

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102315632 A

(43) 申请公布日 2012. 01. 11

(21) 申请号 201110310792. 9

(22) 申请日 2011. 10. 14

(71) 申请人 广东易事特电源股份有限公司
地址 523808 广东省东莞市松山湖科技产业
园区工业北路 6 号

(72) 发明人 戴宝锋

(74) 专利代理机构 广州华进联合专利商标代理
有限公司 44224
代理人 谭一兵

(51) Int. Cl.
H02H 9/02 (2006. 01)
H02H 7/20 (2006. 01)
H02H 3/08 (2006. 01)
H02H 3/06 (2006. 01)

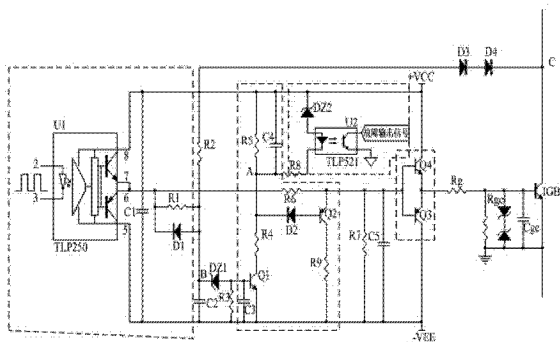
权利要求书 2 页 说明书 4 页 附图 2 页

(54) 发明名称

抑制 IGBT 过电流的驱动电路

(57) 摘要

一种抑制 IGBT 过电流的驱动电路, 包括: 隔离驱动电路、降栅压钳位电路、推挽放大电路、报警输出电路、以及过电压检测电路, 其中, 隔离驱动电路的输出端、降栅压钳位电路的第一输出端与推挽放大电路的输入端连接, 推挽放大电路的输出端与 IGBT 驱动回路连接, 过电压检测电路的输入端与 IGBT 驱动回路连接、输出端与降栅压钳位电路的输入端连接, 降栅压钳位电路的第二输出端与报警输出电路的输入端连接。根据本发明方案, 可以实现对 IGBT 过电流的有效抑制, 不仅可以减少 IGBT 过电流时的关断应力, 还可延长 IGBT 短路承受时间, 增强 IGBT 短路电流承受能力, 且实现成本低, 灵活性高, 电路简单, 实用性强。



1. 一种抑制 IGBT 过电流的驱动电路,其特征在于,包括:隔离驱动电路、降栅压钳位电路、推挽放大电路、报警输出电路、以及过电压检测电路,其中,隔离驱动电路的输出端、降栅压钳位电路的第一输出端与推挽放大电路的输入端连接,推挽放大电路的输出端与 IGBT 驱动回路连接,过电压检测电路的输入端与 IGBT 驱动回路连接、输出端与降栅压钳位电路的输入端连接,降栅压钳位电路的第二输出端与报警输出电路的输入端连接。

2. 根据权利要求 1 所述的抑制 IGBT 过电流的驱动电路,其特征在于,所述隔离驱动电路包括:TLP 光电耦合器 U1、电阻 R1、电容 C1 以及二极管 D1,电容 C1 连接在 TLP 光电耦合器 U1 的 8 脚与 5 脚之间,TLP 光电耦合器 U1 的 7 脚与 6 脚相接后与电阻 R1 以及二极管 D1 的负极连接,电阻 R1 的另一端与二极管 D1 的正极相连接。

3. 根据权利要求 1 所述的抑制 IGBT 过电流的驱动电路,其特征在于,所述降栅压钳位电路包括三极管 Q1、三极管 Q2、二极管 D2、电阻 R4、电阻 R5、电阻 R6、电阻 R9 及微分电容 C4,三极管 Q1 的集电极接电阻 R4 后与二极管 D2 的负极、电阻 R5 以及电容 C4 连接,电阻 R5、电容 C4 的另一端接入正电源,三极管 Q1 的基极与过电压检测电路连接,三极管 Q1 的发射极接负电源,三极管 Q2 的集电极接电阻 R9 后接入负电源,三极管 Q2 的基极与二极管 D2 的正极连接,三极管 Q2 的发射极与电阻 R6 及推挽放大电路连接。

4. 根据权利要求 3 所述的抑制 IGBT 过电流的驱动电路,其特征在于,还包括:

连接于三极管 Q1 的基极与发射极之间的电阻 R3;

和/或

连接于三极管 Q1 的基极与三极管 Q1 的发射极之间的电容 C3。

5. 根据权利要求 3 或 4 所述的抑制 IGBT 过电流的驱动电路,其特征在于,还包括电阻 R7、电容 C5,电阻 R7 与电容 C5 并联后,一端与三极管 Q2 的基极连接,一端接入负电源。

6. 根据权利要求 1 所述的抑制 IGBT 过电流的驱动电路,其特征在于,所述报警输出电路包括依次串联的电阻 R8、光电耦合器 U2、稳压二极管 DZ2,稳压二极管 DZ2 的正极与光电耦合器 U2 连接,光电耦合器 U2 的负极接入正电源。

7. 根据权利要求 1 所述的抑制 IGBT 过电流的驱动电路,其特征在于,所述过电压检测电路包括高压二极管 D3、高压二极管 D4、电阻 R2、电容 C2、稳压二极管 DZ1,高压二极管 D4 的负极与 IGBT 连接、正极与高压二极管 D3 的负极连接,高压二极管 D3 的正极通过电阻 R2 与电容 C2、稳压二极管 DZ1 的负极连接,稳压二极管 DZ1 的正极以及电容 C2 的另一端与降栅压钳位电路连接。

8. 根据权利要求 1 所述的抑制 IGBT 过电流的驱动电路,其特征在于,该抑制 IGBT 过电流的驱动电路包括 TLP 光电耦合器 U1,光电耦合器 U2,电阻 R1、R2、R4、R5、R6、R8、R9,二极管 D1、D2,高压二极管 D3、D4,稳压二极管 DZ1、DZ2,三极管 Q1、Q2、Q3、Q4,电容 C1、C2、C4, TLP 光电耦合器 U1 的 8 脚、电容 C1、电阻 R5、电容 C4、稳压二极管 DZ2 的负极以及三极管 Q4 的集电极接入正电源,TLP 光电耦合器 U1 的 7 脚、6 脚相接后与电阻 R1、二极管 D1 的负极连接,并通过电阻 R6 与三极管 Q2 的发射极、三极管 Q3 的基极、三极管 Q4 的基极连接,电阻 R1 的另一端、二极管 D1 的正极与电阻 R2、稳压二极管 DZ1 的负极以及电容 C2 连接,电阻 R2 的另一端与高压二极管 D3 的正极连接,高压二极管 D3 的负极与高压二极管 D4 的正极连接,高压二极管 D4 的负极与 IGBT 的集电极连接,稳压二极管 DZ1 的正极与三极管 Q1 的基极连接,三极管 Q1 的集电极通过电阻 R4 与二极管 D2 的负极、电阻 R5 的另一端、电容 C4 的另一

端以及电阻 R8 连接,电阻 R8 的另一端通过光电耦合器 U2 与稳压二极管 DZ2 的正极连接,二极管 D2 的正极与三极管 Q2 的基极连接,三极管 Q2 的集电极与电阻 R9 连接,TLP 光电耦合器 U1 的 5 脚、电容 C1 的另一端、电容 C2 的另一端、三极管 Q1 的发射极、电阻 R9 的另一端、三极管 Q3 的集电极接入负电源,三极管 Q3 的发射极与三极管 Q4 的发射极连接。

9. 根据权利要求 8 所述的抑制 IGBT 的驱动电路,其特征在于:还包括电阻 R3、电阻 R7、电容 C3、电容 C5 中的任意一个或者任意组合,电阻 R3 连接于三极管 Q1 的基极与发射极之间,电阻 R7 连接于三极管 Q3 的基极与集电极之间,电容 C3 连接于三极管 Q1 的基极与发射极之间,电容 C5 连接于三极管 Q3 的基极与集电极之间。

抑制 IGBT 过电流的驱动电路

技术领域

[0001] 本发明涉及电源技术领域,特别涉及一种抑制 IGBT 过电流的驱动电路。

背景技术

[0002] IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor, 绝缘栅双极型功率管) 作为不间断电源(UPS)或其他电器设备的功率部件,是关系到设备是否正常运行和可靠运行的关键功率器件,IGBT 的器件性能直接关系到设备是否能正常运行及其使用寿命。根据 IGBT 的工作特性,开通时,最佳的驱动电压为 $15V \pm 10\%$, $15V$ 的驱动电压使 IGBT 处于充分饱和状态,通态压降也比较低,高于 $15V$ 的驱动电压难以实现 IGBT 的过流、短路等保护,IGBT 承受过电流的时间大大缩短,影响 IGBT 的可靠工作,驱动电压低于 $15V$ 时,IGBT 的通态损耗有所增加,但是 IGBT 承受过电流或短路电流的时间有所延长,且 IGBT 的关断时产生的应力也较小。所以为使 IGBT 工作在最佳状态,正常驱动电压控制在 $15V \pm 10\%$,异常时可利用 IGBT 的特性进行适当保护。

[0003] 造成 IGBT 损坏的原因有多种,如过电流、过电压、过温度、栅极过电压、功率循环疲劳等多种因素,应用实践表明,过电流是 IGBT 电力电子线路中经常发生的故障,也是损坏 IGBT 的主要原因之一,所以过流保护在 IGBT 应用中应优先考虑。IGBT 对过电流或短路的承受时间一般在 $10\mu s$ 以内,所以要求 IGBT 的过电流保护响应速度必须要快。而目前常用的过电流保护一般有如下两种:对于因负载过载等因素引起的过电流通常采用电流霍尔传感器侦测,由控制电路实行保护。而对于因负载短路或 IGBT 上下桥臂直通引起的过电流保护,如此的保护方法响应时间是不够的,在控制电路从检测到过流到发出信号,再到信号的传输执行,这个时间可能会超出 IGBT 短路所能承受的时间,很显然这种短路保护采用上述方法已经存在弊端。所以类似的保护业界通常采用检测 IGBT 饱和压降的方法进行保护,因 IGBT 的特性是当 IGBT 过流时,其饱和压降将随着电流的增大而增大,利用 IGBT 这一特性可以实现通过检测饱和压降 V_{ce} 来实现 IGBT 的过电流保护。比如目前市场上常见的 M57962AL、HC316J 等集成电路都是采用这种检测饱和压降 V_{ce} 实现过电流保护,如图 1、图 2 所示。但这些电路都是集成 IC 器件,需要配合外围电路方能实现作用,使用灵活性差,电路实现成本高,保护过程复杂等。

发明内容

[0004] 针对上述现有技术中存在的问题,本发明的目的在于提供一种抑制 IGBT 过电流的驱动电路,其可以减少 IGBT 的关断应力,延长 IGBT 短路承受时间,延长保护电路动作时间,且实现成本低,灵活性高,电路简单,实用性强。

[0005] 为达到上述目的,本发明采用以下技术方案:

一种抑制 IGBT 过电流的驱动电路,包括:隔离驱动电路、降栅压钳位电路、推挽放大电路、报警输出电路、以及过电压检测电路,其中,隔离驱动电路的输出端、降栅压钳位电路的第一输出端与推挽放大电路的输入端连接,推挽放大电路的输出端与 IGBT 驱动回路连接,

过电压检测电路的输入端与 IGBT 驱动回路连接、输出端与降栅压钳位电路的输入端连接，降栅压钳位电路的第二输出端与报警输出电路的输入端连接。

[0006] 根据上述本发明方案，其可以实现对 IGBT 过电流的有效抑制，不仅可以减少 IGBT 过电流时的关断应力，还可延长 IGBT 短路承受时间，增强 IGBT 短路电流承受能力，且实现成本低，灵活性高，电路简单，实用性强。

附图说明

[0007] 图 1 是现有技术中的一种对 IGBT 过电流保护的电路示意图。

[0008] 图 2 是现有技术中的另一种 IGBT 过电流保护的电路示意图。

[0009] 图 3 是本发明的抑制 IGBT 过电流的驱动电路的结构示意图。

[0010] 图 4 是本发明的驱动电路实施例的电路结构示意图。

具体实施方式

[0011] 以下结合其中的较佳实施例对本发明方案进行详细说明。

[0012] 参见图 3 所示，是本发明的抑制 IGBT 过电流的驱动电路的结构示意图，其包括有：隔离驱动电路、降栅压钳位电路、推挽放大电路、报警输出电路、以及过电压检测电路，其中，隔离驱动电路的输出端、降栅压钳位电路的第一输出端与推挽放大电路的输入端连接，推挽放大电路的输出端与 IGBT 驱动回路连接，过电压检测电路的输入端与 IGBT 驱动回路连接、输出端与降栅压钳位电路的输入端连接，降栅压钳位电路的第二输出端与报警输出电路的输入端连接。

[0013] 如图 4 所示，是在一个具体示例中本发明的抑制 IGBT 过电流的驱动电路的电路结构示意图。

[0014] 图 4 所示中，对本发明的隔离驱动电路、降栅压钳位电路、推挽放大电路、报警输出电路、过电压检测电路的具体示例分别进行了说明。图 4 所示中，隔离驱动电路主要由 TLP 光电耦合器 U1、电阻 R1、电容 C1 和二极管 D1 组成，降栅压钳位电路由三极管 Q1、三极管 Q2、二极管 D2、电阻 R4、R5、R6、R3、R9、电容 C3 及微分电容 C4 组成，推挽放大电路由三极管 Q3、Q4 组成，图 4 中所示的推挽放大电路是目前市场上通用的电路，报警输出电路由稳压二极管 DZ2、限流电阻 R8 和光电耦合器 U2 组成，过电压检测电路由高压二极管 D3、D4、电阻 R2、电容 C2 以及稳压二极管 DZ1 等组成。

[0015] 图 4 所示的具体实施方式中，正电源 +VCC 接入 TLP 光电耦合器 U1 的 8 脚、电容 C1、电阻 R5、电容 C4、稳压二极管 DZ2 的负极以及三极管 Q4 的集电极，TLP 光电耦合器 U1 的 7 脚、6 脚相接后与电阻 R1、二极管 D1 的负极连接，并通过电阻 R6 与三极管 Q2 的发射极、电阻 R7、电容 C5、三极管 Q3 的基极、三极管 Q4 的基极连接，电阻 R1 的另一端、二极管 D1 的正极与电阻 R2、稳压二极管 DZ1 的负极以及电容 C2 连接，电阻 R2 的另一端与高压二极管 D3 的正极连接，高压二极管 D3 的负极与高压二极管 D4 的正极连接，高压二极管 D4 的负极与 IGBT 的集电极连接，稳压二极管 DZ1 的正极与电阻 R3、电容 C3 以及三极管 Q1 的基极连接，三极管 Q1 的集电极通过电阻 R4 与二极管 D2 的负极、电阻 R5 的另一端、电容 C4 的另一端以及以及电阻 R8 连接，电阻 R8 的另一端通过光电耦合器 U2 与稳压二极管 DZ2 的正极连接，通过光电耦合器 U2 输出故障输出信号。二极管 D2 的正极与三极管 Q2 的基极连接，三极管

Q2 的集电极与电阻 R9 连接, TLP 光电耦合器 U1 的 5 脚、电容 C1 的另一端、电容 C2 的另一端、电阻 R3 的另一端、电容 C3 的另一端、三极管 Q1 的发射极、电阻 R9 的另一端、电阻 R7 的另一端、电容 C5 的另一端以及三极管 Q3 的集电极接入负电源 -VEE。三极管 Q3 的发射极与三极管 Q4 的发射极连接后, 通过电阻 Rg 接入 IGBT 驱动回路。图 4 所示中, Rg、Rge、Cge 等是 IGBT 驱动的外围器件, 不在本发明方案之内, 在此不予赘述。

[0016] 其中, 图 4 所示中, C3、C5 为杂讯滤波电容, 以消除噪音, 在没有必要时可省略, R3、R7 为输入信号为低时的低电平(钳位到地)的下拉电阻, 以保证输入信号为低时三极管 Q1 和 Q3 不导通, 进行误动作保护, 无必要时也可以省略。

[0017] 正常工作时, IGBT 开通, 正常开通时 IGBT 的饱和压降较低, 正驱动电压通过 R1、R2 施加在过流检测二极管 D3、D4 的正极而使得 D3、D4 导通, +VCC 通过 R1、R2、D3、D4 和 IGBT 的 Vce (即图中的 C 点电压) 构成分压回路在 R2 端分得的 B 点电压 U1 钳位在稳压二极管 DZ1 的击穿电压以下, 三极管 Q1 处于截止状态。PWM (Pulse Width Modulation, 脉冲宽度调制) 信号通过 Q4 和驱动电阻 Rg 正常开通和关断 IGBT。电容 C2 提供一个 IGBT 开通过程 Vce 下降过程中防止误动作的作用, 调整 C2 可以调整电路的响应速度和灵敏度。C2 不宜过大或过小, 过大则会引起响应速度变慢, 起不到保护效果, 过小则会提高电路动作的灵敏度, 易发生误保护的可能, 所以 C2 需依据具体情况合理选择。

[0018] 当 IGBT 开通过程中发生过流和短路故障时, IGBT 的饱和压降 Vce 迅速上升, C 点电位迅速上升, 设置好 IGBT 过电流时的 Vce 值, 保证在过电流发生时 +VCC 通过 R1、R2、D3、D4 和 IGBT 的 Vce 构成分压回路在 R2 端分得的 B 点电压超出 DZ1 的稳定击穿电压时, B 点电压就会由 R1 给 C2 充电, B 点电位从正常开通时的 U1 开始上升, 当升到 DZ1 的额定击穿电压时, DZ1 击穿, Q1 开通, 由 C4 和 R4 组成的微分电路开始动作, A 点电压由原 +Vcc 开始下降, 当电压下降幅度超过 D2 和 Q2 的 Vbe 压降之和时, Q4 的基极电压即被 D2 的负极电压钳位, 并随着 D2 负极电压的下降而下降, 因 Q4 采用的是共集电极接法(射极跟随器), 依据晶体管的特性, Q4 的射极驱动电压信号也将跟随 Q4 的基极电位下降, 从而实现降低 IGBT 驱动电压来抑制过电流的目的, 微分电容 C4 充电是一个缓慢的过程, 所以 IGBT 的栅极电压也是缓慢下降的, 实现了过流的软关断, 提高 IGBT 的短路电流承受能力和时间。改变 R5 和 R4 的比值, 可改变栅极电压下降“幅度”, 改变 R4C4 的值, 可以改变栅极电压下降的“速度”。实际使用可依据需要进行适当调整。和微分电容 C4 并联的 DZ2、U2、R8 为过流故障输出信号, 当 A 点电压降至一定值时, DZ2 击穿, 光耦 U2 导通, 输出一个故障信号给主控电路进行封锁 PWM 信号或执行驱动保护, 过电流故障输出信号的时间可设置不同的 DZ2 值, 来实现栅极电压下降到何值时输出故障信号。当在延时保护过程中, 过流信号消失了, 则 B 点电压降低, Q1 恢复截止, C4 通过 R5 放电, A 点电压持续升高至 +VCC, Vge 逐渐恢复, 直至 Q2 恢复截止, IGBT 的 Vge 恢复正常的 +VCC 驱动电压, 电路恢复正常工作状态。

[0019] 当 PWM 信号变低时, C2 上的电压通过 D1 迅速放电, 保证 DZ1 不击穿, Q1 不导通, 直至下一个 PWM 高电平到来时, C2 重复被充电, 执行下一个循环。

[0020] 在一个具体的实现方式中, 在正常工作过程中, 令 +VCC=15V, -VEE=-5V。

[0021] 当 U1 的 2、3 脚有 PWM 高电平信号时, U1 导通, U1 的 6 脚输出高电平 15V, Q4 正常导通。C 点电位正常在 2V 左右, B 点电位被钳位在 10V 左右, DZ1 不导通, Q1 截止。电路正常工作。C2 提供的延时时间为 $t = \ln(15-10)/15 = 2.4 \mu s$ 。

[0022] 正常关断过程为：

当 U1 的 2、3 脚有 PWM 低电平信号时，U1 截止，U1 的 6 脚输出低电平 -5V，Q3 截止，IGBT 关断。C2 通过 D1 迅速放电至 $-V_{EE}+0.7V$ 左右，DZ1 不导通，Q1 截止。电路正常关断。

[0023] 保护关断过程为：

当 U1 的 2、3 脚有 PWM 高电平信号时，U1 导通，U1 的 6 脚输出高电平 15V，Q4 正常导通。期间出现短路等引起的过流时，C 点电位迅速上升，D3、D4 截止，C2 被充电，由 10V 充电至 DZ1 击穿电压 13V 时的时间是：

$$13=15(1-e^{-t/T})+10e^{-t/T}$$

$$T=R1C2$$

$$t=1.5\mu s$$

Q1 导通，C4 开始充电，A 点由 20V 下降至 R4 和 R5 的分压的 5.7V（这里设置栅极电压下降到 6.5V 的门槛点，设 D2、Q2 的 U_{be} 、Q4 的 U_{be} 均为 0.7V）时间约为

$$5.7=20(1-e^{-t/T})$$

$$T=R4C4$$

$$t=1.4\mu s$$

IGBT 栅极驱动电压由 +15V 降至 6.5V 的时间为 1.4 μs 左右（假设 D2、Q2、Q4 的压降均为 0.7V），同时 U2 输出故障信号封锁 IGBT 驱动。整个保护时间小于 10 μs ，IGBT 在整个过流过程中不至于损坏，实现保护效果。

[0024] 作为其中一种较佳的实施方式，上述电阻 R1、R2、R3、R4、R5、R6、R7、R8、R9 的取值可分别为 2.2K、18K、1K、4.12K、10K、30、30K、100、3.3K 欧姆（ Ω ），上述 C1、C2、C3、C4、C5 的取值可分别为 104、102、102、102、471 法拉（F），稳压二极管 DZ1、DZ2 的额定电压可分别设定为 13V、10V，高压二极管 D3、D4 可选用 BYV26E 型号的高压二极管。

[0025] 上述本发明的抑制 IGBT 过电流的驱动电路，是利用 IGBT 过流时饱和压降 V_{ce} 升高的特点，利用低成本的分立器件设计出的一种新的抑制 IGBT 过电流的电路。当过流或短路发生时，通过快速检测 IGBT 的饱和压降 V_{ce} ，保护电路在极短时间里采取先降栅压的方法，实现软关断过程，不但可以减少 IGBT 的关断应力，还可延长 IGBT 短路承受时间，及延长保护电路动作时间，增强 IGBT 短路电流承受能力，防止误动作等。实现成本低，灵活性高，电路简单、实用等特点。

[0026] 上述本发明的抑制 IGBT 过电流的驱动电路，电路简单、实用、可靠，成本低廉，参数可依据需要调整，并可以直接将虚线框内的电路（除 D3、D4、Rg、Rge、Cge）统一封装成电路模块，适当改变外围的参数，如 D3、D4，即可实现在任何地方均可应用。

[0027] 以上所述的本发明实施方式，并不构成对本发明保护范围的限定。任何在本发明的精神和原则之内所作的修改、等同替换和改进等，均应包含在本发明的权利要求保护范围之内。

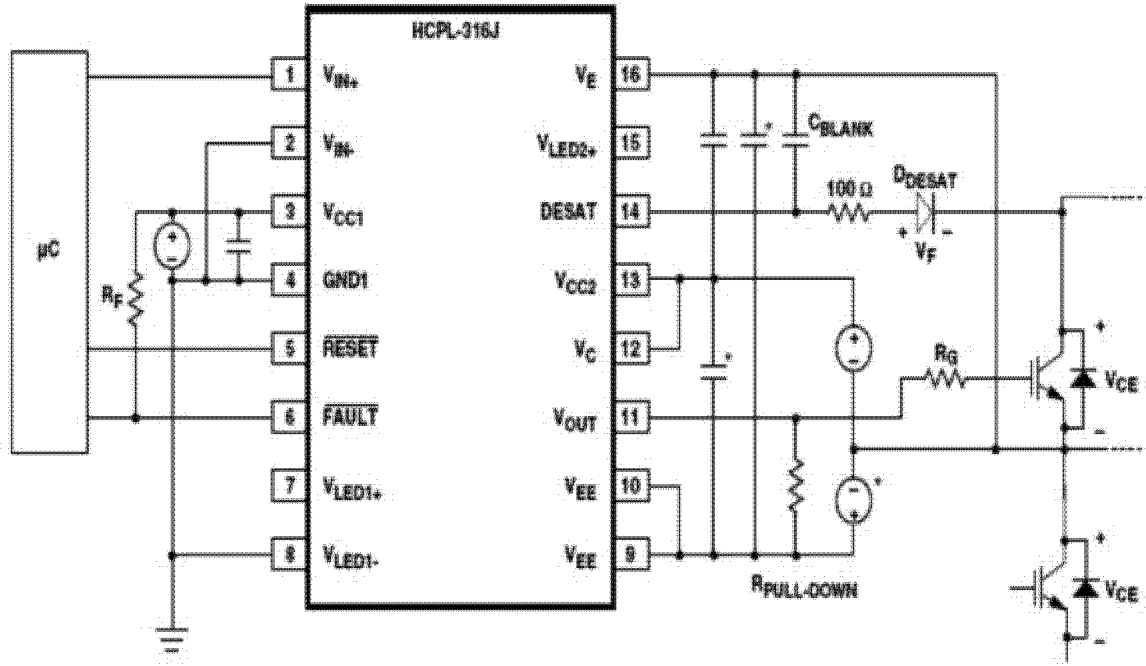


图 1

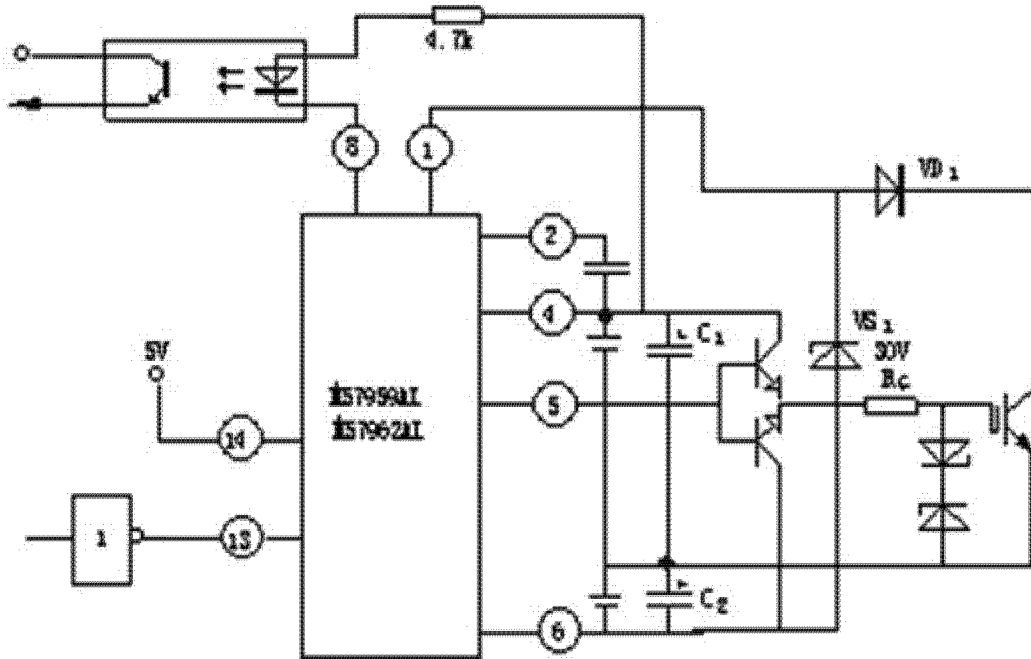


图 2

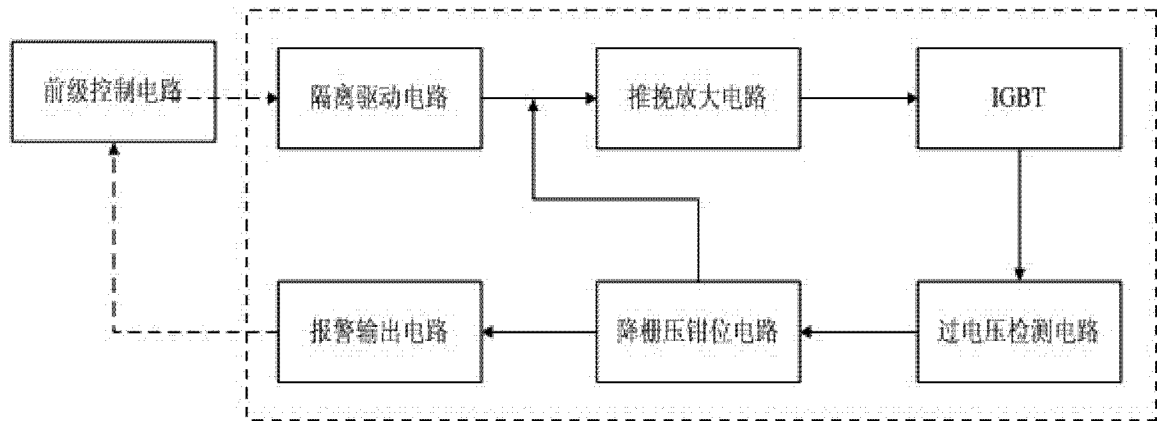


图 3

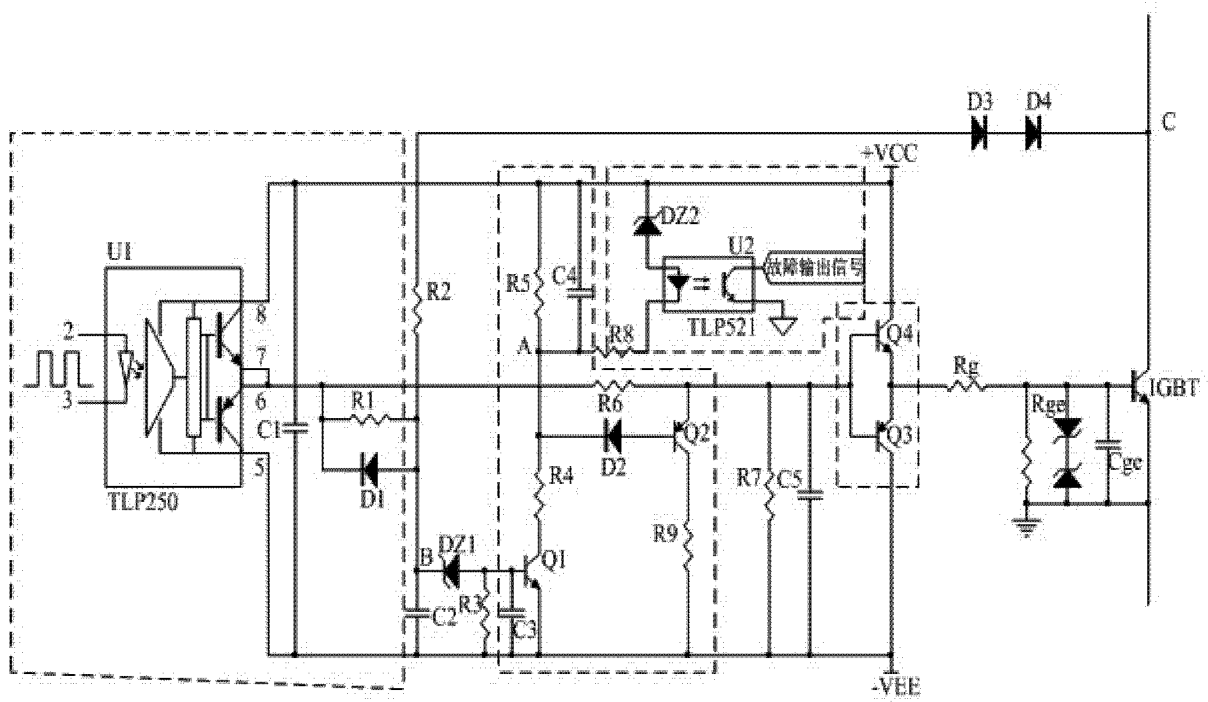


图 4