

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H02M 7/12 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200510081386.4

[45] 授权公告日 2009 年 6 月 3 日

[11] 授权公告号 CN 100495887C

[22] 申请日 2005.6.30

[21] 申请号 200510081386.4

[30] 优先权

[32] 2004.7.9 [33] JP [31] 203776/04

[73] 专利权人 三洋电机株式会社

地址 日本大阪府

[72] 发明人 高桥幸雄

[56] 参考文献

US2004/0047167A1 2004.3.11

JP11-27934A 1999.1.29

CN1473389A 2004.2.4

JP2001-286149A 2001.10.12

审查员 丁东霞

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

代理人 马莹 邵亚丽

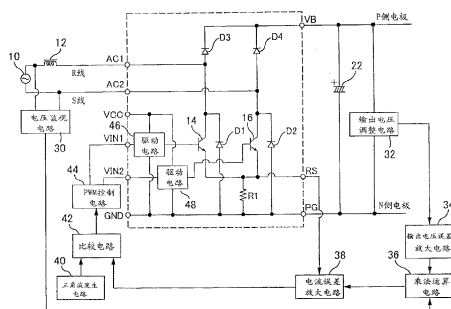
权利要求书 1 页 说明书 11 页 附图 9 页

[54] 发明名称

电源电路

[57] 摘要

提供一种可提高效率的电源电路，包括：桥式电路，连接 4 个整流元件，在正侧的输出端子和负侧的输出端子之间产生整流后的电压；电流检测元件，进行电流检测；第一开关元件，与所述电流检测元件串联连接，并且，与所述电流检测元件一起，与和所述负侧的输出端子连接的所述桥式电路的一方的所述整流元件并联连接；以及第二开关元件，与所述电流检测元件串联连接，并且，与所述电流检测元件一起，与和所述负侧的输出端子连接的所述桥式电路的另一方的所述整流元件并联连接。基于所述电流检测元件的检测结果来控制所述第一开关元件以及所述第二开关元件进行开关的定时。



1. 一种电源电路，其特征在于，包括：

桥式电路，包括 4 个整流元件，在正侧的输出端子和负侧的输出端子之间产生整流后的电压；

电流检测元件，进行电流检测；

第一开关元件，与所述电流检测元件串联连接，并且，与所述电流检测元件一起，与和所述负侧的输出端子连接的所述桥式电路的一方的所述整流元件并联连接；以及

第二开关元件，与所述电流检测元件串联连接，并且，与所述电流检测元件一起，与和所述负侧的输出端子连接的所述桥式电路的另一方的所述整流元件并联连接，

控制电路，基于所述电流检测元件的检测结果来控制所述第一开关元件以及所述第二开关元件进行开关的定时。

2. 如权利要求 1 所述的电源电路，其特征在于，所述第一开关元件以及所述第二开关元件互补地进行开关。

3. 如权利要求 1 所述的电源电路，其特征在于，所述第一开关元件以及所述第二开关元件根据所述控制电路的输出同时进行开关。

4. 如权利要求 1~3 的任何一项所述的电源电路，其特征在于，在所述桥式电路的一方的交流侧输入线上施加经由了扼流圈的交流电压。

5. 如权利要求 1~3 的任何一项所述的电源电路，其特征在于，所述电流检测元件为电阻元件。

6. 如权利要求 4 所述的电源电路，其特征在于，所述电流检测元件为电阻元件。

7. 如权利要求 1~3 的任何一项所述的电源电路，其特征在于，在绝缘金属基板上进行集成化。

8. 如权利要求 4 的所述的电源电路，其特征在于，在绝缘金属基板上进行集成化。

9. 如权利要求 5 所述的电源电路，其特征在于，在绝缘金属基板上进行集成化。

10. 如权利要求 6 所述的电源电路，其特征在于，在绝缘金属基板上进行集成化。

电源电路

技术领域

本发明涉及电源电路。

背景技术

作为各种电子设备的电源电路，已知具有整流电路（例如二极管桥式电路）和平滑电路（例如电容器）并将交流电压变换成直流电压的电源电路。但是，这样的电源电路，在被施加正弦波的交流电压的情况下，由于仅在正弦波的峰值附近在电源电路中流过电流，所以功率因数差。另外，在施加正弦波的交流电压而流过与正弦波不成比例的电流的情况下，产生高次谐波，有时也对周边设备带来不良影响。

因此，提出了下列的电源电路：与二极管并联连接开关元件，使开关元件以适当的定时进行开关，使电源电路中流过的电流为与交流电压的正弦波相似的形状，由此，进行功率因数改善、高次谐波抑制以及直流电压调整（例如参照专利文献1）。

图8是表示现有的电源电路的结构方框图。现有的电源电路包括：构成二极管桥式电路的4个二极管D11、D12、D13、D14；连接在二极管D11、D12阳极的连接点和N侧电极之间、检测二极管D11、D12中流过的电流的电阻R11；与二极管D11和电阻R11并联连接的开关元件114；以及与二极管D12和电阻R11并联连接的开关元件116。开关元件114以及开关元件116例如是双极晶体管。

在二极管D11、D13的连接点上经由扼流圈112施加由交流电源110产生的交流电压。另外，在二极管D12、D14的连接点上直接施加由交流电源110产生的交流电压。

以下，设从交流电源110至二极管D11、D13的连接点的交流电压输入线为R线，从交流电源110至二极管D12、D14的连接点的交流电压输入线为S线。

从交流电源 110 输入的交流电压被二极管桥式电路 D11~D14 全波整流之后，通过成为输出的正侧的电极（以下称为 P 侧电极）和负侧的电极（以下称为 N 侧电极）之间连接的电容器 122 被平滑化。

再有，未图示的控制电路基于电阻 R11 中流过的电流来控制开关元件 114、116 进行开关的定时。

图 9 是用于说明现有的电源电路中交流电压为正的情况下电流的流动。在交流电压为正的情况下，开关元件 114 进行开关，通过其导通、关断切换电流路径。

《开关元件 114 导通的情况》

在 R 线的交流电压相对于 S 线为正，开关元件 114 导通的情况下，图 9 的点划线所示路径，即，R 线（扼流圈 112）→开关元件 114→电阻 R11→二极管 D12→S 线的路径的电流流过。在该期间，在扼流圈 112 中蓄积能量。

《开关元件 114 关断的情况》

在 R 线的交流电压相对于 S 线为正，开关元件 114 关断的情况下，扼流圈 112 要流过与开关元件 114 导通时的电流方向相同方向的电流。因此，图 9 的虚线所示路径，即，R 线（扼流圈 112）→二极管 D13→电容器 122→电阻 R11→二极管 D12→S 线的路径的电流流过。在该期间，扼流圈 112 中蓄积的能量被输出到电容器 122。因而，电容器 122 被充电，P 侧电极和 N 侧电极之间产生的直流电压（以下称为直流输出电压）被升压。

另外，图 10 是用于说明现有的电源电路中交流电压为负的情况下的电流流动的图。在 R 线的交流电压相对于 S 线为负的情况下，开关元件 116 进行开关，通过该导通、关断来切换电流路径。

《开关元件 116 导通的情况》

在 R 线的交流电压相对于 S 线为负，开关元件 116 导通的情况下，图 10 的点划线所示路径，即，S 线→开关元件 116→电阻 R11→二极管 D11→R 线（扼流圈 112）的路径的电流流过。在该期间，在扼流圈 112 中蓄积能量。

《开关元件 116 关断的情况》

在 R 线的交流电压相对于 S 线为负，开关元件 116 关断的情况下，扼流圈 112 要流过与开关元件 116 导通时的电流方向相同方向的电流。因此，图 10 的虚线所示路径，即，S 线→二极管 D14→电容器 122→电阻 R11→二极管 D11→R 线（扼流圈 112）的路径的电流流过。在该期间，扼流圈 112 中蓄积

的能量被输出到电容器 122。因而，电容器 122 被充电，直流输出电压被升压。

该开关元件 114 或开关元件 116 的开关动作的定时，基于与二极管 D11 以及二极管 D12 串联连接的电阻 R11 中流过的电流而被控制。因此，通过重复进行该开关动作，直流输出电压被升压，进而电源电路中流过的电流被调整为与交流电压的正弦波相似的形状。

[专利文献 1]特开 2001-286149 号公报（日本）

在现有的电源电路中，二极管 D11 和电阻 R11 串联连接，开关元件 114 被与其并联连接。另外，二极管 D12 和电阻 R11 串联连接，开关元件 116 被与其并联连接。

因此，如图 9、图 10 所示，与交流电压的正负、以及开关元件 114、116 的导通、关断无关，电阻 R11 中始终流过二极管 D11 或二极管 D12 中流过的电流。

因此，这样的现有的电源电路存在下列问题：有二极管 D11 或二极管 D12 中流过的电流始终流过电阻 R11 造成的功率损耗，效率恶化。另外，在交流输入电压接入时，由于流过对作为输出的电容器 122 进行充电而流过的突入电流，因而有必须增大电力容量的问题。

发明内容

本发明的目的在于提供一种电源电路，通过仅在开关元件导通的期间，基于电流检测用电阻中流过的电流，控制开关元件进行开关的定时，减少电流检测元件造成的电力损失，可提高效率。

本发明的主要发明的特征在于，包括：桥式电路，包括 4 个整流元件，在正侧的输出端子和负侧的输出端子之间产生整流后的电压；电流检测元件，进行电流检测；第一开关元件，与所述电流检测元件串联连接，并且，与所述电流检测元件一起，与和所述负侧的输出端子连接的所述桥式电路的一方的所述整流元件并联连接；以及第二开关元件，与所述电流检测元件串联连接，并且，与所述电流检测元件一起，与和所述负侧的输出端子连接的所述桥式电路的另一方的所述整流元件并联连接；控制电路，基于所述电流检测元件的检测结果来控制所述第一开关元件以及所述第二开关元件进行开关的定时。

关于本发明的其他特征，通过附图以及本说明书的记述可明白。

根据本发明，通过仅在与桥式电路的整流元件并联连接的第一开关元件或第二开关元件导通的期间在电流检测元件中流过电流，基于该电流检测元件的检测结果来控制开关元件进行开关的定时，可减少电流检测元件造成的电力损失，可提高效率。

附图说明

图 1 是表示本发明的电源电路的结构的一例的方框图。

图 2 是用于说明控制电路的动作的图。

图 3 是用于说明交流电压为正的情况下的电源电路的动作的图。

图 4 是用于说明交流电压为负的情况下的电源电路的动作的图。

图 5 是表示将交流电源、扼流圈、电容器以外的部分集成化的情况下的方框图。

图 6 是用于说明第二实施方式的电源电路的方框图。

图 7 是用于说明第三实施方式的电源电路的方框图。

图 8 是表示现有的电源电路的结构的一例的方框图。

图 9 是用于说明现有的电源电路中交流电压为正的情况下的动作的图。

图 10 是用于说明现有的电源电路中交流电压为负的情况下的动作的图。

具体实施方式

整体结构

图 1 是表示本发明的电源电路的结构的一例的方框图。该电源电路包括：构成用于将交流电压全波整流的二极管桥式电路的 4 个二极管 D1、D2、D3 以及 D4；电流检测用的电阻 R1（‘电流检测元件’）；开关元件 14、16；以及驱动电路 46、48。再有，图 1 的虚线所包围的内部例如集成在绝缘金属基板上。如图 1 所示，设有 AC1 端子、AC2 端子、VCC 端子、VIN1 端子、VIN2 端子、GND 端子、VB 端子（‘正侧的输出端子’）、RS 端子、PG 端子（‘负侧的输出端子’）各端子。

从 VB 端子输出的线成为产生直流电压的正侧的电极（以下称为 P 侧电极）。另外，从 PG 端子输出的线成为产生直流电压的负侧的电极（以下称为 N 侧电极）。

二极管 D1 连接在 AC1 端子和 PG 端子之间。

二极管 D2 连接在 AC2 端子和 PG 端子之间。

二极管 D3 连接在 AC1 端子和 VB 端子之间。

二极管 D4 连接在 AC2 端子和 VB 端子之间。

另外，来自交流电源 10 的交流电压经由扼流圈 12 施加在 AC1 端子上，来自交流电源 10 的交流电压直接施加在 AC2 端子上。以下，设该 AC1 端子侧的交流输入线为 R 线，AC2 端子侧的交流输入线为 S 线。

再有，扼流圈 12 例如是环型线圈等的线圈。

由交流电源 10 施加的交流电压被二极管 D1、D2、D3、D4 全波整流之后，被 P 侧电极和 N 侧电极之间连接的电容器 22 平滑化。再有，扼流圈 12 设置在 S 线侧也可以。该情况下，来自交流电源 10 的交流电压经由扼流圈 12 施加在 AC2 端子上，来自交流电源 10 的交流电压被直接施加在 AC1 端子上。

开关元件 14 例如为绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 等的晶体管，与电阻 R1 串联连接，并且和电阻 R1 一起与二极管 D1 并联连接。再有，开关元件 14 与二极管 D1 在逆极性（逆向的电流流过）的方向上连接。

开关元件 16 例如为绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 等的晶体管，与电阻 R1 串联连接，并且和电阻 R1 一起与二极管 D2 并联连接。再有，开关元件 16 与二极管 D2 在逆极性（逆向的电流流过）的方向上连接。

再有，开关元件 14、16 可使用双极晶体管或 MOSFET。

电阻 R1 例如是 $10\text{m}\Omega \sim 100\text{m}\Omega$ 左右的极小电阻的电流检测用低阻 (Shunt) 电阻，在开关元件 14 或开关元件 16 的其中一个导通的期间，检测流过二极管 D1 或二极管 D2 的电流。

驱动电路 46 通过 VCC 端子施加的电压 VCC，将来自 VIN1 端子的输入放大至可驱动开关元件 14 的振幅并输出。

驱动电路 48 通过 VCC 端子施加的电压 VCC，将来自 VIN2 端子的输入放大至可驱动开关元件 16 的振幅并输出。

将开关元件 14 或开关元件 16 导通/关断的定时由控制电路控制。再有，控制电路例如由图 1 所示的电压监视电路 30、输出电压调整电路 32、输出电压误差放大电路 34、乘法运算电路 36、电流误差放大电路 38、三角波发生电路 40、比较电路 42 以及 PWM 控制电路 44 构成。

电压监视电路 30 输入交流电源 10 的交流电压, 输出将该交流电压全波整流后的正弦波基准波形信号。

输出电压调整电路 32 例如将用未图示的电阻将 P 侧电极和 N 侧电极之间的电压电阻分割获得的电压输出。再有, 通过改变该电阻值, 可将以规定比率调整的直流电压输出。

输出电压误差放大电路 34 将对输出电压调整电路 32 的输出电压和规定的目标电压的差分进行放大的输出电压误差分信号输出。

乘法运算电路 36 将来自电压监视电路 30 的正弦波基准波形信号以及来自输出电压误差放大电路 34 的输出电压误差分信号输入, 输出将它们相乘了的输出电压误差放大信号。这里, 输出电压误差放大信号是将其正弦波的振幅与输出电压误差分信号对应了的信号。

电流误差放大电路 38 输入将电阻 R1 中流过的电流进行电压换算而检测的实电流信号以及来自乘法运算电路 36 的输出电压误差放大信号, 对其进行比较, 输出将其误差分放大的电流误差放大信号。

三角波发生电路 40 产生具有规定的振幅电平和规定周期的三角波。

比较电路 42 输入来自三角波发生电路 40 的三角波以及来自电流误差放大电路 38 的电流误差放大信号, 对其进行比较, 例如输出载波频率 20kHz 的 PWM 驱动信号。

PWM 控制电路 44 输入来自比较电路 42 的 PWM 驱动信号, 将作为在交流电压为正的期间使开关元件 14 进行开关的信号输出到 VIN1 端子, 将作为在交流电压为负的期间使开关元件 16 进行开关的信号输出到 VIN2 端子。

再有, 将由电压监视电路 30、输出电压调整电路 32、输出电压误差放大电路 34、乘法运算电路 36、电流误差放大电路 38、三角波发生电路 40、比较电路 42 以及 PWM 控制电路 44 构成的控制电路集成化也可以。图 5 是表示将交流电源 10、扼流圈 12、电容器 22 以外的部分集成化的情况下的方框图(端子未图示)。该情况下, 图 5 的虚线所包围的部分被集成化, 与例如如图 1 所示那样将控制电路作为集成电路的周边电路设置的分立的情况相比, 可使芯片面积变小。

控制电路的动作

下面使用附图说明控制电路的动作。图 2 是用于说明控制电路的动作的图。

首先,在输出电压误差放大电路 34 中,生成将输出电压调整电路 32 的输出电压和规定的电压的差分放大的电压误差分信号,进而在电压监视电路 30 中,生成将交流电源 10 中的交流电压全波整流了的正弦波基准波形信号。该电压误差分信号和正弦波基准波形信号由乘法运算电路 36 相乘,生成正弦波的振幅与电压误差分信号对应的输出电压误差放大信号。

该输出电压误差放大信号在电流误差放大电路 38 中与将电阻 R1 中流过的电流进行了电压换算的实电流信号进行比较,生成将其误差分放大的电流误差放大信号。再有,图 2 示出的实电流信号是将开关元件 14 或开关元件 16 导通的期间的电阻 R1 的峰值电压用线相连。因此,在该实电流信号的各周期之间开关元件 14 或开关元件 16 进行数次开关。

电流误差放大信号与三角波发生电路 40 输出的三角波在比较电路 42 中被比较,生成 PWM 驱动信号。

PWM 驱动信号被输入到 PWM 控制电路 44。PWM 驱动信号在交流电压为正的期间被输出到 VIN1 端子,在交流电压为负的期间被输出到 VIN2 端子。

再有,该 PWM 驱动信号可以是使开关元件 14、16 同步进行开关的信号,也可以是在开关元件 14 或开关元件 16 的一方进行开关的期间,使开关元件 14 或开关元件 16 的另一方关断的周期性重复的信号。

电源电路的动作

接着,使用附图说明本发明的电源电路的动作。图 3 是用于说明交流电源 10 的交流电压在 R 线相对于 S 线为正的情况下的电源电路的运动的图。

《开关元件 14 导通的情况》

在 R 线的交流电压相对于 S 线为正,开关元件 14 导通的情况下,图 3 的点划线所示路径,即,R 线(扼流圈 12)→AC1 端子→开关元件 14→电阻 R1→二极管 D2→AC2 端子→S 线的路径的电流流过。在该期间,在扼流圈 12 中蓄积能量。

《开关元件 14 关断的情况》

在 R 线的交流电压相对于 S 线为正,开关元件 14 关断的情况下,扼流圈 12 要流过与开关元件 14 导通时的电流方向相同方向的电流。因此,图 3 的虚线所示路径,即,R 线(扼流圈 12)→AC1 端子→二极管 D3→VB 端子→电容器 22→PG 端子→二极管 D2→AC2 端子→S 线的路径的电流流过,电容器 22 被充电。

在该期间,扼流圈 12 中蓄积的能量被输出到电容器 22, P 侧电极和 N 侧电极之间产生的直流电压(以下称为直流输出电压)被升压。

图 4 是用于说明交流电源 10 的交流电压在 R 线相对于 S 线为负的情况下的电源电路的动作的图。

《开关元件 16 导通的情况》

在 R 线的交流电压相对于 S 线为负,开关元件 16 导通的情况下,图 4 的点划线所示路径,即, S 线→AC2 端子→开关元件 16→电阻 R1→二极管 D1→AC1 端子→R 线(扼流圈 12)的路径的电流流过。在该期间,在扼流圈 12 中蓄积能量。

《开关元件 16 关断的情况》

在 R 线的交流电压相对于 S 线为负,开关元件 16 关断的情况下,扼流圈 12 要流过与开关元件 16 导通时的电流方向相同方向的电流。因此,图 4 的虚线所示路径,即, S 线→AC2 端子→二极管 D4→VB 端子→电容器 22→PG 端子→二极管 D1→AC1 端子→R 线(扼流圈 12)的路径的电流流过,电容器 22 被充电。

在该期间,扼流圈 12 中蓄积的能量被输出到电容器 22,直流输出电压被升压。

如以上说明的那样,本发明构成为仅在开关元件 14 或开关元件 16 的其中一个导通的情况下使电阻 R1 中流过电流。通过基于电阻 R1 中流过的电流来控制开关元件 14 或开关元件 16 进行开关的定时,可使电源电路中流过的电流为与交流电压的正弦波相似的形状,可提高功率因数。

其他实施方式

图 6 是用于说明本发明的第二实施方式的电源电路的方框图。该第二实施方式不是使开关元件 14 和开关元件 16 互补地进行开关,而是使其同时进行开关。再有,由于基本结构与图 1 相同,因此对与图 1 相同的部分赋予相同的标号并省略其说明,在此仅对不同的部分进行说明。

图 6 所示的电源电路包括: PWM 控制电路 64,输入由比较电路 42 输出的 PWM 驱动信号,在规定的定时、例如交流电压的极性变化时将使开关元件 14 和开关元件 16 进行开关的信号输出到 VIN 端子;以及驱动电路 60,通过由 VCC 端子施加的电压 VCC,将来自 VIN 端子的输入放大至可驱动开关元件 14 以及开关元件 16 的振幅并输出。

输入到 PWM 控制电路 64 的 PWM 驱动信号作为对开关元件 14 以及开关元件 16 进行开关的信号, 经由 VIN 端子输出到驱动电路 60。通过驱动电路 60 的输出使开关元件 14 以及开关元件 16 同时导通或同时关断。

这里, 在使开关元件 14 以及开关元件 16 同时导通的情况下, 例如在图 3 中, 如果开关元件 16 的反偏置引起的击穿 (Breakdown) 电压比电阻 R1 造成的压降与二极管 D2 的正向压降的相加值大, 则电流流过与点划线所示的路径相同的路径。

另外, 在图 4 中, 如果开关元件 14 的反偏置的击穿电压比电阻 R1 造成的压降与二极管 D1 的正向压降的相加值大, 则电流流过与点划线所示的路径相同的路径。

因此, 通过将反偏置击穿电压大于等于规定值的元件用作开关元件 14、16, 即使开关元件 14 以及开关元件 16 同时导通/关断也不会产生问题。

这样, 在本发明的第二实施方式中同时地进行开关元件 14 以及开关元件 16 的开关。通过使开关元件 14 以及开关元件 16 同时地进行开关, 不必根据交流电源 10 产生的交流电压的极性来切换开关元件 14、16 的开关, 可使电路结构以及控制方法简化。再有, 也可以不设置 PWM 控制电路 64 而将 PWM 驱动信号原样输入到驱动电路 60。

图 7 是用于说明本发明的第三实施方式的电源电路的方框图。再有, 由于基本结构与第二实施方式的图 6 相同, 因此对与图 6 相同的部分赋予相同的标号并省略其说明, 在此仅对不同的部分进行说明。在该第三实施方式中, R 线的交流电压经由扼流圈 12a 施加到 AC1 端子, 同时 S 线的交流电压经由扼流圈 12b 施加到 AC2 端子。

在该结构中, 说明第三实施方式的动作。

在交流电压为正的情况下, 在开关元件 14 导通期间, 与图 3 所示的点划线相同路径的电流流过, 在扼流圈 12a 以及扼流圈 12b 中蓄积能量。另一方面, 在开关元件 14 关断期间, 与图 3 所示的虚线相同路径的电流流过, 扼流圈 12a 以及扼流圈 12b 中蓄积的能量被输出到电容器 22 侧。

另外, 在交流电压为负的情况下, 在开关元件 16 导通期间, 与图 4 所示的点划线相同路径的电流流过, 在扼流圈 12a 以及扼流圈 12b 中蓄积能量。另一方面, 在开关元件 16 关断期间, 与图 4 所示的虚线相同路径的电流流过, 扼流圈 12a 以及扼流圈 12b 中蓄积的能量被输出到电容器 22 侧。

重复以上的动作，电源电路中流过的电流被调整为与交流电压的正弦波相似的形状。再有，关于其他动作，与第二实施方式相同。

由于通过在R线和S线上分别设置扼流圈12a以及扼流圈12b而可起到共模扼流线圈的作用，所以与将扼流圈12设置在一方的交流输入线上的情况相比，噪声的降低率变大，可使噪声滤波器小型化。

如上所述，本发明的电源电路，由于仅在开关元件14或开关元件16导通的期间使电流流过电阻R1，基于其电流检测结果控制进行开关的导通时间，所以可减少电阻R1的消耗电力，可提高效率。另外，由于直接控制开关元件14或开关元件16中流过的电流，所以可防止因过大电流而损坏开关元件14或开关元件16。另外，由于通过电阻R1仅检测开关元件14或开关元件16的导通电流，所以可独立精确地设定用于对开关元件14或开关元件16进行过电流保护的电流保护电平。而且，在现有的电源电路中，由于还检测二极管D11或二极管D12中流过的电流，所以不能将电流保护电平设定在交流输入电流的峰值以下，但本发明的电源电路由于仅检测开关元件14或开关元件16中流过的电流，所以可将电流保护电平设定在交流输入电流的峰值以下。因此，可将容许电流小的元件用作开关元件14、16，可构成小型且廉价的电路。

另外，由于交流输入电力的极性，开关元件14和开关元件16在每半个循环中具有开关控制期间和关断期间，电源电路中流过的电流可成为与交流电压的正弦波相似的形状，可抑制高次谐波并改善功率因数。而且，如果使开关元件14和开关元件16同时进行开关，则不必判别输入的极性，可简化电路结构以及控制方法。

另外，通过在R线或S线的一方设置扼流圈12，对开关元件14或开关元件16进行开关，可将直流输出电压升压。而且，如果在R线以及S线双方分别设置扼流圈12a、12b，则由于可起到共模扼流线圈的作用，所以可将噪声滤波器小型化。

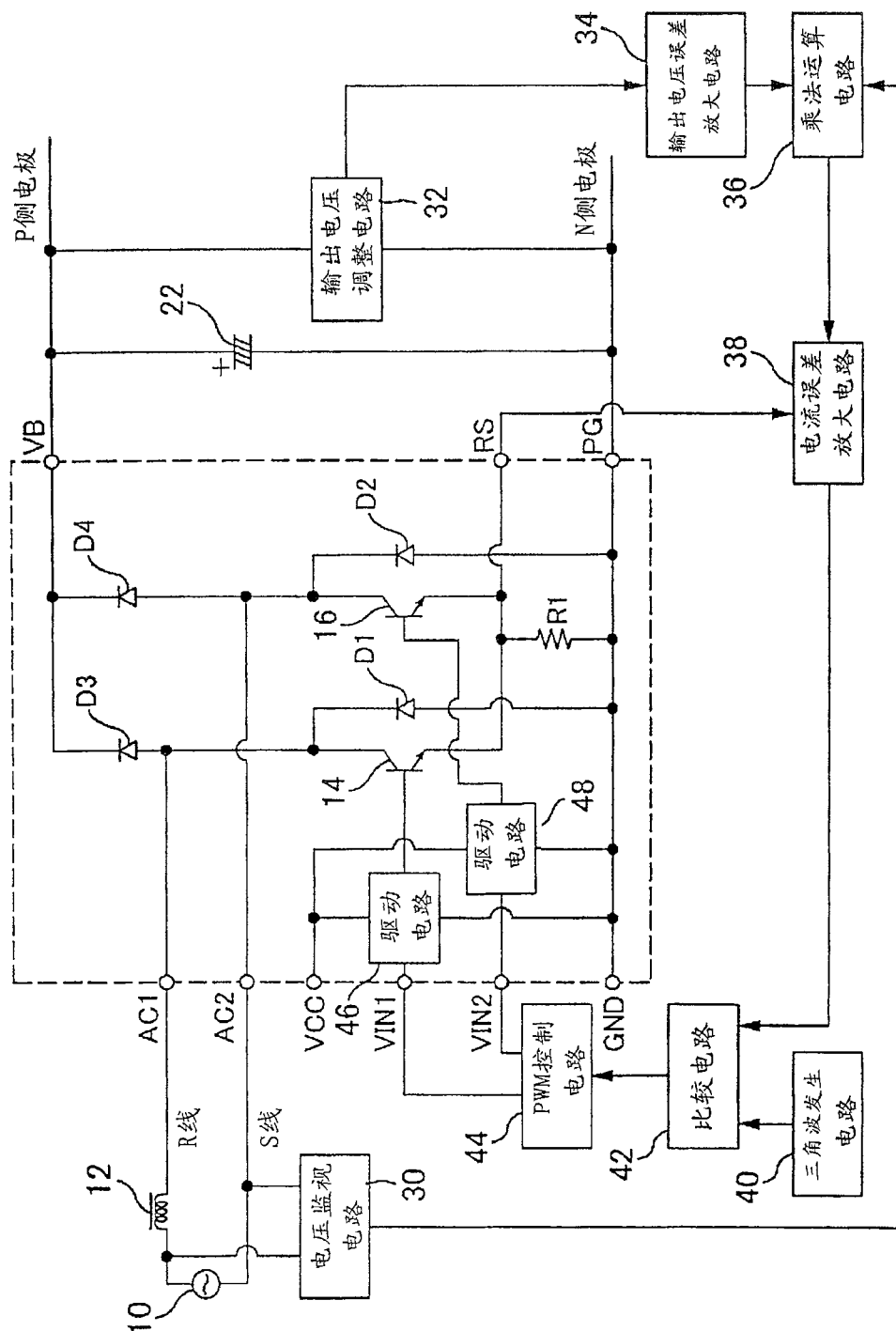
而且，通过将电阻R1用于检测电流的电路，可小型且廉价地进行电流检测。另外，通过连接成仅在开关元件14或开关元件16导通时在电阻R1中流过电流，可降低电力消耗。

本发明中，由于仅在开关元件14或开关元件16导通时进行电流检测，所以不必考虑在交流输入电压接入时用于对电容器进行充电而流过的突入电

流,可将电力容量小的电阻 R1 用于检测电流的元件,可小型且廉价地进行电流检测。

另外,如果将二极管 D1、D2、D3、D4、开关元件 14、16 以及电阻 R1 集成在绝缘金属基板上,则可抑制电磁兼容性噪声(EMC 噪声)。而且,也可将构成控制电路的电压监视电路 30、输出电压调整电路 32、输出电压误差放大电路 34、乘法运算电路 36、电流误差放大电路 38、三角波发生电路 40、比较电路 42 以及 PWM 控制电路 44 集成在同一芯片上。该情况下,与控制电路为分立的情况相比,可减小芯片面积。

以上,基于其实施方式具体地说明了本实施方式,但不限于此,在不脱离其宗旨的范围内可进行各种变更。



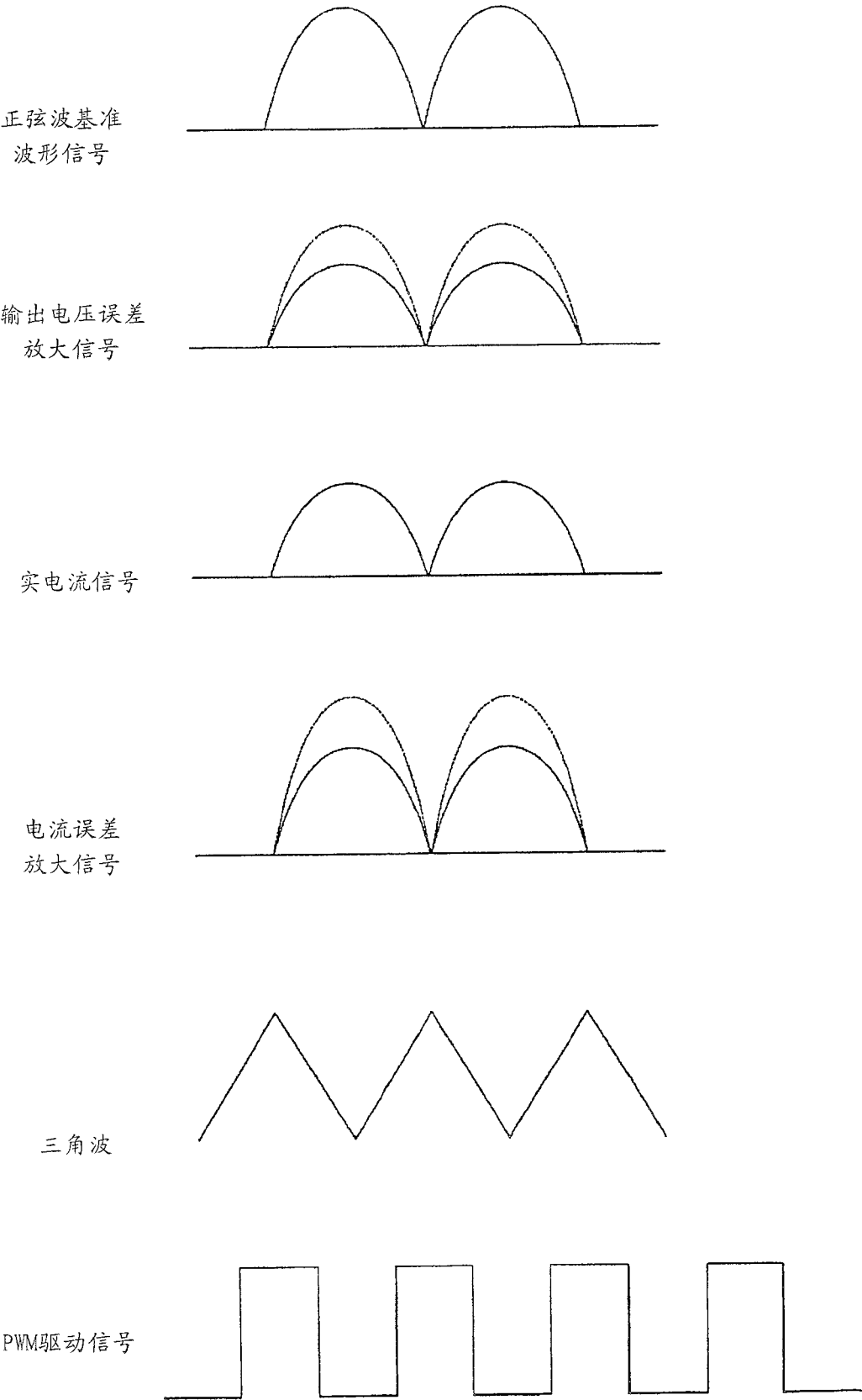
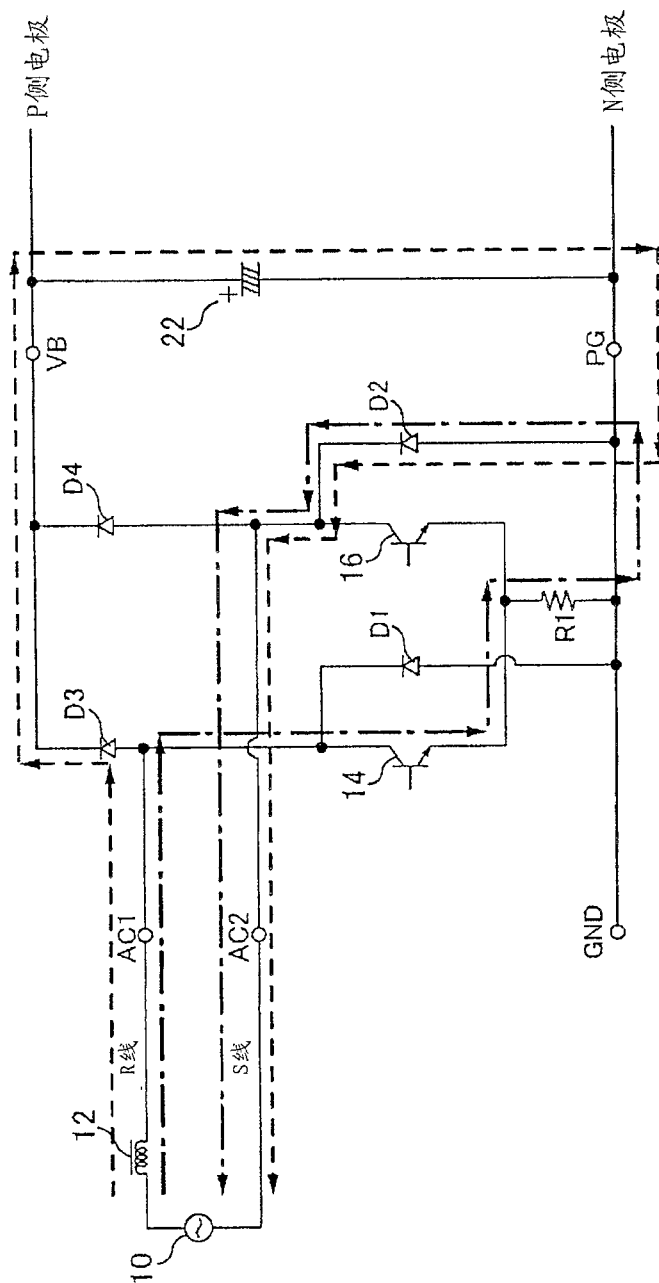
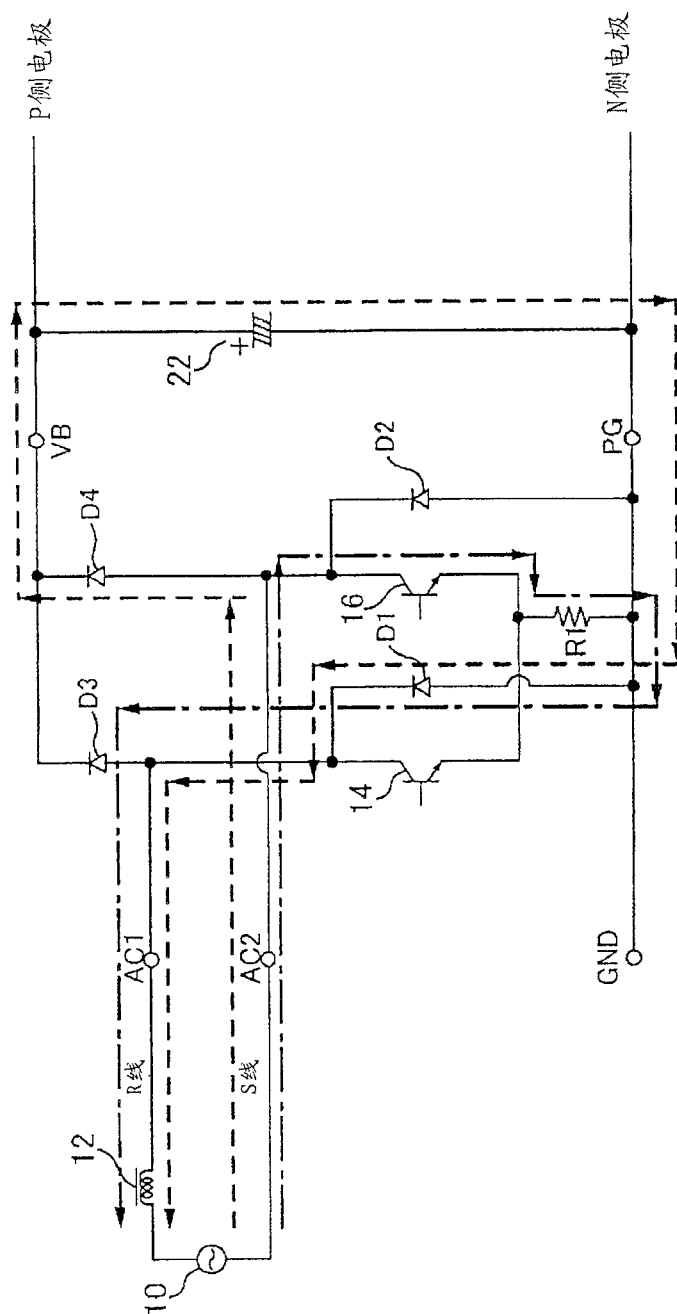


图 2



3
[X]



4
[X]

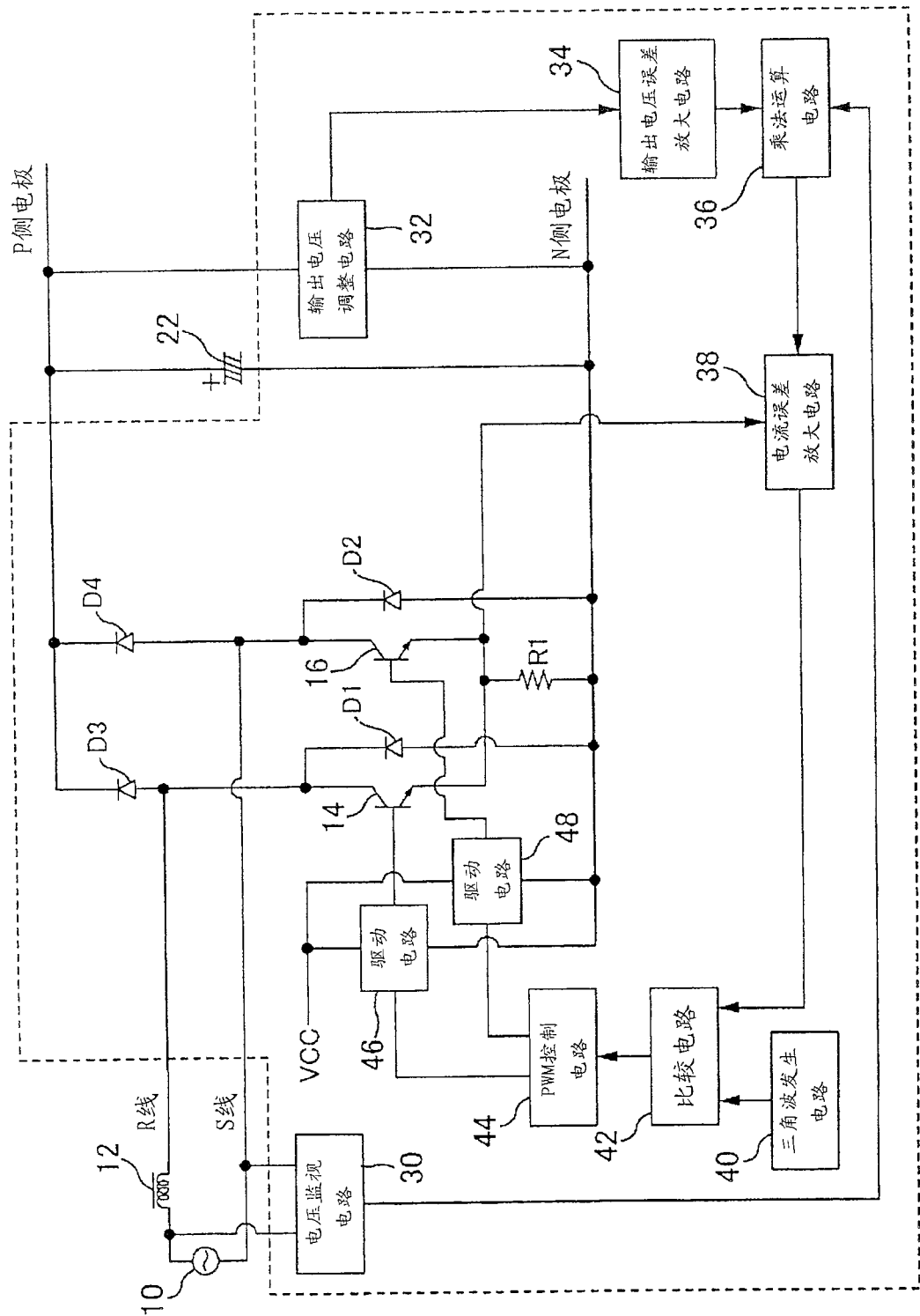


图 5

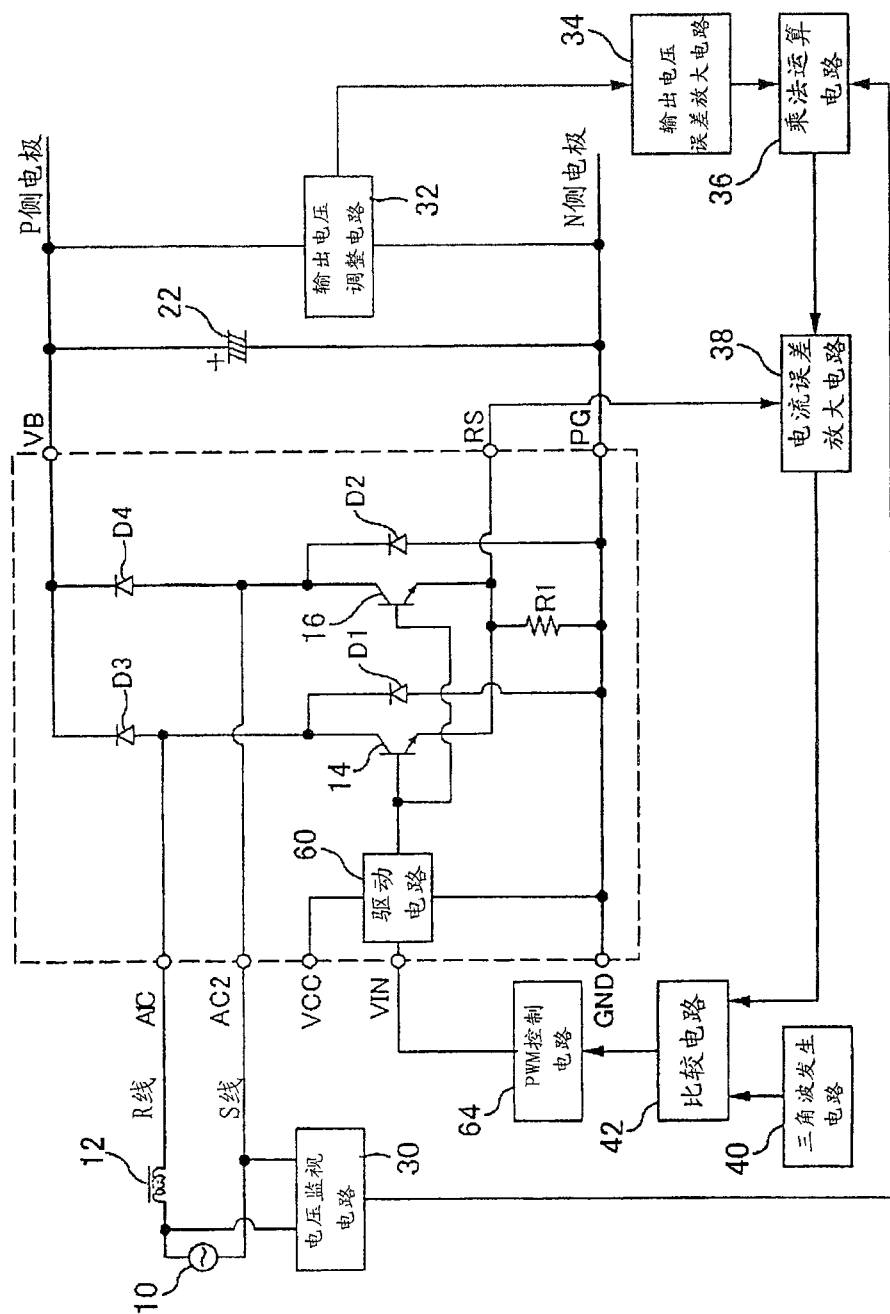


图 6

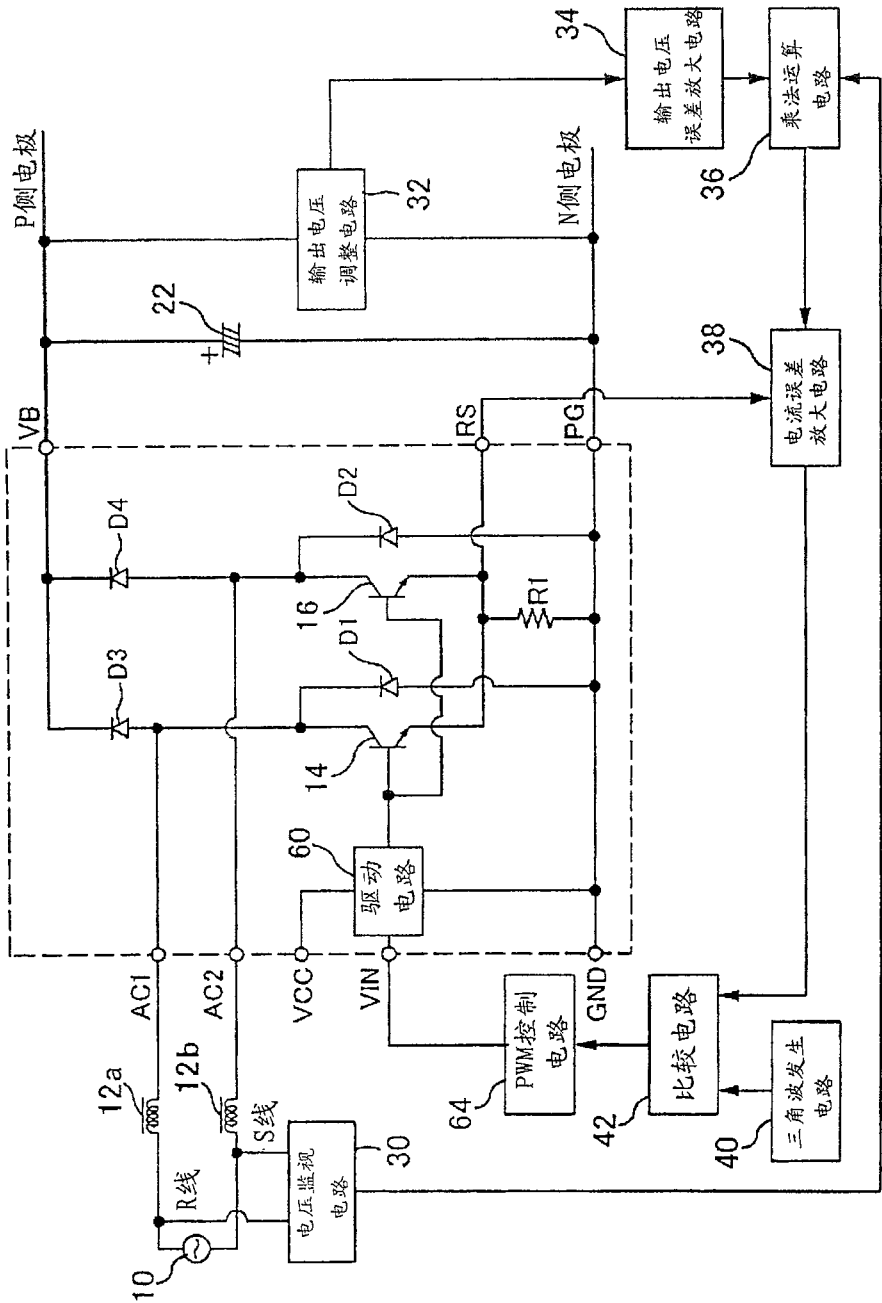


图 7

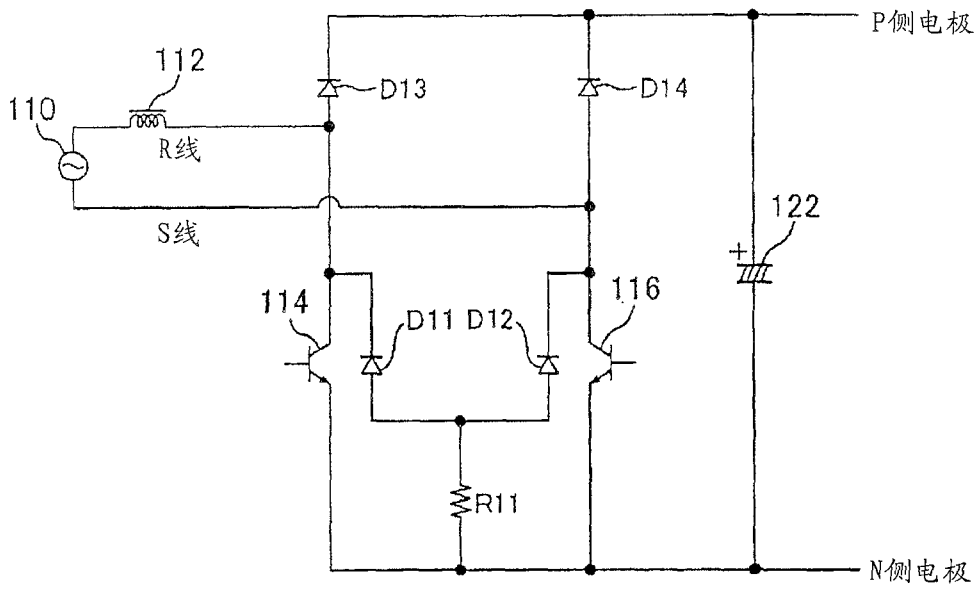


图 8

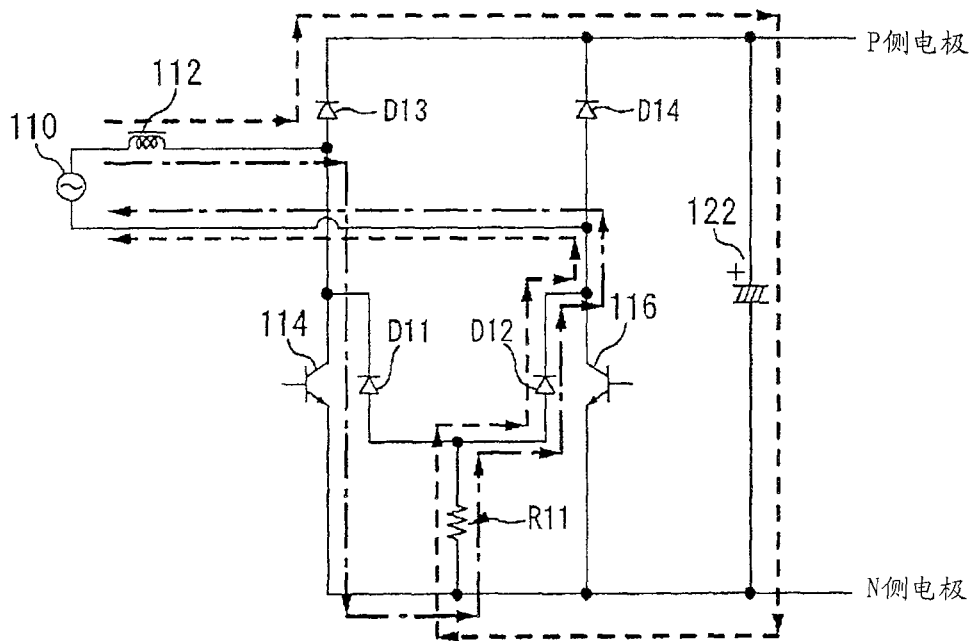


图 9

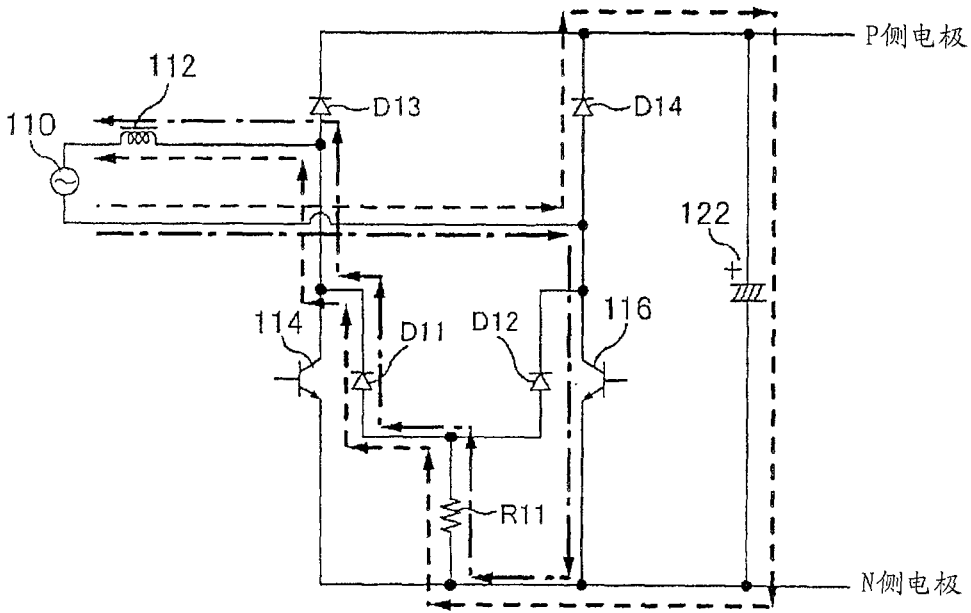


图 10