



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104135790 A

(43) 申请公布日 2014. 11. 05

(21) 申请号 201410259334. 0

(22) 申请日 2014. 06. 11

(71) 申请人 普诚科技(深圳)有限公司

地址 518000 广东省深圳市南山区高新南七道数字技术园 B2 栋 6A

(72) 发明人 孙晓良 刘勇 张胜有 赵世革

(74) 专利代理机构 深圳市康弘知识产权代理有限公司 44247

代理人 胡朝阳 孙洁敏

(51) Int. Cl.

H05B 37/02(2006. 01)

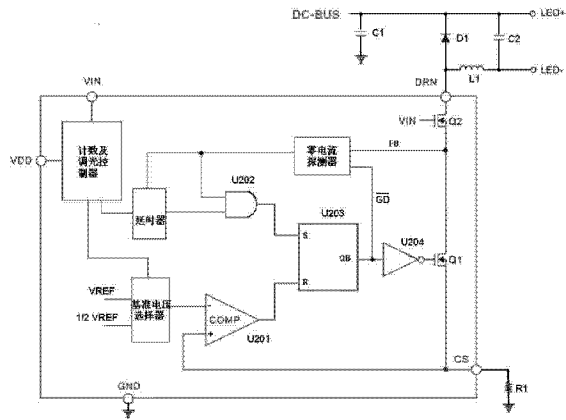
权利要求书2页 说明书6页 附图5页

(54) 发明名称

一种 LED 调光控制电路

(57) 摘要

本发明公开了一种 LED 调光控制电路,其利用计数及调光控制器计算 ON/OFF 开关的开关次数,采用三段式调光;在第一段为 100% 亮度时,采用基准电压选择器提供的标准基准电压调节 PowerMOS 管何时断开;在第二段为 50% 亮度时,采用延时器延长 PowerMOS 断开的时长;在第三段为 25% 亮度时,同时降低基准电压和延长 PowerMOS 断开的时长以达到深度调光的目的。藉此本发明在深度调光时,抗干扰能力大大加强,并且可以利用目前较为通用的 ON/OFF 开关进行 LED 段式调光,通用性强,使用广泛。



1. 一种 LED 调光控制电路,具有连接 LED 主回路的电流输入端、通过电流探测电阻 (R1) 接地的电流输出端,在电流输入输出端之间依次串接第二 MOS 管 (Q2) 和第一 MOS 管 (Q1),连接市电的电源变换模块,电源变换模块提供持续的直流电源 (VDD)、并在外部 ON/OFF 开关接通时提供工作电源 (VIN),第二 MOS 管的门极接所述工作电源,其特征在于还包括:

计数及调光控制器,连接所述工作电源,用以计算 ON/OFF 开关的开关次数,根据开关次数发出延时信号和调整基准电压信号;

零电流探测器,连接第二 MOS 管和第一 MOS 管的连接点,用以探测主回路电流大小,在所探测电流为零时发出零电流信号;

延时器,其输入端分别连接计数及调光控制器和零电流探测器、其输出侧连接第一与门 (U202) 的一个输入端,第一与门的另一个输入端连接所述零电流信号,在延时信号和零电流信号同时有效时延时器通过第一与门发出一个延时脉冲;

基准电压选择器,其输入端分别连接标准基准电压和低基准电压,其输出端根据所述调整基准电压信号择一输出标准基准电压或低基准电压;

第一比较器 (U201),其反向输入端连接所述基准电压选择器的输出端,其正向输入端连接所述电流输出端;

RS 触发器 (U203),其 S 端连接所述延时脉冲,其 R 端连接所述第一比较器的输出端,其输出端通过第四非门 (U204) 连接第一 MOS 管的门极。

2. 如权利要求 1 所述的 LED 调光控制电路,其特征在于:所述计数及调光控制器具有第二比较器 (U901)、第一至第三 D 触发器,其中第二比较器的同相输入端接第一电阻 (R901) 和第二电阻 (R902) 的一端,第一电阻的另一端接所述工作电源 (VIN),第二电阻的另一端接地,第二比较器的反向输入端接第二比较电平 (V2),第二比较器的输出端接第一至第三 D 触发器的时钟端,第一 D 触发器 (U902) 的 D 端接所述工作电源 (VDD),第一 D 触发器的 Q 端接第二 D 触发器 (U903) 的 D 端,第二 D 触发器的 Q 端接第三 D 触发器 (U904) 的 D 端,第一 D 触发器的 Q 非端通过第一非门 (U906) 输出所述延时信号,第二 D 触发器的 Q 非端通过第二非门 (U905) 输出所述调整基准电压信号,第三 D 触发器的 Q 非端接第一至第三 D 触发器的复位端。

3. 如权利要求 2 所述的 LED 调光控制电路,其特征在于:所述零电流探测器具有第三比较器 (U801),其反向输入端接第三电阻 (R803) 和第四电阻 (R804) 的一端,其同向输入端接第五电阻 (R801) 和第六电阻 (R802) 的一端,其输出端接第二与门 (U802) 的一个输入端,第二与门的输出端输出所述零电流信号,第三电阻的另一端接所述第二 MOS 管 (Q2) 和第一 MOS 管 (Q1) 的连接点,第五电阻的另一端接所述工作电源 (VIN),第四电阻和第六电阻的另一端接地,第二与门的另一个输入端接所述 RS 触发器的输出端。

4. 如权利要求 3 所述的 LED 调光控制电路,其特征在于:所述延时器包括依次串接在所述直流电源 (VDD) 与地之间的充电电流源、第一电子开关 (S1)、第二电子开关 (S2)、放电电流源,其中第一和第二电子开关的控制端接第一与非门 (U601) 的输出端,第一与非门的两个输入端分别接所述延时信号和零电流信号,第一和第二电子开关的连接点接第一电容 (C1) 的一端和第三比较器 (U602) 的反向输入端,第一电容的另一端接地,第三比较器的同相输入端接第一比较电平 (V1),第三比较器的输出端接第二与非门 (U603) 的输入端,第二

与非门的另一输入端接所述延时信号,第二与非门的输出端输出所述延时脉冲。

5. 如权利要求 4 所述的 LED 调光控制电路,其特征在于:所述基准电压选择器包括第三电子开关(S3)和第四电子开关(S4),所述调整基准电压信号接第四电子开关的控制端并通过第一非门(U1001)接第三电子开关的控制端,第三电子开关的输入端接所述标准基准电压,第四电子开关的输入端接所述低基准电压,第三和第四电子开关的输出端并接后输出所述标准基准电压或低基准电压。

6. 如权利要求 5 所述的 LED 调光控制电路,其特征在于:所述低基准电压的电压值为标准基准电压的电压值的一半。

一种 LED 调光控制电路

技术领域

[0001] 本发明涉及 LED 调光控制电路,尤其涉及一种用 ON/OFF 开关进行 LED 段式调光的控制电路。

背景技术

[0002] 随着 LED 照明的发展,LED 调光技术也日新月异。ON/OFF 开关调光技术是记录传统墙壁开关的 ON/OFF 次数,选择不同的 LED 输出电流,来实现调光的。

[0003] 参看图 1 示出的 ON/OFF 开关调光技术中的 LED 驱动器,一般都采用 PowerMOS 开关源极串接电阻来探测输出电流,将输出电流值反馈到控制器内部与电压基准比较之后,实现 LED 电流恒定。

[0004] 在传统 LED 调光驱动器中,通常改变内部电压基准来调节 LED 电流,从而实现调光。这种控制方式存在如下缺点:

[0005] A. 调光到 25% 以下时,内部基准下降到较低电压。此时基准电压容易受干扰,且偏差较大。

[0006] B. 调光时,随着内部基准电压下降,工作频率会增大。工作频率的增大,会增大 EMI 干扰,增加应用方案的 EMC 成本。

[0007] 故此研发一种在调光较深时抗干扰强、工作稳定 LED 调光控制电路是业内亟需解决的技术问题。

发明内容

[0008] 本发明是要解决现有技术的上述问题,提出一种在调光较深时抗干扰强、工作稳定 LED 调光控制电路。

[0009] 为解决上述技术问题,本发明提出的技术方案是设计一种 LED 调光控制电路,具有连接 LED 主回路的电流输入端、通过电流探测电阻 R1 接地的电流输出端,在电流输入输出端之间依次串接第二 MOS 管和第一 MOS 管,连接市电的电源变换模块,电源变换模块提供持续的直流电源、并在外部 ON/OFF 开关接通时提供工作电源,第二 MOS 管的门极接所述工作电源;其还包括:计数及调光控制器,连接所述工作电源,用以计算 ON/OFF 开关的开关次数,根据开关次数发出延时信号和调整基准电压信号;零电流探测器,连接第二 MOS 管和第一 MOS 管的连接点,用以探测 TOFF 时间内(第一和第二 MOS 不导通时)主回路中 L1 电流,在 L1 电流为零时发出零电流信号;延时器,其输入端分别连接计数及调光控制器和零电流探测器、其输出侧连接第一与门(U202)的一个输入端,第一与门的另一个输入端连接所述零电流信号,在延时信号和零电流信号同时有效时延时器通过第一与门发出一个延时脉冲;基准电压选择器,其输入端分别连接标准基准电压和低基准电压,其输出端根据所述调整基准电压信号择一输出标准基准电压或低基准电压;第一比较器,其反向输入端连接所述基准电压选择器的输出端,其正向输入端连接所述电流输出端;RS 触发器,其 S 端连接所述延时脉冲,其 R 端连接所述第一比较器的输出端,其输出端通过第四非门连接第一 MOS

管的门极。

[0010] 所述计数及调光控制器具有第二比较器、第一至第三 D 触发器,其中第二比较器的同相输入端接第一电阻和第二电阻的一端,第一电阻的另一端接所述工作电源,第二电阻的另一端接地,第二比较器的反向输入端接第二比较电平,第二比较器的输出端接第一至第三 D 触发器的时钟端,第一 D 触发器的 D 端接所述工作电源,第一 D 触发器的 Q 端接第二 D 触发器的 D 端,第二 D 触发器的 Q 端接第三 D 触发器的 D 端,第一 D 触发器的 Q 非端通过第一非门输出所述延时信号,第二 D 触发器的 Q 非端通过第二非门输出所述调整基准电压信号,第三 D 触发器的 Q 非端接第一至第三 D 触发器的复位端。

[0011] 所述零电流探测器具有第三比较器,其反向输入端接第三电阻和第四电阻的一端,其同向输入端接第五电阻和第六电阻的一端,其输出端接第二与门的一个输入端,第二与门的输出端输出所述零电流信号,第三电阻的另一端接所述第二 MOS 管和第一 MOS 管的连接点,第五电阻的另一端接所述工作电源,第四电阻和第六电阻的另一端接地,第二与门的另一个输入端接所述 RS 触发器的输出端。

[0012] 所述延时器包括依次串接在所述直流电源与地之间的充电电流源、第一电子开关、第二电子开关、放电电流源,其中第一和第二电子开关的控制端接第一与非门的输出端,第一与非门的两个输入端分别接所述延时信号和零电流信号,第一和第二电子开关的连接点接第一电容的一端和第三比较器的反向输入端,第一电容的另一端接地,第三比较器的同相输入端接第一比较电平 (V1),第三比较器的输出端接第二与非门的输入端,第二与非门的另一输入端接所述延时信号,第二与非门的输出端输出所述延时脉冲。

[0013] 所述基准电压选择器包括第三电子开关和第四电子开关,所述调整基准电压信号接第四电子开关的控制端并通过第一非门接第三电子开关的控制端,第三电子开关的输入端接所述标准基准电压,第四电子开关的输入端接所述低基准电压,第三和第四电子开关的输出端并接后输出所述标准基准电压或低基准电压。

[0014] 所述低基准电压的电压值为标准基准电压的电压值的一半。

[0015] 与现有技术相比,本发明在深度调光时(小于额定功率的 25%)时,既调节内部基准电压又调节 Power MOS 开关的断开时间,故此内部基准电压不会下降到太小值,工作频率也不会增大到太大值。从而提供驱动器抗干扰能力,并节省应用方案的 EMC 成本。并且本发明可以利用目前较为通用的 ON/OFF 开关(墙面的开关面板)进行 LED 段式调光,通用性强,使用广泛。

附图说明

[0016] 图 1 为传统 LED 驱动器电流探测电路原理图;

[0017] 图 2 为本发明原理框图;

[0018] 图 3 为第一段亮度时工作波形;

[0019] 图 4 为第二段亮度时工作波形;

[0020] 图 5 为第三段亮度时工作波形;

[0021] 图 6 为本发明较佳实施例中延时器的电路图;

[0022] 图 7 为延时器的时序图;

[0023] 图 8 为本发明较佳实施例中零电流探测器的电路图;

[0024] 图 9 为本发明较佳实施例中计数及调光控制器的电路图；

[0025] 图 10 为本发明较佳实施例中基准电压选择器的电路图。

具体实施方式

[0026] 为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白，以下结合附图及实施例，对本发明作进一步详细说明。应当理解，此处所描述的具体实施例仅仅用于解释本发明，并不用于限定本发明。

[0027] 在 LED 调光电路中有电源变换模块，将市电变换成直流，在通过图 1 或图 2 中的正极 (LED+) 和负极 (LED-) 连接 LED 灯，正负极之间串联续流二极管 (D1) 和第一电感 (L1)，D1 和 L1 的连接点与地之间串联调光控制电路。所说的调光控制电路可以由分立元件组成也可以是集成芯片。在本发明较佳实施例中将调光控制电路制成集成芯片。

[0028] 参看图 2 本发明揭示的 LED 调光控制电路，其具有连接 LED 主回路的电流输入端 DRN、通过电流探测电阻 R1 接地的电流输出端 CS，在电流输入输出端之间依次串接第二 MOS 管 (也称 Power MOS) Q2 和第一 MOS 管 Q1，连接市电的电源变换模块 (图中未绘出)，电源变换模块提供持续的直流电源 VDD、并在外部 ON/OFF 开关接通时提供工作电源 VIN (ON/OFF 开关未接通时，工作电源无电)，第二 MOS 管的门极接所述工作电源，其还包括：计数及调光控制器，连接所述工作电源，用以计算 ON/OFF 开关的开关次数，根据开关次数发出延时信号 (CTR_TOFF) 和调整基准电压信号 (CTR_REF)；零电流探测器，连接第二 MOS 管和第一 MOS 管的连接点 (FB)，用以探测主回路电流大小，在所探测电流为零时发出零电流信号 (ZCS)；延时器，其输入端分别连接计数及调光控制器和零电流探测器、其输出侧连接第一与门 U202 的一个输入端，第一与门的另一个输入端连接所述零电流信号，在延时信号和零电流信号同时有效时延时器通过第一与门发出一个延时脉冲；基准电压选择器，其输入端分别连接标准基准电压和低基准电压，其输出端根据所述调整基准电压信号择一输出标准基准电压或低基准电压；第一比较器 U201，其反向输入端连接所述基准电压选择器的输出端，其正向输入端连接所述电流输出端；RS 触发器 U203，其 S 端连接所述延时脉冲，其 R 端连接所述第一比较器的输出端，其输出端通过第四非门 U204 连接第一 MOS 管的门极。

[0029] 本专利采用源极驱动方式，可实现三段式 ON/OFF 开关降压型调光控制，在较佳实施例中第一段为 100% 亮度，第二段为 50% 亮度，第三段为 25% 亮度。

[0030] 图 3 示出了第一段亮度时工作波形图，在 100% 亮度时，LED 驱动器工作在电感电流临界导通模式，LED 启动器内部基准电压为 VREF。当 Power MOS (Q1 和 Q2) 导通时 (即 TON 器件)，图 2 中电感 L1 电流开始增大：

$$[0031] \quad I_{L1}(t) = \int_0^{T_{ON}} \frac{V_{BUS} - V_{LED}}{L1} dt$$

[0032] 其中 VBUS 为母线 (DC-BUS) 电压。在 TON 时段，通过 L1 的电流也流过 R1。随着 L1 电流的增大，CS 端电压 (R1*IR1) 也增大，当 VCS 增大到 VREF 时，Power MOS 断开 (即 TON 结束)，此时电感电流为：

$$[0033] \quad I_{L1_PEAK} = \frac{V_{BUS} - V_{LED}}{L1} * T_{ON} = \frac{VREF}{R1}$$

[0034] 由于电感电流不能突变，此电流将流经续流二极管 D1，回流母线，直到电流减小到

零。LED 驱动器的零电流探测器检测到电感电流到零后,再次使 Power MOS 导通,即开始下一个开关周期,如图 3 所示。由于 LED 驱动器工作于电流临界导通模式,LED 的平均电流为 L1 峰值电流的一半:

$$[0035] \quad I_{LED1} = \frac{1}{2} * I_{L1_PEAK1} = \frac{1}{2} * \frac{V_{BUS} - V_{LED}}{L1} * T_{ON} = \frac{1}{2} * \frac{V_{REF}}{R1}$$

[0036] 定义电感电流流经续流二极管 D1 的反激时段为 TFB, 此时 TOFF 即为 TFB, 工作频率为:

$$[0037] \quad f_{OP1} = \frac{1}{T_{ON1} + T_{OFF1}} = \frac{1}{T_{ON1} + T_{FB1}}$$

[0038] 当进行一次 ON/OFF 操作后,驱动器进入第二段亮度状态。内部基准电压保持 VREF 不变。但, TOFF 控制模块会增加 TDEAD 时间,使得 TOFF 总时间增大,如图 4 所示,则:

$$[0039] \quad T_{OFF} = T_{DEAD} + T_{FB}$$

[0040] 由于母线电压, L1 电感值以及内部基准电压未变化, TON 时间与第一段时一致,即每个开关周期电感中能量与第一段时一样。此时, LED 的平均电流:

$$[0041] \quad I_{LED2} = \frac{1}{2} * I_{L1_PEAK2} * \frac{T_{ON2} + T_{FB2}}{T_{ON2} + T_{OFF2}} = I_{LED1} * \frac{T_{ON2} + T_{FB2}}{T_{ON2} + T_{OFF2}} = I_{LED1} * \frac{T_{ON2} + T_{FB2}}{T_{ON2} + T_{FB2} + T_{DEAD2}}$$

[0042] 当 TDEAD 等于 Power MOS 导通时间 TON 和 TFB 之和时, LED 的平均电流即为 ILED1 的 50%:

$$[0043] \quad I_{LED2} = \frac{1}{2} * I_{LED1}$$

[0044] 第二段亮度为额定亮度的 50%。工作频率也下降为原工作频率 fOP1 的一半。

$$[0045] \quad f_{OP2} = \frac{1}{T_{ON2} + T_{FB2} + T_{DEAD2}} = \frac{1}{2 * (T_{ON1} + T_{FB1})} = \frac{1}{2} * f_{OP1}$$

[0046] 当再次 ON/OFF 操作后,驱动器进入第三段工作状态。内部基准电压控制器将调整基准电压为 (1/2)*VREF。参看图 5 延时器使得 TDEAD 为 Power MOS 导通时间 TON 和 TFB 之和。由于基准电压下降为第一段时一半,电感 L1 的峰值电流 IL1_PEAK 也下降一半。此时, LED 的平均电流为:

[0047]

$$I_{LED3} = \frac{1}{2} * I_{L1_PEAK3} * \frac{T_{ON} + T_{FB}}{T_{ON} + T_{OFF}} = \frac{1}{4} * I_{L1_PEAK1} * \frac{T_{ON} + T_{FB}}{T_{ON} + T_{OFF}} = \frac{1}{2} * I_{LED1} * \frac{T_{ON} + T_{FB}}{T_{ON} + T_{FB} + T_{DEAD}}$$

[0048] 由于 TDEAD 为 Power MOS 导通时间 TON 和 TFB 之和, LED 的平均电流:

$$[0049] \quad I_{LED3} = \frac{1}{2} * I_{LED1} * \frac{T_{ON} + T_{FB}}{T_{ON} + T_{FB} + T_{DEAD}} = \frac{1}{4} * I_{LED1}$$

[0050] 由于基准电压为第一段时 1/2, 则 TON 和 TFB 都减小为原来一半,但 TDEAD 刚好为 TON 和 TFB 之和。此时工作频率 fOP3 将与第一段工作频率一致。

$$[0051] \quad f_{OP3} = \frac{1}{T_{ON3} + T_{FB3} + T_{DEAD3}} = \frac{1}{2 * (T_{ON3} + T_{FB3})} = \frac{1}{T_{ON1} + T_{FB1}} = f_{OP1}$$

[0052] 本专利在此三段调光控制电路中,调光到额定功率 25% 时:工作频率变化范围

小,只在第二段时降为 50%;内部基准电压变化也较小,只下降到 VREF 的一半。可有效改善在传统调光方式中的缺点。

[0053] 参看图 9 示出的较佳实施例中计数及调光控制器的电路图,所述计数及调光控制器具有第二比较器 U901、第一至第三 D 触发器,其中第二比较器的同相输入端接第一电阻 R901 和第二电阻 R902 的一端,第一电阻的另一端接所述工作电源 VIN, 第二电阻的另一端接地,第二比较器的反向输入端接第二比较电平 V2(V2 可由 VDD 分压得到),第二比较器的输出端接第一至第三 D 触发器的时钟端,第一 D 触发器 U902 的 D 端接所述工作电源 VDD,第一 D 触发器的 Q 端接第二 D 触发器 U903 的 D 端,第二 D 触发器的 Q 端接第三 D 触发器 U904 的 D 端,第一 D 触发器的 Q 非端通过第一非门 U906 输出所述延时信号 (CTR_TOFF),第二 D 触发器的 Q 非端通过第二非门 U905 输出所述调整基准电压信号 (CTR_REF),第三 D 触发器的 Q 非端接第一至第三 D 触发器的复位端。

[0054] 当外部 ON/OFF 开关第一次接通时工作电源 VIN 上电,第二比较器 U901 同相输入端得到一个较高电平,第二比较器输出端输出一个高电平。此时,延时信号 (CTR_TOFF) 为低电平,延时器不被触发工作;同时基准电压信号 (CTR_REF) 为低电平,基准电压选择器输出标准基准电压,LED 灯 100%亮度。当外部 ON/OFF 开关第一次断电时,工作电源 VIN 掉电,第二 MOS 管 Q2 截止,LED 灯熄灭。

[0055] 当外部 ON/OFF 开关第二次接通时工作电源 VIN 上电,第二比较器 U901 再次输出高电平,使得延时信号 (CTR_TOFF) 为高电平,延时器触发工作,第一 MOS 管 Q1 截止的时间延长;同时使得调整基准电压信号 (CTR_REF) 为低电平,基准电压选择器输出标准基准电压,LED 灯 50%亮度。当外部 ON/OFF 开关第二次断电时,LED 灯熄灭。

[0056] 当外部 ON/OFF 开关第三次接通时工作电源 VIN 上电,第二比较器 U901 再次输出高电平,使得延时信号 (CTR_TOFF) 为高电平,延时器触发工作,第一 MOS 管 Q1 截止的时间延长;同时使得调整基准电压信号 (CTR_REF) 为高电平,基准电压选择器输出低基准电压,LED 灯 25%亮度。当外部 ON/OFF 开关第三次断电时,LED 灯熄灭。

[0057] 参看图 8 示出的较佳实施例中零电流探测器的电路图,其具有第三比较器 U801,其反向输入端接第三电阻 R803 和第四电阻 R804 的一端,其同向输入端接第五电阻 R801 和第六电阻 R802 的一端,其输出端接第二与门 (U802) 的一个输入端,第二与门的输出端输出所述零电流信号 ZCS,第三电阻的另一端接所述第二 MOS 管 Q2 和第一 MOS 管 Q1 的连接点 FB,第五电阻的另一端接所述工作电源 VIN,第四电阻和第六电阻的另一端接地,第二与门的另一个输入端接所述 RS 触发器的输出端。当主回路中 L1 的电流变零时,FB 点电压降低,U801 输出高电位(即 ZCS 高电平),延时器被触发延时。

[0058] 参看图 6 示出的较佳实施例中延时器的电路图,其包括依次串接在所述直流电源 VDD 与地之间的充电电流源 I_{source}、第一电子开关 S1、第二电子开关 S2、放电电流源 I_{sink},其中第一和第二电子开关的控制端接第一与非门 U601 的输出端,第一与非门的两个输入端分别接所述延时信号和零电流信号,第一和第二电子开关的连接点接第一电容 C1 的一端和第三比较器 U602 的反向输入端,第一电容的另一端接地,第三比较器的同相输入端接第一比较电平 V1(V1 可由 VDD 分压得到),第三比较器的输出端接第二与非门 U603 的输入端,第二与非门的另一输入端接所述延时信号,第二与非门的输出端输出所述延时脉冲。当 Q1 导通时 (TON),零电流信号 (ZCS) 为低电平,第一电容开始充电;在 Q1 关断后、零

电流探测器探测到 L1 电流到零之前（即 TFB），零电流信号（ZCS）仍为低电平，第一电容继续充电。此时，电容上电压大于 V1 电压，比较器 U602 输出为高电平。当零电流探测器探测到 L1 电流到零、零电流信号（ZCS）为高电平时，延时信号（CTR_TOFF）和零电流信号（ZCS）同时有效（同为高电平），与非门 U601 输出低电平，控制 S1 闭合、S2 断开，第一电容 C1 开始放电。此时比较器 U602 的同向输入端电位较高，U602 输出高电平，此时的延时信号（CTR_TOFF）为高电平，经过第二与非门 U603 输出低电平，该信号电平送至与门 U202 的一个输入端，U202 的另一输入端连接所述零电流信号，U202 的输出端接 RS 触发器的 S 端，使用 Q1 持续关断；当 C1 电位逐渐下降到 V2 后 U602 输出低电平，使得 RS 触发器翻转，Q1 导通。第一电容 C1 的放电时间即 TDEAD 时间。当 I_{sink} 和 I_{source} 相等时，TDEAD 时间为 TON 和 TFB 之和，如图 7 所示。

[0059] 参看图 10 示出的较佳实施例中基准电压选择器的电路图，其包括第三电子开关 S3 和第四电子开关 S4，所述调整基准电压信号（CTR_REF）接第四电子开关的控制端并通过第一非门 U1001 接第三电子开关的控制端，第三电子开关的输入端接所述标准基准电压（VREF），第四电子开关的输入端接所述低基准电压（ $1/2V_{\text{REF}}$ ），第三和第四电子开关的输出端并接后输出所述标准基准电压或低基准电压。这样当调整基准电压信号（CTR_REF）低电平时输出标准基准电压，调整基准电压信号高电平时输出低基准电压。

[0060] 在较佳实施例中，所述低基准电压的电压值为标准基准电压的电压值的一半。

[0061] 以上实施例仅为举例说明，非起限制作用。任何未脱离本申请精神与范畴，而对其进行的等效修改或变更，均应包含于本申请的权利要求范围之内。

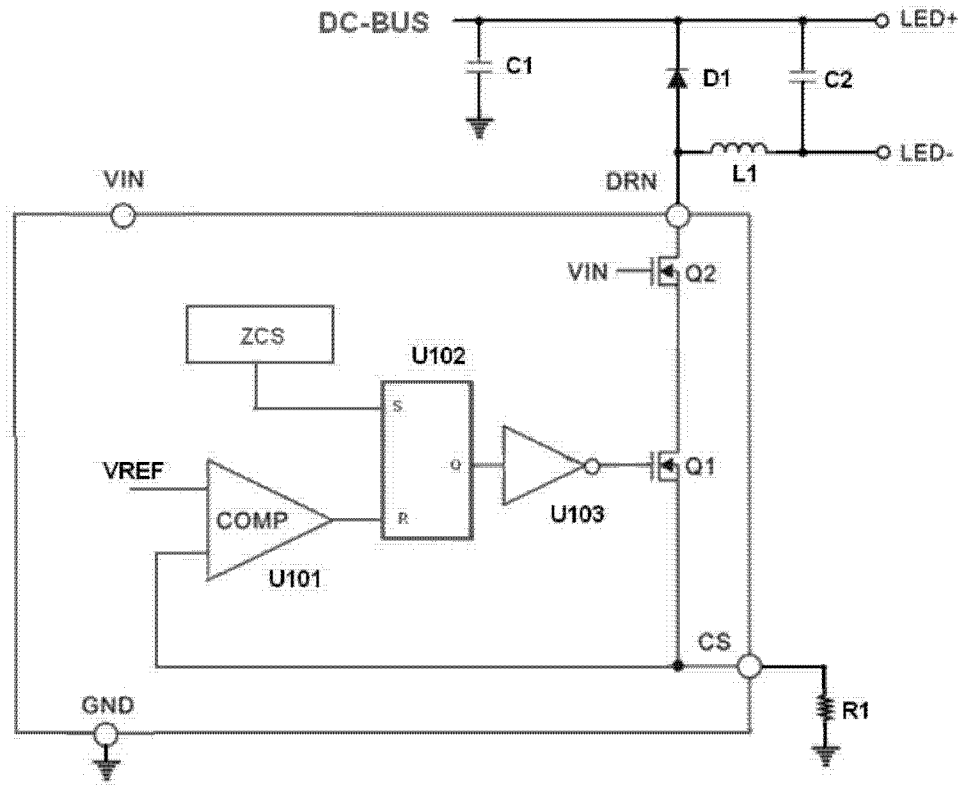


图 1

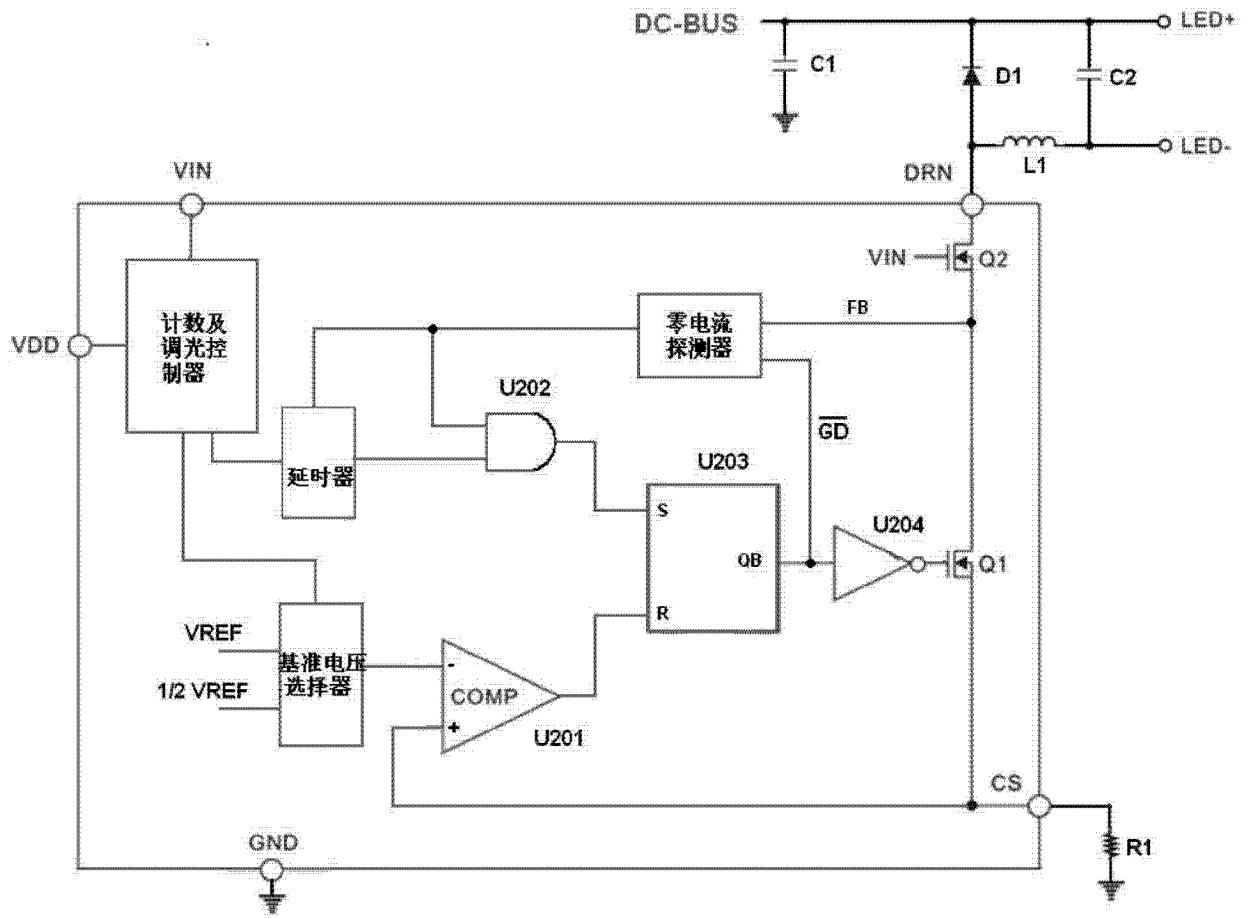


图 2

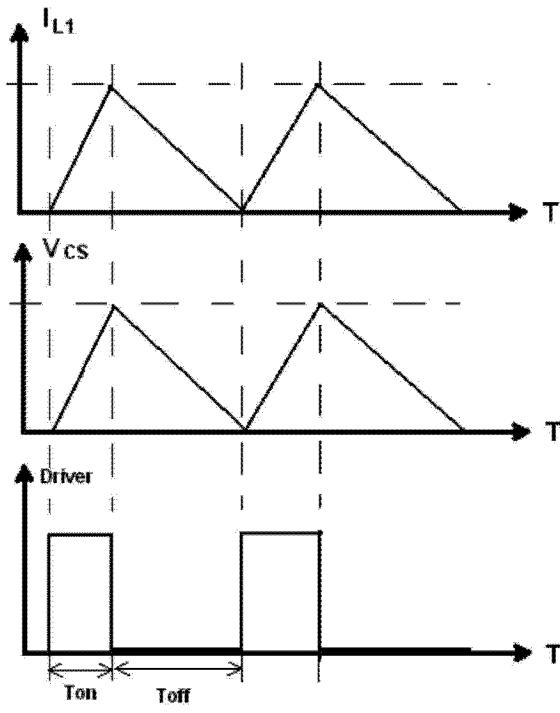


图 3

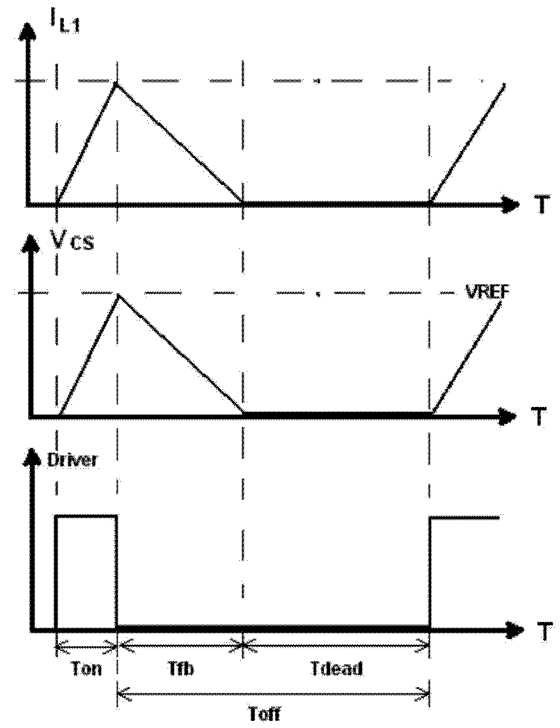


图 4

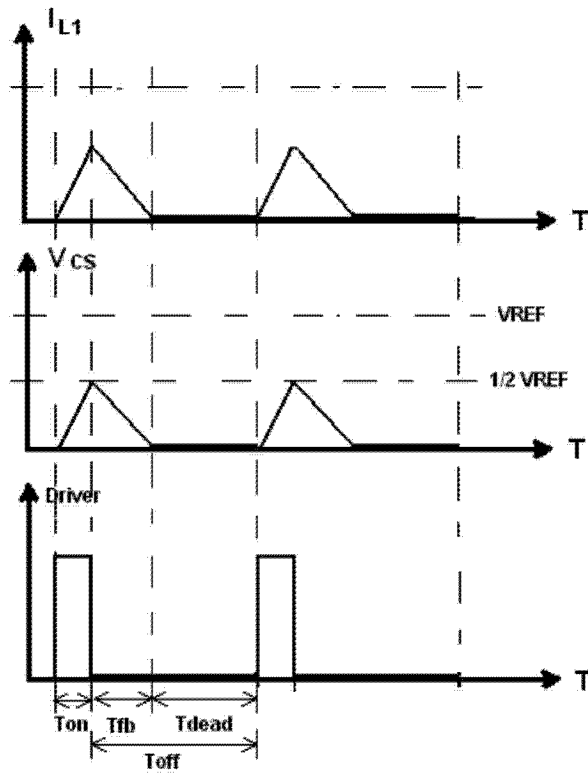


图 5

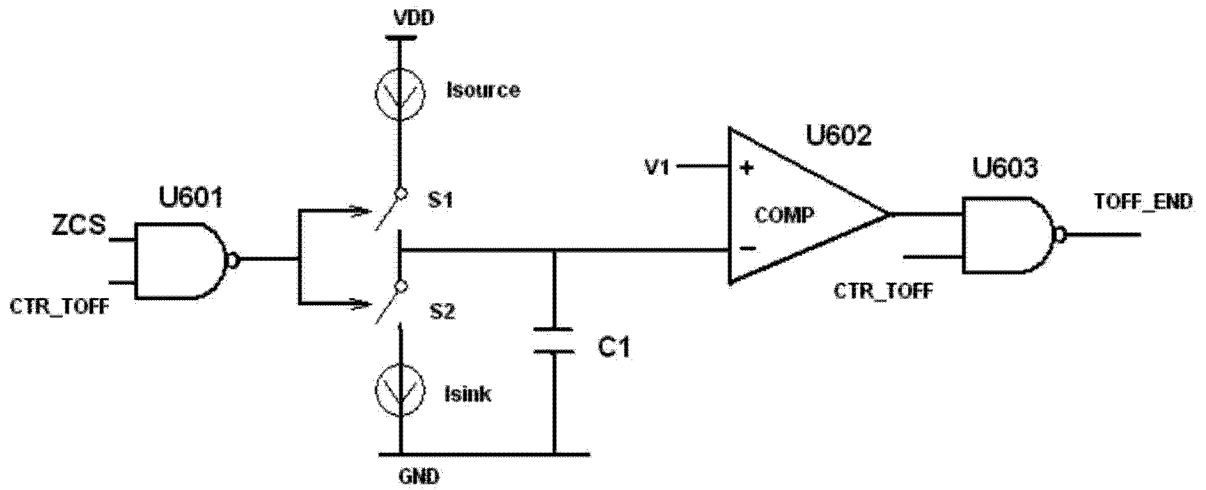


图 6

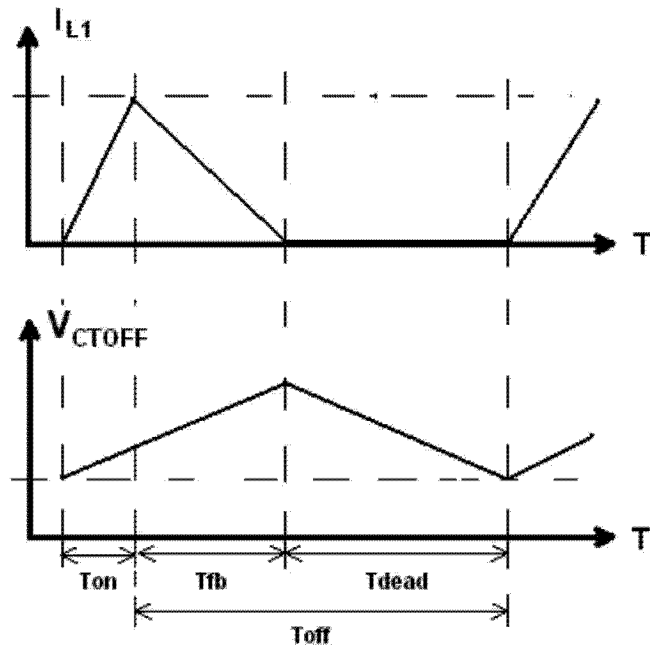


图 7

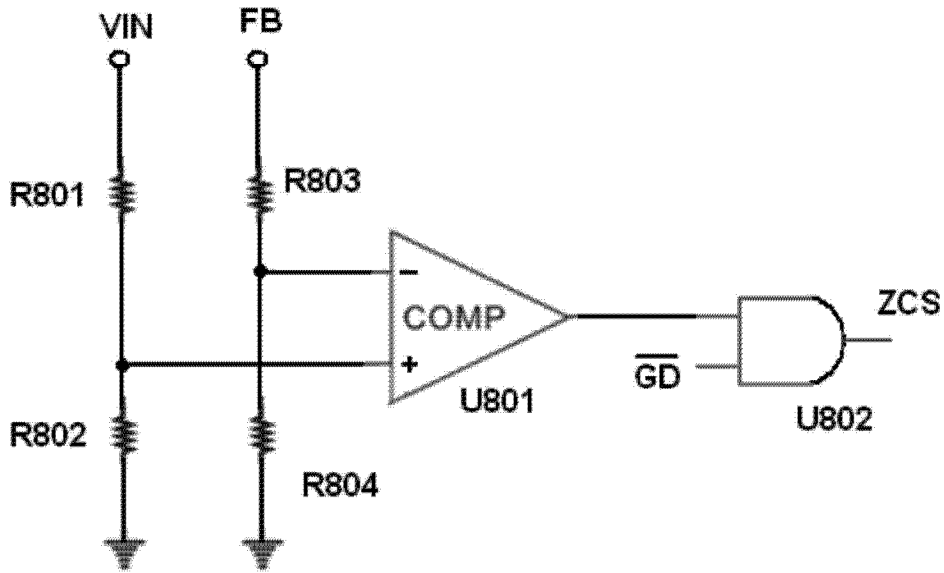


图 8

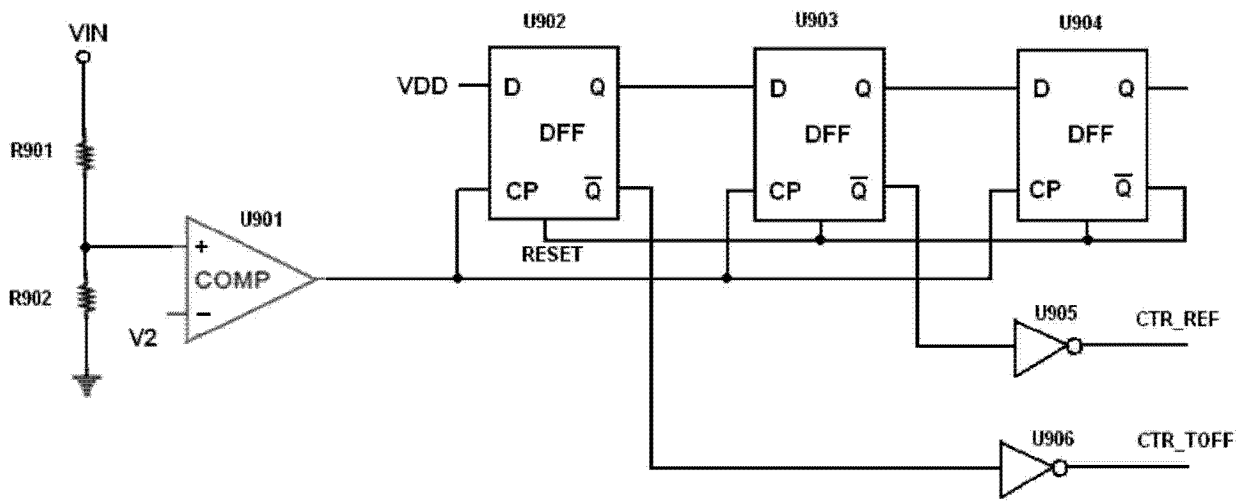


图 9

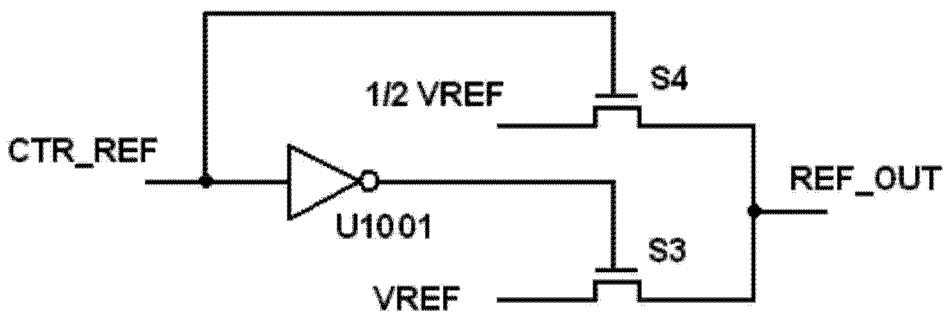


图 10