



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02146986.5

[43] 公开日 2003 年 3 月 19 日

[11] 公开号 CN 1404207A

[22] 申请日 2002.8.6 [21] 申请号 02146986.5

[30] 优先权

[32] 2001.8.6 [33] JP [31] 238199/2001

[71] 申请人 夏普公司

地址 日本大阪市

[72] 发明人 北野三郎

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

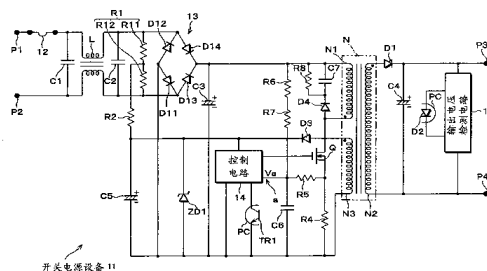
代理人 傅康 王忠忠

权利要求书 2 页 说明书 17 页 附图 14 页

[54] 发明名称 开关电源设备

[57] 摘要

一种 PWM 方式的开关电源设备，响应用输出电压检测电路检测的 2 次侧输出电压，根据控制电路控制主开关元件的负载，使所述输出电压稳定。设置由滤波电容及滤波线圈组成的 EMI 处理的滤波电路。与该滤波电路相关连，使滤波电容很快放出电容的电荷，设置由用于防患于未然的 2 个串联电阻组成的放电电阻。其串联电阻的连接点电压通过起动电阻分配到所述控制电路的电源用电容。从而，在电源接通时由大致输入交流电压的有效值的 1/2 电压供给起动电流，可减少起动所述控制电路的起动电路损失。



1. 一种开关电源设备, 备有: 主开关元件 (Q), 开关用整流电路 (13) 对输入的交流电压进行了整流的直流电压; 控制装置 (4), 根据从 2 次侧反馈的输出
5 电压信息控制所述开关, 使所要求的输出电压值稳定;

其特征是包括: 多个串联电阻 (R11、R12), 设置在所述整流电路 (13、C3) 的输入侧; 起动电阻 (R2), 从所述串联电阻 (R11、R12) 的连接点向所述控制装置 (4) 供给起动用电流。

2. 根据权利要求 1 所述的设备, 其特征是, 所述串联电阻 (R11、R12) 是
10 在输入交流电压关闭时用于将滤波电容 (C1、C2) 的电荷放电的放电电阻 (R1)。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的设备, 其特征是, 包括: 把所述串联电阻 (R11、R12) 的连接点与作为所述整流电路 (13) 的二极管电桥的直流低电平侧端子连接的电阻 (R13); 代替所述起动电阻 (R2), 使用防止从控制电路 (4) 的电源侧通过所述电阻 (R13) 向整流电路 (13) 倒流的二极管 (D4)。

4. 根据权利要求 3 所述的设备, 其特征是, 包括开关电路 (32), 串联地设置
15 在所述二极管 (D4) 上, 在电源启动时导通, 一旦进入正常工作则关闭。

5. 根据权利要求 4 所述的设备, 其特征是, 所述开关电路 (32a) 设有: NPN 型第 1 晶体管 (TR2), 在所述二极管 (D4) 上串联设置; 偏压电阻 (R14), 设置在所述第 1 晶体管 (TR2) 的集电极—基极之间; NPN 型第 2 晶体管 (TR3),
20 设置在所述第 1 晶体管 (TR2) 的基极和低电平电源线路之间; 整流平滑电路 (D5、C7), 使在变压器 (N) 的副线圈 (N3) 上产生的感应电压整流平滑化, 提供给所述第 2 晶体管 (TR3) 的基极。

6. 根据权利要求 4 所述的设备, 其特征是, 所述开关电路 (32b) 设有: PNP 型晶体管 (TR4), 在所述二极管 (D4) 上串联地设置; 整流和平滑电路 (D3、
25 C8), 对在变压器 (N) 的副线圈 (N3) 上产生的感应电压整流平滑, 提供给所述晶体管 (TR4) 的基极。

7. 根据权利要求 1 或 2 的设备, 其特征是, 包括将所述串联电阻 (R11、R12) 的连接点与作为所述整流电路 (13) 的二极管电桥的直流低电平侧端子连接起来的齐纳二极管 (ZD2)。

8. 根据权利要求 3 所述的设备, 其特征是, 包括: 电容 (C9), 使所述串联
30

电阻 (R11、R12) 的连接点与所述二极管 (D4) 一起作整流平滑化; 限流电阻 (R17), 供给所述电容 (C9) 的充电电压作为所述控制电路 (4) 的工作电源; 偏压电阻 (R6), 向所述控制电路 (4) 提供所述电容 (C9) 的充电电压作为偏置电压。

- 5 9. 根据权利要求 3 所述的设备, 其特征是, 把所述串联电阻 (R11、R12) 连接点电压从所述二极管 (D4) 通过电容 (C10) 作为所述控制电路 (4) 的工作电源提供。

- 10 10. 根据权利要求 9 所述的设备, 其特征是, 包括偏压电阻 (R18), 把所述二极管 (D4) 和电容 (C10) 的连接点电压作为给所述控制装置电偏置电压提供。

开关电源设备

5 技术领域

本发明涉及适合作为所谓 AC-DC 转换器实施的开关电源设备，尤其是有关降低其起动电路损失的技术。

背景技术

10 例如以数百 kHz 的高频开关在便携式小型电子设备等中使用的使商用交流整流平滑化得到的直流电流，用小型变压器高效地变换成所要求的电压的开关电源设备已得到广泛应用。

图 14 是典型的已有技术的开关电源设备 1 的电路图。该开关电源设备 1 是以脉冲宽度调制 (PWM) 方式，回扫方式的开关电源设备。在该开关电源设备中，在端子 p1, p2 之间分配的交流电压经由熔丝 2、滤波电容 c1、c2 及滤波线圈 1 构成的 EMI 处置用滤波电路和放电电阻 r1 之后，利用二极管电桥 3 及平滑电容 c3
15 作整流和平滑。象这样得到的直流电压供给变压器 n 的 1 次线圈 n1 和由 FET 组成的主开关元件 q 构成的直流电路，主开关元件 q 如后述，通过控制电路 4 以所述高频进行开关，这样，在变压器 n 的 2 次线圈 n2 上产生主开关元件 q 关闭时的感应电压。该感应电压利用二极管 d1 及平滑电容 c4 进行整流和平滑，从端子 p3、
20 p4 向未图示的负荷输出。

例如，当拉拔 AC 插口时，如果滤波电容 c1、c2 维持充电状态，则有可能通过插头发生触电。因此，设置放电电阻 r1，以便迅速地放出滤波电容 c1、c2 的电荷，以防患于未然。

输出电压检测电路 5 监视自端子 p3、p4 的输出电压，将其检测结果从光耦合器 pc 的光电二极管 d2 向光敏晶体管 tr 送出，反馈到 1 次侧控制电路 4。控制电路 4 根据反馈的输出电压信息，控制主开关元件 q 的负荷，象这样，使开关电源设备 1 的输出电压稳定。
25

另一方面，作为控制电路 4 的电源，设置电容 c5。在电容 c5 上通过起动电阻 r2、r3 提供用所述二极管电桥 3 及平滑电容 c3 整流平滑化的直流电压。从而，在
30 端子 p1、p2 上连接交流电源，一旦起动开关电源设备 1，则电容 c5 的充电电压慢

慢上升，一达到控制电路 4 的工作开始电压，则控制电路 4 开始工作，向主开关元件 q 送出控制信号，开始上述的开关动作。

而且，在变压器 n 的副线圈 n3 上感应的电压通过二极管 d3 提供也能使电容 c5 被充电。从而，所述起动后，把通过该二极管 c3 供给的电流作为主电源，控制电路继续工作。还有，在电容 c5 上，在控制电路 4 的低消耗电流模式中，为了使根据起动电阻 r2、r3 产生的电容 c5 的充电电压不超过控制电路 4 的额定电压，并联地设置保护用齐纳二极管 zd。

所述低消耗电流模式是在电源供给时，由于电容 c5 的充电电压低，为了使控制电路 4 不产生误动作而使其停止工作的模式。在该低消耗电流模式中，在从电源投入到电容 c5 的充电电压上升到一定的工作开始电压期间，在控制电路 4 中内置的低电压误动作防止电路使控制电路 4 的工作停止，在该工作停止期间，控制电路 4 几乎不消耗电流。而且，在开关电源设备的额定工作中，即使由于某些原因使电源电压降到工作电压下限以下，其作用也能防止所述低电压误动作，成为所述低消耗电流模式。而且，所述工作开始电压设定成比所述工作下限电压值要高，从而保证稳定工作。

在主开关元件 q 上串联连接电流检测电阻 r4。流过主开关元件 q 的电流利用电流检测电阻 r4 变换成电压。该电压经由电阻 r5 及电容 c6 组成的去噪声用的低通滤波器，在控制电路 4 的过流检测用的电流检测端子 a 上作为电压 Va 输入。电压 Va 的峰值一旦超过预定的过流检测电平，则控制电路 4 作停止主开关元件 q 的开关动作的过流保护动作。以此，防止从端子 p3、p4 引出大于额定值的输出电流产生的对主开关元件 q 的破坏。这时，由于控制电路 4 的工作模式转移到低消耗电流模式，所以在控制电路 4 的消耗电流大大减少。

由于因在主开关元件 q 导通瞬间流动强电流使电压 Va 超过预定的过流检测电平，为了防止控制电路误动作所以插入所述低通滤波器。

而且，电容 c6 通过偏压电阻 r6、r7，利用来自平滑电容 c3 的直流电压进行充电，同时，在主开关元件 q 关闭时，通过电阻 r5 及电流检测电阻 r4 放电。因此，偏压电阻 r6、r7 一旦使电容 c6 充电到用下式算出的电压 Va，则控制电路 4 的电流检测端子 a 用其电压 Va 偏置。

$$V_a = \sqrt{2} V_{ac} \times (r_5 + r_4) / (r_6 + r_7 + r_5 + r_4)$$

另外，根据主开关元件 q 的电流产生的电流检测电阻 r_4 的电压上升部分加到上式的右边，作为电压 V_a 的增加部分，如前所述，提供给控制电路 4 的电流检测端子 a 。

5 从而，在输出短路等情况下主开关元件 q 超过预定时间继续导通，致使电容 c_6 继续充电，那么，因偏压电阻 r_6 、 r_7 充电，致使电压 V_a 超过过流检测电平，所以进行使主开关元件 q 关闭驱动的短路保护动作。

而且，在偏压电阻 r_6 、 r_7 没有设置的情况下，例如对于 100V 输出交流电压如果设定过流检测电平，则当输入交流电压变成 200V 时，若不是更大的过流检测电平，则不实施过流保护动作。因此，通过设置偏压电阻 r_6 、 r_7 ，对应输入交流
10 电压来改变偏压值，还可规定大体一定的过流检测电平。

在变压器 n 的 1 次线圈 n_1 上为了吸收在主开关元件 q 关闭时在 1 次线圈 n_1 上产生反向功率，并联地连接由二极管 d_4 及电容 c_7 组成的串联电路。并且，电阻 r_8 为了消耗暂时在电容 c_7 上存储的电荷，与电容 c_7 并联。

在象上述这样的构成的开关电源设备 1 中，在实现因电流检测电阻 r_4 等产生的过流保护动作时，利用向端子 p_1 、 p_2 输入的交流电压差，例如与输入 100V 的情况比较，在输入为 200V 的情况下，流过主开关元件 q 的电流为一半。因此，
15 100V 情况下的过流检测电平，在 200V 情况下保护功能不起作用。因此，为了补偿所述输入交流电压差产生的影响，如前所述，利用偏压电阻 r_6 、 r_7 使电流检测端子 a 偏置，根据输入交流电压值使偏置量变化。

20 但是，由于不仅这些偏压电阻 r_6 、 r_7 ，而且由于起动电阻 r_2 、 r_3 被连接到作为高压的二极管电桥 3 及平滑电容 c_3 的直流电压输出端上，所以开关电源设备的功率变换效率由于这些电阻 r_2 、 r_3 、 r_6 、 r_7 产生大的消耗电功率而变差，这就是问题所在。而且，在其他已有技术中，虽然把起动电阻 r_2 、 r_3 作为 AC 线路，即连接与端子 p_1 、 p_2 相连的线路，但是在把起动电阻 r_2 、 r_3 连接到高压这点上无大的
25 差别。

发明内容

本发明的目的是提供一种可降低起动电路损失的开关电源设备。

为了达到所述目的，本发明的开关电源设备包括：主开关元件，开关用整流电路对输入的交流电压进行了整流的直流电压；控制电路，根据从 2 次侧反馈的输出电压信息控制所述开关，使所要求的输出电压值稳定；多个串联电阻，设置在
30

所述整流电路的输入侧；起动电阻，从所述串联电阻的连接点向所述控制电路供给起动用电流。

作为控制电路的电源，在将由整流电路整流的直流电压加以平滑后而使用的情况下，分配给控制电路的电压如果设输入交流电压的峰值，即有效值为 V_{ac} ，则成为 $\sqrt{2} V_{ac}$ 的直流电压。与此相反，如上述构成，如果使用从插入输入侧的多个串联电阻连接点取出平滑化的电压，那么分配给控制电路的电压成为由所述串联电阻产生的大体输入交流电压的有效值的分压值。这里，若设分压值为 N ，则分配给控制电路的电压为

$$10 \quad |(\sqrt{2} V_{ac} \times \sin \omega t) / N| \quad \text{比如设 } N=2, \text{ 则为 } |(V_{ac} \times \sin \omega t) / \sqrt{2}|。$$

因此，降低因起动电阻造成的损失，可提高该开关电源设备的功率变换效率。

本发明的其他特征及优点根据以下展示的记载可充分了解到。而且，本发明的优点通过参照附图所作的如下说明可弄清。

15 附图说明

图 1 是本发明第 1 实施例的开关电源设备的电路图；

图 2 是说明在所述图 1 中所示的开关电源设备工作的电流通路图；

图 3 (a) 及图 3 (b) 是图 2 的等效电路图；

图 4 是本发明第 2 实施例的开关电源设备的电路图；

20 图 5 (a) 及图 5 (b) 是用于说明所述图 4 中所示的开关电源设备工作的电流通路的等效电路图；

图 6 是表示本发明实施例 3 的开关电源设备的大致构成图；

图 7 是用于说明在图 6 中所示的开关电源设备的开关电路的具体一个例子的电路图；

25 图 8 是用于说明在图 6 中所示的开关电源设备的开关电路的具体其他例子的电路图；

图 9 (a) 和图 9 (b) 是用于说明在上述图 8 中表示的开关电源设备的工作的电流通路等效电路图；

图 10 是用于说明在所述图 8 中所示的开关电源设备工作的波形图；

30 图 11 是本发明实施例 4 的开关电源设备的电路图；

图 12 是本发明实施例 5 的开关电源设备的电路图;

图 13 是本发明实施例 6 的开关电源设备的电路图;

图 14 是典型已有技术的开关电源设备的电路图。

具体实施方式

5 下面根据图 1 至图 3 说明本发明实施例 1。

图 1 是本发明实施例 1 的开关电源设备 11 的电路图。

该开关电源设备 11 是用 PWM 方式回扫形式的开关电源设备。在开关电源设备 11 中, 分配给端子 P1、P2 之间的交流电压在经过熔丝 12 和 EMI 处置用的滤波电路和放电电阻 R1 之后, 利用由 D11 至 D14 组成的二极管电桥 13 和平滑电容
10 C3 作整流和平滑化。上述的滤波电路由滤波电容器 C1、C2 及滤波线圈 L 构成。

象这样获得的直流电压分配给变压器 N 的 1 次线圈 N1 和由 FET 组成的主开关元件 Q 构成的直流电路。然后, 主开关元件 Q 如后所述由控制电路 14 以高频开关, 在变压器 N 的 2 次线圈 N2 上在主开关元件 Q 关闭时产生感应电压。该感应电压利用二极管 D1 及平滑电容 C4 作整流和平滑化, 从端子 P3、P4 向未图示
15 的负载输出。

例如, 当拔出 AC 插孔时, 如果滤波电容 C1、C2 维持充电状态, 则有从插头触电的危险。因此, 设置放电电阻 R1, 以便快速地放出滤波电容 C1、C2 的电荷, 以防患于未然。

从端子 P3、P4 的输出电压由输出电压检测电路 15 监视。其监视检测的输出
20 电压从二极管 D2 送出到光敏晶体管 TR1, 反馈给 1 次侧控制电路 14。控制电路 14 以反馈的输出电压的信息为基础, 控制主开关元件 Q 的负荷。通过该控制, 使开关电源设备 11 的输出电压稳定。

另一方面, 作为控制电路 14 的电源设置电容 C5。应注意的是, 在本实施例中, 放电电阻 R1 被分成在二极管电桥 13 的输入端子之间, 即在商用电源的电源线路
25 路之间插入的 2 个串联电阻 R11、R12, 通过起动电阻 R2 将串联电阻 R11、R12 的连接点的电压提供给电容 C5。因此, 在端子 P1、P2 上连接交流电源, 一旦起动开关电源设备 11, 则电容 C5 的充电电压慢慢上升。然后, 充电电压一旦达到控制电路 14 的工作开始电压, 则控制电路 14 开始工作, 向主开关元件 Q 送出控制信号。以此, 主开关元件 Q 开始开关工作。

30 而且, 在变压器 N 的副线圈 N3 上感应的电压通过二极管 D3 提供给电容 C5

并使其充电。从而,在所述起动后,以通过该二极管 D3 供给的电流为主电源,控制电路 14 继续工作。还有,在控制电路 14 的低消耗电流模式中,与电容 C5 并联设置保护用齐纳二极管 ZD1,以使起动电阻 R2 产生的电容 5 的充电电压不超过控制电路 14 的额定电压。

- 5 在主开关元件 Q 上串联连接电流检测电阻 R4,沿主开关元件 Q 流动的电流通过电流检测电阻 R4 变换成电压。该电压通过由电阻 R5 及电容 C6 组成的噪声去除用低通滤波器作为电压 V a 输入到控制电路 14 的电流检测端子 a。如果电压 Va 的峰值超出预定的过流检测电平,那么,控制电路 14 根据使停止主开关元件 Q 的开关动作停止的过流保护动作,不从端子 P3、P4 上引出大于额定值的输出电
- 10 流,防止主开关元件 Q 被破坏。这时,控制电路 14 的工作模式由于转移到低耗电模式,所以可大大减少由该控制电路 14 产生的消耗电流。

- 而且,电容 C6 通过偏压电阻 R6、R7 根据来自平滑电容 C3 的直流电压进行充电,同时,在主开关元件 Q 关闭时,通过电阻 R5 及电流检测电阻 R4 放电。用于根据该偏压电阻 R6、R7 使控制电路 14 的电流检测端子 a 产生偏置的构成与
- 15 所述开关电源设备 1 相同。从而,如果主开关元件 Q 在大于预定的时间连续导通,如果电容 C6 继续充电,则由于电压 Va 超过所述过流检测电平,所以进行使主开关元件 Q 关闭驱动的短路保护动作。

- 在主开关元件 Q 关闭时,必须吸收在 1 次线圈 N1 上产生的反电动势。因此,由二极管 D4 及电容 C7 组成的串联电路被并联连接到变压器 N 的 1 次线圈 N1
- 20 上,而且,消耗在电容 C7 上暂时储存的电荷的电阻 R8 被并联到电容 C7 上。

- 在如上所述构成的开关电源设备 11 中,如前所述,使二极管电桥 13 的输入端子侧上设置的放电电阻 R1 分开形成为 2 个串联电阻 R11、R12,将其连接点的电压通过起动电阻 R2 分配给电容 C5。因此,在从端子 P1、P2 上获得交流电压的开关电源设备 11 起动时,在输入交流电压的极性例如端子 P1 侧为正,端子 P2 侧
- 25 为负的情况下,如在图 2 中,参照符号 Is 所示,以端子 P—熔丝 12—滤波线圈 L 的其一个线圈—串联电阻 R11—起动电阻 R2—电容 C5—二极管电桥 13 内的二极管 D11—滤波线圈 L 的另一个线圈端子 P2 的顺序流动电流,利用该电流对电容 C5 充电。

- 而且,在图 2 中,如参照符号 Ih 所示,以端子 P1—熔丝 12—滤波线圈 L 的
- 30 其一的线圈—串联电阻 R11—串联电阻 R12—滤波线圈 L 的另一个线圈—端子 P2

的顺序也流动电流。图3(a)表示该情况下的等效电路。此外,在图2、图3(a)及图3(b)中,从二极管电桥13向平滑电容C3流入的电流省略。

与此相反,在端子P1侧的电位为负,端子P2侧的电位为正的情况下,在图3(b)中,如参照符号 I_s 所示,以端子P2—滤波线圈L的另一个线圈—串联电阻R12—起动电阻R2—电容C5—二极管电桥13内的二极管D12—滤波线圈L的其一线圈—熔丝12—端子P1的顺序流动电流,根据该电流使电容C5充电。而且,如参照号 I_h 所示,还以端子P2—滤波线圈L的另一个线圈—串联电阻12—串联电阻11—滤波线圈L的其一线圈—熔丝12—端子P1的顺序流动电流。

在该电容C5的充电期间,控制电路14以低耗电模式工作,几乎不消耗电流。因而,充电电压上升,一旦达到控制电路14的工作开始电压电平,那么,控制电路14开始工作,向主开关元件Q送出控制信号。借此,主开关元件Q作开关动作,开始给负荷提供电功率。与此同时,在变压器N的副线圈N3上产生感应电压,该感应电压利用二极管D3及电容C5作整流和平滑化,在以后,如前所示,以电容C5的充电电压为主电源使控制电路14工作。

然而,在该动作开始后,也用从串联电阻R11或R12通过起动电阻R2的所述路径,向电容C5供给充电电流,在电阻R11、R12、R2上产生焦耳损失。但是,与前述图14中所示的已有的开关电源设备1相比较,其损失小。

即,在所述的开关电源设备1中,利用通过起动电阻r2、r3供给的起动电流,电容c5只要达到控制电路4的工作开始电压,则控制电路4开始工作。从而,如果这些起动电阻r2、r3的电阻值变大,虽然可使损失小,但电源启动所需时间加长,而如果该开始时间过长,则在操作上有不舒适感。

另一方面,在开关电源设备1中,从控制电路4的工作开始到把变压器N的副线圈N3中感应电流供给电容c5由于产生某些延迟,所以其间,需要通过从电容c5放电的电流维持控制电路4的工作。其中,虽然如果电容c5容量变小,则可缩短所述电压开始所需时间,但是如果控制电路4开始工作,那么,其消耗电流超出通过起动电阻r2、r3供给的起动电流,不能维持控制电路4的工作。

因此,直到从变压器N的副线圈N3供给电流为止,必须保证电容c5的充电电压不低于控制电路4能工作的下限电压。因此,起动电阻r2、r3的电阻值不能过大。

于是,考虑到在起动时向电容c5、C5供给一样的电流,在图1所示的开关电

源设备 1 中, 假设输入交流电压的有效值为 V_{ac} , 则通过 $\sqrt{2} V_{ac}$, 即峰值的直流电压供给起动电流。与此相反, 在该开关电源设备 11 中, 使串联电阻 R_{11} 、 R_{12} 的电阻值彼此相等, 规定 $I_h \gg I_s$, 则当忽略二极管 D_{11} 、 D_{12} 正向电压下降时, 那么如下式所示, 大体用输入交流电压的有效值 V_{ac} 的 $1/2$ 电压供给电流。

5

$$|(\sqrt{2} V_{ac} \times \sin \omega t) / 2| = |(V_{ac} \times \sin \omega t) / \sqrt{2}|$$

因此, 比起作为电容 c_5 的限流电阻的图 14 的起动电阻 r_2 、 r_3 产生的损失来, 可减小作为电容 C_5 的限流电阻的电阻 R_{11} 、 R_{12} 、 R_2 产生的损失。这样可降低起
10 动电路的损失。

例如, 如上所述, 在以脉冲调制方式的开关电源设备中, 规定 $V_{ac}=100V$, 电容 c_5 : C_5 的容量值均为 $22\mu F$ 、滤波电容 c_1 、 c_2 : C_1 、 C_2 的合成容量值均为 $7\mu F$ 、电阻 r_2 、 r_3 的串联电阻值为 $200k\Omega$ 、放电电阻 r_1 的电阻值为 $560k\Omega$ 、串联
15 电阻 R_{11} 、 R_{12} 的电阻值分别为 $270k\Omega$ 、起动电阻 R_2 的电阻值为 $270k\Omega$, 比较两个开关电源设备 1、11 的消耗电功率。在该情况下, 无负载时的输入电功率在图 14 已有的开关电源设备 1 中是 $85mW$, 相反, 在图 1 的本发明开关电源设备 11 中可降低到 $75mW$ 。

并且, 作为串联电阻 R_{11} 、 R_{12} 无需设置新的电阻, 可降低另件数量。

此外, 在首先根据由滤波电容 C_1 、 C_2 决定的放电时的常数设定放电电阻 R_1
20 总的电阻值之后, 将其一分为二的值设置为构成放电电阻 R_1 的串联电阻 R_{11} 、 R_{12} 的电阻值。按照后面的叙述, 在可得到所要求的放电时间常数的放电电阻 R_1 的电阻值大的情况下, 起动电阻 R_2 也可省去。

将端子 P_1 、 P_2 从电源脱离的情况下的电容 C_1 、 C_2 的放电时间常数用下式表示。

25

$$(C_1+C_2) \times (R_{11}+R_{12})$$

参照图 4 及图 5 说明本发明第 2 实施例, 见下文。

图 4 是本发明第 2 实施例的开关电源设备 21 的电路图。该开关电源设备 21
30 类似所述开关电源设备 11, 在相应的部分标以同一参照符号, 其说明从略。

应注意的是，在该开关电源设备 21 中，串联电阻 R11、R12 的连接点通过电阻 R13 与二极管电桥 13 的直流低电平侧的端子连接，同时，与此对应，使用二极管 D4 替代起动电阻 R2。即，如果把串联电阻 R11、R12 的连接点通过电阻 R13 与二极管电桥 13 的直流低电平侧端子连接，那么，由于在输入交流电压的电压电
5 平低的期间电容 C5 的充电电荷通过电阻 R13 放电，产生格外多的损失，所以使用二极管 D4 取代起动电阻 R2。但在损失较小、可以容忍的情况下，也可省去二极管 D4，直接将串联电阻 R11、R12 的连接点和电容 C5 之间连接起来。

利用象这样的构成，电源启动时，即在电容 C5 的充电电压低时，电容 C5 的充电路径与前述一样。然而，当电容 C5 的充电电压上升时，则在输入交流电压电
10 极性例如端子 P1 侧的电位为正，端子 P2 侧的电位为负的情况下，在图 5 (a) 中，如参照符号 Is 所示，以端子 P1—熔丝 12—滤波线圈 L 的其一的线圈—串联电阻 R11—二极管 D4—电容 C5—二极管电桥 13 内的二极管 D11—滤波线圈 L 的另一个线圈—端子 P2 的顺序流动电流，以该电流对电容 C5 进行充电。

而且，在图 5 (a) 中，如参照符号 Ih1 所示，以端子 P1—熔丝 12—滤波线圈
15 L 的其一的线圈—串联电阻 R11—电阻 13—二极管电桥 13 内的二极管 D11—滤波线圈 L 的另有个线圈—端子 P2 的顺序流动电流。同时，如参照符号 Ih2 所示，以端子 P1—熔丝 12—滤波线圈 L 的其一的线圈—串联电阻 R11—串联电阻 R12—滤波线圈 L 的其他线圈—端子 P2 的顺序流动电流。

与此相反，在端子 P1 侧的电位为负，端子 P2 侧的电位为正的情况下，在图
20 5 (b) 中，如参照符号 Is 所示，以端子 P2—滤波线圈 L 的另一个线圈—串联电阻 R12—二极管 D4—电容 C5—二极管电桥 13 内的二极管 D12—滤波线圈 L—的其一的线圈—熔丝 12—端子 P1 的顺序流动电流，利用该电流对电容 C5 充电。而且，如参照符号 Ih1 所示，还以端子 P2—滤波线圈 L 的另一个线圈—串联电阻 R12—电阻 R13—二极管电桥 13 内的二极管 D12—滤波线圈 L—的另一个线圈—熔丝
25 12—端子 P1 顺序流动电流。同时，如参照符号 Ih2 所示，还以端子 P2—滤波线圈 L 的另一个线圈—串联电阻 R12—串联电阻 R11—滤波线圈 L 的另一个线圈—端子 P2 的顺序流动电流。

这里，设输入交流电压的有效值为 V_{ac} ，按照前述，规定 $I_h \gg I_s$ ，如果忽略二极管 D11、D12 的正向电压下降，那么串联电阻 R11、R12 的连接点电压用下面表
30 示：

$$\frac{\frac{R_{12} \times R_{13}}{R_{12} + R_{13}}}{R_{11} + \frac{R_{12} \times R_{13}}{R_{12} + R_{13}}} |\sqrt{2} V_{ac} \times \sin \omega t|$$

在此，由于设定 $R_{11}=R_{12}$ ，所以不会因输入交流电压的极性而使上述电压变动。

- 5 从而，串联电阻 R_{11} 、 R_{12} 的电阻值相等，而且，通过相对于串联电阻 R_{11} 、 R_{12} 来调整电阻 R_{13} 的电阻值，使串联电阻 R_{11} 、 R_{12} 连接点的电压比图 1 的构成中的同一连接点的电压进一步降低。以此，可使所述连接点电压调整到控制电路 14 的额定电压以下。因此，省去作为限流电阻的起动电阻 R_2 ，不仅减少因起动电阻 R_2 造成的损失，而且也可省去用于防止所述电容 C_5 的充电电压过度上升的齐纳二极管 ZD_1 。

例如，与图 1 的开关电源设备 1 一样，当规定 $V_{ac}=100V$ 、电容 C_5 的容量值为 $22\mu F$ 、滤波电容 C_1 、 C_2 的合成容量值为 $0.57\mu F$ 、串联电阻 R_{11} 、 R_{12} 的电阻值分别为 $330k\Omega$ 、起动电阻 R_2 的电阻值为 $100k\Omega$ 的情况下，无负荷时的输入电功率可减少到 $70mW$ 。

- 15 而且，在所述的开关电源设备 11 中，在滤波电容 C_1 、 C_2 之间，根据后面的叙述，在能获得所要求的放电常数的放电电阻 R_1 的电阻值大的情况下，可省去作为限流电阻的起动电阻 R_2 。与此相反，在该开关电源设备 21 中，在放电电阻 R_1 的电阻值小的情况下，也可省去起动电阻 R_2 。

将端子 P_1 、 P_2 从电源脱离情况下的电容 C_1 、 C_2 的放电时间常数用下式表示：

20

$$(C_1+C_2) \times \left[R_{11} + \frac{R_{12} \times R_{13}}{R_{12} + R_{13}} \right]$$

在此，由于设定 $R_{11}=R_{12}$ ，所以不会因为电源脱离时的电容 C_1 、 C_2 的充电极性，而使上述值发生变化。

- 25 下面根据图 6 至图 9 说明本发明的第 3 实施例。

图6是表示本发明实施例3的开关电源设备31的大体构成的图。该开关电源设备31与所述的开关电源设备21相类似，对应部分标以相同参照符号，说明从略。

5 应注意的是，在该开关电源设备31中，在把串联电阻R11、R12的连接点连接到电容C5的二极管D4上串联附加开关电路32。该开关电路32在电源启动时导通，一旦进入如前所述的变压器N的副线圈N3通过二极管D3向电容C5提供感应电压的正常工作则关闭，进一步减少起动电路产生的损失。

象这样过去也考虑在起动电路上插入开关电路的方法，例如，在图14的起动电阻r2、r3上串联地插入开关电路。然而，如前所述，由于平滑电容c3的充电电压是高压，所以，必须是耐高压的开关电路。与此相反，在本开关电源设备31中，
10 如前所述，因利用电阻R13而使串联电阻R11、R12的连接点的电压是低电压，所以可使用低耐压的开关电路，能降低制造成本。

图7是设置作为图6开关电路32的具体例子的具有开关电路32a的开关电源设备31a的电路图。

15 在二极管D4上串联连接NPN型的晶体管TR2，该晶体管TR2的集电极—基极之间设置偏压电阻R14。在晶体管TR2的基极和低电平电源线路之间设置NPN型晶体管TR3。在变压器N的副线圈N3上产生的感应电压利用二极管D5及电容C7作整流和平滑化后，通过限流电阻R15提供给晶体管R3的基极。

因此，在电源启动时，晶体管TR3关闭，晶体管TR2通过偏压电阻14供给
20 的基极电流导通。因此，当由二极管D4向电容C5供给充电电流时，通过电容C5的充电电压，控制电路14开始工作。借此，当在变压器N的副线圈N3上产生感应电压时，其感应电压通过二极管D5及电容C7被平滑化，该电压使晶体管TR3导通。结果，晶体管TR3使来自偏压电阻R14的电流傍路的同时，晶体管TR2关闭，从二极管D4向电容C5的充电电流停止。

25 只要开关电源设备31a正常工作，由于电容C7的充电状态得到维持，所以保持晶体管TR2的关闭状态，可减少损失。当输入交流电压关闭时，开关电源设备31a停止工作，电容C7的充电电荷从限流电阻R15通过晶体管TR3被消耗。于是，晶体管TR3关闭，电容C7准备下一次交流电压的再投入。

30 图8是设有作为图6的开关电路32具体例子的具有开关电路32b的开关电源设备31b的电路图。

PNP 型晶体管 TR4 与二极管 D4 串联连接。通过电阻 R16 对该晶体管 TR4 的基极分配用变压器 N 的副线圈 N3 的感应电压充电的电容 C8 的充电电压。通过二极管 D3 对电容 C8 分配副线圈 N3 的感应电压。在从该电容 C8 到控制电路 14 及电容 C5 之间插入防止逆流的二极管 D6。而且，取代电阻 R13，通过齐纳二极管 ZD2 把串联电阻 R11、R12 的连接点与二极管电桥 13 的直流低电平侧端子连接。

在变压器 N 的副线圈 N3 上产生的感应电压利用二极管 D3 及电容 C8 进行整流和平滑化，分配给晶体管 TR4 的基极。从而，在电源启动时，由于电容 C8 的充电电压是低电平，所以晶体管 TR4 打开，从二极管 D4 向电容 C5 供给充电电流，利用电容 C5 的充电电压控制路 14 开始工作。借此，一旦在变压器 N 的副线圈 N3 上产生感应电压，则利用该感应电压使电容 C8 充电，当其充电电压大于齐纳二极管 ZD2 的齐纳电压时，晶体管 TR4 关闭。由此，从二极管 D4 向电容 C5 的充电电流的流入停止，控制电路 14 的工作电流由从电容 C8 通过二极管 D5 流动的电流供给，转移到正常工作。输入交流电压关闭，一旦开关电源设备 31b 停止工作，则电容 C8 通过二极管 D6 放电，根据该放电结束准备下一次交流电压的再投入。

在图 9 (a) 及图 9 (b) 中分别表示该开关电源设备 31b 的输入交流电压各极性的等效电路。电流路径图 9 (a) 及图 9 (b) 一样，电阻 R13 置换成齐纳二极管 ZD2。

其中，根据前述，规定 $I_b \gg I_s$ ，当忽略二极管 D11、D12 正向电压下降时，则串联电阻 R11、R12 连接点电压波形成为在图 10 中所示。在图 10 中，VZ 为齐纳二极管 ZD2 的齐纳电压，f 是输入交流电压的频率。

该开关电源设备 31b 与前述的开关电源设备 31a 比较，在电路构成简单的另一方面，要受到下面的限制。即，在正常工作状态下，为了继续晶体管 TR4 的关闭状态，必须将电容 C8 的充电电压设定得比串联电阻 R11、R12 的连接点电压要高。为了使该设定容易管理，代替电阻 R13 使用齐纳二极管 ZD2。当然，该管理如果可能，则原样使用电阻也行。但是，使用齐纳二极管 ZD2，在控制电路 14 在所述的低消耗电流模式中，电容 C5 的充电电压超过控制电路 14 的额定电压的危险性减少。

齐纳二极管 ZD2 的使用相对输入交流电压的变动幅度大小，适合于控制电路 14 的工作电压和额定电压之间的差小的情况。顺便提一下，输入交流电压例如是

在全世界应用的设备的情况下为 90 至 264V。而且，控制电路 14 的工作电压的绝对最大额定值例如为 28V，在该情况下，齐纳二极管 ZD2 上使用齐纳电压 VD 在 28V 以下。

其中，串联电阻 R11、R12 的连接点电压即便使用电阻 R13 和齐纳二极管 ZD2，与控制电路 14 的工作开始电压相比较，为了保证开关电源设备 31b 的开始也设定高值。由此，在正常状态下，控制电路 14 用大于工作开始电压的电压工作。

而且，在开关电源设备 31b 的正常工作状态下，电容 C8 的充电电压必须是设定成比串联电阻 R11、R12 连接点电压电平高的电压。并且，控制电路 14 的消耗电功率如果电源电压 Vcc，即，电容 C5 的充电电压变高，则有增加的趋势。根据这些，在重视成本设计的情况下，可采用开关电源设备 31b，在重视降低消耗电功率设计的情况下，可采用所述开关电源设备 31a。

此外，在本实施例中，当串联电阻 R11、R12 连接点电压电平充分高于控制电路 14 的工作开始电压的情况下，也可省去电容 C8 和二极管 D6，直接将二极管 D3 的负极和电容 C5 之间连接起来。

下面根据图 11 说明本发明第 4 实施例。

图 11 是本发明实施例 4 的开关电源设备 41 的电路图。该开关电源设备 41 类似于所述开关电源设备 21，对应部分中标以相同的参照符号，说明从略。

应注意的是，在该开关电源设备 41 中，将串联电阻 R11、R12 的连接点电压利用二极管 D4 及电容 C9 进行整流和平滑化，通过限流电阻 17 向控制电路 14 提供工作电源，同时，通过偏压电阻 R6 向控制电路 14 的电流检测端子 a 提供偏置电压 Va。

借此，偏置电压 Va 与已有的开关电源设备 1 中通过高电压源（电容 c3 的充电电压）供给相反，通过低电压源（电容 C9 的充电电压）供给。因此，除了具有前述的损失降低效果，还可减少偏压电阻 R6 的损失。

下面，根据图 12 说明本发明第 5 实施例。

图 12 是本实施例 5 的开关电源设备 51 的电路图。

该开关电源设备 51 也与所述的开关电源设备 21 相类似。应注意的是，在该开关电源设备 51 中，串联电阻 R11、R12 的连接点电压通过二极管 D4 及电容 C10 分配给电容 C5。

由此，当开关电源设备 51 启动时，通过二极管 D4 及电容 C10 供给控制电路

14 的起动电流，利用该电流使电容 C5 的充电电压上升。然后，当该充电电压达到控制电路 14 的工作开始电压时，开关电源设备 51 按照前述进入正常工作状态。该上升结束后也在短时间内通过电容 C10 供给起动电流，当电容 C10 充电结束后，其供给停止。

5 当开关电源设备 51 的输入交流电压断开，开关电源设备 51 停止工作时，电容 C10 通过在元件内部的自然放电使充电电压降低，对下一次开始工作作准备。然而，所述自然放电产生的复位动作过长，往往即使在输入交流电压的关闭后再投入交流电压，开关电源设备 51 的输出也不能开始。在该情况下，如参照符号 18 所示，只要与电容 C10 并联，追加高电阻值的放电用电阻就行。

10 而且，在本第 5 实施例中，也可省去二极管 D4，将串联电阻 R11、R12 的连接点和电容 C10 之间直接连结。象这样的构成在输入交流电压的电压低电平时期间，电容 C5 的充电电压通过电阻 R13 放电，虽然产生格外的损失，但是，输入交流电压关闭，在开关电源设备 51 停止工作时，电容 C5 通过电阻 R13 使充电电压放电，可准备下一次开始动作。

15 利用象这样的构成，电容 C10 起与所述开关电路 32 同样的作用，在正常工作状态下，使通过二极管 D4 的电流停止。以此，降低因放电电阻 R1 造成的损失，与图 2 的开关电源设备 21 相比较，损失更小。换言之，利用只是追加电容 C10 的简单构成，可实现与开关电路 32 同样的工能。

下面根据图 13 说明本发明的第 6 实施例。

20 图 13 是本发明第 6 实施例的开关电源设备 61 的电路图。

该开关电源设备 61 与上述开关电源设备 41、51 相类似。应注意的是，在该开关电源设备 61 中，与开关电源设备 51 一样，通过二极管 D4 及电容 C10 把串联电阻 R11、R12 的连接点电压提供给电容 C5，规定控制电路 14 的电源电压，同时，从二极管 D4 和电容 C10 的连接点通过偏压电阻 R6 向控制电路 14 的电流检测端子 a 分配作为偏置电压 Va。一旦输入交流电压关闭，则电容 C10 通过电阻 R6、R5、R4 放出存储的充电电荷，以此准备下一次的开始。

象这样的构成，根据前述，二极管 D4 和电容 C10 的连接点电压在正常工作状态下与输入交流电压的电压值成比例，比平滑电容 C3 的充电电压值要低。因此，可使偏压电阻 R6 的损失比开关电源设备 51 的要小。

30 在开关电源设备中，为了在待机时省能量，在轻负荷工作时，采用降低开关频

根据所述构成, 当在起动电路中插入开关电路形成但损失时, 利用电阻串联电阻的连接点与二极管电桥的直流低电平侧端子连接, 由于其电压是低电压, 所以可使用低耐压开关电路, 能降低制造成本。

而且, 在所述的开关电源设备中, 前述开关电路设有: NPN 型第 1 晶体管, 5 串联设置在所述二极管上; 偏压电阻, 设置在所述晶体管的集电极—基极之间; NPN 型第 2 晶体管, 设置在所述晶体管的基极和低电平电源线路之间; 整流和平滑电路, 对变压器的副线圈上产生的感应电压作整流平滑, 再分配给所述第 2 晶体管的基极。

根据所述构成, 在电源启动时, 整流平滑电路的输出电压低, 第 2 晶体管关闭, 10 第 1 晶体管通过偏压电阻供给的基极电流导通。因此, 从二极管向控制电路的电源侧提供电流, 控制电路开始工作。由此, 一旦在变压器的副线圈上产生感应电压, 那么, 使该电压整流平滑化, 提供给第 2 晶体管, 该第 2 晶体管导通, 使来自偏压电阻的电流傍路, 第 1 晶体管关闭, 停止向控制电路的电源侧供给电流。

这样, 可实现所述开关电路的工作。

15 而且, 在所述开关电源设备中, 所述开关电路具有: NPN 型晶体管, 串联设置在所述二极管上; 整流和平滑电路, 使变压器的副线圈上产生的感应电压作整流平滑, 再分配给所述晶体管的基极。

根据所述构成, 在电源启动时, 整流平滑电路的输出电压低, 晶体管导通, 从 20 二极管向控制电路的电源侧提供电流, 控制电路开始工作。借此, 一旦在变压器的副线圈上产生感应电压, 则, 使该电压整流平滑化, 分配到晶体管上, 该晶体管关闭, 向控制电路的电源侧的供电停止。

这样, 可实现所述开关电路的工作。

而且, 所述开关电源设备设有将所述串联电阻的连接点与作为所述整流电路的二极管电桥的直流低电平侧端子连接起来的齐纳二极管。

25 根据该构成, 通过使到达串联电阻的连接点的电阻值相等, 而且, 调整该串联电阻的电阻值, 使所述连接点的电压降低, 可调整到控制电路的额定电压以下。

从而, 省去起动电阻, 可减少该起动电阻造成的损失, 同时, 还可省去用于防止控制电路的电源电压的过度上升的齐纳二极管。

而且, 所述的开关电源设备设有: 电容, 使所述串联连电阻连接点的电压与所 30 述二极管一起作整流平滑化; 限流电阻, 把所述电容的充电电压作为所述控制电

率或间歇振荡（分段振荡）的方法。本发明通过与这些技术组合，可进一步节省能量。

此外，作为记载与本发明类似技术的文献，可举出日本特许公开公报 2000—350445 号（2000 年 12 月 15 日公开）。该文献上记载的已有技术涉及有关无需控制电路用工作电源的 RCC（ringing choke converter 阻尼振荡扼流转换器）方式的开关电源设备起动特性的改善技术。与此相反，本发明提供一种用于降低控制电路起动损失的装置。

如上所述，前述的各实施例的开关电源设备用主开关元件对在整流电路中实施输入交流电压整流的直流电压进行开关，控制电路根据从 2 次侧反馈的输出电压信息控制所述开关，以此，在使稳定在所要求的所述输出电压值的开关电源设备中，包括在所述整流电路的输入侧中插入的多个串联电阻，和从所述串联电阻连接点向所述控制电路供给起动用电流的起动电阻。

根据所述构成，不是将经整流电路整流的直流电压进行平滑化后用作控制电路的电源，而是用多个串联电阻对输往所述整流电路的输入交流电压进行分压，通过起动电阻供给控制电路的电源。因而，降低起动电阻造成的损失，可提高该开关电源设备的电功率转换效率。

而且，在所述的开关电源设备中，所述串联电阻最好是在输入交流电压关闭时，用于对滤波电容的电荷放电的放电电阻。

根据所述构成，作为串联电阻无需设置新的电阻，可减少另件的数量。而且，按照前述，在可得到所要求的放电时间常数的该放电电阻的电阻值大的情况下，还可省略起动电阻。

还有，所述开关电源设备备有将所述串联电阻的连接点与作为所述整流电路的二极管电桥的直流低电平侧端子连接起来的电阻，取代所述起动电阻，将用于防止从控制电路电源侧通过所述电阻向整流电路的倒流的二极管。

根据上述构成，通过使串联电阻的到达连接点的电阻值相等，而且，调整该串联电阻值，使所述连接点的电压降低，可调整到控制电路的额定电压以下。

从而，省去起动电阻，可减少该起动电阻造成的损失，同时，不管滤波电容的容量，可省去起动电阻。

并且，上述的开关电源设备与所述二极管串联地设置在电源启动时打开，一旦进入正常工作则关闭的开关电路。

路的工作电源供给；偏压电阻，把所述电容的充电电压作为向所述控制电路的偏置电压提供。

在已有的开关电源设备中，从二极管电桥的输出端予供给的偏置电压变高。与此相反，根据上述构成，把电容的较低的充电电压作为偏置电压向控制电路提供。

5 从而，还可减少偏压电阻的损失。

而且，所述开关电源设备把所述串联电阻的连接点电压从所述二极管通过电容作为所述控制电路的工作电源提供。

根据所述构成，在开关电源设备启动时所述电容放电，其充电电流成为起动电流，供给控制电路的电源，与此相反，控制电路开始工作，在进入正常工作状态
10 时，所述电容充电结束，所述起动电流不流动。

因此，可使电容具有与起动电流开 / 关的开关电路一样的功能。

而且本发明的开关电源设有把所述二极管和电容的连接点电压作为供给所述控制电路的偏置电压提供的偏置电阻。

根据所述构成，使在已有的开关电源设备中由二极管电桥的输出端子提供、并且变高的偏置电压，由通过电容降低的充电电压供给。从而，还可减少偏压电阻
15 的损失。

在本发明说明书中的具体实施状态或实施例，说到底是为了弄清本发明的技术内容，并不限于象这样的具体例子，不应片面地理解，在本发明精神和下面记载的权利要求范围内，可作出种种变化实施。

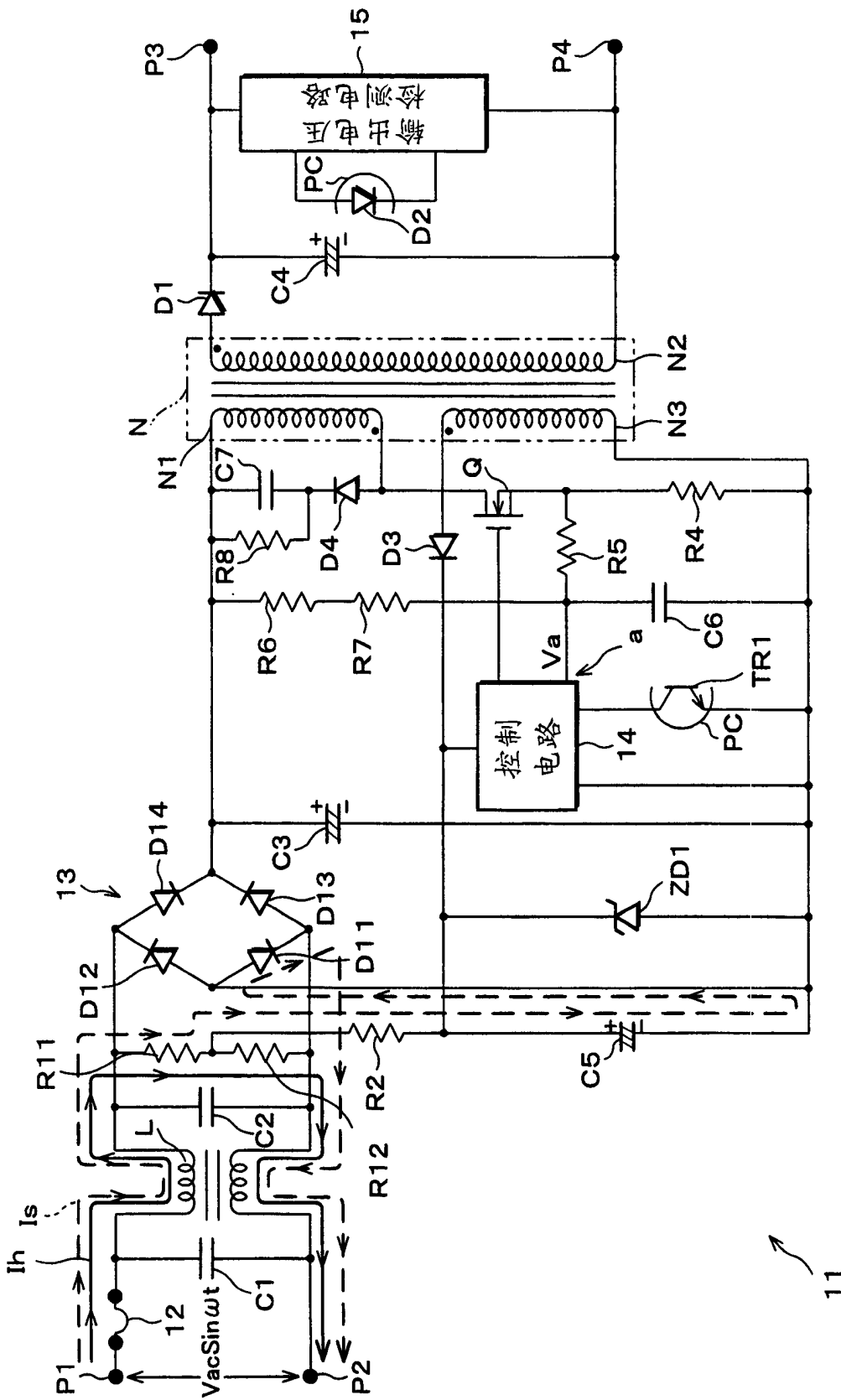


图 2

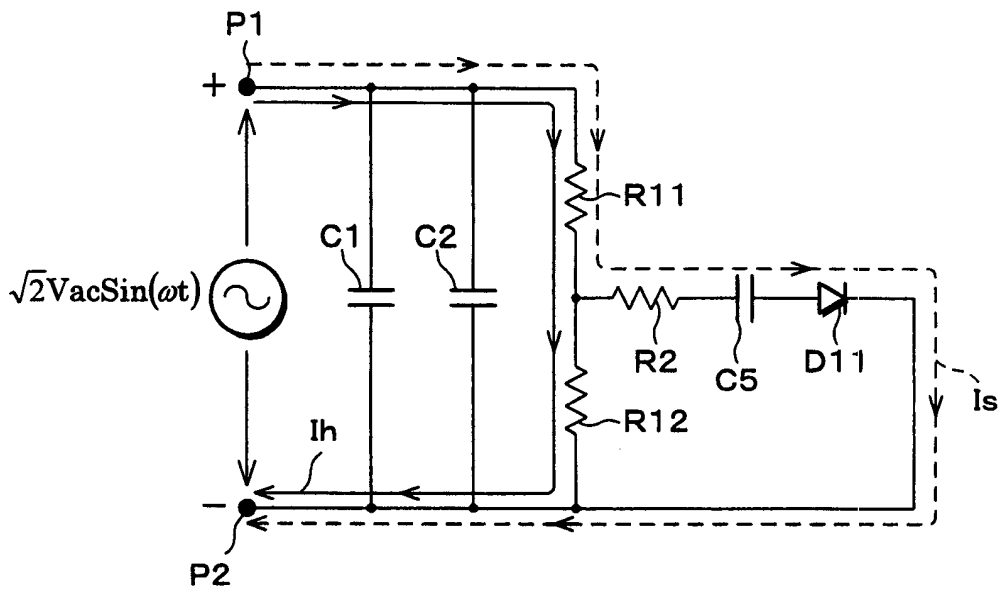


图 3(a)

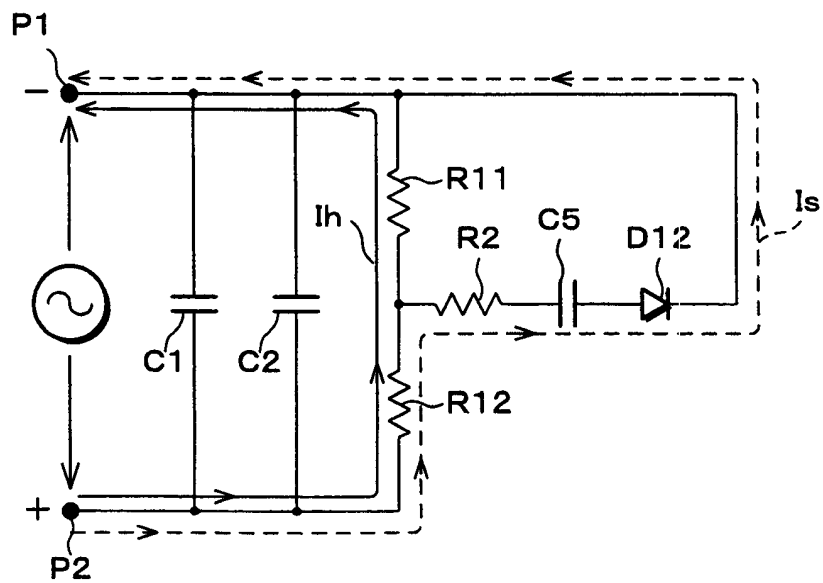


图 3(b)

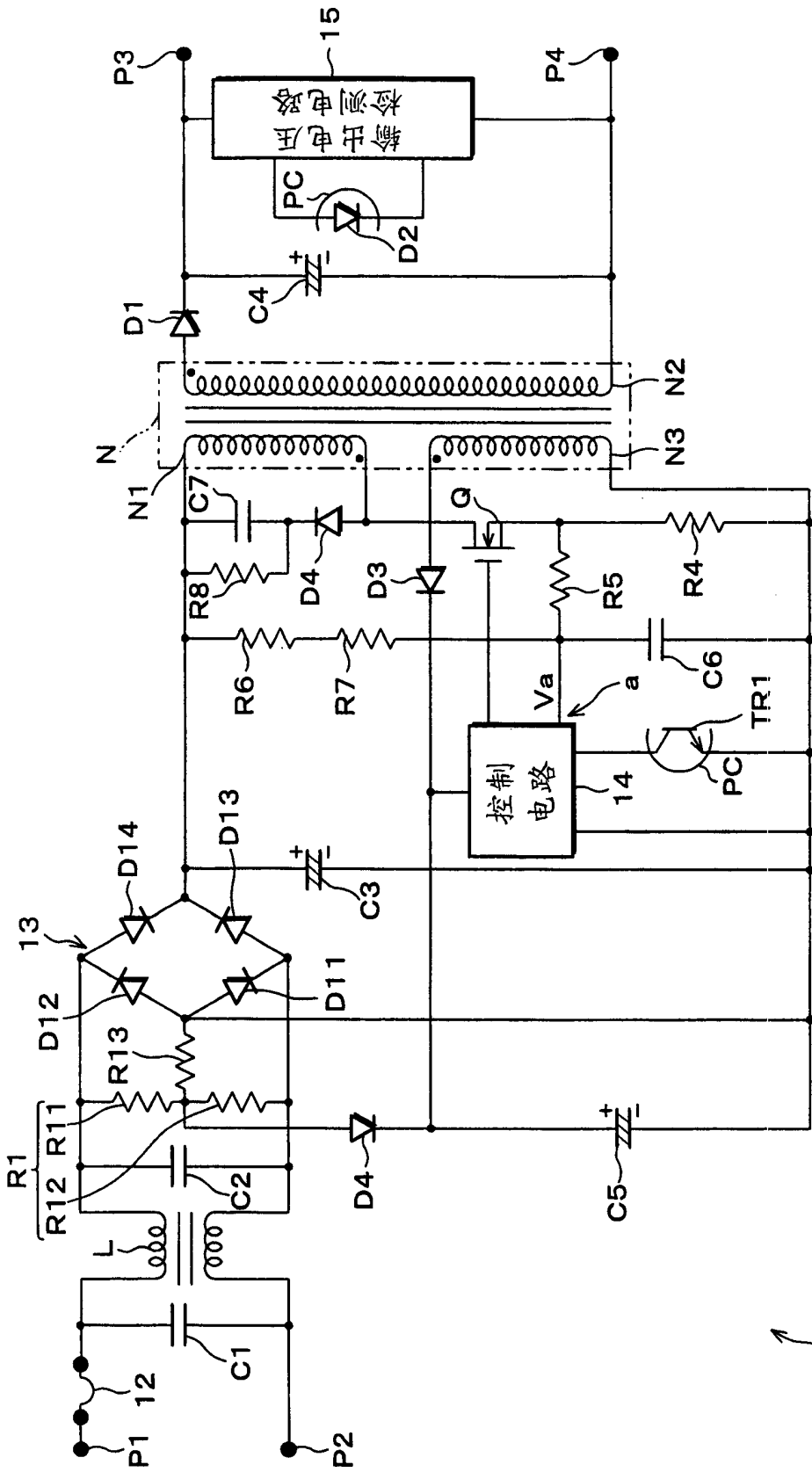


图 4

21

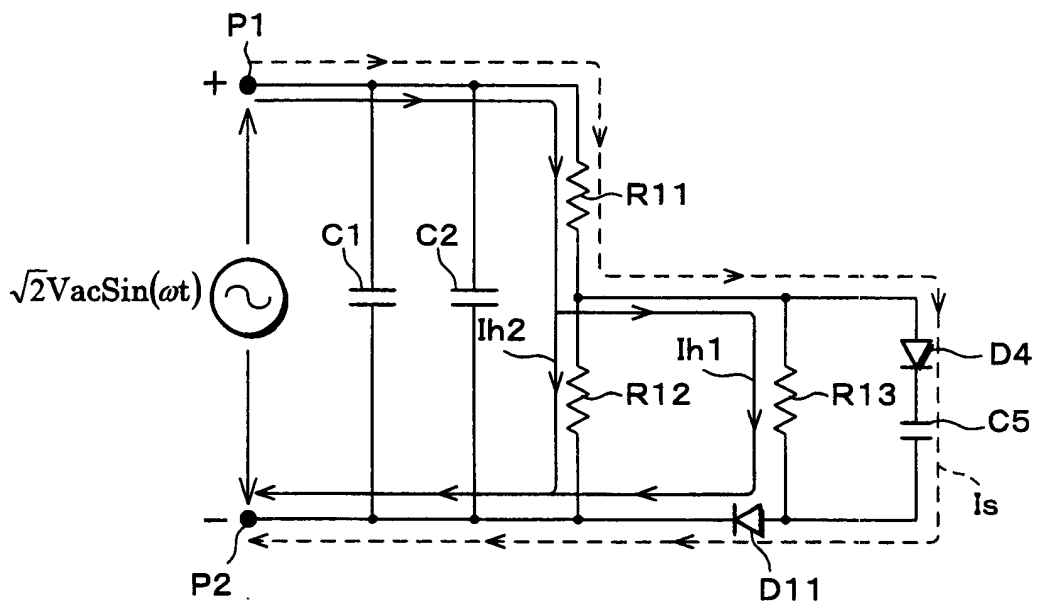


图 5(a)

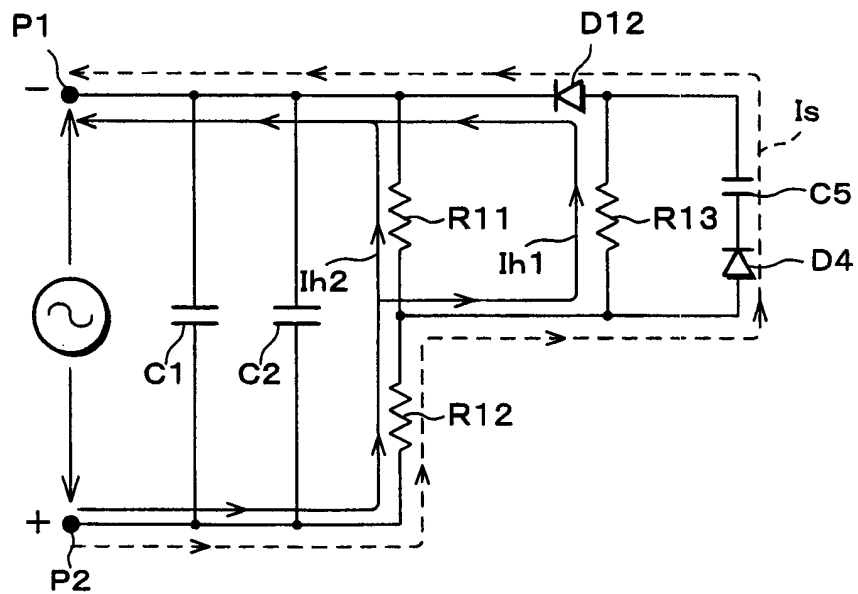


图 5(b)

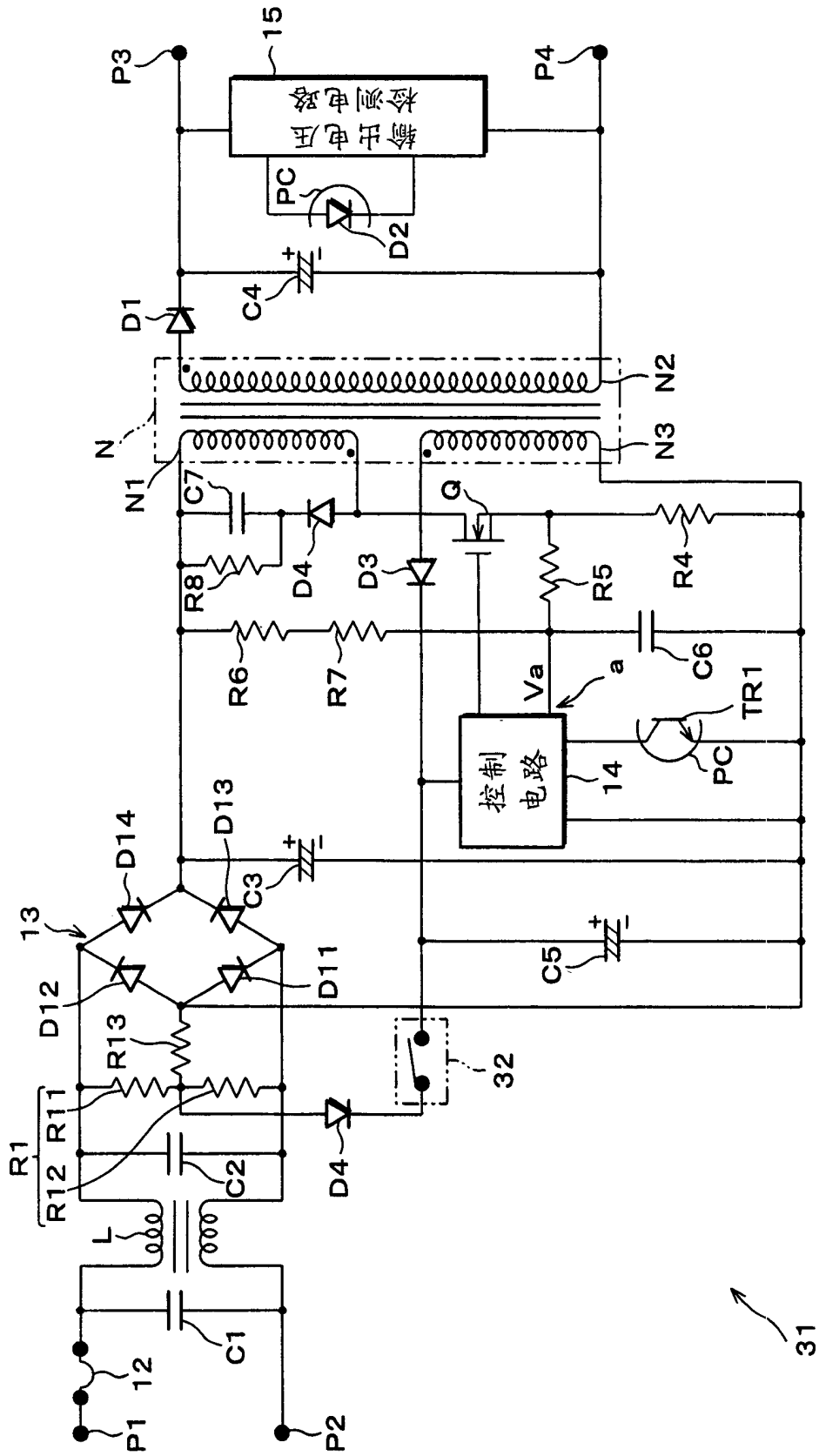
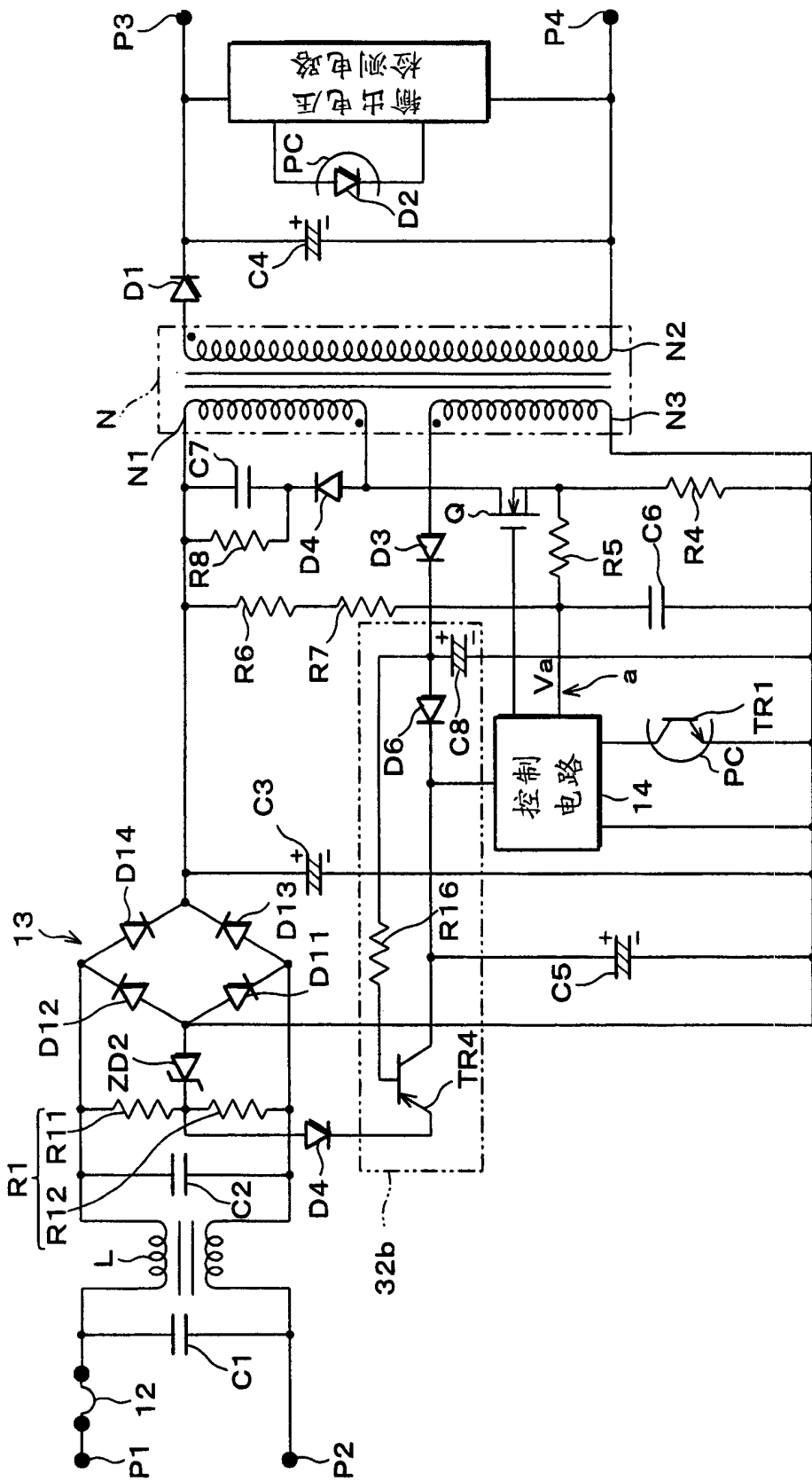


图 6



31b

图 8

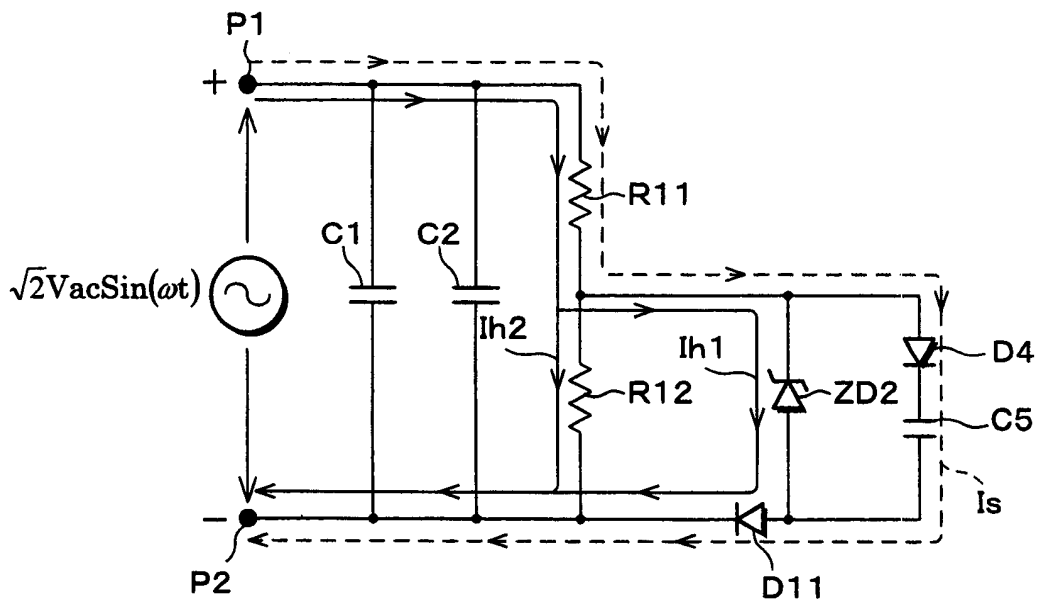


图 9(a)

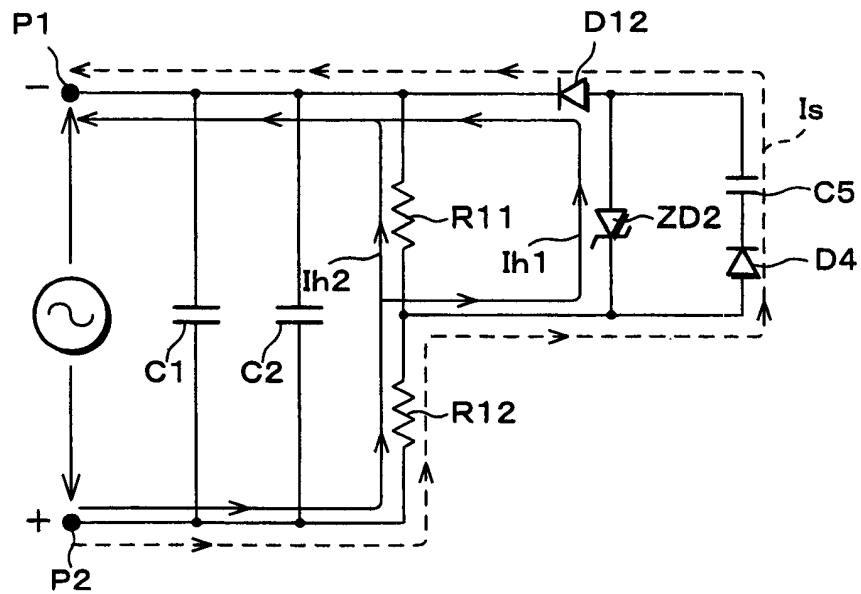


图 9(b)

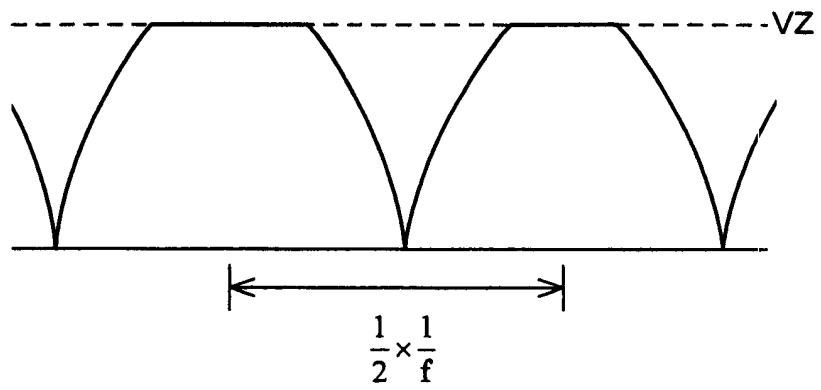


图 10

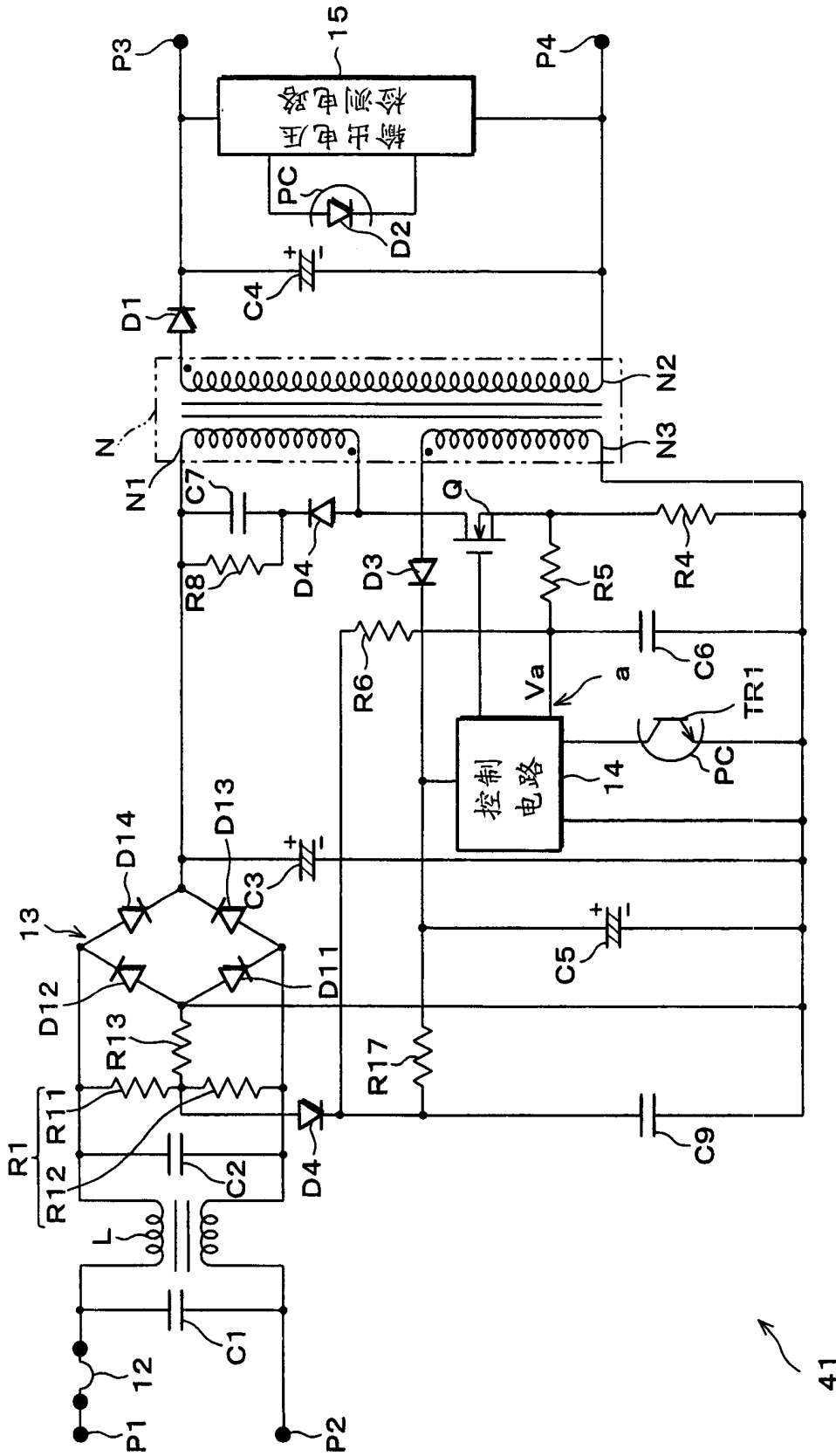


图 11

41

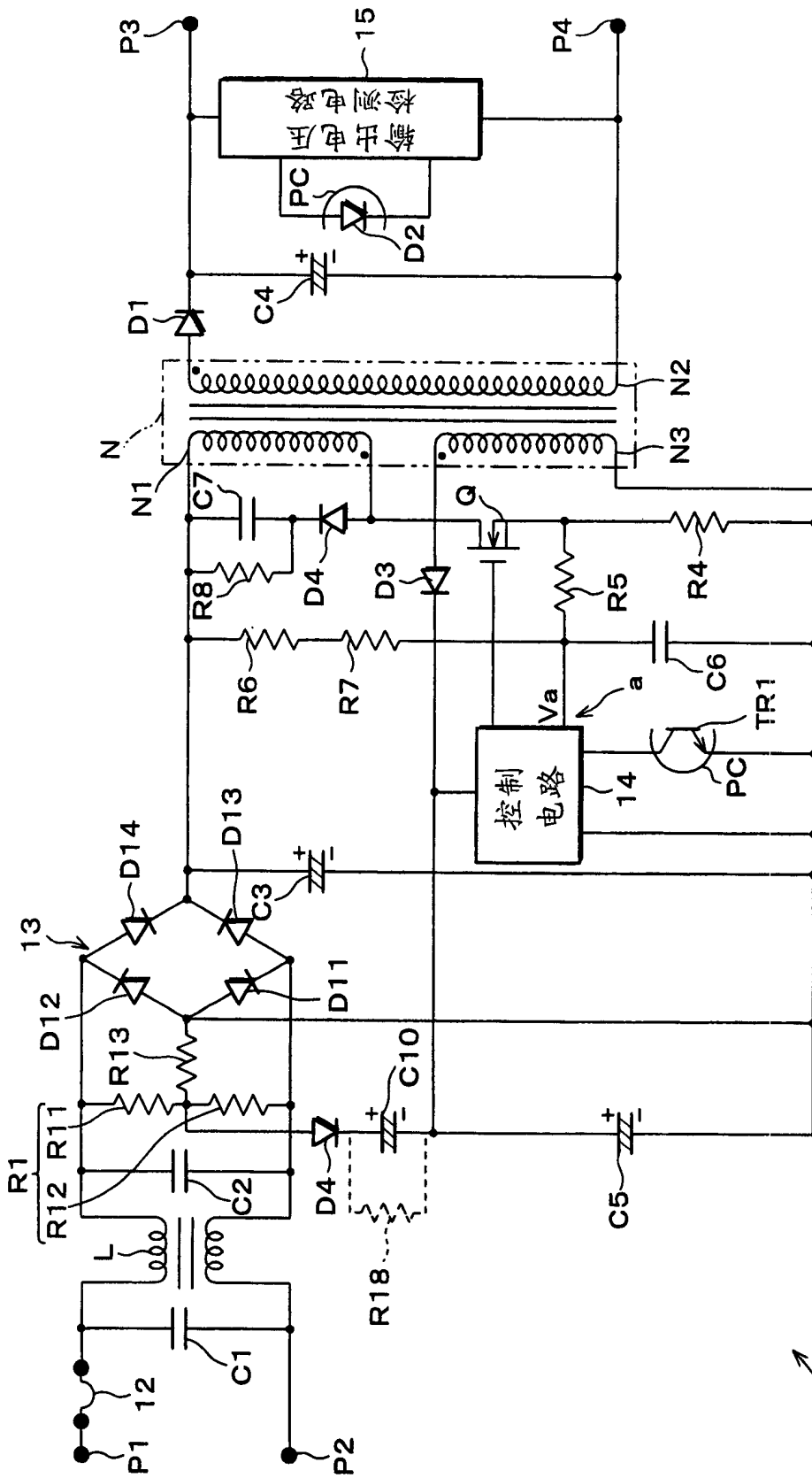


图 12

51

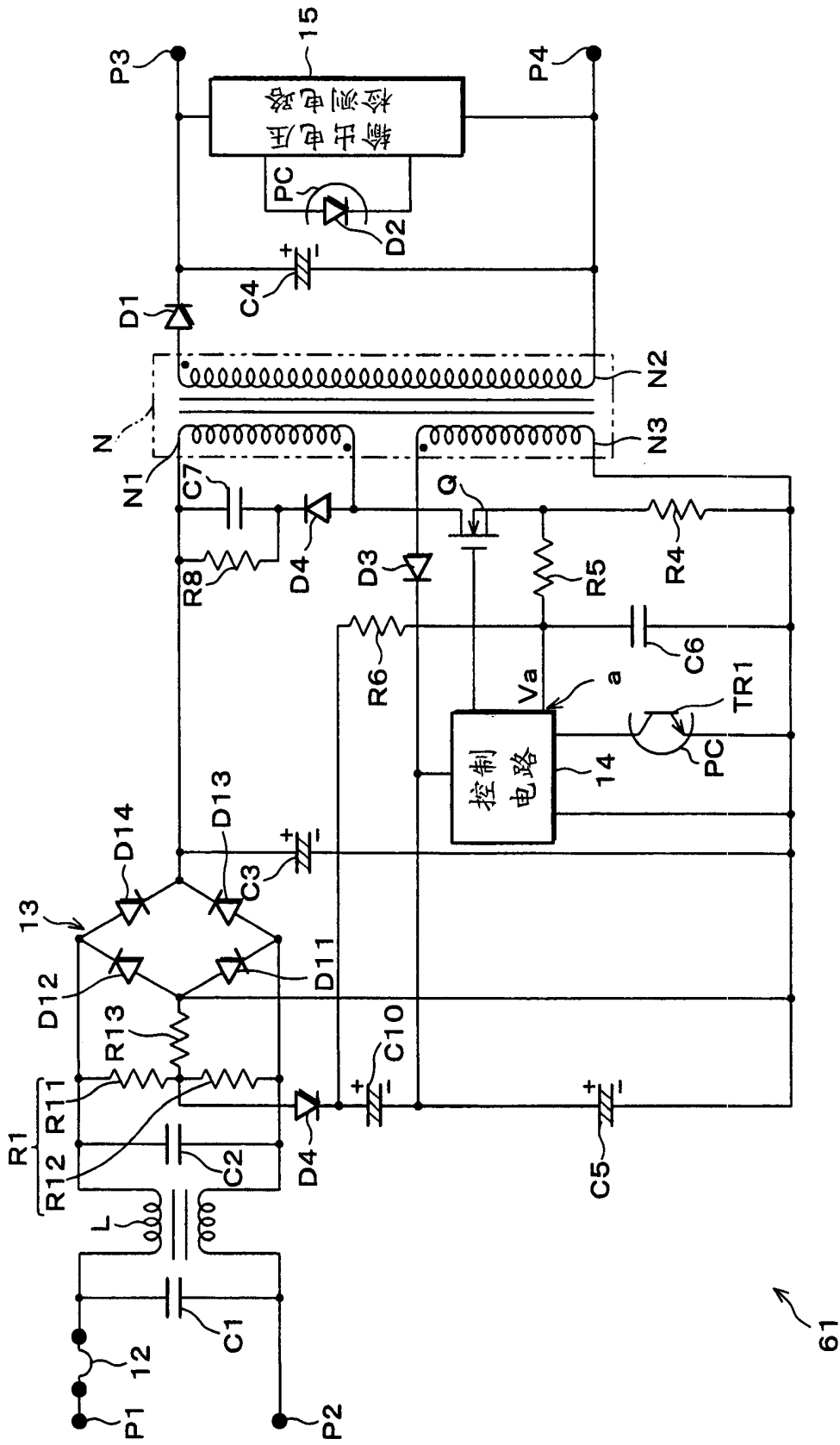


图 13

61

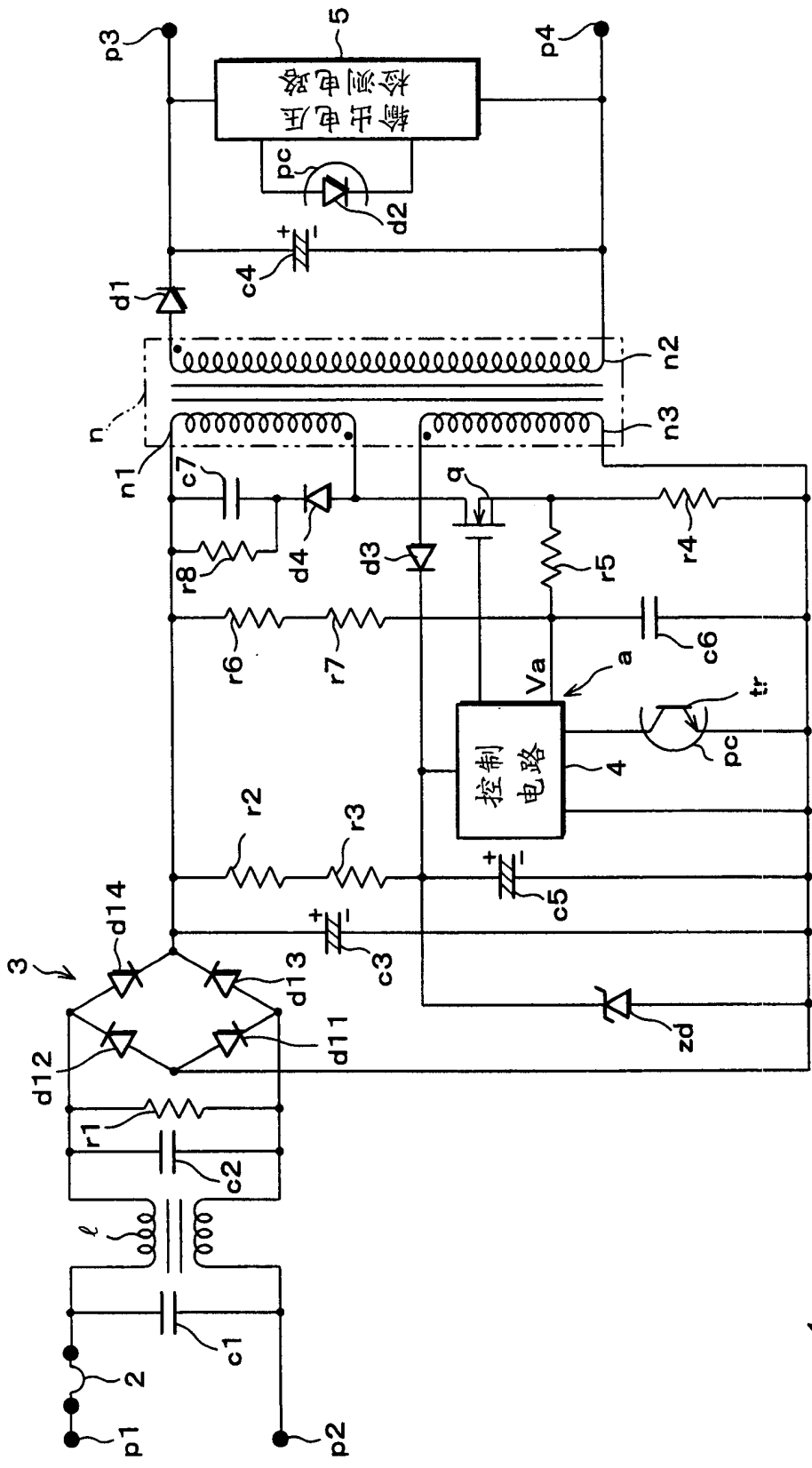


图 14
已有技术