super multiplier for sub-hertz low-pass integrated filters[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems—II: Express Briefs, 2018, 65(3): 301-305.
- [10] Padilla-Cantoya I. Capacitor multiplier with wide dynamic range and large multiplication factor for filter applications[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems—II: Express Briefs, 2013, 60(3): 152-156.
- [11] Li Y, Wong A K Y, Zhang Y T. A Fully-integrated transimpedance amplifier for photoplethysmographic signal processing with two-stage miller capacitance multiplier [J]. Electronics Letters, 2010, 46(11): 745-746.
- [12] Padilla-Cantoya I, Furth P M. Enhanced grounded capacitor multiplier and its floating implementation for analog filters[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems—II: Express Briefs, 2015, 62(10): 962-966.
- [13] Brînzoi P, Craican A, Cojan N. A new approach in designing electrically controlled capacitance multipliers [C]//International Symposium on Signals, Circuits and Systems, Iași, 2011: 1-4.
- [14] Bonteanu G. A wide range fine tuning capacitance multiplier[C]//IEEE 23rd International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), Constanța, Romania, 2017: 122-125.

Recent progress of capacitance multiplier research

LI Yan

School of Applied Science, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100192, China

Abstract On-chip analog filter is a key part for integrated circuits preprocessing physiological signals, which influences the quality of signals acquired. Since the frequency of the physiological signals is of ultra-low range, the on-chip large capacitance in the analog filter is the key problem to be solved immediately. The paper summaries the recent progress of the capacitance multiplier development, such as current mode capacitance multiplier, voltage mode capacitance multiplier, capacitance multiplier based on current-to-voltage converter and unbalanced capacitance multiplier, and then analyzes the key technology. Finally the paper looks into the future of the capacitance multiplying circuits.

Keywords analog filter; physiological signals; integrated circuit; capacitance multiplier ●



(责任编辑 王志敏)