



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 106954307 B

(45)授权公告日 2018.06.08

(21)申请号 201710227358.1

(22)申请日 2017.04.10

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 106954307 A

(43)申请公布日 2017.07.14

(73)专利权人 深圳天源中芯半导体有限公司

地址 518000 广东省深圳市南山区科技园

高新南一道008号创维大厦A1001室

(72)发明人 邓小兵

(74)专利代理机构 广东前海律师事务所 44323

代理人 黄桂林

(51)Int.Cl.

H05B 33/08(2006.01)

(56)对比文件

CN 203120257 U,2013.08.07,

CN 103096557 A,2013.05.08,

CN 202269075 U,2012.06.06,

CN 206640841 U,2017.11.14,

CN 106162985 A,2016.11.23,

CN 203708590 U,2014.07.09,

CN 204014210 U,2014.12.10,

US 9357602 B1,2016.05.31,

审查员 邓辉

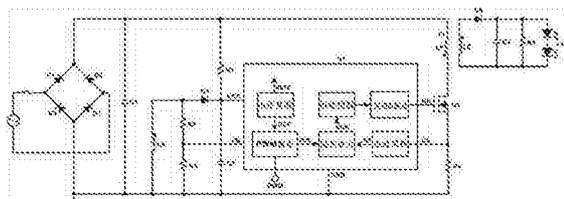
权利要求书2页 说明书5页 附图4页

(54)发明名称

一种用于高功率因数原边反馈LED驱动电源的PWM调光电路

(57)摘要

本发明公开了一种用于高功率因数原边反馈LED驱动电源的PWM调光控制电路,包括:一电压基准产生单元;一PWM处理单元;一电流采样单元;一误差放大单元;一恒流控制单元;一过零检测单元;一变压器次级绕组空闲时间控制单元,用于在PWM调光时对变压器次级绕组空闲时间大小进行控制,输出控制功率开关管导通的信号;一逻辑与驱动单元,用于对恒流控制单元和变压器次级绕组空闲时间控制单元的输出信号进行逻辑控制,进而驱动功率开关管和控制变压器次级绕组空闲时间控制单元。



1. 一种用于高功率因数原边反馈LED驱动电源的PWM调光电路,其特征在于,所述PWM调光电路包括:一电压基准产生单元,用于产生所需的输出电流基准电压和其他基准电压;一PWM处理单元,用于将外部输入PWM信号转化为芯片内部的电流基准模拟电压信号;一电流采样单元,用于对变压器初级绕组的峰值电流进行采样;一误差放大单元,用于将变压器初级绕组峰值电流采样到的电压和PWM转化为的基准模拟电压进行误差放大;一恒流控制单元,用于对输出LED电流进行恒流控制,输出控制功率开关管关闭的信号;一过零检测单元,用于对变压器次级绕组电流过零时刻进行检测;一变压器次级绕组空闲时间控制单元,用于在PWM调光时对变压器次级绕组空闲时间大小进行控制,输出控制功率开关管导通的信号;一逻辑与驱动单元,用于对恒流控制单元和变压器次级绕组空闲时间控制单元的输出信号进行逻辑控制,进而驱动功率开关管和控制变压器次级绕组空闲时间控制单元。

2. 如权利要求1所述的一种用于高功率因数原边反馈LED驱动电源的PWM调光电路,其特征在于,所述PWM调光电路还包括:一整流桥、输入滤波电容、启动电阻、供电电容、FB分压电阻网络、整流二极管、变压器初级绕组峰值电流采样电阻、功率开关管、变压器、次级输出二极管、输出电容、输出电阻和LED负载。

3. 如权利要求2所述的一种用于高功率因数原边反馈LED驱动电源的PWM调光电路,其特征在于,所述电压基准产生单元的第二个输出端连接所述PWM处理单元的第二个输入端,其第三个输出端和第四个输出端分别连接所述变压器次级绕组空闲时间控制单元的第二个输入端和第三个输入端;所述PWM处理单元的另一个输入端连接外部输入的PWM信号,其输出端分别连接所述误差放大单元的第二个输入端和所述变压器次级绕组空闲时间控制单元的第四个输入端;所述电流采样单元的输入端连接所述变压器初级绕组峰值电流采样电阻的输出端,其输出端连接所述误差放大单元的第三个输入端;所述恒流控制单元的输入端连接所述误差放大单元的第四个输出端,其输出端连接所述逻辑与驱动单元的第二个输入端;所述过零检测单元的输入端连接所述FB分压电阻网络的输出端,其输出端连接所述变压器次级绕组空闲时间控制单元的第五个输入端;所述变压器次级绕组空闲时间控制单元的第五个输出端连接所述逻辑与驱动单元的第三个输入端;所述逻辑与驱动单元的第三个输出端分别连接所述功率开关管的输入端和所述变压器次级绕组空闲时间控制单元的第六个输入端。

4. 如权利要求1所述的一种用于高功率因数原边反馈LED驱动电源的PWM调光电路,其特征在于,所述变压器次级绕组空闲时间控制单元由开关控制逻辑单元、运算放大器单元、电阻、NMOS晶体管、电流镜、第一开关、第二开关、延时电容、第一比较器单元和第二比较器单元组成,所述第一比较器单元的一个正输入端连接所述电压基准单元的第二个输出端,负输入端连接所述PWM处理单元的输出端,其输出端连接所述开关控制逻辑单元的第二个输入端;所述开关控制逻辑单元的第二个输入端连接所述过零检测单元的输出端,其另一个输入端连接所述逻辑与驱动单元的输出端,其输出端分别控制第一开关和第二开关;所述运算放大器单元的一个正输入端与第一比较器的负输入端连接,负输入端与所述NMOS晶体管的源极连接,其输出端与所述NMOS晶体管的栅极连接;所述电阻一端接地,其另一端与所述NMOS晶体管的源极连接;所述电流镜一端与所述NMOS晶体管的漏极连接,另一端与所述第一开关的一端连接;所述第一开关的另一端连接所述第二比较器单元的负输入端;所述第二开关的一端接地,其另一端连接所述第二比较器单元的负输入端;所述延时电容的一端接地,其另一端与所述第二比较器单元的负输入端连接;所述第二比较器单元的正

输入端连接所述电压基准单元的第三个输出端,其输出端连接所述逻辑与驱动单元的另一个输入端。

5.如权利要求1~4任意一项所述的一种用于高功率因数原边反馈LED驱动电源的PWM调光电路,其特征在于:所述PWM调光电路应用于高功率因数的非隔离升压、非隔离降压和非隔离升降压的拓扑开关电源系统中。

一种用于高功率因数原边反馈LED驱动电源的PWM调光电路

技术领域

[0001] 本发明涉及一种PWM调光电路,尤其涉及一种用于高功率因数原边反馈LED驱动电源的PWM调光电路。

背景技术

[0002] 随着LED驱动电源的发展以及绿色节能环保的要求,目前LED驱动电源普遍具有调光功能。在各种调光方式中,PWM调光是应用最为普遍和丰富的一种。LED驱动电源的PWM调光电路,利用外部MCU输出的PWM信号来控制LED驱动电源的输出电流,从而调节LED的亮度,以实现PWM调光的目的。

[0003] 对于高功率因数的原边反馈LED驱动电源,在PWM信号控制LED驱动电源的输出电流方面,传统的解决方法是将外部MCU输出的PWM信号转化为相对应的模拟电压,根据PWM信号的占空比不同转化为不同电压大小的模拟电压。该模拟电压作为LED输出电流的基准电压,从而得到不同大小的LED输出电流。

[0004] 图1是传统的具有PWM调光功能的高功率因数原边反馈LED驱动电源,通常包括:整流桥D1~D4,输入滤波电容C1,启动电阻R1,供电电容C2,控制芯片U1,FB分压电阻R1、R2,整流二极管D5,变压器初级绕组峰值电流采样电阻R4,功率开关管Q1,变压器T1,次级整流二极管D6,输出电容C3,输出电阻R5和LED负载LEDs。在控制芯片U1内部,通常包括:PWM调光控制单元,电流采样单元,误差放大单元,电压基准单元,恒流控制单元和逻辑与驱动单元;其中PWM调光控制单元的电路如图2所示。在PWM信号为高电平时,开关S1闭合、开关S2断开,此时LED输出电流的基准电压REF对滤波电容C1进行充电;当PWM信号为低电平时,开关S1断开、开关S2闭合,此时滤波电容C1开始对地进行放电;因此通过PWM信号的高低电平切换,最终将LED输出电流的基准电压REF滤波成为一个REFD的模拟电压,作为PWM调光时LED输出电流的基准电压。随着PWM信号的占空比变化,则PWM调光时LED输出电流的基准电压REFD也相应变化,从而得到不同大小的LED输出电流,以实现PWM调光的目的。

[0005] 图3为传统的具有PWM调光功能的高功率因数原边反馈LED驱动电源在不同PWM占空比时对应的关键节点波形图。从图中可以看到,在PWM占空比为50%时,由于此时LED输出电流基准电压为不调光时的一半,则对应的变压器初级绕组峰值电流大小和控制芯片的工作周期也为不调光时的一半。更进一步地,在PWM占空比为25%时,由于此时LED输出电流基准电压为不调光时的1/4,则对应的变压器初级绕组峰值电流大小和控制芯片的工作周期也为不调光时的1/4。由此可以得到,在高功率因数原边反馈LED驱动电源的PWM调光中,这种通过PWM信号来单纯减小LED输出电流基准电压的电路,在实现了LED的PWM调光目的同时也持续增大了LED驱动电源的工作频率。

[0006] 传统的用于高功率因数原边反馈LED驱动电源的PWM调光电路存在以下缺点:传统的PWM调光电路在调光过程中随着PWM信号的占空比降低会增大了LED驱动电源的工作频率。LED驱动电源工作频率的增大则会增加功率开关管以及整个系统的功耗,也会增加整个LED驱动电源的温升,从而降低了系统的效率和可靠性;更严重的是,工作频率的增大会使

得整个LED驱动电源的电磁干扰变大,这需要增加额外的抗电磁干扰电路,从而增加了系统的成本和调试难度。另外,传统的PWM调光电路在调光过程中随着PWM信号的占空比降低会相应减小变压器初级绕组的峰值电流。当峰值电流减小到一定程度时,由于控制芯片内部最小导通时间的作用,会使得峰值电流不再随PWM信号占空比的降低而减小,使得LED输出电流不随PWM调光信号占空比的变化而变化。从而导致PWM调光在低占空比时存在较差的调光线性度,因此局限了PWM调光占空比的范围。

[0007] 在讲究成本并追求高质量的PWM调光性能的高功率因数原边反馈LED驱动电源设计中,这种传统的PWM调光控制电路越来越具有局限性。

发明内容

[0008] 针对传统的PWM调光控制技术的局限性,本发明公开了一种用于高功率因数原边反馈LED驱动电源的PWM调光控制电路,该PWM调光控制电路包括:一电压基准产生单元,用于产生所需的输出电流基准电压和其他基准电压;一PWM处理单元,用于将外部输入PWM信号转化为芯片内部的电流基准模拟电压信号;一电流采样单元,用于对变压器初级绕组的峰值电流进行采样;一误差放大单元,用于将变压器初级绕组峰值电流采样到的电压和PWM转化成的基准模拟电压进行误差放大;一恒流控制单元,用于对输出LED电流进行恒流控制,输出控制功率开关管关闭的信号;一过零检测单元,用于对变压器次级绕组电流过零时刻进行检测;一变压器次级绕组空闲时间控制单元,用于在PWM调光时对变压器次级绕组空闲时间大小进行控制,输出控制功率开关管导通的信号;一逻辑与驱动单元,用于对恒流控制单元和变压器次级绕组空闲时间控制单元的输出信号进行逻辑控制,进而驱动功率开关管和控制变压器次级绕组空闲时间控制单元。

[0009] 更进一步地,本发明公开了一种高功率因数原边反馈LED恒流驱动电源,该LED恒流驱动电源还包括:一整流桥,一输入滤波电容,一启动电阻,一供电电容,一FB分压电阻网络,一整流二极管,一变压器初级绕组峰值电流采样电阻,一功率开关管,一变压器,一次级输出二极管,一输出电容,一输出电阻和一LED负载。

[0010] 更进一步地,该电压基准单元的第二个输出端连接该PWM处理单元的第二个输入端,其第三个输出端和第四个输出端分别连接该变压器次级绕组空闲时间控制单元的第三个输入端和第四个输入端;该PWM处理单元的另一个输入端连接外部输入的PWM信号,其输出端分别连接该误差放大单元的第二个输入端和该变压器次级绕组空闲时间控制单元的第五个输入端;该电流采样单元的输入端连接该变压器初级绕组峰值电流采样电阻的输出端,其输出端连接该误差放大单元的第三个输入端;该恒流控制单元的输入端连接该误差放大单元的第四个输出端,其输出端连接该逻辑与驱动单元的第二个输入端;该过零检测单元的输入端连接该FB分压电阻网络的输出端,其输出端连接该变压器次级绕组空闲时间控制单元的第六个输入端;该变压器次级绕组空闲时间控制单元的第五个输出端连接该逻辑与驱动单元的第三个输入端;该逻辑与驱动单元的第三个输出端分别连接该功率开关管的输入端和该变压器次级绕组空闲时间控制单元的第七个输入端。

[0011] 更进一步地,该变压器次级绕组空闲时间控制单元包括:一开关控制逻辑单元,一运算放大器单元,一电阻,一NMOS晶体管,一电流镜,第一开关,第二开关,一延时电容,第一比较器单元和第二比较器单元。该第一比较器单元的一个正输入端连接该电压基准单元的

第二个输出端,负输入端连接该PWM处理单元的输出端,其输出端连接该开关控制逻辑单元的第二个输入端;该开关控制逻辑的单元的第二个输入端连接该过零检测单元的输出端,其另一个输入端连接该逻辑与驱动单元的输出端,其输出端分别控制第一开关和第二开关;该运算放大器单元的一个正输入端与第一比较器的负输入端连接,负输入端与该NMOS晶体管的源极连接,其输出端与该NMOS晶体管的栅极连接;该电阻一端接地,其另一端与该NMOS晶体管的源极连接;该电流镜一端与该NMOS晶体管的漏极连接,另一端与该第一开关的一端连接;该第一开关的另一端连接该第二比较器单元的负输入端;该第二开关的一端接地,其另一端连接该第二比较器单元的负输入端;该延时电容的一端接地,其另一端与该第二比较器单元的负输入端连接;该第二比较器单元的正输入端连接该电压基准单元的第三个输出端,其输出端连接该逻辑与驱动单元的另一个输入端。

[0012] 与传统的用于高功率因数原边反馈LED驱动电源的PWM调光控制技术相比较,本发明的用于高功率因数原边反馈LED驱动电源的PWM调光控制电路,通过把减小输出电流基准电压的同时增大了变压器次级绕组的空闲时间,这能把LED驱动电源的工作频率控制在一个合适的范围内,避免了LED驱动电源的工作频率随着PWM调光占空比减小而持续增大的问题;同时,由于增大了变压器次级绕组的空闲时间,则变压器初级绕组的峰值电流在PWM信号占空比很小时仍然控制在一个合理的范围内,这改善了LED输出电流在PWM为低占空比时的调光线性度。因此,通过本发明的PWM调光控制电路,高功率因数原边反馈的LED驱动电源可以实现优越的PWM调光效果。

附图说明

[0013] 关于本发明的优点与精神可以通过以下的发明详述和所附图式得到进一步的了解。

[0014] 图1为传统的具有PWM调光功能的高功率因数原边反馈LED恒流驱动电路;

[0015] 图2为传统的用于高功率因数原边反馈LED恒流驱动电路的PWM调光控制电路;

[0016] 图3为传统的具有PWM调光功能的LED恒流驱动电路的关键节点波形图;

[0017] 图4为本发明的具有PWM调光功能的高功率因数原边反馈LED恒流驱动电路;

[0018] 图5为本发明的变压器次级绕组空闲时间控制单元的一个具体实施图;

[0019] 图6为本发明的具有PWM调光功能的LED恒流驱动电路的关键节点波形图。

具体实施方式

[0020] 下面结合附图对本发明的具体实施例作进一步的详细描述。

[0021] 本发明解决了传统的用于高功率因数原边反馈LED驱动电源的PWM调光控制技术的LED驱动电源的工作频率随着PWM调光占空比减小而持续增大的问题,同时也解决了传统的PWM调光控制技术在PWM信号为低占空比时输出电流调光线性度效果不理想的问题,提供了解决上述问题的PWM调光控制电路。通过把减小输出电流基准电压的同时增大了变压器次级绕组的空闲时间的方法,把LED驱动电源的工作频率控制在一个合适的范围内,同时把变压器初级绕组的峰值电流在PWM信号占空比很小时仍然控制在一个合理的范围内,解决了LED驱动电源的工作频率随着PWM调光占空比减小而持续增大的问题;并且改善了LED输出电流在PWM为低占空比时的调光线性度,实现优越的PWM调光效果。

[0022] 高功率因数原边反馈的LED驱动电源的输出电流可以由以下公式表示：

$$[0023] \quad I_{LED} = \frac{1}{2} \times \frac{V_{REFD}}{R_{CS}} \times \frac{N_P}{N_S}$$

[0024] 其中，VREFD为PWM调光时输出电流基准电压；RCS为变压器初级绕组峰值电流采样电阻值；NP为变压器初级绕组匝数；NS为变压器次级绕组匝数。从上式可以看到，在进行PWM调光时，传统的解决方法是单纯减小输出电流基准电压VREFD，从而成比例的减小了LED输出电流，以实现调光的目的。对于高功率因数原边反馈LED驱动电源，PWM调光时输出电流基准电压VREFD减小，会使得变压器的初级绕组峰值电流和次级绕组峰值电流减小，从而功率开关管的导通时间与变压器次级绕组的消磁时间相应减小。因此，LED驱动电源的工作频率会随着PWM调光占空比的减小而持续增加。从图3可以看到，随着PWM信号的占空比的逐渐减小，变压器初级绕组峰值电流逐渐减小至一个很小的值，功率开关管的频率逐渐增加至一个很高的值。

[0025] 高功率因数原边反馈的LED驱动电源的输出电流与变压器初级绕组峰值电流、变压器次级绕组的空闲时间和功率开关管的工作频率存在以下关系：

$$[0026] \quad I_{LED} = \frac{1}{2} \times I_{PK} \times \frac{N_P}{N_S} \times \frac{T_{DIS}}{T_{ON} + T_{DIS} + T_{FREE}}$$

$$[0027] \quad f_{osc} = \frac{1}{T_{ON} + T_{DIS} + T_{FREE}}$$

[0028] 其中，IPK为变压器初级绕组峰值电流；TDIS为变压器次级绕组消磁时间；TON为功率开关管导通时间；TFREE为变压器次级绕组空闲时间。从上式可以看到，在PWM调光时，LED输出电流会随着PWM占空比减小而减小，此时通过把变压器次级绕组空闲时间TFREE加大的方法可以使得功率开关管的工作频率fosc不会随PWM占空比减小而持续增大；同时也使得变压器初级绕组峰值电流IPK在PWM占空比很小时仍控制在一个合理的范围内。因此，本发明公开了一种把减小输出电流基准电压的同时增大了变压器次级绕组的空闲时间的电路，解决了PWM调光时的工作频率持续增加和调光线性度不理想的问题，实现优越的PWM调光效果。

[0029] 如图4所示，为本发明的用于高功率因数原边反馈LED驱动电源的PWM调光控制电路。用于LED驱动电源PWM调光的控制电路包括：电压基准产生单元415，PWM处理单元416，电流采样单元417；误差放大单元418，恒流控制单元419，过零检测单元420，变压器次级绕组空闲时间控制单元421，逻辑与驱动单元422。

[0030] 在PWM调光过程中，所述PWM处理单元416将所述电压基准产生单元415的输出电流基准电压REF进行开关滤波，并输出PWM调光时的输出电流基准电压VREFD到所述误差放大单元418的第一个输入端；随着PWM信号占空比的减小，所述PWM调光时的输出电流基准电压VREFD也跟随减小；所述误差放大单元418在工作过程中通过环路反馈和误差放大，使得所述电流采样单元417的输出电压SENSE与所述PWM调光时的输出电流基准电压VREFD相等，则所述变压器峰值电流采样电阻408的峰值电压也相应减小，从而所述变压器409的初级绕组峰值电流也相应减小。当所述PWM信号的占空比减小到使得所述PWM处理单元416的输出电流基准电压VREFD减小到VREF1时，所述变压器次级绕组空闲时间控制单元421开始工作，控制所述变压器409的次级绕组空闲时间。所述变压器409的次级绕组空闲时间随着所述PWM

调光时的输出电流基准电压VREFD的减小而增大,从而使得所述功率开关管407的工作频率不会随PWM信号占空比的减小而持续增大,工作在一个合理的范围内。同时,由于所述变压器409的次级绕组空闲时间的增大,所述误差放大单元418在环路反馈和误差放大作用下,使得所述变压器409的初级峰值电流在PWM占空比很小时仍然控制在一个合理的范围内。

[0031] 图5为本发明的变压器次级绕组空闲时间控制单元421的一个具体实施图。所述变压器次级绕组空闲时间控制单元421由运算放大器单元500,电阻501,NMOS晶体管502,电流镜503,第一比较器单元504,开关控制逻辑单元505,第一开关506,第二开关507,延时电容508,和第二比较器单元509组成。当所述PWM信号的占空比减小到使得所述PWM处理单元416的输出电流基准电压VREFD减小到VREF1时,所述第一比较器单元504输出高电平EN到所述开关控制逻辑单元505的第一个输入端,则所述开关控制逻辑单元505开始工作,控制所述第一开关506和所述第二开关507的断开和闭合。所述运算放大器单元500对所述PWM处理单元416的输出电流基准电压VREFD进行误差放大,当所述输出电流基准电压VREFD越小时,则所述电阻501上流过的电流越小。所述电阻501上流过的电流通过所述电流镜503进行镜像,所述过零检测单元420在所述变压器409次级绕组电流过零时输出ZCD高电平,此时所述开关控制逻辑单元505输出开关控制信号使得所述第一开关506闭合,所述第二开关507断开,则所述电流镜503的输出电流对所述延时电容508进行充电,当所述延时电容508上的电压RAMP上升到所述第二比较器的正输入端电压REF2时,所述第二比较器输出控制信号ON到所述逻辑与驱动单元422,此时所述逻辑与驱动单元422输出控制所述功率开关管407导通的信号GD,此时所述开关控制逻辑单元505输出开关控制信号使所述第一开关506断开,所述第二开关507闭合,此时所述延时电容508上的电压RAMP下降到地。随着所述输出电流基准电压VREFD越小,则所述电阻501上流过的电流也越小,则所述延时电容508的RAMP电压上升到所述第二比较器的正输入端电压REF2的时间越长,从而所述变压器409的次级绕组空闲时间也越长。从而实现了通过PWM信号占空比来控制所述变压器409的次级绕组空闲时间的目的。

[0032] 图6为本发明的具有PWM调光功能的LED恒流驱动电路的关键节点波形图。从图中可以看到,在通过把减小输出电流基准电压的同时增大了变压器次级绕组的空闲时间,把LED驱动电源的工作频率控制在一个合适的范围内,同时,变压器初级绕组的峰值电流也控制在一个合适的范围内。因此,本发明的PWM调光控制电路,解决了LED驱动电源的工作频率随着PWM调光占空比减小而持续增大的问题;并且改善了LED输出电流在PWM为低占空比时的调光线性度,实现优越的PWM调光效果,提高了LED驱动电源的质量和可靠性。

[0033] 本说明书所述的仅是本发明的较佳的具体实施方式,用于说明本发明的技术方案,而非对本发明的限制,凡本领域的技术人员依据本发明的构思通过逻辑分析、推理或者有限的实验来对本发明做出了一些调整和改变而得到的技术方案,例如将本发明的PWM调光控制电路的技术应用到高功率因数非隔离升压拓扑、非隔离降压拓扑和非隔离升降压拓扑的LED驱动电源中。仍为本发明的要义所在,皆应在本发明的范围之内。

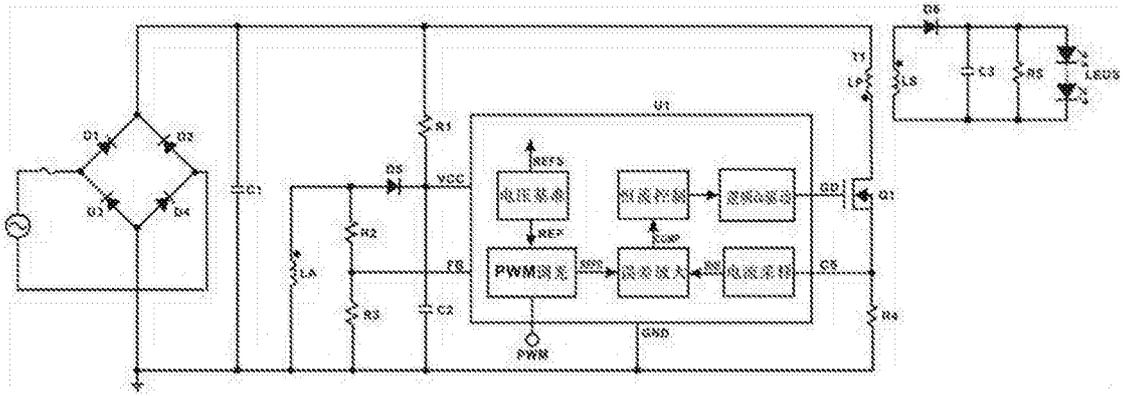


图1

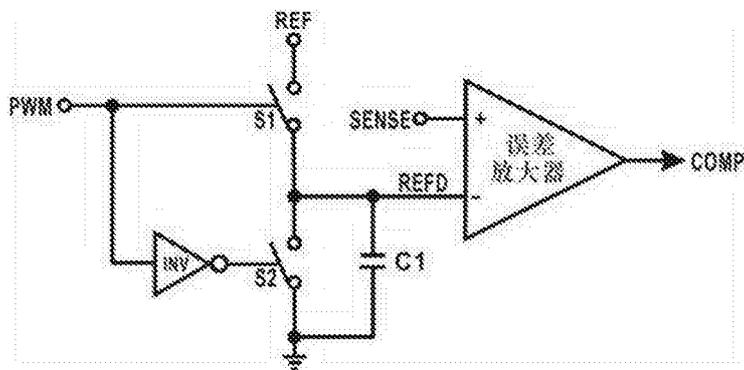


图2

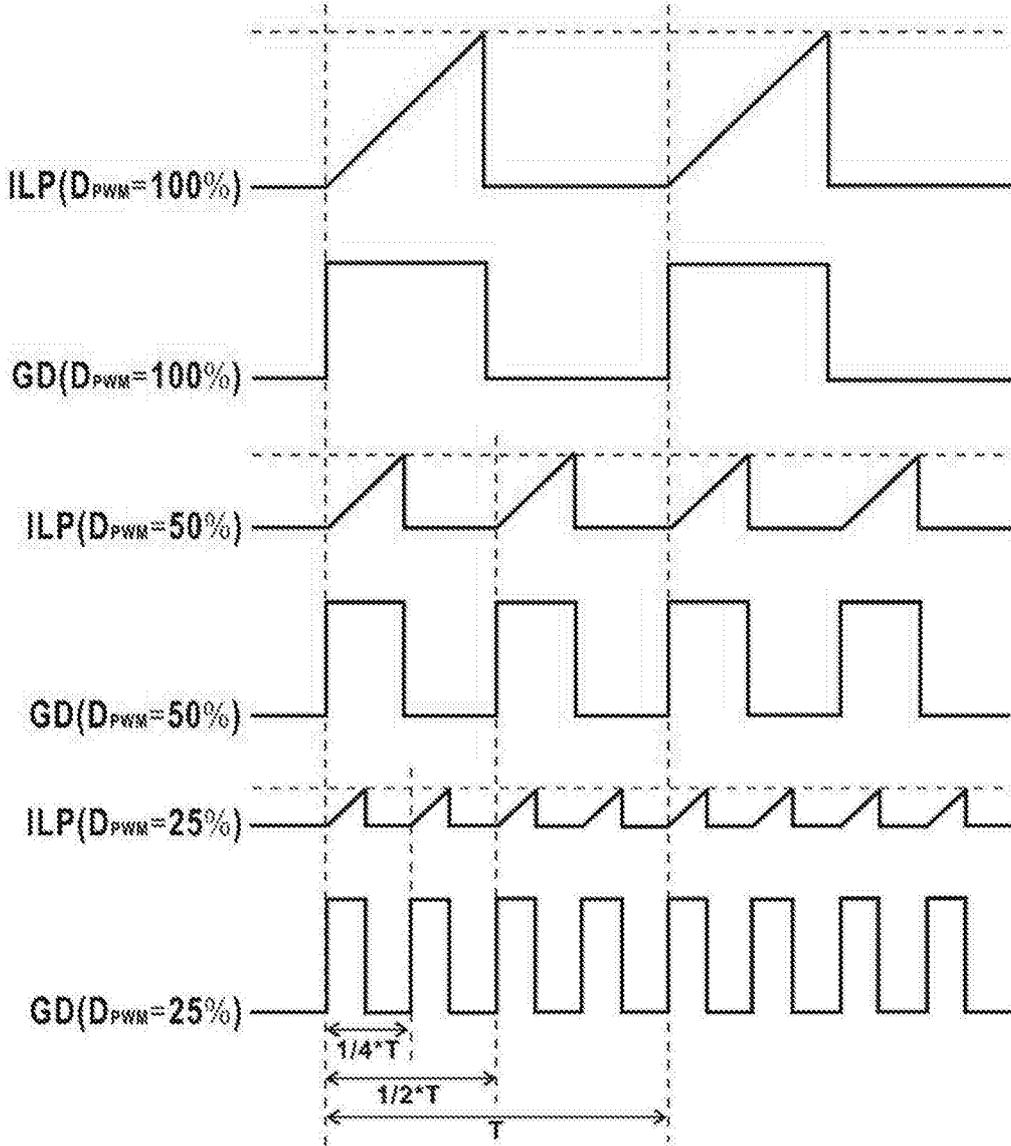


图3

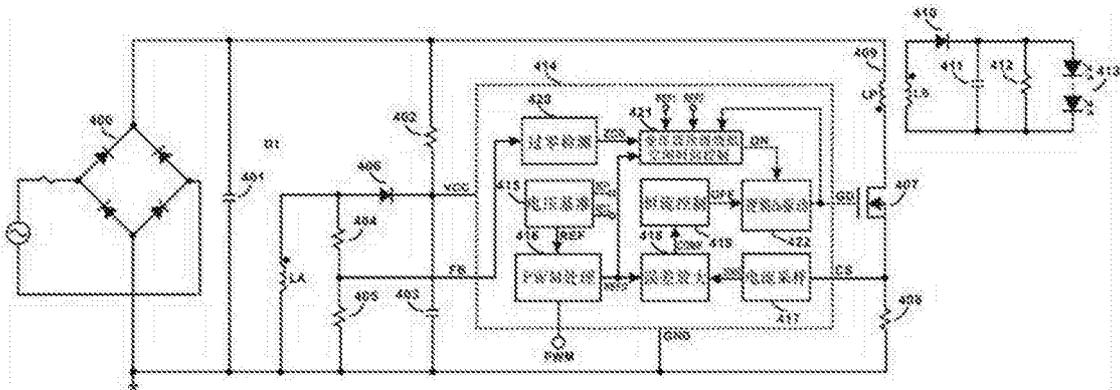


图4

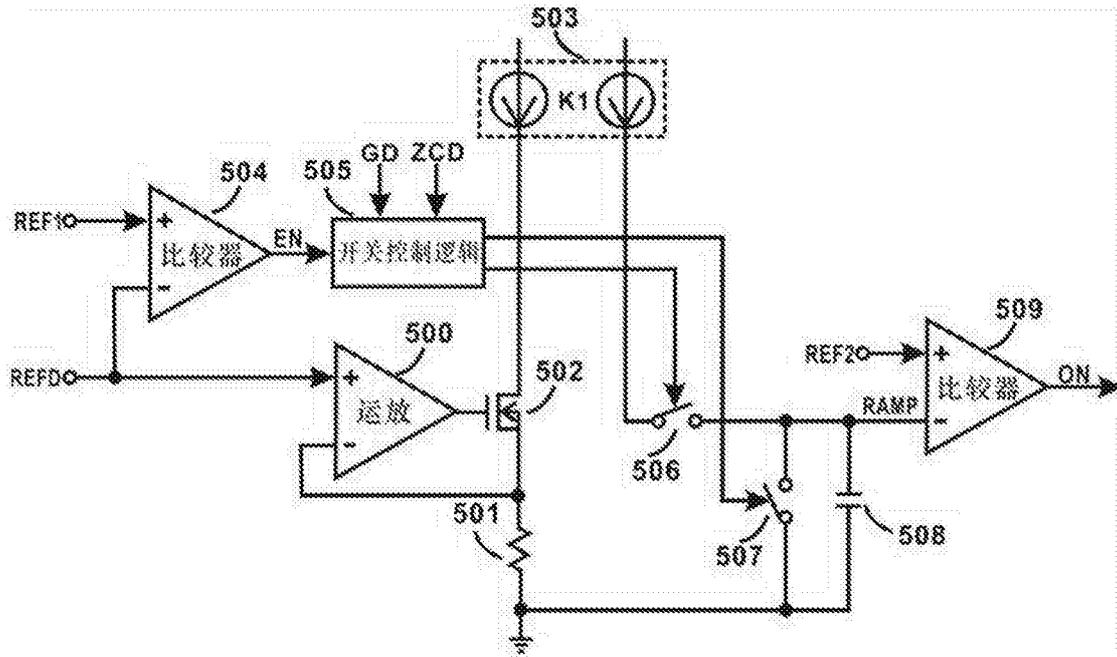


图5

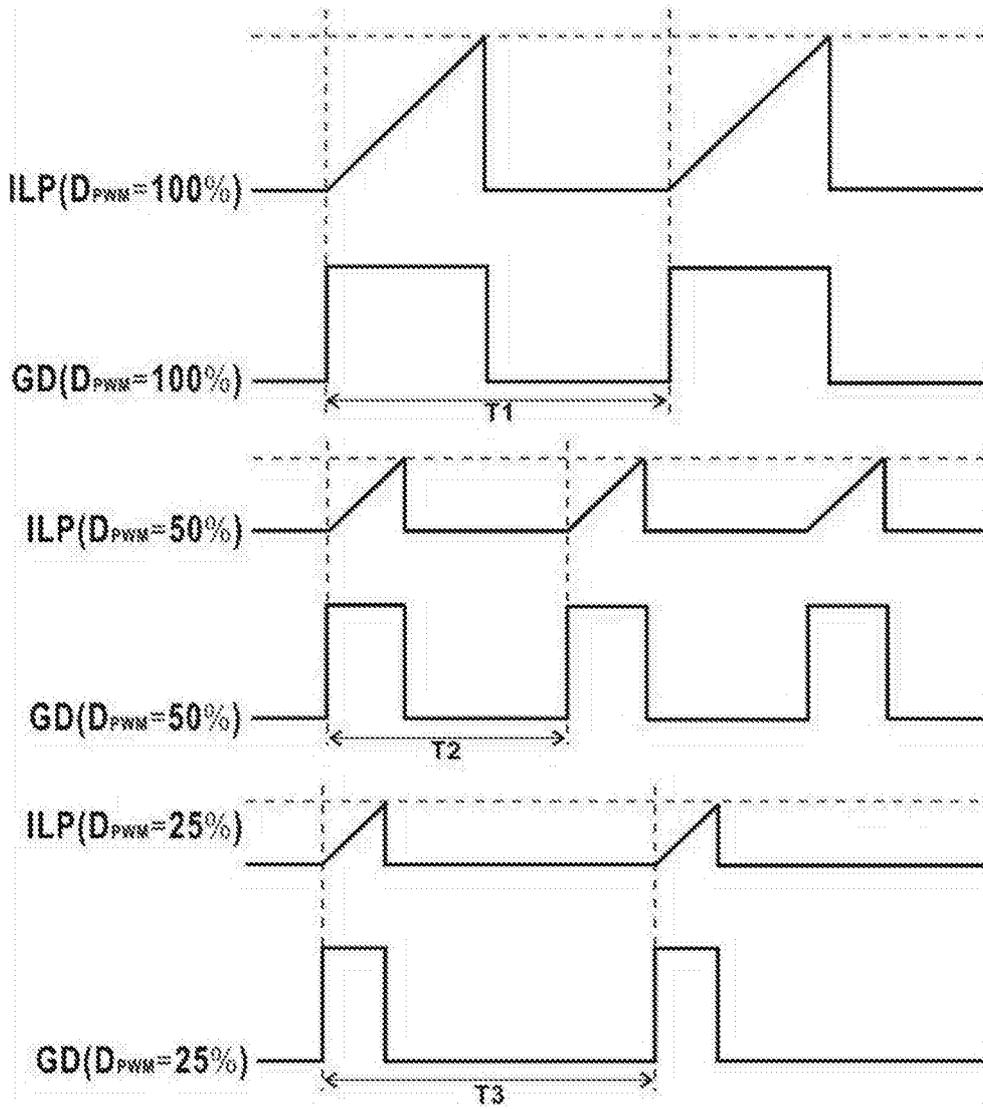


图6