



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102143628 B

(45) 授权公告日 2013. 05. 08

(21) 申请号 201010115327. 5

(22) 申请日 2010. 01. 29

(73) 专利权人 成都芯源系统有限公司

地址 611731 四川省成都市高新西区科新路
8号

(72) 发明人 邝乃兴 杜磊 张军明 任远程

(74) 专利代理机构 成都九鼎天元知识产权代理
有限公司 51214

代理人 詹永斌 徐宏

(51) Int. Cl.

H05B 37/02(2006. 01)

F21S 2/00(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 201131071 Y, 2008. 10. 08, 说明书具体实
施方式及附图 1 - 8.

CN 201435677 Y, 2010. 03. 31, 全文.

US 2007/0152604 A1, 2007. 07. 05, 全文.

审查员 王锋

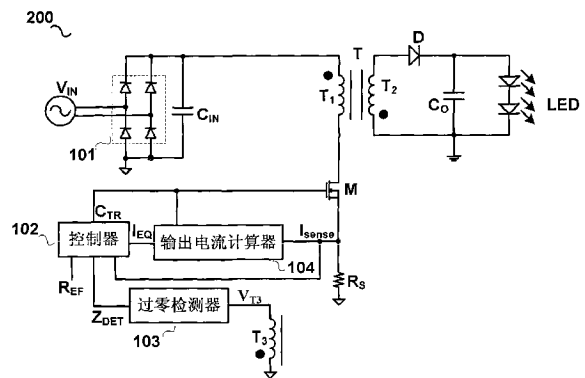
权利要求书2页 说明书7页 附图5页

(54) 发明名称

一种电路和方法及使用该电路的灯具

(57) 摘要

本发明提出了一种用于发光元件的电子电路
和方法。该电子电路通过位于原边的输出电流计
算器解决了现有技术需要负载采样电阻和隔离反
馈电路采样输出端电流,从而简化了电路结构。



1. 一种电路,包括:

变压器,所述变压器包括原边绕组、副边绕组和第三绕组,所述原边绕组用以接收所述电路的输入信号,所述副边绕组用以提供驱动信号至被驱动元件;

主开关,耦接至所述原边绕组,根据开关驱动信号被导通和断开;

输出电流计算器,根据所述主开关导通期间流过所述主开关的电流和所述开关驱动信号,计算流过所述被驱动元件的电流的等效值,提供等效输出电流,其中在所述主开关导通期间,所述等效输出电流被置零,在主开关断开期间,将流过主开关的峰值电流作为所述等效输出电流;

过零检测器,根据所述第三绕组两端的电压,提供过零检测信号;

控制器,根据所述等效输出电流、过零检测信号、所述主开关导通期间流过所述主开关的电流和一参考信号,提供所述开关驱动信号;其中所述控制器包括:

误差放大器,根据所述等效输出电流和所述参考信号,提供误差放大信号;

比较器,根据所述误差放大信号和所述主开关导通期间流过所述主开关的电流,提供比较信号;

逻辑电路,根据所述比较信号和所述过零检测信号,提供所述开关驱动信号。

2. 根据权利要求 1 所述的电路,其中,所述输出电流计算器包括

第一开关,一端接收流过所述主开关的电流;

第一电容,耦接在所述第一开关的另一端和原边参考地之间;

第二开关,一端耦接至所述第一开关和所述第一电容的串联耦接点;

第三开关,耦接在所述第二开关的另一端和所述原边参考地之间;

所述第一开关、所述第二开关和所述第三开关由所述开关驱动信号控制导通和断开;

所述输出电流计算器在所述第二开关和所述第三开关的串联耦接点处提供与所述等效值相应的电流。

3. 根据权利要求 2 所述的电路,其中所述输出电流计算器进一步包括缓冲器,耦接在所述第一开关和第一电容的串联耦接点和所述第二开关之间。

4. 根据权利要求 2 所述的电路,其中当所述开关驱动信号为高电平时,所述第一开关和所述第三开关被控制导通,所述第二开关被控制断开;当所述开关驱动信号为低电平时,所述第一开关和所述第三开关被控制断开,所述第二开关被控制导通。

5. 根据权利要求 1 所述的电路,其中所述控制器进一步包括补偿电路,耦接在所述误差放大器和原边参考地之间。

6. 一种电路,包括:

变压器,所述变压器包括原边绕组和副边绕组,所述原边绕组用以接收所述电路的输入信号,所述副边绕组用以提供驱动信号至被驱动元件;

主开关,耦接至所述原边绕组,根据开关驱动信号被导通和断开;

过零检测电容,一端耦接至所述原边绕组和所述主开关的串联耦接点,另一端耦接至过零检测器的输入端;

输出电流计算器,根据所述主开关导通期间流过所述主开关的电流和所述开关驱动信号,计算流过被驱动元件的电流的等效值,提供等效输出电流,其中在所述主开关导通期间,所述等效输出电流被置零,在主开关断开期间,将流过主开关的峰值电流作为所述等效

输出电流；

所述过零检测器,根据流过所述过零检测电容的电流,提供过零检测信号；

控制器,根据所述等效输出电流、过零检测信号、所述主开关导通期间流过所述主开关的电流和一参考信号,提供所述开关驱动信号；其中所述控制器包括：

误差放大器,根据所述等效输出电流和所述参考信号,提供误差放大信号；

比较器,根据所述误差放大信号和所述主开关导通期间流过所述主开关的电流,提供比较信号；

逻辑电路,根据所述比较信号和所述过零检测信号,提供所述开关驱动信号。

7. 根据权利要求 6 所述的电路,其中,所述输出电流计算器包括

第一开关,一端接收流过所述主开关的电流；

第一电容,耦接在所述第一开关的另一端和原边参考地之间；

第二开关,一端耦接至所述第一开关和所述第一电容的串联耦接点；

第三开关,耦接在所述第二开关的另一端和所述原边参考地之间；

其中所述第一开关、所述第二开关和所述第三开关根据所述开关驱动信号被导通和断开；

所述输出电流计算器在所述第二开关和所述第三开关的串联耦接点处提供所述等效输出电流。

8. 根据权利要求 7 所述的电路,其中所述输出电流计算器进一步包括缓冲器,耦接在所述第一开关和第一电容的串联耦接点和所述第二开关之间。

9. 根据权利要求 7 所述的电路,其中当所述开关驱动信号为高电平时,所述第一开关和所述第三开关被控制导通,所述第二开关被控制断开；当所述开关驱动信号为低电平时,所述第一开关和所述第三开关被控制断开,所述第二开关被控制导通。

10. 根据权利要求 6 所述的电路,其中所述控制器进一步包括补偿电路,耦接在所述误差放大器和原边参考地之间。

11. 一种灯具,所述灯具使用权利要求 1 或者权利要求 6 所述的电路。

12. 一种用于一电路的方法,所述电路包括:变压器,所述变压器包括原边绕组、副边绕组和第三绕组,所述原边绕组用以接收所述电路的输入信号,所述副边绕组用以提供驱动信号至被驱动元件；和主开关,耦接至所述原边绕组,根据开关驱动信号被导通和断开,所述方法包括步骤：

根据所述主开关导通期间流过所述主开关的电流和所述开关驱动信号,计算流过所述被驱动元件的电流的等效值,提供等效输出电流,其中在所述主开关导通期间,所述等效输出电流被置零,在主开关断开期间,将流过主开关的峰值电流作为所述等效输出电流；

根据所述第三绕组两端的电压,提供过零检测信号；

根据所述等效输出电流、过零检测信号、所述主开关导通期间流过所述主开关的电流和一参考信号,提供所述开关驱动信号。

13. 如权利要求 12 所述的方法,其中周期导通和断开所述电路原边绕组的主开关。

14. 根据权利要求 12 所述的方法,进一步包括判断所述主开关的导通状态。

一种电路和方法及使用该电路的灯具

技术领域

[0001] 本发明涉及电子电路,更具体地说,本发明涉及用于发光元件的电子电路。

背景技术

[0002] 发光二极管 (Light Emitting Diode, LED) 由于无污染、长寿命、耐振动等诸多优点,在照明领域备受关注,并且已经得到了一定的应用。

[0003] LED 的发光亮度通常由流过其上的平均电流决定,因此精确控制流过 LED 的平均电流尤为重要。在现有 LED 电子电路中,通常采用一与 LED 串联的采样电阻采样流过 LED 的电流,通过电路后续控制器的控制,实现精确控制流过 LED 的平均电流。如图 1 所示的隔离变换电路 100,为一典型采用反激拓扑的 LED 电子电路。隔离变换电路 100 从墙上插座(电网)获得交流输入电压,通过一整流桥将该交流电压转换为一直流电压,并通过反激电路将该直流电压转换为所需的直流供电电压。

[0004] 具体来说,隔离变换电路 100 包括整流桥 101、输入电容 C_{IN} 、变压器 T、主开关 M、第一采样电阻 R_s 、二极管 D、输出电容 C_o 、负载采样电阻 R、控制器 102、过零检测器 103 以及隔离反馈电路 110。其中变压器 T 为储能元件,包括原边绕组 T_1 、副边绕组 T_2 和第三绕组 T_3 。整流桥 101 接收交流输入电压 V_{IN} ,并将其转换成一不控直流电压。输入电容 C_{IN} 并联至整流桥 101 的两端,即输入电容 C_{IN} 的一端耦接至变压器 T 原边绕组 T_1 的一端,另一端接原边参考地。变压器 T 的原边绕组 T_1 、主开关 M、二极管 D、变压器 T 的次级绕组 T_2 以及输出电容 C_o 的耦接方式构成典型反激拓扑。其耦接方式是本领域技术人员的熟知方式,这里不再详述。第一采样电阻 R_s 与主开关 M 串联耦接、负载采样电阻 R 与 LED 串联耦接。隔离反馈电路 110 的输入端耦接至负载采样电阻 R 和 LED 的串联耦接点,其输出端耦接至控制器 102 的一个输入端。过零检测器 103 的输入端耦接至第三绕组 T_3 的一端,其输出端耦接至控制器 102 的另一个输入端。第三绕组 T_3 的另一端耦接至地。控制器 102 的第三输入端耦接至第一采样电阻 R_s 和主开关的串联耦接点,以及;控制器 102 的输出端耦接至主开关 M 的控制端。

[0005] 因为负载采样电阻 R 和 LED 串联耦接,因此,负载采样电阻 R 两端电压反映了流过 LED 的电流。而第一采样电阻 R_s 和主开关 M 串联耦接,因此,第一采样电阻 R_s 两端电压反映了流过主开关 M 的电流,即第一采样电阻 R_s 两端电压为电流采样信号 I_{sense} 。

[0006] 当隔离变换电路 100 运行时,流过 LED 的电流通过负载采样电阻 R 和隔离反馈电路 110 被输送至控制器 102,流过主开关 M 的电流通过第一采样电阻 R_s 被输送至控制器 102。经过过零检测器 103 的共同作用,流过 LED 的平均电流可得到控制。因其控制方式为本领域技术人员所熟知,为叙述简明,这里不再详述。

[0007] 然而,这种控制方式需要额外的负载采样电阻来采样流过 LED 的电流,增大了损耗,降低了效率。而随着电子技术的发展和环保要求的提高,效率已成为电源变换器至关重要的设计因素。并且这种控制方式需要采用隔离反馈电路来反馈负载的状态,使电路结构复杂化。

[0008] 因此,有必要提出一种无需负载采样电阻和隔离反馈电路即可实现对诸如 LED 之类发光元件的电流采样,从而控制其平均电流的电路和方法。

发明内容

[0009] 因此,本发明的目的在于解决传统隔离变换电路需要负载采样电阻采样输出电流,需要隔离反馈电路反馈所采样的输出电流,从而造成电路结构复杂化和电路低效率的问题。

[0010] 基于上述目的,本发明提出了一种电路,包括:变压器,所述变压器包括原边绕组、副边绕组和第三绕组,所述原边绕组用以接收所述隔离变换电路的输入信号,所述副边绕组用以提供驱动信号至被驱动元件;主开关,耦接至所述原边绕组,根据开关驱动信号被导通和断开;输出电流计算器,根据所述主开关导通期间流过所述主开关的电流和所述开关驱动信号,计算流过所述被驱动元件的电流的等效值;过零检测器,根据所述第三绕组两端的电压,提供过零检测信号;控制器,根据所述等效值、过零检测信号、所述主开关导通期间流过所述主开关的电流和一参考信号,提供所述开关驱动信号。

[0011] 基于上述目的,本发明还提出了一种电路,包括:变压器,所述变压器包括原边绕组和副边绕组,所述原边绕组用以接收所述隔离变换电路的输入信号,所述副边绕组用以提供驱动信号至被驱动元件;主开关,耦接至所述原边绕组,根据开关驱动信号被导通和断开;过零检测电容,一端耦接至所述原边绕组和所述主开关的串联耦接点,另一端耦接至过零检测器的输入端;输出电流计算器,根据所述主开关导通期间流过所述主开关的电流和所述开关驱动信号,计算流过被驱动元件的电流的等效值;所述过零检测器,根据流过所述过零检测电容的电流,提供过零检测信号;控制器,根据所述等效值、过零检测信号、所述主开关导通期间流过所述主开关的电流和一参考信号,提供所述开关驱动信号。

[0012] 基于上述目的,本发明还提出了一种灯具。该灯具使用本发明的上述电路。

[0013] 基于上述目的,本发明还提出了一种用于一电路的方法,所述电路包括:变压器,所述变压器包括原边绕组、副边绕组和第三绕组,所述原边绕组用以接收所述隔离变换电路的输入信号,所述副边绕组用以提供驱动信号至被驱动元件;和主开关,耦接至所述原边绕组,根据开关驱动信号被导通和断开,所述方法包括步骤:根据所述主开关导通期间流过所述主开关的电流和所述开关驱动信号,计算流过所述被驱动元件的电流的等效值;根据所述第三绕组两端的电压,提供过零检测信号;根据所述等效值、过零检测信号、所述主开关导通期间流过所述主开关的电流和一参考信号,提供所述开关驱动信号。

[0014] 本发明提出的上述电路、方法和使用该电路的灯具,无需负载采样电阻和隔离反馈电路即可采样输出电流,从而简化了电路结构。

附图说明

[0015] 图 1 示出传统隔离变换电路 100。

[0016] 图 2 示出根据本发明一个实施例的隔离变换电路 200。

[0017] 图 3 示出根据本发明的输出电流计算器的工作原理流程图 300。

[0018] 图 4 示出根据本发明一个实施例采用图 3 所示计算隔离变换电路副边输出电流方法的隔离变换电路 400。

[0019] 图 5 示出图 4 所示隔离变换电路 400 中开关驱动信号、流经主开关的电流、流经二极管的电流,第三绕组的电压以及等效输出电流的波形。

[0020] 图 6 示出根据本发明一个实施例的具体示出控制器一种实现结构的隔离变换电路 600。

[0021] 图 7 示出根据本发明另一个实施例的隔离变换电路 700。

[0022] 图 8 示出根据本发明又一个实施例的隔离变换电路 800。

具体实施方式

[0023] 如图 2 所示,为根据本发明一个实施例的隔离变换电路 200。此实施例用于 AC-DC 变换电路中。但是本领域的技术人员应该意识到,隔离变换电路可以用于其他电路,如 DC-DC 变换电路。隔离变换电路 200 与隔离变换电路 100 相同部分采用相同的附图标记,与图 1 所示的隔离变换电路 100 相比,隔离变换电路 200 的不同之处在于,隔离变换电路 200 无需负载采样电阻和隔离反馈电路,而是用输出电流计算器 104 实现对 LED 负载的电流采样及反馈。其中输出电流计算器 104 输出的等效输出电流 I_{EQ} 反映了副边电流。

[0024] 具体来说,隔离变换电路 200 包括整流桥 101、输入电容 C_{IN} 、变压器 T (包括原边绕组 T_1 、副边绕组 T_2 和第三绕组 T_3)、主开关 M、第一采样电阻 R_S 、二极管 D、输出电容 C_O 、LED。其耦接方式与隔离变换电路 100 相同,为叙述简明,这里不再详述。隔离变换电路 200 还包括过零检测器 103,其输入端耦接至第三绕组 T_3 的一端,以检测第三绕组 T_3 两端电压 V_{T3} ,并根据第三绕组 T_3 两端电压 V_{T3} 的过零情况,提供过零检测信号 Z_{DET} 至控制器 102 的第一输入端;输出电流计算器 104,其第一输入端耦接至第一采样电阻 R_S 和主开关 M 的串联耦接点,以接收电流采样信号 I_{sense} ,其第二输入端耦接至控制器 102 的输出端,以接收开关驱动信号 C_{TR} ,并根据电流采样信号 I_{sense} 和开关驱动信号 C_{TR} ,提供等效输出电流 I_{EQ} 至控制器 102;控制器 102,其第一输入端耦接至过零检测器 103,以接收过零检测信号 Z_{DET} ,其第二输入端耦接至输出电流计算器 104 的输出端,以接收等效输出电流 I_{EQ} ,其第三输入端耦接至第一采样电阻 R_S 和主开关 M 的串联耦接点,以接收电流采样信号 I_{sense} ,其第四输入端接收参考信号 R_{EF} ,从而根据等效输出电流 I_{EQ} 、过零检测信号 Z_{DET} 、电流采样信号 I_{sense} 和参考信号 R_{EF} ,提供开关驱动信号 C_{TR} 至输出电流计算器 104 和主开关 M 的控制端,以控制输出电流计算器 104 和主开关 M 的导通与断开。

[0025] 在一个实施例中,二极管 D 可用整流管代替。主开关 M 可以是任何可控半导体开关器件,例如金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)、绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 等。

[0026] 在电路实际应用中,现有技术的隔离变换电路 100 中的隔离反馈电路 110 通常需要多个外围分立元件实现。而本实施例的隔离变换电路 200 无需隔离反馈电路,因此,隔离变换电路 200 相对隔离变换电路 100 不仅降低了损耗,还简化了外围电路。下面阐述隔离变换电路 200 的工作原理。

[0027] 电路 200 运行时,当控制器 102 提供一高电平开关驱动信号 C_{TR} 给主开关 M 的控制端,主开关 M 被闭合导通,交流输入电压 V_{IN} 经整流桥 101、输入电容 C_{IN} 、原边绕组 T_1 、主开关 M、第一采样电阻 R_S 至地。流过主开关 M 的电流 I_M 在原边绕组 T_1 激磁电感的作用下,线性上升。随之第一采样电阻 R_S 两端电压也线性上升。当流过主开关 M 的电流上升到设定的峰值电流 I_{PK} 时,控制器 102 输出的开关驱动信号 C_{TR} 变低。相应地,主开关 M 被断开。此

时,第三绕组 T_3 两端电压极性为上正下负,即电压 V_{T_3} 为正,副边绕组 T_2 两端电压极性也为上正下负,二极管 D 导通,流过二极管 D 的电流 I_D 开始线性下降。若变压器 T 的原边绕组 T_1 和副边绕组 T_2 的变压器匝比为 $n : 1$,则二极管 D 的峰值电流为 $n \times I_{PK}$ 。即流过二极管 D 的电流 I_D 从 $n \times I_{PK}$ 开始线性下降。当其下降至零时,原边绕组 T_1 的激磁电感和主开关 M 的寄生电容(未图示)产生振荡。该振荡第一次过零,即电压 V_{T_3} 第一次为零时,过零检测器 103 检测到该过零现象,输出相应的过零检测信号 Z_{DET} 至控制器 102。控制器 102 接收该过零检测信号 Z_{DET} ,输出高电平开关驱动信号 C_{TR} ,从而将主开关 M 闭合导通。隔离变换电路 200 进入一个新周期,如前所述工作。

[0028] 图 3 示出根据本发明的输出电流计算器的工作原理流程图 300,即计算隔离变换电路副边输出电流的方法。如图 3 所示,该方法包括:步骤 301,开始,即周期导通和断开隔离变换电路原边绕组的主开关 M ;步骤 302,判断主开关 M 是否为导通状态,若主开关 M 为导通状态,进入步骤 303,采样流过主开关 M 的电流,等效输出电流 I_{EQ} 置零;若主开关 M 为断开状态,进入步骤 304,保持主开关 M 的峰值电流并作为主开关 M 断开时间间隔内的等效输出电流 I_{EQ} ;步骤 305,提供等效输出电流 I_{EQ} 。也就是说,计算隔离变换电路副边输出电流的方法包括:周期导通和断开隔离变换电路原边绕组的主开关 M ;在主开关 M 被导通的时间间隔内,采样流过主开关 M 的电流,等效输出电流 I_{EQ} 置零;在主开关 M 被断开的时间间隔内,保持主开关 M 的峰值电流并作为主开关 M 断开时间间隔内的等效输出电流 I_{EQ} 。

[0029] 图 4 示出根据本发明一个实施例采用图 3 所示计算隔离变换电路副边输出电流方法的隔离变换电路 400。隔离变换电路 400 的电路模块与隔离变换电路 200 的相同部分采用相同的附图标记。为叙述简明,这里不再详述相同部分的电路耦接方式。如图 4 所示,输出电流计算器 104 包括:第一开关 S_1 ,一端耦接至第一采样电阻 R_S 和主开关 M 的串联耦接点,以接收电流采样信号 I_{sense} ;第一电容 C_1 ,耦接在第一开关 S_1 的另一端和原边参考地之间;第二开关 S_2 ,一端耦接至第一开关 S_1 和第一电容 C_1 的耦接点;第三开关 S_3 ,耦接在第二开关 S_2 的另一端和原边参考地之间。第一开关 S_1 、第二开关 S_2 和第三开关 S_3 的控制端耦接至控制器 102 的输出端,并且当开关驱动信号 C_{TR} 为高电平时,第一开关 S_1 和第三开关 S_3 闭合导通,第二开关 S_2 断开;当开关驱动信号 C_{TR} 为低电平时,第一开关 S_1 和第三开关 S_3 断开,第二开关 S_2 闭合导通。

[0030] 假定开始时开关驱动信号 C_{TR} 为高电平,则第一开关 S_1 和第三开关 S_3 被闭合导通,第二开关 S_2 被断开,同时该高电平的开关驱动信号 C_{TR} 将主开关 M 闭合导通。此时等效输出电流 I_{EQ} 被置零,即 $I_{EQ} = 0$ 。如前所述,交流输入电压 V_{IN} 经整流桥 101、输入电容 C_{IN} 、原边绕组 T_1 、主开关 M 、第一采样电阻 R_S 至地。流过主开关 M 的电流在原边绕组 T_1 激磁电感的作用下,线性上升,第一采样电阻 R_S 两端电压,即电流采样信号 I_{sense} 也线性上升。而此时由于第一开关 S_1 闭合导通,因此,电容 C_1 两端电压即为电流采样信号 I_{sense} 。也就是说,在该段时间内,电容 C_1 两端电压线性上升。当其上升到设定的峰值电流 I_{PK} 时,开关驱动信号 C_{TR} 变为低电平。相应地,第一开关 S_1 和第三开关 S_3 被断开,第二开关 S_2 被闭合导通;主开关 M 被断开。此时,等效输出电流 I_{EQ} 为电容 C_1 两端电压,即 $I_{EQ} = I_{PK} \times R_{RS}$,其中 R_{RS} 为第一采样电阻 R_S 的电阻值。

[0031] 开关驱动信号 C_{TR} 、流经主开关 M 的电流 I_M 、流经二极管 D 的电流 I_D ,第三绕组 T_3 的电压 V_{T_3} 以及等效输出电流 I_{EQ} 的波形如图 5 所示。

[0032] 由图 5 可得,等效输出电流 I_{EQ} 在一个开关周期内的平均值为

$$[0033] \quad I_{EQ(AVE)} = \frac{I_{PK} \times R_{RS} \times T_{OFF}}{T_{ON} + T_{OFF}} \text{ 等式 (1)}$$

[0034] 流经二极管的电流 I_D 在一个周期内的平均值 $I_{D(AVE)}$ 为

$$[0035] \quad I_{D(AVE)} = \frac{I_{PK} \times n \times T_{OFF}}{2 \times (T_{ON} + T_{OFF})} \text{ 等式 (2)}$$

[0036] 其中 T_{ON} 为一个周期内主开关 M 的闭合导通时间, T_{OFF} 为一个周期内主开关 M 的断开时间。

[0037] 由上述等式 (1) 和等式 (2) 可得,

$$[0038] \quad I_{EQ(AVE)} = \frac{2R_{RS}}{n} \times I_{D(AVE)} \text{ 等式 (3)}$$

[0039] 由等式 (3) 可以看到,当第一采样电阻 R_S 的阻值 R_{RS} 给定后,等效输出电流 I_{EQ} 的平均值与流经二极管 D 的电流 I_D 的平均值成正比。而由于流过输出电容 C_O 的直流电流为零,因此,流经二极管 D 的电流 I_D 的平均值等于流经 LED 的平均电流。因此,等效输出电流 I_{EQ} 的平均值与流经 LED 的平均电流成正比,等效输出电流 I_{EQ} 为流经 LED 的平均电流即输出电流的等效值。输出电流计算器 104 实现了对副边 LED 的原边采样。

[0040] 图 6 示出根据本发明一个实施例的隔离变换电路 600。隔离变换电路 600 的电路模块与隔离变换电路 200 的相同部分采用相同的附图标记。与隔离变换电路 200 不同的是,隔离变换电路 600 具体示出了控制器 102 的一种实现结构。然而本领域的技术人员应该认识到,控制器 102 的电路结构不限于图 6 所示的电路结构。如图 6 所示,控制器 102 包括:误差放大器 U_A ,其一输入端(反相输入端)耦接至输出电流计算器 104 的输出端,以接收输出电流计算器 104 提供的等效输出电流 I_{EQ} ,其另一输入端(同相输入端)接收参考信号 R_{EF} ,以根据等效输出电流 I_{EQ} 和参考信号 R_{EF} 提供误差放大信号,即设定的峰值电流 I_{PK} 至比较器 U_C 的反相输入端;比较器 U_C ,其一输入端(反相输入端)耦接至误差放大器 U_A 的输出端,以接收误差放大信号,其另一输入端(同相输入端)耦接至第一采样电阻 R_S 和主开关 M 的串联耦接点,以接收电流采样信号 I_{sense} ,以根据误差放大信号和电流采样信号 I_{sense} 提供比较信号 S_{CMP} 至逻辑电路;逻辑电路,一端接收比较信号 S_{CMP} ,另一端接收过零检测信号 Z_{DET} ,以根据比较信号 S_{CMP} 和过零检测信号 Z_{DET} 提供开关驱动信号 C_{TR} 来控制主开关 M 的闭合导通与断开。在本实施例中,逻辑电路为 RS 触发器,其置位端 R 耦接至比较器 U_C 的输出端,以接收比较信号 S_{CMP} ;其复位端耦接至过零检测器 103 的输出端,以接收过零检测信号 Z_{DET} ;其输出端 Q 耦接至主开关 M 的控制端,以提供开关驱动信号 C_{TR} 。在本实施例中,误差放大器 U_A 的输出端和原边参考地之间还耦接一补偿电路 Z_C 。在一个实施例中,补偿电路 Z_C 可以是电容补偿网络,也可以是电阻、电容补偿网络,其结构为本领域技术人员所熟知。为叙述简明,这里不再详述补偿电路 Z_C 的电路结构。

[0041] 如图 6 所示,由于误差放大器 U_A 的该耦接方式,设定的峰值电流 I_{PK} ,即误差放大信号由等效输出电流 I_{EQ} 和参考信号 R_{EF} 决定。而由等式 (3) 可知,等效输出电流 I_{EQ} 与流经 LED 的平均电流成正比,并且参考信号 R_{EF} 为给定信号,因此,设定的峰值电流 I_{PK} 由流经 LED 的平均电流决定。在主开关 M 被闭合导通的时间段内,当采样电流 I_{sense} 达到设定的峰值电流 I_{PK} 时,比较器输出的比较信号 S_{CMP} 变高,进而复位 RS 触发器的输出,开关驱动信号 C_{TR} 被

复位为低,从而将主开关 M 断开。因此,流经 LED 的平均电流决定了设定的峰值电流 I_{PK} ,也即设定了主开关 M 被控制断开的时点。当主开关 M 被断开后,当过零检测器检测到第三绕组 T_3 的电压 V_{T3} 为零时,输出高电平的过零检测信号 Z_{DET} ,从而置位 RS 触发器的输出,使得开关驱动信号 C_{TR} 变高。相应地,主开关 M 被闭合导通,隔离变换电路 600 进入一个新的周期。

[0042] 图 7 示出根据本发明另一个实施例的隔离变换电路 700。隔离变换电路 700 的电路模块与隔离变换电路 400 的相同部分采用相同的附图标记。为叙述简明,这里不再详述两者相同部分的耦接方式。与隔离变换电路 400 不同的是,为了在实际应用中避免因输出电流计算器 104 中的电容 C_1 容值不够大,而不能实现阻抗匹配,隔离变换电路 700 的输出电流计算器 104 在电容 C_1 和第二开关 S_2 之间耦接有缓冲器 U_1 。即输出电流计算器 104 包括:第一开关 S_1 ,一端耦接至第一采样电阻 R_s 和主开关 M 的串联耦接点;第一电容 C_1 ,耦接在第一开关 S_1 的另一端和原边参考地之间;缓冲器 U_1 ,其输入端耦接至第一开关 S_1 和第一电容 C_1 的耦接点;第二开关 S_2 ,耦接至缓冲器 U_1 的输出端;第三开关 S_3 ,耦接在第二开关 S_2 的另一端和地之间。第一开关 S_1 、第二开关 S_2 和第三开关 S_3 的控制端耦接至控制器 102 的输出端,并且开关驱动信号 C_{TR} 为高电平时,第一开关 S_1 和第三开关 S_3 闭合导通,第二开关 S_2 断开;当开关驱动信号 C_{TR} 为低电平时,第一开关 S_1 和第三开关 S_3 断开,第二开关 S_2 闭合导通。本领域技术人员应该认识到,隔离变换电路 700 的工作过程与隔离变换电路 400 相同,为叙述简明,这里不再详述。

[0043] 图 8 示出根据本发明又一实施方式的隔离变换电路 800。隔离变换电路 800 的电路模块与隔离变换电路 200 相似,并且隔离变换电路 800 中与隔离变换电路 200 相同的部分采用相同的附图标记。为叙述简明,这里不再详述两者相同部分的耦接方式。与隔离变换电路 200 不同的是,隔离变换电路 800 省略第三绕组 T_3 ,取而代之的是,隔离变换电路 800 采用一过零检测电容 C_2 。并且过零检测电容 C_2 的一端耦接至过零检测器 103 的输入端。过零检测电容 C_2 的另一端耦接至主开关 M 和原边绕组 T_1 的串联耦接点。当主开关 M 被断开后,流过二极管 D 的电流 I_D 开始从 $n \times I_{PK}$ 下降,当其下降至零,原边绕组 T_1 的激磁电感和主开关 M 的寄生电容(未图示)产生振荡。该振荡第一次过零时,流经过零检测电容 C_2 的电流反向,过零检测器 103 检测到此反向电流,输出高电平过零检测信号 Z_{DET} ,从而使控制器 102 输出高电平开关驱动信号 C_{TR} ,将主开关 M 闭合导通。隔离变换电路 800 进入一个新的周期。隔离变换电路 800 的其余工作原理与前述隔离变换电路 200 相同,为叙述简明,这里不再详述。

[0044] 图 8 所示的隔离变换电路 800 中虽然没有示出输出电流计算器 105 的具体结构,在一个具体实施例中,输出电流计算器 105 可以是图 4 或图 7 中所示的结构;在另一个具体实施例中,还可以在上述基础上附加如图 6 中所示的补偿电路 Z_C 。

[0045] 虽然上面以 LED 元件作为被驱动元件的例子来描述本发明的思想,但是本领域的普通技术人员应该理解,本发明实施例也可以应用于对其他类型的驱动元件,例如电流源。

[0046] 以上公开内容仅涉及优选实施例或实施例,可产生许多修改方案而不脱离所附权利要求提出的本发明的精神和范围,不应解释为对本发明保护范围的限定。本说明书所描述的特定实施例仅用于说明目的,本领域技术人员在本发明的精神和原理内,可得出多种修改、等同方案。本发明涵盖的保护范围以所附权利要求书为准。因此落入权利要求或其

等效范围内的全部变化和改型都应随附权利要求所涵盖。

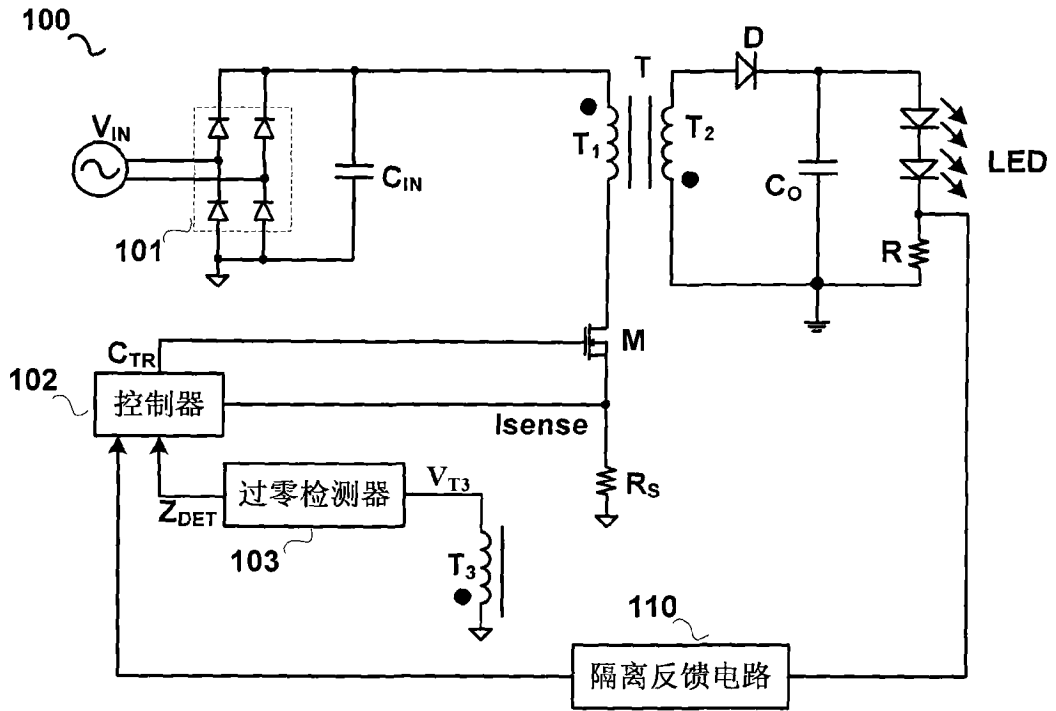


图 1

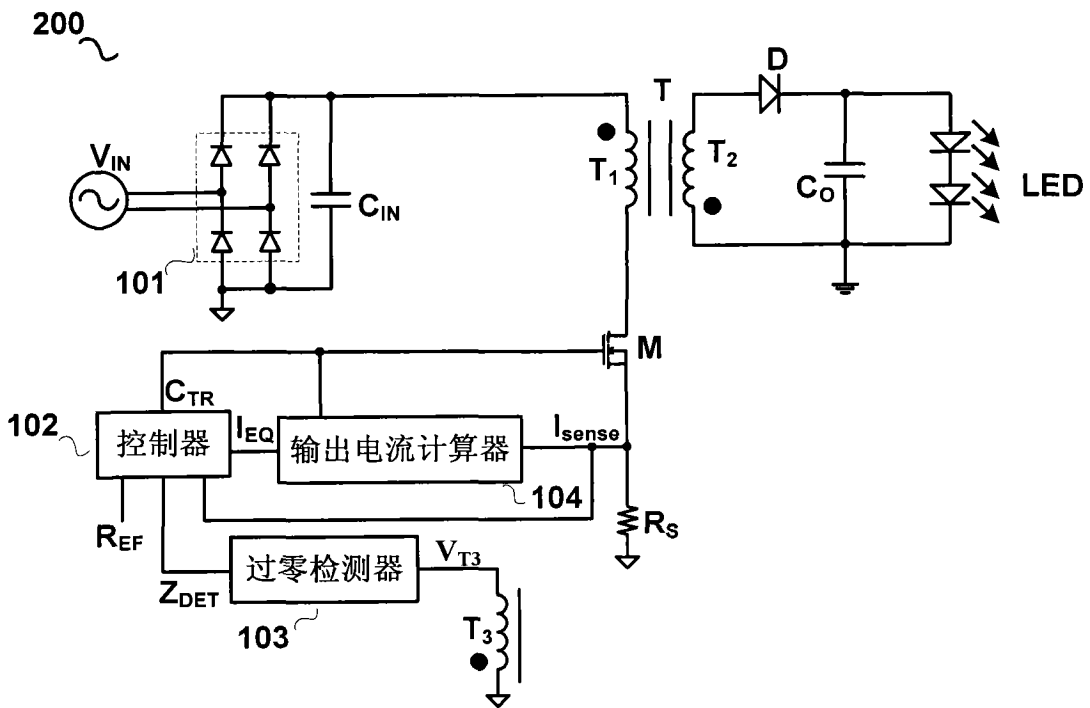


图 2

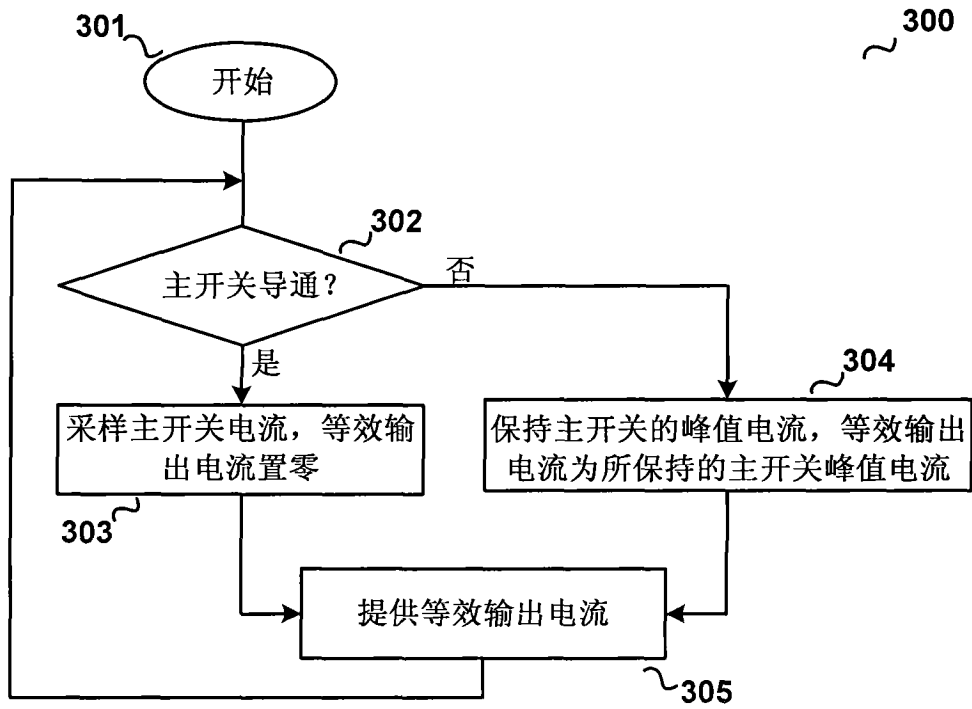


图 3

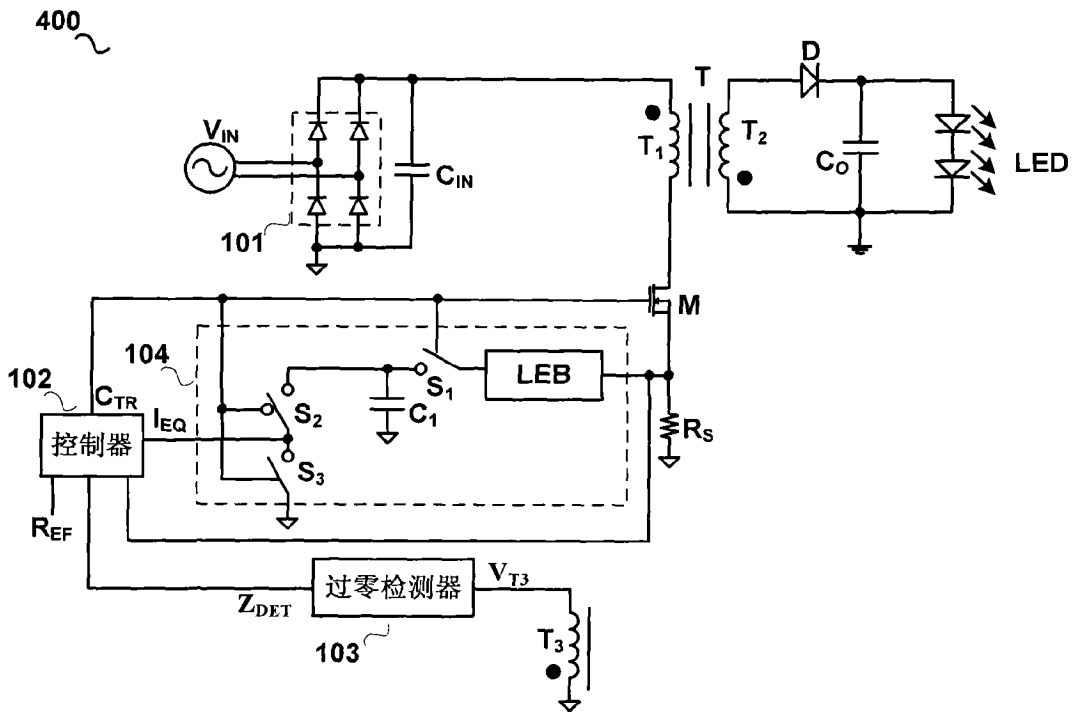


图 4

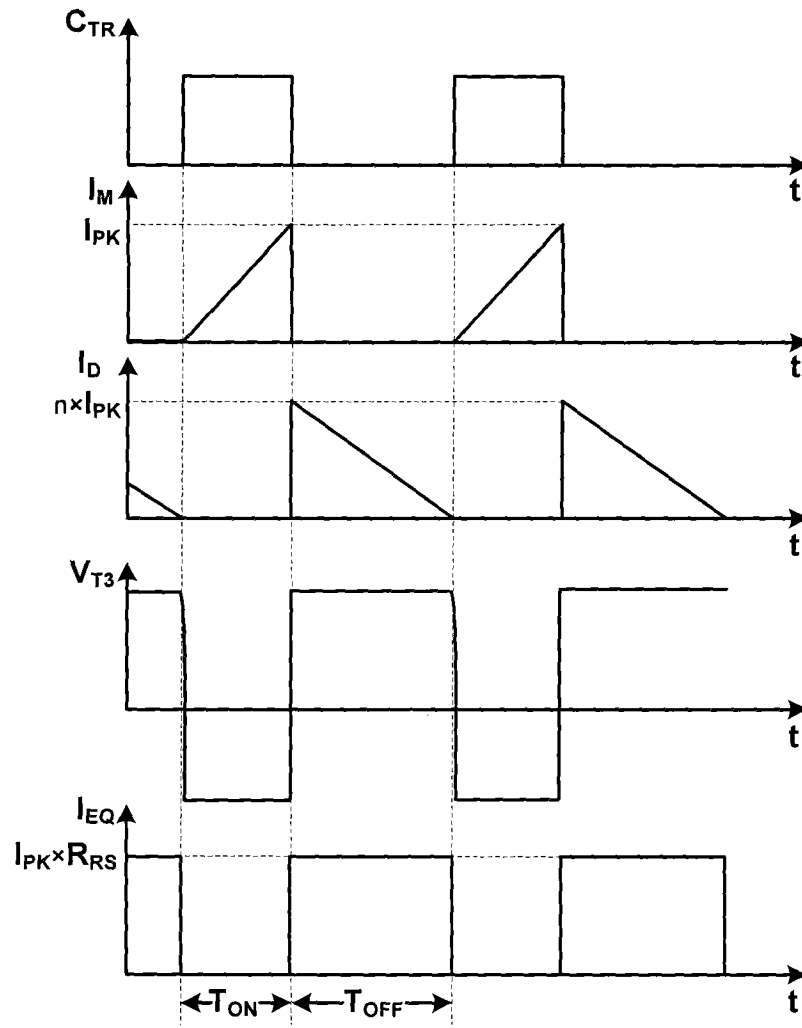


图 5

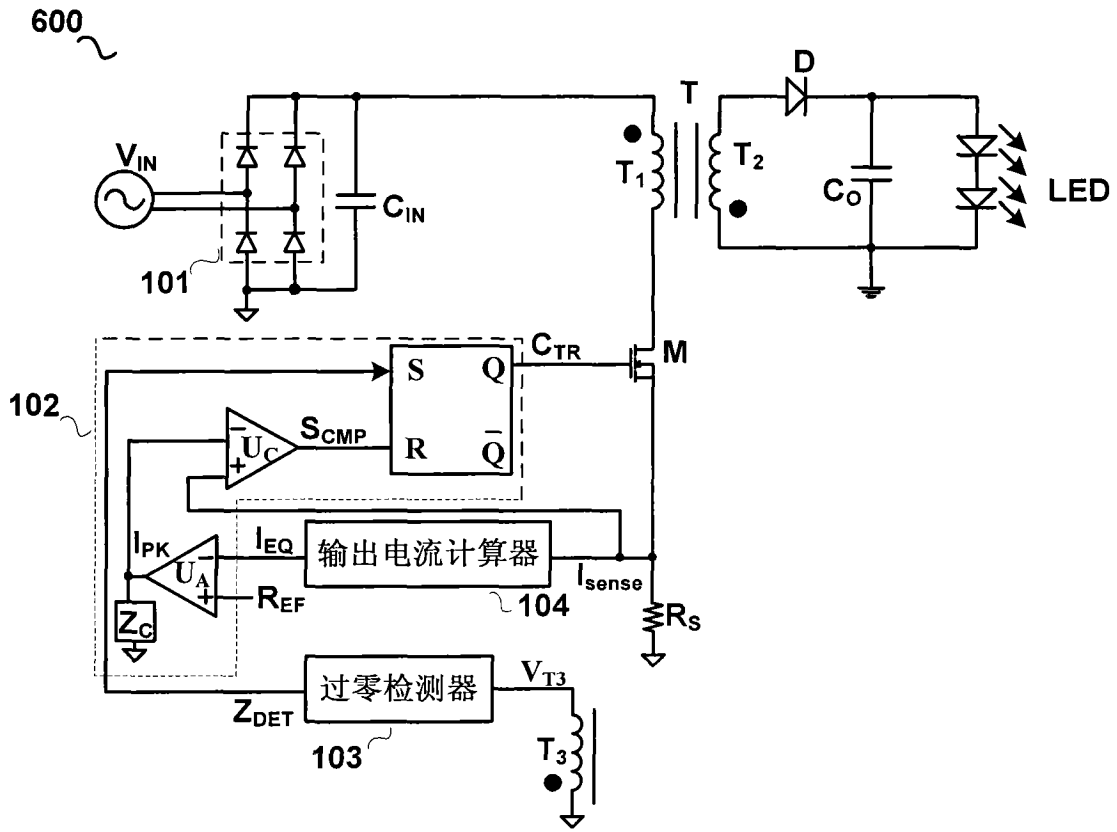


图 6

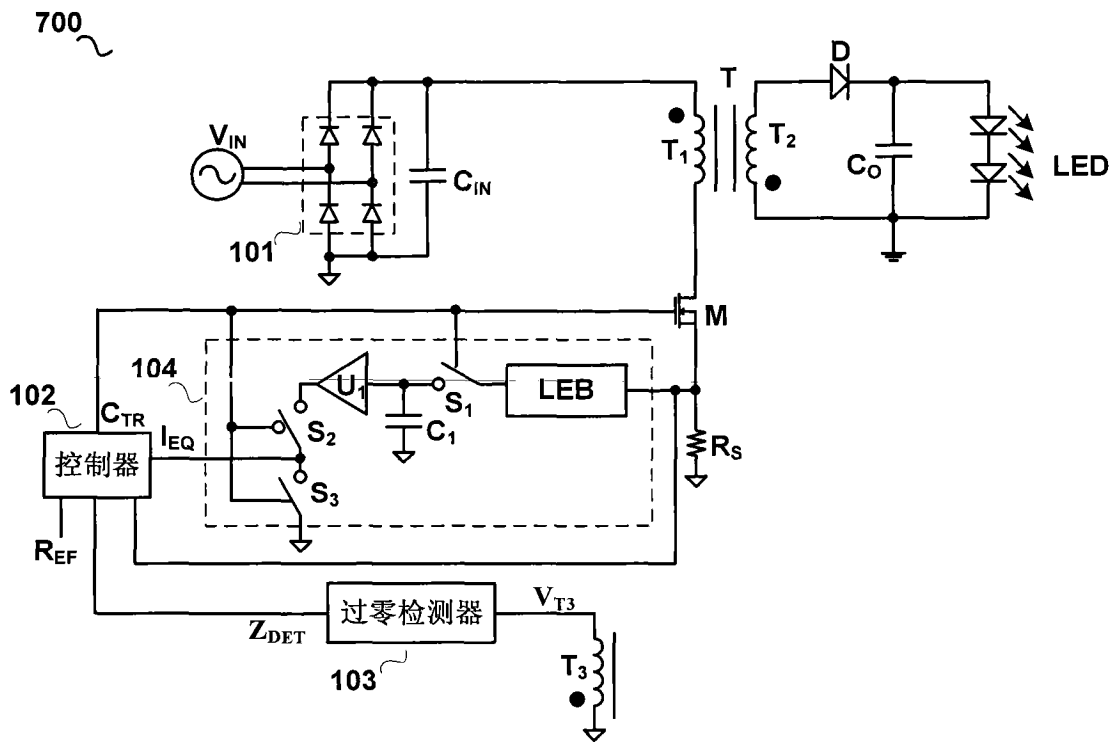


图 7

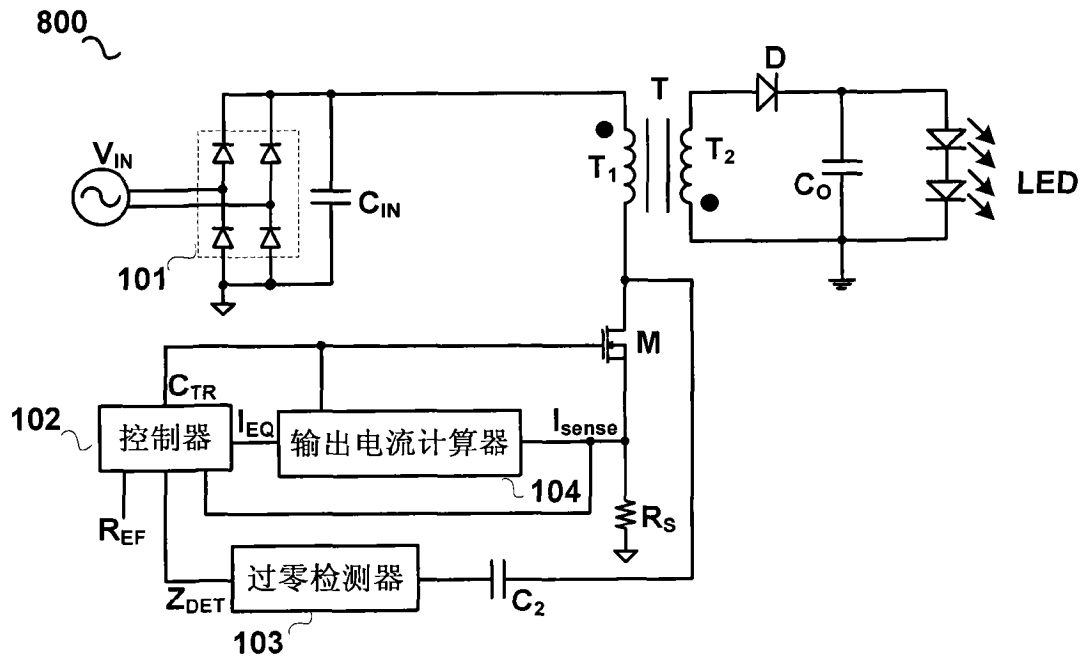


图 8