

[19]中华人民共和国专利局

[51]Int.Cl⁶

G05F 1/56

G01F 1/60



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 89103172.3

[45]授权公告日 1997年9月10日

[11] 授权公告号 CN 1035843C

[22]申请日 89.5.12 [24]颁证日 97.6.21

[21]申请号 89103172.3

[30]优先权

[32]88.5.12 [33]US[31]193,353

[73]专利权人 罗斯蒙德公司

地址 美国明尼苏达州

[72]发明人 乔治·杰莱辛斯基

查理斯·E·乔特辛哥

约翰·D·普罗

[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

代理人 付 康

[56]参考文献

DE3037305

G01F1/60

US4563904

G01F1/60

US46942405

G05F1/56

昭56-130615

G01F1/60

昭58-151225

G01F1/60

昭58-44314

G01F1/60

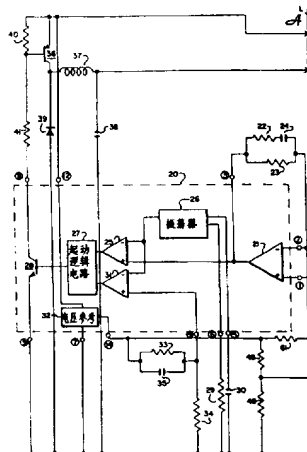
审查员 王志森

权利要求书 4 页 说明书 21 页 附图页数 3 页

[54]发明名称 适用于具有电感元件可变负载的电流源

[57]摘要

一个电流源用来建立一个相对恒定的电流流过大范围变动的阻抗,该电流源包括一个电压电位调节器用来调节所提供的电位,借助一个电流传感装置向一个电流控制器提供电流,电流传感装置提供给该电流控制器一个信号;有一个信号从该信号控制器供给,用来控制该电压电位调节器。另外还设置了一个电流上升时间调节器用来增加供给一个换向负载的电流上升时间。



权 利 要 求 书

1. 一种适用于具有电感元件可变负载的电流源，所述电流源由一个电源激励，用来对一个所选择的负荷装置在一定范围的负荷条件下提供一个数值基本恒定的电流；包括：

电流控制器装置，具有一个包括一换向器的电流通路，该换向器连接到该负荷装置，该电流通路具有一个可调整的阻抗用以控制电流，该电流控制器装置还有一个电流控制器输入端用来控制可调整的阻抗；

电流传感装置，具有一个与负荷装置串联连接的电流输入端用以传导电流，该电流传感装置还提供一个电流传感输出信号，代表了耦合于该电流控制器输入端的电流幅值，以维持该电流基本恒定；

其特征在于，

连接到该电源上的调节器装置，用来提供一个被调节的电位输出，该调节器装置具有一个电位调节输入端，致使在该电位调节输入端提供的信号对被调节的电位输出进行调整；

功率传感装置，与可调整的阻抗组合用来提供一个反映在该可调阻抗中功率消耗的功率输出信号，该功率输出信号耦合到该电位调节输入端，以维持在可调阻抗中消耗的功率在一预选的功率水平。

2. 如权利要求 1 中的电流源，其中上述换向器将电流从该电流源换向负载装置，并且该电流源还包括电流上升时间调节器装置，耦

合在电源和负载之间，用来在换向后将电流恢复到基本上恒定的数值。

3.如权利要求2中的电流源，其中该电流上升时间调节器进一步包括：

一个驱动器开关装置，用来将电源耦合到该换向器上；以及

驱动该驱动器开关的装置，如果通过上述换向器进行换向后电流下降到小于恒定值的一选定值以下，驱动该驱动器开关装置动作。

4.如权利要求1中的电流源，其中该调节器装置包括一个切换调节器，相对于电位调整输入信号的变化延迟了被调整的电位输出信号；其中该功率传感装置进一步包括：

阻尼装置，与该切换调节器耦合以减少该被调节电位输出的过调量。

5.如权利要求1中的电流源，其中该电流控制器装置进一步包括：

与负荷元件耦合的装置，用来相对于电流的变化阻尼可调阻抗的调整，结果使在基本恒定值以上的电流过调量减少。

6.如权利要求1中的电流源，其中该电流传感装置包括一个与负载串联连接的电阻以传导该电流。

7.如权利要求1中的电流源，其中该负载元件包括串联连接的电感和电阻以传导电流。

8.如权利要求2中的电流控制器装置，其中负载元件包括一个电感；该电流控制器进一步包括连接在被调节电位输出端和换向器之间的二极管元件，以减小感性电流从负载元件流回到调节器装置。

9.如权利要求2中的电流控制器,其中该电流上升时间调节器进一步包括:

与电流传感装置结合的切换装置用来在电源和换向器之间提供切换连接,当电流降低到一选定值以下时,该切换连接被电流传感装置带有滞后地驱动。

10.如权利要求3中的电流源,其中该换向器进一步包括四个布置成桥式电路的固态开关和电流方向切换装置,用以控制这些开关进行换向。

11.如权利要求3中的电流源,其中该电流传感装置包括一个传导电流的电阻,连接在换向器和电源之间。

12.如权利要求4中的电流源,其中该功率传感装置进一步包括一个从阻尼装置接收反馈信号的运算放大器。

13.如权利要求5中的装置,其中该电流控制器进一步包括一个运算放大器,从耦合到负载的装置接收反馈信号以提供阻尼。

14.如权利要求7中的电流控制器,其中所选的负载元件包括一个电感,在一个磁流量计系统中提供一个磁场。

15.如权利要求8中的电流控制器,其中该电感在换向后产生脉冲,该脉冲通过多个二极管传送回电源。

16.一个由可变励磁系统供电的电流源,在所选择的负载范围内对一个具有电感和电阻的负载提供一个可控的电流,其特征在于,该电流源包括:

第一调节器装置,通过一换向器提供一个电流通路,控制流过上述负载的电流,其中,第一调节器装置基于检测的流经负载的电流幅度控制该电流;

其特征在于，

第二调节器装置，与上述可变励磁负载相连接，用来提供一个被调节的与第一调节器装置和一换向器串联的输出电位，作为施加到上述第二调节器装置的第一调整输入信号的函数；以及

耦合到上述第一调节器装置的电路装置，用来检测第一调节器装置的上述电流通路中的电位降，并提供一个代表上述电位降的输出信号给上述第一调整输入端，以使上述电位降基本保持恒定。

17.如权利要求 16 中的装置，其中上述负载是在一个电磁流量计系统中的测量管附近设置的一个电感。

18.在权利要求 16 中的装置，其中上述第一调节器装置是一个切换电压调节器。

19.在权利要求 16 中的装置，其中上述的第二调节器装置是一个被电流传感装置控制的晶体管。

适用于具有电感元件可变负载的电流源

本发明涉及包含一个电感元件且阻抗值在相当大范围变动的负载所用的电流源，特别涉及用于这样负载的一种电流源，通过该负载的电流方向必须交替变化。

在很多应用中需要能提供相对恒定电流的电流源，至少对于连续的时间区间是如此：其中包括这样的应用场合，对于这些时间区间要求建立起相对恒定的磁场。如果电流流动方向在每个时间周期都必须反向并且这些周期具有较短的持续时间，要使电流在这些连续的时间周期中保持恒定是很困难的。在要求电流恒定的区间周期性出现的情况下，每个周期之间电流方向都要反向，其反转频率相对于提供该电流的系统中存在的各种时间常数而言是很高的，这时要保持电流恒定尤为困难。

会出现这些条件的这样一个系统是电磁流量计。在这些系统中，穿过一个测量管建立起一个磁场，一种液体或液体状的物质在管中流动，该物质至少呈现出某些导电性。与电磁场理论相一致，导电介质通过磁场流动会导致建立起一个电动势或电压，它与介质流动方向和磁场方向二者垂直，电压与流体流动的平均速度成正比。在原来产生电压的位置设置电极，便可获得一个线性代表流体速度的信号，从该信号中可确定该液体的流量。

然而，如果磁场在量值和方向上保持不变，由于流体流动感应信

号所产生的不变极性的电压部分就不能从电化学电势部分中分离出来。后者是由于流动的流体和敏感电极共同产生的。此外，在流动的流体中建立起来的直流信号电流与其流动方向垂直，可导致两个灵敏电极过长时间地极化，从而对代表流量的输出电压信号产生有害的影响。为了避免这种结果，通常对流体管在相反的方向交变地施加磁场，以抵消这种横向电流的流动，这样就避免了灵敏电极的净极化。

通过流体管的磁场反转或方向交变的频率对电磁流量测量系统的性能有影响。一方面，一个较高的反转频率将进一步把该频率与取自敏感电极信号中的噪声分离开，这是一种可被描述为 $1/f$ 的噪声。另一方面，载有来自灵敏电极信号的信号传输导线作为传输线路，如果数据记录地点与流量测量地点相距甚远，该传输线可能相当长。在这种情况下，传输线的分布电容和流体的电阻将具有低通滤波器的电气特性。因此在某种程度上，由于联接信号导线的滤波器作用，增加换向频率会导致从这些电极所获得的信号幅度在数据记录地点减小；换向构成了来自灵敏电极电信号周期性变化的基础。

在电磁流量计系统中。在所施加的磁场交变的任何周期都希望在从传感信号中获取代表流量的数值期间内在磁场线圈中有一个恒定的电流流过。如果在获得传感信号值期间内磁场是恒定的，在附近的系统部分就不会采集到很多感性信号，该系统部分包括在用来获取来自灵敏电极的流量表示信号或传感信号的装置中。这样，在这个传感信号中就会呈现出较小的噪声式偏差。

然而，当所施加的磁场的换向频率增加时出现了困难。流体中的磁场强度 B 来自于在电磁流量计测量系统中流过的不同的电流，包括（1）从一个电流源中施加到线圈中的电流，以提供所需要的磁场；

(11) 所感应出的涡流，在导电的测量管中和磁回路的磁性材料中流动。由于涡流的屏蔽效应，在流动的流体中磁场强度 B 在电流反向后按指数规律达到一稳定值。因此，在流动流体物质中场强 B 的变化滞后于引起该变化的外加电流的变化；换向愈频繁，即换向周期愈短，在磁场方向交变的每个周期中就有更大的部分出现这种滞后。

因此，当换向频率增加时，在每个周期中磁场 B 维持恒定的时间愈来愈少，从而导致在来自灵敏电极的传感信号中获得检测值的时间愈来愈少，该检测值基本上与感性噪声无关是由于采集的感性噪声有时间衰减的结果。当频率增加到某种程度，就会导致由灵敏电极提供的信号中的噪声增加，并可能引起传感信号的幅值大为减小，因为在每个周期中由于涡流的影响使磁场 B 大为减弱。

如果在电磁流量计系统所提供的电流在每次电流方向反向后也具有相当长的上升时间，上述后一种情形会更为恶化，电流的换向是为提供外加磁场 B 的相应换向所需要的。在电流方向反转后，延迟达到所要求的恒定电流值也导致在磁场方向交变后的任何周期中由电流所产生的磁场 B 和感应的涡流保持一恒定值的时间缩短。因此，要求缩短在流向反转后在电磁流量计中用来提供磁场 B 的电流的上升时间。

本发明提供了一个由可变励磁系统或电源供电的电流源，用来在电流方向反转的周期之间在所选择的大范围变动阻抗的负载中建立起相对恒定的电流。该电流源包括一个电位调节器，用来调整所供给的电位，通过一个电流控制器提供一个电流；一个负载和一个电流灵敏装置，该装置提供一个信号给电流控制器。另有一个功率调节器，它从电流控制器接收信号，并提供一个输出信号给电压调节器以调整其

输出。借助于一个开关换向器电路可以使供给负载的电流交替地变换通过该负载的电流方向。装设有一个电流上升时间调节器，以便在负载换向后增加电流的上升时间。

图 1 A 和 1 B 表示出按照本发明的一个电路的原理电路图；

图 2 A 到 2 E 表示图 1 电路的几个波形的特征。

图 1 A 和 1 B 可以沿 L - L' 线连接起来，组成本发明的一个实施例的原理电路图，此处用于一个电磁流量计系统中。一个恒定的极性电压在一对端子之间向该电路供电。一个典型值为 40.0 伏的正电压施加在正电源电压端子 10 上，相对于一个在电气上连接到地参考端子 11 上的电路公共端或参考地电压。

图 1 电流源电路的负载元件由一个电磁流量计线圈 12 和由电阻 12 A 代表的电缆组成，它们连接到一个由四个开关型金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET'S) 13、14、15 和 16 构成的换向桥式电路上。这个换向电路由一个换向器电流方向切换逻辑和开关晶体管驱动电路 17 所操纵。电路 17 首先切换晶体管 13 和 16 在接通 ("on") 状态，而晶体管 14 和 15 在断开 ("off") 状态，接着就翻转每一对晶体管的这种状态，此后使这两对晶体管在这些状态之间轮流交变。这样，在这种周期性切换的一个循环的前半个周期内，在第一种状态下电流可流入晶体管 13 的源极，然后流出它的漏极，通过线圈 12 流入晶体管 16 的漏极，再通过晶体管 16 的源极流出。在该循环的后半个周期内，电流通过晶体管 14 从源极流到漏极，然后以与前半个周期流过线圈 12 电流相反的方向通过线圈 12，再通过晶体管 15 从漏极流到源极。

这样，线圈 12 周期性地有一个电流以相反的方向通过，提供一

个周期性变化的传感信号，并且避免在电磁流量计系统测量管 1 2' 中灵敏电极被极化。在电磁流量计系统中线圈 1 2 安装在测量管 1 2' 上面。切换逻辑和驱动装置 1 7 可以由任何适用的电路构成，它对晶体管 1 3、1 4、1 5 和 1 6 提供适当按时选通的电压脉冲，以产生所叙述的切换顺序。由装置 1 7 设定的电流方向反转的频率是可选择的，以便选择最佳频率来适合所遇到的流量测量条件，特别是被测流体的参数。这种流体参数对不同的流体可能差别很大，最重要的有代表性的参数是流体的电导率及其 $1/f$ 噪声特性。

一个电容器 1 8 和一个电阻 1 9 相串联，与由线圈 1 2 和电缆 1 2 A 组成的负载并联在一起，在切换的瞬间为线圈 1 2 的电感提供一个放电通路，这时所有的换向器晶体管可能瞬间处于部分断开 (off) 状态，当线圈 1 2 周围的磁场消失时，为这个能量提供一个具有选定时间常数的暂时放电通路。所选择的典型元件值对电容器 1 8 为 0.22 微法，对电阻 1 9 为 8.7 千欧，以防止线圈 1 2 的电感性脉冲超过换向器开关的额定值。

伴随负荷的是一个等效的串联电阻，这是由于线圈 1 2 的内电阻和线圈 1 2 与晶体管 1 5、1 6 漏极之间的互连传输线电阻 1 2 A 产生的，晶体管 1 5 和 1 6 的漏极作为电流源的负载端子。由于电磁流量计将安装在许多不同的场合，因此该互连传输线的长度可能变化很大，对于不同的场合这种互连产生的串联电阻的数值将会有很大不同。在某些测量情况下温度变化范围很大，以及从一种测量情况到另一种情况将会进一步扩大该电阻的变化范围。

线圈 1 2 本身从一种测量场合到另一种场合具有较宽的电感和内电阻变化范围。提供连接到测量管灵敏电极上的传感电路典型地要

求：对于通过测量管流体的同样流动速度，采用同样的外施电流的情况，从一种测量场合到另一种场合，在这些灵敏电极上的信号应基本上具有相同的数值。由于测量流量管的直径从一种测量场合到另一种场合可能在 几分之一英寸到几个英尺之间变化，因此线圈 1 2 的电感和内电阻必须有很宽的变化范围，以使用于这些不同的测量流量管。

因此，线圈 1 2 所连接的换向器电路负荷端子之间的电位在不同的场合必须在很大范围内变化，以使在每种场合下对线圈 1 2 提供绝对值基本相同的电流。如上所表明的，在每种测量情况下要求绝对值类似的电流，以保证由此建立的磁场具有所希望的量值，从而提供一个通过流量管的流速表示信号，该信号在每种场合下对于传感信号采集电路 1 2 " 都是在相一致的基础上产生的：电路 1 2 " 连接到管 1 2 ' 中的一对灵敏电极 1 2 "' 上。此外，如上所述，通过线圈 1 2 的电流在每个交变周期沿每一个方向流动期间必须在足够长的时间段内保持恒定，以容许在连接到流量管电极上的同一个信号采集电路中获得精确的读数。

如果相当大的等效电阻与线圈 1 2 相串联，并且线圈 1 2 具有相当大的电感，在最高的换向频率下在每次外加电流流向反转后需要使电流值迅速增加，在这种情况下要求在换向器电路引线端子上提供一个相当大的电压。然而，在其它测量情况下，对于在这些端子上电路所提供的电压要求有效利用电功率；在这些情况中，采用了较低的外加电流流向反转频率；或者较小的等效电阻与线圈 1 2 相串联；或者线圈 1 2 具有较小的电感；或者是这些减小了的值以组合形式同时出现的情况。这样，图 1 所示的其余部分电路是针对提供这样的结果设

计的。

由于在不同的情况下，在连接到线圈 1 2 的换向器负载端子上要求不同的电位，而在每种情况下对于交变的半个周期在负载端子之间以交变方向流动的电流需要基本上保持恒定值，图 1 的电路必须提供这样一个数值变化的电压，但对每个电压要供给具有良好控制的电流。这种功能只要在一个单一的反馈回路中改变一个电压供给装置的输出电压就可以实现。然而，为了保持令人满意的功率利用效率，需要有一个切换调节器作为电压供给。众所周之，这种切换调节器响应于其输入端的变化调节信号，在其输出端调节输出电压值具有延迟。这意味着由于条件的变化当出现电流值偏差时在调节电流过程中具有较慢的回路响应，而在变化的条件下在交变的半个周期中必须满足所要求的固定电流值。

代替上述方案，图 1 的电路具有两个反馈回路，实际上分别控制电压和电流。此处也使用了一个切换调节器用以维持功率效率，该调节器部分地以商品化的通用单片集成电路为基础，在图 1 的电路中实际所用的部分以框图的形式在虚线框 2 0 中表示出来。框周围圆圈中的数字是该商用集成电路的插腿号，该电路可由 U I C (Unitrode Integrated Circuits) 提供，牌号为 U C 4 9 4 A。

在框 2 0 中，一个误差放大器 2 1 接收由外部电路部分测得的表示调节器输出电压误差的信号，该信号连接到它的反相和同相输入端。外部反馈元件包括一对电阻 2 2 和 2 3，以及一个电容器 2 4，用来整定包括误差放大器 2 1 电路的增益，同时也整定其频率响应，如后面所述。

误差信号经过放大后由放大器及其有关电路提供给一个比较器 2 5

的同相输入端。另一个供给比较器 2 5 反相输入端的信号是一个固定频率振荡器 2 6 的输出。比较器 2 5 比较滤波的和放大的误差电压，由误差放大器 2 1 的输出提供信号，并由振荡器 2 6 提供固定频率的周期性锯齿形输出电压，在比较器 2 5 的输出端产生一个具有可变宽度的脉冲输出信号。

也就是说，一个脉冲宽度调制信号在比较器 2 5 的输出端提供给一个数字电路装置 2 7，它提供某些逻辑功能，在逻辑电路 2 7 的输出端产生一个切换信号作用在一个 $n\ p\ n$ 双极晶体管 2 8 的基极上，其发射极连接到地参考端子 1 1。晶体管 2 8 按照比较器 2 5 输出端提供的信号从接通（“on”）状态切换到断开（“off”）状态，然后返回，交替进行；切换的方式为，晶体管 2 8 在接通状态与在断开状态的相对时间可以根据比较器 2 5 脉冲宽度调制输出信号的脉冲宽度来调整。

振荡器 2 6 的固定频率通过选择电阻 2 9 和电容 3 0 的值来选定，电阻 2 9 和电容 3 0 连接到框 2 0 中的集成电路和接地参考端子 1 1 上。为设定振荡器频率在大约 4 0 千赫所选择的电阻 2 9 的值为 1 3 千欧，电容 3 0 的值为 2 2 0 0 微微法。

来自振荡器 2 6 输出端的固定频率振荡信号也提供给另一个比较器 3 1 的反相输入端，一个电压参考电路 3 2 提供一个典型值为 5. 0 伏的固定输出电压，其一部分通过一个分压器电路供给比较器 3 1 的同相输入端，分压器电路连接在电压参考电路 3 2 的输出端和接地参考端子 1 1 之间。该分压器由一对电阻 3 3 和 3 4，以及一个电容 3 5 组成，电容 3 5 与电阻 3 3 相并联。这些元件的典型值是：电阻 3 3 为 3 9 0 千欧；电阻 3 4 为 1 0 0 千欧；电容 3 5 为 1 0 微

法：电容35的作用是在开始施加电路功率时，推迟在比较器31输入端所提供电压的减小，以延迟起动该切换调节器的运行。

在电阻33和34连接点产生的电压提供给比较器31的同相输入端，该电压确定了晶体管28处于断开状态的最低限度的时间，限制了它在接通状态的时间，以防止由于电流通过的时间太长来不及散热使电源部件受到损害。比较器31的输出也提供给控制逻辑电路27以实现控制晶体管28的目的。

晶体管28控制另一个晶体管36，它是在框20中的集成电路外部的一个pnp型双极晶体管。晶体管36的发射极连接到正电压源端子10，晶体管36的集电极连接到一个电感37，电感37又连接到一个电容38，该电容连接在电感37和接地参考端子11之间。电感37和电容38也是在框20所示集成电路的外部。电感37和电容38的连接点形成了图1切换调节器的输出端，并且共同组成了一个低通滤波器，在晶体管28和框20中集成电路其余部分的控制下通过晶体管36接通和断开状态的切换，将其提供的电压脉冲求得平均值。电感37典型值为220微亨，电容38的典型值为10微法。

晶体管36的集电极也连接到一个二极管39。二极管39的负极连接到晶体管36的集电极和电感37的连接点，其正极连接到接地参考端子11。当晶体管36在晶体管28的控制下在断开状态和接通状态之间来回切换并处在断开状态时，二极管39为通过电感37的电流提供了一条通路。

晶体管28通过一对电阻40和41控制晶体管36的切换。如果晶体管28处在断开状态，没有什么电流流过电阻40或41，结

果晶体管 3 6 的基极处在近似为正电压源端子 1 0 上出现的电位。另一方面，如果晶体管 2 8 在接通状态，它的集电极将通过电阻 4 0 和 4 1 拉电流，使晶体管 3 6 的门电位充分降低以将其切换到接通状态。

因此，在电感 3 7 和电容 3 8 的连接点上提供了不变极性的电压或直流电压，作为操纵线圈 1 2 的电能源，如同将在下面叙述的那样。该电压的数值被在误差放大器 2 1 的输入端上出现的信号所控制，下面将描述所使用的可调整电压的能力。

这个来自电感 3 7 和电容 3 8 的连接点的被调整电压的应用，以及由此提供的电流，在其施加到上述换向电路（包括线圈 1 2）的过程中被另一个 P 沟道的 MOSFET 4 2 所控制；它的源极连接到在电感 3 7 和电容 3 8 连接点的切换调节器的输出端所提供的调节电压上。晶体管 4 2 又被一个第一反馈回路所控制，在该切换调节器输出端提供的调节电压值下向换向电路供给电流。这个反馈回路又包括一个二极管 4 3，其正极连接到晶体管 4 2 的漏极，其负极连接到换向电路，准确地说是与晶体管 1 3 和 1 4 的源极连接在一起。该回路在换向电路的另一侧以一个电流传感电阻 4 4 延续下去，电阻 4 4 连接在晶体管 1 4 和 1 6 共同的源极与接地参考端子 1 1 之间。电阻 4 4 的典型值是 2.0 欧。

这个反馈回路由一个驱动晶体管 4 2 栅极的反馈放大器电路完成。这个反馈放大器电路包括一个运算放大器 4 5，它是一个高电压型的放大器，因此其输出可以上升到最大的正电压水平，它出现在电感 3 7 和电容 3 8 连接点的切换调节器输出端，该电压大约为 38.0 伏。放大器 4 5 的同相输入端在电气上通过一个典型值为 10 千欧的

电阻 4 6 连接到电阻 4 4 和晶体管 1 5 和 1 6 共同源极的连接处。电阻 4 6 用来整定放大器 4 5 电路的频率响应，与一个放大器 4 5 附近的较小的反馈回路有关，如同下面所述。这样，通过线圈 1 2 的电流在电阻 4 4 两端产生一个电压，该电压提供给放大器 4 5 作为流过电阻 4 4 并且也流过线圈 1 2 的电流的测量。

放大器 4 5 的反相输入端通过另一个电阻 4 7 连到一个参考电压，电阻 4 7 的典型值也是 10 千欧。电阻 4 7 用来平衡放大器 4 5 中的偏移。该参考电压近似为 1.0 伏，由一对分压器电阻 4 8 和 4 9 的连接点提供。电阻 4 8 具有 5.11 千欧的典型电阻值，而电阻 4 9 具有 1.28 千欧的典型电阻值。电阻 4 8 的另一端连接到电压参考电路 3 2 的输出端，提供 5.0 伏的电压，如上所述。电阻 4 9 的另一端连接到接地参考端子 1 1。

由于环绕放大器 4 5 设置了一个主要的或第一反馈回路，如前所述，其作用是维持放大器 4 5 的反相和同相输入端之间的电位差近似为零。这样，该反馈回路将提供一个通过电阻 4 4 的电流，在电阻两端产生大约为 1.0 伏的压降。因此在图 1 所示的实例中，通过线圈 1 2 的电流被整定为 0.5 安，即 1.0 伏被 2.0 欧除产生的结果。

放大器 4 5 的输出端通过一个并联电路连接到晶体管 4 2 的栅极，该并联电路包括一个电阻 5 0 和一个电容 5 1，它们共同与另一个电阻 5 2 相串联。晶体管 4 2 的栅极通过另一个电阻 5 3 也连接到在电感 3 7 和电容 3 8 连接点提供的调节电压上。与电阻 5 3 相并联的是一对背靠背的齐纳二极管 5 3' 和 5 3''，它们在任何极性下可防止晶体管 4 2 的栅极电压与其源极电压的差值大于 18.0 伏，从

而防止超过晶体管 4 2 栅极对源极的击穿极限。典型的元件值对电阻 5 0 是 2 2 千欧；电阻 5 2 是 1 千欧；电阻 5 3 是 1 0 0 千欧。电容 5 1 的典型值为 0. 1 5 微法。这些元件值是对特定型号的放大器 4 5 和晶体管 4 2 选择的。由于它们的特性不同，对这些放大器和晶体管来说，上述元件数值可能会改变而具有其它的选择。

电阻 5 3 与串联连接的电阻 5 0 和 5 2 一起，在调节电压源和放大器 4 5 的输出端之间构成了一个经过晶体管 4 2 栅极的分压器电路。这个电路允许在额定电压点选择放大器 4 5 的输出，与其输出电压的范围相一致，并且当晶体管 4 2 切换到接通状态时适合于晶体管的运行。由于放大器 4 5 是一个高压放大器，其输出电压值可能上升到电压调节器的输出电压以限制晶体管 4 2 的导通，但也可能下降到使晶体管 4 2 强化切换到接通状态。

在线圈 1 2 中的电流被切断后，在该电流准备反向流动的过程中，由于需要维持这个反馈回路迅速动作以恢复通过线圈 1 2 的电流，用电容 5 1 跨接在电阻 5 0 两端以使增加放大器 4 5 的输出信号作用在晶体管 4 2 栅极上的速度。电阻 5 2 多少限制了这个速度，但是若与电阻 5 0 没有被旁路时可能的信号相比，可容许大得多的信号在初始时刻施加到晶体管 4 2 的栅极上，该初始时刻是在线圈 1 2 中的电流方向每一次切换之后的下一个半周内，使通过线圈 1 2 的电流达到所要求恒定值的起始时刻。

然而，这个反馈回路不能容许如此快速的运行，以致于在每次通过线圈 1 2 的电流方向切换后会出现振荡。这是因为在一个陡的切换脉冲之后，这种振荡或“扰动”会引入到一个第二反馈回路（下面将要叙述），这会产生有害的后果。结果，在放大器 4 5 附近设置了一

个局部的或较小的反馈回路以便形式在放大器 4 5 附近局部反馈回路的频率响应，以致形成主反馈回路的频率响应，如上所述，放大器 4 5 就在主反馈回路之中。

这个局部反馈回路通过晶体管 4 2 延伸，然后通过一个与电容 5 5 串联的电阻 5 4，连到放大器 4 5 的同相输入端。另一个电容 5 6 与电阻 5 4 和电容 5 5 的串联组合相并联。这样，这个无源元件的整体组合连接在晶体管 4 2 的漏极与放大器 4 5 的同相输入端之间。典型的元件值对电阻 5 4 是 $1.8\text{ M}\Omega$ ，对电容 5 5 是 $0.1\text{ }\mu\text{F}$ ，对电容 5 6 是 820 pF 。这些数值的选择使主反馈回路处于近似临界阻尼状态，在通过线圈 1 2 的电流方向切换后只允许相对短时期的小量阻尼振荡或超调量存在。

这个主反馈回路的性能在图 2 A、2 B 和 2 C 中表示的波形中说明。图 2 A 表示施加在换向晶体管 1 4 栅极上的切换脉冲，该栅极在图 1 B 中标识为 A；按照逻辑和驱动电路 1 7 所用的时基操纵该换向器电路，在这种情况下，电压施加在晶体管 1 3 的栅极。在这个波形中，每半个周期有一个电压值的跃变。由于这种跃变控制了换向器电路的切换，也控制了通过线圈 1 2 电流的反转，这个换向器的时基对于图 1 系统的时基来说是一个方便的选择。图 2 A 左边的时基是与右边的时基相同的，但因为在图 2 的波形图中并排出现了两种可能的负载示例，所以提供了这两个时基。

在图 2 A (i) 中，负载为线圈 1 2，所选择的电感值为 100.0 毫亨 ，与其串联的电阻负载约为 26.5 欧 。图 2 A (i i) 中的负载也是线圈 1 2，具有 100.0 毫亨 的电感值和与其串联的 5.5 欧 的等效电阻。在这两个例子中换向器电路的切换频

率为 37.5 赫兹。

图 2 B 表示通过线圈 1 2 所产生的电流，根据电阻 4 4 两端的电压在图 1 B 中标识的 B 点测得。可以看到，在每半个周期电阻 4 4 两端可达到大约 1.10 伏的最大电压平稳段，与 0.5 安的最大电流通过 2.0 欧相一致。根据这两个例子中负载的不同串联电阻值，可以看出在图 2 B (i) 的曲线中达到最大电压的上升时间比在图 2 B (i i) 曲线中所需要的时间稍长，这是因为在后者负载中与线圈 1 2 串联的电阻负载较小。

图 2 C 表示在放大器 4 5 的输出端所产生的信号，该点在图 1 B 中标识为 C，它控制晶体管 4 2 的栅极。在图 2 C (i i) 中可以看出，由于较低值的等效电阻与线圈 1 2 串联，晶体管 4 2 在半个周期的稳态值部分的电压下工作，该电压与线圈 1 2 两端的电压降没有太大的差别。类似地，晶体管 4 2 的栅极工作在相当接近地电位或零伏的电位上。该图表明在初始的切换暂态衰减后，栅极工作在 2.0 伏。注意在切换发生后切换振荡得到了很好的控制。

图 2 C (i) 具有较大的负载，在波形中会显示出稍大些的切换阻尼振荡或超调量（未示出），因为在反馈回路中的电容被充电到相当高的电压。具有较高串联电阻负载的晶体管 4 2 的栅极相对于地电位工作在大约 12.0 伏的电压，由于一个大得多的电压必须降落在在这个串联电阻上，因此在晶体管 4 2 栅极上的电压与线圈 1 2 两端的电压有很大差别。在与线圈 1 2 相串联的电阻两端出现的这种不同的电压变化是由于图 1 电路中上述第二个反馈回路的作用。

这第二个回路是用来控制在晶体管 4 2 的源极和漏极之间出现的压降。该压降通过一对分压器被框 20 单片集成电路中的误差放大器

21检测出。第一个分压器由一对电阻57和58组成。它连接于晶体管42的源极和接地参考端子11之间。这两个电阻的典型值对电阻57为20千欧，对电阻58为4.99千欧。这两个电阻的连接点接到误差放大器21的同相输入端。

晶体管42的漏极有另一个分压器从该处接到接地参考端子11，由另两个电阻59和60组成。这两个电阻的典型电阻值是：电阻59为20千欧，电阻60为5.1千欧。这两个电阻的连接点接到误差放大器21的反相输入端。这些分压器用来向比较器21提供一个差动输入信号，并且将晶体管42的源极和漏极的电压水平减小到适合于误差放大器21输入的值。

在一个分压器中电阻60的阻值选择得比另一个分压器中相应电阻58的阻值稍大些，因为在电阻59和60的连接点连接有另一个电阻。这个电阻61从该连接点接到电压参考电路32的5.0伏输出端，电阻61具有180千欧的典型阻抗值，并且对提供信号来说，实际上与电阻60并联，从而将该并联组合的电阻值降低到近似为电阻58的值。电阻61将一参考电流导向误差放大器21的反向输入端以设定一参考值，对照该值，误差放大器21比较在晶体管42的源极和漏极之间存在的压降。误差放大器21是下面将要叙述的反馈回路的一部分，该反馈回路的作用是通过选择电阻61的阻值维持晶体管42两端的电压值在所选定的水平，这里在晶体管42的源极和漏极之间是0.5伏。

这个用来控制晶体管42源极和漏极之间电压差的第二反馈回路包括误差放大器21、比较器25、起动逻辑电路27、控制双极晶体管36的双极晶体管28，以在电感37和电容38的连接点提供

一输出电压，作为切换调节器的输出，晶体管 4 2 的源极连接到该输出上。因此，如果在晶体管 4 2 的源极和漏极之间的电压偏离了 0.5 伏，这个反馈回路将起作用升高或降低在电感 3 7 和电容 3 8 连接点的切换调节器的输出电压，以抵消晶体管 4 2 端电压的任何变化。

作为一个例子，如果一个较大的等效电阻与线圈 1 2 串联或端子 1 0 的电压下降的话，将会导致一个减小了的电流流过线圈 1 2 以及流过电阻 4 4。在电阻 4 4 两端较小的电压将在放大器 4 5 的同相输入端产生一较小的电压，从而降低了放大器的输出电压。这将导致放大器 4 5 试图使晶体 4 2 进一步切换到接通状态，几乎立即从已充电的电容 3 8 吸取较多的电流，以维持提供给负载的电流，这就是第一反馈回路的目的。晶体管 4 2 被进一步切换到接通状态将会导致其源极和漏极之间电压降的降低。晶体管 4 2 端电压的这样一个降低将被误差放大器 2 1 检测出，并导致在切换调节器输出端所提供电压的增大，在晶体管 4 2 的源极电压也增高。由于这第二个反馈回路保证了晶体管 4 2 的端电压保持在大约 0.5 伏，基本上在切换调节器输出端提供的全部附加电压将出现在与线圈 1 2 串联的有效电阻两端。对于与线圈 1 2 串联的有效电阻减小的情况，类似的但是相反的结果将会随之发生。

误差放大器 2 1 也有一个局部反馈回路，即设定其增益又形成其频率响应，最终又形成刚刚描述的关于放大器 2 1 的主反馈回路频率响应。这些反馈元件已被叙述作为框 2 0 中集成电路的外部元件，它们是电阻 2 2 和 2 3 以及电容 2 4。电阻 2 3 连同连接到放大器 2 1 输入端的分压器电阻一起设定放大器 2 1 电路的增益。电阻 2 2 和电

容2 4 确定频率响应，选择它们的参数以使得在主反馈回路中也出现近似临界的阻尼。保持晶体管4 2两端的电压；对应于换向器电路提供的线圈1 2中的电流反向，对于由晶体管4 2的切换所引起的切换暂态，只有较小的过调量(overshoot)或低于预定值(undershoot)产生。这些反馈元件的典型值是：电阻2 2为6. 2千欧；电阻2 3为2. 2兆欧；电容2 4为0. 01微法。

要注意在第一反馈回路中出现的任何不稳定反映在晶体管4 2源极和漏极之间快速的电压变化，也会引入到第二反馈回路之中。消除在任一回路中由于换向器切换而引起的任何振荡是重要的，因为一个较大的欠值将导致切换调节器在振荡器2 6周期的大部分时间内将晶体管3 6切换到完全接通状态，由于其中产生的热损耗，晶体管3 6有损坏的危险，同时在框2 0中的集成电路也会遭到类似的损坏。因此，对于这两个回路阻尼的选择很重要，以容许采用一种尺寸不太大又没有太高散热要求的晶体管作为晶体管3 6，这是由于经济上和组装上的要求所决定的。

图2 D表示在电感3 7和电容3 8的连接点，即切换调节器的输出端出现的电压，该点在图1 B中标识为D。在图2 D(i i)中可以看出，在切换发生时电流开始换向，在此期间换向器电路暂时有部分开路，并且当电流方向被切换时，几乎没有电流流过线圈1 2，切换调节器输出端的电压迅速上升到端子1 0上的电压。晶体管4 2被其主反馈回路强力切换到接通状态，试图增大流过的电流。在这种情况下晶体管4 2的两端电压降有减小的趋势，故切换调节器的主反馈回路起作用以增大调节电压输出。此后，当通过换向器电路和线圈1 2的电流再次建立起来时，切换调节器输出端的电压下降到大约

8.10 伏的稳定值。另一方面，具有较大串联电阻负载的图 2 D (i) 表明了同样的特性，但相对恒定的电压值大约为 18.0 伏，这个附加的电压是在附加的等效串联电阻两端的压降。

再回到图 2 B，所表明的波形上升时间并不仅仅由于上述两个反馈回路的作用，而且进一步得益于一个电流上升时间改善电路，或初始电流增强电路。该电路在线圈 12 的电流换向切换后容许提供一个较大的初始电压，于是与前两个反馈回路所能提供的电流上升率相比，引入了一个较大的电流增加速度，从而在切换暂态结束后加快了电流到达稳定值的上升时间。

这个初始电流通过另一个 P 沟道的 MOSFET 62 提供。该电流直接从正电压源端子 10 供给，而不由调节电压提供，因为对于提供初始电流来说，这样可得到一个直接的高值电压源。这个初始电流只供给相当短的一段时间，仅在电流方向开始切换后的切换暂态期间存在，此后便建立起在反方向通过线圈 12 的足够大电流。这个时间应足够短，以致于在半个周期内通过线圈 12 的电流相对恒定的时间里正电压源端子 10 上的电压将不起很大作用；并且缺少电压调节将不会在传感信号中产生噪声。

这样一种结果是采用一个以运算放大器 63 为基础的滞后开关电路来实现的。放大器 63 的反相输入端连接到电阻 44 和晶体管 15 及 16 连在一起的源极的结合点，从而它可以测量流过线圈 12 的电流。方法是检测由于这个电流在电阻 44 两端产生的电压。当这个电压降由于换向器电路使通过线圈 12 的电流反向而为负值时（换向器电路由于线圈 12 中磁场的消失而产生一个反向电压），放大器 63 的输出向一正电压方向变化。当这个输出电压变得足够正时，由一对

电阻 64 和 65 提供的正反馈分压器作用迅速地迫使放大器 63 的输出电压到达齐纳二极管 66 在反方向击穿的数值。这时，该输出被箝住在齐纳二极管的电压加上电阻 65 两端的电压降。典型的电阻值对电阻 67 和 65 是 10 千欧，对电阻 64 是 7.5 千欧。齐纳二极管 66 具有 6.2 伏的典型击穿电压值。通过齐纳二极管 66 的电流被另一个电阻 67 所限制，它的典型阻抗为 10 千欧。

伴随齐纳二极管 66 击穿的正电压状态对于该滞后开关电路是一种稳定状态，于是在放大器 63 的输出端维持这个正电压，并且通过一个分压器电路作用到一个 npn 型双极晶体管 68 上，该分压器接在放大器 63 的输出端和接地参考端子 11 之间。这个分压器电路由一对电阻 69 和 70 组成，它们的结合点连接到晶体管 68 的基极。电阻 69 典型地有 10 千欧的阻值，电阻 70 具有 4.7 千欧的典型阻值。晶体管 68 的发射极连接到接地参考端子 11，它被强化切换到接通状态，并通过另一对电阻 71 和 72 在其集电极吸取电流；这对电阻又作为分压器在其结合点连接到 MOSFET62 的栅极。电阻 71 的另一端连接到正电压源端子 10，而电阻 72 的另一端连接到晶体管 68 的集电极。电阻 71 和 72 的典型阻值分别为 15 千欧和 33 千欧。

另一个齐纳二极管 73 限制了可能施加在金属氧化物半导体场效应晶体管 MOSFET62 的栅极和源极之间的电压，由于该电压受到限制，使 MOSFET62 不至于损坏。另一个二极管 74 的正极连接到晶体管 62 的漏极和晶体管 13 与 14 的源极之连接点，其负极连接到正电压源端子 10。二极管 74 允许线圈 12 在反向切换期间当线圈 12 周围的磁场消失时通过该二极管和电阻 44 放电，从而

开始切换放大器 6 3，将其输出置于如上所述的一个正电压。

晶体管 1 2 准确的切换到接通状态提供了流入换向器电路并通过线圈 1 2 的初始电流。晶体管 6 2 切换到接通状态使二极管 4 3 反向偏置，从而使其它部分电路与晶体管 6 2 的影响隔离开，防止电流从切换调节器通过 MOSFET 4 2 流入换向器电路和线圈 1 2。结合上面所述，在二极管 4 3 反向偏置且晶体管 4 2 实际上不导通电流时，切换调节器的输出电压会升高。

在反向切换以后，当通过 MOSFET 6 2 的初始电流增加从而使通过线圈 1 2 的电流增加时，在电阻 4 4 两端的电压也增加到这样的程度，其值变得足够正以驱动放大器 6 3 的输出向一负电压变化。在放大器 6 3 的输出端达到一足够负的电压，结果其同相输入端的分压器电阻 6 4 和 6 5 起作用，将放大器 6 3 的输出保持在由齐纳二极管的正向压降所箝位的负电压。

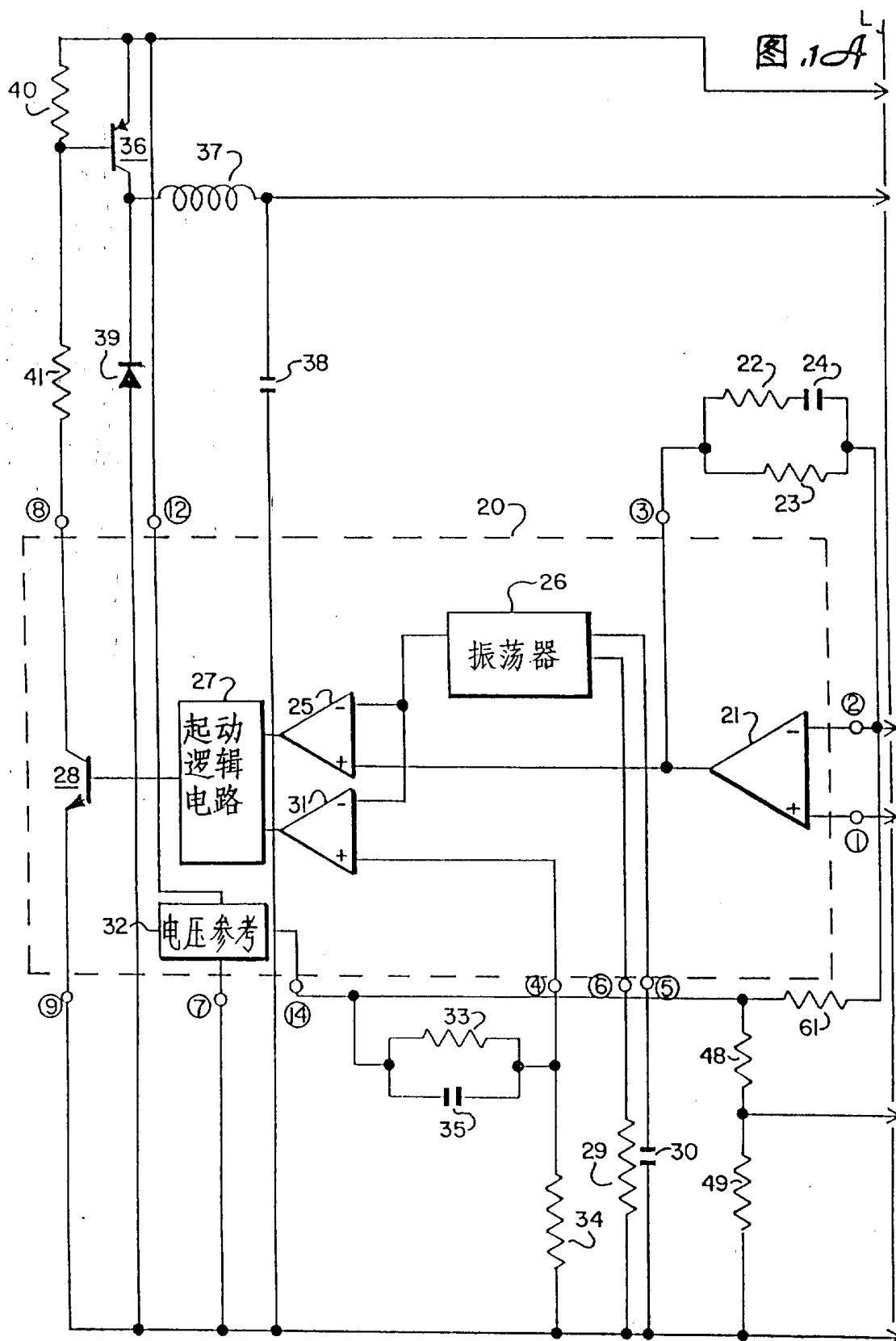
这样，晶体管 6 8 和 6 2 被切换到断开状态，再也不向包括线圈 1 2 的换向器电路提供电流。相反地，二极管 4 3 变得正向偏置，这时电流只通过晶体管 4 2 供给换向器电路和线圈 1 2。结果，当足够大的电流通过电阻 4 4 时，通过晶体管 6 2 提供的半个周期中的初始电流终止，此后就从切换调节器通过晶体管 4 2 提供电流。

图 2 E 是在图 1 B 中标识为 E 的晶体管 6 2 栅极的波形，可以看出，晶体管 6 2 或是工作在断开状态，或是在接通状态。图 2 E (i) 表明，与图 2 E (i i) 中所示的工作电压水平相比，具有较小的串联电阻负载时的运行电压水平并没有区别。然而，在图 2 E (i) 半个周期里接通状态的时间稍小于在图 2 E (i i) 中的时间，这反映了在这两个图中通过线圈 1 2 电流的上升时间不同以及与

3 2
线圈串联的等效电阻不同。该波形大约在 40.0 V 和 31.0 V 之间变换。

尽管本发明参照最佳实施例进行了描述，精通本发明技术的人员将会认识到，在不偏离本发明的精神和范围的条件下，可以在形式上和细节上对本发明作出改变。

说明书附图



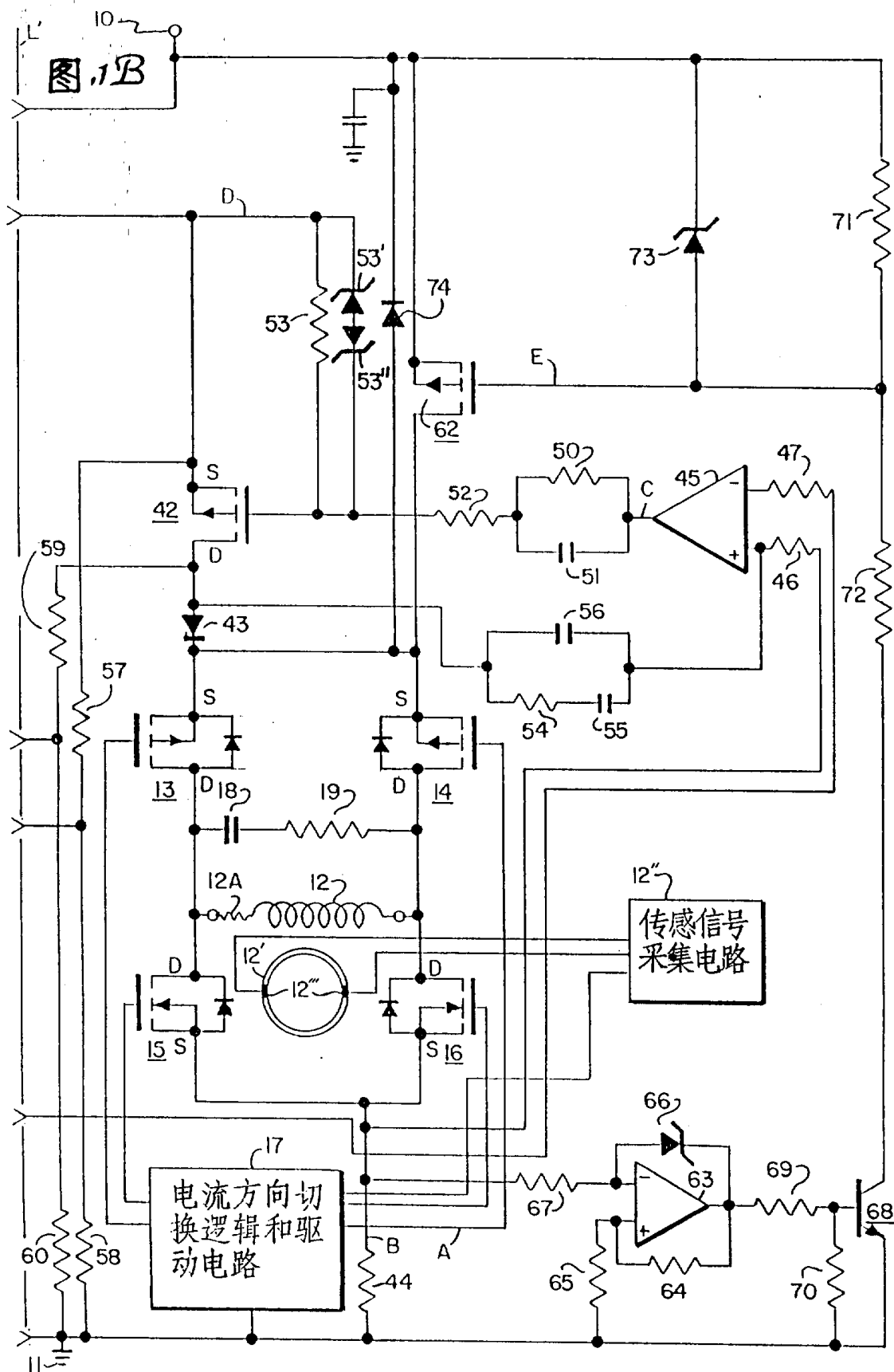


图.2

