



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 110622414 B

(45) 授权公告日 2023. 07. 07

(21) 申请号 201780090927.0

达米安·保罗·图特尔

(22) 申请日 2017.11.10

(74) 专利代理机构 华进联合专利商标代理有限公司 44224

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 110622414 A

专利代理师 易皎鹤

(43) 申请公布日 2019.12.27

(51) Int.Cl.

(30) 优先权数据

H03F 3/45 (2006.01)

1704237.5 2017.03.16 GB

H03F 3/70 (2006.01)

1704236.7 2017.03.16 GB

H03F 1/30 (2006.01)

H03F 1/34 (2006.01)

(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2019.11.18

(56) 对比文件

(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/GB2017/053409 2017.11.10

DE 3322471 A1, 1985.01.03

(87) PCT国际申请的公布数据
W02018/167450 EN 2018.09.20

US 2009243636 A1, 2009.10.01

(73) 专利权人 爱思特匹克斯有限公司
地址 英国柴郡

CN 106134072 A, 2016.11.16

US 2015362541 A1, 2015.12.17

US 2003071222 A1, 2003.04.17

CN 101779396 A, 2010.07.14

GB 1306967 A, 1973.02.14

(72) 发明人 安东尼·迈克尔·琼斯
瓦迪姆·沃尔科沃伊

审查员 王宇

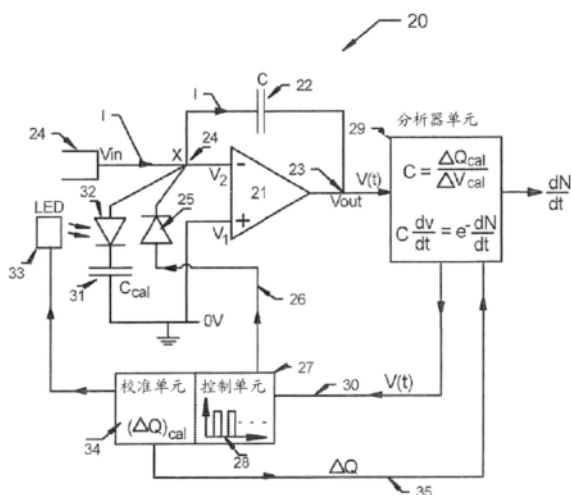
权利要求书3页 说明书20页 附图8页

(54) 发明名称

放大器

(57) 摘要

使用电容器(22)作为互阻抗放大器的电压放大器部件(21)中负反馈回路中的主要阻抗,并适当地主动控制电容器中累积的电荷的数量,以改善放大器的响应度和/或动态范围。开关(25)电耦合至电压放大器的反相输入端子,并且与电压放大器的输出端子(23)电隔离。放大器的输出电压与电荷的积累成比例,并且开关可操作以根据需要来“复位”反馈电容器上的电荷/电压。这种布置使开关的结构与电压放大器的输出端口解耦,并因此避免了从开关结构发出并在电压放大器的输出端口处感觉到的泄漏电流和/或干扰电压信号。



1. 一种电容式互阻抗放大器,包括:

电压放大器,所述电压放大器具有用于连接至输入电流源的反相输入端子,以及非反相输入端子,所述电压放大器被布置以在所述电压放大器的输出端子处提供输出电压信号;

反馈电容器,所述反馈电容器耦合在所述反相输入端子与所述输出端子之间,以累积从所述输入电流源接收到的电荷并相应地产生反馈电压;

开关,所述开关电耦合至所述电压放大器的所述反相输入端子,并与所述电压放大器的所述输出端子电隔离;

其中所述反馈电容器限定了所述电压放大器的负反馈回路,使得所述输出电压与所述电荷的所述累积成比例,并且其中所述开关可切换到允许从所述反馈电容器转移电荷或将电荷转移至所述反馈电容器的状态;

其特征在于:

其中所述电容式互阻抗放大器包括分析器单元,所述分析器单元被布置以确定由所述电荷的累积导致的所述反馈电容器两端的电压的变化率,并且产生电流值,所述电流值表示由所述电容式互阻抗放大器从所述输入电流源接收到的电流。

2. 根据权利要求1所述的电容式互阻抗放大器,包括:开关,所述开关电耦合至所述反相输入端子,并且可切换至允许从所述反馈电容器将至少一些所述累积的电荷进行放电的状态。

3. 根据权利要求2所述的电容式互阻抗放大器,其中,所述开关包括半导体器件,所述开关可切换以在其端子处产生电荷,所述开关的端子电耦合至所述反相输入端子,所述电荷的极性与所述累积的电荷的极性相反,从而允许对所述累积的电荷进行放电以中和由所述开关产生的所述电荷。

4. 根据权利要求2所述的电容式互阻抗放大器,包括:控制器单元,所述控制器单元被布置以监控从所述累积的电荷获取的所述反馈电容器两端的电压,并且控制所述开关以允许:当获取的所述电压上升到处于所述电压放大器的动态范围内的第一阈值电压值以上时,对所述累积的电荷进行放电。

5. 根据权利要求4所述的电容式互阻抗放大器,其中,所述开关在允许对所述累积的电荷进行放电的第一状态和不允许对所述累积的电荷进行所述放电的第二状态之间可切换,其中所述控制器单元被布置以当所述开关处于所述第一状态时监控所述反馈电容器两端的电压,并且当所监控的电压下降到处于所述电压放大器的所述动态范围内的第二阈值电压值以下时,控制所述开关达到所述第二状态。

6. 根据权利要求1所述的电容式互阻抗放大器,其中,所述电压放大器包括运算放大器。

7. 根据权利要求2所述的电容式互阻抗放大器,其中,所述开关包括二极管。

8. 根据权利要求1所述的电容式互阻抗放大器,包括校准单元,所述校准单元包括校准电容器,所述校准电容器经由校准开关电耦合至所述电压放大器的所述反相输入端子,并从而电耦合至所述反馈电容器,其中所述校准单元可操作,以将所述校准开关切换到允许将预定电荷从所述校准电容器放电到所述反馈电容器的校准状态,其中所述电容式互阻抗放大器被布置,以确定当所述校准开关处于所述校准状态时所述反馈电容器两端产生的电

压,以及根据所产生的电压(V)的值和所述预定电荷(Q)来确定用于所述反馈电容器的电容值($C=Q/V$)。

9. 根据权利要求8所述的电容式互阻抗放大器,其中,所述校准开关包括二极管。

10. 根据权利要求1至9中任一项所述的电容式互阻抗放大器,包括冷却器设备/单元,所述冷却器设备/单元被布置以将所述电压放大器冷却降至0(零)摄氏度至-50摄氏度之间的温度,以减小所述电压放大器中的热噪声。

11. 根据权利要求1至9中任一项所述的电容式互阻抗放大器,包括:

模数(A/D)信号转换器,用于连接到输入电流源以从所述输入电流源接收电荷,并且用于产生表示如此接收到的电荷的输入数字信号;

计算机处理器,其连接到所述模数(A/D)信号转换器,所述计算机处理器被布置以接收所述输入数字信号,并根据数字模拟处理所述输入数字信号以产生输出数字信号;

数模(D/A)信号转换器,所述数模(D/A)信号转换器被布置以接收所述输出数字信号并从所述输出数字信号产生输出电压信号;

其中,所述数字模拟被布置以对来自根据权利要求1至9中任一项所述的电容式互阻抗放大器的、由接收到的所述电荷输入到所述电容式互阻抗放大器而产生的输出结果进行模拟。

12. 一种离子束电流测量设备,包括根据权利要求1至11中任一项所述的电容式互阻抗放大器。

13. 根据权利要求12所述的离子束电流测量设备,包括法拉第杯,所述法拉第杯电耦合至所述电压放大器的所述反相输入端子作为所述电流源。

14. 一种质谱仪,包括根据权利要求12或13所述的离子束电流测量设备。

15. 一种静电计,包括根据权利要求1至11中任一项所述的电容式互阻抗放大器。

16. 一种光度计,包括根据权利要求1至11中任一项所述的电容式互阻抗放大器。

17. 一种电容式互阻抗放大方法,包括:

提供电压放大器,所述电压放大器具有电耦合至输入电流源的反相输入端子,和非反相输入端子,所述电压放大器被布置以在所述电压放大器的输出端子处提供输出电压信号;

提供反馈电容器,所述反馈电容器耦合在所述反相输入端子与所述输出端子之间,其中所述反馈电容器限定了所述电压放大器的负反馈回路;

提供开关,所述开关电耦合至所述电压放大器的所述反相输入端子并且与所述电压放大器的所述输出端子电隔离;

使用所述反馈电容器来累积从所述输入电流源接收到的电荷,并相应地产生所述输出电压,使得所述输出电压与所述电荷的所述累积成比例,并将所述开关切换到允许从所述反馈电容器转移电荷或将电荷转移至所述反馈电容器的状态;

其特征在于:

确定由所述电荷的累积导致的所述反馈电容器两端的电压的变化率,并且产生电流值,所述电流值表示由所述反馈电容器从所述输入电流源接收到的电流。

18. 根据权利要求17所述的方法,包括:提供电耦合至所述反相输入端子的开关,并且将所述开关切换到允许从所述反馈电容器将至少一些所述累积的电荷进行放电的状态。

19. 根据权利要求18所述的方法,其中,所述开关包括半导体器件,并且所述方法包括:切换所述开关以在其端子处产生电荷,所述开关的所述端子与所述反相输入端子电耦合,所述电荷的极性与所述累积的电荷的极性相反,从而允许对所述累积的电荷进行放电以中和由所述开关产生的所述电荷。

20. 根据权利要求18或19所述的方法,包括:监控从所述累积的电荷获取的所述反馈电容器两端的电压,以及当所获取的所述电压上升至处于所述电压放大器的动态范围内的第一阈值电压值以上时,控制所述开关以允许对所述累积的电荷进行放电。

21. 根据权利要求20所述的方法,包括在允许对所述积累的电荷进行放电的第一状态和不允许对所述积累的电荷进行放电的第二状态之间进行切换,其中,所述方法包括在所述开关处于所述第一状态时监控所述反馈电容器两端的电压,并且当所监控的所述电压下降至处于所述电压放大器的所述动态范围内的第二阈值电压值以下时,控制所述开关以达到所述第二状态。

22. 根据权利要求17所述的方法,包括提供参考电容器,所述参考电容器经由校准开关电耦合至所述电压放大器的所述反相输入端子,并从而电耦合至所述反馈电容器,所述方法包括将所述校准开关切换到允许将预定电荷从校准电容器放电到所述反馈电容器的校准状态,并且在所述校准开关处于所述校准状态时确定所述反馈电容器两端产生的电压,并根据所产生的电压(V)的值和所述预定得电荷(Q)来确定用于所述反馈电容器的电容值($C=Q/V$)。

23. 根据权利要求17所述的方法,包括:将所述电压放大器冷却降至0(零)摄氏度至-50摄氏度之间的温度,以减小所述电压放大器中的热噪声。

24. 一种离子电流测量方法,包括提供法拉第杯;根据权利要求16至22中任一项所述的电容式互阻抗放大方法将所述法拉第杯电耦合至所述电压放大器的所述反相输入端子,作为所述电流源;接收所述法拉第杯处的离子;以及根据所述输出电压测量接收到的离子的电流。

25. 一种电容式互阻抗放大方法,包括:

提供模数(A/D)信号转换器,所述模数(A/D)信号转换器连接到输入电流源以从所述输入电流源接收电荷,并由此产生表示如此接收到的电荷的输入数字信号;

提供计算机处理器,所述计算机处理器连接到所述模数(A/D)信号转换器以接收所述输入数字信号,并由此根据数字模拟处理所述输入数字信号以产生输出数字信号;

提供数模(D/A)信号转换器,以接收所述输出数字信号并从所述输出数字信号产生输出电压信号;

其中,所述数字模拟是对来自根据权利要求1至9中任一项所述的电容式互阻抗放大器的、由接收到的所述电荷输入到所述电容式互阻抗放大器而产生的输出结果进行模拟。

26. 一种计算机可读存储介质,其上存储有计算机程序,所述计算机程序被布置以当由计算机处理器执行时实施根据权利要求25所述的数字模拟。

放大器

技术领域

[0001] 本发明涉及放大器。特别地,但非排他性地,本公开涉及用于对粒子检测器或计数器(例如带电粒子检测器/计数器(例如,用于质谱仪、电子计数器或光子计数器(例如光度计)等的离子束电流测量设备))产生的检测信号进行放大的电容式互阻抗放大器。本发明可提供结合了这种放大器的静电计。本发明可以用于放大光电倍增管或光电检测器等的电流输出。

背景技术

[0002] 质谱仪要求尽可能高的灵敏度和精确度,以提供准确的质谱分析。鉴于从较少量样品中提取较高质量数据的趋势日益增加,这一要求变得更加迫切。这种情况的出现是因为只有很有限的样品是可用的,或者是因为可用的样品中含有非常低浓度的目标元素。这些情况不可避免地导致使用低或非常低的信号进行质谱分析,进而后续还需要提高精确度和准确性。检测非常低的光子计数信号所需的光度计也存在同样的要求。

[0003] 最终,质谱仪中的精确度和准确性不可避免地受到所用离子检测系统的精确度的限制。一个主要因素是信号内存在的噪声,这一因素严重限制了低信号离子检测系统的精确度。也就是说,随着检测到的信号的大小接近检测系统内潜在噪声的大小,信噪比下降,并且准确性和精度受到损失。尽管离子检测系统中可能存在许多噪声源,但是当人们考虑离子检测系统当前所基于的原理时,重要的噪声源会变得明显。

[0004] 图1A和1B示意性地示出了质谱仪的示例(图1A),以及质谱仪中常用的离子检测系统的核心元件(图1B)。具体来说,图1A示出了尼尔(Alfred O.Nier)在二十世纪40年代开发并至今仍广泛使用的尼尔型质谱仪的示例。需要注意的是,这种类型的质谱仪仅是一种类型的质谱仪的一个示例,并且以下讨论并非旨在限制所讨论的原理。质谱仪包括离子源(2)。该离子源(2)被布置为与排空的离子导管(3)连通;该排空的离子导管被布置为在初始直线轨迹上接受从离子源输出的离子;该直线轨迹与磁体(4)产生的磁场相交,并因此,在磁体存在的情况下,会沿弯曲的轨迹进行电磁重定向。

[0005] 在离开磁体的影响后,离子路径(5)恢复直线轨迹,该直线轨迹在离子检测器(6)处终结。如本领域技术人员已知的,在存在磁体(4)的情况下,离子路径的曲线部分的曲率半径取决于所涉及离子的质荷比(m/q)。因此,离子路径(5)的角位移指示了所涉及离子的质荷比。

[0006] 图1B示意性地示出了图1A中质谱仪的离子检测器(6)的核心元件。法拉第杯(7)被布置成与排空的离子导管的终端连通,以便直接接收来自离子源(2)的已经穿过选定的角位移(即选定的质荷比)的离子路径的离子。法拉第杯是导电的(通常是金属的)杯或导管(或仅仅是板),其被设计为捕获真空离子导管(3)中的带电粒子。当带电粒子到达法拉第杯的导电内表面时,在接收到的离子被中和的同时,法拉第杯的材料会获得少量净电荷。然后法拉第杯的导电材料被放电,以便测量与撞击的带电粒子数量相等的小电流。按照这种方式,尽管穿过离子路径(5)的带电粒子(例如离子)提供了初始粒子电流,但是法拉第杯的导

电材料中电子的感应电流提供了随后持续的载流子电流,该载流子电流与初始粒子电流成正比。通过测量从法拉第杯中发出的电流(I),即每个单位时间(t)中流出或流入(即,接收正离子的情况)法拉第杯的电子(电荷 e^-)的数量(N),就可以确定/计算在该时间段上法拉第杯接收到的离子的数量为:

$$[0007] \quad N = \frac{I \times t}{e} \quad \text{方程 (1)}$$

[0008] 然而,每个单位时间内流动电子的数量(N)可能会非常低。为了放大此非常低的电流,检测器采用了跨电阻放大器。跨电阻放大器通常被称为互阻抗放大器(用于电流到电压的转换为:“互阻抗”),其包括运算放大器单元(8)。该运算放大器单元的正输入端子(9)接地,并且其反相输入(10)以负反馈回路的形式通过电阻器(11)连接到其输出端子(12)。该电路用于通过确保电阻器(11)的值(R)非常高来放大非常低的电流(I)。在理想情况下,放大器将根据以下公式放大输入电流(I)并将其转换为低阻抗输出电压(V):

$$[0009] \quad V = -I \times R \quad \text{方程 (2)}$$

[0010] 由于异常小的电流可能大约为微微安培或更少,因此电阻(R)的值可能通常大约为 10^{12} 至 10^{13} 欧姆。因此,反馈电阻器(11)两端的电压降可能约为毫伏。

[0011] 当测量很小的输入电流(I)时,很小的电流就会流过反馈电阻(R)并在该电阻两端产生一个小的电压降,从而驱动运算放大器(8)的负输入端(反相输入)。由此,输出电压(V)响应于输入信号电流(I)而变化。这种布置具有将运算放大器单元(10)的反相输入处的电压驱动到0(零)伏的效果。

[0012] 当测量例如由检测小离子束而产生的小电流时,在该放大器设计中使用的反馈电阻器(11)的固有电噪声成为限制检测器单元(6)的测量精确度的非常重要的误差因素。特别地,反馈电阻器的Johnson-Nyquist噪声是由构成反馈电阻器的导电材料内的黑体辐射引起的,并由以下方程描述:

$$[0013] \quad \Delta V = \sqrt{\frac{4k_B RT}{t_m}} \quad \text{方程 (3)}$$

[0014] 这里, ΔV 是噪声(伏特); k_B 为玻尔兹曼常数;R为电阻器的值(欧姆);T为电阻器的温度(开尔文); t_m 为积分时间(秒),即收集测量信号的持续时间。可以看到,噪声级(ΔV)随着电阻器(11)的电阻值(R)的平方根的增大而增加,而信号本身的价值($V = I \times R$)与电阻器的电阻值成正比地增加。因此,信噪比(S/N)随电阻器(11)的电阻值的平方根而变化:

$$[0015] \quad S/N = \frac{V}{\Delta V} \propto \frac{R}{\sqrt{R}} \propto \sqrt{R} \quad \text{方程 (4)}$$

[0016] 例如,通过将反馈电阻器的电阻值增加100倍,信噪比可以提高10倍。这就刺激了为放大器提供具有越来越大的电阻值(R)的反馈电阻器的行业内竞争。然而,较大的电阻值的直接后果是放大器的响应度降低,并因此造成其中使用该放大器的质谱仪装置的多功能性。例如,在实践中,为了校正检测器噪声,当从原始样本数据信号中获取离子计数信号以去除噪声部分时,可以从“原始”信号值中减去“基线”信号值,并从而显示“纯”信号值。基线信号是在没有输入信号(即没有离子)情况下的检测器的输出结果,因此可归属于检测器噪声。理想的情况是,在连续的测量周期之间(例如,每隔几十秒)以规则的间隔重复这种基线

测量。

[0017] 为了使该重复的基线测量过程可行,在撞击法拉第杯的离子的电流一减小到零就使检测到的运算放大器的输出信号(V)达到值0V这一意义上而言,希望放大器装置对于离子信号的消除(即,由此离子不再撞击法拉第杯)具有足够的响应。这意味着运算放大器产生的任何剩余的输出信号(12)都可以被确信地认为仅仅是噪声的结果,这样的基线是人们希望测量的。

[0018] 然而,不幸的是,放大器不会立即对离子电流的消除做出响应,并且在完全消除法拉第杯(7)处的输入离子信号后,放大器还将在很长一段时间内继续产生非零输出电压信号(12)。放大器的输出信号随时间缓慢地以指数方式衰减,最终达到表示基线噪声信号的值。不幸的是,该衰减时间可以持续约几分钟,并且随着反馈电阻器(11)的电阻值(R)的增加而持续增加。该衰减时间归因于放大器中材料的电介特性,包括物理构造中的电阻器基板、印刷电路板、半导体封装和其他必不可少的绝缘体的电介特性。传统的设计通过使用保护环和布局来将不需要的信号最小化,以减少电介质材料的数量。通常使用的方案是插入称为Tau校正的预测校正信号,该方案具有不同程度的成功性。

[0019] 按照这种方式,实际上,在互阻抗放大器中增加反馈电阻器的电阻值以改善信噪比的需求与减少运算放大器的响应时间以使检测器具有更高的响应度和多功能性的需求之间存在矛盾。

[0020] 理想的放大器具有大的“动态范围”。这可被定义为放大器可以在放大器噪声的极限内测量的最大输出电压(V_{OutMax})与最小输出电压(V_{OutMin})的比率。可以使用以下公式以分贝表示为:

$$[0021] \quad \text{动态范围} = 20 \log_{10} \left(\frac{V_{OutMax}}{V_{OutMin}} \right) \quad \text{方程 (5)}$$

[0022] 检测器(6)中运算放大器单元(8)的动态范围的限制对入射到检测器的法拉第杯(7)上的离子电流的大小设置了上限和下限,以使检测器能够提供在放大器输出(12)处的准确并可靠的检测输出电压信号(V)。如果离子电流过高,则反馈电阻器(11)两端的电压降将超过 V_{OutMax} ,并且不能使用放大器。相反地,如果离子电流过低,则反馈电阻器(11)两端的电压降将小于 V_{OutMin} ,再次不能使用放大器。

[0023] 实际上,通常的做法是提供可用的几个不同的检测器(6),每个检测器都包含一个运算放大器,该运算放大器的动态范围最适合用户打算在特定时间测量的离子电流水平。用户可能希望首先测量大的离子电流,因此需要使用包含运算放大器的第一检测器单元,该运算放大器在适当的电压 $V_{OutMin} < V_{centre} < V_{OutMax}$ 处具有以(V_{centre})为中心的动态范围,并然后可能希望随后在相同的实验/测量过程中测量更低的离子电流,因此需要使用包含运算放大器的第二个检测器,该运算放大器的动态范围以更低的电压为中心,并且在第一个检测器的动态范围之外。例如,这可能是由于在测量或实验过程中正被测量的样品量耗尽而发生的。测量放大器的稳定性或“漂移”是许多应用中的限制因素。在传统的互阻抗放大器中,基线漂移是由多种来源引起的。因为测量仅在电压域中进行,所以半导体、电介质和信号链中其他部件的电压漂移会在所测信号上施加难以消除的误差。采用了各种方法来最小化漂移,例如温度控制、在真空中操作和循环校准。

[0024] 这种状况是非常不可取的。本发明解决了现有技术中的这些缺陷。

发明内容

[0025] 最一般地,本发明是使用电容器(或适当的电容器系统)作为互阻抗放大器的电压放大器部件中的负反馈回路的主要阻抗,并适当地主动控制电容器内的电荷量,以改善放大器的响应性和/或动态范围。从质谱技术中的惯例来看,这代表一种模式转变,它是在互阻抗放大器中被动使用基于电阻器的反馈回路,并推向更大的电阻值来实现灵敏度的提高。根据这种实践,驱动原理是通过使那些电流被动地通过电压放大器的越来越大的反馈电阻器,来将越来越小的信号电流转换成可检测的电压信号。

[0026] 根据欧姆定律,从电流到电压的直接转换是该惯例的公认规则/做法。然而,本发明背离了这个悠久的惯例,并且不依赖于欧姆定律的原理。本发明可以通过确定反馈电容器处的电荷积累速率(即电流),来允许累积信号电荷并执行粒子计数或粒子电流的测量。

[0027] 按照这种方式,本发明提供了一种放大器,该放大器用于测量粒子电流,并且用于放大由粒子检测器产生的检测信号,例如适用于质谱分析应用、和/或例如用于质谱仪、电子检测器、或光检测器(例如光度计)等的离子电流测量设备。本发明可以用于对用于/在质谱仪、光电倍增管或光检测器等中的离子检测器的电流输出进行放大。

[0028] 已经发现,与由反馈电阻器产生的并且由构成反馈电阻器的导电材料内的黑体辐射引起的约翰逊-奈奎斯特噪声相比,使用电容式阻抗而替代电阻性阻抗可以降低噪声。此外,当按照本发明的方式使用反馈电容器时,电阻非常高的反馈电阻器的电介质材料内发生的、导致基于电阻的互阻抗放大器的衰减速率缓慢(低响应率)的极化松弛效应/过程会有效消除。这使得电容式互阻抗放大器的确具有非常好的响应率,并且允许该放大器具有更多用途。已经发现,破坏电阻式(跨阻)放大器中的测量的寄生电容对本发明的互阻抗放大器的电容电路的影响微乎其微或很小。尽管寄生电容仍然存在,但它实际上只是测量元件的一部分。发明人已经发现,设计一种跨电容放大器(其寄生电阻太大以至于不重要)比设计一种互阻放大器(其寄生电容足够小以至于不重要)更为实用。

[0029] 在第一方面,本发明可提供一种电容式互阻抗放大器,包括:电压放大器,该电压放大器具有用于连接至输入电流源的反相输入端子,和非反相输入端子,该电压放大器被布置以在该电压放大器的输出端子处提供输出电压信;反馈电容器,该反馈电容器耦合在反相输入端子与输出端子之间,以累积在输入电流源处接收或从输入电流源接收的电荷,并相应地产生反馈电压;该电容器限定电压放大器的负反馈回路,使得输出电压与所述电荷的累积成比例;开关,该开关电耦合到电压放大器的反相输入端子,并且与电压放大器的输出端子电隔离;开关可切换到允许电荷从电容器转移或将电荷转移至电容器的状态;开关可根据需要“复位”反馈电容器上的电荷/电压。这种布置使开关的结构与电压放大器的输出端口解耦,并因此避免了由开关结构发出并在输出端口处感觉到的泄漏电流和/或干扰电压信号的不良影响。

[0030] 从而使放大器输出信号的“噪点”少得多。如果仅将开关并联布置在反馈电容器的端子的两端,则当开关处于“开路”状态时,会导致反馈电容器的电压施加在开关的端子两端。由于开关设计中的缺陷/局限性,泄漏电流可能会流经“开路”开关,而反馈电容器的电压可能会暴露这些缺陷/局限性。这些降低了放大器输出信号的精确度。使开关独立于输出电压的优势是,当不使用开关时,可以使开关的两端具有相同的电压。如所描述的,该电压可以是零或另一电压。由于在测量阶段在开关上标称施加了零伏,因此任何由于开关引起

的泄漏或噪声都非常小。

[0031] 通过电耦合到反相输入端子,该开关可切换到允许从反馈电容器对至少一些累积的电荷进行放电或向反馈电容器中注入电荷的状态。开关可包括二极管,例如p-n二极管,并且可包括半导体器件,该半导体器件具有响应于在正向偏压中施加到二极管上的电压的线性增加的非线性导电性(例如,呈指数增加)。二极管可以被布置以响应于施加到该二极管的另一端子的电压,在其一个端子处产生输出(即,电荷载流子),以将二极管的状态改变(即,切换)到允许反馈电容器中累积的电荷进行放电或向反馈电容器中注入电荷的状态。例如,二极管可切换到这样一种状态,在该状态下,二极管在与反馈电容器电连接的二极管的端子上处产生带负电荷的载流子(即电子),从而允许由反馈电容器累积的正电荷(即电子耗尽)进行放电以中和二极管开关的带负电荷的载流子,或将负电荷载流子注入到反馈电容器中以中和在反馈电容器中累积的正电荷。

[0032] 当放大器连接到带正电荷的粒子的源时,例如法拉第杯/板,并且该杯/板接收到带正电荷的粒子,这将导致在与该法拉第杯/板连接的反馈电容器的端子上积聚正电荷(即,移除电子以中和该法拉第杯/板处接收到的带正电荷的粒子。与法拉第杯/板连接的电容器的端子实际上就成为阳极。为了使在电容器的阳极处累积的正电荷“放电”,理论上允许正电荷从电容器流经二极管(例如,从二极管开关注入电子)。二极管的阳极可以连接到反馈电容器的阳极。可以使用放大器来检测/放大由接收的带负电荷的粒子(例如电子)产生的信号。二极管的阴极可以连接到反馈电容器(例如,反向偏置)。

[0033] 开关可以包括两个并联布置的二极管,每个二极管的阳极与另一个的阴极并联,以根据检测到的粒子的极性以及反馈电容器处电压的极性,允许电流沿两个方向中任一方方向流经开关到达/流出反馈电容器。

[0034] 因此,开关可包括半导体器件(例如半导体二极管),该开关可切换以在其端子处产生电荷,该开关的端子电耦合至反相输入端子,该电荷的极性与累积的电荷的极性相反,从而允许累积电荷的放电或注入,以中和通过开关产生的电荷。

[0035] 当为半导体开关时,可通过向半导体开关施加电压以将开关的状态从非导通状态改变为导通状态,从而允许电荷载流子从其中流过,来实现开关的切换,以对反馈电容器上累积的电荷的放电或将电荷注入反馈电容器产生影响。

[0036] 非反相输入端子可电耦合至任何期望值的目标电压($V_{\text{目标}}$)。该目标电压可以被设置为接地(即保持在零伏),或者可以被设置为非零电压值。目标电压的值确定了可以驱动输入电流源所在/所至的工作电压(例如,法拉第杯的工作电压)。

[0037] 电压放大器可以包括运算放大器、或差分放大器、或反相放大器、或由分立或集成电路构成的几个放大器的组合。例如,分立式晶体管或低噪声前置放大器可以用作输入级,其后是电压放大器。可以用A/D转换器输入、D/A转换器输出以及它们之间用于处理输入信号的数字处理器的布置来代替放大器,以模拟放大器的行为。这与现在已经很普遍的“直接转换”无线电接收机没有什么不同。因此,本发明一方面可以提供一种如上所述的电容式互阻抗放大器,其包括:模数(A/D)信号转换器,用于连接至输入电流源以从其接收电荷并用于产生表示如此接收到的电荷的输入数字信号;连接到模数(A/D)信号转换器的计算机处理器,该计算机处理器被布置以接收所述输入数字信号并根据数字模拟处理输入数字信号以产生输出数字信号;数模(D/A)信号转换器,其被布置以接收输出数字信号并由输出数字

信号产生输出电压信号,其中,数字模拟被布置以模拟来自上述电容式互阻抗放大器的、由将所述接收到的电荷的输入至电容式互阻抗放大器而导致的输出结果。

[0038] 在相关方面,本发明可以提供一种电容式互阻抗放大方法,该方法包括:提供连接到输入电流源的模数(A/D)信号转换器,以从输入电流源接收电荷并由此电荷产生表示如此收到的电荷的输入数字信号;提供连接到模数(A/D)信号转换器的计算机处理器,以接收所述输入数字信号,并根据数字模拟处理输入数字信号以产生输出数字信号;提供数模(D/A)信号转换器,以接收输出数字信号并从输出数字信号产生输出电压信号;其中,数字模拟是对来自根据上述本发明的电容式互阻抗放大器的、由将所述接收到的电荷输入到电容式互阻抗放大器引起的输出结果进行模拟。在另一方面,本发明可以提供一种计算机程序或计算机程序产品(例如,存储在计算机或存储介质上的程序),其包括被布置以在由计算机处理器执行时实施数字模拟的计算机程序。

[0039] 电容式互阻抗放大器可以包括控制器单元,该控制器单元被布置以监控从累积的电荷获取的反馈电容器两端的电压,并且当获取的电压上升至处于电压放大器的动态范围内的第一阈值电压值以上时,控制开关以允许对累积的电荷进行放电。例如,控制器单元可以被布置以当半导体开关(电连接到反馈电容器的端子之外的端子)的期望时间段足以允许累积的电荷从反馈电容器进行放电时,向开关的端子施加电压脉冲,同时借助所施加的电压脉冲将半导体开关保持在导通状态。例如,如果半导体开关是二极管,则可以施加电压脉冲以使二极管以正向偏压处于导通状态。

[0040] 最优选地,开关的连接到反馈电容器的端子电连接到电压放大器的反相输入端子,反馈电容器的端子同时连接到该电压放大器。最优选地,电压放大器的反相输入端子借助于负反馈回路保持为“虚拟接地”。因此,当期望达到该结果时,优选地,开关的另一个端子(当半导体开关为例如二极管时)最优选地保持为“接地”电压或大约足以将开关保持在非导通状态的电压。控制器单元可以被布置以在需要时将驱动电压脉冲可控制地施加到开关的另一端子,该驱动电压脉冲具有合适的极性和大小以使开关导通。

[0041] 控制器单元可以被布置以控制开关允许反馈电容器放电一段时间,该时间可以根据需要进行选择,但是优选的示例是等于或小于大约1000 μ s、或者等于或小于约500 μ s、或者等于或小于约100 μ s、或者等于或小于约10 μ s的时间段。

[0042] 开关可以这种方式操作/切换大约400 μ s的时间段,但是这可能会在很宽的范围内变化,该范围取决于电容器稳定所需的时间。它可以是1 μ s或更小,但通常可以较长,可选地更长。

[0043] 控制器单元可以被布置以控制开关防止反馈电容器在一段时间内(例如,测量(积分)时间)放电,该时间段可以根据需要进行选择,并且取决于当前的特定应用或测量,但是示例是等于约100 μ s或几百微秒或更长的时间段。例如,在一般质谱分析应用中,测量(积分)时间通常可以在大约10ms到数百秒甚至数千秒的范围内。

[0044] 所述控制器单元可以被布置以控制所述开关允许所述反馈电容器周期性地或间歇地放电,由此,由防止放电并且通过反馈电容器累积(或重新累积)电荷的相对较长的多个时间段将允许放电的相对较短的多个时间段分隔开。

[0045] 所述开关可以在允许对累积的电荷进行放电的第一状态和不允许累积的电荷进行放电的第二状态之间进行切换,其中控制器单元被布置以在所述开关处于第一状态时监

控反馈电容器两端的电压,并且当所监控的电压下降到处于电压放大器的动态范围内的第二阈值电压值以下时,控制开关达到第二状态。按照这种方式,控制器单元能够控制在反馈电容器上累积的电荷的数量,使得反馈电容器上的对应电压不会超过适合于电压放大器的最大期望电压,并且还可以控制在放电事件结束时由反馈电容器所保留的电荷的数量,使得反馈电容器上的对应电压不会低于适用于电压放大器的最小期望电压。按照这种方式,反馈电容器两端的电压可以被控制在使电压放大器能够最佳地或至少最适当地工作的最佳值或至少适当值的范围内。例如,期望将反馈电容器电压控制为保持在电压放大器的动态范围内,并从而避免电压放大器的饱和,或者由于反馈电容器上的不适当的电压而可能发生的其他性能下降。

[0046] 按照这种方式,在优选实施例中,本发明的电容式互阻抗放大器能够适于放大非常宽范围的输入信号强度/场强,该非常宽范围的输入信号强度/场强对应于非常宽范围的例如在质谱仪的法拉第杯处接收到的不同的离子信号强度。为了说明这一点,请考虑一个非常弱的离子信号入射到法拉第杯的情况。

[0047] 这将在电容式互阻抗放大器的反馈电容器处产生非常低的电流信号或电荷累积速率。因此,相对长的积分时间适合于这种测量,以便可以得出准确的离子计数器信号。因此,在这种情况下,反馈电容器处的电压的升高速率相对较低,这意味着可以在不使反馈电容器电压超过电压放大器的动态范围的情况下具有长的积分时间。

[0048] 现在考虑一种非常不同的情况,在该情况下非常强的离子信号入射到法拉第杯上。这将在电容式互阻抗放大器的反馈电容器处产生相对较高的电流信号或电荷累积速率。因此,相对短的积分时间将通常被认为适合于这种测量,这是因为人们期望反馈电容器两端的电压迅速达到电压放大器的动态范围的上限。然而,本发明的特别优点来自以下事实:即使在高电流信号/离子信号的情况下也可以使用任意长的积分时间,这是因为反馈电容器处的电压能够在其接近电压放大器的动态范围的上限之前/之时被迅速放电,并被迅速减小到该动态范围内的合适的低值。一旦达到适当的低电压值,电荷累积就可以恢复并且离子信号的积分可以继续。

[0049] 按照这种方式,可以通过以零散的方式在反馈电容器上累积电荷来容纳高离子计数信号,而无需终止测量。这使得非常高和非常低的离子计数信号强度可以由同一个电容式互阻抗放大器来处理。动态范围显著增加。在电阻式互阻抗放大器中,范围受电压噪声限制,该电压噪声是电阻器噪声和放大器噪声的总和。这通常会将范围限制在四个数量级左右。本发明的电容式互阻抗中,去除了放大器电阻器噪声,从而典型地将基线噪声从mV降低至 μV 。噪声降低了三个数量级,将有效范围增加到大约十个数量级。根据本发明的优选实施例,通过将测量的元素从电压域移动到时间域,进一步降低了噪声。

[0050] 电容式互阻抗放大器可以包括分析器单元,该分析器单元被布置以确定由所述电荷的累积导致的反馈电容器两端的电压的变化率,并且生成电流值,该电流值表示由电容式互阻抗放大器从所述输入电流源接收到的电流。

[0051] 例如,当电流源通过收集带电粒子(例如离子)或通过从电流源(例如光子)处感应电荷载流子的粒子的到达而获得电流时,然后通过测量从电流源(例如(法拉第杯)发出的电流(I),也就是,每单位时间(t)从电流源流出的电荷载流子(电荷e)的数量(N),可以确定/计算由电流源(例如法拉第杯)在该时间段上接收到的离子/粒子的数量。

[0052] 例如,由具有电容C的反馈电容器累积的电荷的变化量 ΔQ 等于 $C \times \Delta V$ 。因此,提供给反馈电容器的电流只是累积的电荷的变化率(即,电流源接收到的离子/粒子的到达率),并且是可以从反馈电容器两端的电压(V)的变化率(V)导出的,具体如下式:

$$[0053] \quad \frac{\Delta Q}{\Delta t} = C \frac{\Delta V}{\Delta t} = I \quad \text{方程 (6)}$$

[0054] 分析器单元可以被布置以计算反馈电容器两端电压的变化率,并从中导出表示提供给反馈电容器的电流(I)的值。分析器单元可以被布置以使用表示提供给反馈电容器的电流的导出值(I),来确定表示由电流源接收到的离子/粒子的到达率的值。例如,该到达率例可以通过将反馈电容器的电压的变化率的计算值($\Delta v / \Delta t$)与反馈电容器的电容的值(C)相乘来确定。反馈电容器的电容的值可以由先前的测量预先确定,或者可以通过如下的反馈电容器校准过程直接确定。

[0055] 电容式互阻抗放大器可包括校准单元,该校准单元包括校准电容器,该校准电容器经由校准开关电耦合至电压放大器的反相输入端子,并从而电耦合至反馈电容器;其中,校准单元可操作以将校准开关切换到允许从校准电容器向反馈电容器放电预定电荷的校准状态;其中,电容式互阻抗放大器(例如,其分析器单元)被布置以在校准开关处于校准状态时确定反馈电容器两端产生的电压,并且根据所产生的电压(V)的值和预定的电荷量(Q)来确定用于反馈电容器的电容值($C=Q/V$)。按照这种方式,可以将受控且预定量的电荷从校准电容器注入到反馈电容器中。通过测量由该电荷注入导致的反馈电容器两端的电压变化量,闭合阻抗放大器(例如,分析器单元)可以计算反馈电容器的电容。

[0056] 校准开关可以包括二极管,例如光电二极管,其包括半导体器件,该半导体器件在光子被吸收在光电二极管中时将入射光转换成电流。光电二极管可包括p-n光电二极管。光电二极管可以被布置以响应于施加到光电二极管的照明而产生输出(即,电荷载流子),以将光电二极管的状态改变(即,切换)为允许对校准电容器中的电荷进行放电的状态。优选地,校准开关(当其为光电二极管时)的阴极连接到校准电容器的一个端子,并且校准开关的阳极连接到反馈电容器的一个端子。优选地,校准开关的阳极电连接到提供在电压放大器的反相输入端子处的“虚拟地面”,反馈电容器的端子同时连接到该“虚拟地面”。

[0057] 校准电容器的未连接到校准开关的端子可以电耦合至“地面”。校准单元可包括光源,例如发光二极管(LED),该光源可操作并布置以在校准单元的控制下照亮光电二极管。按照这种方式,当存在光电二极管时,可以通过控制光源来照亮校准开关的光电二极管,来控制校准开关以获取导通状态,从而允许存储在校准电容器中的电荷通过光电二极管放电并进入反馈电容器中。不需要通过控制/改变LED的发光度来控制流过光电二极管的电荷量。光电二极管实际上可以用作开关以将固定量的电荷转移到反馈电容器中。

[0058] 根据本发明的一方面的装置(例如质谱仪)可包含若干法拉第杯,每个法拉第杯都有自己的电容式互阻抗放大器。每个电容式互阻抗放大器可使用同一个、公共校准电容器。同一个/公共校准电容器可包括单个电容器(例如,单独一个),或者可包括相互连接的电容器的系统,所述相互连接的电容器共同地形成等效的、单个公共电容。公共校准电容器可电连接到电容式互阻抗放大器的阵列,其中每个电容式互阻抗放大器具有其自身相应的校准开关(光电二极管)。单个/公共电容器可用于存储一定量的电荷,该电荷可被转移到(即,分布式地穿过/共享的)电容式互阻抗放大器的反馈电容器中。

[0059] 对所得反馈电容器两端的电压变化量占校准电容器两端的电压变化量的分数/比例的测量,允许测量反馈电容器的电容占校准电容器的电容的分数/比例。因此,可以确定电容式互阻抗放大器阵列中的反馈电容器的相对电容。这些相对电容值可用于将使用中的阵列的放大器的输出测量值标准化为固定的公共基准(即,校准电容器)。阵列的校准开关中的每个校准开关可具有其自身相应的LED,该LED用于在校准单元的控制下按照上述方式照亮校准开关的光电二极管(以使其导通)。

[0060] 本发明可以提供一种校准电路,该校准电路包括多个电容式互阻抗放大器,每个电容式互阻抗放大器均如上所述,其中,电容式互阻抗放大器中的一个为校准放大器,该校准放大器包括上述校准电容器,该校准电容器被布置为该互阻抗放大器的反馈电容器,并且其中校准放大器的电压放大器的反相输入端子通过其相应的校准开关连接到每个其他电容式互阻抗放大器的电压放大器的相应的反相输入端子。相应的校准开关(光电二极管,在点亮时)的操作允许电荷从校准电容器($C_{\text{校准}}$)转移到相应的其他反馈电容器(C_1, C_2, \dots)。其他校准开关中的每一个可包括各自单独的光源(例如LED),该光源可独立控制以照亮校准开关以使其导通。校准电路的操作可以包括以下步骤:

[0061] (1) 给校准电容器充电,并使电容式互阻抗放大器的所有反馈电容器放电至接近0V(零)或任何其他所需的电压水平(确切的电压并不重要);

[0062] (2) 测量校准放大器和其他电容式互阻抗放大器(即被校准的那些放大器)的输出端上的电压;

[0063] (3) 使与每个正在被校准的电容式互阻抗放大器相对应的各个校准开关导通(例如,适当照亮开关的光电二极管);

[0064] (4) 等待直到校准放大器的输出端上的电压达到放大器工作范围内的稳固水平(最终电压的确切值并不重要)为止。电压变化率(与通过校准开关的电流成比例)并不重要;

[0065] (5) 使校准开关不导电(例如,适当关闭对开关的光电二极管的照明);

[0066] (6) 测量校准放大器和每个正在被校准的电容式互阻抗放大器的输出端上的最终电压;

[0067] (7) 使用以下公式参考校准电容器对电容式互阻抗放大器反馈电容器进行校准:

$$[0068] \quad C_n = C_{\text{校准}} \frac{\Delta V_{\text{校准}}}{-\Delta V_n}$$

[0069] 在该公式中: C_n 是校准后的电容器的电容; $C_{\text{校准}}$ 是校准电容器的电容; $\Delta V_{\text{校准}}$ 是在校准后的放大器的输出端上测得的最终电压和初始电压之间的电压差; ΔV_n 是在校准放大器的输出端上测得的最终电压和初始电压之间的电压差。需要注意的是, $\Delta V_{\text{校准}}$ 和 ΔV_n 将具有相反的极性。

[0070] 在本发明的任何方面中,电容式互阻抗放大器可包括冷却器装置/单元,该冷却器装置/单元被布置以将电压放大器冷却到降至0(零)摄氏度至-50摄氏度之间的温度;或-10摄氏度至-50摄氏度之间的温度;或-20摄氏度至-50摄氏度之间的温度,以减少电压放大器中的热噪声。已经发现,这从整体上极大地增强了电容式互阻抗放大器的性能。为此目的,可采用适合于冷却电压放大器(例如,运算放大器)的冷却装置,比如可以是对于本领域技术人员而言将是明显的冷却装置。根据本文描述的任何方法,本发明可包括冷却电压放大

器的对应/等效步骤。

[0071] 本发明在第二方面可提供一种包括如上所述的电容式互阻抗放大器的离子束电流测量设备。例如,粒子计数器可以是适于用在质谱仪中用于测量/计算来自离子源的离子的数量和/或到达离子检测器的速率的计数器。本发明可用于扇形质谱仪,该扇形质谱仪使用电场、磁场或电场和磁场来分离带电粒子。也可用于需要测量离子电流的四极质量分析器或任何其他质谱仪中。

[0072] 离子束电流测量设备可包括法拉第杯,该法拉第杯电耦合到电压放大器的反相输入端子作为电流源。按照这种方式,到达法拉第杯的带电离子在法拉第杯处引起电荷积累,该法拉第杯正与电压放大器的反相输入端子电连接,这在反馈电容器的端子处引起相应的电荷积累,该反馈电容器也与电压放大器的反相输入端子电连接。因此,反馈电容器处电荷(电压)的累积速率与离子到达法拉第杯的速率成正比。

[0073] 本发明在第三方面可提供一种质谱仪,包括如上所述的离子束电流测量设备。

[0074] 本发明在第四方面可提供一种静电计或光度计,包括如上所述的电容式互阻抗放大器。光度计产生与光强度成比例的小电流,在一些实施例中,本发明可以具有受低噪声的大范围内测量小电流。本发明不限于单通道光度学的应用,例如,具有许多通道的X射线成像阵列可以通过将大量放大器集成到单个成像设备上应用该技术。

[0075] 本发明在第五方面可提供一种电容式互阻抗放大方法,包括提供电压放大器,该电压放大器具有电耦合到输入电流源的反相输入端子,以及非反相输入端子,该电压放大器被布置以在其输出端子处提供输出电压信号。该方法包括:提供耦合在反相输入端子和输出端子之间的反馈电容器,其中该电容器限定了电压放大器的负反馈回路;和使用该反馈电容器来累积由输入电流源接收到的或从输入电流源接收到的电荷,并相应地产生输出电压,使得输出电压与所述电荷的累积成比例。该方法包括提供开关,该开关电耦合至电压放大器的反相输入端子并且与电压放大器的输出端子电隔离。该开关可切换到允许电荷从电容器转移或将电荷转移至电容器的状态。非反相输入端子可电耦合至任何期望值的目标电压($V_{\text{目标}}$)。该目标电压可被设置为接地(即,保持在零伏),或者可被设置为非零电压值。目标电压的值确定了可以驱动输入电流源所至/所在的工作电压(例如,法拉第杯的工作电压)。

[0076] 该方法可包括提供开关,该开关电耦合至反相输入端子,并且将开关切换到允许从反馈电容器对至少一些累积的电荷进行放电的状态。

[0077] 该开关可包括半导体器件,并且该方法可包括切换开关以在其端子上产生电荷,该端子电耦合至反相输入端子,该电荷的极性与累积的电荷的极性相反,从而允许对累积的电荷进行放电以中和由开关注入的电荷。

[0078] 该方法可包括:监控从累积的电荷获取的反馈电容器两端的电压,以及当获取的电压升至处于电压放大器的动态范围内的第一阈值电压值以上时,控制开关以允许对累积的电荷进行放电。

[0079] 该方法可包括在允许对累积的电荷进行放电的第一状态和不允许对累积的电荷进行放电的第二状态之间切换开关,其中,该方法包括在开关处于第一状态时监控反馈电容器两端的电压,以及当监控的电压下降至处于电压放大器的动态范围内的第二阈值电压值以下时,控制开关达到第二状态。

[0080] 该方法可包括：确定由所述电荷的累积导致的反馈电容器两端的电压的变化率，以及生成电流值，该电流值表示由反馈电容器从输入电流源接收到的电流。

[0081] 该方法可包括提供校准电容器，该校准电容器经由校准开关电耦合到电压放大器的反相输入端子，并由此电耦合到反馈电容器。该方法包括将校准开关切换到允许预定电荷从校准电容器放电到反馈电容器的校准状态，并在校准开关处于校准状态时确定反馈电容器两端产生的电压，并且根据所产生的电压(V)的值和预定的电荷(Q)确定用于反馈电容器的电容值($C=Q/V$)。

[0082] 本发明在第六方面可以提供一种离子束电流测量方法，包括：根据上述电容式互阻抗放大方法提供法拉第杯，该法拉第杯电耦合至电压放大器的反相输入端子作为电流源；在法拉第杯处接收离子，并根据输出电压测量离子束电流。

[0083] 现在参考以下简要描述的附图，对本发明的优选实施例进行描述。提供这些附图的目的是为了更好地理解本发明的更广泛的发明构思。

附图说明

[0084] 图1A示意性地示出了一种质谱仪。本发明可以用于这种类型或其他类型的质谱仪中。

[0085] 图1B示意性地示出了用于放大源自法拉第杯的检测信号的放大器，诸如通常可以在图1A所示类型的质谱仪中使用的放大器。

[0086] 图2示意性地示出了根据本发明实施例的电容式互阻抗放大器。

[0087] 图3a示意性地示出了根据本发明优选实施例的、响应于输入粒子检测信号(例如，(诸如图1A中所示类型的)质谱仪中法拉第杯处的负离子的检测)，从电容式互阻抗放大器输出的电压信号的典型时间变化。

[0088] 图4示意性地示出了与现有技术中单独的基于电阻器的放大器的动态范围相比，根据本发明的优选实施例的电容式互阻抗放大器的动态检测范围。

[0089] 图5图形化地示出了本根据发明优选实施例的电容式互阻抗放大器的噪声基线信号与现有技术中由基于反馈电阻器的放大器产生的噪声基线信号的对比。此图上的每个数据点表示10秒的积分时间。

[0090] 图6A和图6B图形化地示出了本发明实施例的放大器中的信号衰减模式。每个数据点的信号积分时间为100ms。图6B是图6A的局部放大图。图6A和6B中的曲线图示出了放大器的稳定时间。

[0091] 图7A和图7B图形化地示出了本发明实施例的放大器中的离子电流信号衰减模式。每个数据点的信号积分时间为1000ms。图7B是图7A的局部放大图。图6A和6B中的曲线图示出了放大器的稳定时间。图7A和7B中的曲线图(除了示出了更短的时间尺度外)类似于图6A和6B。

[0092] 图8示意性地示出了本发明实施例的电容式互阻抗放大器，其不包括反馈校准能力，但是提供有测量/检测正或负粒子的能力。

[0093] 图9示意性地示出了本发明实施例的电容式互阻抗放大器，其包括反馈校准能力，并且提供有测量/检测正或负粒子的能力。

[0094] 图10示意性地示出了本发明实施例的包括多个电容式互阻抗放大器的校准电路，

其提供有集体反馈校准能力。

具体实施方式

[0095] 在附图中,为了一致性,相同的特征具有相同的附图标记。参照图2,这里示出了本发明优选实施例的电容式互阻抗放大器的示意图。该电容式互阻抗放大器包括呈运算放大器(21)形式的电压放大器,该电压放大器具有反相输入端子(-)和非反相输入端子(+);其中反相输入端(-)与包括法拉第杯(24)的输入电流源电连接,非反相输入端子(+)电耦接到地面(0伏)。运算放大器具有输出端子(23),在该输出端上输出电压输出(V_{out})。具有电容C法拉的反馈电容器(20)耦合在反相输入端子(-)和输出端子(23)之间。反馈电容器的一个电容器端子电连接到运算放大器的电压输出端子,另一电容器端子电连接到运算放大器的反相输入端子(-)。结果是,反馈电容器被布置以累积与由法拉第杯接收的带电粒子(例如带正电的离子)相对应的电荷,该电荷反过来使相对应的电荷累积在法拉第杯所电连接的反馈电容器的端子处。因此,响应于这种电荷的积累,在反馈电容器两端产生的电压在电压放大器的反相输入端子(-)和输出端子(23)之间提供反馈电压。

[0096] 电压放大器限定了反相放大器电路。在该反相放大器电路中,运算放大器(21)与反馈电容器(22)连接以产生合环操作。输入端子和反馈信号(X)的结点与正(+)输入(V_1)处于相同的电势(V_2),其为零伏或接地,因此该结点为“虚拟地球”。反相放大器或运算放大器的特性是:基本上没有电流流入输入端子,并且差分输入电压基本上为零(即 $V_1 = V_2 = 0$ (虚拟地球))。对于固定的放大器增益,输出电压 V_{out} 的公式实际上是线性的,并且为:

[0097] $V_{out} = V_{in} \times \text{增益}$ 。

[0098] 此特性对于将较小的传感器信号转换为较大的电压非常有用。因此,输出电压(V_{out})与反馈电容器累积的电荷量成比例,因此也与法拉第杯(24)累积/接收的电荷量成比例。运算放大器的开环增益通常很高。例如,在优选实施例中采用的放大器的“大信号电压增益”可以被规定为120dB(最小)/143dB(最大)。

[0099] 电容式互阻抗放大器(20)包括二极管(25),该二极管具有阴极,该阴极在输入端子和反馈信号(X)的结点处连接到反相输入端子(-),或该二极管与输入端子和反馈信号(X)的结点直接电连通。控制单元(27)经由信号传输线(26)电连接到二极管(25)的阳极。二极管切换信号经由该信号传输线从控制单元传输到二极管。响应于这样的二极管切换信号,二极管可从非导通状态切换到导通状态,从而允许对来自反馈电容器的至少一些/任何累积的电荷进行放电。二极管可以是p-n二极管,因此是响应于在正向偏压中施加到该器件上的电压的线性增加而具有非线性导电性(例如,呈指数增加)的器件,该器件。该二极管被布置以响应于施加到该二极管阳极的切换电压而在其阴极处产生输出(即,电荷载流子),以将二极管的状态改变为(即,切换至)允许对反馈电容器中累积的电荷进行放电的状态。例如,二极管可以切换到这样的状态,在该状态下,二极管在与反馈电容器电连接的二极管的阴极处产生带负电荷的电荷载流子(即电子),从而允许反馈电容器累积的正电荷(即,电子的耗尽)放电,以中和二极管开关的阴极处带负电荷的电荷载流子。

[0100] 开关(25)的切换是通过从控制单元(28)向半导体开关的阳极施加足够量级的电压脉冲(28)形式的开关电压信号(26)来实现的,以将开关的状态从非导通状态变更为导通状态。

[0101] 例如,电压脉冲(28)可以是方波脉冲。该方波脉冲从基本上为0V,或者至少从对于开关的非导通状态而言适当地足够小的幅度的电压上升到足以使开关导通的脉冲峰值。脉冲的持续时间是可以根据需要进行选择的时间段,并且该时间段适合于实现反馈电容器的充分放电。优选示例为时间段等于或小于约400 μ s。按照这种方式,仅在开关脉冲(20)的持续时间内,开关(25)才是导通的,并且反馈电容器可以放电;而在开关脉冲结束之后,开关就是不导通,并且反馈电容器可能不再通过开关放电,并且可能会完全恢复电荷累积。

[0102] 要注意的是,不能阻止反馈电容器在放电期间继续累积电荷,但是在典型的应用中,放电速率将大大超过电荷累积的速率,其净效应为反馈电容器在此期间至少部分放电。电容器放电后的终点精确度并不严格,相关的测量值是开始电压(积分开始时)与终点电压之间的差值,并且该差值不受开始电压变化的影响。

[0103] 因此,控制器单元还控制开关以防止反馈电容器放电,从而允许反馈电容器在可根据需要进行选择的时间段内累积电荷,例如等于大约100 μ s、或长达几秒钟的时间段。积分时间可以在很宽的范围内变化。控制器单元被布置为控制开关以允许反馈电容器周期性地或间歇地放电。(允许放电的)相对较短的时间段与(防止放电的并通过反馈电容器累积(或重新累积)电荷的)相对较长的时间段分开。相应地,由控制单元(27)产生并施加(26)到开关二极管(25)的阳极的开关电压信号(28)可以包括一系列相对较窄的电压脉冲,这些电压脉冲被相对较大的不存在脉冲的周期分开。

[0104] 因此,该开关可在允许对累积电荷进行放电的第一状态和不允许对累积电荷进行放电的第二状态之间转换。控制器单元被布置以在开关处于第一状态时监控反馈电容器两端的电压,并且当所监控的电压下降到处于电压放大器的动态范围内的第二阈值电压值以下时,控制开关到达第二状态。控制单元被布置以当获取的电压上升到处于电压放大器的动态范围内的第一阈值电压值以上时,监控由累积的电荷在反馈电容器两端产生的电压($V(t) = V_{out}$),并且通过向开关(25)施加开关电压脉冲(28)来控制开关的第一状态。

[0105] 按照此方式,控制器单元被布置为以需要时将开关/驱动电压脉冲可控制地施加到二极管开关的阳极,该开关/驱动电压脉冲具有适当的极性和大小以使开关导通。控制单元(27)包括监控信号输入端(30),该监控信号输入端(30)用于接收表示反馈电容器两端的电压的信号($V(t) = V_{out}$)。将该信号与存储在控制单元内的第一阈值电压值和第二阈值电压值进行比较。第一和第二阈值电压的代表值为+5V至-5V范围内的任何值,但是应该理解的是,这些值可以在很宽的范围内变化。

[0106] 控制反馈电容器两端电压的另一种可替代方法如下。以下方法涉及通过向开关(25)发出脉冲时间为T秒、脉冲电压/振幅为 V_s 伏的电压脉冲(28),将所需的电荷注入反馈电容器中,这些是使用以下公式预设的:

$$[0107] \quad V_s = V(I_s)$$

[0108] 其中, $V(I_s)$ 是对于通过开关的任何给定电流 I_s ,开关(25)两端的电压。

[0109] 使用公式 $I_s = C \frac{\Delta V}{T}$ 计算所需的电流 I_s ,

[0110] 其中C是反馈电容器的电容, ΔV 是电容器两端电压的所需变化量。该方法包括以下步骤。

[0111] (1) 在任何要求的时刻,例如,当反馈电容器两端的电压高于放大器所需工作范围

的上限或低于放大器所需工作范围的下限时,或者例如在测量周期开始时,计算出所需的电压变化量 ΔV 。例如,如果当前时刻的反馈电容器电压为 V_c ,而所需的(反馈电容器两端的)电压为 V_r ,则电压变化量 $\Delta V = V_c - V_r$ 。通过使用期望的脉冲持续时间(T)的值,使用上述公式计算所需的开关电压 V_s 。在电容器电压的简单复位的情况下,所需电压的值为 $V_r = 0$,因此 $\Delta V = V_c$ 。

[0112] (2) 然后,使用持续时间T和计算出的电压 V_s 将电压脉冲(28)施加到开关(25)。到脉冲结束时,电容器两端的电压将处于所需水平。

[0113] 应该考虑脉冲的极性。如果要求使放大器的电压输出值低于该电压的当前值,则施加到开关(25)的脉冲(28)被控制为具有正极性。

[0114] 如果要求放大器的输出电压高于当前电压,则施加到开关(25)的脉冲(28)被控制为具有负极性。这种可选方法的优点如下。重置反馈电容器的过程可以更快地完成,并且在此过程中无需控制放大器的输出电压。不管所需的电压变化如何,复位反馈电容器的过程都会花费相同、明确的时间。电容器两端的电压可以设置为任何所需的水平。然而,由于电压 $V(I_s)$ 的可获得精度的限制,与上述步骤(1)和(2)中所述的可替代方法相比,本文所述的另一种方法具有的优点是对最终电压的精确度要求更低。。

[0115] 按照这种方式,控制器单元能够控制反馈电容器上累积的电荷量,使得在反馈电容器上的对应电压不超过适合于电压放大器的最大期望电压,并且还可以控制放电事件结束时由反馈电容器保留的电荷量,使得反馈电容器上的对应电压不低于适用于电压放大器的最小所需电压。按照这种方式,反馈电容器两端的电压可以被控制以处于使得电压放大器能够最佳地或至少最适当地工作的值的最佳范围内或至少适当范围内。这允许主动控制以避免电压放大器的饱和,或由于反馈电容器上的不适当电压而可能发生的其他性能退化。

[0116] 结果,在优选实施例中,本发明的电容式互阻抗放大器能够适于对与非常宽范围的例如质谱仪中的法拉第杯(24)处接收到不同的离子信号强度相对应的非常宽范围的输入信号强烈度/强度进行放大。

[0117] 图3示意性地示出了曲线图,该曲线图表示响应于在图2中所示系统的法拉第杯(24)处接收到的负离子的连续且基本恒定的流速,由电容式互阻抗放大器产生的输出电压信号($V(t) = V_{out}$)的时间变化。在电荷累积时间(T_{acc})中,允许反馈电容器累积由于离子到达法拉第杯而产生的电荷,来自电容式互阻抗放大器的输出电压信号会随着时间的流逝而持续上升,直到电压放大器(21)的输出电压信号达到表示放大器的动态范围上限的上限电压阈值(V_{MAX})的时间。此时,控制单元控制开关(25)以获得允许反馈电容器在随后的“重置”时间段(T_{rs})上进行放电的导通状态,该时间段在放大器输出电压信号与上限电压阈值匹配时开始,并在该放大器输出电压信号下降至与表示放大器动态范围下限的下限电压阈值(V_{MIN})相匹配时结束。

[0118] 一旦已达到较低的电压阈值,则控制单元被布置以终止施加到开关(25)的电压开关脉冲(28),以便使该开关不导通,从而允许反馈电容器恢复电荷累积。该过程随着电荷继续累积在反馈电容器上而周期性且连续地重复。因此,互阻抗放大器的输出电压信号类似于图3所示的锯齿波形。在可替代实施例中,控制单元可以仅控制开关(25)以获取允许反馈电容器以在固定的“复位”时间段(T_{rs})上放电的导通状态,该固定的“复位”时间段从预设时

间开始,并且不依赖于与上限电压阈值匹配的放大器输出电压信号。然后固定的“重置”时间段(T_{rs})可以仅在固定的重置时间段结束时结束,然后不依赖放大器输出电压信号,其中该放大器输出电压信号已经下降到与表示放大器动态范围下限的较低电压阈值(V_{MIN})相匹配的值。固定的“重置”时间段(T_{re})的适当选择可以确保放大器输出电压信号保持在放大器的动态范围内。

[0119] 其结果是,电容式互阻抗放大器的电压放大器(21)的动态范围不对电压放大器(21)继续从法拉第杯接收幅度增大的输入信号的能力设置限制。相反,电压放大器原则上能够无限期地继续接收输入信号。与现有技术中使用反馈电阻器的放大器相反,在现有技术的放大器中,输出信号是静态电压,该静态电压受放大器的电压范围限制。

[0120] 在本发明中,根据优选实施例,当非常弱的离子信号入射到法拉第杯上时,这将在电容式互阻抗放大器的反馈电容器处引起非常低的电流信号或电荷累积率。因此,相对长的积分时间(T_{acc})适合于这种测量,以便可以得出准确的离子计数器信号。因此,在这种情况下,反馈电容器处的电压的升高速率相对较低,这意味着可以在不使反馈电容器电压超过电压放大器的动态范围的情况具有长的积分时间。考虑是否有强离子信号入射到法拉第杯上。这将在电容式互阻抗放大器的反馈电容器处引起相对较高的电流信号或电荷累积率。因此,相对短的积分时间(T_{acc})将适合于这种测量,这是因为反馈电容器两端的电压将迅速达到电压放大器的动态范围的上限。本发明的特别优点在于,对于高电流信号/离子信号,因为反馈电容器处的电压能够在其接近电压放大器动态范围的上限之前/之时迅速被放电,因此可以使用任意长的积分时间,并且电压放大器两端的电压会迅速降低到该动态范围内的合适的低值。

[0121] 电荷累积可以恢复,之后离子信号的积分可以继续。因此,可以通过以零散的方式累积穿过反馈电容器的电荷来容纳高离子计数信号,而无需终止测量。这使得非常高和非常低的离子计数信号强度可以由同一个电容式互阻抗放大器来处理。

[0122] 电容式互阻抗放大器包括连接到电压放大器(21)的输出端子(23)的分析器单元(29),并且该分析器单元(29)被布置以接收电压放大器的输出电压信号。分析器单元被布置以确定由于其电荷的累积而造成的反馈电容器两端的电压的变化率。根据该电压变化率,分析器单元被布置以产生电流值,该电流值表示由电容式互阻抗放大器从法拉第杯接收的电流。

[0123] 法拉第杯通过收集带电粒子来得出其电流;并且人们可以通过测量由法拉第杯产生的电流(I)、每单位时间(t)内在该电流中流动的电荷载流子(电荷 e)的数量(N),来确定/计算法拉第杯每单位时间接收到的离子/粒子的数量。特别地,由具有电容 C 的反馈电容器累积的电荷的变化量 ΔQ 等于 $C \times \Delta V$,其中 ΔV 是反馈电容器两端的电压的相应变化量。因此,提供给反馈电容器的电流是累积电荷的变化率(即,电流源接收到的离子/粒子的到达率),并且可以从反馈电容器两端的电压(V)的变化率导出,如下所示:

$$[0124] \quad \frac{\Delta Q}{\Delta t} = C \frac{\Delta V}{\Delta t} = I \quad \text{方程 (7)}$$

[0125] 分析器单元被布置以计算反馈电容器两端的电压的变化率,并从中导出表示提供给反馈电容器的电流(I)的值。分析器单元被布置以对从电压放大器(21)接收到的输出电压($V(t)$)的值进行线性回归处理,以便确定该电压的线性变化率。这在下面的线性方程的

图3部件中示意性地表示为线性回归线：

$$[0126] \quad V(t) = \text{Grad.} \times t + \text{常数} = \left(\frac{\Delta V}{\Delta t} \right) \times t + \text{常数} \quad \text{方程 (8)}$$

[0127] 分析器单元被布置以将电压的线性变化率确定作为该线性回归方程的梯度 (“Grad.”)。使用该梯度测量,分析器单元被布置以通过将测量的梯度值与反馈电容器的电容的值(C)相乘,再除以每个粒子的电荷来确定表示法拉第杯接收的离子/粒子的到达率的值($\Delta N / \Delta t$),其中N是接收到的离子数,具体如下式所表示:

$$[0128] \quad \frac{\Delta N}{\Delta t} = \frac{C \times \text{Grad.}}{e} \quad \text{方程 (7)}$$

[0129] 其中,分析器单元可以被布置以通过将该量乘以所考虑的时间间隔的值来计算在给定的时间段内接收到的离子的数量(N)。反馈电容器的电容(C)的值可以通过先前的测量来预先确定,或者可以通过以下描述的反馈电容器校准过程来直接确定。

[0130] 电容式互阻抗放大器包括校准单元(34)。该校准单元包括电容为 C_{cal} 的校准电容器(31),该校准电容器(31)通过校准开关(32)电耦合至电压放大器的反相输入端子与反馈电容器的结点,并且因此电耦合至反馈电容器。校准单元可操作以将校准开关(32)切换到校准状态,该校准状态允许从校准电容器向反馈电容器放电预定电荷(Q_{cal})。由于这种受控的电荷注入,分析器单元还被布置以确定反馈电容器两端产生的电压(ΔV_{cal}),并根据产生的电压(ΔV_{cal})的值以及预定电荷(ΔQ_{cal})来确定用于反馈电容器的电容值($C = \Delta Q_{\text{cal}} / \Delta V_{\text{cal}}$)。

[0131] 按照这种方式,可控的和预定量电荷(ΔQ_{cal})可以从校准电容器注入到反馈电容器中,并测量由该电荷注入导致的反馈电容器两端的电压变化量(ΔV_{cal})。分析器单元可以计算出反馈电容器的电容。在此校准顺序之前,没有必要通过开关(25)将反馈电容器完全放电,也没有必要在此时将法拉第杯与反馈电容器完全断开。

[0132] 校准开关(32)包括p-n光电二极管,当光子被吸收在光电二极管中时,该p-n光电二极管将入射光转换成电流。LED光源(30)被布置为邻近光电二极管开关(32),并且可操作地连接至校准单元(34)以接收LED对其响应的照明信号,以使用足够强度的光来照亮光电二极管以使其产生上述电荷载流子。因此,光电二极管被布置以响应于施加到光电二极管的照明而产生电荷载流子的输出,以将光电二极管的状态改变(即切换)到允许对校准电容器中的电荷进行放电的状态。光电二极管的阴极连接到校准电容器的一个端子,并且光电二极管的阳极通过结点(X)连接到反馈电容器(22)的一个端子。因此,校准开关的阳极电连接到设置在电压放大器的反相输入端处的“虚拟地面”,反馈电容器的端子同时连接到该“虚拟地面”。在其他优选实施例中,放大器对可以连接到公共校准电容器(即,每对放大器连接一个校准电容器,可能有多对放大器)。

[0133] 然后,该方法将是在每个单独对的电容器之间进行比率式校准。在其他实施例中,相对于绝对参考电容进行校准。校准电容器的未连接到校准开关的端子电耦接到地/地面。使用这种布置,通过将照明信号施加到LED(33),校准单元能够将受控量的电荷注入到反馈电容器中。校准单元通过信号传输线(35)通信地连接到分析器单元;校准单元被布置以通过信号传输线(35)将该预定量电荷(ΔQ_{cal})的值传达到分析器单元。分析器单元被布置以根据以下方程,通过监控由其从电压放大器(21)接收到的输出电压信号中的对应变变化量 ΔV_{cal} ,来确定反馈电容器的电容(C)的值,作为该校准电荷注入过程的结果:

[0134] $C = \Delta Q_{\text{cal}} / \Delta V_{\text{cal}}$ 方程(8)

[0135] 使用用于反馈电容器的该计算出的电容值,分析器单元被布置以根据上述方程(7)确定表示由法拉第杯接收到的离子/粒子的到达率的值($\Delta N / \Delta t$),并输出结果。

[0136] 当然,将理解的是,在优选实施例中,本发明可以提供一种包括如上所述的离子计数器的质谱仪。该质谱仪可以是如图1A中示意性示出的尼尔型质谱仪,或者可以是任何其他类型的质谱仪。本发明可以提供包括如上所述的电容式互阻抗放大器的静电计或光度计。

[0137] 此外,上述实施例实施了根据本发明的用于电容式互阻抗放大和质谱分析和/或离子计数(例如,离子束电流测量)的方法。因此,在优选实施例中,本发明还提供了一种电容式互阻抗放大的方法,该方法包括提供一种电压放大器,该电压放大器具有与输入电流源电耦合的反相输入端子和与地面电耦合的非反相输入端子,该电压放大器被布置以在其输出端子处提供输出电压信号。该方法包括提供耦合在反相输入端子和输出端子之间的反馈电容器,其中该电容器限定了电压放大器的负反馈回路,并且使用该反馈电容器来累积由或从输入电流源接收到的电荷,并相应地产生输出电压,使得输出电压与所述电荷的累积成比例。

[0138] 此外,图4示意性地示出了与现有技术中基于电阻器的分离式放大器的动态范围相比的根据本发明优选实施例的选定阻抗的电容式互阻抗放大器(CTIA)的动态检测范围(可检测的离子束强度(安培)或粒子数/秒(cps))。

[0139] 然而在本发明中,在电压放大器的负反馈回路中使用电容器使得放大器能够获得非常宽的动态范围。而在基于反馈电阻器原理的现有技术系统中,对于放大器的具体的、相对窄的动态范围必须采用不同的电阻器。例如,在放大器中需要大约 10^{10} 欧姆的反馈电阻,该放大器被设计以放大来自于与纳米安培对应的离子束的信号计数。然而,这样的电阻器不适合于放大与毫微微安培的安培数相对应的离子束。通常,在放大器中需要大约 10^{11} 欧姆的反馈电阻,该放大器被设计以放大来自对应于大约100安培数的离子束的信号计数。而 10^{12} 欧姆的反馈电阻用于与Pico安培对应的离子束。通常,在处理大约100毫微微安培的离子束时,需要 10^{13} 欧姆的反馈电阻器。当前,没有足够电阻的反馈电阻器用于处理远小于几十毫微微安培的离子束。然而,在优选实施例中,根据本发明的电容式互阻抗放大器可在低束强度状况下、以及在以上讨论和图4中示意性示出的所有状况下工作。

[0140] 在优选实施例中,本发明的另一个优点是,借助于使用反馈电容器,可以大大降低在基于电阻器的放大器中成问题的热噪声。图5以曲线图示出了根据本发明的优选实施例的电容式互阻抗放大器的噪声基线信号与由现有技术的基于反馈电阻器的放大器产生的噪声基线信号的对比。该图在垂直轴上绘制了在一段时间内测得的以毫微微安培为单位的噪声水平,其中包括来自与法拉第杯断开连接或连接至法拉第杯的放大器的18次连续测量。理想情况下,没有离子信号指向法拉第杯。当然,人们希望在这种情况下基本上不从放大器获得离子计数信号。但是,系统固有的噪声将始终提供一定程度的输出信号。在曲线图的(A)部分,采用了根据本发明的电容式互阻抗放大器,其显示出很小的噪声,并且基线以零毫微微安培为中心。将此与图5的(B)部分相比较,其中图5的(B)部分对应于基于包含 10^{13} 欧姆电阻器的电阻器反馈回路的放大器。可以看到,数据中存在更大程度的分散。如图5的部分(C)和部分(D)所示,该趋势显著增加,这表明基于电阻器的反馈回路分别包含 10^{12} 欧姆

和 10^{11} 欧姆的电阻器这样的结果。显然,通过本发明的基于电容器的反馈架构所获得的噪声水平使得电容式互阻抗放大器中的基线噪声水平得到了极大的改善,与在现有的基于电阻器的系统中能达到的测量相比,能够精确地测量更小/更弱的电流。

[0141] 复位开关(25)与电压放大器(21)的输出端口(23)的隔离具有以下效果:当复位开关处于“开路”状态时,复位开关两端下降的任何电压都不会耦合到放大器的输出端口。当复位开关处于“开路”状态时(由于任何开关缺陷),没有电流泄漏到放大器输出端口。此外,由于通过经由二极管注入电荷来使反馈电容器(22)复位,所以可以非常迅速地将反馈电容器的电压复位至任意期望的复位电压值。这是因为复位并不仅仅涉及“排出”反馈电容器中累积的电荷直到电容器最终降至0V为止,这可能是一个相对缓慢的过程,而是可能涉及通过电荷注入将该电压主动复位为任何目标电压。目标电压可以是0V,但也可以是任何其他合适的电压(极性为正或负,例如小于0V,或与紧接在发生复位之前的电压的极性相反)。

[0142] 效果在图6A和图6B中示出。图6A和图6B以曲线图方式示出了本发明实施例的放大器中的信号衰减模式。用于每个数据点的信号积分时间为100毫秒,平均运行10次。图6B是图6A的局部放大图。信号衰减后的第一次读数时,输出信号稳定在原始信号的0.5ppm(500ppb)以下。这些图显示了离子束电流发生阶跃变化后,在质谱仪中使用放大器输出的响应速度(稳定时间)。离子束电流中阶跃变化后的放大器的稳定时间是一个关键参数,这是因为直到阶跃变化后放大器输出已稳固到稳定状态,数据收集才能恢复。因此,延长的稳定时间浪费了宝贵的时间,并且当样品材料被连续电离时,这导致浪费样品材料,样品材料的数量可能受到限制。图7A和图7B显示了在输入电流阶跃的1秒内,输出稳定在 $\pm 5e$ 至8的范围内。这是本发明对寄生电容的抗扰性的又一个例子,在传统放大器中,衰减到测量较低样品/光束强度所需的最低测量水平通常需要数十秒、甚至数分钟。图7B是图7A的局部放大图。每个数据点的信号积分时间为1000毫秒,平均运行10次。图6B和图7B中的水平边界线显示了放大器噪声的 ± 3 标准偏差。

[0143] 图8示意性地示出了根据本发明实施例的电容式互阻抗放大器,其中不包括反馈校准能力,但是其中提供了测量/检测正粒子或负粒子的能力。电压放大器的输出端口(23)处的模拟输出信号通过模数转换器(ADC,41)作为数字信号输入到分析器单元。分析器单元(29)和控制单元(34)包括数字处理器,该数字处理器被布置以实施以上参考图2描述的功能。

[0144] 控制单元被布置以将数字形式的开关电压信号输出到数模转换器(DAC,40),数模转换器(DAC,40)进而以电压脉冲(28)的形式将模拟开关电压信号(26)提供到半导体开关(28B)的阳极/阴极。该半导体开关(28B)包括两个并联连接的二极管,其中每个二极管的阳极与另一二极管的阴极连接。开关脉冲的大小足以将开关的两个二极管之一的状态从非导通状态改变为导通状态。开关脉冲的极性决定了开关(28B)的两个二极管中的哪个是导通的,另一个二极管响应开关脉冲保持非导通的(反向偏置)。

[0145] 例如,电压脉冲(28)可以是方波脉冲,该方波脉冲从大体上的0V适当下降到开关的非导通状态,下降到足以使开关的两个二极管中仅一个导通的负脉冲峰值($-V_{\text{复位}}$),以允许电荷沿第一方向流动。脉冲的持续时间可以是可以根据需要选择的时间段,并且该时间段适合于实现反馈电容器(22)的充分放电或将电荷注入到反馈电容器。正脉冲峰值($+V_{\text{复位}}$)将仅使开关的两个二极管中的另一个二极管导通,以允许电荷沿与第一方向相反的第二方

向流动。

[0146] 图9示意性地示出了根据本发明的实施例的图8的电容式互阻抗放大器,如上面参考图2所描述的,其包括反馈校准能力。

[0147] 图10示意性地示出了校准电路,该校准电路包括多个(总共“n”;n为正整数)电容式互阻抗放大器,每个电容式互阻抗放大器均根据参考图9所描述的布置。每个放大器包括主放大器部分(“放大器1”、“放大器2”、……、“Amp n”),该主放大器部分包括电压放大器(21)、反馈电容器(22)和复位开关(25B)、分析器/控制单元(29、34)和相关联的DAC/ADC单元(40、41)。为了简单起见,在图10中将主放大器部分简单地示为方框。每个放大器还包括各自的法拉第杯(24)、校准开关(32)和相关联的校准LED(33)。其中校准LED(33)受到由相应的主放大器(“Amp”)的控制单元(34)提供的校准控制信号(‘CAL1’、‘CAL2’、…、‘CALn’)的控制。为了清楚起见,通过以下图10的描述将清楚地示出这些校准部件。

[0148] 图10的校准电路包括集体反馈校准能力。该校准电路显示为质谱仪的一部分,包括几个法拉第杯,每个法拉第杯都有自己的电容式互阻抗放大器(“Amp”)。当然,该电路可应用于质谱仪以外的其他应用,在这种情况下,法拉第杯将被另一个电流源替代,例如光度/成像应用中的光检测器。

[0149] 每个电容式阻抗放大器都使用相同的、通用的单个校准电容器(C_{cal} ,31)。通用校准电容器电连接到电容式互阻抗放大器阵列(‘Amp 1’至‘Amp n’)。单个/公共电容器对将要分布在电容式互阻抗放大器阵列的反馈电容器(22)上的一定数量的电荷进行存储。

[0150] 各校准开关(光电二极管(33),在点亮时)的操作允许电荷从校准电容器(C_{cal})转移到相应其他反馈电容器(22)。其他校准开关中的每一个可包括各自单独的光源(例如LED),该光源可被独立控制以照亮校准开关使其导通。校准电路的操作包括以下步骤:

[0151] (1)为校准电容器(31)充电,并使电容式互阻抗放大器的所有反馈电容器(22)放电至接近0V(零)或任何其他所期望的电压水平(在可替代实施例中,NB用于比率式测量,如上所述,该步骤将单独应用于一对反馈电容器)。

[0152] (2)测量校准放大器和其他电容式互阻抗放大器(即‘Amp 1’至‘Amp n’)的输出端上的电压。分析器单元(29)被布置以实施该操作。

[0153] (3)使与每个正在被校准的电容式互阻抗放大器相对应的相应校准开关(32)导通(例如,适当地照亮开关的光电二极管)。控制单元(27或34)被布置以实施该操作。

[0154] (4)等待直到校准放大器的输出端上的电压达到放大器工作范围内的稳定水平。分析器单元(29)被布置以实施该操作。

[0155] (5)使校准开关(32)不导电(例如,适当关闭开关的光电二极管的照明)。控制单元(27或34)被布置以实施该操作。

[0156] (6)测量校准放大器和每个正在被校准的电容式互阻抗放大器的输出端上的最终电压。分析器单元(29)被布置以实施该操作。

[0157] (7)使用以下公式参考校准电容器对电容式互阻抗放大器的反馈电容器进行校准:

$$[0158] \quad C_n = C_{校准} \frac{\Delta V_{校准}}{-\Delta V_n}$$

[0159] 在此公式中: C_n 表示校准后的电容器的电容; $C_{校准}$ 表示校准电容器的电容; $\Delta V_{校准}$ 表

示校准放大器的输出端上测得的最终电压和初始电压之间的电压差； ΔV_n 表示校准后的放大器的输出端上测得的最终电压和初始电压之间的电压差。请注意， $\Delta V_{n_{\text{校准}}}$ 和 ΔV_n 具有相反的极性。

[0160] 在本文描述的任何实施例中，可以实施一/每个放大器的冷却。本发明可以包括冷却器装置/单元(未示出)。该冷却器装置/单元被布置以将一/每个放大器冷却到大约-30摄氏度的温度。在这种情况下，冷却是为了减少放大器的噪声影响。放大器噪声转化为一个等效噪声值，该等效噪声值可以从本发明的跨电容式阻抗放大器的“电阻器等效值”中获得的期望值，从而可能实现非常高的电阻等效值。对于本发明的放大器，在标称的10秒积分时间内已经发现以下近似关系：

放大器温度(°C)	电阻器等效值	
+20	10^{12}	已检测
0	10^{13}	已检测
-20	10^{14}	已检测
-30	$10^{14.5}$	已检测
-50	10^{15}	(期望的)

[0162] 该示例中采用的运算放大器被规定为在低至-40摄氏度的温度下工作，但是降至-30摄氏度以后的趋势期望在更低的温度下能够持续。这是本发明的使能特征。

[0163] 将理解的是，上述本发明的实施例是本发明的实施方式的说明性示例，并且无意于限制本发明的范围，例如由权利要求书所限定。对本领域技术人员而言上述修改、变化和等效结构/方法包括在本发明的范围内。

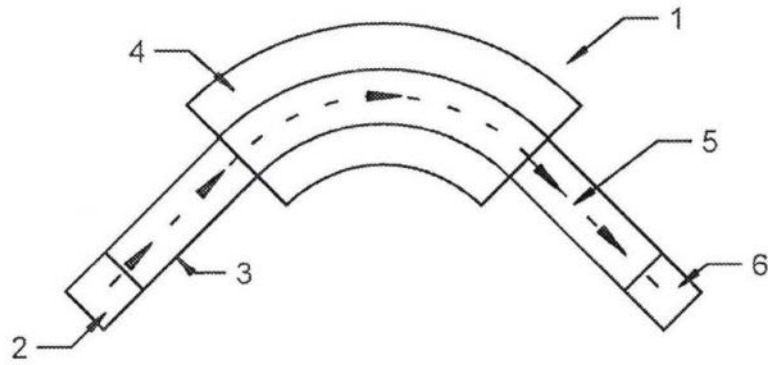


图1A

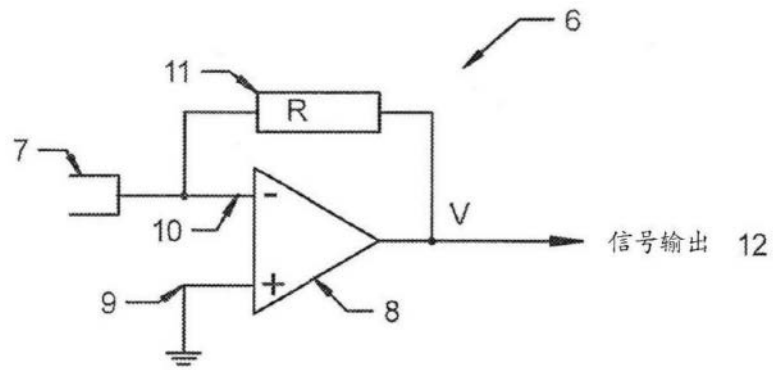


图1B

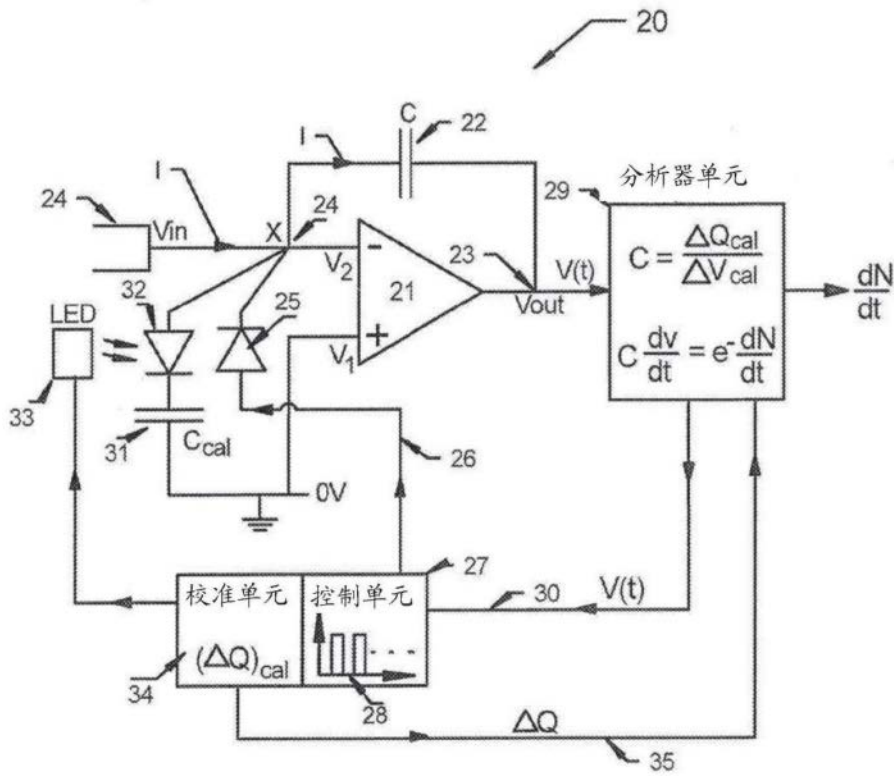


图2

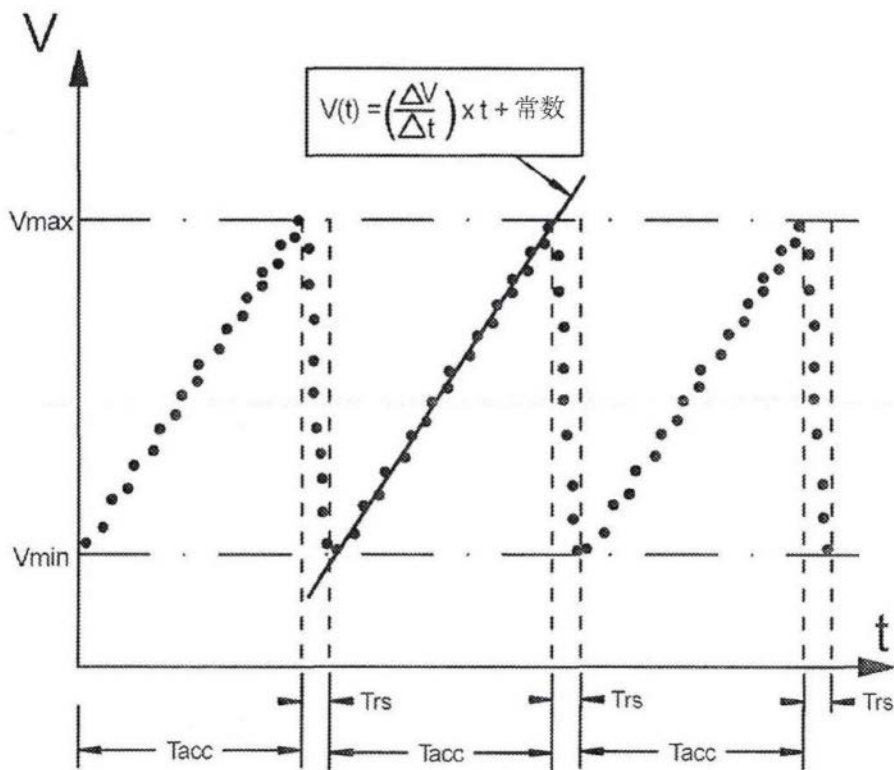


图3

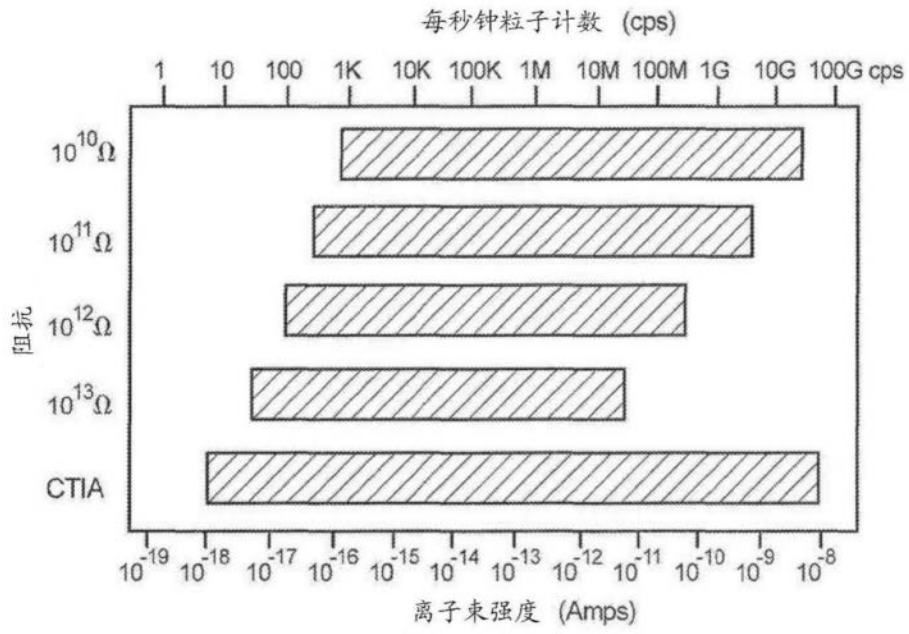


图4

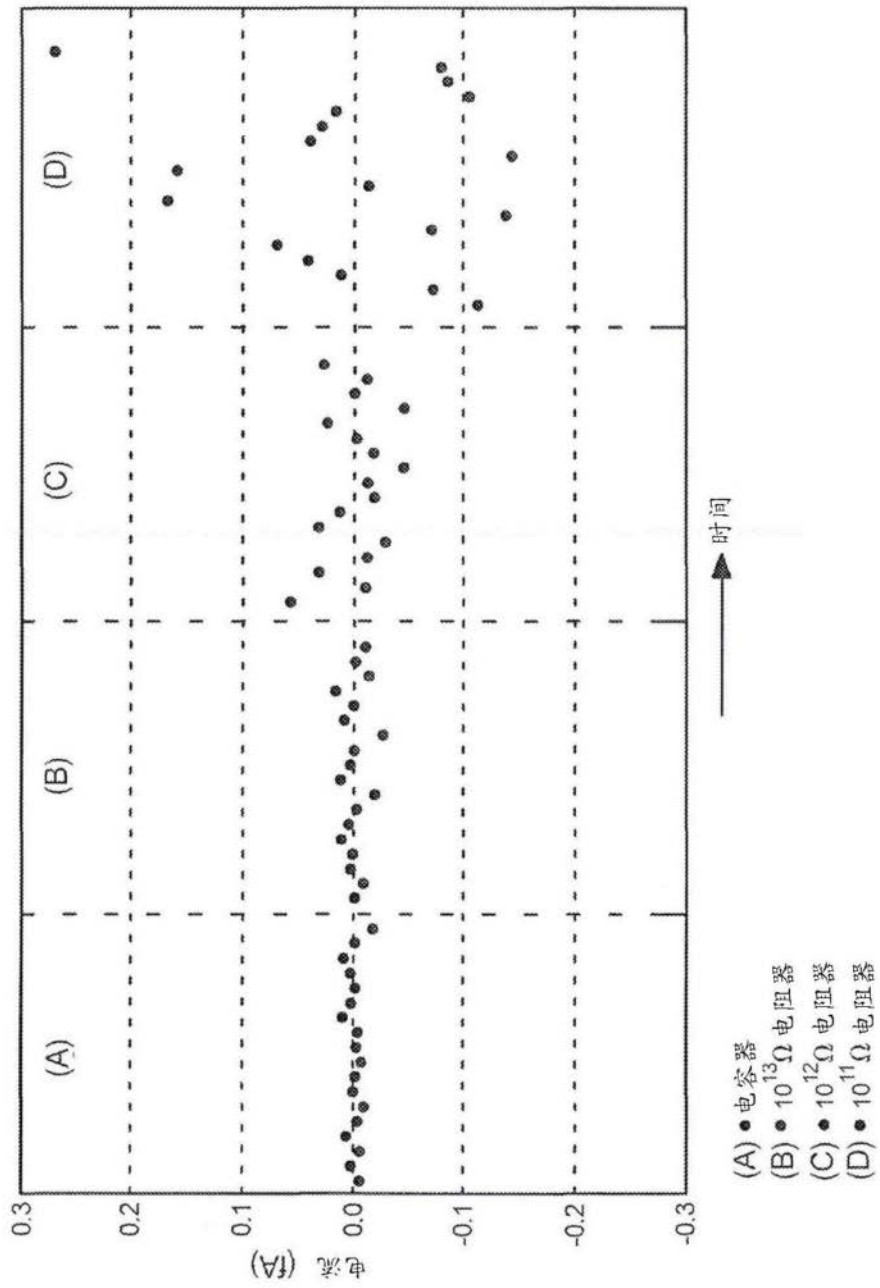


图5

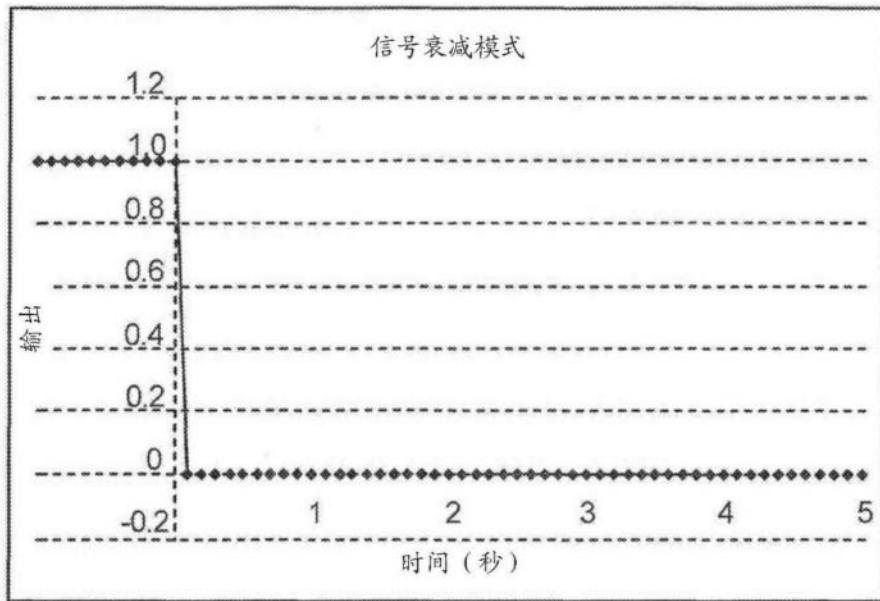


图6A

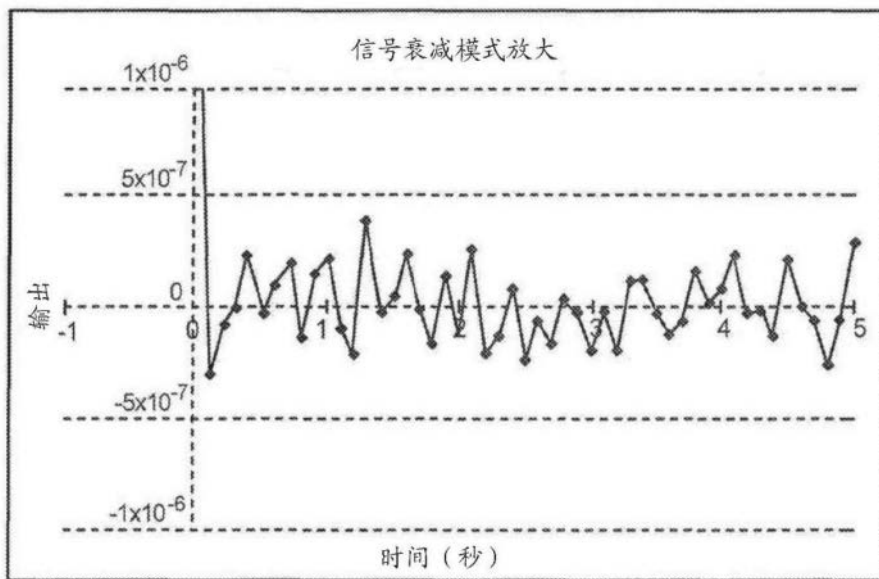


图6B

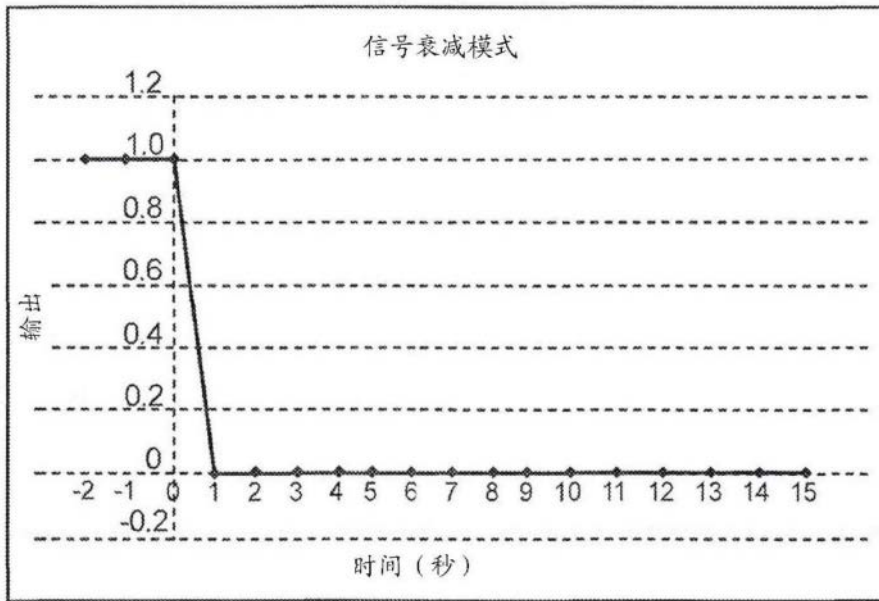


图7A

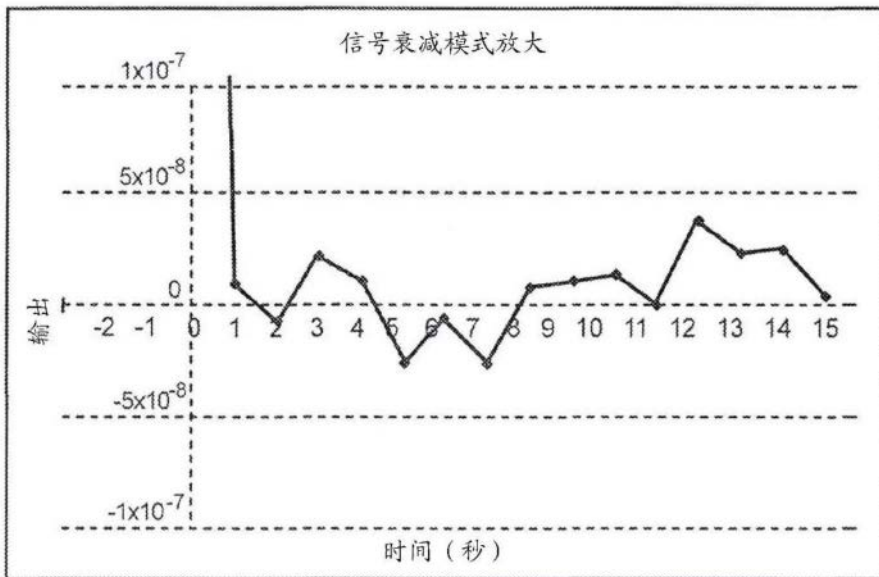


图7B

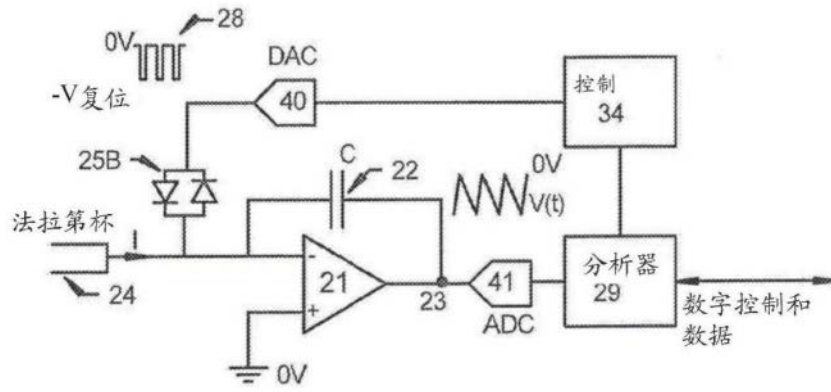


图8

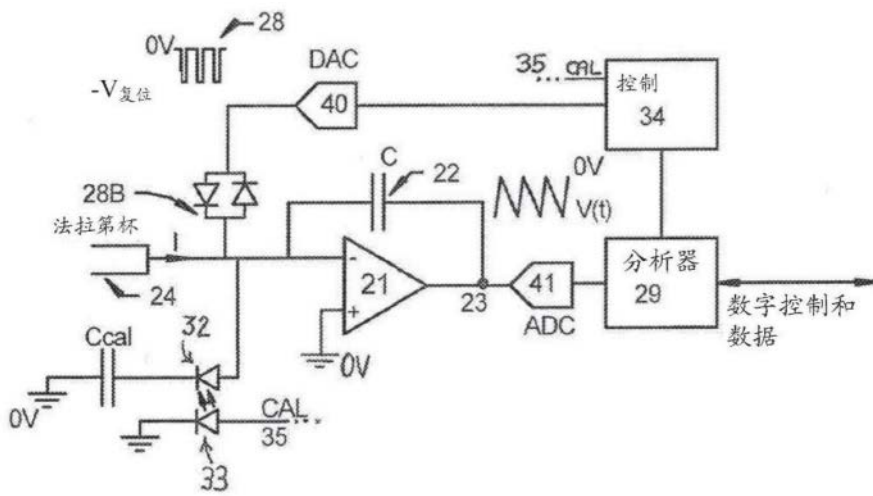


图9

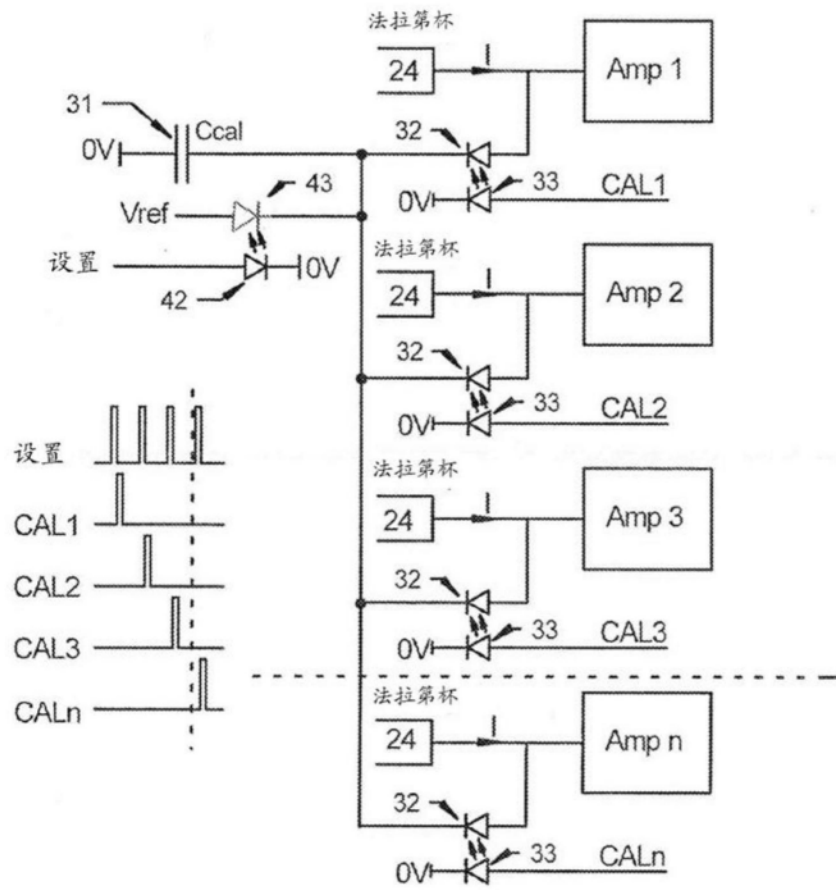


图10