



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101981459 B

(45) 授权公告日 2013. 07. 24

(21) 申请号 200980111212. 4

(22) 申请日 2009. 03. 13

(30) 优先权数据

12/059, 752 2008. 03. 31 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2010. 09. 28

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2009/037062 2009. 03. 13

(87) PCT申请的公布数据

W02009/123845 EN 2009. 10. 08

(73) 专利权人 电子科学工业有限公司

地址 美国俄勒冈州

(72) 发明人 布兰登·麦柯里 布赖恩·约翰森

(74) 专利代理机构 北京律盟知识产权代理有限公司
11287

代理人 刘国伟

(51) Int. Cl.

G01R 31/02 (2006. 01)

G01R 27/26 (2006. 01)

G01R 19/00 (2006. 01)

(56) 对比文件

US 4862070 , 1989. 08. 29, 说明书第 2 栏倒

数第 1 段、第 3 栏第 1 段、倒数第 2 段、第 4 栏第 1 段, 图 2.

US 4862070 , 1989. 08. 29, 说明书第 2 栏倒数第 1 段、第 3 栏第 1 段、倒数第 2 段、第 4 栏第 1 段, 图 2.

US 2005/0088240 A1, 2005. 04. 28, 说明书第 [0024]–[0025]、[0028] 段, 图 4.

JP 特开 2007–129533 A, 2007. 05. 24, 全文.

CN 101680921 A, 2010. 03. 24, 全文.

冯肇瑞等. 泄漏电流. 《职业安全卫生词典》. 四川人民出版社, 1990, 第 328–329 页.

冒依群. 单片机在漏电流测量中的应用. 《中国计量学院学报》. 1990, 第 65–71 页.

审查员 王晓媛

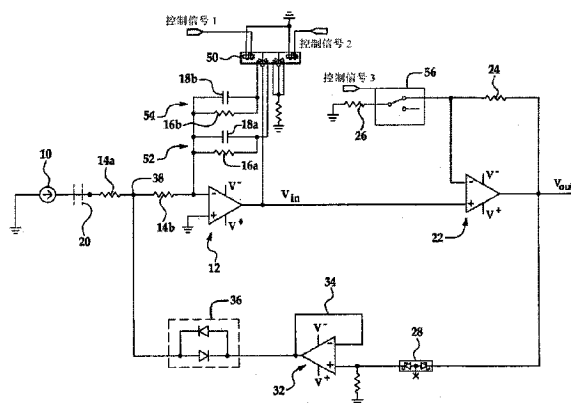
权利要求书2页 说明书6页 附图4页

(54) 发明名称

可编程增益跨阻抗放大器过载恢复电路

(57) 摘要

本发明教导用于测量电容组件的泄漏电流的设备的实施例。一个实施例包含经配置以在反相输入处从串联连接的电容组件接收输入的第一级放大器及位于所述第一级放大器的反馈路径中的反馈电阻器。所述反馈电阻器的电阻值可基于所述泄漏电流的预期值及对应电压输出来编程。



1. 一种用于测量电容组件的泄漏电流的设备,所述设备包含至少一个运算放大器,所述设备包括:

第一级放大器,其经配置以在反相输入处从串联连接的电容组件接收输入以使所述电容组件串联耦合至电流源,且将从所述电容组件流过的电流供应至所述第一级放大器的所述反相输入;及

所述第一级放大器的反馈路径耦合于所述第一级放大器的输出和所述反相输入之间,且包括反馈电阻器,所述反馈电阻器的电阻值相依于所述泄漏电流的预期值及所述第一级放大器的对应满刻度电压。

2. 根据权利要求1所述的设备,其中所述反馈路径包括至少两个反馈电路,每个反馈电路包括电阻器,所述设备进一步包括:

用于通过切换所述至少两个反馈电路来编程所述第一级放大器增益的构件。

3. 根据权利要求1或权利要求2所述的设备,其进一步包括:

第二级放大器,其耦合到所述第一级放大器的所述输出,所述第二级放大器包含可编程增益。

4. 根据权利要求3所述的设备,其进一步包括:

用于将所述可编程增益从单位增益切换到大于单位增益的值的构件。

5. 根据权利要求3所述的设备,其中所述第一级放大器的所述输出耦合到所述第二级放大器的非反相输入。

6. 根据权利要求5所述的设备,其中所述第二级放大器包含可编程增益,所述设备进一步包括:

开关,其经配置以将所述可编程增益从单位增益切换到大于单位增益的值。

7. 根据权利要求6所述的设备,其进一步包括:

反馈路径,其从所述第二级放大器的输出到所述第一级放大器的所述反相输入处的求和点。

8. 根据权利要求7所述的设备,其中从所述第二级放大器的输出至所述第一级放大器的所述反相输入处的所述求和点的所述反馈路径包括:

用于防止电流从所述第二级放大器的输出到所述第一级放大器的所述反相输入处的所述求和点的流动直到所述第二级放大器的所述输出超过所界定范围的值为止的构件;及
用于限制电流在从所述求和点到所述第二级放大器的所述输出的方向上流动的构件。

9. 根据权利要求8所述的设备,其中所述所界定范围包含大于所述第二级放大器的饱和电压的值。

10. 根据权利要求7所述的设备,其中所述反馈路径包括:

背对背齐纳二极管,其耦合到所述第二级放大器的所述输出;

缓冲器放大器,其包含耦合到所述背对背齐纳二极管的非反相输入;及

背对背信号二极管,其耦合到所述缓冲器放大器的输出且耦合到所述第一级放大器的所述反相输入的所述求和点。

11. 根据权利要求1所述的设备,其进一步包括:

第二反馈路径,其从所述第一级放大器的所述输出到所述第一级放大器的所述反相输入,所述第二反馈路径经配置以在所述第一级放大器的输出值指示所述第一级放大器的饱

和时减小去往所述反相输入的输入。

12. 根据权利要求 1 或权利要求 2 所述的设备,其进一步包括:

第二级放大器,其耦合到所述第一级放大器的所述输出;及

第二反馈路径,其从所述第二级放大器的输出到所述第一级放大器的所述反相输入,所述第二反馈路径经配置以在所述第二级放大器的输出值指示所述第二级放大器的饱和时减小去往所述反相输入的输入。

13. 根据权利要求 1 所述的设备,其进一步包括:

可编程装置,其经配置以相依于所述泄漏电流的所述预期值及所述第一级放大器的所述对应满刻度电压而将所述反馈电阻器从第一值切换到第二值。

14. 根据权利要求 12 所述的设备,其中所述第二反馈路径包括:

二极管箝位电路,其耦合到所述第一级放大器的所述反相输入。

15. 根据权利要求 1 所述的设备,其进一步包括:

输入电阻,其耦合于所述串联连接的电容组件和所述第一级放大器的所述反相输入之间,且其中所述第一级放大器的非反相输入接地。

可编程增益跨阻抗放大器过载恢复电路

技术领域

[0001] 本发明大体来说涉及电容组件的测试。

背景技术

[0002] 在已知的用于测试电容组件（例如，电容器）的设备及方法中，首先将所述组件充电到所需电压。然后，测量泄漏电流。超出范围的泄漏电流值可指示所述组件有缺陷。

发明内容

[0003] 本发明实施例提供一种在自动大量生产过程中特别期望的加速测试电容组件的方法。特定来说，本发明提供迅速从过载恢复以执行所需测试的设备的实施例。

[0004] 下文更详细地描述某些实施例的发明性特征。

附图说明

[0005] 本文中的说明是参照附图，其中在数个视图中相同的参考编号指代相同的部件，且图式中：

[0006] 图 1 是根据本发明一个实施例的跨阻抗放大器的示意图；

[0007] 图 2 是根据本发明另一实施例的跨阻抗放大器的示意图；

[0008] 图 3 是根据本发明又一实施例的跨阻抗放大器的示意图；

[0009] 图 4 是图解说明每一级的可编程增益的根据图 3 的跨阻抗放大器的示意图；可使用本发明的所述实施例；及

[0010] 图 5 是可使用的根据本发明的实施例的电子组件处置器的平面图；

[0011] 图 6 是并入有根据图 1 的跨阻抗放大器的快速恢复电流吸收器的示意图。

具体实施方式

[0012] 当测试电容组件（例如多层陶瓷电容器（MLCC））泄漏电流时，由于未充电电容组件将一些充电电流传递到感测电路，因此存在所述感测电路容忍的大的电流，其中所传递电流的大部分被吸收到充电二极管中。理想地，电容组件一旦被充满电便不再传递电流。而实际中，泄漏电流通过且对此电流的准确测量是对所述电容组件的质量（具体来说绝缘电阻）的重要度量。

[0013] 按常规，此类测试是使用包含具有相应增益的一个或一个以上运算放大器（opamps）的电路来执行。对于运算放大器来说，在给定配置中在运算放大器达到饱和之前存在对其输入信号可以为多大的有限限制。当运算放大器处于饱和中时，所述运算放大器的输出固定在其正或负供应电压处直到输入信号减小到其中所述运算放大器处于其工作范围中且可提供正确输出信号的点为止。运算放大器可多快地走出饱和是由数个因素决定，包含（但不限于）其输出电流供应源能力、配置及加载。当电路含有多于一个运算放大器时，第一级运算放大器的输入处致使输出饱和的过载可使随后级也处于饱和条件中。

[0014] 当在数据采集中进行测试时,且速度是重要的情形下,期望从过载条件迅速恢复以使得可在给定时间获得准确数据及/或以使得可迅速获得下一组数据。因此,本文所述本发明实施例主动将测量电路驱逐出此类过载。

[0015] 图 1 显示根据本发明一个实施例的跨阻抗放大器。图 1 包含提供恒定电流 I_{in} 的电流源 10。在给定所需输出值的情形下,电流源 10 可通过所属领域的技术人员知识范围内的任何数目电路设计来实施。举例来说,电流源 10 可表示供应可变电电压的电压源的组合,所述可变电电压耦合到如在第 2008/0290879A1 号共同让与的美国专利公开案中所述的可编程电流源,所述专利公开案的全部内容以引用方式并入本文中。

[0016] 在图 1 中,以虚线显示待测试的电容组件,后文称为受测装置 (DUT) 20。如后文额外详细地论述,在多个此类装置连接到电流源 10 及包含跨阻抗放大器的测量电路之后对其进行按序测试。

[0017] DUT 20 串联耦合到电流源 10,且从中穿过的电流通过电阻器 14 供应到布置为电流感测放大器 12 的运算放大器的反相输入。电流感测放大器 12 的非反相输入接地。自 V_{out} 到电流感测放大器 12 的反相输入的反馈通过与电容器 18 并联的电阻器 16 来提供。电阻器 16 的值为 R_f 。

[0018] 电流感测放大器 12 的转移函数为 $V_{out} = -I_{in} * R_f$,此意指对于给定输入电流,输出电压 V_{out} 是输入电流与电阻值 R_f 的数学乘积。欧姆值 R_f 是基于设计要求选择的。举例来说,假设所测量泄漏电流为在 $\pm 1\text{mA}$ 之间的值,其中满刻度表示 V_{out} 处的 ± 5 伏。可使用 $5\text{k}\Omega$ 的 R_f 值。满刻度由设计者基于应用而界定。后文关于图 4 更详细地论述 R_f 值的编程。

[0019] 图 2 包含具有作为第一级的图 1 的电流感测放大器 12 的跨阻抗放大器,其中添加有呈运算放大器形式的布置为非反相电压放大器 22 的非反相增益级。当尝试监视低电平信号时,可需要一个或一个以上额外增益级,例如图 2 中所见的增益级。又可增加第一放大器中的 R_f 值。然而,发明者发现在电流感测放大器 12 的运算放大器达到其增益或带宽极限时,此解决方案可能是有问题的。而且,在某些情况中,保持 R_f 欧姆值较小可有助于系统的噪声增益。由第二级非反相电压放大器提供的额外放大器允许应用与用于先前所述第一级相同的逻辑来确定范围及满刻度值。

[0020] 在图 2 中,第一级的输出 (电压 V_{in}) 提供到电压放大器 22 的非反相输入。从电压放大器 22 的输出到其反相输入的反馈是通过具有 R_3 电阻值的电阻器 24 提供,且反相输入通过具有 R_2 电阻值的电阻器 26 接地。此增益级的转移函数是 $V_{out} = V_{in} * (1 + R_3/R_2)$ 。如先前所述,且在第一级的输出为 V_{in} 的情形下,第一级的转移函数为 $V_{in} = -I_{in} * R_f$ 。因此,在已知电流 I_{in} 及所需最大输入电压 V_{in} 和所需最大输出电压 V_{out} 的情形下,可指定 R_f 、 R_3 及 R_2 的适当值。举例来说,在预期待测量的泄漏电流属于 $\pm 1\mu\text{A}$ (代替如上文实例中的 $\pm 1\text{mA}$) 之间且满刻度表示 $\pm 5\text{V}$ 的情形下, R_f 的欧姆值等于 $1.25\text{M}\Omega$,其中第二级的增益 $(1 + R_3/R_2)$ 等于 4。

[0021] 尽管将第二级显示为非反相电压放大器 22,但运算放大器可替代地布置为后文关于图 4 额外详细描述的非反相单位增益缓冲器。同样,基于本文中的教导内容,若需要可包含多于一个放大级。

[0022] 图 3 包含图 2 中所示的第一及第二级且添加从第二级的输出到第一级的反相输入

的额外反馈电路。如图 3 中所示,第二非反相增益级的电压放大器 22 的输出连接到两个背对背齐纳二极管 28。齐纳二极管 28 通过电阻器 30 串联连接到接地。布置为非反相缓冲器 32 的运算放大器在齐纳二极管 28 后面。即,齐纳二极管 28 耦合到缓冲器 32 的非反相输入且反馈路径 34 提供于缓冲器 32 的输出与其反相输入之间。缓冲器 32 的输出连接到背对背信号二极管 36,其又耦合到第一级的电流感测放大器 12 的反相输入。更特定来说,图 1 及 2 的电阻器 14 由图 3 中的电阻器 14a 及 14b 替代,且由背对背齐纳二极管 28、非反相缓冲器 32 及背对背信号二极管 36 提供的反馈电路连接到电阻器 14a 与 14b 之间的节点 38。

[0023] 在此电路中,在期望、预期范围中的输入电流允许所述电路如先前所论述所述级的转移函数所确定以线性方式运转。在正常操作期间,背对背齐纳二极管 28 防止电流流到反馈路径,因为 V_{out} 低于齐纳二极管的导通电压。非反相缓冲器 32 是不活动,且背对背信号二极管 36 防止电流从节点 38 流到非反相缓冲器 32 的输出。然而,在到所述电路的输入电流(亦即,到第一级电流感测放大器 12 的反相输入的输入电流)超出范围且足够大以驱动放大器的输出到其轨中的任一者的情形下,来自电压放大器 22 的电压输出 V_{out} 开始朝向其电源轨移动。一旦足够大以导通齐纳二极管 28,则 V_{out} 将处于齐纳二极管 28 的箝位电压处。然后,将箝位电压提供到非反相缓冲器 32,其是针对高电流驱动能力按期望选择。来自缓冲器 32 的输出的电流供应到信号二极管,所述信号二极管在来自缓冲器 32 的足够电流供应到其之后开始导电,此又主动驱动节点 38 处的电位降低。随着此电位降低,电流感测放大器 12 所经历的输入信号减小以允许所述放大器开始从其输入处的过载恢复。

[0024] 尽管图 3 图解说明从第二级的输出到第一级的反相输入的反馈电路,但图 3 的反馈电路可借助图 1 中所教示的单个级来实施。至少出于稳定性原因,此通常是较不期望的,但却是可能的。同样,图 3 的配置可借助用如关于图 4 所述的缓冲器来替代图 2 的非反相放大器 22 来实施。

[0025] 如图 4 中所示,电路拓扑中的增益可为可编程的。在图 4 中,第一级及第二级两者的增益可相依赖于应用来编程。除了图 3 中所示的配置以外,图 4 还包含耦合到针对电流感测放大器 12 的两个反馈电路的现场可编程门阵列 (FPGA) 50。更特定来说,第一反馈电路 52 包含并联布置的电阻器 16a 及电容器 18a,且第二反馈电路 54 包含并联布置的电阻器 16b 及电容器 18b。如先前关于电阻器 16 所述,16a 或者 16b 的值为 R_f 。多于两个反馈电路也是可能的。FPGA 50 经编程以切换接入,即,相依赖于控制信号 1 及 2 启用第一或第二反馈电路 52、54。类似地,为耦合到非反相电压放大器 22 的电阻器 26 的开关 56 提供任选控制。通过将控制信号 3 施加到开关 56,电阻器 26(具有值 R_2) 可切换接入电路及断开电路。如所属领域的技术人员将根据此说明认识到,省略电阻器 26 将把运算放大器的配置从非反相电压放大器 22 的配置改变为非反相单位增益缓冲器。当输出信号 V_{in} 不需要放大时,此配置是有用的。如在图 3 的论述中,如果需要可整体上省略第二级。

[0026] 在此实施例中的控制信号 1、2 及 3 是由微型计算机提供的,除了各种输入及输出连接以外,所述微型计算机还包含随机存取存储器 (RAM)、只读存储器 (ROM)、保持激活存储器 (KAM)、中央处理单元 (CPU) 等。举例来说,在下文关于图 5 所述的应用中,所述微型计算机运行软件程序以执行所述测试,包含由用户呈现设置菜单,其包含例如相依赖于电容组件的大小的预期泄漏电流及对应满刻度电压等信息。作为对此菜单的响应,微型计算机可

通过提供到 FPGA 50 及开关 56 的控制信号 1、2 及 3 来编程增益。当然, FPGA 50 的功能可由一个或一个以上硬件组件来实施。可使用任何数目个固态开关来实施开关 56。

[0027] 在电路拓扑中具有可编程增益允许含有所述电路的任何仪表具有大的动态范围。举例来说, 测量能力可在介于 $\pm 1\text{mA}$ 之间的泄漏电流值的范围内, 其中分辨率下至 $\pm 200\text{pA}$ 。当需要此类精确测量时, 仅使用 R_f 、 R_3 及 R_2 的固定值难以实现此任务。将此范围细分成多个区使得所述任务对于所涉及的硬件来说较容易。在这些范围内, R_f 、 R_3 及 R_2 的欧姆值可通过如上文所述界定每一范围的满刻度电压及第二级的增益值来指定。当仪器需要大的动态范围时, 可按期望编程电流感测放大器 12 的 R_f 的欧姆值及放大器 22 的增益。接着, 不相依于范围, 如果到所述电路的输入电流足够大以在电流感测放大器 12 处引起过载, 则朝向齐纳二极管 28 导通电压驱动放大器 22 的输出。一旦达到所述电压, 则反馈网络激活, 从而辅助所述电路比放大器 12 或 22 通过自身可实现的速度快得多地返回到其线性范围且一旦电流感测放大器 12 的输出电压与放大器 22 的增益的乘积低于齐纳二极管导通电压则关断。所述电路回到其线性范围中。

[0028] 如所提及, 当预期泄漏电流值范围时, 细分所述范围且基于每一范围控制可编程增益为所期望的。以下表提供泄漏电流的四个不同范围的值作为本发明的可编程增益教示的应用的实例。

[0029]

泄漏电流范围 (+/-)	值 R_f (K Ω)	第二级的增益
3 μA	324	4
12 μA	324	1
50 μA	20	4
200 μA	20	1

[0030] 这些范围可在图 4 的实施例中通过将 324K Ω 的值 R_f 与电阻器 16a 相关联及将 20K Ω 的值 R_f 与电阻器 16b 相关联来实施。然后, 这些值可通过 PPGA 50 来选择性地切换。电阻器 24 及 26 的电阻值将经设定以使得增益为 4, 举例来说, 值 R_3 可为 3K Ω , 而 R_2 的值可为 1K Ω 。然后, 放大器 22 的增益可通过开关 56 选择性地切换以相依于所需范围在 1 与 4 之间改变增益。

[0031] 根据图 1 至 4 中的任一者的电路可实施为用于测试电容组件的任何数目个应用中的独立测试装置的一部分。跨阻抗放大器也可实施在与电流源分离的装置中。然后, 电流源可以为任何可编程计算机控制源, 例如可从波特兰 (Portland) 的电子科学工业公司 (Electro Scientific Industries, Inc.) 或本专利申请案的受让人购得的 54XX 电源型号。跨阻抗放大器的一个特定期望使用是在相对短的时间周期中测试大量电子组件的电子组件处置器中。这些处置器包含 (但不限于) 电子科学工业公司 (Electro Scientific Industries, Inc.) 销售的产品, 所述公司销售各种电子组件处置器, 包含 (但不限于) 作为型号 3500 销售的大容量 MLCC 测试机。

[0032] 一个电子组件处理机器图解说明于名称为“电路组件处置器 (Electrical

Circuit Component Handler) ”的第 5, 842, 579 号共同让与美国专利, 所述专利的全部内容以引用方式并入本文中。图 5 显示电路组件处置器 100 的整体示图。处置器 100 具有界定加载区域 130 的加载框架 112、界定测试区域 115 的多个测试模块 114 及界定吹离区域 170 的吹离件 160。在操作中, 电子组件通过加载框架 112 传递到加载区域 130 中以借助真空的辅助个别地被吸到测试板 (其整体未显示) 上存在的测试座 124 中。在于测试区域 115 中测试组件之后, 所述组件移动到吹离区域 170, 其中吹离件 160 移除真空并基于测试结果来分类部件。

[0033] 尽管未详细显示, 但如果本发明实施例及电流源 10 单独实施, 则将其电耦合到用于测试在测试区域 115 中的每一组件的测试模块 114。也就是说, 测试座 124 上的组件通过使用测试模块 114 在测试区域 115 中经受多个测试。举例来说, 当测试 MLCC 时, 通常提供关于 (例如) 电容、耗散因数及绝缘电阻的数据。然后, 可使用从测试获得的数据来按容限分类部件且找出有缺陷的那些部件。

[0034] 如上文简要阐释, 在操作中, 当未充电电容器进入测试, 此处为放置在测试座 124 上, 将充电电流及充电电压施加于此 DUT 20 从而根据个别制造商要求按序执行测试。关于绝缘电阻 (IR) 测试, 将充电电流从电流源 10 施加于 DUT 20 产生大的电流, 从而产生以电流感测放大器 10 的过载开始的跨阻抗放大器中的过载。随着对 DUT 20 的充电, 在电流感测放大器 12 的反相输入处经历的电流开始下降。一段短时间之后, 到电流感测放大器 12 的输入为泄漏电流。所测量的泄漏电流表示 DUT 20 的绝缘电阻。通过针对每一级及图 3 的反馈电路 (当使用时) 的适当增益选择, 最小化电流感测放大器 12 及 (如果适合) 电压放大器 22 的恢复时间。当 DUT 20 为大值电容器 (其中泄漏电流相对高) 时, 小的恢复时间尤其重要。如果在恢复完成之前 (亦即, 在过载结束前) 进行测量, 则测量可捕获测量电路恢复的响应而非实际泄漏电流。在高速测试中, 此更多的是风险。

[0035] 初始过载及所产生的恢复时间的问题也可因可能在绝缘电阻 (IR) 测试之前执行的其它测试而复杂化。一个此类测试是触点检查测试。触点检查测试用于检验待测试的部件 (例如 DUT 20) 是否已适当地到达测试台。根据一个已知实施方案, 通过 DUT 20 产生 1 伏峰到峰高频率正弦波, 且测量所得 AC 电流并将其与指示存在 DUT 20 的预定临限值相比较。与根据本发明的跨阻放大器分离的感测电路从共用入口点执行此测量。此施加充电电压可致使图 1 至 3 中的任一者的电路发生过载。相依赖于进行 IR 测量之前所允许的恢复时间, 由于此较早测试而可能需要电流感测放大器 12 及电压放大器 22 的快速恢复。

[0036] 第 2008/0290879A1 号美国专利公开案中所教导的发明性概念可并入有本发明的教导内容以获得额外益处。图 6 图解说明向图 1 的测量电路任选地添加根据第 2008/0290879A1 号美国专利公开案的教导内容的快速恢复电流吸收器 46。

[0037] 在图 6 中, 快速恢复电流吸收器 46 连接在 DUT 20 与电阻器 14 之间的抽头 60 处且接地。二极管箝位电路 40 由两个二极管 42、44 提供, 所述两个二极管并联布置以使得第一二极管 42 的阳极及第二二极管 44 的阴极接地且第一二极管 42 的阴极及第二二极管 44 的阳极电耦合到抽头 60。箝位二极管 42、44 为 DUT 20 的充电电流提供电流返回路径。另外, 箝位二极管 42、44 在 DUT 20 短路时通过箝位电流源 10 的电压来为电流感测放大器 12 提供输入保护。注意, 尽管为简化对跨阻抗放大器的说明而未在图 1 至 4 中显示, 但箝位二极管 42、44 可类似地并入本发明的每一实施例中。

[0038] 第 2008/0290879A1 号美国专利公开案的跨越二极管箝位电路 40 并联连接的开关 70 此处由固态继电器实施, 仅举例来说, 可从加利福尼亚的埃尔塞贡多国际整流器 (International Rectifier of El Segundo, CA) 购得的 PVG612 功率 MOSFET 光伏继电器。当 DUT 20 正由电流源 10 充电时, 来自控制器的控制信号 48 闭合开关 70。然后, 在通过跨阻抗放大器测量泄漏电流之前打开开关 70。

[0039] 通过使用本发明的教导内容, 消除了第 2008/0290879A1 号美国专利公开案中所描述的协调开关启用及停用充电电路 (包含吸收器 46) 与测量电路之间的定时的需要。当在测量泄漏电流之前将电流吸收器 46 切换为打开时, 产生电流感测放大器 12 的电位的改变。因此, 当使用时, 存在电流感测放大器 12 及电压放大器 22 的输出处的所得改变。本文中所教导的跨阻抗放大器的过载恢复组件辅助减小任何电压干扰, 从而允许在切换电流吸收器 46 之后快速进行泄漏电流测量。

[0040] 当测试高值电容器时, 这些教导内容的组合是特别有用的。这是因为当电流吸收器 46 切换断离时, 到电流感测放大器 12 的输入的量值立即发生变化, 这是由于整个跨阻抗放大器的高阻抗所致。此量值相依于跨阻抗放大器的输入阻抗值 R_{in} 及电流感测放大器 12 的值 R_f 。跨阻抗放大器的电压增益遵循转移函数 $V_{out} = -R_f/R_{in}$ 。如果值 R_f 如纳伏级放大器 (nano-amp) 及皮伏级放大器 (pico-amp) 测量所需一样大, 则对电流感测放大器 12 的初始过载是可能的。由于跨阻抗放大器的过载恢复, 过载迅速消退。

[0041] 尽管图 6 显示耦合到图 1 跨阻抗放大器的快速恢复电流吸收器 46, 但快速恢复电流吸收器 46 可并入到本发明实施例中的任一者中, 包含关于图 2 至 4 所显示及描述的那些实施例。

[0042] 生产环境中的电容组件泄漏电流测量既需要准确性又需要速度。具有过载恢复的跨阻抗放大器的实施例允许前端电路中任何初始过载迅速减小, 由此限制泄漏电流测量的超过正受测试电容组件充满电的时间的延迟。而且, 实施跨阻抗放大器的实施例减小如此进行的所述测量将反映其恢复而非实际泄漏电流的风险。

[0043] 已描述上文所述实施例, 以便允许容易地了解本发明, 而非限制本发明。相反, 本发明打算涵盖上述权利要求书的精神及范围内所包含的各种修改及等效布置, 所述范围与最广义的解释一致, 以便在法律的许可下囊括所有此类修改及等效结构。

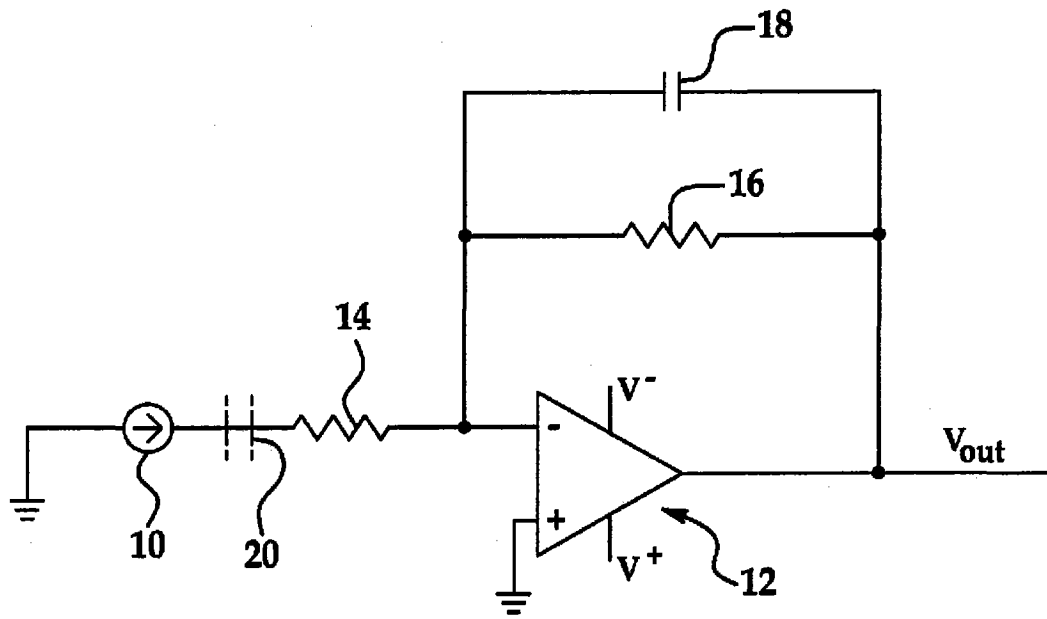


图 1

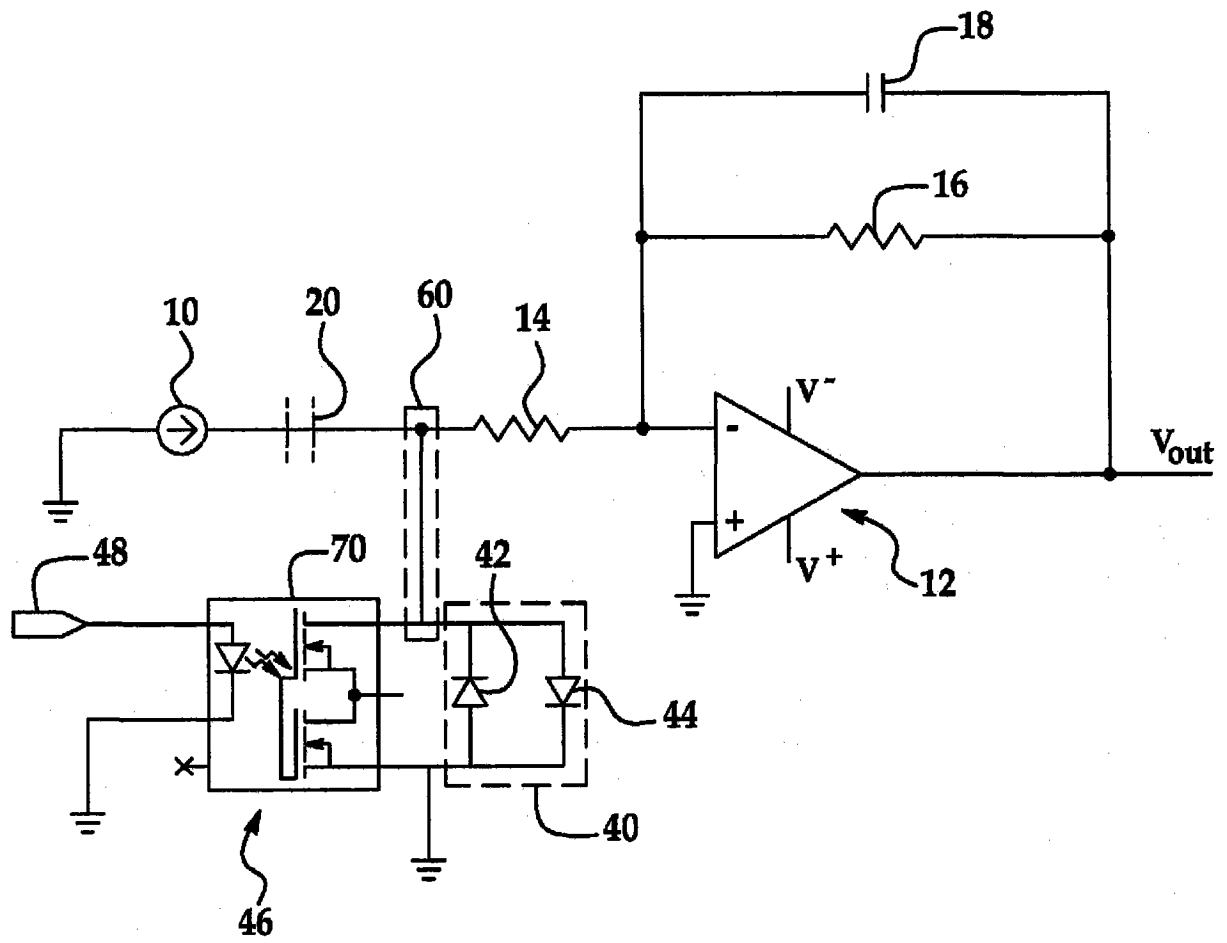


图 6

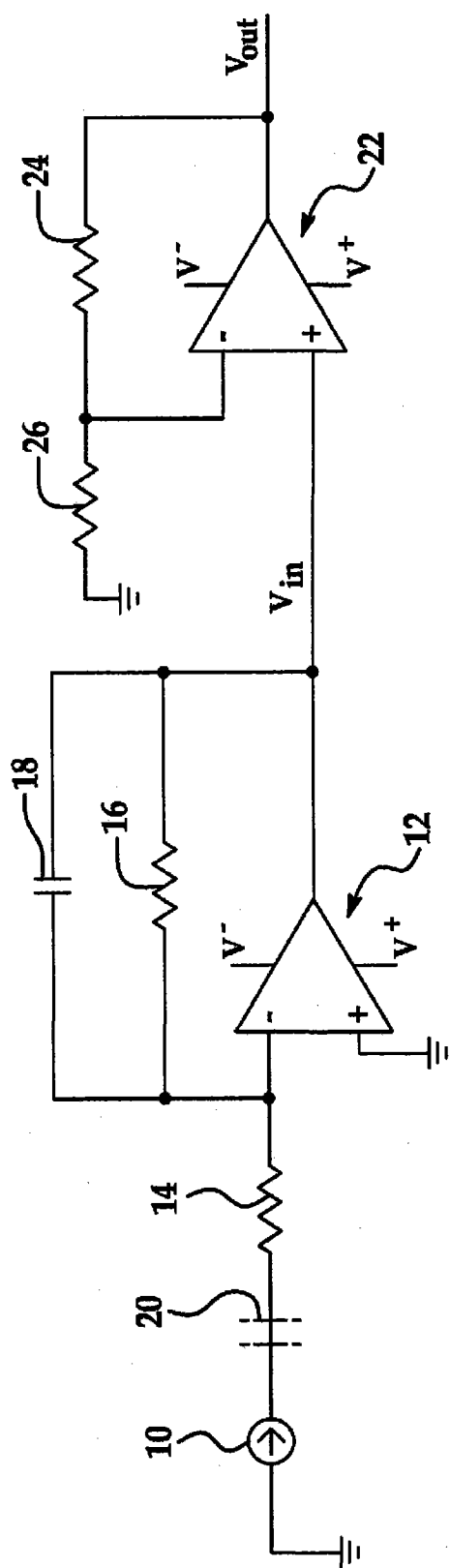


图 2

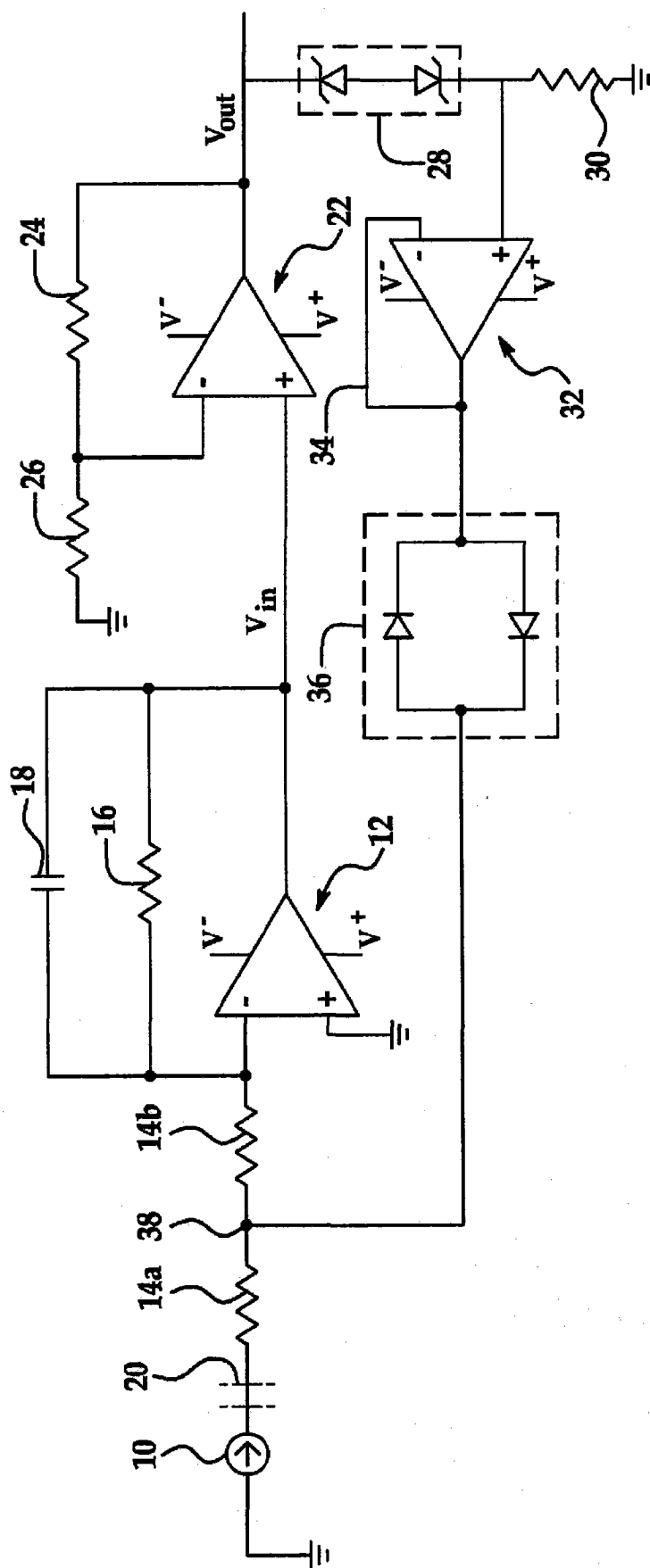


图 3

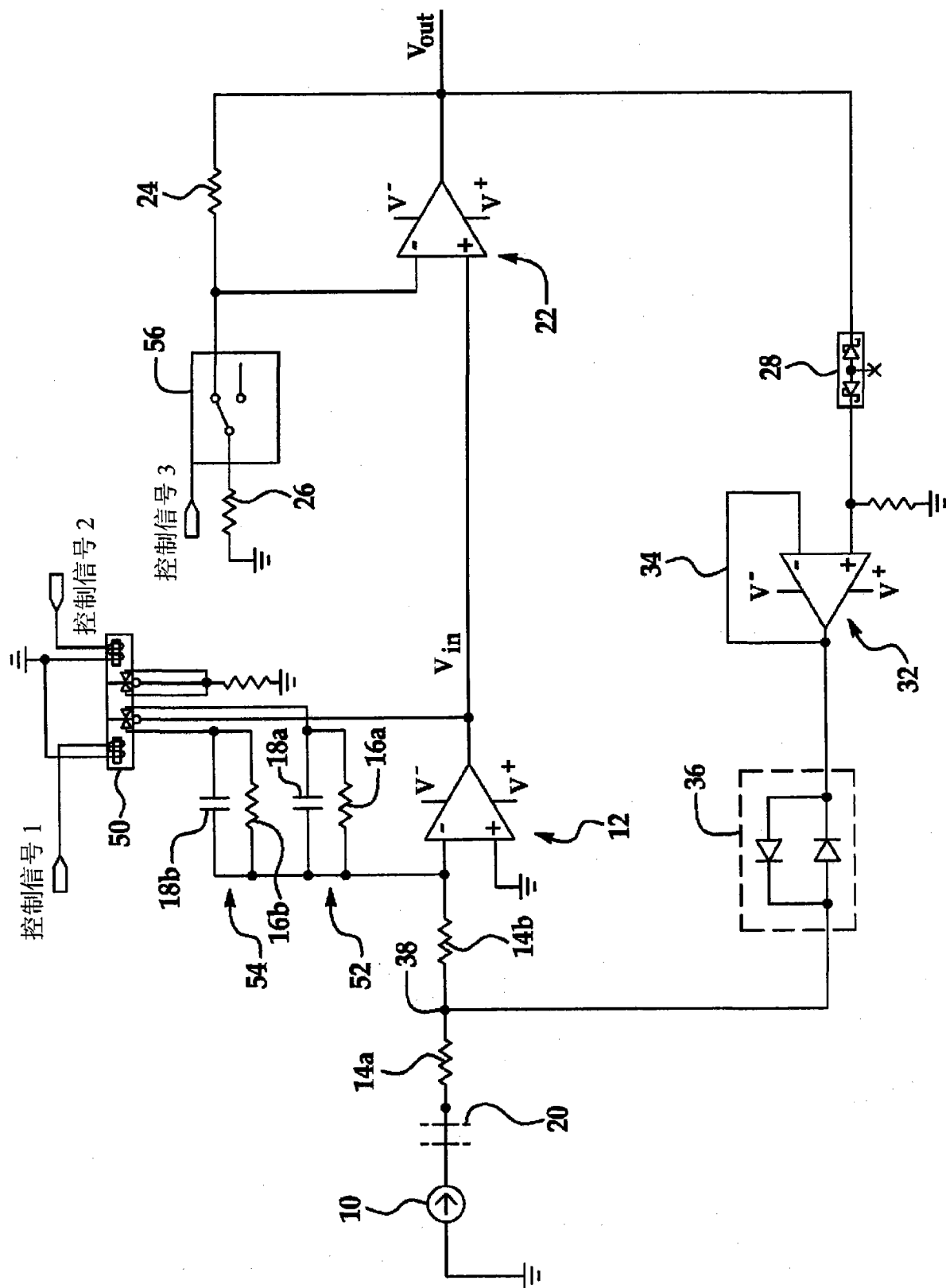


图 4

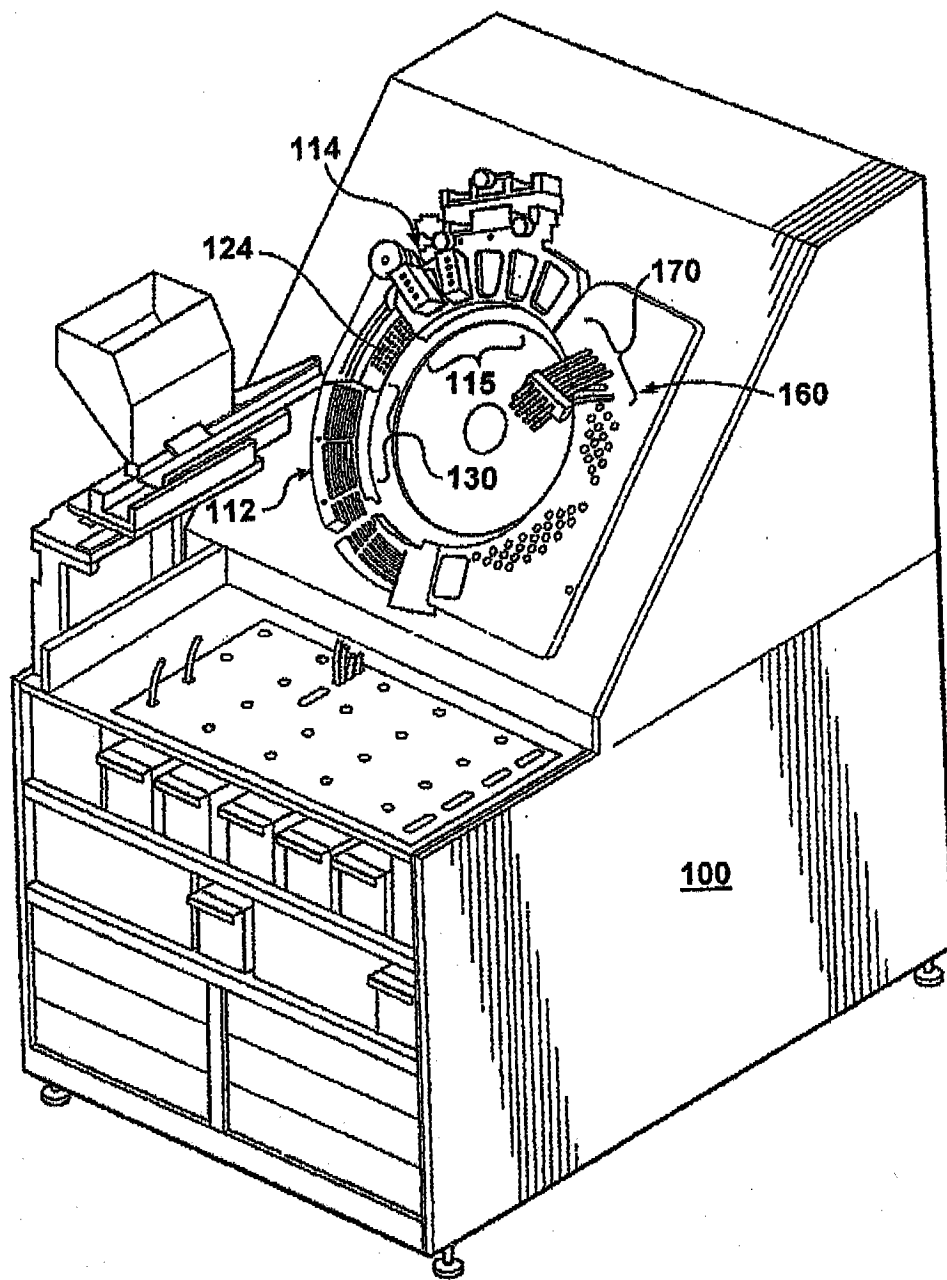


图 5