

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H02M 3/335 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200610080802.3

[45] 授权公告日 2008 年 11 月 19 日

[11] 授权公告号 CN 100435464C

[22] 申请日 2006.5.16

[21] 申请号 200610080802.3

[73] 专利权人 中控科技集团有限公司

地址 310053 浙江省杭州市滨江区六和路
309 号中控科技园(高新区)

共同专利权人 浙江大学

[72] 发明人 金建祥 袁剑蓉 孔 亮

[56] 参考文献

CN1255771A 2000.6.7

CN1127574A 1996.7.24

JP6-205546A 1994.7.22

用 CMOS 门电路设计振荡器. 高维祥. 电子技术应用, 第 5 期. 1983

审查员 李晓艳

[74] 专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限公司

代理人 沈 泳 逯长明

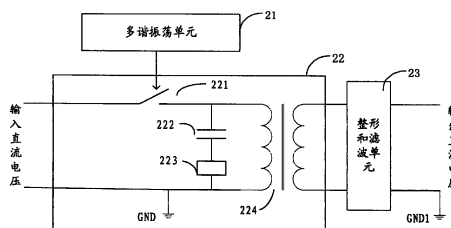
权利要求书 2 页 说明书 9 页 附图 5 页

[54] 发明名称

一种直流 - 直流隔离转换装置

[57] 摘要

本发明公开一种直流 - 直流隔离转换装置, 包括: 转换单元, 所述转换单元包括变压器和可控开关, 所述转换单元接收输入的直流电压, 将该直流电压周期性接入变压器初级线圈, 在变压器初级线圈生成振荡电流; 在所述变压器副边获得经隔离变压的电压, 由所述转换单元并输出; 所述直流电压周期性接入由在振荡信号控制下周期性导通和关断的可控开关控制; 整形和滤波单元, 用于接收所述转换单元输出的电压, 并将该电压整形、滤波成直流电压输出。 本发明具有易于散热、转换效率高、安全性强、参数可以调整及维护成本低等优点。



1、一种直流-直流隔离转换装置，其特征在于，包括：

转换单元，所述转换单元包括变压器和可控开关，所述转换单元接收输入的直流电压，将该直流电压周期性接入变压器初级线圈，在变压器初级线圈生成振荡电流；在所述变压器副边获得经隔离变压的电压，并由所述转换单元输出；所述直流电压周期性接入由在振荡信号控制下周期性导通和关断的可控开关控制；

整形和滤波单元，用于接收所述转换单元输出的电压，并将接收的电压整形、滤波成直流电压输出；

多谐振荡单元，用于产生所述振荡信号，其包括：第一非门(U6A)输出端连接第二非门(U6B)输入端，第二非门(U6B)的输出端通过串联的第二电容(C7)、第二电阻(R22)连接第一非门(U6A)的输入端；在第一非门(U6A)、第二非门(U6B)的公共端与第二电容(C7)、第二电阻(R22)的公共端之间连接第三电阻(R23)，第四电阻(R24)与第一二极管(D3)串联后与第三电阻(R23)并联，第一二极管(D3)的阳极与第四电阻(R24)连接，阴极与第二非门(U6B)的输入端连接；第二非门(U6B)的输出端连接第三非门(U6D)的输入端，第三非门(U6D)的输出端分别连接第四非门(U6E)、第五非门(U6F)的输入端，第四非门(U6E)、第五非门(U6F)的输出端接入转换单元。

2、根据权利要求1所述的装置，其特征在于：

所述可控开关与所述变压器的初级线圈串联连接在所述输入的直流电压和所述变压器初级线圈一侧的第一电源地之间；该可控开关的控制端接收所述振荡信号，并根据该振荡信号控制所述可控开关的导通和关断。

3、根据权利要求2所述的装置，其特征在于，所述变压器与所述可控开关连接方式为：

所述变压器的初级线圈的第一端子连接所述输入的直流电压的正极，所述可控开关的一端连接所述变压器初级线圈的第二端子，另一端连接所述第一电源地；并且所述变压器的初级线圈第一端子与第二端子之间连接串联的第一电容和第一电阻，其中，第一电容的一端连接所述变压器初级线圈的第一端子，第一电容的另一端通过第一电阻连接所述变压器初级线圈的第二端子。

4、根据权利要求2或3所述的装置，其特征在于：

所述可控开关为场效应管，所述可控开关一端为该场效应管漏极，所述可控开关的另一端为该场效应管的源极，所述可控开关的控制端为所述场效应管的栅极。

5、根据权利要求3所述的装置，其特征在于：

所述变压器还有与所述初级线圈同相串联的第一次级线圈，所述变压器初级线圈的第一端子是初级线圈与第一次级线圈的共同端子，第一次级线圈的另一端子与所述第一电源地之间连接第二二极管(D1)，第二二极管(D1)阳极接所述第一电源地，阴极连接所述第一次级线圈。

6、根据权利要求3或5所述的装置，其特征在于，所述转换单元还包括：

连接在所述输入的直流电源正极与所述变压器初级线圈的第一端子之间的保险丝。

7、根据权利要求4所述的装置，其特征在于：

所述场效应管为耗尽型场效应管。

8、根据权利要求1所述的装置，其特征在于，所述振荡信号为方波或脉冲。

一种直流 - 直流隔离转换装置

技术领域

本发明涉及电子电路领域,具体地说涉及一种直流 - 直流隔离转换装置。

背景技术

在工控、网络、仪器仪表等电子设备上,常常需要对信号进行隔离处理,以保证设备中各电路的正常工作。电源是设备中非常关键的部分,电源供电的优劣直接影响整个电路的运行效果。因此,采用直流 - 直流(DC-DC)隔离转换电路不仅能够改善供电质量,为设备内部提供符合要求的工作电压,同时由于隔离的效果,还使得设备抗干扰能力大为增强。

由于DC-DC隔离转换电路所应用的场合比较复杂,因此,对DC-DC隔离转换电路的工作温度、转换效率都有较高的要求。现有技术中,DC-DC隔离转换电路主要是使用隔离DC-DC转换芯片,来实现DC-DC的隔离转换。

请参阅图1,为DC-DC转换芯片结构示意图,在 V_{in} 和GND端输入直流电压,在+VO1、OV1端与+VO2、OV2端输出两组直流电压。隔离DC-DC芯片是完整的一块芯片,所有电子器件均通过阻燃材料或非阻燃材料封装在一个狭小的空间内,这样虽然节省相当的设计空间,但由于电子器件密度高,通电工作时,自身功耗产生热量不容易散发,特别是在DC-DC芯片输出为满载或者轻载的情况下,由于流经DC-DC芯片的电流很大或者电能释放不掉,电子器件中积累的热量使得环境温度升高,以此,在这样环境下,电子器件的工作效率大大降低,进而影响到电子器件的使用寿命,长期使用电路的安全性将下降。

另外,在实际设计电路时,如果对输出电压等参数要求发生变化,要调整DC-DC芯片封装内部的参数是难以实现的,而向厂家定制则成本相对较高。

另外,DC-DC芯片输出端一旦发生异常情况(如:输出短路),容易

造成自身的损坏，必须更换 DC-DC 转换芯片，使得维护成本增加。

因此，使用隔离 DC-DC 转换芯片电路的虽然体积小，但有不易散热、转换效率低、安全性差、参数不能随意调整及维护成本高等不足。

发明内容

针对上述不足，本发明提供一种隔离直流-直流转换装置，该转换装置具有易于散热、转换效率高、安全性强、参数可数以调整及维护成本低等优点，可解决现有技术中存在的不足。

本发明一种直流-直流隔离转换装置，包括：转换单元，所述转换单元包括变压器和可控开关，所述转换单元接收输入的直流电压，将该直流电压周期性接入变压器初级线圈，在变压器初级线圈生成振荡电流；在所述变压器副边获得经隔离变压的电压，并由所述转换单元输出；所述直流电压周期性接入由在振荡信号控制下周期性导通和关断的可控开关控制；

整形和滤波单元，用于接收所述转换单元输出的电压，并将接收的电压整形、滤波成直流电压输出；

多谐振荡单元，用于产生所述振荡信号，其包括：第一非门(U6A)输出端连接第二非门(U6B)输入端，第二非门(U6B)的输出端通过串联的第二电容(C7)、第二电阻(R22)连接第一非门(U6A)的输入端；在第一非门(U6A)、第二非门(U6B)的公共端与第二电容(C7)、第二电阻(R22)的公共端之间连接第三电阻(R23)，第四电阻(R24)与第一二极管(D3)串联后与第三电阻(R23)并联，第一二极管(D3)的阳极与第四电阻(R24)连接，阴极与第二非门(U6B)的输入端连接；第二非门(U6B)的输出端连接第三非门(U6D)的输入端，第三非门(U6D)的输出端分别连接第四非门(U6E)、第五非门(U6F)的输入端，第四非门(U6E)、第五非门(U6F)的输出端接入转换单元。

优选的，所述可控开关与所述变压器的初级线圈串联连接在所述输入的直流电压和所述变压器初级线圈一侧的第一电源地之间；该可控开关的控制端接收所述振荡信号，并根据该振荡信号控制所述可控开关的导通和关断。

优选的，所述变压器与所述可控开关连接方式为：所述变压器的初级线圈的第一端子连接所述输入的直流电压的正极，所述可控开关的一端连接所

述变压器初级线圈的第二端子，另一端连接所述第一电源地；并且所述变压器的初级线圈第一端子与第二端子之间连接串联的第一电容和第一电阻，其中，第一电容的一端连接所述变压器初级线圈的第一端子，第一电容的另一端通过第一电阻连接所述变压器初级线圈的第二端子。

优选的，所述可控开关为场效应管，所述可控开关一端为该场效应管漏极，所述可控开关的另一端为该场效应管的源极，所述可控开关的控制端为所述场效应管的栅极。

优选的，所述变压器还有与所述初级线圈同相串联的第一次级线圈，所述变压器初级线圈的第一端子是初级线圈与第一次级线圈的共同端子，第一次级线圈的另一端子与所述第一电源地之间连接第二二极管（D1），第二二极管（D1）阳极接所述第一电源地，阴极连接所述第一次级线圈。

优选的，所述转换单元还包括：连接在所述输入的直流电源正极与所述变压器初级线圈的第一端子之间的保险丝。

优选的，所述场效应管为耗尽型场效应管。

优选的，所述振荡信号为方波或脉冲。

与现有技术使用 DC-DC 转换芯片的电路相比较，本发明具有以下优点。

1、易于散热。

本发明的各个元件没有紧密密封在一起，各个元件产生的热量易于散掉，可提高各元件的工作效率，延长各元件的使用寿命。

2、输出效率高。

本发明通过限定变压器初级线圈电压的峰值，降低变压器自身功耗，提高转换效率。

3、安全性高。

本发明通过限制变压器初级线圈的电压，来限制场效应管源极和漏极间的电压，确保场效应管安全、正常工作。在输入电压正极与变压器第一输入端子之间连接有保险丝，防止输入电流过大对电路造成损害，还通过变压器的隔离作用，将输入直流电压和输出直流电压隔离，保证各部分电路安全工作。

4、参数可以随意调整，满足电路需求。

本发明可通过调节多谐振荡电路中充电支路的电阻和放电电路的电阻，以及输入非门电路的电压，来控制输出波形的周期、幅值。通过调整变压器初级线圈的电压，或调整变压器初级线圈与副边次级线圈的匝数比，来调节输出电压值；还可通过调节变压器副边不同端点之间线圈匝数比，得到不同的输出电压，满足电路设计需求。

5、维护成本低。

本发明使用的元器件比 DC-DC 转换芯片价格低，且安全可靠，所以维护成本相对要低。

附图说明

- 图 1 是为 DC-DC 转换芯片结构示意图；
- 图 2 是本发明第一实施例装置结构示意图；
- 图 3 是本发明第二实施例多谐振荡电路的电路图；
- 图 4 是本发明第二实施例多谐振荡电路中非门 U6B 输出波形；
- 图 5 是本发明第二实施例转换电路的电路图；
- 图 6 是本发明第二实施例变压器端点 53 处波形图；
- 图 7 是本发明第二实施例整形和滤波电路的电路图；
- 图 8 是本发明第二实施例输出电压波形图；
- 图 9 是本发明第二实施例整体电路图。

具体实施方式

请参看图 2，为本发明第一实施例装置结构示意图，以下结合该示意图介绍本实施例的组成单元。

多谐振荡单元 21 产生一定频率和幅值的振荡信号，将振荡信号输出。振荡信号可为方波或脉冲，多谐振荡单元 21 对输出方波或脉冲信号的频率和幅值，能够进行有效的控制。

转换单元 22 将直流电压通过一可控开关 221 接入变压器 224，可控开关与变压器 224 的初级线圈串联连接在所述直流电压和所述变压器 224 初级线圈一侧的第一电源地 GND 之间，多谐振荡单元 21 输出的方波或脉冲信号接

入可控开关 221 控制端，方波或脉冲信号控制可控开关 221 的导通和关断。

变压器 224 的初级线圈的第一端子连接直流电压的正极，可控开关 221 的一端连接变压器 224 初级线圈的第二端子，另一端连接第一电源地 GND，并且变压器 224 的初级线圈第一端子与第二端子之间连接串联的第一电容 222 和第一电阻 223，其中，第一电容 222 的一端连接所述变压器 224 初级线圈的第一端子，第一电容 222 的另一端通过第一电阻 223 连接所述变压器 224 初级线圈的第二端子。变压器 224 的副边所连接的地为第二电源地。

上述电路的基本原理是，使具有一定周期的方波或脉冲信号根据高低电平控制可控开关 221 的导通和关断，使输入的直流电压周期性接入变压器 224 的初级线圈，在变压器 224 的初级线圈生成振荡电流，在变压器 224 的副边获得经隔离变压的电压并输出。通过可控开关 221 的导通、关断，使第一电容 222 不断进行充电、放电，可在变压器 224 的初级线圈形成稳定的振荡电流。

整形和滤波单元 23 接收转换单元 22 输出的电压，并将该电压整形、滤波成直流电压输出。

本实施例实现 DC-DC 隔离转换的工作过程为：转换单元 22 借助振荡单元 21 提供的方波或脉冲信号，控制可控开关 221 的导通、截止，使直流电压周期性输入变压器 224 初级线圈，在变压器 224 的初级线圈产生振荡电流。变压器 224 初级线圈一侧使用第一电源地 GND，变压器 224 的副边使用第二电源地 GND1，第一电源地 GND 与第二电源地 GND1 通过该变压器 224 实现隔离。在变压器 224 副边可获得隔离变压后具有一定波形的电压，再将该电压经整形和滤波单元 23 整形和滤波后输出稳定的直流电压，完成 DC-DC 的隔离转换。

第二实施例提供一个实现上述第一实施例的具体电路。

请参阅图 3，为本发明第二实施例的多谐振荡电路的电路图。非门 U6A 输出端连接非门 U6B 输入端，非门 U6B 的输出端通过串联的电容 C7、电阻 R22 连接非门 U6A 的输入端，在非门 U6A 和 U6B 的公共端、电容 C7 和电阻 R22 公共端之间连接电阻 R23，电阻 R24 与二极管 D3 串联后与电阻 R23 并联，二极管 D3 的阳极与电阻 R24 连接，阴极与非门 U6B 的输入端连接。

非门 U6B 的输出端连接非门 U6D 的输入端，非门 U6D 的输出端连接非门 U6E、U6F 的输入端，非门 U6E、U6F 的输出端接入转换电路。

非门 U6A 的输入端为低电平时，输出端为高电平，非门 U6B 的输出端即为低电平，电容 C7 充电，二极管 D3 截止，电流只能通过电阻 R23 输入非门 U6B 的输入端，非门 U6B 输出低电平的时间为；

$$T1 = R23 * C7$$

电容 C7 充电后，与电阻 R23 的公共端变为高电平，高电平通过电阻 R22 输出非门 U6A 的输入端，输出端为低电平，非门 U6B 的输出端为高电平，电容 C7 放电，二极管 D3 导通，电流通过电阻 R23 支路、电阻 R24 与二极管 D3 串联支路两条支路输入非门 U6B 的输入端，非门 U6B 输出高电平的时间为；

$$T2 = R23 * R24 / (R23 + R24) * C7$$

请参阅图 4，为本发明第二实施例多谐振荡电路中非门 U6B 输出波形。其中，横坐标为时间 T，纵坐标为电压 U，T1 为方波低电平周期，T2 为方波高电平周期，方波一个完整的周期为：

$$T = T1 + T2$$

由上述公式可知，通过调整电阻 R23 与电阻 R24 的阻值比例，可调整非门 U6B 输出波形中高低电平在一个周期内所占时间比，即输出波形的占空比。通过调整电阻 R23 与电阻 R24 的电阻值及电容 C7 的电容值，即可得到理想的波形周期。为能输出的方波更为稳定，门电路采用多反相缓冲器。

非门 U6B 输出波形经过非门 U6D 反相，非门 U6E 或非门 U6F 再反相后，与原波形相同，非门 U6E 与非门 U6F 输出波形与图 4 所示波形相同。根据电路设计的需要，多谐振荡电路可输出多路方波。

请参阅图 5，为本发明第二实施例转换电路的电路图。场效应管 T1 的栅极连接非门 U6E 的输出端，场效应管 T1 的漏极连接变压器 B1 的端点 53，场效应管 T1 的源极接第一电源地 GND。变压器 B1 的端点 52 通过保险丝 FUSE1 连接直流电压正极 Vin，变压器 B1 的端点 51 通过二极管 D1 接第一电源地 GND，二极管 D1 阴极连接变压器 B1 的端点 51，阳极接第一电源地 GND。变压器 B1 的端点 52 通过串联的电容 C12 与电阻 R16 连接端点 53。

变压器线圈 N1 初级线圈，线圈 N2 为第一次级线圈。

请参阅图 6，为本发明第二实施例变压器端点 53 处波形图。其中，横坐标为时间 T，纵坐标为电压 U，当非门 U6E 输出高电平时，场效应管 T1 导通，漏极与源极相连，使变压器 B1 的端点 53 接第一电源地 GND，电容 C12 充电，电容 C12、电阻 R16 与变压器 B1 的端点 52、53 构成一个充电回路，变压器 B1 的端点 53 处为低电平；当非门 U6E 输出低电平时，场效应管 T1 截止，漏极与源极断开，变压器 B1 的端点 53 不接第一电源地 GND，电容 C12 放电，电容 C12、电阻 R16 与变压器 B1 的端点 52、53 构成一个放电回路，变压器 B1 的端点 53 处为高电平。这样，在变压器 B1 的端点 52、53 之间形成振荡电流，在变压器 B1 的副边输出具有振荡波形的电压。

所述保险丝 FUSE1 可防止输入的直流电压的电流过大，对电路造成损害，保险丝 FUSE1 的大小可以根据实现需要选取。场效应管 T1 可选取耗尽型场效应管。

所述二极管 D1 在转换电路中，有提高电路的可靠性，降低维护成本，减少变压器 B1 的自损耗，提高转换效率的作用。

第一，提高电路的可靠性，降低了维护成本。

二极管 D1 反向接第一电源地 GND，变压器 B1 的端点 51 处电压最低不小于 $-0.7V$ ，直流电压 V_{in} 正常输入，变压器 B1 端点 51 与端点 52 之间的线圈匝数为 N1，变压器端点 52 与端点 53 之间的线圈匝数为 N2，在 $N1:N2 = 1:1$ 的情况下，变压器 B1 端点 52 处电压最高不会超过 $(V_{in}+0.7V)$ ，端点 53 处电压为端点 52 处的 2 倍，即最高不会超过 $2 \times (V_{in}+0.7V)$ ，以此，加在场效应管 T1 漏极电压最高不会超过 $2 \times (V_{in}+0.7V)$ ，控制住场效应管 T1 漏极的电平高低，使其在场效应管 T1 处于截止状态的情况下 VDS 不超过场效应管 T1 耐压参数。否则场效应管 T1 漏极与源极的电压不可控，如超过场效应管 T1 的参数指标，就会击穿场效应管 T1，烧毁变压器 B1，整个电路无法正常工作。

本发明采用二极管 D1 保护电路，有效解决了输入直流电压在转换时，峰值电压超过场效应管 T1 的耐压参数，从而损伤场效应管 T1 的情况，提高了电路使用的可靠性，降低了维护成本。

第二,减少变压器B1的自损耗,提高转换效率。变压器B1端点电压峰值通过二极管D1被限定,在副边正常输出或者输出轻载的情况下,变压器B1两端的压差不会很大,通过 $P = V \times I$ 可知,变压器B1自身功耗被限制,转换效率提高。

所述变压器 B1 的功率、磁芯、线径、初级线圈与副边线圈的匝数比等都可以根据实际电路的需要进行调整,满足使用电路的需求。

转换电路可由多个转换支路组成,每一支路与多谐振荡电路的输出端相对应,且每一支路的连接关系,工作原理与本路完全相同。

请参阅图 7,为本发明第二实施例整流和滤波电路的电路图。变压器 B1 端点 54 连接二极管 D5 阳极,二极管 D5 阴极连接输出电压 V_{o1} 。变压器 B1 的端点 55 分别连接二极管 D6 阳极和二极管 D7 的阴极,二极管 D6 的阴极通过电阻 R12 输出电压 V_{o2} ,二极管 D7 的阳极通过电阻 R19 输出电压 V_{o3} 。变压器 B1 端点 56 接第二电源地 GND1。

输出电压 V_{o1} 通过并联的有极性电容 CD6、电容 C6 接第二电源地 GND1,其中,有极性电容 CD6 的正端连接输出电压 V_{o1} ,负端接第二电源地 GND1。二极管 D6 的阴极连接有极性电容 CD7 的正端,有极性电容 CD7 的负端接第二电源地 GND1,输出电压 V_{o2} 通过并联的有极性电容 CD9、电容 C8 接第二电源地 GND1,其中,有极性电容 CD9 的正端连接输出电压 V_{o2} ,负端接地第二电源 GND1。二极管 D7 的阳极连接有极性电容 CD8 的负端,有极性电容 CD8 的正端接第二电源地 GND1,输出电压 V_{o3} 端通过电容 C9 接第二电源地 GND1。

转换电路输出的具有振荡波形的电压经过二极管整形、电容滤波后,输出稳定的直流电压。请参阅图 8,为本发明第二实施例输出电压波形图,其中,横坐标为时间 T,纵坐标为电压 U,输出电压为 V_{o1} 、 V_{o2} 、 V_{o3} 。电压 V_{o1} 、 V_{o2} 的值可通过调节变压器 B1 端点 54、55 间的线圈匝数 N_3 、变压器 B1 端点 55、56 间线圈匝数 N_4 ,得到电路所需的直流电压。

整流和滤波电路可由多个转换支路组成,每一支路与转换电路的输出端相对应,且每一支路的连接关系,工作原理与本路完全相同。

请参阅图 9，为本发明第二实施例整体电路图，有多谐振荡电路、转换电路、整形和滤波电路组成，多谐振荡电路产生一定频率和幅值的方波，将方波信号输入转换电路，转换电路将方波信号输入场效应管 T1，利用场效应管 T1 的导通或截止，将输入变压器 B1 初级线圈的直流电驱动形成振荡电流，在变压器输出端输出经隔离变压的电压，再经整形和滤波电路整形、滤波成直流电压输出，完成 DC-DC 的隔离转换。

图 9 中多谐振荡电路有两个输出端，对应的转换电路有两路转换电路，整形和滤波电路有两路整形和滤波电路，可完成两路的 DC-DC 转换。本实施例还可根据实际需要完成多路 DC-DC 转换。

本发明中可用采用 555 芯片构成多谐振荡电路，通过外围电阻的选取输出所需频率的方波，还可采用其它多种方式构成多谐振荡电路，输出所需频率的方波。

以上所述仅是本发明的优选实施方式，应当指出，对于本技术领域的普通技术人员来说，在不脱离本发明原理的前提下，还可以做出若干改进和润饰，这些改进和润饰也应视为本发明的保护范围。

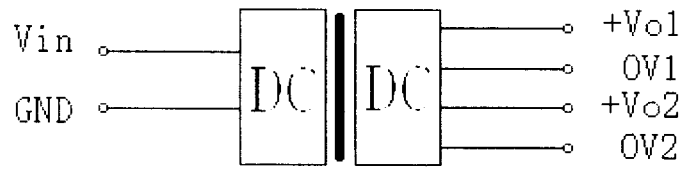


图 1

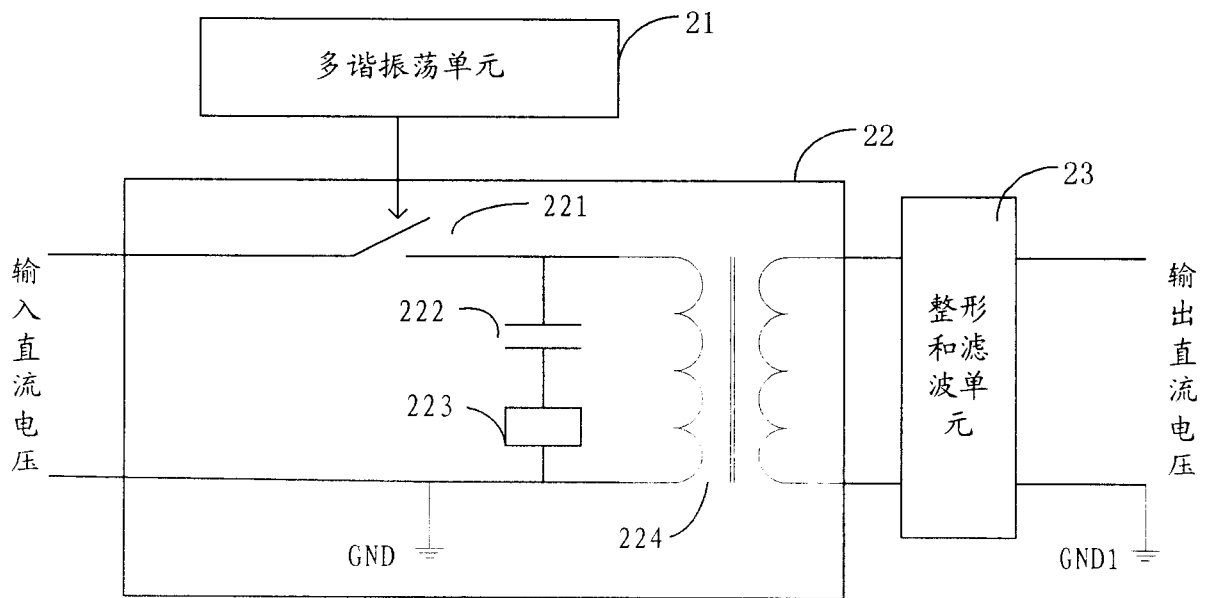


图 2

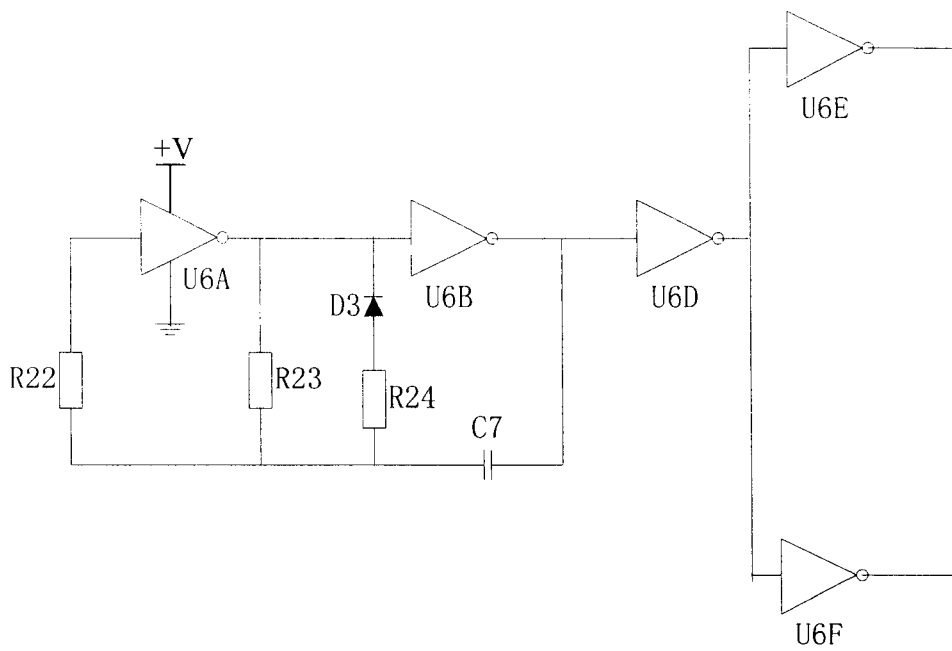


图 3

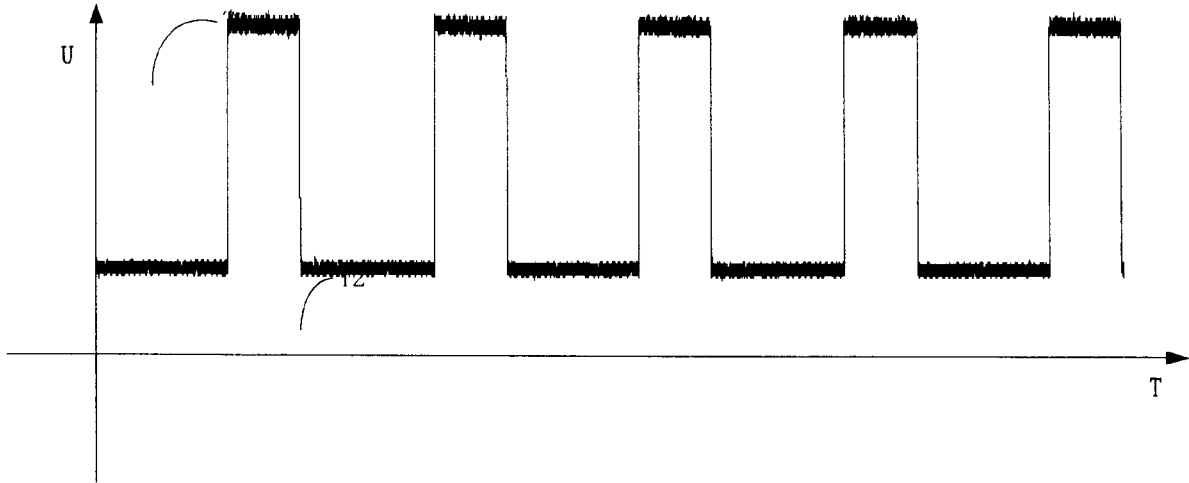


图 4

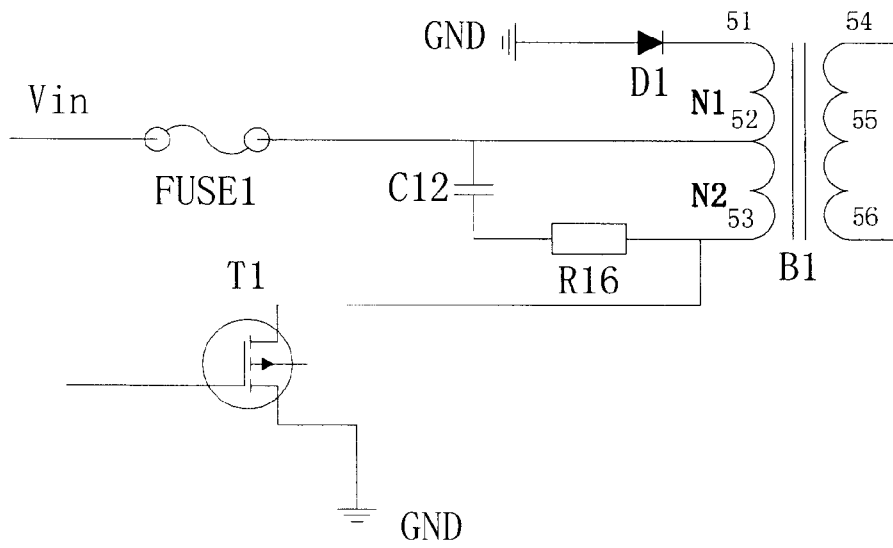


图 5

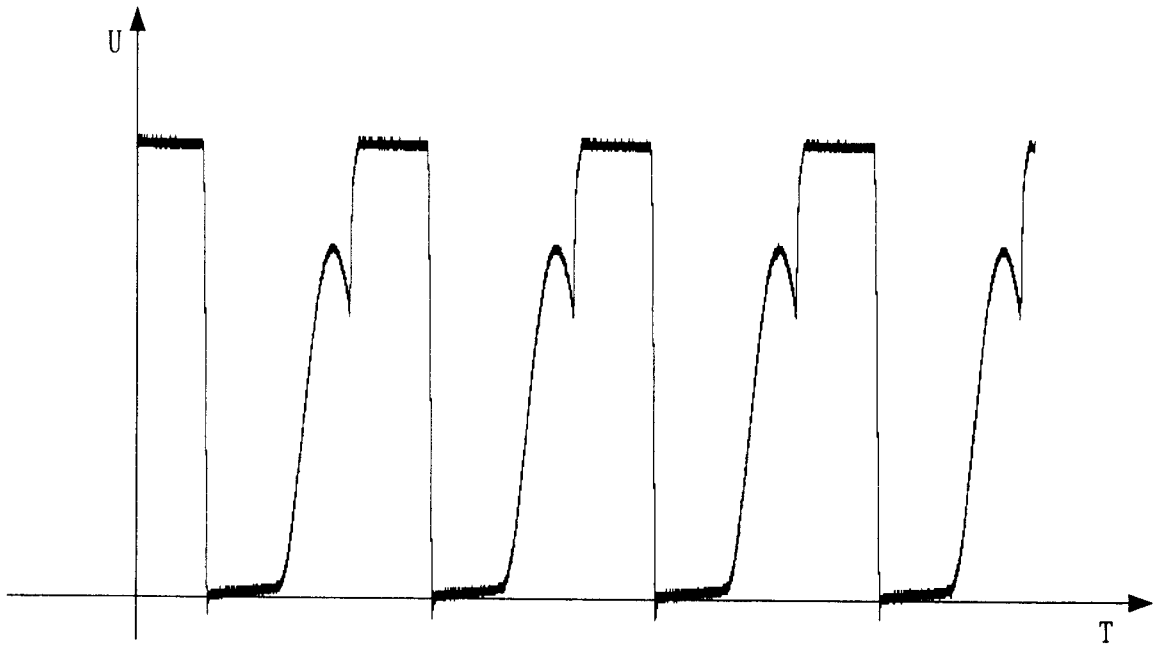


图 6

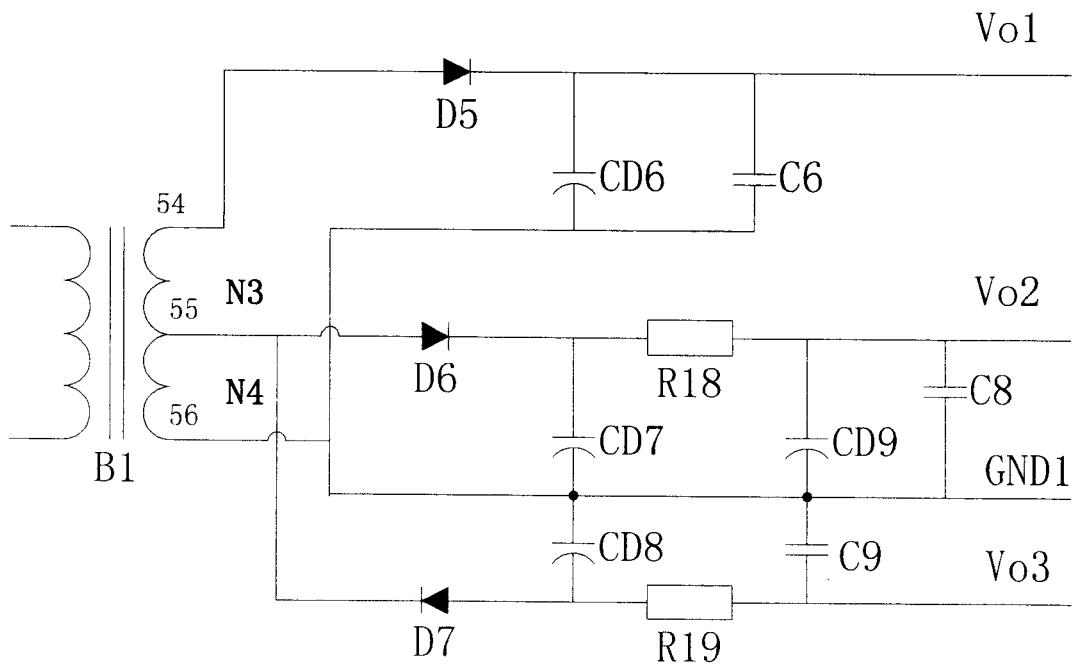


图 7

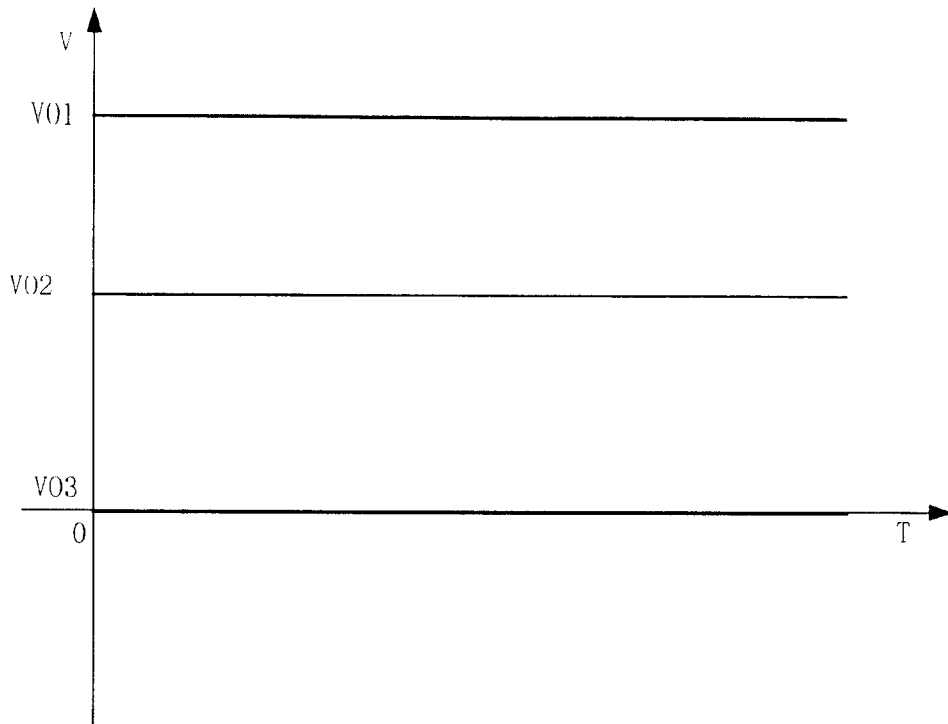


图 8

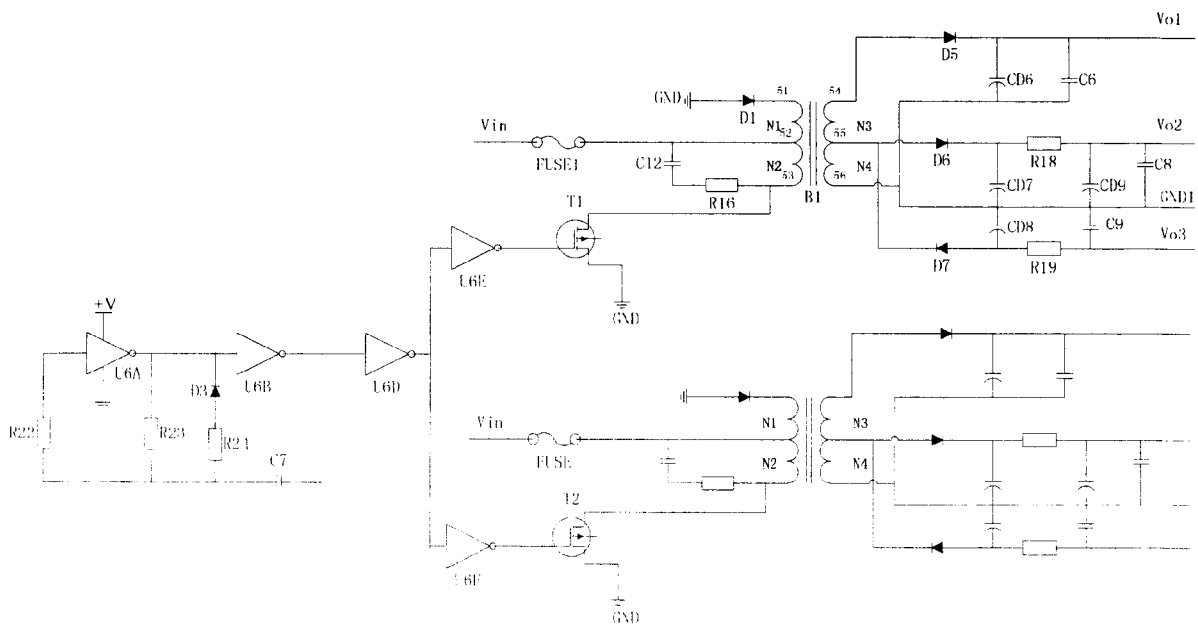


图 9