(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 104753326 A
(43)申请公布日 2015.07.01

(21)申请号 201510163813.7

(22)申请日 2015.04.09

(71)申请人 广东工业大学
地址 510090 广东省广州市越秀区东风东路729号

(72)发明人 潘永雄 黄明旭 林杰辉 孙安全 李楠 郑明治

(74)专利代理机构 广州市南锋专利事务所有限公司 44228
代理人 刘媄

(51)Int.Cl.
H02M 1/32(2007.01)
H05B 37/02(2006.01)

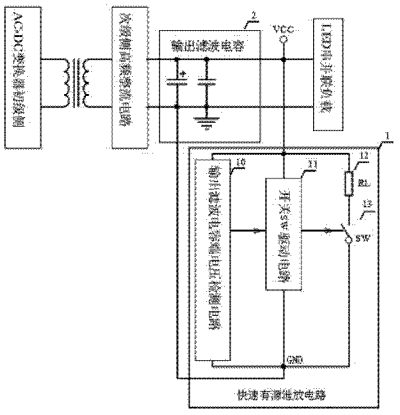
权利要求书2页 说明书7页 附图5页

(54)发明名称

AC-DC驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路

(57)摘要

本发明公开了一种AC-DC驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路，包括输出滤波电容端电压检测电路、开关SW驱动电路、开关SW和低阻值负载电阻RL，输出滤波电容端电压检测电路感知AC-DC变换器输出滤波电容端电压大于设定的泄放电压时，通过开关SW驱动电路强迫开关SW断开，微弱电流流过低阻负载RL；输出滤波电容端电压检测电路感知AC-DC变换器输出滤波电容端电压小于设定泄放电压时，开关SW驱动电路状态翻转，强迫开关SW接通，使输出滤波电容借助低阻负载RL迅速放电。本发明放电速度快，使断电后延迟启动电路迅速复位，最大放电电流可控，避免了开关SW过流损坏现象；功耗低，在正常状态下，泄放电路整体功耗可控制在100mW以下。



CN 104753326 A

1. AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路，其特征在于，包括输出滤波电容端电压检测电路、开关 SW 驱动电路、开关 SW 和低阻值负载电阻 RL，输出滤波电容端电压检测电路感知 AC-DC 变换器输出滤波电容端电压大于设定的泄放电压时，通过开关 SW 驱动电路强迫开关 SW 断开，仅有微弱漏电流流过低阻负载 RL ；输出滤波电容端电压检测电路感知 AC-DC 变换器输出滤波电容端电压小于设定泄放电压时，开关 SW 驱动电路状态翻转，强迫开关 SW 接通，使输出滤波电容借助低阻负载 RL 迅速放电 ；

该快速有源泄放电路正端 VCC 接 AC-DC 变换器输出滤波电容的正极，快速有源泄放电路负端 GND 接 AC-DC 变换器输出滤波电容的负极 ；所述低阻负载电阻 RL 与开关 SW 串联，低阻负载电阻 RL 一端连接快速有源泄放电路正端 VCC，另一端连接开关 SW，开关 SW 另一端连接快速有源泄放电路负端 GND ；所述输出滤波电容端电压检测电路与开关 SW 驱动电路的正端均接快速有源泄放电路正端 VCC，负端均接快速有源泄放电路负端 GND。

2. 如权利要求 1 所述的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路，其特征在于，所述输出滤波电容端电压检测电路由限流电阻 R1、稳压二极管 D1 和泄放电阻 R2 组成，其中限流电阻 R1 和稳压二极管 D1 串联，限流电阻 R1 一端连接有源泄放电路正端 VCC，另一端连接稳压二极管 D1 的阴极 ；所述开关 SW 驱动电路由 NPN 型三极管 Q1 和集电极负载电阻 R3 构成，稳压二极管 D1 的阳极连接开关 SW 驱动电路内 NPN 型三极管 Q1 的基极 ；泄放电阻 R2 并联在 NPN 型三极管 Q1 的基级和发射极之间，集电极负载电阻 R3 一端连接快速有源泄放电路正端 VCC，另一端连接 NPN 型三极管 Q1 的集电极 ；NPN 型三极管 Q1 的发射极接快速有源泄放电路负端 GND ；所述开关 SW 为 NPN 三极管 Q2，NPN 三极管 Q2 的基极连接 NPN 型三极管 Q1 的集电极，NPN 三极管 Q2 的集电极与负载电阻 RL 一端相连，NPN 三极管 Q2 的发射极连接快速有源泄放电路负端 GND。

3. 如权利要求 2 所述的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路，其特征在于，所述稳压二极管 D1 为两只同向串联的稳压二极管 D11、D12。

4. 如权利要求 2 或 3 所述的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路，其特征在于，所述开关 SW 为两只 NPN 型三极管 Q21、Q22 构成的高电流放大倍数的复合管，NPN 型三极管 Q21、Q22 的集电极并连在一起，并连接在负载电阻 RL 的一端，NPN 型三极管 Q21 的发射极连接 NPN 型三极管 Q22 的基极，并引入反馈电阻 R4，NPN 型三极管 Q1 和 NPN 型三极管 Q22 的发射极并联在一起，并连接反馈电阻 R4 的一端，反馈电阻 R4 另一端连接快速有源泄放电路负端 GND ；在开关 SW 中引入电阻 R5，电阻 R5 的一端连接所述 NPN 型三极管 Q21 的发射极和 NPN 型三极管 Q22 的基极，另一端连接所述 NPN 型三极管 Q1 的发射极和 NPN 型三极管 Q22 的发射极。

5. 如权利要求 2 所述的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路，其特征在于，所述开关 SW 为 N 沟道功率 MOS 管 T2，并在 N 沟道功率 MOS 管 T2 的栅极 G 与源极 S 之间并联一只稳压二极管 D3。

6. 如权利要求 5 所述的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路，其特征在于，在开关 SW 和快速有源泄放电路负端 GND 之间引入反馈电阻 R4，反馈电阻 R4 的一端连接所述稳压二极管 D3 的阳极和 N 沟道功率 MOS 管 T2 的源极 S，反馈电阻 R4 的另一端连接快速有源泄放电路负端 GND。

7. 如权利要求 1 所述的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路，其特征在于，所

述输出滤波电容端电压检测电路由电阻分压器构成，开关 SW 驱动电路由基准电压源 U1 及限流电阻 R31 构成，开关 SW 由 N 沟道功率 MOS 管 T3 构成，其中所述电阻分压器由第一取样电阻 R11 和第二取样电阻 R21 串联而成，第一取样电阻 R11 一端连接快速有源泄放电路的正端 VCC，第二取样电阻 R21 一端连接连快速有源泄放电路负端 GND，第一取样电阻 R11、第二取样电阻 R21 另一端连在一起，并接到基准电压源 U1 的参考电位输入端 R ；基准电压源 U1 的阴极 K 连接 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅极 G，基准电压源 U1 的阳极 A 连接快速有源泄放电路负端 GND ；限流电阻 R31 的一端连接快速有源泄放电路正端 VCC，另一端连接基准电压源 U1 的阴极 K。

8. 如权利要求 7 所述的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路，其特征在于，在所述 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅极 G 与源极 S 之间并联一只稳压二极管 D21。

9. 如权利要求 8 所述的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路，其特征在于，在所述基准电压源 U1 的阴极 K 与 N 沟道功率 MOS 管 T3 之间插入由稳压二极管 D22 和限流电阻 R41 构成的电平移动电路 ；所述稳压二极管 D22 的阴极连接基准电压源 U1 的阴极 K，稳压二极管 D22 的阳极连接 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅极 G ；限流电阻 R41 的一端连接 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅极 G，另一端连接快速有源泄放电路负端 GND。

10. 如权利要求 8 所述的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路，其特征在于，在所述基准电压源 U1 的阴极 K 与 N 沟道功率 MOS 管 T3 之间插入由 3 只二极管 D31、D32、D33 和限流电阻 R51 构成的电平移动电路，所述二极管 D31 的阴极连接基准电压源 U1 的阴极 K，二极管 D31 的阳极连接 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅极 G ；二极管 D32、D33 同向串联，阳极连接基准电压源 U1 的阴极 K，阴极连接 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅极 G ；限流电阻 R51 一端连接 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅极 G，另一端连接快速有源泄放电路负端 GND。

AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路

技术领域

[0001] 本发明涉及电子技术领域，涉及一种 AC-DC 驱动器，尤其涉及一种 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路。

背景技术

[0002] 在 AC-DC 驱动电路中，为使获得稳定的直流电压，在 AC-DC 变换器次级侧高频整流滤波电路中不可避免地使用了大容量电容作为低压输出滤波电容。当 AC-DC 驱动器接电阻性负载时，断开市电后，输出滤波电容存储的能量将迅速被阻性负载释放，输出滤波电容端电压也随即下降，使 AC-DC 变换器中软启动电路可靠复位，保证了再上电瞬间输出端不出现瞬时过压现象。然而当 AC-DC 驱动器接 LED 负载时，在断开市电后，输出滤波电容端电压迅速下降到串联 LED 芯片组开启电压 $n \times V_T$ 后，其中 n 为串联的 LED 芯片数，V_T 为 LED 芯片开启电压，LED 芯片进入截止状态，漏电流很小，输出电容放电速率突然变小，十几秒，甚至几十秒内输出电容上依然存在很高的残压，致使为防止开关电源启动瞬间输出过压而设置的软启动电路内的软启动电容无法放电，造成断电后短时间内再上电时，软启动电路失效，启动瞬间变换器输出端出现瞬时过压，这可能会导致 LED 芯片过流损坏。这种现象在 APFC 单管反激式 LED 驱动电路中更为严重，原因是带 APFC 功能的变换器补偿环路响应速度很慢，此外多数 APFC 变换器控制芯片没有软启动控制功能，只能在变换器输出电压取样电路旁增加依赖输出端电压下降到很低电位时才能复位的软启动电路实现软启动功能。

[0003] 为缩短断电后输出电容放电时间，传统技术在 AC-DC 变换器输出端连接假负载电阻，但效果非常有限，原因是假负载电阻不能太小，否则将严重影响电源的效率，此外也会加剧驱动电源内部的温升。

[0004] 现有技术中公开了公开号为 CN102594111A，专利名称为“一种快速放电电路”的专利文献，以及公开号为 CN102869173A，专利名称为“一种 LED 驱动电源装置”的专利文献，这两个发明专利均涉及输出电容快速放电电路，但采用的输出电容快速放电电路的可靠性、实用性不高。

发明内容

[0005] 针对上述现有技术中的不足，本发明所要解决的技术问题在于提供一种 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路，该泄放电路直接并联在 AC-DC 变换器输出滤波电容的正负极，正常工作状态下，消耗功率小于 100mW，能有效的解决现有 AC-DC 驱动器断电后输出滤波电容放电缓慢的现象。

[0006] 为了解决上述技术问题，本发明提出了一种 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路，包括输出滤波电容端电压检测电路、开关 SW 驱动电路、开关 SW 和低阻值负载电阻 RL，输出滤波电容端电压检测电路感知 AC-DC 变换器输出滤波电容端电压大于设定的泄放电压时，通过开关 SW 驱动电路强迫开关 SW 断开，仅有微弱漏电流流过低阻负载 RL；输出

滤波电容端电压检测电路感知 AC-DC 变换器输出滤波电容端电压小于设定泄放电压时，开关 SW 驱动电路状态翻转，强迫开关 SW 接通，使输出滤波电容借助低阻负载 RL 迅速放电；

该快速有源泄放电路正端 VCC 接 AC-DC 变换器输出滤波电容的正极，快速有源泄放电路负端 GND 接 AC-DC 变换器输出滤波电容的负极；所述低阻负载电阻 RL 与开关 SW 串联，负载电阻 RL 一端连接快速有源泄放电路正端 VCC，另一端连接开关 SW，开关 SW 另一端连接快速有源泄放电路负端 GND；所述输出滤波电容端电压检测电路与开关 SW 驱动电路的正端均接快速有源泄放电路正端 VCC，负端均接快速有源泄放电路负端 GND。

[0007] 在本发明的一实施中，所述输出滤波电容端电压检测电路由限流电阻 R1、稳压二极管 D1 和泄放电阻 R2 组成，其中限流电阻 R1 和稳压二极管 D1 串联，限流电阻 R1 一端连接有源泄放电路正端 VCC，另一端连接稳压二极管 D1 的阴极；所述开关 SW 驱动电路由 NPN 型三极管 Q1 和集电极负载电阻 R3 构成，稳压二极管 D1 的阳极连接开关 SW 驱动电路内 NPN 型三极管 Q1 的基极；泄放电阻 R2 并联在 NPN 型三极管 Q1 的基级和发射极之间，集电极负载电阻 R3 一端连接快速有源泄放电路正端 VCC，另一端连接 NPN 型三极管 Q1 的集电极；NPN 型三极管 Q1 的发射极接快速有源泄放电路负端 GND；所述开关 SW 为 NPN 三极管 Q2，NPN 三极管 Q2 的基极连接 NPN 型三极管 Q1 的集电极，NPN 三极管 Q2 的集电极与负载电阻 RL 一端相连，NPN 三极管 Q2 的发射极连接快速有源泄放电路负端 GND。

[0008] 进一步的，所述稳压二极管 D1 为两只同向串联的稳压二极管 D11、D12。

[0009] 在本发明的一实施例中，所述开关 SW 为两只 NPN 型三极管 Q21、Q22 构成的高电流放大倍数的复合管，NPN 型三极管 Q21、Q22 的集电极并连在一起，并连接在负载电阻 RL 的一端，NPN 型三极管 Q21 的发射极连接 NPN 型三极管 Q22 的基极，并引入反馈电阻 R4，NPN 型三极管 Q1 和 NPN 型三极管 Q22 的发射极并联在一起，并连接反馈电阻 R4 的一端，反馈电阻 R4 另一端连接快速有源泄放电路负端 GND；在开关 SW 中引入电阻 R5，电阻 R5 的一端连接所述 NPN 型三极管 Q21 的发射极和 NPN 型三极管 Q22 的基极，另一端连接所述 NPN 型三极管 Q1 的发射极和 NPN 型三极管 Q22 的发射极。

[0010] 进一步的，所述开关 SW 为 N 沟道功率 MOS 管 T2，并在 N 沟道功率 MOS 管 T2 的栅极 G 与源极 S 之间并联一只稳压二极管 D3。

[0011] 进一步的，在开关 SW 和快速有源泄放电路负端 GND 之间引入反馈电阻 R4，反馈电阻 R4 的一端连接所述稳压二极管 D3 的阳极和 N 沟道功率 MOS 管 T2 的源极 S，反馈电阻 R4 的另一端连接快速有源泄放电路负端 GND。

[0012] 在本发明的另一实施例中，所述输出滤波电容端电压检测电路由电阻分压器构成，开关 SW 驱动电路由基准电压源 U1 及限流电阻 R31 构成，开关 SW 由 N 沟道功率 MOS 管 T3 构成，其中所述电阻分压器由第一取样电阻 R11 和第二取样电阻 R21 串联而成，第一取样电阻 R11 一端连接快速有源泄放电路的正端 VCC，第二取样电阻 R21 一端连接连快速有源泄放电路负端 GND，第一取样电阻 R11、第二取样电阻 R21 另一端连在一起，并接到基准电压源 U1 的参考电位输入端 R；基准电压源 U1 的阴极 K 连接 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅极 G，基准电压源 U1 的阳极 A 连接快速有源泄放电路负端 GND；限流电阻 R31 的一端连接快速有源泄放电路正端 VCC，另一端连接基准电压源 U1 的阴极 K。

[0013] 进一步的，在所述 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅极 G 与源极 S 之间并联一只稳压二极管 D21。

[0014] 优选地，在所述基准电压源 U1 的阴极 K 与 N 沟道功率 MOS 管 T3 之间插入由稳压二极管 D22 和限流电阻 R41 构成的电平移动电路；所述稳压二极管 D22 的阴极连接基准电压源 U1 的阴极 K，稳压二极管 D22 的阳极连接 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅极 G；限流电阻 R41 的一端连接 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅极 G，另一端连接快速有源泄放电路负端 GND。

[0015] 优选地，在所述基准电压源 U1 的阴极 K 与 N 沟道功率 MOS 管 T3 之间插入由 3 只二极管 D31、D32、 D33 和限流电阻 R51 构成的电平移动电路，所述二极管 D31 的阴极连接基准电压源 U1 的阴极 K，二极管 D31 的阳极接 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅极 G；二极管 D32、D33 同向串联，阳极连接基准电压源 U1 的阴极 K，阴极连接 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅极 G；限流电阻 R51 一端连接 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅极 G，另一端连接快速有源泄放电路负端 GND。

[0016] 本发明的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路的工作原理：在正常状态下，输出滤波电容端电压检测电路感知 AC-DC 变换器输出滤波电容的端电压大于设定的泄放电压时，强迫开关 SW 断开，仅有微弱漏电流流过低阻负载 RL，而输出滤波电容端电压检测电路、开关 SW 控制电路消耗功率很小；而在上电瞬间或断电后，输出滤波电容端电压检测电路发现 AC-DC 变换器输出滤波电容的端电压小于设定泄放电压时，开关 SW 驱动电路状态翻转，强迫开关 SW 接通，使输出滤波电容能借助低阻负载 RL 迅速放电。可见，本发明提供的泄放电路的作用与稳压二极管特性相反：当端电压高于设定值时，泄放电路呈现高阻状态，电流很小；反之，当端电压小于设定值后，泄放电路处于低阻状态，导通电阻接近负载电阻 RL。断电后瞬间最大放电电流与输出滤波电容起始放电电压以及低阻负载 RL 有关，使开关 SW 最大电流可控，防止开关 SW 过流损坏。

[0017] 实施本发明，具有如下有益效果：

(1) 放电速度快，在参数选择合理情况下，可在 0.5 秒内，使输出滤波电容端电压下降到 10% 以下，使断电后延迟启动电路迅速复位；最大放电电流可控，避免了开关 SW 过流损坏现象；功耗低，在正常状态下，泄放电路整体功耗可控制在 100mW 以下。

[0018] (2) 适应性强，可用于各种形式 AC-DC 变换器中，不仅可避免 LED 照明装置 AC-DC 驱动器启动瞬间过压现象，在 AC-DC 变换器调试、维护过程中，也无须使用电阻负载对输出电容放电，方便了开关电源的调试和维修。

[0019] (3) 成本低廉，可靠性高，无须调试。

附图说明

[0020] 图 1 是本发明提供的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路的原理方框图。

[0021] 图 2 是本发明实施例一提供的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路的电路方框图。

[0022] 图 3 是本发明实施例二提供的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路的电路方框图。

[0023] 图 4 是本发明实施例三提供的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路的电路方框图。

[0024] 图 5 是本发明实施例四提供的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路的电

路方框图。

[0025] 图 6 是本发明实施例五提供的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路的电路方框图。

[0026] 图 7 是本发明实施例六提供的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路的电路方框图。

[0027] 图 8 是本发明实施例七提供的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路的电路方框图。

[0028] 图 9 是本发明实施例八提供的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路的电路方框图。

具体实施方式

[0029] 下面将结合本发明实施例中的附图，对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述，显然，所描述的实施例仅仅是本发明一部分实施例，而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例，本领域普通技术人员在没有作出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例，都属于本发明保护的范围。

[0030] 实施例一

参见图 1，是本发明提供的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路的原理方框图。

[0031] 该 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路包括：输出滤波电容端电压检测电路 10、开关 SW 驱动电路 11、开关 SW13 和低阻值负载电阻 RL12，该快速有源泄放电路正端 VCC 接 AC-DC 变换器输出滤波电容 2 的正极，快速有源泄放电路负端 GND 接 AC-DC 变换器输出滤波电容 2 的负极，所述低阻负载电阻 RL12 与开关 SW13 串联，负载电阻 R12L 一端连接快速有源泄放电路正端 VCC，另一端连接开关 SW13，开关 SW13 另一端连接快速有源泄放电路负端 GND；所述输出滤波电容端电压检测电路 10 与开关 SW 驱动电路 12 的正端均接快速有源泄放电路正端 VCC，负端均接快速有源泄放电路负端 GND。

[0032] 其中：本发明的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路在正常状态下，输出滤波电容端电压检测电路 10 感知 AC-DC 变换器输出滤波电容 2 的端电压大于设定的泄放电压时，强迫开关 SW13 断开，仅有微弱漏电流流过低阻负载 RL12，而输出滤波电容端电压检测电路 10、开关 SW 控制电路 11 消耗功率很小；而在上电瞬间或断电后，输出滤波电容端电压检测电路 10 感知 AC-DC 变换器输出滤波电容 2 的端电压小于设定泄放电压时，开关 SW 驱动电路 11 状态翻转，强迫开关 SW13 接通，使 AC-DC 驱动器输出滤波电容 2 能借助低阻负载 RL12 迅速放电。可见，本发明提供的泄放电路的作用与稳压二极管特性相反：当端电压高于设定值时，泄放电路呈现高阻状态，电流很小；反之，当端电压小于设定值后，泄放电路处于低阻状态，导通电阻接近负载电阻 RL12。断电后瞬间最大放电电流与输出滤波电容 2 起始放电电压以及低阻负载 RL12 有关，使开关 SW13 最大电流可控，防止开关 SW13 过流损坏。

[0033] 具体的，如图 2 所示，本发明的输出滤波电容端电压检测电路 10 由限流电阻 R1、稳压二极管 D1 和泄放电阻 R2 组成，其中限流电阻 R1 和稳压二极管 D1 串联，限流电阻 R1 一端连接有源泄放电路正端 VCC，另一端连接稳压二极管 D1 的阴极；所述开关 SW 驱动电路 11

由 NPN 型三极管 Q1 和集电极负载电阻 R3 构成，稳压二极管 D1 的阳极连接开关 SW 驱动电路内 NPN 型三极管 Q1 的基极；泄放电阻 R2 并联在 NPN 型三极管 Q1 的基级和发射极之间，集电极负载电阻 R3 一端连接快速有源泄放电路正端 VCC，另一端连接 NPN 型三极管 Q1 的集电极；NPN 型三极管 Q1 的发射极连接快速有源泄放电路负端 GND；所述开关 SW 为 NPN 三极管 Q2，NPN 三极管 Q2 的基极连接 NPN 型三极管 Q1 的集电极，NPN 三极管 Q2 的集电极与负载电阻 RL12 一端相连，NPN 三极管 Q2 的发射极连接快速有源泄放电路负端 GND。

[0034] 其中，稳压二极管 D1 的参数由泄放电压决定，例如，当 LED 照明 AC-DC 驱动器的负载为 10 只 LED 芯片串联时，正常工作电压为 29V ～ 34V 之间，这时泄放电压可取 24V ～ 27V 之间，因此稳压二极管 D1 稳定电压可选 24V 或 27V。当快速有源泄放电路正端 VCC 小于稳压二极管 D1 的稳定电压值时，稳压二极管 D1 处于截止状态，漏电流在泄放电阻 R2 两端产生的电压差小于 0.5V，NPN 型三极管 Q1 管截止，NPN 型三极管 Q1 的集电极输出高电平，承担开关 SW 功能的 NPN 三极管 Q2 饱和导通，AC-DC 变换器输出滤波电容 2 通过低阻负载 RL12 放电，如果 NPN 三极管 Q2 电流放大系数 β 足够大，则集电极负载电阻 R3 的阻值就可以较大，以降低有源泄放电路的功耗；反之，当 VCC 大于稳压二极管 D1 的稳定电压值时，稳压二极管 D1 导通，处于反向击穿状态，泄放电阻 R2 的端电压大于 0.5V，NPN 型三极管 Q1 饱和导通，NPN 型三极管 Q1 的集电极输出低电平，NPN 三极管 Q2 截止，如果集电极负载电阻 R3 的阻值较大，则 NPN 型三极管 Q1 饱和电流就可以小于 1mA，限流电阻 R1 的阻值也可以较大，以降低正常工作状态下有源泄放电路的功耗。

[0035] 实施例二

为方便泄放电压的选择，在本发明的 AC-DC 驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路的实施二中，如图 3 所示，使用两只同向串联稳压二极管 D11、D12 构成泄放电压检测元件，即将实施例一中的稳压二极管 D1 替换为两只同向串联的稳压二极管 D11、D12。实施二的其它结构与实施例一相同，在此不再赘述。

[0036] 实施例三

如图 4 所示，在实施例二的基础上，考虑到单一功率 NPN 三极管 Q2 的电流放大系数 β 有限，使用 NPN 三极管 Q21、Q22 构成高电流放大倍数的复合管代替单一功率 NPN 管 Q2，作为开关 SW12，以提高开关 SW 的电流放大系数 β，以便能进一步提高集电极负载电阻 R3、限流电阻 R1 的阻值，进一步降低有源泄放电路的功耗，其中，NPN 型三极管 Q21、Q22 的集电极并连在一起，并连接在负载电阻 RL12 的一端，NPN 型三极管 Q21 的发射极连接 NPN 型三极管 Q22 的基极。另外，在开关 SW13 中引入电阻 R5，电阻 R5 的一端连接所述 NPN 型三极管 Q21 的发射极和 NPN 型三极管 Q22 的基极，另一端连接所述 NPN 型三极管 Q1 的发射极和 NPN 型三极管 Q22 的发射极，其中电阻 R5 给 NPN 型三极管 Q21 热穿透电流提供泄放通路，避免 NPN 型三极管 Q22 误导通。

[0037] 为缩短 NPN 型三极管 Q1 由截止到导通或由导通到截止的过渡时间，通过反馈电阻 R4 引入正反馈，NPN 型三极管 Q1 和 NPN 型三极管 Q22 的发射极并联在一起，并连接反馈电阻 R4 的一端，反馈电阻 R4 另一端连接快速有源泄放电路负端 GND，NPN 型三极管 Q1 的发射极与承担开关功能的 NPN 型三极管 Q21、Q22 等效发射极连在一起，反馈电阻 R4 的阻值大小一般为负载电阻 RL 的 2% 上下，例如当负载电阻 RL 的阻值取 240Ω 时，反馈电阻 R4 的阻值可取 3.3Ω ～ 5.1Ω 之间。这样当 VCC 小于稳压二极管 D11、D12 稳定电压之和时，NPN 型三

极管 Q1 的基极驱动电流减小，NPN 型三极管 Q1 的集电极电位升高，开关 SW 导通，反馈电阻 R4 的端电压升高，NPN 型三极管 Q1 的发射极电位上升，NPN 型三极管 Q1 的基极偏减小，触发强烈的正反馈效应，使 NPN 型三极管 Q1 迅速进入截止状态，开关 SW 迅速进入导通状态。

[0038] 实施例四

进一步的，如图 5 所示，在实施一的基础上，用 N 沟道功率 MOS 管 T2 替换实施例一中承担开关功能的 NPN 型三极管 Q2，这样便获得了图 5 所示的快速有源泄放电路，其中，N 沟道功率 MOS 管 T2 的栅极 G 连接 NPN 型三极管 Q1 的集电极和集电极负载电阻 R3 之间的节点，N 沟道功率 MOS 管 T2 的源极 S 连接快速有源泄放电路负端 GND。另外，当 VCC 电压大于 N 沟道功率 MOS 管 T2 的 GS 极最大击穿电压时，需要在 N 沟道功率 MOS 管 T2 的栅极 G 与源极 S 之间并联一只稳定电压为 10V ～ 18V 之间的稳压二极管 D3，防止 N 沟道功率 MOS 管 T2 的栅极 G 过压损坏。

[0039] 实施例五

在实施四的基础上，在开关 SW13 和快速有源泄放电路负端 GND 之间引入反馈电阻 R4，如图 6 所示，反馈电阻 R4 的一端连接所述稳压二极管 D3 的阳极和 N 沟道功率 MOS 管 T2 的源极 S，反馈电阻 R4 的另一端连接快速有源泄放电路负端 GND，反馈电阻 R4 的引入缩短了 NPN 型三极管 Q1 由截止到导通或由导通到截止的过渡时间。

[0040] 实施例六

进一步的，在上述五个实施例中，使用稳压二极管作为输出滤波电容端电压检测元件，起始泄放电压存在一定的分散性。为此，本实施例六中使用电阻分压器构成输出滤波电容端电压检测元件，并使用基准电压源 U1 作为开关 SW 驱动电路 11 的核心元件，使用 N 沟道功率 MOS 管 T3 作为开关 SW，具体的，如图 7 所示，输出滤波电容端电压检测电路 10 由电阻分压器构成，开关 SW 驱动电路 11 由基准电压源 U1 及限流电阻 R31 构成，开关 SW13 由 N 沟道功率 MOS 管 T3 构成，其中所述电阻分压器由第一取样电阻 R11 和第二取样电阻 R21 串联而成，第一取样电阻 R11 一端连接快速有源泄放电路的正端 VCC，第二取样电阻 R21 一端连接连快速有源泄放电路负端 GND，第一取样电阻 R11、第二取样电阻 R21 另一端连在一起，并接到基准电压源 U1 的参考电位输入端 R；基准电压源 U1 的阴极 K 连接 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅极 G，基准电压源 U1 的阳极 A 连接快速有源泄放电路负端 GND；限流电阻 R31 的一端连接快速有源泄放电路正端 VCC，另一端连接基准电压源 U1 的阴极 K。另外，当 VCC 电压大于 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅源极最大击穿电压时，在 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅极 G 与源极 S 之间并联一只稳定电压为 15V 的稳压二极管 D21，防止 N 沟道功率 MOS 管 T3 的栅极 G 过压损坏。

[0041] 在本实施六中，当 VCC $<\left(1+\frac{R11}{R21}\right)\times 2.495V$ 时，基准电压源 U1 的阴极 K 输出高电平，N 沟道功率 MOS 管 T3 导通，AC-DC 变换器输出滤波电容 2 通过低阻负载 RL12 放电，使端电压迅速下降；反之，当 VCC $>\left(1+\frac{R11}{R21}\right)\times 2.495V$ 时，基准电压源 U1 的阴极 K 输出低电平，N 沟道功率 MOS 管 T3 截止。由于限流电阻 R31、端电压取样电阻 R11、R21 的阻值可以取得较大，因此在正常工作状态下，泄放电路消耗功率很小。

[0042] 实施例七

考虑到基准电压源U1的阴极K最低电压仅为1.9V上下，而多数低耐压N沟道功率MOS管的阈值电压$V_{GS}(th)$在1.0V～3.0V之间，可能导致在正常工作状态下，开关SW未彻底关闭，增加了泄放电路的功耗。为此，在实施例六的基础上，增加电平移动电路20，确保正常工作状态下开关SW可靠截止。

[0043] 如图8所示，是本发明实施例七提供的AC-DC驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路的电路方框图，在所述基准电压源U1的阴极K与N沟道功率MOS管T3之间插入由稳压二极管D22和限流电阻R41构成的电平移动电路20，稳压二极管D22为2.4V或2.7V稳压二极管，所述稳压二极管D22的阴极连接基准电压源U1的阴极K，稳压二极管D22的阳极连接N沟道功率MOS管T3的栅极G；限流电阻R41的一端连接N沟道功率MOS管T3的栅极G，另一端连接快速有源泄放电路负端GND。

[0044] 实施例八

如图9所示，是本发明实施例八提供的AC-DC驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路的电路方框图，实施例八与实施例七的区别仅在于电平移动电路20的构成不同，实施例八中的电平移动电路20由3只二极管D31、D32、D33和限流电阻R51构成，所述二极管D31的阴极连接基准电压源U1的阴极K，二极管D31的阳极接N沟道功率MOS管T3的栅极G；二极管D32、D33同向串联，阳极连接基准电压源U1的阴极K，阴极连接N沟道功率MOS管T3的栅极G；限流电阻R51一端连接N沟道功率MOS管T3的栅极G，另一端连接快速有源泄放电路负端GND。

[0045] 本发明的AC-DC驱动器输出滤波电容快速有源泄放电路实施例放电速度快，在参数选择合理情况下，可在0.5秒内，使输出滤波电容2的端电压下降到10%以下，使断电后延迟启动电路迅速复位；最大放电电流可控，避免了开关SW过流损坏现象；功耗低，在正常状态下，泄放电路整体功耗可控制在100mW以下。本发明适应性强，可用于各种形式AC-DC变换器中，不仅可避免LED照明装置AC-DC驱动器启动瞬间过压现象，在AC-DC变换器调试、维护过程中，也无须使用电阻负载对输出电容放电，方便了开关电源的调试和维修。

[0046] 以上所述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变形，这些改进和变形也视为本发明的保护范围。

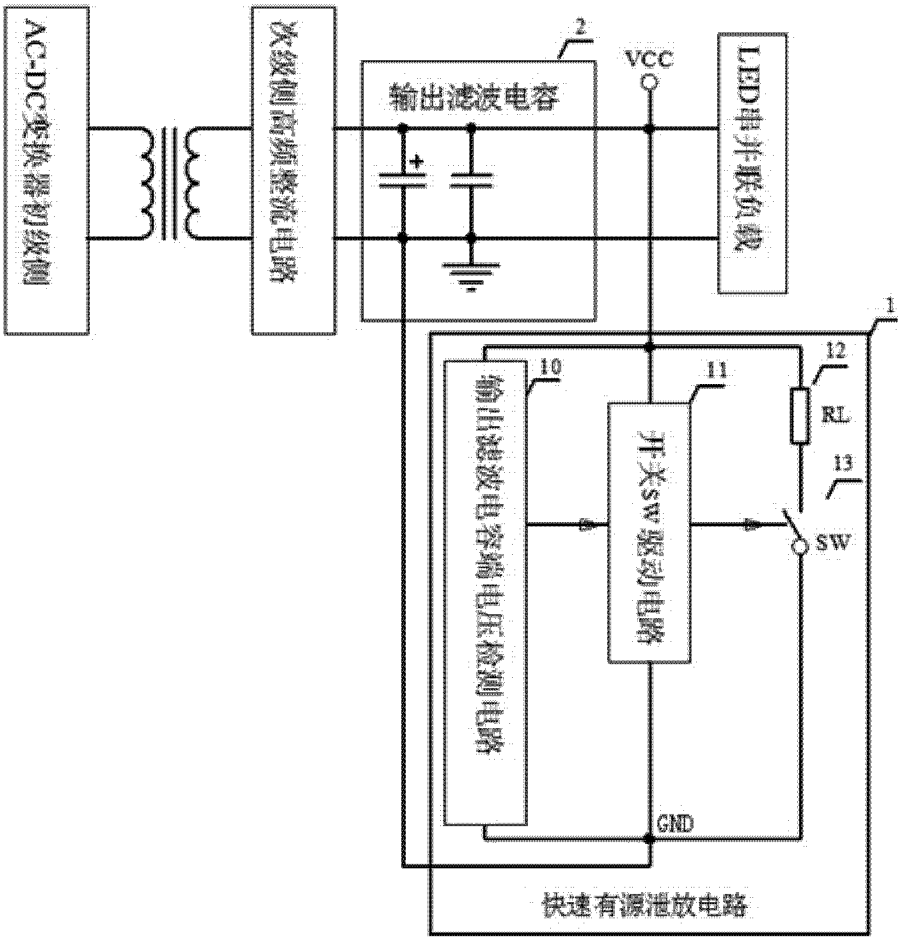

AC-DC变换器初级侧
次级侧高频整流电路
2
输出滤波电容
VCC
LED电并联负载
1
10
输出滤波电容端电压检测电路
11
开关sw驱动电路
12
RL
13
SW
GND
快速有源泄放电路

图 1

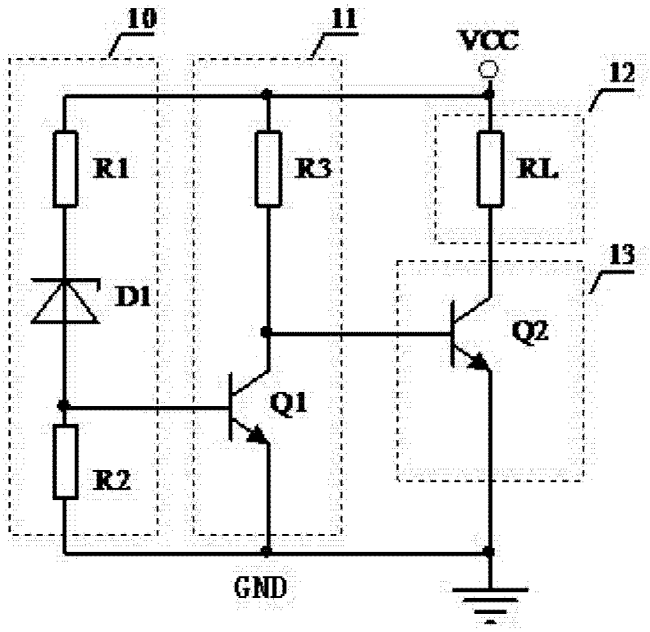

10
11
VCC
12
R1
R3
RL
13
D1
Q2
Q1
R2
GND

图 2

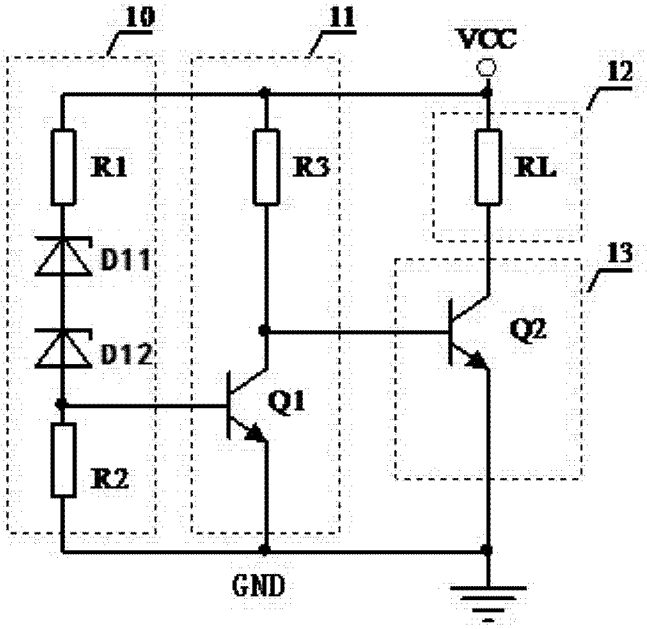

10
11
VCC
12
R1
R3
RL
D11
13
D12
Q2
Q1
R2
GND

图 3

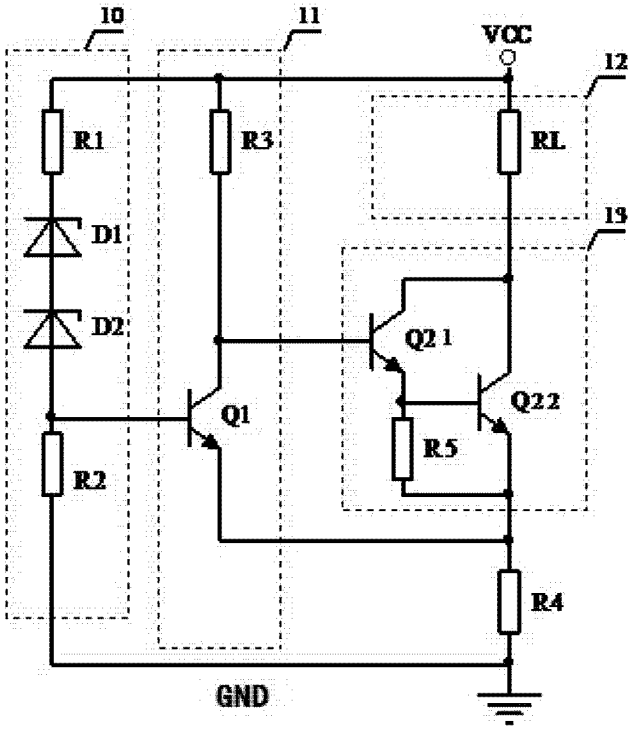

10
11
VCC
12
R1
R3
RL
D1
13
D2
Q21
Q22
Q1
R5
R2
R4
GND

图 4

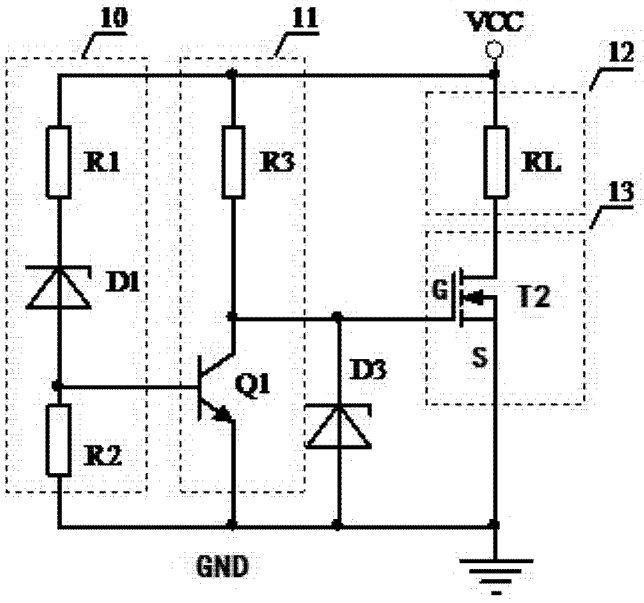

10
11
VCC
12
R1
R3
RL
13
D1
G
T2
S
Q1
D3
R2
GND

图 5

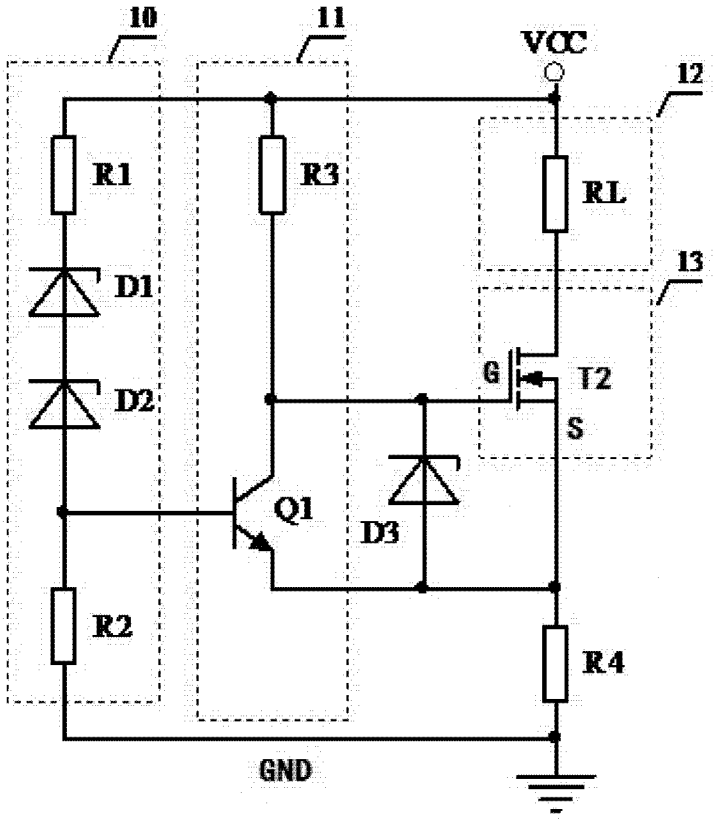

10
11
VCC
12
R1
R3
RL
13
D1
D2
G
T2
S
Q1
D3
R2
R4
GND

图 6

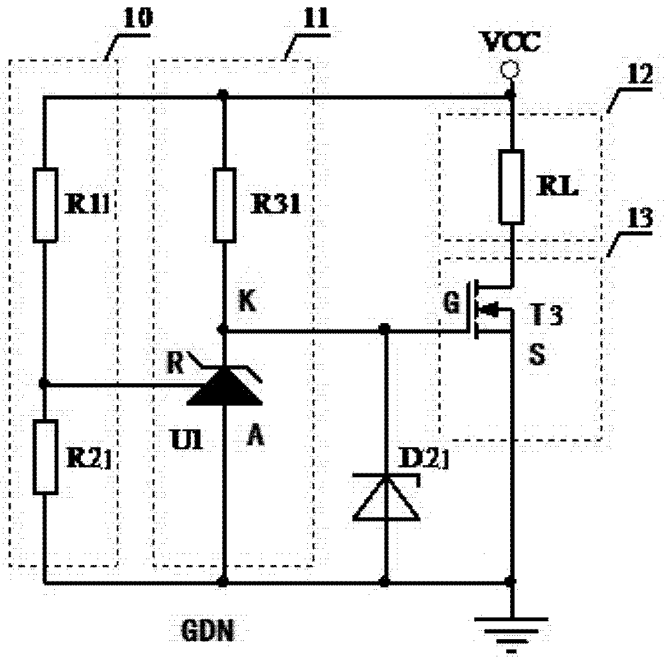

10
11
VCC
12
R11
R31
RL
13
K
G
T3
S
R
U1
A
R21
D21
GDN

图 7

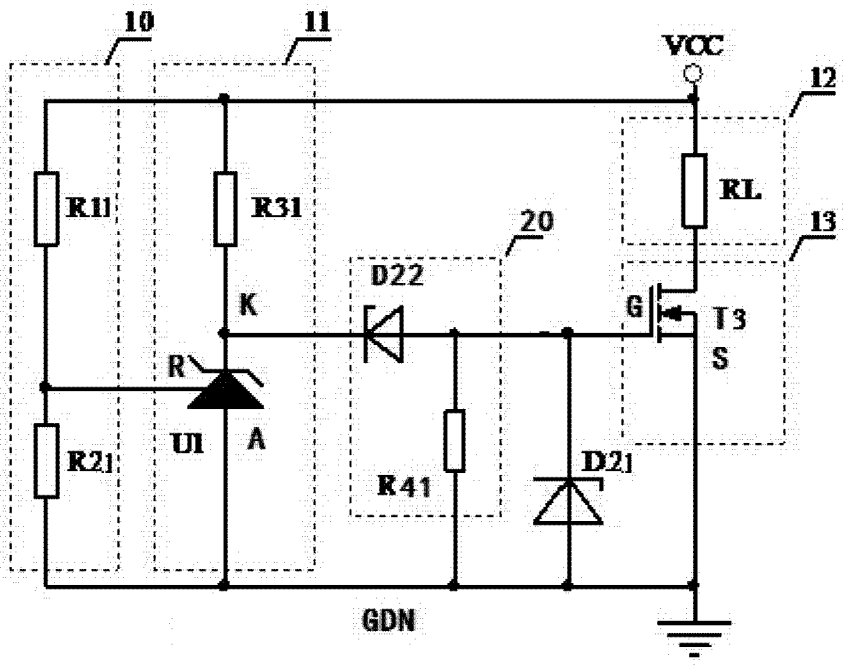

10
11
VCC
12
R11
R31
RL
20
13
D22
K
G
T3
S
R
U1
A
R21
R41
D21
GDN

图 8

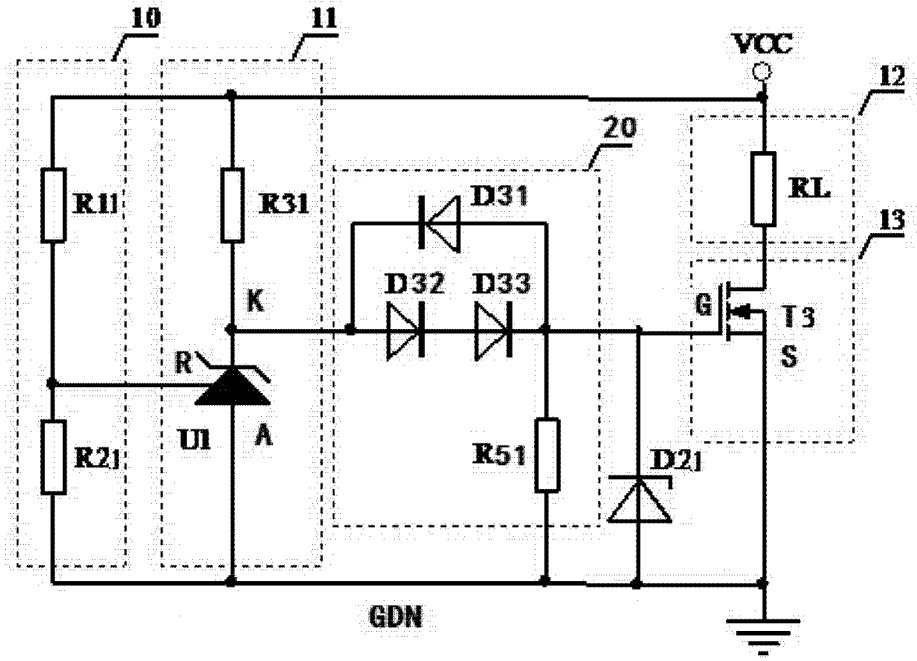

10
11
VCC
12
20
R11
R31
D31
RL
13
D32
D33
K
G
T3
S
R
U1
A
R21
R51
D21
GDN

图 9