



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200480023289.3

[45] 授权公告日 2008 年 11 月 19 日

[11] 授权公告号 CN 100435465C

[22] 申请日 2004.2.26

US5867373A 1999.2.2

[21] 申请号 200480023289.3

审查员 李航

[30] 优先权

[74] 专利代理机构 隆天国际知识产权代理有限公司

[32] 2003.7.15 [33] EP [31] 03016065.9

司

[86] 国际申请 PCT/EP2004/001924 2004.2.26

代理人 王玉双 高龙鑫

[87] 国际公布 WO2005/008872 德 2005.1.27

[85] 进入国家阶段日期 2006.2.14

[73] 专利权人 弗里沃动力有限公司

地址 德国东贝沃恩

[72] 发明人 拉尔弗·施罗德·吉南特·伯格格爾

[56] 参考文献

CN1391336A 2003.1.15

权利要求书 2 页 说明书 10 页 附图 6 页

US4208705 1980.6.17

JP11-98838A 1999.4.9

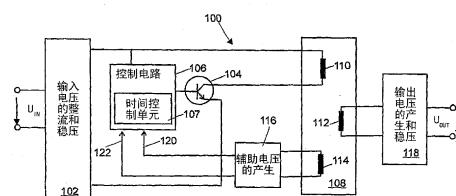
US4630186 1986.12.16

[54] 发明名称

具有电流和电压限值的简易开关电源

[57] 摘要

本发明涉及一种自由振荡回扫转换器型的初级控制开关电源单元(100)，包括变压器(108)，其具有初级线圈(110)、次级线圈(112)以及至少一个辅助线圈(114)。开关电源单元设有：连接到初级线圈(110)的初级开关(104)，用于中断流经该初级线圈(110)的电流；自由振荡控制电路(106)，用于产生触发初级开关(104)的开关脉冲；以及用于在辅助线圈(114)的端子间产生映像电压的电路(116)，用于产生映像电压，该电压在初级端代表将在次级端被调整的电压。本发明的目的是实现一种开关电源，其在降低复杂性的同时提供改进的调整特性以及关于工作参数的更大灵活性。所述目的基于如下事实得以实现，即开关电源单元(100)还包括时间控制单元(107)，其连接到初级开关(104)，以便在特定开关周期中调节初级开关的截止时段的持续时间。



1. 一种具有初级端和次级端的开关电源，包括：

变压器（108；W10），其具有初级线圈（110）、次级线圈（112）以及至少一个辅助线圈（114），其中该初级线圈（110）和该辅助线圈（114）连接到该初级端，该次级线圈（112）连接到该次级端；

初级开关（104；T12），其连接到该初级线圈（110），用于中断流经该初级线圈（110）的电流；

自由振荡控制电路（106），用于产生控制该初级开关（104；T12）的开关脉冲；

用于在该辅助线圈（114）的端子间产生映像电压的电路（116），用于产生映像电压，其在该初级端复制将在该次级端上控制的电压；

其特征在于：

该开关电源还包括时间控制单元（107），其连接到该初级开关（104；T12），以便在开关周期中调节该初级开关（104；T12）截止时段的持续时间；其中

该时间控制单元（107）包括控制电容（C14；C213），利用该控制电容的充电电流能够调节该初级开关（T12）的截止时间；以及

该时间控制单元（107）还包括二极管（D17），其设置在该初级开关（T12）与该开关电源的输入端子（K12）之间，以便在该初级开关的截止期间内限制控制电容（C14；C213）的充电电流。

2. 如权利要求1所述的开关电源，其特征在于：该控制电容（C14）的充电电流由充电电流控制电路（R15、D16、R17、T10、R19、T11、R16、R20、R16）控制，该充电电流控制电路设置在该开关电源的输入端子（K12）与该初级开关（T12）的控制端子之间。

3. 如权利要求2所述的开关电源，其特征在于：该充电电流控制电路包括两个串联连接的放大器（T10、T11）。

4. 如权利要求1所述的开关电源，其特征在于：该时间控制单元适用于在该初级开关（T12）导通期间内使控制信号无效。

5. 如权利要求3所述的开关电源，其特征在于：该充电电流控制电路还

包括第一齐纳二极管（D213），其经由第一电阻（R215）连接到控制晶体管（T210）的基极，以使该控制晶体管（T210）的持续导通时间延迟该初级开关（T12）的导通。

6. 如权利要求 5 所述的开关电源，其特征在于：该充电电流控制电路还包括第二齐纳二极管（D214），其并联连接到由该初级开关（T12）的基极-发射极结与连接到该初级开关（T12）的发射极的第二电阻（R220）组成的串联电路。

具有电流和电压限值的简易开关电源

技术领域

本发明涉及一种开关电源，特别涉及一种具有初级端和次级端的开关电源，其包括具有初级线圈、次级线圈以及至少一个辅助线圈的变压器。初级线圈和辅助线圈连接到初级端，并且次级线圈连接到次级端。开关电源包括：初级开关，其连接到初级线圈，用于中断流经初级线圈的电流；自由振荡电路，用于产生驱动初级开关的开关脉冲；以及用于在辅助线圈的端子之间产生映像电压的电路，用于产生映像电压，其在初级端形成将在次级端上调整的电压。

背景技术

开关电源应用于许多电子设备中，用于从市电电压（mains voltage）中产生向电子元件供电所需的低直流电压。因此，由于在高于某一功率等级时，开关电源显示出更高的效率，特别是它们仅需要较小的空间，所以开关电源在许多应用中都优于具有市电变压器的传统电源。

空间的缩小主要归于如下原因，即取代了市电电压而对高频交流电压进行变换，其可以位于例如 20kHz 到 200kHz 的范围内，而不是 50Hz 或者 60Hz 的常用市电频率。由于变压器上所需的线圈数量与频率成反比地减少，因而通过这种方式可显著降低铜损，并使实际的变压器变得更小。

特别地，为了进一步提高效率，公知在初级开关电源中，根据应用于电源设备次级端的负载，对由例如双极晶体管的开关在高频变压器的初级端产生的频率进行调整，以便调整传输的功率。例如，通过将辅助线圈输出的电压用作控制变量来实现这种类型的调整所需的反馈。在 EP 1 146 630 A2 中描述了一种控制输出电流和/或输出电压的适当方法，并且该方法考虑到在每个脉冲内将相同的能量加载到变压器上。然而，该文献中示出的电路配置是将相对复杂的集成电路用作控制电路，因而存在结构相对复杂的缺点。

在初级部分与次级部分之间构建具有电绝缘的开关电源的最廉价方式

是使用自激回扫转换器（free-running flyback converter）。然而，这种类型的电源具有在低负载下开关频率显著增加的主要缺陷。从而，在无负载或低负载的情况下，功率损耗高。

对于这种类型的电源，通过测量初级辅助线圈或主初级线圈上的电压来间接测量输出电压更为困难。由于寄生电感产生感应电压，所以会出现短电压过冲，而对于这种具有大脉冲宽度的短电压过冲，可通过简单的方式将其滤出，从而能够相对准确地确定次级电压。然而，在低负载的情况下，脉冲宽度减小以致几乎无法滤出寄生电感所感应的电压。这意味着只能非常不准确地确定低负载情况下的输出电压。在（未审）公开的英国专利申请 GB 02379036 中可以找到这种类型的简单分立电路技术的实例。在这种电路中，建议使用光耦合器来克服控制准确性不足的缺陷。然而，这种光耦合器又增加了完成开关电源的复杂性和成本。

发明内容

因而，本发明的目的是提供一种普通型开关电源，其通过降低的复杂度来促使改进控制特性以及提高关于工作参数的灵活性。

为了实现上述目的，本发明公开了一种具有初级端和次级端的开关电源，其包括：变压器，其具有初级线圈、次级线圈以及至少一个辅助线圈，其中该初级线圈和该辅助线圈连接到该初级端，该次级线圈连接到该次级端；初级开关，其连接到该初级线圈，用于中断流经该初级线圈的电流；自由振荡控制电路，用于产生控制该初级开关的开关脉冲；用于在该辅助线圈的端子间产生映像电压的电路，用于产生映像电压，其在该初级端复制将在该次级端上控制的电压；以及时间控制单元，其连接到该初级开关，以便在开关周期中调节该初级开关截止时段的持续时间。其中，该时间控制单元包括控制电容，利用该控制电容的充电电流能够调节该初级开关的截止时间；以及该时间控制单元包括二极管，其设置在该初级开关与该开关电源的输入端子之间，以便在该初级开关的截止期间内限制控制电容的充电电流。

根据本发明开关电源的其他有益改进是各从属权利要求的主题。

本发明基于如下思想，即利用连接至初级开关的时间控制单元，可以在一个开关周期内调节、特别是延长初级开关的截止时段的持续时间，保持对

低负载的低开关频率，从而可以实现精确的电压控制和对各种输出电流特性的设置。此外，根据本发明的开关电源由一些廉价的元件构成。从而，根据本发明的开关电源具有以低成本实现准确输出电压控制、低开路输入功率以及可使用在极为广泛的应用中的优点。最后，根据本发明的开关电源还具有短路保护的优点。

根据改进的实施例，时间控制单元包括控制电容，其利用其充电电流控制初级开关的截止时间。通过这种方式，可以加速导通过程并加速截止过程。以非常简单的方式，经由控制电容可延长初级开关的截止时段。通过这种方式，对传输功率进行设置以便产生几乎与负载无关的输出电压。对初级端上输出电压的检测进行简化以便在每个脉冲内的传输能量相同，从而总是提供相对长的时间以供电流在次级线圈中流动。通过根据本发明的开关电源，可利用 RC 元件滤出由寄生电感引起的短电压尖峰。

如果在时间控制单元中设置二极管，该二极管在初级开关的截止期间内限制控制电容的充电电流，则可防止控制电容的充电，并可以非常有效且简单的方式实现经由截止持续时间的功率控制。

通过充电电流控制电路可以非常有效的方式获得用于控制电容的受控充电电流，该充电电流控制电路设置在开关电源的输入端子与初级开关的控制端子之间。

根据本发明的其他有益改进可以设置振荡抑制电路，以便抑制初级开关的控制电路中不期望的振荡，并从而提高控制准确性。

可为初级开关的相移截止设置相移电路，以加速初级开关的截止过程，并从而提高整个开关电源的效率。

根据另一实施例，形成时间控制单元，以在所述初级开关的导通期间内使控制信号无效。通过这种方式，可通过自激振荡器以非常有效的方式获得可变暂停和不变脉冲。

根据改进的实施例，根据本发明的开关电源包括两个初级辅助线圈，其也可以控制初级开关的截止时段。通过这种方式，可以实现低负载下的低开关频率以及开路上减小的功率损耗。可在初级辅助线圈上相对准确地确定次级电压。

如果一个辅助线圈经由二极管和晶体管连接到初级开关，则电流可流入

二极管的阳极，以延长晶体管的导通时段而不会影响截止阈值。在初级开关的导通期间内，在二极管的阳极上产生负电压。可选地，也可以使用由两个二极管或两个电阻构成的串联电路。可提供附加电阻以限制二极管的峰值电流。

如果一个辅助线圈经由第二二极管连接到电容，使其充电形成将在次级端上调整的电压，并且根据施加到电容上的电压，使电流流过二极管、电阻、第三二极管以及晶体管的基极-发射极结，从而延迟在晶体管的导通时段内产生的初级开关的导通，则可以实现对初级开关的截止时段的压控设置。连接到初级开关的控制端子和第一辅助线圈的 RC 元件可以实现在用于相对低保持电流的控制电路中的相对低电阻开关。由于相对大的电容和大电阻值电阻相组合，电容中的能量只能缓慢地减小，所以初级开关可延时导通。这实现了对负载的持续适应。

利用过电压保护电路能够改进低负载情况下控制特性。由于这种电路，控制电容可以在增大输出电压时更快速地放电并更缓慢地充电。从而，可以实现很长的暂停时段，通过增大输出电压能够自动延长该暂停时段。该电路可用于过电压保护，并防止由于微小故障引起输出电压的危险升高。

根据改进的实施例，充电电流控制电路还包括第一齐纳二极管，其经由电阻连接到控制晶体管的基极，以使控制晶体管的持续导通时间延迟初级开关的导通。通过这种方式，可获得基本对应于上述内容的功能原理，从而可以更简单的方式实现对控制电容的充电电流的控制。重要的优点在于所需组件数量的减少。

此外，齐纳二极管可影响主开关的截止，该齐纳二极管限制由主开关的基极-发射极结和电阻构成的串联电路的电压。当到达齐纳电压时，流经初级开关的电流不再增大。从而，变压器的电压减小，并且直接反馈引起快速截止。

利用温度补偿电路可以简单的方式减小依赖于输出电流的温度。

根据本发明的其他有益改进，可利用光耦合器和次级控制电路实现电压控制。此处，控制光耦合器以在控制电压底切（undercut）其限值时使该光耦合器导通。通过这种方式，开关电源以最大频率工作，从而由与光耦合器串联连接的电阻限制频率。当到达控制电压时，光耦合器截止以便将开关频

率减小到保持输出端上控制电压所需的频率。如果光耦合器完全截止，则开关频率恢复到仅传输非常低功率的最小频率。在该状态下，电路消耗的功率很低，因而，尽管开路输入功率很低，也能够使开路上的电压波纹保持相对较低。

在这种情况下，可利用所使用的同一光耦合器在次级端上实现电流限值。可选地，也可在初级端上实现电流限值。此处，经由光耦合器和串联电阻，将与输出电压成比例的辅助线圈上的电压用于控制初级开关。从而，控制电容的充电电流随着下降的输出电压而减小，并且频率降低。较低的功率被传输，并且输出电流例如几乎保持不变。通过不同的尺寸可以实现不同的输出特性。一个共同的特征为短路电流很低，这是由于在短路中光耦合器截止。除了低成本和准确的输出电压控制外，该实施例也具有低开路输入功率和短路保护的优点。

附图说明

下面将基于附图中示出的实施例详细解释本发明。在附图中用相同的参考符号表示相似或相应的元件，其中：

- 图 1 示出根据本发明的初级开关电源的框图；
- 图 2 示出根据第一实施例的初级开关电源的电路图；
- 图 3 示出根据第二实施例的开关电源的电路图；
- 图 4 示出根据第三实施例的开关电源的电路图；
- 图 5 示出根据第四实施例的开关电源的电路图；
- 图 6 示出根据第五实施例的开关电源的电路图。

具体实施方式

图 1 示意性地示出根据本发明的开关电源的框图。

将可为例如市电电压的交流电压 U_{IN} 提供至开关电源 100 的输入端。在欧洲，市电电压在 180V 与 264V 交流电压之间变化，而在美国，市电电压在 90V 与 130V 交流电压之间变化。在模块 102 中对输入电压进行整流和稳压。此外，确保开关电源中产生的干扰信号不会接入交流电压网络。隔离变压器 108 的初级线圈 110 和在此处为晶体管的初级开关 104 形成串联电路，

并连接到整流后的输入电压。初级开关 104 根据控制电路 106 的控制信号中断流经初级线圈 110 的电流。模块 116 控制由控制电路向初级开关 104 的控制输入端提供的开关脉冲，在模块 116 中借助变压器 108 的辅助线圈 114 产生控制变量。此处，两条信号路径 120 和 122 表示模块 116 的两个重要功能：第一，信号 120 “激励”控制电路 106 保持自激振荡。第二，信号路径 122 控制控制电路 106，以使开关周期中的变化能够以期望的方式影响提供给变压器 108 的电功率。

根据本发明，控制电路 106 包含时间控制单元 107，其确保初级开关 104 打开的暂停时段（或者也称为截止时间）在长度上与所需的功率相匹配。在初级开关的每一个导通状态期间内提供给变压器的能量总是保持一致。

从图 1 中可以看出，变压器 108 的次级线圈 112 连接到模块 118，模块 118 产生次级电压 U_{OUT} 并且可任意选择地对 U_{OUT} 进行稳压。

下面，将更详细地解释图 1 中示意性示出的根据本发明电绝缘开关电源的实施例的功能原理。

控制电路 106 控制初级开关 104，使其交替地进入导通和非导通状态。由于模块 102 提供电压，所以当初级开关 104 处于导通状态时，电流不断流入初级线圈 110。电流的变化存储变压器 108 的磁场中的能量。当初级开关 104 截止时，磁场中存储的能量主要通过次级线圈 112 以及模块 118 释放，并且在模块 118 中产生并稳压次级电压。一小部分能量通过辅助线圈 114 释放进模块 116。由此产生作为控制变量的辅助电压。能量被周期性地释放，但是由于整流和滤波的原因，可以产生实质上被整流的电压并将其作为辅助电压。由于变压器 108 的各线圈之间的磁耦合为常量，不取决于电流或电压的值，所以辅助电压的值与次级电压的值成比例，因而与输出电压的值成比例。

通过时间控制单元 107，可以设置初级开关 104 的截止时段，以使提供给变压器的能量取决于输出电压。因而，设置传输功率以产生几乎与负载无关的输出电压 U_{OUT} 。对初级端上输出电压的检测进行简化以使在每个脉冲内的传输能量相同，从而总是提供相对长的时间以供电流在次级线圈 114 中流动。

在图 2 中示出根据本发明开关电源的可选实施例的电路图。该电路的主

要特征为：可通过对晶体管 T11 的适当控制而延长此处为晶体管 T12 的初级开关的截止时段。

在将输入电压 U_{IN} 施加到端子 K11 和 K12 后，电容 C15 经由电阻 R11 和 R12 充电。借助足够大的电压，电流流过电阻 R18、晶体管 T11 的基极-集电极结、电阻 R20、晶体管 T12 的基极-发射极结、电阻 R23 以及二极管 D17。从而，初级开关 T12 被打开，电流流过变压器 W10 的初级主线圈（端子 4/端子 1）。在变压器的辅助线圈（端子 3/端子 2）上感应出电压，其引起经由电容 C15、电阻 R23 以及电容 C14 的直接反馈，并加速初级开关 T12 的导通过程。

此时，流过初级主线圈、初级开关 T12、电阻 R23 以及二极管 D17 的电流增大。从而，电阻 R23 上的电压降也增大，因而晶体管 T13 的基极-发射极电压也增大。当晶体管 T13 的基极-发射极电压超出阈值电压时，T13 的集电极-发射极结导通，从而晶体管 T12 截止。这中断了变压器的初级线圈中电流的流过，并且变压器线圈上的电压由于自感而反向。感应电流在次级线圈和辅助线圈中流动。

次级线圈中的电流使电容 C100 充电，产生可在输出端使用的电压。辅助线圈中的电流经由二极管 D15 和电阻 R13 而对电容 C15 充电形成电压，该电压对应于电容 C100 上的经由辅助线圈与次级线圈的线圈比而转换得到的电压。这意味着在电容 C15 上产生了电容 C100 上的输出电压的映像（image）。辅助线圈中的电流还经由电容 C14 使得晶体管 T12 的截止加速。

当电容 C15 上的电压低于二极管 D16 和晶体管 T10 的阈值电压的总和时，晶体管 T10 截止，并且晶体管 T11 导通，使得电容 C14 经由电阻 R18、晶体管 T12 和电阻 R20 组成的串联电路迅速充电。在这种情况下，初级开关 T12 在短暂截止之后再次导通，并开始新的循环。

如果 C15 上的电压超出二极管 D16 和晶体管 T10 的阈值电压的总和，则晶体管 T10 导通并减小晶体管 T11 的基极电流，从而限制了电容 C14 的充电电流，因而延长了初级开关 T12 的截止时段。

因而，利用示出的电路，能够以极其简单的方式，通过设置截止时段来使传输功率适应输出电压，而与所连接的负载无关。如上所述，对输出电压的检测进行简化以便在每个脉冲内的传输能量相同，从而总是提供相对长的

时间以供电流在次级线圈中流动。如图 3 所示，利用适当尺寸的 RC 元件 R13、C13、R14、D14 可以滤出由寄生电感引起的短电压尖峰。因而，电容 C15 上的映像电压代表电容 C100 上的非常准确的复制电压。

输出电流的限值由可利用电阻 R18 和 R20 设置的最大频率产生。这限定了最大功率点。当超出最大功率点时，输出电压下降，从而电容 C15 上的电压也降低。因而，通过电阻 R18 和 R20 的电流也减小，结果，频率和传输功率减小。通过改变 R18 与 R20 的电阻值比值，可设置输出电流与输出电压的依赖关系以便实现不同的特性。

然而，由于初级开关 T12 上的延迟时间引起依赖于输入电压的最大初级电流，因而图 2 所示的实施例示出了输出电流与输入电压的依赖关系。

图 3 示出根据本发明的开关电源的第二实施例，如图所示，其与图 2 不同之处是电容 C17 与初级开关的发射极连接。这种情况下，可用电阻替换电容 C18。关于图 3 中的其它部分，用相同的参考符号表示与图 2 中的标号相同的元件。

当通过截止初级开关 T12 而使次级电流减小到零时，在次级线圈上存在添加到二极管 D100 的正向电压上的输出电压 U_{OUT} 级电压。利用该电压对寄生电容充电。通过变压器 W10，这些电容形成振荡电路，并且在某些条件下，寄生电容中存储的能量所引起的振荡可使晶体管 T12 再次提前导通。这会进而引起短暂的控制偏差，并从而引起输出电压 U_{OUT} 上增大的波纹。为避免这种情况，根据图 3 所示的扩展实施例，辅助线圈的电压经由电容 C13、电阻 R14、二极管 D14 以及电阻 R13 形成的滤波器而传递到电容 C14。

此外，在图 3 中，设置了由电容 C16、电阻 R21、电阻 R22 以及电容 C18 形成的延迟单元，其延迟由于电阻 R23 上电压的增大而引起的晶体管 T13 上基极-发射极电压的增大。并不是电路功能所必需的，但是由于相移加速晶体管 T12 的截止过程，因此该延迟单元可提高效率。

根据图 4 中电路图所示的另一实施例，可提供次级辅助线圈以用于功率控制。

图 4 所示在初级部分与次级部分之间具有电隔离的开关电源也代表自激回扫转换器。利用附加的初级辅助线圈 W10 3-6，在初级开关 T111 的导通时段内，可在二极管 D119 的阳极上经由电阻 R124 产生负电压。也可用二极管

替换电阻 R124。从而，在二极管 D119 的阳极上流入电流，通过该电流可延长晶体管 T111 的导通时段而不会影响截止阈值。

通过这种方式，可以控制晶体管 T111 的截止时段。这实现了低负载上的低开关频率，并且减小了开路和低负载上的功率损耗。借助初级辅助线圈，可相对准确地确定次级电压。

利用二极管 D120、电阻 R129、电容 C119 以及二极管 D121 可实现简单的电压限值。此处，RC 元件 R125、C118 滤出寄生电感的感应电压尖峰，由此改进控制特性。电阻 R125 提供保护二极管 D121 的峰值电流限值。

RC 元件 C113、R115 以及 C114、R116 的并联电路提供具有相对较低保持电流的晶体管 T111 的低电阻开关。此外，由于相对大的电容 C114 和大电阻值 R116 相组合，电容 C114 中的能量只能缓慢地减小，所以晶体管 T111 可延时导通。在这种情况下，出现暂停期内对负载的持续适应。

在利用二极管 D114、电容 C117、二极管 D115 以及电阻 R120 或二极管 D116 的所示实施例中，可以实现极低负载的控制特性的改善。由于这种电路，电容 C113 和 C114 较快地充电并且较慢地放电。从而，可以实现很长的暂停时段，通过增大输出电压能够自动延长该暂停时段。该电路也可用于过电压保护，并且防止由于微小故障引起输出电压 U_{OUT} 的危险升高。

利用 RC 元件 R114、C116 可滤出寄生电感的感应电压尖峰，从而可进一步改善控制特性。

为了减小输出电流对输出电压的依赖，可经由电阻 R118 匹配晶体管 T111 的导通阈值。

此外，利用电阻 R123 和二极管 D118，可匹配晶体管 T111 的导通阈值，以减小输出电流对输入电压的依赖。

最后，在图 4 所示的实施例中设置温度补偿电路以减小输出电流的温度依赖，该温度补偿电路包括晶体管 T112、电阻 R128 和电阻 R127。

下面参考图 5 解释根据本发明的开关电源的另一实施例。此处，所示电路的功能原理与图 2 和图 3 的电路的功能原理相同，不同之处在于：由于以一种更简单的方式实现对控制电容 C213 的充电电流的控制，所以根据图 5 的电路实际上仅需要更少的元件。经由齐纳二极管 D214 出现初级开关 T12 的截止，这限制了初级开关 T12 的基极-发射极结与电阻 R220 的串联电路上

的电压。当到达齐纳电压时，流过晶体管 T210 的电流不会再增大，从而变压器上的电压下降，并且直接反馈使得初级开关 T12 迅速截止。

现在，参考图 6 说明根据本发明的开关电源的另一实施例，其中使用附加的光耦合器以用于输出电压向初级端的反馈。用于开关电源的各种电路公知具有低开路输入功率，其利用被限定的输出功率的底切，经由光耦合器截止电源的初级部分，从而实现非常低的输入功率。然而，这种公知原理的缺点在于输出电压包括开路上非常大的波纹电压。

通过图 6 所示的开关电源，可利用光耦合器 IC10 和次级控制电路实现电压控制。此处，控制光耦合器 IC10，以在控制电压底切其限值时使光耦合器 IC10 导通。在这种情况下，开关电源以最大频率低于控制电压工作，从而由与光耦合器 IC10 串联连接的电阻 R415 限制该频率。当达到控制电压时，光耦合器 IC10 截止，使得开关频率减小到维持输出端上的控制电压所需的频率。如果光耦合器 IC10 完全截止，则开关频率恢复到仅传输非常低功率的最小频率。在该状态下，电路消耗的功率很低。通过这种方式，尽管开路输入功率很低，也能够使电压波纹保持相对较低。

在这种情况下，可利用相同的光耦合器 IC10 在次级端上实现电流限值。

可选地，也可在初级端上实现电流限值。此处，经由光耦合器 IC10 和串联电阻 R415，将与输出电压成比例的辅助线圈 W10 2-3 上的电压用于控制初级开关 T12。从而，电容 C414 的充电电流随着下降的输出电压而减小，并且频率降低。较低的功率被传输，并且输出电流几乎保持不变。通过不同的尺寸可以实现不同的输出特性。一个共同的特征为短路电流很低，这是由于在短路中光耦合器截止。

与采用光耦合器的多种公知方法相比，此处利用截止的光耦合器实现最小频率并因而实现最小功率，并且利用导通的光耦合器实现最大频率。通过控制依赖于由辅助线圈传输的输出电压的开关频率来影响电流控制。

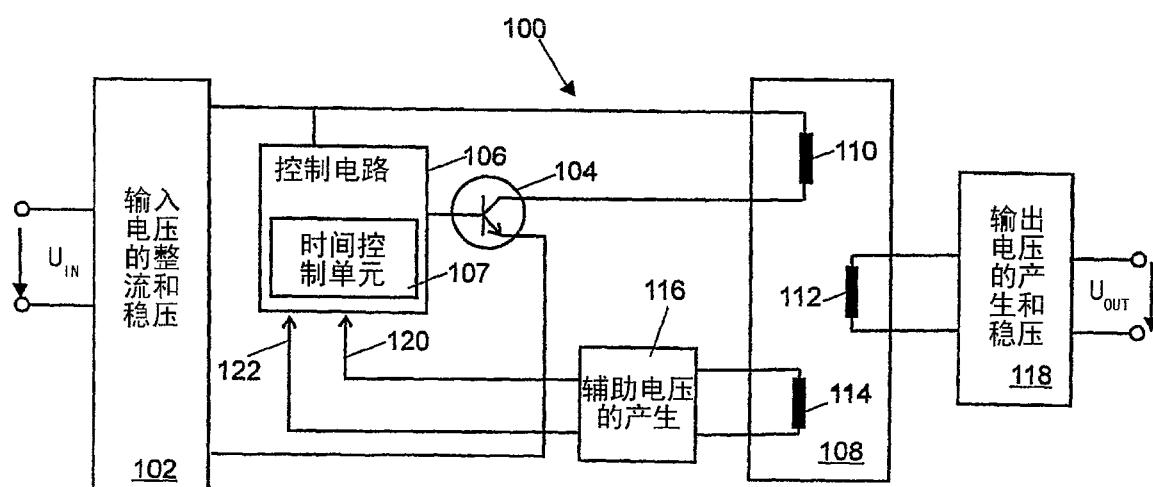


图 1

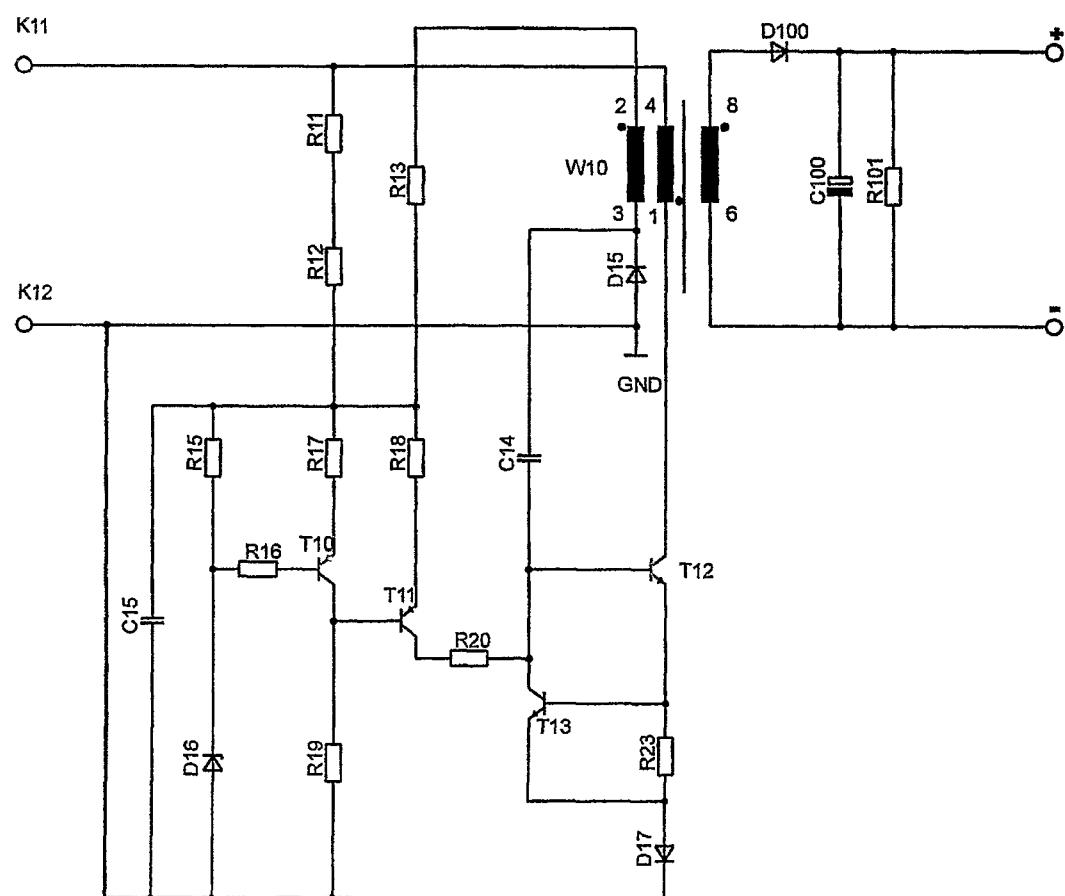


图 2

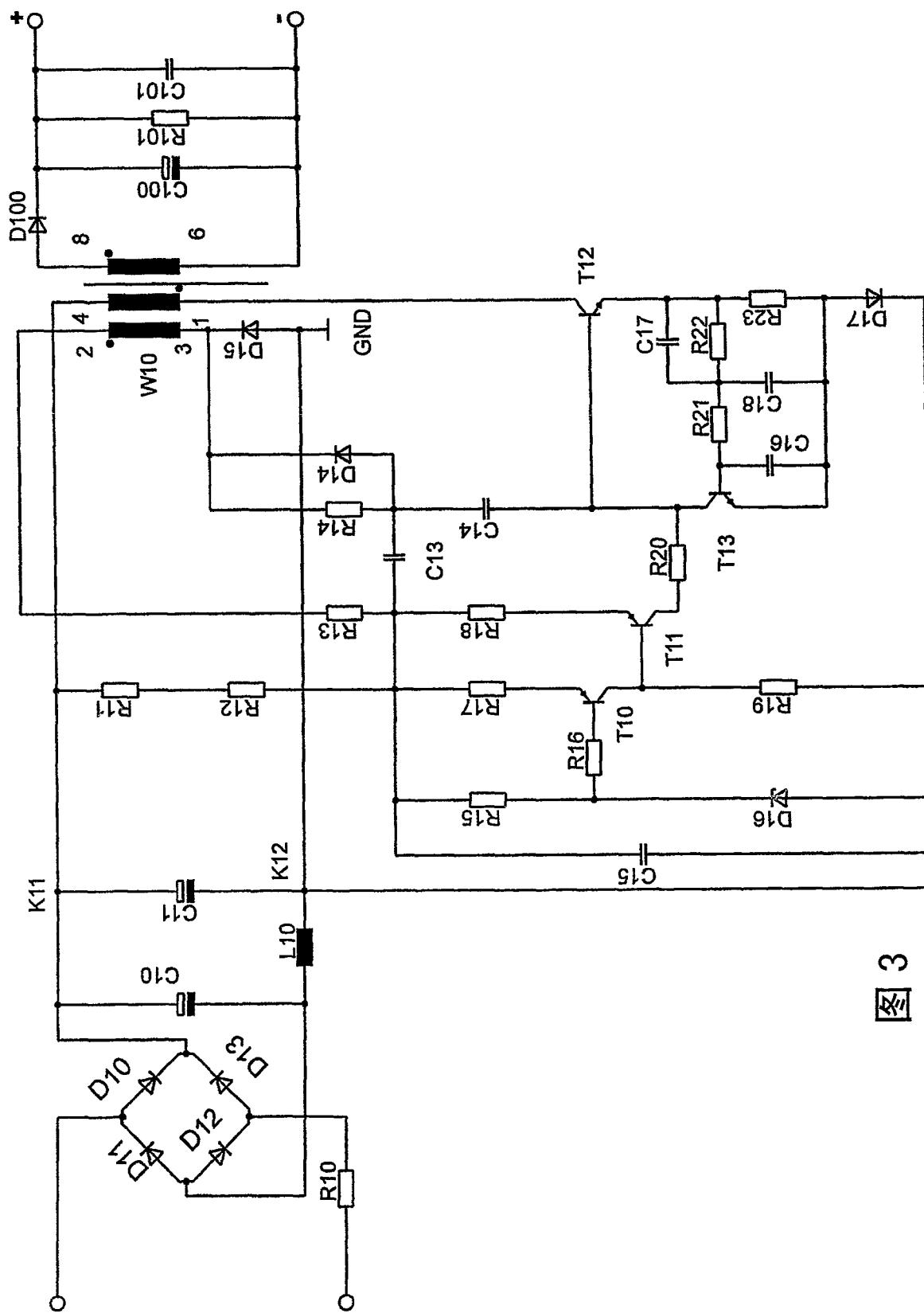


图 3

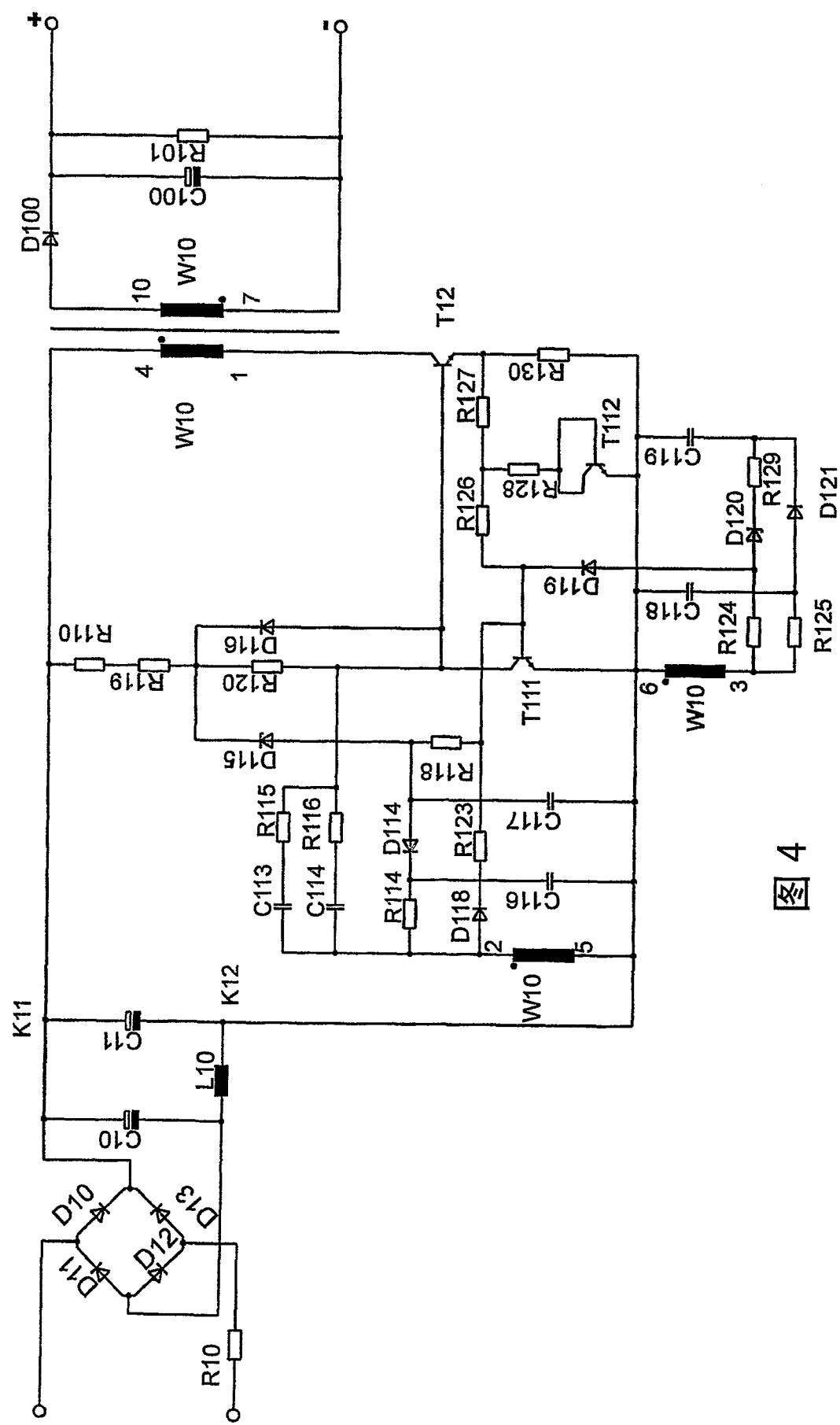


图 4

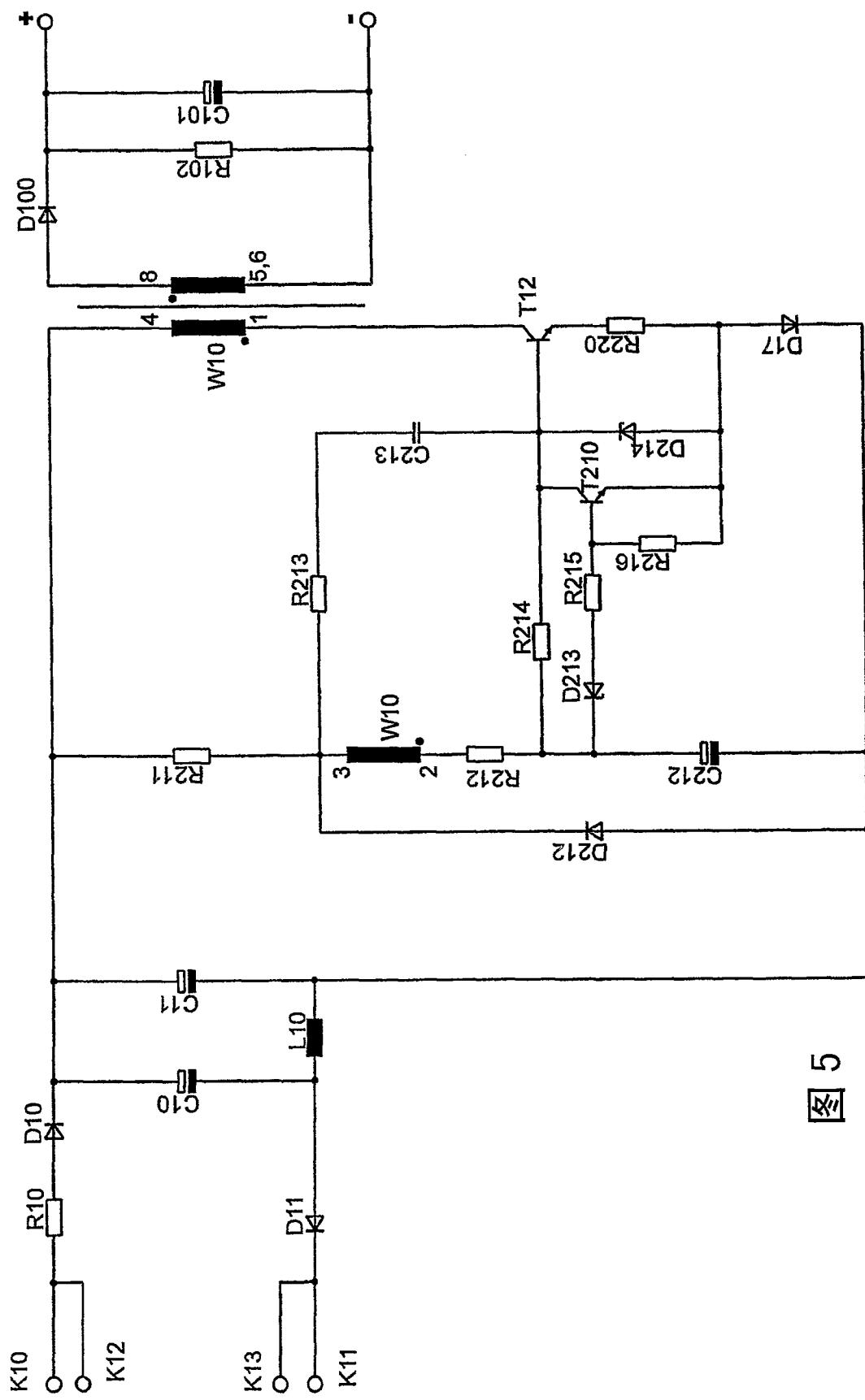


图 5

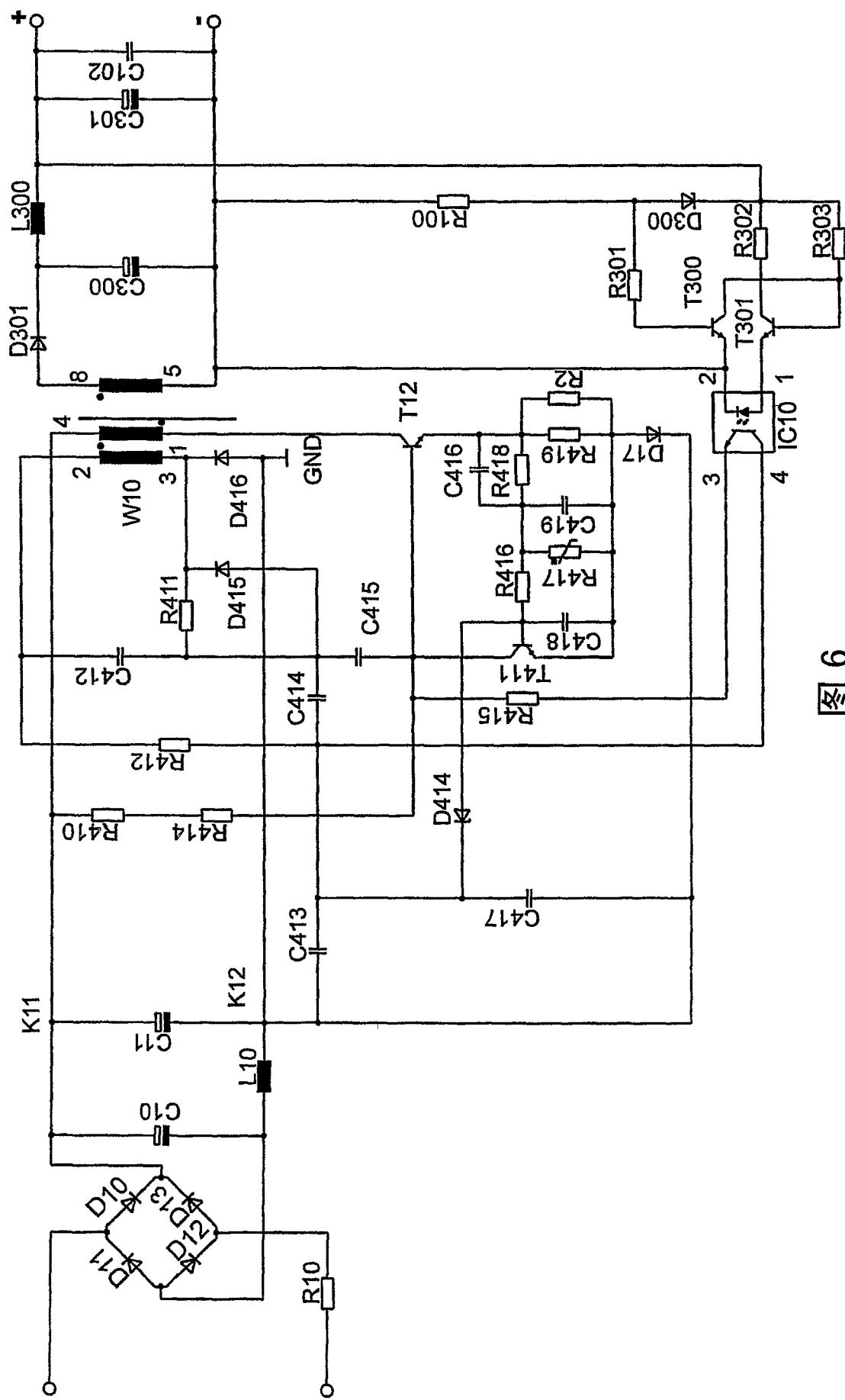


图 6