

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H03F 1/02 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200780010558.6

[43] 公开日 2009年9月16日

[11] 公开号 CN 101536306A

[22] 申请日 2007.1.26

[21] 申请号 200780010558.6

[30] 优先权

[32] 2006.1.26 [33] US [31] 11/340,223

[86] 国际申请 PCT/US2007/061139 2007.1.26

[87] 国际公布 WO2007/087630 英 2007.8.2

[85] 进入国家阶段日期 2008.9.24

[71] 申请人 德克萨斯仪器股份有限公司

地址 美国德克萨斯州

[72] 发明人 R·T·伯特 J·Y·张

[74] 专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司

代理人 赵蓉民

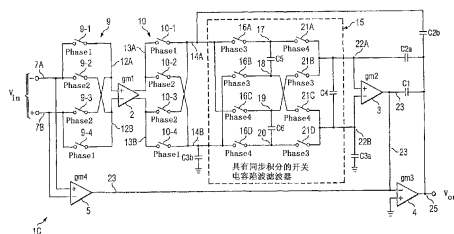
权利要求书4页 说明书12页 附图3页

[54] 发明名称

用于斩波稳定放大器中纹波抑制的陷波滤波器

[57] 摘要

接收输入信号的斩波稳定放大器包括第一运算跨导放大器(2)，该跨导放大器具有一个输入斩波器和一个输出斩波器，该输出斩波器用来对第一运算跨导放大器产生的输出信号进行斩波。开关电容陷波滤波器(15)将通过与输出斩波器的斩波频率同步操作来对斩波输出信号进行滤波以滤除纹波电压，否则输出斩波器会产生纹波电压。在一个实施例中，第二运算跨导放大器对陷波滤波器的输出进行放大。输入信号被正向输送，与第二运算跨导放大器的输出合并在一起，并且被施加到第四运算跨导放大器。纹波噪声和偏置被大大减少。



1. 一种斩波稳定放大器，其包括：

(a) 第一运算跨导放大器；

(b) 第一斩波电路和第二斩波电路；所述第一斩波电路耦合到所述第一运算跨导放大器的输入用以对输入信号进行斩波，并且将斩波输入信号施加到所述第一运算跨导放大器的输入；所述第二斩波电路耦合到所述第一运算跨导放大器的输出用以对由所述第一运算跨导放大器产生的输出信号进行斩波；及

(c) 开关电容陷波滤波器，其具有耦合到所述第二斩波电路的输出的输入，并且对由所述第二斩波电路产生的斩波输出信号执行积分传递函数，以通过与所述第二斩波电路的斩波频率同步地操作来对滤波器纹波电压进行陷波，以便对由所述第二斩波电路产生的斩波输出信号进行滤波，否则滤波器纹波电压会在所述第二斩波电路的输出中出现。

2. 根据权利要求1所述的斩波稳定放大器，其包括第二运算跨导放大器，所述第二运算跨导放大器具有耦合到所述陷波滤波器的输出的输入。

3. 根据权利要求1或2所述的斩波稳定放大器，其中所述陷波滤波器的输入包括第一输入端和第二输入端，其中所述陷波滤波器包括第一输出端和第二输出端，而且其中所述陷波滤波器包括：

i. 第一路径，其包括第一开关、第二开关、第三开关和第四开关；所述第一开关耦合在所述第一输入端和第一导体之间，所述第二开关耦合在所述第一导体和所述第一输出端之间，所述第三开关耦合在所述第二输入端和第二导体之间，所述第四开关耦合在所述第二导体和所述第二输出端之间；

ii. 第二路径，其包括第五开关、第六开关、第七开关和第八开关；所述第五开关耦合在所述第一输入端和第三导体之间，所述第六开关耦合在所述第三导体和所述第一输出端之间，所述第七开关耦合在所

述第二输入端和第四导体之间，所述第八开关耦合在所述第四导体和所述第二输出端之间；及

iii. 第一积分传递电容器和第二积分传递电容器，所述第一积分传递电容器耦合在所述第一导体和第二导体之间，所述第二积分传递电容器耦合在所述第三导体和第四导体之间。

4. 根据权利要求3所述的斩波稳定放大器，其中通过第一时钟信号控制所述第一、第三、第六和第八开关，通过第二时钟信号控制所述第二、第四、第五和第七开关，其中所述第一时钟信号和所述第二时钟信号彼此相位不同。

5. 根据权利要求4所述的斩波稳定放大器，其中所述第一时钟信号和所述第二时钟信号的转换相对所述第二斩波电路的斩波信号的转换被移位。

6. 根据权利要求5所述的斩波稳定放大器，其中所述第一时钟信号和所述第二时钟信号的转换相对所述第二斩波电路的斩波信号的转换移位90度。

7. 根据权利要求1或2所述的斩波稳定放大器，其中所述陷波滤波器与所述第二斩波电路的斩波信号同步操作，以使所述陷波滤波器的输入电荷在所述第一时钟信号期间集中到第一积分传递电容器，在所述第二时钟信号期间集中到所述第二积分传递电容器，并且使所述第一积分传递电容器上保持的电荷在所述第二时钟信号期间被传递到所述陷波滤波器的输出，使所述第二积分传递电容器上保持的电荷在所述第一时钟信号期间被传递到所述陷波滤波器的输出。

8. 根据权利要求2所述的斩波稳定放大器，其包括第三运算跨导放大器和第四运算跨导放大器；所述第三运算跨导放大器具有耦合到所述第二运算跨导放大器的输出的输入，所述第四运算跨导放大器的输入被耦合以接收所述输入信号，其输出耦合到所述第二运算跨导放

大器的输出。

9. 根据权利要求 8 所述的斩波稳定放大器，其包括耦合在所述陷波滤波器的输入侧和所述陷波滤波器的输出侧的补偿电容。

10. 根据权利要求 9 所述的斩波稳定放大器，其中耦合在所述陷波滤波器的输入侧的补偿电容的量基本上多于耦合在所述陷波滤波器的输出侧的补偿电容的量，以在所述斩波稳定放大器中提供稳定性和快速的信号建立。

11. 一种操作包括第一运算跨导放大器的斩波稳定放大器的方法，所述方法包括：

(a) 对输入信号进行斩波并且将斩波输入信号施加到所述第一运算跨导放大器的输入，并且在斩波频率下对由所述第一运算跨导放大器产生的输出信号进行斩波，以产生斩波输出信号；及

(b) 操作开关电容陷波滤波器，其具有被耦合以接收所述斩波输出信号的输入，其用来通过与所述斩波频率同步地对由所述第二斩波电路产生的斩波输出信号执行积分传递函数来对滤波器纹波电压进行陷波，否则滤波器纹波电压会出现在所述斩波输出信号中。

12. 根据权利要求 11 所述的方法，其中所述开关电容陷波滤波器的转换与所述第一运算跨导放大器产生的输出信号的斩波相位相差 90 度。

13. 根据权利要求 11 或 12 所述的方法，其包括在不丢失信号电荷的情况下执行积分传递函数。

14. 一种斩波稳定放大器，其包括：

(a) 第一运算跨导放大器；

(b) 第一斩波电路和第二斩波电路；所述第一斩波电路耦合到所述第一运算跨导放大器的输入，用以对输入信号进行斩波，并且将斩波输入信号施加到所述第一运算跨导放大器的输入；所述第二斩波电

路耦合到所述第一运算跨导放大器的输出，用以对由所述第一运算跨导放大器产生的输出信号进行斩波；以及

(c) 开关电容陷波滤波器装置，其输入被耦合以接收所述斩波输出信号，以用来通过与所述斩波频率同步地对由所述第二斩波电路产生的斩波输出信号执行积分传递函数来对滤波器纹波电压进行陷波，否则该滤波器纹波电压会出现在所述斩波输出信号中。

用于斩波稳定放大器中纹波抑制的陷波滤波器

技术领域

【0001】本发明一般涉及减少斩波稳定运算放大器中的斩波噪声，也被称为纹波噪声，更具体地涉及使用开关电容陷波滤波器来减少纹波噪声。

背景技术

【0002】人们迫切希望集成电路运算放大器具有低偏置电压、低噪声、低偏置漂移以及好的信号稳定性。斩波器稳定化和自动调零是两种常见技术，它们已经被广泛用于减少放大器偏置电压和漂移。（例如，传统的斩波器稳定化技术一般可以将 5 毫伏偏置电压减少到大约 5 微伏）。与先前设计相比，现代斩波稳定运算放大器和自动调零运算放大器可以显著减少，甚至基本消除在其中的许多开关噪声。然而，在现代斩波稳定运算放大器和自动调零运算放大器中使用的改进的设计技术导致在输入参考噪声和静态电源电流 (I_q) 之间要进行折衷。在基本斩波稳定放大器和自动调零放大器之间的固有折衷是众所周知的。当自动调零方法在放大器输出提供低纹波噪声时，由于混叠现象或噪声重叠，其带内 (in-band) 噪声非常高。另一方面，斩波器稳定技术因为没有噪声重叠而具有较低的带内噪声，但是其输出纹波噪声相对较高。基本斩波稳定放大器保持其输入级的宽频带噪声特征，但是将其输入偏置电压向上“移动”到斩波频率，在放大器输出产生大的纹波电压。虽然基本自动调零放大器不像斩波稳定放大器将其输入偏置移动到其自动调零频率，但是基本自动调零放大器在其调零周期中，承受其宽频带噪声频谱的混叠或重叠，其中混叠或重叠可以增加放大器的全部输入参考噪声。

【0003】可以看出对于理想输入级，输入参考噪声的平方与放大器的静态电源电流 I_q 成反比，这使得基本自动调零放大器可以显著增强静态电源电流 I_q ，以便实现所需的包括混叠或噪声重叠在内的噪声等级。

这使得在微功率应用中迫切希望使用斩波稳定放大器，并且找到解决斩波频率下纹波噪声的基本限制的方法。

【0004】图 1 显示传统基本三级放大器 1A，其具有多路嵌套密勒（Miller）补偿。此电路结构可以被认为包括三级高增益信号路径，该信号路径包括三个顺序耦合的级 2、3 和 4，所述耦合的级分别具有跨导 gm_1 、 gm_2 、 gm_3 ，并且该三个顺序耦合的级与带宽较宽的二级信号路径并联，该二级路径包括二个顺序耦合的级 5 和 4，这两个耦合的级分别具有跨导 gm_4 、 gm_3 。图 1 所示运算放大器的直流精度量由三级高增益信号路径的输入级 2 确定，而高频率响应和相位裕度由二级信号路径控制。适当选择跨导和补偿电容可以使运算放大器具有二级密勒补偿运算放大器的带宽和稳定特性，以使实现好的 GBW/I_q （即，增益带宽/ I_q ）比率所需的静态电源电流 I_q 有最小增加。

【0005】图 2A 显示了图 1 的运算放大器的基本配置，进一步包括在高增益三级直流信号路径中的输入级 2 之前和之后增加的基本斩波稳定电路。斩波稳定的优点是基本降低了偏置电压、减少了偏置电压相对温度的漂移以及闪烁噪声，缺点是将输入级 2 的偏置电压移动到斩波频率 f_s ，因此在放大器输出 V_{out} 中产生大的纹波电压成分。

【0006】对具有极低的输出纹波噪声的斩波稳定放大器的需求还未得到满足。

【0007】对具有极低的输出纹波噪声和非常低的偏置电压的斩波稳定运算放大器的需求也未得到满足。

发明内容

【0008】本发明的一个目标是提供具有极低的输出纹波噪声的斩波稳定放大器。

【0009】本发明的另一个目标是提供具有极低的输出纹波噪声和非常低的偏置电压的斩波稳定运算放大器。

【0010】简短地描述，并且根据一个实施例，本发明提供接收输入信号（ V_{in} ）的斩波稳定放大器，其包括第一运算跨导（即带电压输入电

流输出的)放大器(2),该跨导放大器具有输入斩波器(9)和输出斩波器(10)用来对第一运算跨导放大器产生的输出信号进行斩波。开关电容陷波滤波器(15)通过与输出斩波器的斩波频率同步操作来过滤纹波电压以对斩波输出信号进行滤波,否则输出斩波器会产生纹波电压。在一个实施例中,第二运算跨导放大器(3)放大陷波滤波器的输出。输入信号(V_{in})正向输送并与第二运算跨导放大器的输出合并,并且被施加到第三运算跨导放大器或运算放大器(4)的输入。纹波噪声和偏置被大大减少。

【0011】在一个实施例中,斩波稳定放大器(1C)包括:第一运算跨导放大器(2)、第一斩波电路(9)、第二斩波电路(10)、开关电容陷波滤波器(15)。所述第一斩波电路(9)被耦合到第一运算跨导放大器(2)的输入(12A,12B)上,用以对输入信号(V_{in})进行斩波并且将斩波输入信号施加到第一运算跨导放大器(2)的输入;所述第二斩波电路(10)被耦合到第一运算跨导放大器(2)的输出(13A,13B)上,用以对由第一运算跨导放大器(2)产生的输出信号进行斩波;所述开关电容陷波滤波器(15)具有耦合到第二斩波电路(10)的输入,并且与第二斩波电路(10)的斩波频率同步地对由第二斩波电路(10)产生的斩波输出信号执行积分传递(integrate and transfer)函数来对滤波器纹波电压进行陷波,否则滤波器纹波电压会出现在第二斩波电路(10)的输出中。陷波滤波器(15)的输入包括第一输入端(14A)和第二输入端(14B),其中陷波滤波器(15)包括第一输出端(22A)和第二输出端(22B)。

【0012】陷波滤波器(15)包括:第一路径、第二路径、第一积分传递电容器(C5)、第二积分传递电容器(C6)。第一路径包括:第一开关(16A)、第二开关(21A)、第三开关(16B)、第四开关(21C)。所述第一开关(16A)耦合在第一输入端(14A)和第一导体(17)之间;所述第二开关(21A)耦合在第一导体(17)和第一输出端(22A)之间;所述第三开关(16B)耦合在第二输入端(14B)和第二导体(18)之间;所述第四开关(21C)耦合在第二导体(18)和第二输出端(22B)之间。第二路径包括:第五开关(16C)、第六开关(21B)、第七开关

(16D)、第八开关(21D)。所述第五开关(16C)耦合在第一输入端(14A)和第三导体(19)之间;所述第六开关(21B)耦合在第三导体(19)和第一输出端(22A)之间;所述第七开关(16D)耦合在第二输入端(14B)和第四导体(20)之间;所述第八开关(21D)耦合在第四导体(20)和第二输出端(22B)之间。所述第一积分传递电容器(C5)耦合在第一导体(17)和第二导体(18)之间;所述第二积分传递电容器(C6)耦合在第三导体(19)和第四导体(20)之间。

【0013】在所描述的实施例中,第一开关(16A)、第三开关(16B)、第六开关(21B)、第八开关(21D)由第一时钟信号(Phase3)控制,第二开关(21A)、第四开关(21C)、第五开关(16C)、第七开关(16D)由第二时钟信号(Phase4)控制,其中第一时钟信号(Phase3)和第二时钟信号(Phase4)彼此相位不同,而且第一时钟信号(Phase3)和第二时钟信号(Phase4)的转换相对第二斩波电路(10)的斩波信号的转换是交错的。陷波滤波器(15)与第二斩波电路(10)的斩波信号同步操作,以使陷波滤波器(15)的输入(14A, 14B)的电流在第一时钟信号(Phase3)期间集中到第一积分传递电容器(C5),在第二时钟信号(Phase4)期间集中到第二积分传递电容器(C6),并且使第一积分传递电容器(C5)上保持的电荷在第二时钟信号(Phase4)期间被传递到陷波滤波器(15)的输出(22A, 22B),使第二积分传递电容器(C6)上保持的电荷在第一时钟信号(Phase3)期间被传递到陷波滤波器(15)的输出(22A, 22B)。各种补偿电容配置可以被耦合在陷波滤波器(15)的输入侧和/或陷波滤波器(15)的输出侧。在所描述的实施例中,耦合在陷波滤波器(15)输入侧的补偿电容的量基本上比耦合在陷波滤波器(15)输出侧的补偿电容的量,以提供在斩波稳定放大器(1C)中的稳定性和快速信号建立。

【0014】开关电容陷波滤波器(15)可以构成接收斩波输出信号(14A, 14B)的装置,该装置与斩波频率同步操作以滤除纹波电压,否则纹波电压会在斩波输出信号(14A, 14B)中出现。

【0015】在一个实施例中,本发明提供斩波稳定放大器(1C),其包括第一运算跨导放大器(2)、第一斩波电路(9)、第二斩波电路(10)。

所述第一斩波电路(9)被耦合在第一运算跨导放大器(2)的输入(12A, 12B),用以对输入信号(V_{in})进行斩波并且将斩波输入信号施加于第一运算跨导放大器(2)的输入;所述第二斩波电路(10)被耦合在第一运算跨导放大器(2)的输出(13A, 13B),用以对由第一运算跨导放大器(2)产生的输出信号进行斩波。开关电容陷波滤波器装置(15)的一个输入被耦合以接收斩波输出信号(14A, 14B),用于与斩波频率同步地对由第二斩波电路(10)产生的斩波输出信号执行积分传递函数来对滤波器纹波电压进行斩波,否则滤波器纹波电压会出现在斩波输出信号(14A, 14B)中。

附图说明

【0016】图 1 是现有技术的具有多路嵌套密勒补偿的三级运算放大器的框图。

【0017】图 2A 是图 1 所示现有技术的运算放大器进一步包括斩波稳定的框图。

【0018】图 2B 是图 2A 的斩波稳定运算放大器的时序图。

【0019】图 3A 是本发明的斩波稳定运算放大器的详细框图,本发明的斩波稳定放大器包括具有同步积分的开关电容陷波滤波器。

【0020】图 3B 是图 3A 的运算放大器的一种操作模式的时序图。

【0021】图 3C 是图 3A 的运算放大器的另一种操作模式的时序图。

【0022】图 4 显示图 2A 现有技术的运算放大器产生的高幅值纹波噪声的波形和由图 3A 的放大器产生的可忽略纹波噪声。

具体实施方式

【0023】参考图 3A,运算放大器 1C 包括接电压负极的输入导体 7A 和接电压正极的输入导体 7B,借助输入导体,输入信号 V_{in} 被施加到输入斩波电路 9。斩波电路 9 包括开关 9-1、9-2、9-3 和 9-4,其中开关 9-1 和 9-2 连接在接电压负极的输入导体 7A,开关 9-3 和 9-4 连接在接电压正极的输入导体 7B。开关 9-1 和 9-3 通过导体 12A 连接在运算跨

导放大器 2 的正电压输入端,开关 9-2 和 9-4 通过导体 12B 连接在运算跨导放大器 2 的负电压输入端。运算跨导放大器 2 的输出导体 13A 和 13B 连接到输出斩波电路 10,输出斩波电路 10 包括连接到导体 13A 的开关 10-1 和 10-2 和连接到导体 13B 的开关 10-3 和 10-4。斩波开关 10-1 和 10-3 连接到导体 14A,斩波开关 10-2 和 10-4 连接到导体 14B。运算跨导放大器 2 在导体 14A 和 14B 之间产生的斩波输出被施加于开关电容陷波滤波器 15 的差分输入。导体 14B 还连接到补偿电容器 C3b 的一端,补偿电容器 C3b 的另一端接地。导体 14A 还连接到补偿电容器 C2b 的一端,补偿电容器 C2b 的另一端连接到 V_{out} 导体 25。

【0024】开关电容陷波滤波器 15 (它是在斩波频率 f_s 和其谐波处带陷波的低通滤波器) 包括: 开关 16A、开关 16B、开关 16C 和开关 16D。其中开关 16A 连接在导体 14A 和导体 17 之间; 开关 16B 连接在导体 14B 和导体 18 之间; 开关 16C 连接在导体 14A 和导体 19 之间; 开关 16D 连接在导体 14B 和导体 20 之间。“积分传递”电容器 C5 连接在导体 17 和导体 18 之间,另一“积分传递”电容器 C6 连接在导体 19 和导体 20 之间。开关电容陷波滤波器 15 还包括: 开关 21A、开关 21B、开关 21C 和开关 21D,其中开关 21A 连接在导体 17 和导体 22A 之间; 开关 21B 连接在导体 19 和导体 22A 之间; 开关 21C 连接在导体 18 和导体 22B 之间; 开关 21D 连接在导体 20 和导体 22B 之间。电容器 C4 连接在陷波滤波器 15 的输出导体 22A 和 22B 之间。运算放大器 1C 接电压正极的输入导体 7B 连接到运算跨导放大器 5 的负电压输入端,运算跨导放大器 5 的正电压输入端连接到运算放大器 1C 接电压负极的输入导体 7A。正向输送运算跨导放大器 5 的输出通过导体 23 连接到运算放大器 4 的负电压输入端,运算放大器 4 可选择是跨导运算放大器 (在一些情况下,电容器 C4 可以是任选的,但已经发现其可以提供电荷传递的一定程度改进、滤波和纹波噪声抑制的一定程度改进和/或频率补偿的一定程度改进)。

【0025】运算跨导放大器 2 和 3、运算放大器 (或跨导运算放大器) 4 和跨导运算放大器 5 的跨导分别是 gm_1 、 gm_2 、 gm_3 和 gm_4 。

【0026】陷波滤波器 15 包括两条并联信号路径,每条信号路径上有与

图 3B 所示斩波信号的频率相同的频率 f_s 但有 $1/4$ 周期延迟操作的开关。 $1/4$ 周期延迟允许在斩波频率的半个周期内放大信号的积分以及输入运算跨导放大器 2 的偏置。然而，应该注意到陷波滤波器 15 的开关频率可能与斩波频率 f_s 不同。例如，陷波滤波器 15 的开关频率可以是斩波频率 f_s 的一半，没有延迟，在此情况下，其中的放大信号、偏置和纹波成分在一个完整的斩波频率周期内积分。

【0027】 陷波滤波器的输出导体 22A 连接到运算跨导放大器 3 的正电压输入端和补偿电容器 C2a 的一端，补偿电容器 C2a 的另一端连接到输出导体 25。陷波滤波器的输出导体 22B 连接到运算跨导放大器 3 的负电压输入端和补偿电容器 C3a 的一端，补偿电容器 C3a 的另一端接地。运算跨导放大器 3 的输出通过导体 23 连接到跨导运算放大器或运算放大器 4（在下文中称作运算放大器 4）的负电压输入端，运算放大器 4 的输出连接到输出导体 25，运算放大器 4 的正电压输入端接地。导体 23 还连接到补偿电容器 C1 的一端，补偿电容器的另一端连接到输出导体 25。

【0028】 图 3B 和图 3C 所示的两个时序图，分别图示说明四个同步时钟信号：Phase1、Phase2、Phase3 和 Phase4，其中 Phase1、Phase2、Phase3 和 Phase4 可以用来控制图 3A 所示的各个斩波开关和滤波开关。Phase1 控制斩波开关 9-1、9-4、10-1 和 10-4，Phase2 控制斩波开关 9-2、9-3、10-2 和 10-3。Phase3 控制陷波滤波器开关 16A、16B、21B 和 21D，Phase4 控制开关 16C、16D、21A 和 21C。图 3B 和图 3C 中的 Phase1 和 Phase2 斩波信号是相同的。在图 3B 中，Phase3 和 Phase4 陷波滤波器的时钟信号在与斩波信号 Phase1 和 Phase2 的频率相同的频率 f_s 下操作，不过相位相差 90 度。然而，在图 3C 中，Phase3 和 Phase4 陷波滤波器的时钟信号操作的斩波频率是斩波信号 Phase1 和 Phase2 的斩波频率的一半，即 $f_s/2$ ，但相位相同。（四个时钟信号参考内部时钟信号或由内部时钟信号导出。）

【0029】 为了产生在随后描述的图 4 中所示的仿真曲线 B，假定补偿电容器 C3a 和 C2a 具有 1 皮法的电容，假定补偿电容器 C3b 和 C2b 具有 6 皮法的电容，假定补偿电容器 C1 具有 7 皮法的电容。假定电容器

C4 具有 16 皮法的电容，并假定“积分传递”电容器 C5 和 C6 分别具有 8 皮法的电容。

【0030】运算放大器 1C 具有两条信号路径，包括穿过运算跨导放大器 2、3 和 4 的三级高增益信号路径和穿过运算跨导放大器 5 和 4 的二级宽带宽度的信号路径。

【0031】在陷波滤波器的输入导体 14A 和 14B 中，有来自跨导级 2 的电流，流过导体 14A 和 14B 的净电流在 Phase1 和 Phase2 中的一个期间集中到积分传递电容器 C5 上，并且在另一个相位期间，净电流集中到另一个积分传递电容器 C6 上。这使所有信号电荷可以在积分传递电容器 C5 和 C6 中获得，并且所有信号电荷可以再分配到下一级，即再分配到耦合到陷波滤波器的输出导体 22A 和 22B 的电容。这是有利的，因为任何信号电荷的丢失可能导致丢失信号信息，从而会降低信噪比。信号电荷的丢失还易于产生偏置电压，并且还可能引起噪声混叠。

【0032】例如，陷波滤波器的输入导体 14A 和 14B 的净输入电流，在 Phase1 期间集中到积分传递电容器 C5 上，然后在 Phase2 期间，陷波滤波器的净输入电流集中到积分传递电容器 C6 上，与此同时积分传递电容器 C5 上的电荷同时被再分配到耦合到陷波滤波器的输出导体 22A 和 22B 上的电容（包括电容器 C4）。借助耦合到电容器 C4 的积分传递电容器 C5，可实现积分的信号电荷的再分配（不是完全的电压传输），耦合到陷波滤波器的输出导体 22A 和 22B 的电容（包括电容器 C4）在多个周期内可以被充电达到正确的信号电压。

【0033】由于通过斩波电路 9 和 10 对运算跨导放大器 2 的输入偏置电压进行斩波，因此要考虑表示实际偏置电压的正向偏置电流在 Phase1 期间从运算跨导放大器 2 流入导体 14A，还考虑一个相等反向的负向偏置电流（也表示实际偏置电压）在 Phase2 期间在导体 14A 中流动。由相等反向偏置电流表示的输入偏置信号，可以在 Phase3 与 Phase1 和 Phase2 重叠期间，通过将正向 Phase1 偏置电流的一半和负向 Phase2 偏置电流的一半合并到积分传递电容器 C5 而抵消为零，以产生为零的净“偏置电压”电荷成分，上述过程是在将经过积分的放大信号在 Phase4 期间传递到运算跨导放大器 3 之前完成的。类似地，在 Phase4

期间，积分传递电容器 C6 用来合并相等反向的偏置电流以便同样产生为零的净“偏置电压”电荷成分，其中相等反向的偏置电流是由对运算跨导放大器 2 的输入和输出进行斩波产生的。如图 3B 的时序图所示，在 Phase3 和 Phase4 期间，积分传递电容器 C5 和 C6 是串联操作的以从运算跨导放大器 2 积分并传递静斩波电流（包括净零位“偏置电压”电荷成分）到运算跨导放大器 3。

【0034】更具体地说，在陷波滤波器 15 的操作过程中，一条信号路径在半个陷波滤波器的开关周期中，将来自运算跨导放大器 2 的放大斩波信号（包括偏置电压产生的纹波电流）集中在积分传递电容器 C5 上。在相同间隔期间，另一条信号路径将来自积分传递电容器 C6 的放大信号（包括偏置电压产生的纹波电流）“传递”到运算跨导放大器 3。在陷波滤波器 15 的下半个周期操作期间，两条信号路径的积分传递函数互相颠倒。陷波滤波器 15 的频率响应包括在 f_s 的斩波频谱值和其谐波下的陷波，以便该陷波抑制在传统斩波稳定放大器中经常会出现的纹波电压。

【0035】陷波滤波器 15 的输入处出现的纹波电压的幅值与积分传递电容器 C5 和 C6 的大小有关，还与斩波频率 f_s 有关。使用陷波滤波器 15 对电流积分会在其输入处产生三角形电压波形。内部纹波电压必须足够低以保持电路的线性操作。如果内部纹波电压高到足以引起不对称操作特性，这可能导致增加运算放大器的输出纹波电压和偏置电压。

【0036】如果增加积分传递电容器 C5 和 C6 的电容，则纹波电压幅值将减少。同样，如果增加斩波频率 f_s ，则纹波电压幅值将减少。因此，为了实现小的纹波电压，在陷波滤波器 15 的斩波频率和电容器 C5 及 C6 的大小之间要有一个权衡。耦合到陷波滤波器的输出导体 22A 和 22B 的电容器 C4 和补偿电容器可以对陷波滤波器 15 的输出产生连续时间滤波效应，并且增加电容器 C4 和补偿电容器的电容通常可以减少陷波滤波器的输出导体 22A 和 22B 处的高频幅值效应。斩波频率 f_s 应该足够高以便可以使用较小的陷波滤波电容器 C4、C5 和 C6，并且斩波频率应该足够低以便允许有可接受的放大信号的建立。如果斩波频率太高，则放大信号的建立可能太慢，并且输入运算跨导放大器 2 的

增益可能太低，在这种情况下，“正向输送的”运算跨导放大器 5 的偏置电压变成主导的。

【0037】图 2A 中现有技术的运算放大器 1B 产生的输出纹波电压在图 3A 的运算放大器 1C 中几乎完全消除，所述运算放大器 1C 是通过与斩波频率 f_s 同步地操作开关电容陷波滤波器 15，将运算跨导放大器 2 的斩波输出 14A、14B 积分并传递到运算跨导放大器 3 来实现上述结果的。

【0038】当如图 3A 所示使用陷波滤波器 15 和适当地选择各种设计参数时， V_{out} 中的纹波电压成分将大大减少，并且对于一些补偿方案，因为更好信号的建立，运算放大器 1C 的偏置电压可以进一步降低。（例如，在本发明的一种示例性实施方式中，5 毫伏的偏置电压可以被减少到大约 2 微伏，而不是现有技术所预期的 5 微伏。）在图 3A 所示的运算放大器 1C 中，可以使用 125kHz 的斩波频率来实现小的纹波电压，此时陷波滤波器 15 中采用合理小的电容值的电容器。

【0039】虽然开关电容陷波滤波器 15 提供的深度陷波在斩波频率 f_s 下衰减输出纹波噪声，但是陷波滤波器 15 也会影响正常信号的传输，因为陷波滤波器 15 的“积分传递”运算会产生信号延迟，该信号延迟在不同的补偿电容配置下会对运算放大器 1C 的频率响应产生不同的影响。可以认为图 2A 中现有技术的补偿电容器 C2 可以分成图 3A 的补偿电容器 C2a 和 C2b，并且可以认为图 2A 的补偿电容器 C3 可以分成图 3B 的补偿电容器 C3a 和 C3b。每个分开的补偿电容器的“b”部分将电容补偿“返回”到陷波滤波器 15 的输入，而每个分开的补偿电容的“a”部分将电容补偿“返回”到陷波滤波器 15 的输出。通过补偿电容器 C2b 将电容补偿返回到陷波滤波器 15 的输入的优点是为放大的正常信号提供“连续时间路径”，但是在通过补偿电容器 C2b 的局部反馈路径中开关电容陷波滤波器 15 的上述信号延迟，可能导致局部回路不稳定。

【0040】简言之，通过补偿电容器 C2a 将补偿返回到陷波滤波器 15 的输出提供直接反馈路径以改进局部回路稳定性，但是由开关电容陷波滤波器 15 延迟的正常放大信号可能扭曲运算放大器 1C 的大的信号响

应。图 2A 中现有技术的运算放大器 1B 的补偿电容器 C1、C2 和 C3 的密勒电容补偿总共为 7 皮法，为了总体放大器的稳定性，需要在图 3A 的运算放大器 1C 中维持上述总值为 7 皮法的密勒电容补偿。在图 3A 中大部分电容补偿 C2b 和 C3b（此情形是 6pf）被反馈到陷波滤波器 15 的输入，以提供好的整体信号建立，小部分电容补偿 C2a 和 C3a（此情形是 1pf）被反馈到陷波滤波器 15 的输出，以保持好的局部回路稳定性。在陷波滤波器 15 的输出端后面可以增加另外的电容 C4，以进一步减少不想要的纹波和噪声，而且在一些情形下可以改进整体频率补偿。

【0041】 应该注意描述的本发明的实施例在信号路径中决不会丢失信号电荷。如果在整个斩波周期内执行“上”积分和“下”积分（如图 3C 所示），则本发明实施例可以允许陷波滤波器 15 以所需频率（即 $f_s/2$ ）的两倍频率（即斩波频率 f_s ）操作，其中如图 3B 所示，所述本发明实施例中的陷波滤波器开关存在 90 度的相位差。这是因为当使用图 3B 中 Phase3 和 Phase4 的信号时，通过陷波滤波器 15 的延迟比使用图 3C 中 Phase3 和 Phase4 的信号时的延迟减少一半。

【0042】 图 4 显示输出纹波电压仿真曲线 A，所述输出纹波电压曲线 A 是由图 2A 中传统斩波稳定运算放大器 1B 产生的，运算跨导放大器 2 具有 10 毫伏仿真输入偏置电压，其中运算放大器 1B 配置的闭环增益为 10。图 4 中曲线 B 表示图 3A 中运算放大器 1C 在相同条件（即 10 毫伏偏置电压和闭环增益为 10）下，相应的但大大减少的输出纹波电压。图 4 中曲线 B 表明，与现有技术的斩波稳定运算放大器 1B 的输出纹波电压曲线 A 相比，本发明的运算放大器 1C 的输出纹波电压减少 500X。在图 3A 所示电路的一种实施方式中，125kHz 的斩波频率用于 350kHz 的总增益带宽积。增益带宽积与运算放大器 1C 的总补偿相关，其中斩波频率是 125kHz，其与图 4 中的轴向标记相互关联。这种配置产生 2 微伏的偏置电压并且每摄氏度 0.02 微伏的漂移。总的静态电流是 15 微安，宽频带噪声频谱是每 $((\text{Hertz})_{1/2})$ 55 纳伏。

【0043】 如果使用图 3C 的时钟信号，其中存在两倍于通过陷波滤波器 15 的延迟，则操作陷波滤波器 15 的每个积分传递相位必须包括整数个

斩波频率 f_s 周期。意思是因为有两个相位来合并频率，所以陷波滤波器 15 需要在 $f_s/2$ 、 $(f_s/2)/2$ 、或 $(f_s/3/2)$ 等频率下操作。

【0044】为了获得陷波，陷波滤波器 15 可以以斩波频率 f_s 操作，其与图 3B 所示的斩波频率相差 90 度的相位，或以图 3C 所示 $f_s/2$ 或以 f_s 任何次谐波频率的一半（即 $f_s/4$ 、 $f_s/6$ 等）操作。为了获得陷波，则积分相位必须包括整个斩波周期，或积分周期必须包括一个斩波相位的半个周期和其它斩波相位的半个周期。

【0045】因此，本发明提供斩波稳定运算放大器，所述斩波稳定放大器在连续时间信号路径中使用具有同步积分的开关电容陷波滤波器，以有效地减少斩波噪声，使其低于运算放大器的总的均方值（rms）噪声。运算放大器为斩波频率 f_s 衰减纹波电压的同时，保留了斩波稳定的优势。因此本发明提供斩波稳定运算放大器，其与传统斩波稳定放大器相比可以大大减少输出纹波电压。由于有陷波滤波器，这可以在不需增加静态放大器电流 I_q 的情况下实现。本发明尤其对微功率集成电路应用和/或低噪声应用有用。

【0046】虽然本发明对其几个具体实施例进行了描述，但是本领域的技术人员应了解，在不偏离本发明要求保护范围的情况下，可以对这些实施例进行许多修改，并且可以实施许多其它实施例。还应该认识到与所记载的不同，但以基本相同的方式分别执行基本相同的功能，实现相同的结果的所有元件和步骤都是在本发明范围内。例如，应了解存在其它方法来配置频率补偿电容。整个补偿电容可以连接到陷波滤波器 15 的输入侧和其输出侧，或补偿电容可以以其它方式被“分开”。在图 3A 所示的一般斩波稳定、陷波滤波运算放大器配置中，已经仿真了各种电容补偿配置的效果，并且在每一种情况下纹波电压被显著减少，而且每一种电容补偿配置具有的 V_{out} 信号建立和稳定性之间的平衡有所不同。

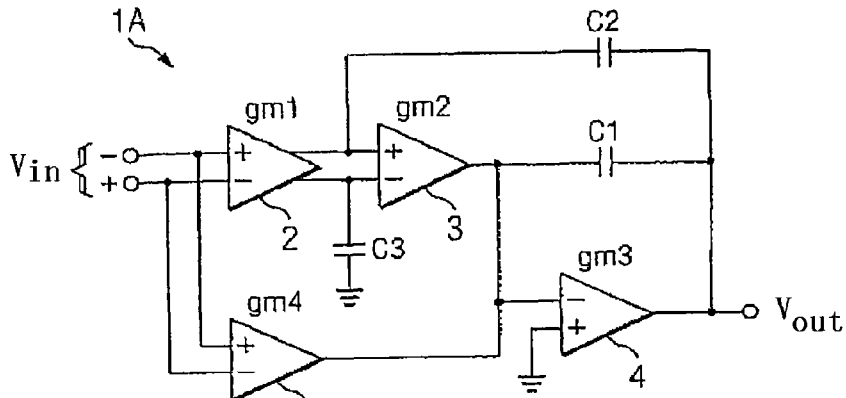


图1 (现有技术)

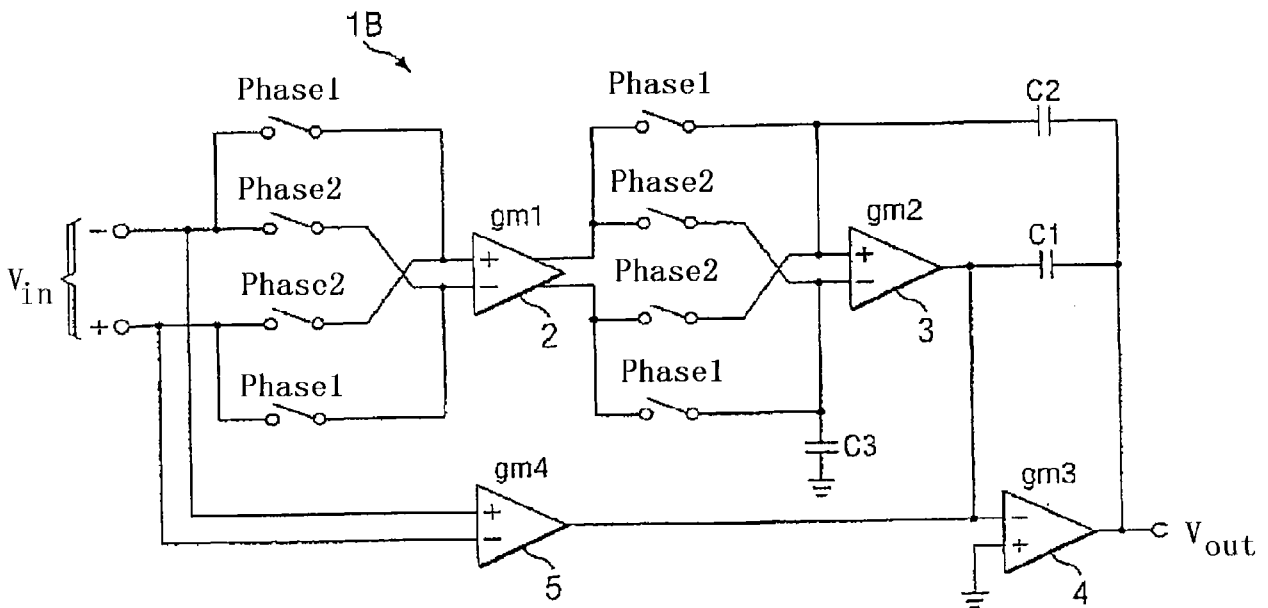


图2A (现有技术)

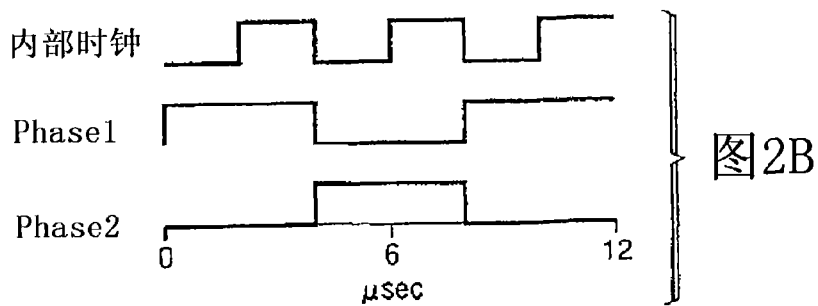


图2B

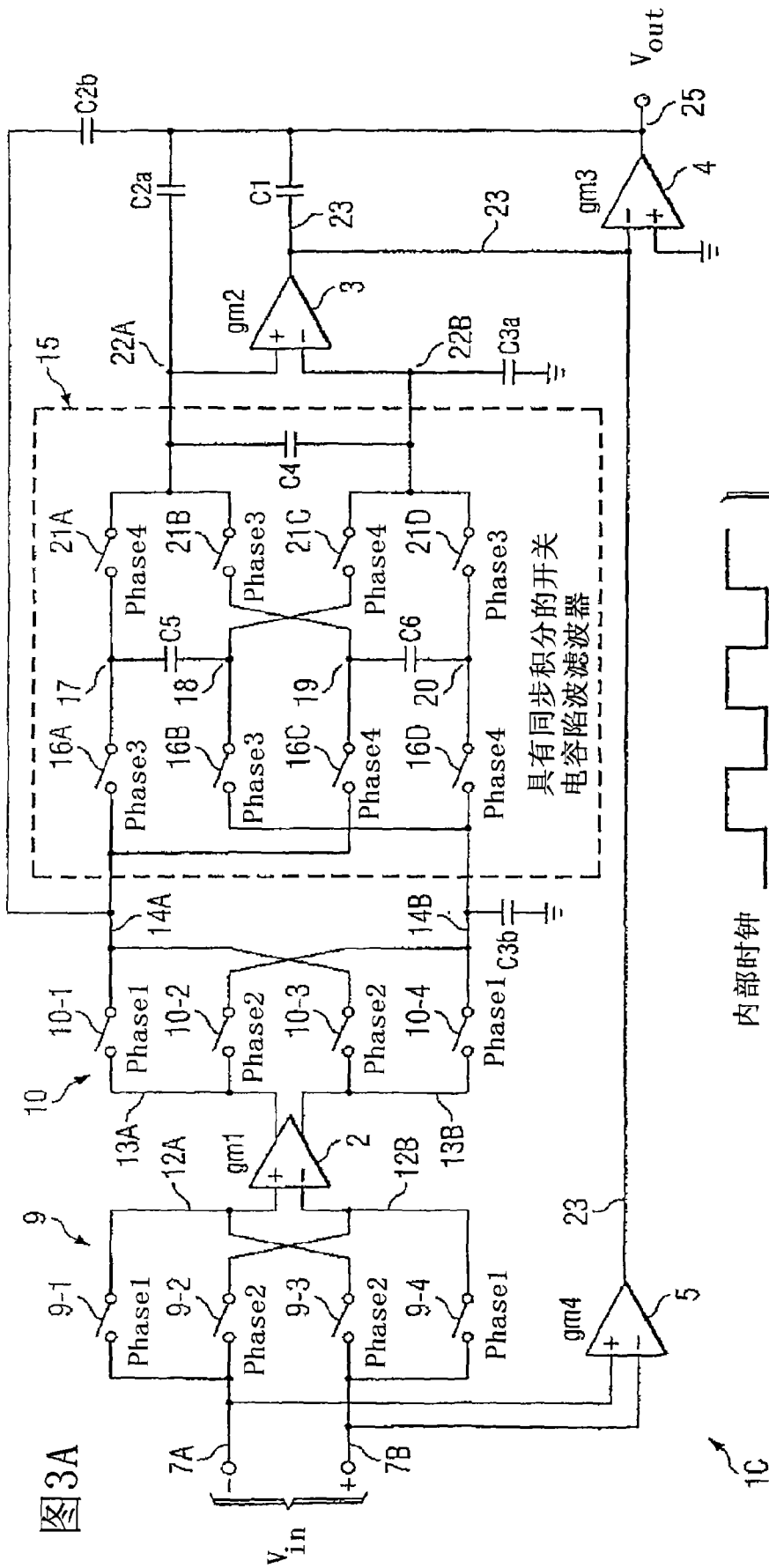


图3A

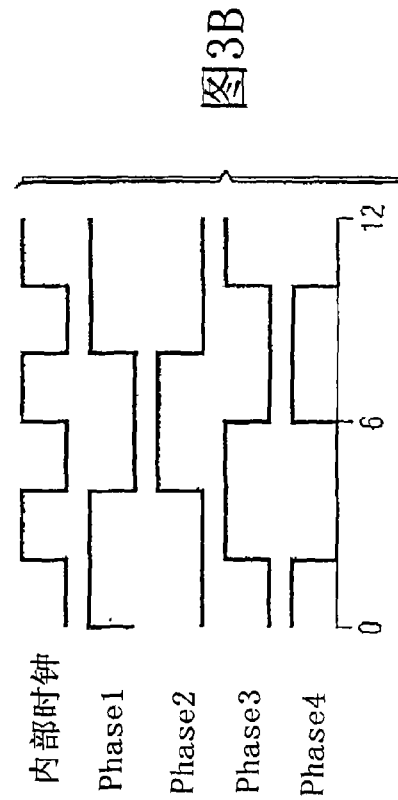


图3B

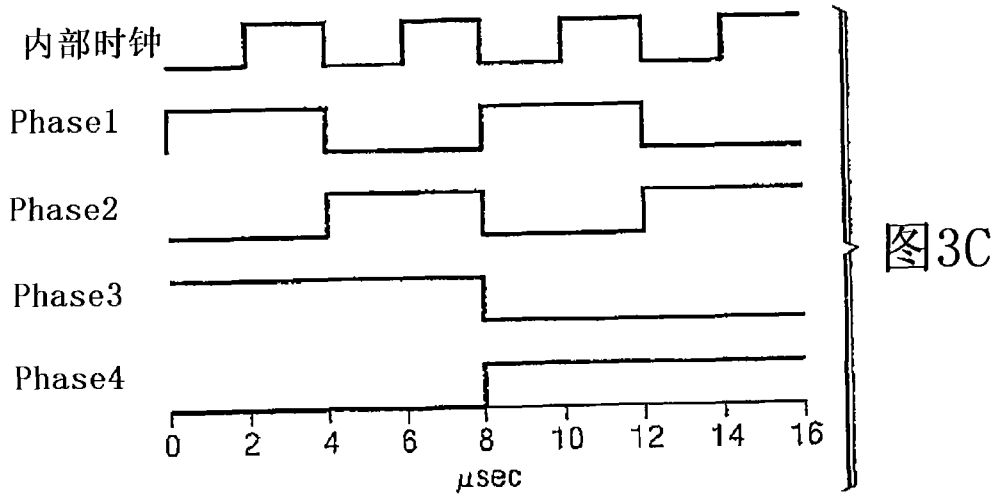


图3C

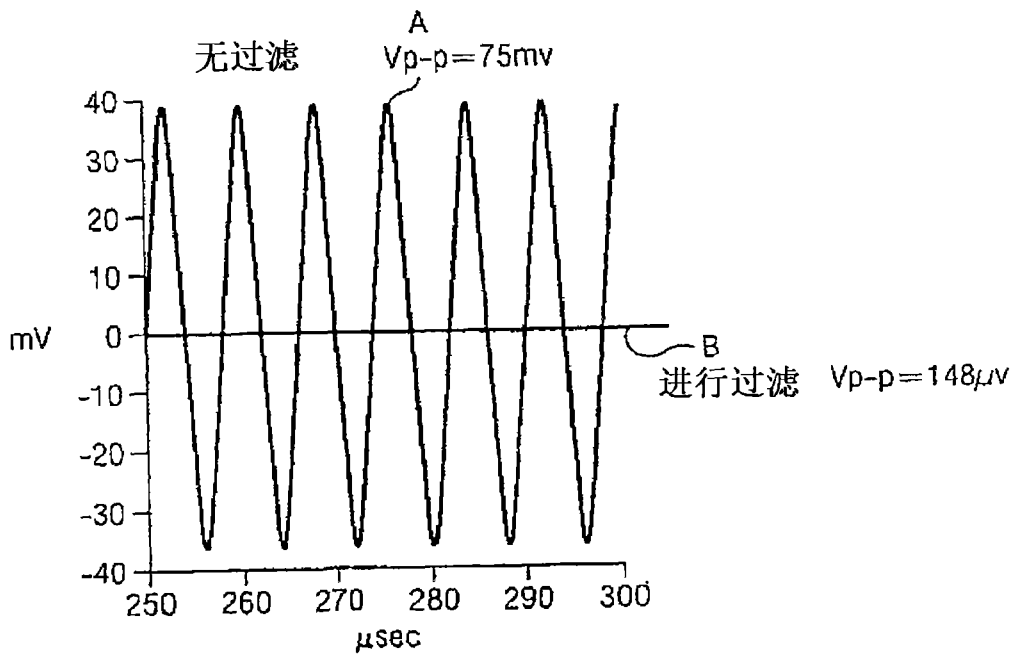


图4