



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104541449 B

(45)授权公告日 2017.07.04

(21)申请号 201280056316.1

(22)申请日 2012.11.06

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 104541449 A

(43)申请公布日 2015.04.22

(30)优先权数据
13/299,349 2011.11.17 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2014.05.16

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/US2012/063640 2012.11.06

(87)PCT国际申请的公布数据
W02013/074323 EN 2013.05.23

(73)专利权人 美国亚德诺半导体公司
地址 美国马萨诸塞州

(72)发明人 M·塞乌克

(74)专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事务所 11038
代理人 金晓

(51)Int.Cl.
H03F 1/02(2006.01)

(56)对比文件
US 6476671 B1,2002.11.05,
CN 101764612 A,2010.06.30,
US 2005/0017889 A1,2005.01.27,
审查员 胡学岭

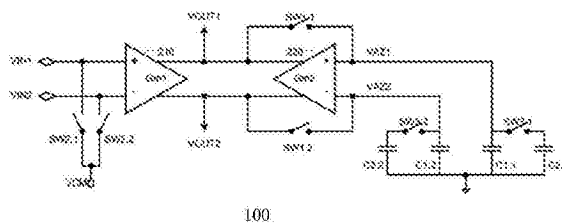
权利要求书3页 说明书8页 附图5页

(54)发明名称

用于放大器的低噪声自动调零电路

(57)摘要

一种放大器可包括低噪声自动调零电路,其具有自动调零电容器以及开关控制的辅助电容器,它们起到开关电容器低通滤波器的作用。在自动调零操作的获取阶段,放大器的输入可缩为公共电压,而且偏移电压的表示可由自动调零电容器获取。在自动调零操作的保持阶段,自动调零电容器可连接至辅助电容器,而且得到的电压可被提供至电路以使得原始偏移电压被抵消。而且,开关电容器滤波器可降低有效采样噪声同时保持高获取带宽。



1. 一种电路系统,包括:

第一跨导放大器,其具有经由第一开关对而耦接至系统的输入终端并耦接至共模电压源的一对输入,

第二跨导放大器,其具有经由第二开关对耦接至第一跨导放大器的输出的一对输入,并且具有也耦接至第一跨导放大器的输出的输出,

一对自动调零电容器,每个自动调零电容器在其第一终端耦接至第二跨导放大器的相应输入并且在其第二终端连接至公共电压,以及

一对辅助电容器,每个辅助电容器经由相应第三开关与相应自动调零电容器并行布置。

2. 根据权利要求1所述的电路系统,其中自动调零电容器在系统的获取阶段期间捕获电路系统的电压,并且在系统的保持阶段在电路系统中引入偏移抵消电压。

3. 根据权利要求1所述的电路系统,其中第一开关和第二开关彼此同步地打开和关闭。

4. 根据权利要求2所述的电路系统,其中,在获取阶段期间,第一和第二开关关闭。

5. 根据权利要求2所述的电路系统,其中,在保持阶段期间,第一和第二开关打开。

6. 根据权利要求1所述的电路系统,其中辅助电容器经过多个周期的操作而充电至系统的偏移电压的表示。

7. 根据权利要求1所述的电路系统,其中辅助电容器的电容超过自动调零电容器的电容。

8. 根据权利要求1所述的电路系统,其中开关在系统的保持阶段期间将辅助电容器耦接至相应自动调零电容器,而且在系统的获取阶段期间将辅助电容器与相应自动调零电容器去耦接。

9. 根据权利要求1所述的电路系统,其中第一和第二开关彼此同相位地打开和关闭,并且与第三开关的打开和关闭不同相位地打开和关闭。

10. 根据权利要求1所述的电路系统,其中系统的输出终端被耦接至第一跨导放大器的相应输出。

11. 一种电路系统,包括:

差分放大器,其具有经由相应第一开关而耦接至系统的输入终端并耦接至共模电压源的一对输入,

一对自动调零电容器,每个自动调零电容器在其第一终端耦接至差分放大器的各个输出并且经由相应第二开关耦接至共模电压,

一对辅助电容器,每个辅助电容器在其第一终端耦接至差分放大器的相应输出并经由相应第三开关耦接至相应自动调零电容器的第二终端以实现相应辅助电容器与相应自动调零电容器的第二终端之间的电流路径。

12. 根据权利要求11所述的电路系统,其中辅助电容器经过多个周期的操作而充电至系统的偏移电压的表示。

13. 根据权利要求11所述的电路系统,其中第一和第二开关彼此同相位地打开和关闭,并且与第三开关的打开和关闭不同相位地打开和关闭。

14. 根据权利要求11所述的电路系统,其中辅助电容器的电容超过自动调零电容器的电容。

15. 根据权利要求11所述的电路系统,其中系统的输出终端被耦接至自动调零电容器的第二终端。

16. 一种电路系统,包括:

差分放大器,其具有第一开关对,其中每个开关耦接在差分放大器的输入和相应输出之间,

一对自动调零电容器,每个自动调零电容器具有耦接至差分放大器的相应输入的第一终端以及经由相应第二开关耦接至共模电压的第二终端,

一对辅助电容器,每个辅助电容器(i)具有经由第三开关耦接至差分放大器的相应输入和相应自动调零电容器的第一终端的第一终端以实现相应辅助电容器的第一终端与相应自动调零电容器之间的电流路径以及(ii)耦接至相应自动调零电容器的第二终端的第二终端。

17. 根据权利要求16所述的电路系统,其中辅助电容器经过多个周期的操作而充电至系统的偏移电压的表示。

18. 根据权利要求16所述的电路系统,其中第一和第二开关彼此同相位地打开和关闭,并且与第三开关的打开和关闭不同相位地打开和关闭。

19. 根据权利要求16所述的电路系统,其中辅助电容器的电容超过自动调零电容器的电容。

20. 根据权利要求16所述的电路系统,其中系统的输出终端被耦接至差分放大器的输出终端。

21. 一种电路系统,包括:

差分放大器,其具有耦接至系统的相应输入终端的一对输入,

自动调零电路,其包括:

辅助差分放大器,

一对自动调零电容器,每个自动调零电容器具有耦接至辅助差分放大器的相应输入的第一终端以及耦接至公共电压的第二终端,以及

一对辅助电容器,每个辅助电容器具有经由开关耦接至相应自动调零电容器的第一终端的第一终端以及耦接至公共电压的第二终端;以及

一对减法器,每个减法器具有与差分放大器的输出和辅助差分放大器的输出耦接的输入。

22. 根据权利要求21所述的电路系统,其中辅助电容器经过多个周期的操作而充电至系统的偏移电压的表示。

23. 根据权利要求21所述的电路系统,其中辅助电容器的电容超过自动调零电容器的电容。

24. 一种电路系统,包括:

一对差分放大器,每个差分放大器具有经由相应输入开关耦接至信号源的输入并且具有经由相应输出开关耦接至输出终端的输出,每个差分放大器具有一对自动调零电容器和一对辅助电容器,每个自动调零电容器布置在相应差分放大器的输入和输出之间的信号路径中,每个辅助电容器经由连接开关与相应自动调零电容器并行耦接,其中

第一差分放大器的输入开关和第二差分放大器的输出开关在操作的第一阶段关闭而

且在操作的第二阶段打开,以及

第二差分放大器的输入开关和第一差分放大器的输出开关在操作的第二阶段关闭而在操作的第一阶段打开。

25. 一种电路系统,包括:

装置,用于放大电路系统处呈现的差分信号并产生从中得到的差分输出信号,

一对自动调零电容器,每个自动调零电容器布置在差分输入信号和差分输出信号之间的信号路径中,以及

一对辅助电容器,每个辅助电容器经由连接开关与相应自动调零电容器并行布置,限定每个辅助电容器与其对应的自动调零电容器之间的并行电流路径。

用于放大器的低噪声自动调零电路

技术领域

[0001] 本发明涉及用于集成电路中的放大器,具体地涉及用于抵消掉该放大器中的偏移电压的技术。

背景技术

[0002] 对于理想的放大器,当差分输入电压为零时,输出电压也为零。但是,实际上,输出电压可能由于电路组件之间的器件失配而不为零。该偏移可由输入偏移电压表示,其一般被称为了使得放大器的输出电压为零所需的放大器输入电压。

[0003] 偏移可能由器件制造工艺中的不确定性(晶体管尺寸和掺杂水平)造成的失配导致。偏移的存在限制了放大器的性能,这是因为放大器的输出不仅包含放大后的输入信号,而且包含放大后的输入偏移电压。对于要求高精度的精确电路或者在多个放大器通道必须彼此匹配时,这是有问题的,因此失配通常是随机的而且不可校正。

[0004] 所谓的“乒乓(ping-ponging)”技术有时被用来增大放大器信号链中的吞吐量。如果放大器要求两个分开的阶段(例如重置和放大),则该技术允许两个放大器在相同信号路径上彼此不同相地工作。换言之,在一个放大器正重置的同时,另一放大器正在放大,反之亦然。按照这样的方式,放大器之一总是正在放大而且没有时间浪费在重置操作上。

[0005] 然而,在许多应用中,放大器偏移中的差异可能会对于使用乒乓技术产生大挑战。例如,如果乒乓技术被用于图像传感器读出电路而且两个放大器具有不同偏移电压,该技术可在图像中产生固定图案,其中偶数列和技术列具有不同彼此不同的偏移。人眼对这类图像幻象敏感,所以是不期望的。稳定的自动调零技术可被用来去除这些偏移并消除该效应。

[0006] 已知的自动调零电路通常应用两阶段操作以抵消放大器偏移。在“获取”阶段,放大器的输入可以与自动调零电容器所获取的偏移的表示一起短接。在“保持”阶段,电容器保持住获取的电压,其可被提供至电路以使得从固有放大器偏移减去所表示的偏移电压。已知自动调零电路的一个常见问题是在自动调零电容器上引入附加采样噪声。虽然一般可以通过增大电容器的电容来减低采样噪声,但是该方案在高速系统中可能是不实际的,因为其消极地影响了获取阶段的获取带宽。

[0007] 图1图示出根据现有技术的用于放大器100的自动调零电路。放大器100包括分别具有跨导 G_{m1} 和 G_{m2} 的一对跨导放大器110,120、自动调零电容器 $C_{1.1}$, $C_{1.2}$ 以及控制开关 $SW_{1.1}$, $SW_{1.2}$, $SW_{2.1}$ 和 $SW_{2.2}$ 。为了便于此处的讨论,假设从分别具有跨导 g_{m1} 和 g_{m2} 的金属氧化物半导体晶体管(MOSFET)导出 G_{m1} 和 G_{m2} 。

[0008] 自动调零电路在两个阶段中工作—获取阶段和保持阶段。在获取阶段,将共模电压 V_{CM} 连接至第一放大器110的输入的开关 $SW_{1.1}$, $SW_{1.2}$, $SW_{2.1}$ 和 $SW_{2.2}$ 关闭。任意输入偏移电压可在第一跨导放大器110的输出产生差分电流,其可在反馈中被提供至第二跨导放大器120的输出并产生等于 $V_{OS}(g_{m1}/g_{m2})$ 的差分电压 ΔV ,其中 V_{OS} 是输入参考偏移。内部节点处的电压 V_{AZ1} 和 V_{AZ2} (因此,差分电压 ΔV)可分别由自动调零电容器 $C_{1.1}$ 和 $C_{2.1}$ 获取。

[0009] 由于跨导放大器120的输入和输出被开关SW1.1和SW1.2短接,所以获取阶段中的带宽(所谓的“获取带宽”)由下式给出:

$$[0010] \quad BW = \frac{g_{m2}}{2\pi C_1} \quad \text{等式 (1)}$$

[0011] 其中 C_1 表示自动调零电容器C1.1和C1.2的每一个的电容。

[0012] 自动调零电容器的获取带宽和建立时间彼此成反比。更具体地,等式(1)可表示为 $BW=1/2\pi\tau$,其中时间常数 $\tau=C_1/g_{m2}$ 。而且,建立时间可表示可从自动调零精度导出的为实现所要求的设置精度所需的时间常数的数量。例如,为了使得电容器建立其最终值的99.3%,需要大约5个时间常数或 5τ 的获取时间。如果带宽小于 $1/2\pi\tau$,电容器可能不完全建立,导致不完整偏移抵消。

[0013] 在保持阶段,开关SW1.1,SW1.2,SW2.1和SW2.2可打开。自动调零电容器C1.1和C1.2在获取阶段结束时保持它们两端的电压,因此,跨导放大器120可产生电流量以抵消获取阶段期间产生的偏移。按照这样的方式,输出节点Vout1和Vout2之间的输出参考偏移电压应当被抵消,而且放大器100应当仅仅放大在输入VIN1和VIN2向其呈现的差分输入电压。

[0014] 图1所示的自动调零电路的使用可引入附加噪声分量,因为自动调零电容器C1.1和C2.1对偏移以及电路的噪声进行采样。然而,由于噪声是随机信号,其瞬态值在保持阶段期间是不确定的而且很可能不会如偏移那样抵消。尽管如此,电路100可找到其中随机噪声的增大相对于关联噪声的抵消而已是可以接受的应用。

[0015] 而且,可以看出,采样操作引入的输入参考自动调零噪声可由下式给出:

$$[0016] \quad N_i = \sqrt{\frac{S(f) \cdot \Delta f}{g_{m1}^2}}$$

$$[0017] \quad = \sqrt{\frac{2 \left(\frac{8kT}{3} (g_{m1} + g_{m2}) \right) \left[\frac{g_{m2}}{4C_1} \right]}{g_{m1}^2}} \quad \text{等式 (2)}$$

$$[0018] \quad = \frac{1}{g_{m1}} \sqrt{\frac{4kT}{3C_1} (g_{m1} + g_{m2}) g_{m2}}$$

[0019] 其中 N_i 是输入参考自动调零噪声, $S(f)$ 是噪声谱密度, Δf 是噪声带宽。

[0020] 如上所述,获取带宽是 $g_{m2}/(2\pi C_1)$,而且确定了自动调零电容器的建立时间。因此,可能很难针对给定应用同时实现可接受的输入参考自动调零噪声以及足够快的建立。例如,为了降低输入参考自动调零噪声,期望降低 g_{m2} 。然而,降低 g_{m2} 可能降低获取带宽并增大建立时间。类似地,增大 C_1 降低了输入参考自动调零噪声,但是可能降低获取带宽,也导致增大的建立时间。

[0021] 可以看出,这些设计承受相邻周期间采样噪声和获取带宽之间的折中。由此,本领域需要自动调零放大器电路能够保持高获取带宽以及降低的采样噪声。

附图说明

[0022] 图1是具有自动调零偏移电容器的已知放大器的电路图。

[0023] 图2(a)和(b)分别图示出根据本发明实施例的放大器系统和时序图。

- [0024] 图3(a)和(b)图示出根据另一本发明实施例的放大器系统。
- [0025] 图4图示出根据另一本发明实施例的放大器系统。
- [0026] 图5图示出根据本发明实施例的图2的放大器系统的实施方式。
- [0027] 图6图示出根据本发明实施例的图2的放大器系统的另一实施方式。
- [0028] 图7图示出根据另一本发明实施例的放大器系统。
- [0029] 图8图示出根据本发明实施例的方法。
- [0030] 图9图示出根据本发明实施例的乒乓读出电路。

具体实施方式

[0031] 本发明实施例通过采用具有与起到开关电容器低通滤波器的作用的自动调零电容器并联的开关对控制的辅助电容器的低噪声自动调零电路,降低了放大器的偏移电压。在获取阶段,放大器的输入可短接至公共电压,而偏移电压的表示可由自动调零电容器获取。在自动调零操作的保持阶段,自动调零电容器可被连接至辅助电容器,而且得到的电压可被提供至电路以使得从固有放大器偏移中减去所表示的偏移电压。而且,开关电容器滤波器可降低有效采样噪声同时保持高获取带宽。

[0032] 图2(a)图示出用于根据本发明实施例的放大器系统200的自动调零电路。放大器系统200可包括具有各个跨导 G_{m1} 和 G_{m2} 的一对跨导放大器210,220、自动调零电容器 $C_{1.1}$, $C_{1.2}$ 和一对辅助电容器 $C_{2.1}$, $C_{2.2}$ 。为了便于讨论,假设 G_{m1} 和 G_{m2} 分别从具有跨导 g_{m1} 和 g_{m2} 的MOSFET得到。第一跨导放大器210的输入可被连接至接收差分输入信号的放大器系统200的输入终端 V_{IN1} , V_{IN2} 。第一跨导放大器210的输入也可经由各个开关 $SW_{2.1}$, $SW_{2.2}$ 而被连接至共模电压源 V_{CM} 。第二跨导放大器220的输入可经由开关 $SW_{1.1}$ 和 $SW_{1.2}$ 耦接至第一跨导放大器的输出。

[0033] 自动调零电容器 $C_{1.1}$, $C_{1.2}$ 可被耦接至第二跨导放大器220的各个输入以及接地。辅助电容器 $C_{2.1}$, $C_{2.2}$ 可被布置成与自动调零电容器 $C_{1.1}$, $C_{1.2}$ 并行并且经由各个开关 $SW_{3.1}$ 和 $SW_{3.2}$ 切入或切出系统200。第一自动调零电容器 $C_{1.1}$ 、辅助电容器 $C_{2.1}$ 和开关 $SW_{3.1}$ 可形成开关电容器低通滤波器, $C_{1.2}$, $C_{2.2}$ 和 $SW_{3.2}$ 也如此。对于此处的讨论,电容器 $C_{1.1}$, $C_{1.2}$, $C_{2.1}$ 和 $C_{2.2}$ 的电容对于本发明的操作不重要,除非在下文中予以解释。

[0034] 系统200可具有两个阶段的操作—获取阶段和保持阶段。在获取阶段,开关 $SW_{1.1}$, $SW_{1.2}$, $SW_{2.1}$ 和 $SW_{2.2}$ 可关闭,而且开关 $SW_{3.1}$ 和 $SW_{3.2}$ 可打开。由于开关 $SW_{3.1}$ 和 $SW_{3.2}$ 打开,辅助电容器 $C_{1.2}$ 和 $C_{2.2}$ 在获取阶段不影响自动调零操作。因此,自动调零电容器 $C_{1.1}$ 和 $C_{2.1}$ 可获取节点 V_{AZ1} 和 V_{AZ2} 处由两个跨导放大器210,220产生的电压。图2的实施例的获取带宽给出如下:

$$[0035] \quad BW = \frac{g_{m2}}{2\pi C_1} \quad \text{等式 (3)}$$

[0036] 其匹配图1的具有 g_{m2} 和 C_1 值的电路的获取带宽。

[0037] 在保持阶段,开关 $SW_{3.1}$, $SW_{3.2}$ 可关闭,而且开关 $SW_{1.1}$, $SW_{1.2}$, $SW_{2.1}$ 和 $SW_{2.2}$ 可打开。结果,自动调零电容器 $C_{1.1}$ 和 $C_{1.2}$ 上存储的电荷可分别与辅助电容器 $C_{2.1}$ 和 $C_{2.2}$ 共享。在多个获取-保持操作周期之后,自动调零电容器 $C_{1.1}$, $C_{1.2}$ 和辅助电容器 $C_{2.1}$, $C_{2.2}$ 之间的电荷重新分布可达到平衡,而且辅助电容器 $C_{2.1}$, $C_{2.2}$ 两端的电压可在在保持阶段期间

分别传递至自动调零电容器C1.1,C1.2两端存储的电压。实际上,在启动保持阶段之前,辅助电容器C2.1,C2.2被预充电至偏移抵消电压。由此,在多个周期之后,输出节点VOUT1和VOUT2可呈现基本为零的偏移电压。

[0038] 图2的实施例的噪声性能相对于图1的电路结构得到改进。在多个时钟周期之后,图2的实施例输入参考自动调零噪声可累积至:

$$[0039] \quad N_T = \frac{1}{g_{m1}} \sqrt{\frac{4kT}{3C_1} (g_{m1} + g_{m2}) g_{m2} \sqrt{\frac{C_1}{C_1 + 2C_2}}} \quad \text{等式 (4)}$$

[0040] 其中C₁表示自动调零电容器C1.1,C1.2的电容,C₂表示辅助电容器C2.1,C2.2的电容。虽然电容器C1.1,C1.2,C2.1和C2.2的电容可能由于制造变化等而稍有不同,等式3将它们图示出为具有公共电容C₁和C₂。上述分析也假设由于开关SW3.1和SW3.2的电阻造成的热噪声是可忽视的。

[0041] 相对于图1所示的自动调零电路中的输入参考噪声,加入的辅助电容器C2.1,C2.2可使得噪声以系数 $\sqrt{C_1/(C_1 + 2C_2)}$ 衰减。实际上,可能在图1的电路的自动调零电容器获取的电压中导致误差的相邻周期间噪声效应被图2的实施例的辅助电容器平均掉了。通过使得C₂相对于C₁较大,可使得衰减变得更大。例如,如果C₂=7C₁,输入参考噪声降低至其初始值的大约25.8%。而且,由于获取带宽 $BW = g_{m2}/(2\pi C_1)$ 不取决于C₂,小C₁、大g_{m2}或两者可被用来实现高获取带宽,同时大C₂可被用来保持输入参考噪声较小。按照这样的方式,获取带宽和自动调零噪声可彼此去耦合。

[0042] 如上所述,第一自动调零电容器C1.1、辅助电容器C2.1和开关SW3.1可形成第一开关电容器低通滤波器。类似地,第二低通滤波器由第二自动调零电容器C1.2、辅助电容器C2.2和开关SW3.2形成。还可以看出,针对低通滤波器的3dB频率给出如下:

$$[0043] \quad f_{3dB} = \frac{f_{CLK} C_1}{2\pi C_2} \quad \text{等式 (5)}$$

[0044] 其中f_{CLK}是用于开关SW3.1和SW3.2的时钟频率。除了去除固定的偏移之外,自动调零电路还可衰减放大器内产生的低频率噪声。由于低通滤波器,图2的实施例会衰减小于f_{3dB}的放大器频率分量并使得高于f_{3dB}的频率分量通过。

[0045] 图2(b)图示出可被提供至根据本发明实施例的图2(a)的放大器系统200的驱动信号。在获取阶段期间,开关SW1.1,SW1.2,SW2.1和SW2.2可关闭,而且开关SW3.1和SW3.2可打开。在保持阶段期间,开关SW1.1,SW1.2,SW2.1和SW2.2可打开,开关SW3.1和SW3.2可关闭。虽然获取及保持阶段被图示为具有公共的持续时间,但这不是必须的;获取阶段可具有与保持阶段不同的时间段。

[0046] 本发明的原理可扩展至其它配置的放大器、自动调零和辅助电容器。本发明还可采用各种放大器拓扑结构,例如伸缩式、镜像式、折叠共源共栅式、增益稳定式、单级式、双级式、或者多级式,而且可在CMOS,MOS,双极,BiCMOS,SiGe或任意其它工艺技术中进行制造。为了便于此处的讨论,配置、放大器拓扑结构和工艺技术除非在下文予以说明,否则对于本发明的操作而言不重要。

[0047] 例如,图3(a)图示出根据另一本发明实施例的用于放大器系统300的自动调零电路。放大器系统300可包括差分放大器A1,其具有输入节点VIN1和VIN2以及输出节点VOUT1

和VOUT2。自动调零电路可包括自动调零电容器C1.1,C1.2、辅助电容器C2.2,C2.2以及开关SW1.1,SW1.2,SW2.1,SW2.2,SW3.1和SW3.2。自动调零电容器C1.1和C1.2可被耦接至差分放大器A1的输出并耦接至系统300的输出终端VOUT1,VOUT2。辅助电容器C2.1,C2.2可与自动调零电容器C1.1,C1.2并行连接,并通过各个开关SW3.1,SW3.2切入和切出电路。

[0048] 在之前的实施例中,在几个周期的操作之后,辅助电容器C2.1,C2.2将被充电至自动调零电容器C1.1,C1.2在获取阶段期间开发的电压。在保持阶段期间,相邻周期间噪声效应借助于辅助电容器C2.1,C2.2的贡献而得到缓解。

[0049] 图3(b)图示出根据另一本发明实施例的放大器系统350。放大器系统350可包括差分放大器A1,其具有输入节点VIN1和VIN2以及输出节点VOUT1和VOUT2。自动调零电路可包括自动调零电容器C1.1和C1.2、辅助电容器C2.1和C2.2、以及开关SW1.1,SW1.2,SW2.1,SW2.2,SW3.1和SW3.2。

[0050] 在图3(b)的实施例中,自动调零电容器C1.1,C1.2可被布置在系统350的输入终端VIN1,VIN2和放大器A1的输入之间的电路路径中。辅助电容器C2.1,C2.2可与自动调零电容器C1.1,C1.2并行布置,并且通过各个开关SW3.1和SW3.2切入和切出电路。开关SW2.1,SW2.2可将自动调零电容器C1.1,C1.2的输入终端连接至共模电压VCM。开关SW1.1,SW1.2可将放大器A1的输入连接至放大器A1的各个输出。可以从系统350的输出终端VOUT1,VOUT2取出放大器A1的输出。

[0051] 同样地,在几个周期的操作之后,辅助电容器C2.1,C2.2将被充电至自动调零电容器C1.1,C1.2在获取阶段期间发展出的电压。在保持阶段期间,相邻周期间噪声效应借助于辅助电容器C2.1,C2.2的贡献而得到缓解。

[0052] 图4图示出根据另一本发明实施例的放大器系统400。在图4中,自动调零电容器C1.1和C1.2不出现在信号路径中。放大器系统400可包括主差分放大器A1。自动调零电路410可包括辅助差分放大器Aaux、自动调零电容器C2.1和C2.2、以及减法单元S1和S2。存储在自动调零电容器C1.1和C2.1两端的自动调零电压V1可被辅助差分放大器Aaux放大。减法单元S1和S2可将辅助差分放大器Aaux的输出电压从主差分放大器A1的输出电压提出来以使得输出节点VOUT1和VOUT2处的电压呈现零偏移电压。各种技术可被用来产生期望的自动调零电压V1。例如,当输入节点VIN1和VIN2可被短接至公共电压时,自动调零电压V1可由对输出节点VOUT1和VOUT2处的电压进行采样的差分放大器的输出电压设置。

[0053] 如上所述,辅助电容器C2.1和C2.2、开关SW3.1和SW3.2以及自动调零电容器C1.1和C1.2可形成两个低通滤波器。辅助电容器C2.1和C2.2的电容可独立于获取带宽来控制自动调零噪声。

[0054] 图5图示出图2的根据本发明实施例的用于差分放大器500的低噪声自动调零电路的实施方式。差分放大器500可包括n沟道MOSFET (NMOS晶体管) MN1和MN2,p沟道MOSFET (PMOS晶体管) MP1和MP2,以及电流源I。正电源电平被示出为电压VDD,负电源电平被示出为接地。差分放大器的输入终端(VIN1和VIN2)可被耦接至各个NMOS晶体管MN1和MN2的栅极。每个NMOS晶体管的漏极可被耦接至各个PMOS晶体管MP1和MP2的漏极。NMOS晶体管MN1和MN2的源极可被耦接至电流源I的公共终端。放大器500的输出终端可被连接至每个晶体管对MN1/MP1和MN2/MP2的漏极连接点。电路可根据输入电压在输出节点VOUT1和VOUT2产生输出电压。

[0055] PMOS晶体管MP1和MP2可作为NMOS晶体管MN1和MN2的电流源负载器件。假设输入偏移电压是 V_{OS} , PMOS晶体管的跨导是 g_{mp} , NMOS晶体管的跨导是 g_{mn} , 而且开关SW3.1和SW3.2的时钟频率是 f_{CLK} 。电流源I可提供总漏极电流, I_1+I_2 , for NMOS晶体管MN1和MN2。对于此处的讨论, 电流源的构架和拓扑结构对于本发明的操作不重要。

[0056] 自动调零电路可包括自动调零电容器C1.1和C1.2, 辅助电容器C2.1和C2.2, 以及开关SW1.1, SW1.2, SW2.1, SW2.2, SW3.1和SW3.2。在获取阶段, 开关SW1.1, SW1.2, SW2.1和SW2.2可关闭, 而且开关SW3.1和SW3.2可打开。因此, 输入节点VIN1和VIN2可被短接至共模电压VCM, 而且PMOS晶体管MP1和MP2可以二极管方式连接。因此, 在获取阶段, 电路可变成具有以二极管方式连接的PMOS负载的NMOS差分对。

[0057] 在保持阶段, 开关SW3.1和SW3.2可关闭, 而且开关SW1.1, SW1.2, SW2.1和SW2.2可打开。因此, 输入短接被去除而且PMOS晶体管不再以二极管方式连接。如上所述, 自动调零电容器C1.1和C1.2上存储的电荷可利用辅助电容器C2.1和C2.2重新分布。在多个周期的获取-保持操作之后, 自动调零和辅助电容器C1.1, C1.2, C2.1和C2.2上的电压将达到平衡并用于偏移抵消。

[0058] 图6图示出图2的根据本发明实施例的用于差分套筒式共源共栅放大器的低噪声自动调零电路的实施方式。放大器可采用共源共栅差分对, 其具有共源共栅负载。放大器600可包括NMOS晶体管MN1, MN2, MN3和MN4、PMOS晶体管MP1, MP2, MP3和MP4、以及电流源I。NMOS晶体管MN1和MN2可作为输入器件, 而且NMOS晶体管MN3和MN4可作为共源共栅器件。PMOS晶体管MP1, MP2, MP3和MP4可作为共源共栅电流源负载。如图6所示, 偏置电压VB1可被提供至PMOS晶体管MP3和MP4的栅极, 偏置电压VB2可被提供至NMOS晶体管MN3和MN4的栅极。电流源I可为NMOS晶体管MN1和MN2提供总漏极电流 I_1+I_2 。

[0059] 自动调零电路可包括自动调零电容器C1.1和C1.2、辅助电容器C2.1和C2.2、以及开关SW1.1, SW1.2, SW2.1, SW2.2, SW3.1和SW3.2。自动调零电路可类似于图5所示的自动调零电路地进行操作。在获取阶段, 类似于图5中的以二极管方式连接的PMOS晶体管, 输出节点VOUT1和VOUT2可被分别连接至PMOS晶体管MP1和MP2的栅极。因此, 类似于之前讨论的自动调零操作, 通过调节辅助电容器C2.1和C2.2的电容, 自动调零噪声可独立于获取带宽而被控制。

[0060] 图7是根据另一本发明实施例的放大器系统700的电路图。如图所示, 放大器系统700可被布置为折叠式共源共栅放大器。放大器700可包括晶体管706, 708, 其被布置为用于布置成输入差分对的一对晶体管714, 716电流源。晶体管718, 720可作为电流源, 同时晶体管726, 728可作为保持模式下的电流源, 而且可以在获取模式下以二极管方式连接。晶体管722和724可被布置为用于放大器的共源共栅器件, 同时电流源702, 704和710, 712可被布置为用于放大器的有效负载。可从晶体管722, 724的漏极得到放大器系统700的输出终端VOUT1, VOUT2。就此而言, 放大器700处理传统的折叠式共源共栅结构。

[0061] 根据本发明的实施例, 放大器系统700可包括一对自动调零电容器C1.1, C1.2以及与自动调零电容器C1.1, C1.2并行布置的一对辅助电容器C2.1, C2.2。在该实施例中, 自动调零电容器C1.1, C1.2可连接在晶体管726和728的栅极(分别是节点VAZ1和VAZ2)与接地之间, 其有助于VCM。辅助电容器C2.1, C2.2可经由选择性地将辅助电容器切入和切出电路的各个开关730, 732连接至节点VAZ1, VAZ2。第二组开关734, 736可将节点VAZ1和VAZ2分别连

接至输出终端VOUT1,VOUT2、二极管连接的晶体管726,728。另一组开关738,740可将输入终端VIN1,VIN2接地(在本实施例下为共模电压)。

[0062] 在操作期间,开关734,736,738和740可在获取阶段期间关闭,开关730,732可打开。开关738和740的关闭将共模电压VCM提供至成对的晶体管714,716的输入。可通过开关734和736在自动调零电容器C1.1,C1.2处捕获输出终端VOUT1,VOUT2处产生的电压。

[0063] 在保持阶段期间,开关730和732可关闭,开关734,736,738和740可打开。开关730,732的关闭可将自动调零电容器C1.1,C1.2连接至它们的相应辅助电容器C2.1,C2.2。节点VAZ1,VAZ2处产生的电压可驱动晶体管726和728,这可有助于输出终端VOUT1和VOUT2处产生的电压。

[0064] 如前面实施例所述,图7的实施例可将辅助电容器C2.1,C2.2充电至足以减轻将在放大器系统700中引入的电压偏移的电压。辅助电容器C2.1,C2.2可在多个周期的操作之后充电至这些电压。可出现在自动调零电容器C1.1,C1.2上的相邻周期间噪声贡献可由于辅助电容器的存在而降低。

[0065] 在图7的实施例中,NMOS电流源(例如,718和726,720和728)通过PMOS晶体管704,708和712吸收电流源d。电路设计者可确定晶体管718,720,726和728的尺寸以根据需要将源电流分配给晶体管718,720以及分配给晶体管726,728。该结构允许电路设计使得电流以及晶体管726,728的gm变得更小。减小晶体管726,728的gm可降低参考输入时自动调零和辅助电容器上的噪声。

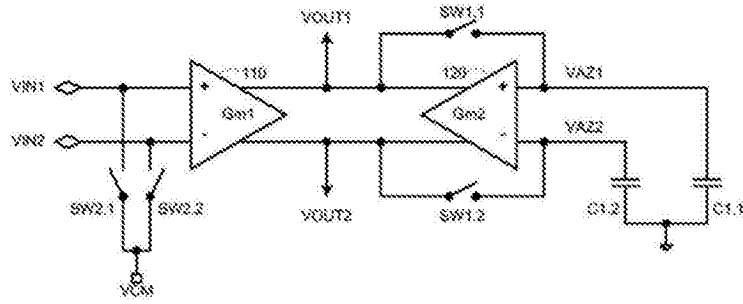
[0066] 图8图示出根据本发明实施例的低噪声自动调零方法。方法可进入获取阶段810和保持阶段820。在获取阶段期间,方法800可将放大器的输入短接至共模电压(框811)。方法800还可根据放大器的输出电压对自动调零电容器充电(框812)。在保持阶段期间,方法可将自动调零电容器连接至辅助电容器(框821)并且可将来自自动调零电容器和辅助电容器对的电压提供给放大器的输出(框822)。按照这样的方式,放大器的偏移将被取消。

[0067] 图9图示出电路系统900,其中可执行乒乓读出。图9图示出用于包括像素阵列910、一对列读出电路920,930、输出放大器922和932、以及公共输出缓冲器940的成像装置的应用。像素阵列910可被布置为行和列的二维阵列。通常,像素阵列910可操作来同时访问公共行中的所有像素以及来自多个并行列输出线912.0-912.N-1(其中N是列数)上的公共行中的多个像素的输出信号。读出电路920,930可包括为每个列输出线912.0-912.N-1布置的采样电容器SIG以从阵列910的所选行中采样出像素信号值。在图9所示的实施例中,读出电路920,930可执行相关双采样,因此,读出电路可包括耦接至每个的列输出线912.0-912.N-1的第二电容器RST以采样阵列中的所选像素的重置值。采样操作的具体细节未被示出,因为它们与当前讨论无关。偶数列信号和重置电平可被列读出电路920采样,同时奇数列信号和重置电平可被列读出电路930采样。

[0068] 列读出电路920,930可连接至各个输出放大器922,932以及反馈电容器924,926,934和936。一旦采样,列读出电路920,930交替地以乒乓方式将电荷传递至输出放大器922,932。类似地,输出放大器922,932的输出交替地连接至公共输出缓冲器940,从而产生在偶数和奇数像素电平之间交替的单个信号流。根据任意前述实施例,读出放大器922,932可包括偏移校正电路。在没有偏移校正的情况下,偶数和奇数信号电平将包括彼此间的电压偏移,从而在图像中产生令人反感的图案。

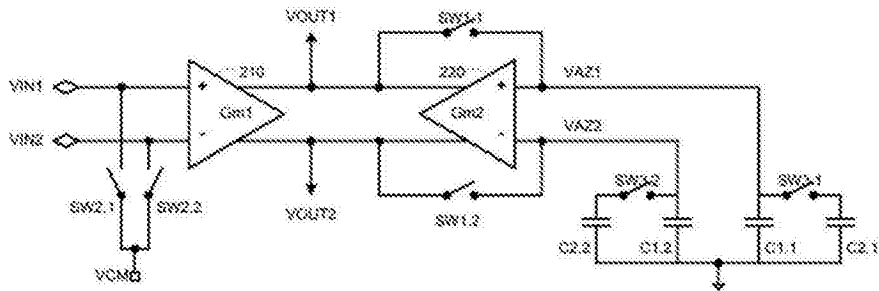
[0069] 虽然前述讨论已经在放大器系统的环境下描述了本发明,但是本发明的原理并不限于此。在其中期望放大器引入的偏移的抵消的其它电路系统(例如,比较器)的应用也可以找到本发明实施例。在该应用中,图2-7所示的电路可找到应用,比如比较器系统内的前端电路。

[0070] 本发明的多个实施例被具体图示和/或描述于此。然而,应该理解的是本发明的修改和变化由上述指教覆盖并且处于所附权利要求的范围内,而不脱离本发明的精神和意图范围。



100

图1



200

图2 (a)

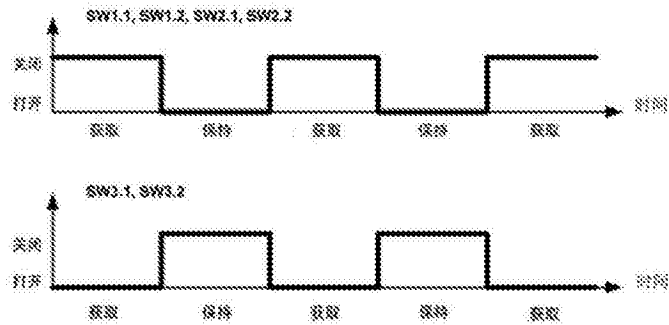
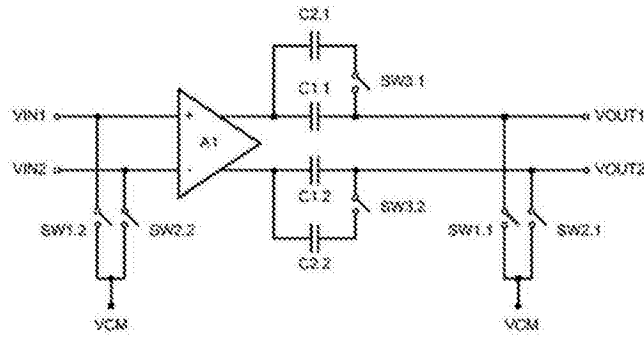
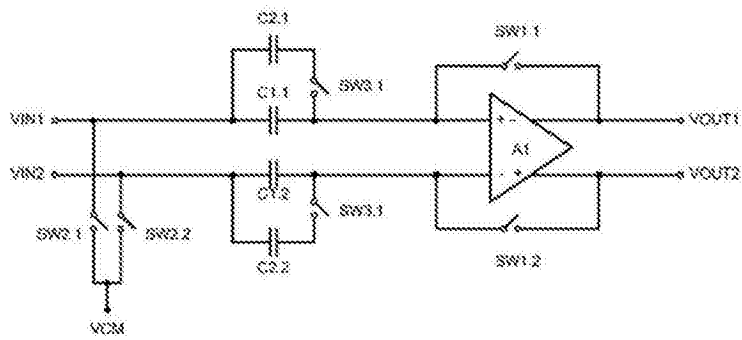


图2 (b)



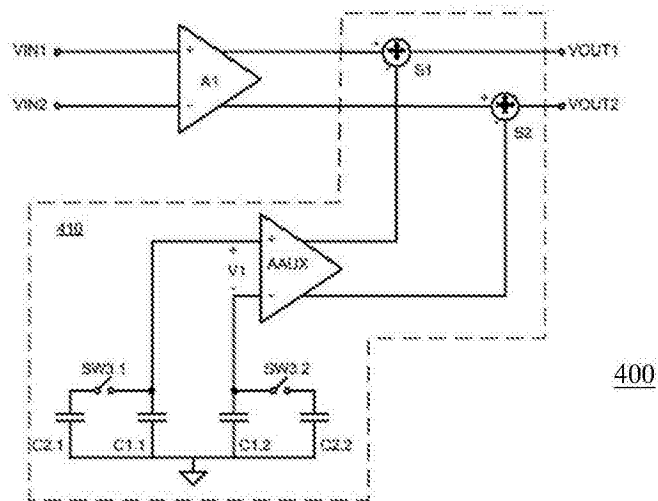
300

图3 (a)



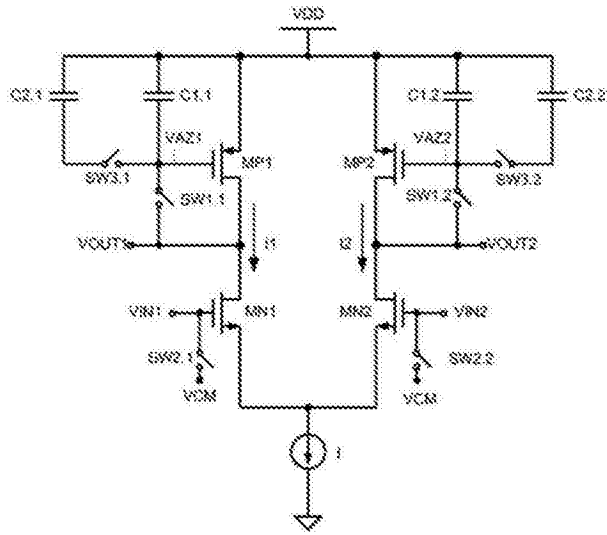
350

图3 (b)



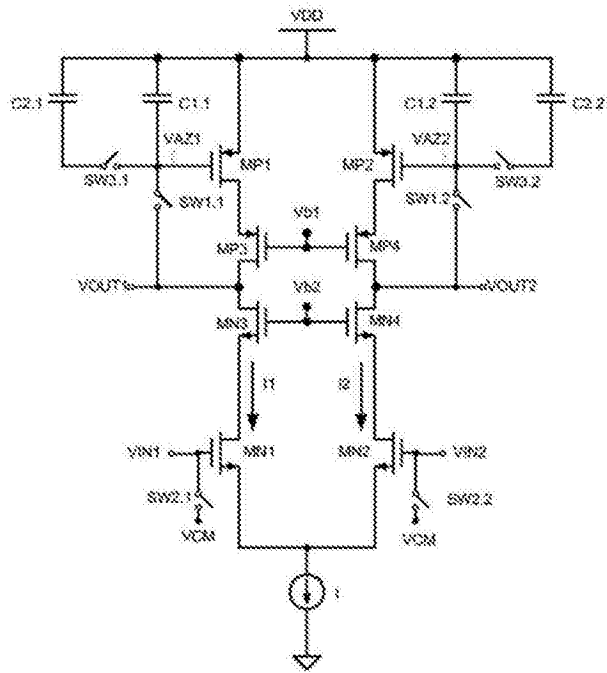
400

图4



500

图5



600

图6

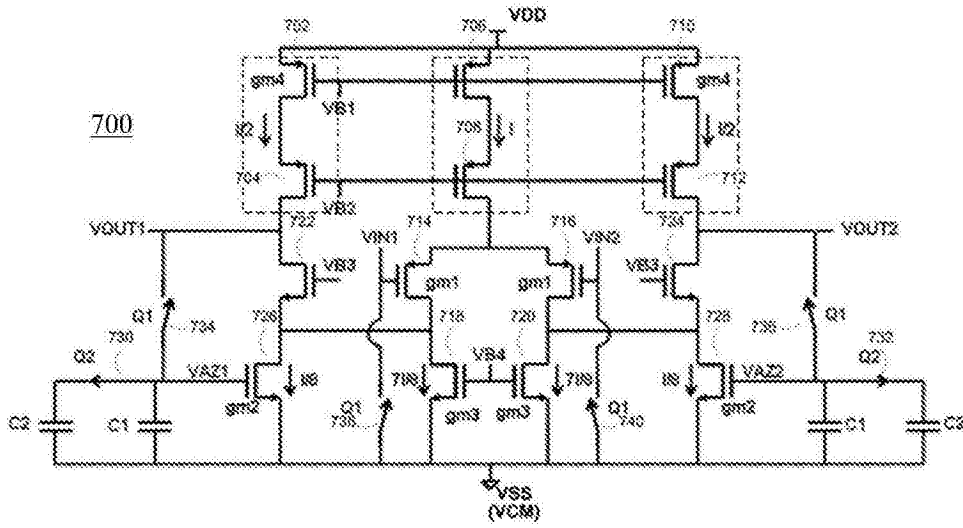
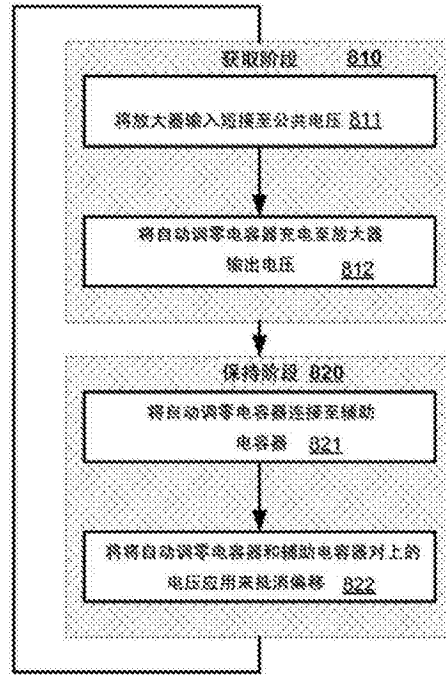


图7



800

图8

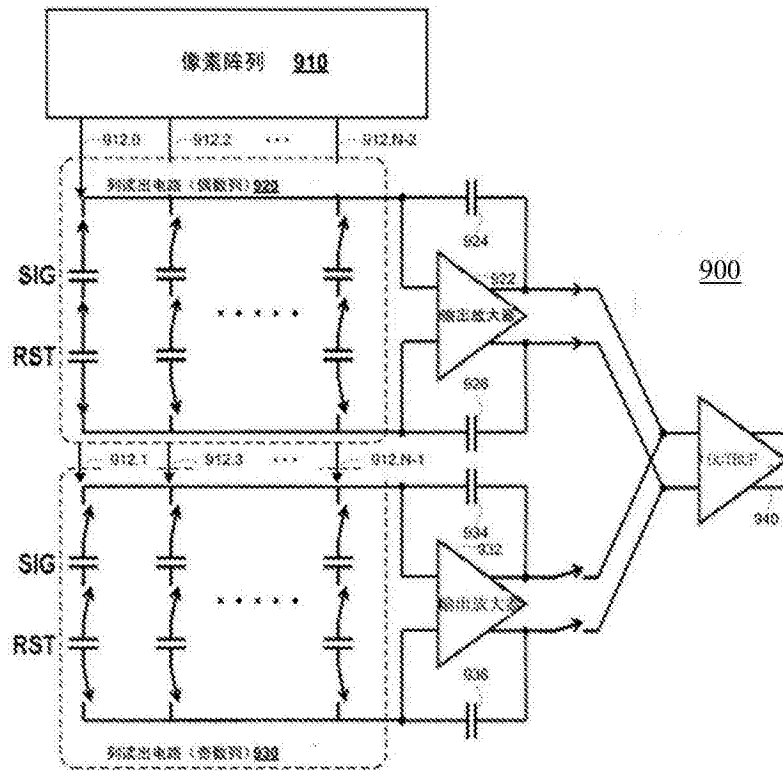


图9