



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102958236 B

(45) 授权公告日 2015.03.11

(21) 申请号 201110253164.1

(22) 申请日 2011.08.31

(73) 专利权人 美国亚德诺半导体公司
地址 美国马萨诸塞州

(72) 发明人 邵滨 富吉贤治

(74) 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专
利商标事务所 11038
代理人 欧阳帆

(51) Int. Cl.

H05B 37/02(2006.01)

(56) 对比文件

CN 101739186 A, 2010.06.16,
US 2010/0201382 A1, 2010.08.12,
CN 101860204 A, 2010.10.13,

审查员 王成苗

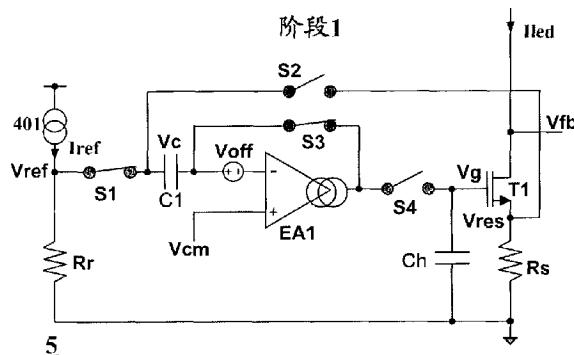
权利要求书5页 说明书13页 附图7页

(54) 发明名称

电流控制电路、发光二极管驱动器及其制作
方法

(57) 摘要

本发明涉及电流控制电路、发光二极管驱动器及其制作方法。本发明提出了一种全集成的精确 LED 输出电流控制电路和方法，其可与真实的 PWM 调光无缝地结合。本发明通过在发光二极管驱动器中使用具有自动消除偏差功能的电流控制电路来消除了 LED 驱动器应用中由系统、工艺差异、寄生效应和调光等引起的偏差，从而使得能够以高精度控制 LED 的电流。并且，本发明的驱动器不需要使用外部电阻器等外部元件来调节电流精度。



1. 一种电流控制电路,包括 :

参考电流源单元,被配置为产生参考电流;

电流感测电路,所述电流感测电路包括其第一端子与所述参考电流源单元连接的参考电阻器、其阻值与所述参考电阻器的阻值成第一比例的感测电阻器、其源极与所述感测电阻器的第一端子连接的第一晶体管、以及误差放大器;以及

第一开关电容电路,被配置为在开关信号为第一电平时对在所述参考电阻器的第一端子处的参考电压进行采样,并且在所述开关信号为第二电平时将所采样的参考电压传递到所述感测电阻器的第一端子,以使得所述感测电阻器的第一端子处的电压等于所述参考电阻器的第一端子处的电压;

其中所述误差放大器的输出能够通过所述第一开关电容电路而耦接到所述第一晶体管的栅极,并且所述电流控制电路控制通过所述感测电阻器的电流以使其与所述参考电流成第二比例,所述第二比例为所述第一比例的倒数。

2. 根据权利要求 1 所述的电流控制电路,其中,所述误差放大器的正相输入端连接到共模输入电压,并且所述第一开关电容电路包括 :

第一电容器,其第一端子连接到所述误差放大器的反相输入端;

第一开关单元,其被连接在所述参考电阻器的第一端子与所述第一电容器的第二端子之间;

第二开关单元,其被连接在所述第一电容器的第二端子与所述感测电阻器的第一端子之间;

第三开关单元,其被连接在所述误差放大器的反相输入端与所述误差放大器的输出端之间;

第四开关单元,其被连接在所述第一晶体管的栅极与所述误差放大器的输出端之间;

其中,所述第一开关电容电路中的第一开关单元到第四开关单元被配置为:

在所述开关信号为第一电平时,第一开关单元和第三开关单元导通,第二开关单元和第四开关单元断开;

在所述开关信号为第二电平时,第一开关单元和第三开关单元断开,第二开关单元和第四开关单元导通。

3. 根据权利要求 1 所述的电流控制电路,还包括第二开关电容电路,所述第二开关电容电路被配置为在开关信号为第一电平时对在所述参考电阻器的第二端子处的电压进行采样,并且在所述开关信号为第二电平时将所采样的第二端子处的电压传递到所述感测电阻器的第二端子,以使得所述感测电阻器两端的电压降等于所述参考电阻器两端的电压降。

4. 根据权利要求 3 所述的电流控制电路,其中,所述第二开关电容电路包括 :

第二电容器,其第一端子连接到所述误差放大器的正相输入端;

第五开关单元,其被连接在所述参考电阻器的第二端子与所述第二电容器的第二端子之间;

第六开关单元,其被连接在所述第二电容器的第二端子与所述感测电阻器的第二端子之间;

第七开关单元,其被连接在所述误差放大器的正相输入端与共模输入电压之间;

其中,所述第二开关电容电路中的第五开关单元到第七开关单元被配置为:

在所述开关信号为第一电平时,第五开关单元和第七开关单元导通,第六开关单元断开;

在所述开关信号为第二电平时,第五开关单元和第七开关单元断开,第六开关单元导通。

5. 根据权利要求 1-4 中的任一权利要求所述的电流控制电路,其中,所述电流感测电路还包括控制晶体管,所述控制晶体管的源极与所述第一晶体管的漏极连接,所述控制晶体管的栅极连接到控制信号。

6. 根据权利要求 5 所述的电流控制电路,其中,所述控制信号为脉冲宽度调制信号,并且被用作所述开关信号。

7. 根据权利要求 5 所述的电流控制电路,还包括内部时钟和逻辑与电路,其中,所述逻辑与电路的输入为所述控制信号和所述内部时钟,所述逻辑与电路的输出用作所述开关信号。

8. 根据权利要求 5 所述的电流控制电路,还包括开关信号产生电路和内部时钟,所述开关信号产生电路被配置为使得:

在所述控制信号为第一电平时所述开关信号为第一电平;

当所述控制信号变为第二电平时,所述开关信号变为第二电平,但是在所述控制信号的第二电平的持续时间大于阈值时所述开关信号将跟随所述内部时钟变化。

9. 根据权利要求 1 所述的电流控制电路,其中,所述电流感测电路还包括保持电容器,所述保持电容器被连接在所述感测电阻器的第二端子与所述第一晶体管的栅极之间。

10. 根据权利要求 1 所述的电流控制电路,其中,所述参考电流从所述参考电阻器的第一端子流向所述参考电阻器的第二端子,所述参考电阻器的第二端子和所述感测电阻器的第二端子接地,所述第一晶体管为 NMOS 晶体管。

11. 根据权利要求 1 所述的电流控制电路,其中,所述参考电流从所述参考电阻器的第二端子流向所述参考电阻器的第一端子,所述参考电阻器的第二端子和所述感测电阻器的第二端子连接到外部电压,所述第一晶体管为 PMOS 晶体管。

12. 根据权利要求 1 所述的电流控制电路,其中,所述参考电流源单元包括参考电流源以及第二晶体管和第三晶体管,第二晶体管的栅极和漏极以及第三晶体管的栅极一起连接到所述参考电流源,第二晶体管的源极与第三晶体管的漏极连接,并且第三晶体管的源极与所述参考电阻器的第一端子连接。

13. 一种用于驱动一个或更多个串联的发光二极管的驱动器,包括:

升压电路,被配置为输出大于输入电压的输出电压;以及

根据权利要求 1-12 中的任一权利要求所述的电流控制电路,所述电流控制电路被配置为控制流过发光二极管的电流为预定的值,并且向所述升压电路输出反馈电压和裕量电压以便以负反馈方式调节所述输出电压。

14. 根据权利要求 13 所述的驱动器,其中,所述电流控制电路连接到发光二极管的阴极,并且所述输出电压连接到发光二极管的阳极。

15. 根据权利要求 13 所述的驱动器,其中,所述电流控制电路连接到发光二极管的阳极,发光二极管的阴极接地,并且所述输出电压连接到所述感测电阻器和所述参考电阻器

的第二端子。

16. 根据权利要求 13 所述的驱动器，其中，所述升压电路包括另一个误差放大器；

其中，所述电流控制电路还包括控制晶体管，所述控制晶体管的源极与所述第一晶体管的漏极连接，所述控制晶体管的栅极连接到控制信号，所述控制晶体管的漏极连接到发光二极管的阳极或阴极；

其中，所述参考电流源单元包括参考电流源以及第二晶体管和第三晶体管，第二晶体管的栅极和漏极以及第三晶体管的栅极一起连接到所述参考电流源，第二晶体管的源极与第三晶体管的漏极连接，并且第三晶体管的源极与所述参考电阻器的第一端子连接；

其中，第二晶体管的源极的电压作为所述裕量电压被输出到所述另一个误差放大器的正相输入端，所述第一晶体管的漏极的电压作为所述反馈电压被输出到所述另一个误差放大器的反相输入端。

17. 一种用于制作电流控制电路的方法，包括如下步骤：

设置参考电流源单元以产生参考电流；

设置电流感测电路，所述电流感测电路包括其第一端子与所述参考电流源单元连接的参考电阻器、其阻值与所述参考电阻器的阻值成第一比例的感测电阻器、误差放大器、以及其源极与所述感测电阻器连接的第一晶体管；以及

设置第一开关电容电路以使得在开关信号为第一电平时对在所述参考电阻器的第一端子处的参考电压进行采样，并且在所述开关信号为第二电平时将所采样的参考电压传递到所述感测电阻器的第一端子，使得所述感测电阻器的第一端子处的电压等于所述参考电阻器的第一端子处的电压；

其中所述误差放大器的输出能够通过所述第一开关电容电路而耦接到所述第一晶体管的栅极，并且利用所述电流控制电路来使得通过所述感测电阻器的电流与所述参考电流成第二比例，所述第二比例为所述第一比例的倒数。

18. 根据权利要求 17 所述的方法，其中，所述误差放大器的正相输入端连接到共模输入电压，并且所述第一开关电容电路包括：

第一电容器，其第一端子连接到所述误差放大器的反相输入端；

第一开关单元，其被连接在所述参考电阻器的第一端子与所述第一电容器的第二端子之间；

第二开关单元，其被连接在所述第一电容器的第二端子与所述感测电阻器的第一端子之间；

第三开关单元，其被连接在所述误差放大器的反相输入端与所述误差放大器的输出端之间；

第四开关单元，其被连接在所述第一晶体管的栅极与所述误差放大器的输出端之间；

其中，所述第一开关电容电路中的第一开关单元到第四开关单元被配置为：

在所述开关信号为第一电平时，第一开关单元和第三开关单元导通，第二开关单元和第四开关单元断开；

在所述开关信号为第二电平时，第一开关单元和第三开关单元断开，第二开关单元和第四开关单元导通。

19. 根据权利要求 17 所述的方法，还包括如下步骤：

设置第二开关电容电路以使得在开关信号为第一电平时对在所述参考电阻器的第二端子处的电压进行采样，并且在所述开关信号为第二电平时将所采样的第二端子处的电压传递到所述感测电阻器的第二端子，使得所述感测电阻器两端的电压降等于所述参考电阻器两端的电压降。

20. 根据权利要求 19 所述的方法，其中，所述第二开关电容电路包括：

第二电容器，其第一端子连接到所述误差放大器的正相输入端；

第五开关单元，其被连接在所述参考电阻器的第二端子与所述第二电容器的第二端子之间；

第六开关单元，其被连接在所述第二电容器的第二端子与所述感测电阻器的第二端子之间；

第七开关单元，其被连接在所述误差放大器的正相输入端与共模输入电压之间；

其中，所述第二开关电容电路中的第五开关单元到第七开关单元被配置为：

在所述开关信号为第一电平时，第五开关单元和第七开关单元导通，第六开关单元断开；

在所述开关信号为第二电平时，第五开关单元和第七开关单元断开，第六开关单元导通。

21. 根据权利要求 17-20 中的任一权利要求所述的方法，其中，所述电流感测电路还包括控制晶体管，所述控制晶体管的源极与所述第一晶体管的漏极连接，所述控制晶体管的栅极连接到控制信号。

22. 根据权利要求 21 所述的方法，其中，所述控制信号为脉冲宽度调制信号，并且被用作所述开关信号。

23. 根据权利要求 21 所述的方法，还包括如下步骤：

设置内部时钟和逻辑与电路，其中，所述逻辑与电路的输入为所述控制信号和所述内部时钟，所述逻辑与电路的输出用作所述开关信号。

24. 根据权利要求 21 所述的方法，还包括如下步骤：

设置开关信号产生电路和内部时钟，所述开关信号产生电路被配置为使得：

在所述控制信号为第一电平时所述开关信号为第一电平；

当所述控制信号变为第二电平时，所述开关信号变为第二电平，但是在所述控制信号的第二电平的持续时间大于阈值时所述开关信号将跟随所述内部时钟变化。

25. 根据权利要求 17 所述的方法，其中，所述电流感测电路还包括保持电容器，所述保持电容器被连接在所述感测电阻器的第二端子与所述第一晶体管的栅极之间。

26. 根据权利要求 17 所述的方法，其中，所述参考电流从所述参考电阻器的第一端子流向所述参考电阻器的第二端子，所述参考电阻器的第二端子和所述感测电阻器的第二端子接地，所述第一晶体管为 NMOS 晶体管。

27. 根据权利要求 17 所述的方法，其中，所述参考电流从所述参考电阻器的第二端子流向所述参考电阻器的第一端子，所述参考电阻器的第二端子和所述感测电阻器的第二端子连接到外部电压，所述第一晶体管为 PMOS 晶体管。

28. 根据权利要求 17 所述的方法，其中，所述参考电流源单元包括参考电流源以及第二晶体管和第三晶体管，第二晶体管的栅极和漏极以及第三晶体管的栅极一起连接到所述

参考电流源,第二晶体管的源极与第三晶体管的漏极连接,并且第三晶体管的源极与所述参考电阻器的第一端子连接。

29. 一种用于制作驱动一个或更多个串联的发光二极管的驱动器的方法,包括如下步骤:

设置升压电路以输出大于输入电压的输出电压;以及

设置根据权利要求 1-12 中的任一权利要求所述的电流控制电路,以便控制流过发光二极管的电流为预定的值,并且向所述升压电路输出反馈电压和裕量电压以便以负反馈方式调节所述输出电压。

30. 根据权利要求 29 所述的方法,其中,将所述电流控制电路连接到发光二极管的阴极,并且将所述输出电压连接到发光二极管的阳极。

31. 根据权利要求 29 所述的方法,其中,将所述电流控制电路连接到发光二极管的阳极,将发光二极管的阴极接地,并且将所述输出电压连接到所述感测电阻器和所述参考电阻器的第二端子。

32. 根据权利要求 29 所述的方法,其中,所述升压电路包括另一个误差放大器;

其中,所述电流控制电路还包括控制晶体管,所述控制晶体管的源极与所述第一晶体管的漏极连接,所述控制晶体管的栅极连接到控制信号,所述控制晶体管的漏极连接到发光二极管的阳极或阴极;

其中,所述参考电流源单元包括参考电流源以及第二晶体管和第三晶体管,第二晶体管的栅极和漏极以及第三晶体管的栅极一起连接到所述参考电流源,第二晶体管的源极与第三晶体管的漏极连接,并且第三晶体管的源极与所述参考电阻器的第一端子连接;

其中,第二晶体管的源极的电压作为所述裕量电压被输出到所述另一个误差放大器的正相输入端,所述第一晶体管的漏极的电压作为所述反馈电压被输出到所述另一个误差放大器的反相输入端。

电流控制电路、发光二极管驱动器及其制作方法

技术领域

[0001] 本发明总体上涉及用于驱动发光二极管 (LED) 的驱动器，并且，更具体地，涉及在 LED 驱动器中的用于精确控制 LED 的输出电流的电流控制电路。

背景技术

[0002] 当前，全集成的 LED 驱动器和电流控制产品由于没有考虑由系统、工艺差异、寄生效应和调光 (dimming) 等引起的偏差 (offset)，因此不能高精度地控制驱动 LED 的电流。在使用现有的全集成 LED 驱动器驱动 LED 时，如果要求高精度的电流，则要使用精确的外部电阻器。然而，在传统的基于外部电阻器的方法中，接地电压偏差会成为一个失配来源，该接地电压偏差随着 LED 输出电流不同而变化。

[0003] 另外，在升压调节拓扑中，传统的方法无法支持所谓的 LDO (low dropout regulator, 低压降调节器) 模式，所述 LDO 模式即为升压器的输入电压大于 LED 所需的电压的模式。

发明内容

[0004] 鉴于现有技术中存在的上述问题，期望提出一种新的用于驱动 LED 的电路和方法来解决上述问题中的一个或多个。

[0005] 本发明的一个目的是，使全集成的 LED 驱动器在不使用外部元件的情况下通过自动消除偏差的方法来获得良好的输出电流精度。

[0006] 因此，本发明提出了一种全集成的精确 LED 输出电流控制电路和方法，并且该电路和方法可与稍后将描述的真实的 (true) 脉冲宽度调制 (PWM) 调光无缝地结合。

[0007] 根据本发明的一个方面，提供了一种电流控制电路，其包括：参考电流源单元，被配置为产生参考电流；电流感测电路，所述电流感测电路包括其第一端子与所述参考电流源单元连接的参考电阻器、其阻值与所述参考电阻器的阻值成第一比例的感测电阻器、误差放大器、以及其源极与所述感测电阻器的第一端子连接的第一晶体管；以及第一开关电容电路，被配置为在开关信号为第一电平时对在所述参考电阻器的第一端子处的参考电压进行采样，并且在所述开关信号为第二电平时将所采样的参考电压传递到所述感测电阻器的第一端子，以使得所述感测电阻器的第一端子处的电压等于所述参考电阻器的第一端子处的电压；其中所述误差放大器的输出能够通过所述第一开关电容电路而耦接到所述第一晶体管的栅极，并且所述电流控制电路控制通过所述感测电阻器的电流以使其与所述参考电流成第二比例，所述第二比例为所述第一比例的倒数。

[0008] 优选地，所述误差放大器的正相输入端连接到共模输入电压，并且所述第一开关电容电路包括：第一电容器，其第一端子连接到所述误差放大器的反相输入端；第一开关单元，其被连接在所述参考电阻器的第一端子与所述第一电容器的第二端子之间；第二开关单元，其被连接在所述第一电容器的第二端子与所述感测电阻器的第一端子之间；第三开关单元，其被连接在所述误差放大器的反相输入端与所述误差放大器的输出端之间；第

四开关单元，其被连接在所述第一晶体管的栅极与所述误差放大器的输出端之间；其中，所述第一开关电容电路中的第一开关单元到第四开关单元被配置为：在所述开关信号为第一电平时，第一开关单元和第三开关单元导通，第二开关单元和第四开关单元断开；在所述开关信号为第二电平时，第一开关单元和第三开关单元断开，第二开关单元和第四开关单元导通。

[0009] 优选地，所述电流控制电路还包括第二开关电容电路，所述第二开关电容电路被配置为在开关信号为第一电平时对在所述参考电阻器的第二端子处的电压进行采样，并且在所述开关信号为第二电平时将所采样的第二端子处的电压传递到所述感测电阻器的第二端子，以使得所述感测电阻器两端的电压降等于所述参考电阻器两端的电压降。更优选地，所述第二开关电容电路包括：第二电容器，其第一端子连接到所述误差放大器的正相输入端；第五开关单元，其被连接在所述参考电阻器的第二端子与所述第二电容器的第二端子之间；第六开关单元，其被连接在所述第二电容器的第二端子与所述感测电阻器的第二端子之间；第七开关单元，其被连接在所述误差放大器的正相输入端与共模输入电压之间；其中，所述第二开关电容电路中的第五开关单元到第七开关单元被配置为：在所述开关信号为第一电平时，第五开关单元和第七开关单元导通，第六开关单元断开；在所述开关信号为第二电平时，第五开关单元和第七开关单元断开，第六开关单元导通。

[0010] 优选地，所述电流感测电路还包括控制晶体管，所述控制晶体管的源极与所述第一晶体管的漏极连接，所述控制晶体管的栅极连接到控制信号，并且所述控制晶体管被配置为在所述控制信号为第一电平时关断而在所述控制信号为第二电平时导通。

[0011] 优选地，所述控制信号为脉冲宽度调制信号，并且被用作所述开关信号。

[0012] 优选地，所述电流控制电路还包括内部时钟和逻辑与电路，其中，所述逻辑与电路的输入为所述控制信号和所述内部时钟，所述逻辑与电路的输出用作所述开关信号。

[0013] 优选地，所述电流控制电路还包括开关信号产生电路和内部时钟，所述开关信号产生电路被配置为使得：在所述控制信号为第一电平时所述开关信号为第一电平；当所述控制信号变为第二电平时，所述开关信号变为第二电平，但是在所述控制信号的第二电平的持续时间大于阈值时所述开关信号将跟随所述内部时钟变化。

[0014] 优选地，所述电流感测电路还包括保持电容器，所述保持电容器被连接在所述感测电阻器的第二端子与所述第一晶体管的栅极之间。

[0015] 优选地，所述参考电流从所述参考电阻器的第一端子流向所述参考电阻器的第二端子，所述参考电阻器的第二端子和所述感测电阻器的第二端子接地，所述第一晶体管为NMOS 晶体管。

[0016] 优选地，所述参考电流从所述参考电阻器的第二端子流向所述参考电阻器的第一端子，所述参考电阻器的第二端子和所述感测电阻器的第二端子连接到外部电压，所述第一晶体管为PMOS 晶体管。

[0017] 优选地，所述参考电流源单元包括参考电流源以及第二晶体管和第三晶体管，第二晶体管的栅极和漏极以及第三晶体管的栅极一起连接到所述参考电流源，第二晶体管的源极与第三晶体管的漏极连接，并且第三晶体管的源极与所述参考电阻器的第一端子连接。

[0018] 根据本发明的另一方面，提供了一种用于驱动一个或更多个串联的发光二极管的

驱动器，其包括：升压电路，被配置为输出大于输入电压的输出电压；以及上述的电流控制电路，所述电流控制电路被配置为控制流过发光二极管的电流为预定的值，并且向所述升压电路输出反馈电压和裕量电压以便以负反馈方式调节所述输出电压。

[0019] 优选地，所述电流控制电路连接到发光二极管的阴极，并且所述输出电压连接到发光二极管的阳极。

[0020] 优选地，所述电流控制电路连接到发光二极管的阳极，发光二极管的阴极接地，并且所述输出电压连接到所述感测电阻器和所述参考电阻器的第二端子。

[0021] 优选地，所述升压电路包括另一个误差放大器；其中，所述电流控制电路还包括控制晶体管，所述控制晶体管的源极与所述第一晶体管的漏极连接，所述控制晶体管的栅极连接到控制信号，所述控制晶体管的漏极连接到发光二极管的阳极或阴极；其中，所述参考电流源单元包括参考电流源以及第二晶体管和第三晶体管，第二晶体管的栅极和漏极以及第三晶体管的栅极一起连接到所述参考电流源，第二晶体管的源极与第三晶体管的漏极连接，并且第三晶体管的源极与所述参考电阻器的第一端子连接；其中，第二晶体管的源极的电压作为所述裕量电压被输出到所述另一个误差放大器的正相输入端，所述第一晶体管的漏极的电压作为所述反馈电压被输出到所述另一个误差放大器的反相输入端。

[0022] 根据本发明的另一方面，提供了一种用于制作电流控制电路的方法，其包括如下步骤：设置参考电流源单元以产生参考电流；设置电流感测电路，所述电流感测电路包括其第一端子与所述参考电流源单元连接的参考电阻器、其阻值与所述参考电阻器的阻值成第一比例的感测电阻器、误差放大器、以及其源极与所述感测电阻器连接的第一晶体管；以及设置第一开关电容电路以使得在开关信号为第一电平时对在所述参考电阻器的第一端子处的参考电压进行采样，并且在所述开关信号为第二电平时将所采样的参考电压传递到所述感测电阻器的第一端子，使得所述感测电阻器的第一端子处的电压等于所述参考电阻器的第一端子处的电压；其中所述误差放大器的输出能够通过所述第一开关电容电路而耦接到所述第一晶体管的栅极，并且利用所述电流控制电路来使得通过所述感测电阻器的电流与所述参考电流成第二比例，所述第二比例为所述第一比例的倒数。

[0023] 根据本发明的另一方面，提供了一种用于制作驱动一个或更多个串联的发光二极管的驱动器的方法，其包括如下步骤：设置升压电路以输出大于输入电压的输出电压；以及设置上述的电流控制电路，以便控制流过发光二极管的电流为预定的值，并且向所述升压电路输出反馈电压和裕量电压以便以负反馈方式调节所述输出电压。

[0024] 本发明的一个优点在于，可以通过具有自动消除偏差功能的电流控制电路来消除LED驱动器应用中由系统、工艺差异、寄生效应和调光等引起的偏差，从而能够以高精度控制LED的电流。并且，本发明的驱动器不需要使用外部电阻器等外部元件来调节电流精度。

[0025] 本发明的另一个优点在于，根据本发明的电流控制电路能够被无缝地应用于真实的PWM调光的LED驱动器，并且在启用真实的PWM调光功能时，能够消除由于电路板级的寄生电阻而导致的芯片的地电压在LED电流通路的导通/断开状态之间的变化对LED电流的影响。

[0026] 本发明的又一个优点在于，根据本发明的电流控制电路利用电阻器作为感测元件，从而与使用晶体管电流镜结构作为感测电路的情况相比，可以在相同的芯片面积中实现更好的匹配性能。

- [0027] 本发明的又一个优点在于,根据本发明的 LED 升压驱动器还可以支持 LDO 模式。
- [0028] 本发明的又一个优点在于,本发明能够使电流控制电路向升压电路输出的反馈电压与输出电压的小信号反馈比保持稳定,而不随 LED 电流剧烈变化,从而有利于环路稳定性设计。
- [0029] 本发明的又一个优点在于,根据本发明的电流控制电路能够自适应地输出裕量参考电压,从而提高输出性能。
- [0030] 从以下参考附图的示例性实施例的描述中本发明更多的方面和优点将变得清晰。

附图说明

[0031] 下面关于一些示例实施例的详细描述在结合附图来阅读时将会更好理解。但是,应当理解,示例实施例并不限于所示出的精确布置和手段。在附图中,始终使用相似的数字来指示相似的元件。

[0032] 为了图示的简单和清晰起见,附图示出了构造的一般方式,并且可以省略关于众所周知的特征和技术的描述和细节以避免不必要的使所示实施例的方面难以理解。另外,在附图中的元件并一定按比例画出。例如,一些元件或区域的尺寸在一些附图中可以相对相同的或其它附图的其它元件或区域放大,以帮助对示例实施例的理解。

[0033] 图 1 示出了现有技术中的一种升压转换器的基本结构。

[0034] 图 2 示出了在低侧感测的情况下 LED 驱动器 2 的示意性框图。

[0035] 图 3 示出了在高侧感测的情况下 LED 驱动器 3 的示意性框图。

[0036] 图 4 示出了在没有考虑 LED 驱动器中的各种偏差并且没有进行调光的情况下理想的电流控制电路 4 的基本结构。

[0037] 图 5A 和图 5B 分别示例性地示出了根据本发明的具有开关电容电路的电流控制电路在两个阶段(阶段 1 和阶段 2)时的电路示意图。

[0038] 图 6A 和 6B 分别示例性地示出了根据本发明实施例的具有两个开关电容电路的电流控制电路在开关电容电路的两个阶段(阶段 1 和阶段 2)时的电路示意图。

[0039] 图 7A 示出了开关信号产生电路的示意图,图 7B 示出了该开关信号产生电路的输入和输出信号波形的两种典型情形,从而示例性地说明该开关信号产生电路的工作模式。

[0040] 图 8A 和图 8B 分别示出了根据本发明一个实施例的在高侧感测模式中的电流控制电路在两个阶段(阶段 1 和阶段 2)时的电路示意图。

[0041] 图 9 示出了一种传统的基于简单电阻器的 LED 电流感测电路的示意图。

具体实施方式

[0042] 以下将参考附图描述本发明的优选实施例。

[0043] 应注意,下面结合附图给出的详细描述意指作为一些示例实施例的描述,而不是要完整描述所有可能的实施例。应当理解,相同的或等同的功能可以由不同的实施例来实现。而且,以下对至少一个示例性实施例的描述实际上仅仅是说明性的,决不作为对本发明及其应用或使用的任何限制。

[0044] 应注意到:除非另外具体说明,否则在这些实施例中阐述的部件和步骤的相对布置、数字表达式和数值不限制本发明的范围。在这里讨论的所有实施例中,任何具体值都应

被解释为仅仅是示例性的,而不是作为限制。因此,示例性实施例的其它示例可以具有不同的值。

[0045] 对于相关领域普通技术人员已知的技术、方法和设备可能不作详细讨论,但在适当情况下,所述技术、方法和设备应当被视为授权说明书的一部分。

[0046] 在以下描述和权利要求中的词语“第一”、“第二”、“第三”、“第四”等(若存在)用于区分相似的元件而并没有描述特定的顺序或时间次序。而且,词语“包括”、“包含”、“具有”及其任何变型意指包含非排它的包括,使得包括、包含或具有一系列元素的过程、方法、物品或装置并不一定限定于那些元素,而是可以包括没有明确列出的或者该过程、方法、物品或装置所固有的其它元素。

[0047] (LED 驱动器)

[0048] 在现有技术中,LED 驱动器可以由升压电路来实现。升压电路一般包括升压转换器以及升压调节反馈环路。图 1 是现有技术中的一种升压转换器的基本结构的示意图。升压转换器 1 被配置为接收输入电压 VIN 并且产生幅值大于输入电压 VIN 的幅值的输出电压 VOUT。当开关 SB 闭合时,流过电感器 L 的电流增大,并且来自输入电压 VIN 的能量被保存到电感器 L 中。当开关 SB 断开时,仍有电流流过电感器 L,并且将先前保存的能量通过二极管 DB 转移到输出。在理想情况(即,没有能量损失)下, $V_{OUT} = V_{IN}/(1-D)$,其中 D 为开关 SB 的控制信号的占空比,即开关 SB 导通的时间与整个周期时间的比。通过调节占空比 D 的值,可以调节输出电压的幅值。

[0049] 升压调节反馈环路用于将输出电压的幅值调节为适当的值,以使得流过 LED 的电流幅值为预定的值。因此在升压调节环路中存在一个电路,该电路用于感测 LED 的电流,并将其反馈给升压调节环路以便控制输出电压。

[0050] 然而,在根据现有技术的 LED 驱动器中,没有电流控制电路来精确地控制 LED 的电流。

[0051] 因此,本发明提出了一种电流控制电路,其既能感测 LED 电流以便为升压调节电路提供反馈信号,又能精确控制流过 LED 的电流为预定值。根据本发明的电流控制电路可以连接到 LED 的阴极以实现低侧 (low-side) 感测模式(即,在 LED 电流的下游侧感测 LED 电流),或者可以连接到 LED 的阳极以实现高侧 (high-side) 感测模式(即,在 LED 电流的上游侧感测 LED 电流)。

[0052] 图 2 和图 3 分别示出了根据本发明的在低侧感测和高侧感测的情况下 LED 驱动器 2 和 3 的示意性框图。

[0053] 参考图 2 和图 3,LED 驱动器 2 和 3 用于驱动三个串联的发光二极管 LED。本领域技术人员应理解,在图 2 和图 3 中示出的三个串联的 LED 仅仅是示例性的,根据本发明的 LED 驱动器可以用于驱动一个或更多个串联的 LED。

[0054] 以在低侧感测情况下的 LED 驱动器 2 为示例来说明 LED 驱动器的工作。参考图 2,LED 驱动器 2 包括用于输出幅值比输入电压大的输出电压的升压电路 202 和稍后将详细描述的电流控制电路 201。电流控制电路 201 被配置为将流过 LED 的电流 I_{LED} 的幅值控制为与参考电流值成比例的预定值,并且向升压电路 202 输出裕量(headroom)电压 V_{HR} 和反馈电压 V_{FB} ,以便以负反馈方式调节输出电压。升压电路 202 可以采用本领域技术人员已知的任何结构。例如,如上所述,升压电路 202 可以包括升压转换器和升压调节电路,所述

升压调节电路接收裕量电压 V_{hr} 和反馈电压 V_{fb} , 并通过比较裕量电压 V_{hr} 和反馈电压 V_{fb} 来控制升压转换器, 从而调节输出电压为适当的电压值。由于升压转换器和升压调节电路的结构和原理已为本领域技术人员所熟知, 因此, 在本申请中不再详细描述这些电路。

[0055] 在图 2 所示的低侧感测的情况下, 电流控制电路 201 连接到发光二极管的阴极, 并且升压电路 202 的输出电压连接到发光二极管的阳极。另一方面, 在图 3 所示的高侧感测的情况下, 将升压电路 202 的输出电压输出到电流控制电路 201, 电流控制电路 201 连接到发光二极管的阳极, 并且发光二极管的阴极接地。

[0056] 在高侧感测模式中, 升压电路 202 可以与低侧感测模式中的升压电路相同, 电流控制电路 201 的工作原理与低侧感测模式中的电流控制电路 201 类似。因此, 下面以低侧感测模式中的电流控制电路作为示例来详细描述电流控制电路的结构和原理。

[0057] (低侧感测模式中的电流控制电路的实施例)

[0058] 图 4 示出了在没有考虑 LED 驱动器中的各种偏差并且没有进行调光的情况下理想的电流控制电路 4 的基本结构。

[0059] 如上所述, 在低侧感测模式中, 电流控制电路 4 连接到 LED 的阴极, 并且升压电路的输出电压 V_{out} 连接到 LED 的阳极。电流控制电路 4 向升压调节电路输出裕量电压 V_{hr} 和反馈电压 V_{fb} 。如图 4 所示, 升压调节电路可以包括例如误差放大器 EA2, 该误差放大器 EA2 的正相输入端接收裕量电压 V_{hr} , 并且该误差放大器 EA2 的反相输入端接收反馈电压 V_{fb} 。

[0060] 电流控制电路 4 包括用于产生参考电流 I_{ref} 的参考电流源单元 401 以及用于感测 LED 电流的电流感测电路部分。

[0061] 所述电流感测电路部分包括参考电阻器 R_r 、感测电阻器 R_s 、误差放大器 EA1 以及第一晶体管 T1。参考电阻器 R_r 的第一端子连接到参考电流源单元 401(即, 第三晶体管 T3 的源极)和误差放大器 EA1 的正相输入端, 而其第二端子连接到地。感测电阻器 R_s 的第一端子连接到第一晶体管 T1 的源极和误差放大器 EA1 的反相输入端, 而其第二端子连接到地。第一晶体管 T1 的栅极与误差放大器 EA1 的输出端连接, 并且第一晶体管 T1 的漏极的电压作为反馈电压 V_{fb} 被输出到误差放大器 EA2 的反相输入端。

[0062] 参考电流源单元 401 包括参考电流源以及第二晶体管 T2 和第三晶体管 T3, 第二晶体管 T2 的栅极和漏极以及第三晶体管 T3 的栅极一起连接到参考电流源, 第二晶体管 T2 的源极与第三晶体管 T3 的漏极连接, 并且第三晶体管 T3 的源极连接到电流感测电路部分。此外, 第二晶体管 T2 的源极的电压作为裕量电压 V_{hr} 被输出到误差放大器 EA2 的正相输入端。

[0063] 裕量电压 V_{hr} 是为了保证第一晶体管 T1 正常工作而设置的电压。通过反馈环路, 反馈电压 V_{fb} 被控制在裕量电压 V_{hr} 处。也就是说, 裕量电压 V_{hr} 控制了第一晶体管 T1 和感测电阻器 R_s 两者上的总压降。现有技术的裕量电压为固定电压, 即, 第一晶体管 T1 和感测电阻器 R_s 两者上的总压降是固定的。而为了保证在 LED 电流高(相应地, 感测电阻器 R_s 两端的电压降大)的时候第一晶体管 T1 的源漏两端的电压也是足够的, 因此, 通常裕量电压必须被设定为一个幅值较大的固定电压。但是, 在 LED 电流低的时候, 第一晶体管 T1 上的压降变得较大, 而第一晶体管 T1 上的压降并不需要那么大。

[0064] 然而, 根据本发明的电路结构, 在 LED 输出电流低时, 裕量电压 V_{hr} 低, 而 LED 输出电流高时, 裕量电压 V_{hr} 高。也就是说, 根据本发明的电流控制电路能够自适应地输出裕量

参考电压 V_{hr} 。因此,与现有技术的固定的裕量电压相比,对于同样的输出电压,根据本发明的裕量电压在 LED 输出电流低时更小,从而实际落在 LED 上的电压更大,这有助于提高小 LED 输出电流情况下的系统实际效率。

[0065] 感测电阻器 R_s 的阻值与参考电阻器 R_r 的阻值成第一比例 N ,也就是说,假设参考电阻器 R_r 的阻值为 R ,则感测电阻器 R_s 的阻值为 NR 。误差放大器 EA1 可以为跨导运算放大器。

[0066] 在电流控制电路 4 稳定工作时,通过反馈环路的控制,误差放大器 EA1 的正相输入电压等于反相输入电压。也就是说,参考电阻器 R_r 的第一端子处的电压 V_{ref} 等于感测电阻器 R_s 的第一端子处的电压 V_{res} 。而且由于误差放大器的输入阻抗非常大,流过误差放大器的输入端的电流近似为零,因此流过参考电阻器 R_r 的电流即为参考电流 I_{ref} ,并且流过感测电阻器 R_s 的电流即为 LED 的电流 I_{led} 。因此,可以如下地推导出 LED 电流 I_{led} 与参考电流 I_{ref} 的关系,并且该关系由下面的公式 1 表示。

[0067] $V_{ref} = V_{res} \rightarrow I_{ref} \times R_r = I_{led} \times R_s \rightarrow$

[0068] $I_{led} = I_{ref} \times R_r / R_s = I_{ref} / N \quad (公式 1)$

[0069] 由公式 1 可以看出,LED 的电流 I_{led} (即,通过感测电阻器的电流)与参考电流 I_{ref} 之比为 $1/N$ 。因此,电流控制电路 4 控制通过感测电阻器的电流以使其与参考电流成第二比例(即, $1/N$),该第二比例为第一比例 N 的倒数。

[0070] 然而,在实际情况中,由于存在由系统、工艺差异、寄生效应等引起的偏差,因此 V_{res} 与 V_{ref} 之间存在偏差,从而导致电流控制电路 4 不能精确地控制 LED 的电流。

[0071] 因此,下面将详细描述能够自动消除偏差的电流控制电路。

[0072] (能够自动消除偏差的电流控制电路的一个实施例)

[0073] 发明人注意到,误差放大器 EA1 的偏差是影响 LED 电流的精度的主要因素,尤其是在 LED 电流小的情况下。鉴于此,本发明在上述电流控制电路 4 的基础上增加了开关电容电路来自动消除偏差。所述开关电容电路被配置为在开关信号为第一电平(即,开关电容电路的阶段 1)时对在参考电阻器 R_r 的第一端子处的参考电压 V_{ref} 进行采样,并且在开关信号为第二电平(即,开关电容电路的阶段 2)时将所采样的参考电压传递到感测电阻器 R_s 的第一端子,以使得感测电阻器 R_s 的第一端子处的电压 V_{res} 等于参考电阻器 R_r 的第一端子处的电压 V_{ref} 。因此,消除了偏差对感测电阻器 R_s 的电压 V_{res} 的影响,使得感测电阻器 R_s 的电压 V_{res} 精确地等于参考电阻器 R_r 的参考电压 V_{ref} ,从而精确地控制了 LED 的电流。

[0074] 图 5A 和 5B 分别示例性地示出了根据本发明一个实施例的具有开关电容电路的电流控制电路 5 在开关电容电路的两个阶段(阶段 1 和阶段 2)时的电路示意图。

[0075] 根据本实施例的电流控制电路 5 包括被配置为产生参考电流 I_{ref} 的参考电流源单元 401、电流感测电路以及第一开关电容电路。

[0076] 本实施例的参考电流源单元 401 的结构与上述图 4 中的参考电流源单元 401 相同,因此在此不再赘述。

[0077] 本实施例的电流感测电路包括参考电阻器 R_r 、感测电阻器 R_s 、误差放大器 EA1 以及第一晶体管 T1。参考电阻器 R_r 的第一端子与参考电流源单元 401 连接。第一晶体管 T1 的源极与感测电阻器 R_s 的第一端子连接。参考电阻器 R_r 的第二端子和感测电阻器 R_s 的

第二端子均连接到地。第一晶体管 T1 可以为 NMOS 晶体管。

[0078] 第一开关电容电路包括：第一电容器 C1、第一开关单元 S1、第二开关单元 S2、第三开关单元 S3 和第四开关单元 S4。第一电容器 C1 的第一端子连接到误差放大器 EA1 的反相输入端。第一开关单元 S1 被连接在参考电阻器 Rr 的第一端子与第一电容器 C1 的第二端子之间。第二开关单元 S2 被连接在第一电容器 C1 的第二端子与感测电阻器 Rs 的第一端子之间。第三开关单元 S3 被连接在误差放大器 EA1 的反相输入端与误差放大器 EA1 的输出端之间。第四开关单元 S4 被连接在第一晶体管 T1 的栅极与误差放大器 EA1 的输出端之间。第一开关电容电路中的第一到第四开关单元 S1-S4 被配置为：在开关信号为第一电平时，第一开关单元 S1 和第三开关单元 S3 导通，第二开关单元 S2 和第四开关单元 S4 断开（如图 5A 所示）；在开关信号为第二电平时，第一开关单元 S1 和第三开关单元 S3 断开，第二开关单元 S2 和第四开关单元 S4 导通（如图 5B 所示）。第一到第四开关单元 S1-S4 可以为 NMOS 开关、PMOS 开关或者 CMOS 开关等。

[0079] 误差放大器 EA1 的正相输入端与共模输入电压 Vcm 连接。如本领域技术人员所知的，共模输入电压 Vcm 被设置为使误差放大器 EA1 正常工作。

[0080] 此外，在图 5A 和图 5B 中还示出了保持电容器 Ch，该保持电容器 Ch 被连接在感测电阻器 Rs 的第二端子与第一晶体管 T1 的栅极之间，并且用于在第四开关单元 S4 断开时维持第一晶体管 T1 的栅极电压 Vg。本领域技术人员应理解，保持电容器 Ch 不一定是必需的，只要本发明的电流控制电路的设计使得第一晶体管 T1 的栅极电压 Vg 能够在 S4 断开期间保持稳定即可。

[0081] 在图 5A 和图 5B 中，误差放大器 EA1 的正相输入端处的电压源 Voff 是虚拟的，其用于模拟表示误差放大器 EA1 的偏差。也就是说，在实际情况中，误差放大器 EA1 的两个输入端处的电压之间存在一定偏差，这个偏差用 Voff 表示。

[0082] 下面详细说明根据本实施例的电流控制电路 5 如何自动消除偏差。

[0083] 首先，如图 5A 所示，在阶段 1 时，对参考电压 Vref 进行采样。即，第一电容器 C1 的第二端子的电压为 Vref，第一电容器 C1 的第一端子的电压为 (Voff+Vcm)，因此第一电容器 C1 两端的电压 Vc 等于 (Vref-Voff-Vcm)。

[0084] 接着，如图 5B 所示，在阶段 2 时，第一开关单元 S1 断开，第二开关单元 S2 导通。由于没有电流流到 C1，也没有电流从 C1 流出，因此 C1 两端的电压 Vc 保持不变。因此在阶段 2 时，将在阶段 1 时采样的参考电压传递到了感测电阻器 Rs 的第一端子。也就是说：

$$V_{res} = (V_{off} + V_{cm}) + V_c = (V_{off} + V_{cm}) + (V_{ref} - V_{off} - V_{cm}) = V_{ref}$$

[0086] 从上式可以看出，感测电阻器 Rs 的电压 Vres 精确地等于参考电阻器 Rr 的参考电压 Vref，偏差的影响被消除。

[0087] 如前面的公式 1 所述，在感测电阻器 Rs 的阻值与参考电阻器 Rr 的阻值成第一比例 N 的情况下，LED 的电流 I_{led}（即，通过感测电阻器 Rs 的电流）与参考电流 I_{ref} 之比为 1/N。因此，电流控制电路 5 能够精确地控制 LED 的电流以使其与参考电流成第二比例（即，1/N）。

[0088] 通过本发明，可以通过具有自动消除偏差功能的电流控制电路来消除 LED 驱动器应用中的偏差，从而能够以高精度控制 LED 的电流。并且，本发明不需要使用外部电阻器等外部元件来调节电流精度。

[0089] 此外,根据本发明的电流控制电路利用电阻器作为感测元件,从而与使用晶体管电流镜结构作为感测电路的情况相比,可以在相同的芯片面积中实现更好的匹配性能。

[0090] 另外,在传统的LED电流感测电路中,存在反馈电压与输出电压之比(即,反馈比)随LED电流剧烈变化的问题。作为示例,图9示出了一种传统的基于简单电阻器的LED电流感测电路的示意图。从图9中可以看出,反馈电压V_{fb}与输出电压V_{out}之比(即,反馈比)为R_s/(R_s+R₁),其中R₁为LED的等效电阻。由于LED的等效电阻与流过LED的电流成反比,即随着流过LED的电流减小而增大,因此,随着LED的电流的减小,反馈比变得较小,这将降低环路增益,使电路变得不稳定。

[0091] 然而,由于在根据本发明的电流感测电路的反馈路径中使用了工作在饱和区中的晶体管,因此,本发明能够使电流控制电路向升压电路输出的反馈电压与输出电压的反馈比保持稳定,而不随LED电流剧烈变化。具体而言,参考图4、5A或5B,可以得到根据本发明的反馈比V_{fb}/V_{out}为(R_s+R_{t1})/(R_s+R_{t1}+R₁),其中R₁为LED的等效电阻,并且R_{t1}为第一晶体管T₁的源漏两端的等效电阻。由于R_{t1}也与T₁的漏极电流(即,流过LED的电流)成反比,因此根据本发明的反馈比保持稳定,不会随LED电流变化而剧烈变化。

[0092] 此外,根据本发明的LED升压驱动器还可以支持LDO模式。例如,在LED驱动器的输入电压为5V,一个LED两端所需的电压为3.5V,并且LED驱动器仅仅驱动一个LED的时候,所需的输出电压要小于输入电压,即要求工作在所谓的LDO模式下。然而,虽然升压电路的输出电压V_{out}会大于输入电压,但是根据本发明的电流控制电路能够让升压电路的输出电压V_{out}中的多余电压降在第一晶体管T₁的源漏两端,从而可以支持LDO模式。

[0093] 虽然在图5A和图5B中没有示出调光电路,但是本领域技术人员应理解,上述的电流控制电路可以与调光电路或元件结合使用,以便可控地调节LED的亮度等级。例如,通过在LED与第一晶体管T₁之间加入一个控制晶体管(如稍后将描述的图6A和图6B所示),上述电流控制电路5就可以执行真实的PWM调光。真实的PWM调光通过维持LED导通时的电流的大小不变并且改变LED的导通时间来调节LED的亮度等级。也就是说,通过调节LED导通的时间量与LED截止的时间量的相对比例来控制LED的亮度。只要LED切换的速度足够快,人眼就不会感觉到闪烁,而只会看到与LED的导通时间占空比成比例的有效亮度。由于真实的PWM调光不会改变LED的导通电流的大小,因此,其具有不会改变色温的优点。

[0094] 本领域技术人员应理解,除了真实的PWM调光之外,根据本发明的电流控制电路也可以被应用于其它形式的调光中。

[0095] (能够自动消除偏差的电流控制电路的另一个实施例)

[0096] 在上述电流控制电路5中,通过将感测电阻器R_s的第二端子和参考电阻器R_r的第二端子连接到地、并且使得感测电阻器R_s的第一端子处的电压V_{res}精确地等于参考电阻器R_r的第一端子处的电压V_{ref},实现了LED电流的精确控制。但是本发明的发明人认识到,在一些应用情况下,由于参考电阻器R_r的第二端子与感测电阻器R_s的第二端子连接到芯片的两个不同的接地端子,而且由于在安装该芯片的电路板上的寄生等而可能在不同的接地端子之间具有地电压偏差,因此在参考电阻器R_r的第二端子的电压与感测电阻器R_s的第二端子的电压之间可能存在由寄生等引起的偏差。因此,为了更精确地控制LED的电流,可以在上述电流控制电路5的基础上增加另一个开关电容电路来消除参考电阻器R_r的第二端子处的电压与感测电阻器R_s的第二端子处的电压之间的偏差对LED电流的影响。

[0097] 鉴于此,本实施例提出了一种电流控制电路,其还包括第二开关电容电路,所述第二开关电容电路被配置为在开关信号为第一电平时对在参考电阻器的第二端子处的电压进行采样,并且在开关信号为第二电平时将所采样的第二端子处的电压传递到感测电阻器的第二端子,以使得感测电阻器两端的电压降等于参考电阻器两端的电压降。也就是说,根据本实施例的电流控制电路能够通过两个开关电容电路来使感测电阻器 R_s 两端的电压降与参考电阻器 R_r 两端的电压降精确地相等。

[0098] 下面将参考图 6A 和图 6B 来描述根据本实施例的电流控制电路 6。

[0099] 图 6A 和 6B 分别示例性地示出了根据本实施例的具有两个开关电容电路的电流控制电路 6 在开关电容电路的两个阶段(阶段 1 和阶段 2)时的电路示意图。

[0100] 电流控制电路 6 包括被配置为产生参考电流 I_{ref} 的参考电流源单元 401、电流感测电路、第一开关电容电路以及第二开关电容电路。

[0101] 本实施例的参考电流源单元 401 的结构与上述图 4 中的参考电流源单元 401 相同,因此在此不再赘述。

[0102] 本实施例的电流感测电路包括参考电阻器 R_r 、感测电阻器 R_s 、误差放大器 EA1 以及第一晶体管 T1。参考电阻器 R_r 的第一端子与参考电流源单元 401 连接。第一晶体管 T1 的源极与感测电阻器 R_s 的第一端子连接。参考电阻器 R_r 的第二端子连接到芯片的参考地端子 REFGND,并且感测电阻器 R_s 的第二端子连接到芯片的另一接地端子 BLGND。第一晶体管 T1 可以为 NMOS 晶体管。

[0103] 第一开关电容电路包括第一电容器 C1、第一开关单元 S1、第二开关单元 S2、第三开关单元 S3 和第四开关单元 S4。第一电容器 C1 的第一端子连接到误差放大器 EA1 的反相输入端。第一开关单元 S1 被连接在参考电阻器 R_r 的第一端子与第一电容器 C1 的第二端子之间。第二开关单元 S2 被连接在第一电容器 C1 的第二端子与感测电阻器 R_s 的第一端子之间。第三开关单元 S3 被连接在误差放大器 EA1 的反相输入端与误差放大器 EA1 的输出端之间。第四开关单元 S4 被连接在第一晶体管 T1 的栅极与误差放大器 EA1 的输出端之间。第一开关电容电路中的第一到第四开关单元 S1-S4 被配置为:在开关信号为第一电平时,第一开关单元 S1 和第三开关单元 S3 导通,第二开关单元 S2 和第四开关单元 S4 断开(如图 6A 所示);在开关信号为第二电平时,第一开关单元 S1 和第三开关单元 S3 断开,第二开关单元 S2 和第四开关单元 S4 导通(如图 6B 所示)。第一到第四开关单元 S1-S4 可以为 NMOS 开关、PMOS 开关或者 CMOS 开关等。

[0104] 第二开关电容电路包括第二电容器 C2、第五开关单元 S5、第六开关单元 S6 和第七开关单元 S7。第二电容器 C2 的第一端子连接到误差放大器 EA1 的正相输入端。第五开关单元 S5 被连接在参考电阻器 R_r 的第二端子与第二电容器 C2 的第二端子之间。第六开关单元 S6 被连接在第二电容器 C2 的第二端子与感测电阻器 R_s 的第二端子之间。第七开关单元 S7 被连接在误差放大器 EA1 的正相输入端与共模输入电压 V_{cm} 之间。如本领域技术人员所知的,共模输入电压 V_{cm} 被设置为使误差放大器 EA1 正常工作。此外,第二开关电容电路中的第五到第七开关单元 S5-S7 被配置为:在开关信号为第一电平时,第五开关单元和第七开关单元导通,第六开关单元断开(如图 6A 所示);在开关信号为第二电平时,第五开关单元和第七开关单元断开,第六开关单元导通(如图 6B 所示)。第五到第七开关单元 S5-S7 可以为 NMOS 开关、PMOS 开关或者 CMOS 开关等。

[0105] 此外,在图 6A 和图 6B 中也示出了保持电容器 Ch,该保持电容器 Ch 被连接在感测电阻器 Rs 的第二端子与第一晶体管 T1 的栅极之间,并且用于在第四开关单元 S4 断开时维持第一晶体管 T1 的栅极电压 Vg。本领域技术人员应理解,保持电容器 Ch 不一定是必需的,只要本发明的电流控制电路的设计使得第一晶体管 T1 的栅极电压 Vg 能够在 S4 断开期间保持稳定即可。

[0106] 此外,在图 6A 和图 6B 中还示出了控制晶体管 Td,其通过控制 LED 电流路径的接通或断开来实现调光。控制晶体管 Td 可以为 NMOS 晶体管。控制晶体管 Td 的源极与第一晶体管 T1 的漏极连接,漏极与 LED 的阴极连接,栅极连接到控制信号 EN。本领域技术人员应理解,在将根据本实施例的电流控制电路 6 应用于不要求调光的 LED 驱动器中时,电流控制电路 6 可以不包括该控制晶体管 Td。在 LED 驱动器不要求调光时,控制晶体管 Td 可以一直导通。

[0107] 在 LED 驱动器执行真实的 PWM 调光时,控制晶体管 Td 的控制信号为脉冲宽度调制信号,并且此时该控制信号可以被用作开关电容电路的开关信号。在开关信号的第一电平为低电平而第二电平为高电平的情况下,在控制晶体管 Td 截止时开关电容电路处于阶段 1,而在控制晶体管 Td 导通时开关电容电路处于阶段 2。

[0108] 由于在实际情况中第一电容器和第二电容器会缓慢放电,因此开关电容电路不能长期处于阶段 2。但是在要求较大亮度等级的情况下,要求控制晶体管的导通时间较长,这会使得开关电容电路的阶段 2 时间过长。因此,本发明还可以提供内部时钟,结合该内部时钟和控制信号来产生开关信号。例如,电流控制电路 6 还可以包括内部时钟 C1k 和开关信号产生电路 701。如图 7A 所示,将控制信号 EN 与内部时钟 C1k 输入开关信号产生电路 701,并且由开关信号产生电路 701 输出开关信号 SC。

[0109] 根据一个实施例,开关信号产生电路 701 可以为逻辑与电路(例如,与门),其中,该逻辑与电路的输入为控制信号 EN 和内部时钟 C1k,该逻辑与电路的输出用作开关信号 SC。因此,即使控制信号的高电平时间过长,最终的开关信号 SC 的高电平时间也不会超过内部时钟 C1k 的高电平时段。

[0110] 根据另一个实施例,开关信号产生电路 701 为一个逻辑电路,其可以被配置为使得:在控制信号 EN 为第一电平时开关信号 SC 为第一电平;当控制信号 EN 变为第二电平时,开关信号 SC 也变为第二电平,但是在控制信号 EN 的第二电平的持续时间大于阈值(例如,三个内部时钟周期)时开关信号 SC 将跟随内部时钟 C1k 变化。图 7B 利用输入和输出信号波形的两种典型情形来示例性地说明该开关信号产生电路 701 的工作模式。如果控制信号 EN 的高脉冲宽度小于一定数量(例如三个)内部时钟周期,则开关信号 SC 将跟随控制信号 EN 变化,即波形与控制信号 EN 相同,如图 7B 中的情形 1 所示。如果控制信号 EN 的高脉冲宽度大于一定数量的内部时钟周期,则在检测到一定数量的内部时钟周期之后,开关信号 SC 将跟随内部时钟 C1k 变化,而一旦控制信号 EN 变低,开关信号 SC 也将立即变低,如图 7B 中的情形 2 所示。

[0111] 在图 6A 和图 6B 中,同样地,误差放大器 EA1 的正相输入端处的电压源 Voff 是虚拟的,其用于模拟表示误差放大器 EA1 的偏差。也就是说,在实际情况中,误差放大器 EA1 的两个输入端处的电压之间存在一定偏差,这个偏差用 Voff 表示。另外,REFGND 与 BLGND 之间的电阻 Rpar 也是虚拟的,其用于模拟在这两个接地端子之间的电路板上的连线的寄

生电阻。当存在 LED 电流时,REFGND 端子处的电压 V_{refgnd} 与 BLGND 端子处的电压 V_{blgnd} 之间存在 $I_{led} * R_{par}$ 的偏差。

[0112] 下面以真实 PWM 调光模式下的情形为例来详细说明根据本实施例的电流控制电路 6 如何自动消除各种偏差。本领域技术人员应理解,根据本实施例的电流控制电路 6 在不实行调光或者实行其它方式的调光的情况下也能类似地自动消除各种偏差。

[0113] 首先,如图 6A 所示,在阶段 1 时,控制晶体管 T_d 截止,没有 LED 电流,因此,REFGND 端子的电压 V_{refgnd} 与 BLGND 端子的电压 V_{blgnd} 之间没有偏差。而且,第一开关电容电路和第二开关电容电路分别对参考电压 V_{ref} 和 REFGND 端子的电压 V_{refgnd} 进行采样。即,第一电容器 C_1 的第二端子的电压为 V_{ref} ,第一电容器 C_1 的第一端子的电压为 $(V_{off}+V_{cm})$,因此第一电容器 C_1 两端的电压 V_{c1} 等于 $(V_{ref}-V_{off}-V_{cm})$ 。第二电容器 C_2 的第二端子的电压为 V_{refgnd} ,第二电容器 C_2 的第一端子的电压为 $V_p = V_{cm}$,因此第二电容器 C_2 两端的电压 V_{c2} 等于 $(V_{refgnd}-V_{cm})$ 。

[0114] 接着,如图 6B 所示,在阶段 2 时,第一开关单元 S_1 和第五开关单元 S_5 断开,第二开关单元 S_2 和第六开关单元 S_6 导通,并且控制晶体管 T_d 导通,此时 LED 电流为 I_{led} ,因此,BLGND 端子的电压 V_{blgnd} 与 REFGND 端子的电压 V_{refgnd} 之间存在偏差 $I_{led} * R_{par}$ 。

[0115] 由于没有电流流到 C_1 和 C_2 ,也没有电流从 C_1 和 C_2 流出,因此 C_1 和 C_2 两端的电压 V_{c1} 和 V_{c2} 保持不变。因此在阶段 2 时,将在阶段 1 时采样的参考电阻器 R_r 两端的压降传递到感测电阻器 R_s 的两端。也就是说, $V_{ref}-V_{refgnd} = V_{res}-V_{blgnd}$,其推导过程如下:

$$V_p = V_{blgnd}-V_{c2} = V_{blgnd}-(V_{refgnd}-V_{cm}) \rightarrow V_{res} = V_p+V_{off}+V_{c1} = V_{blgnd}-(V_{refgnd}-V_{cm})+V_{off}+(V_{ref}-V_{off}-V_{cm}) = V_{blgnd}+V_{ref}-V_{refgnd} \rightarrow V_{ref}-V_{refgnd} = V_{res}-V_{blgnd}$$

[0116] 从上式可以看出,感测电阻器 R_s 两端的电压降精确地等于参考电阻器 R_r 两端的电压,从而消除了各种偏差的影响,精确地控制了 LED 电流。

[0117] 通过本实施例,除了在前面的实施例中提到的优点之外,本发明的还有一个优点在于,根据本发明的电流控制电路能够被无缝地应用于真实的 PWM 调光的 LED 驱动器,并且在启用真实的 PWM 调光功能时,能够消除由于电路板级的寄生电阻而导致的芯片的地电压在 LED 电流通路的导通 / 断开状态之间的变化对 LED 电流的影响。

[0118] (高侧感测模式中的电流控制电路的实施例)

[0119] 图 8A 和图 8B 分别示出了根据本发明一个实施例的在高侧感测模式中的电流控制电路 8 在两个阶段(阶段 1 和阶段 2)时的电路示意图。

[0120] 根据本实施例的电流控制电路 8 的电路结构和工作原理与上面参考图 5A 和图 5B 所述的电流控制电路 5 的电路结构和工作原理类似,因此下面仅仅详细描述为了适应高侧感测模式而与电流控制电路 5 的不同之处。注意,虽然图 8A 和图 8B 中示出了控制晶体管 T_d ,但是如图 5A 和图 5B 所示一样,高侧感测模式中的电流控制电路也可以没有控制晶体管 T_d ,或者可以具有其它形式的调光电路。

[0121] 在高侧感测模式中,如图 8A 和图 8B 所示出的,升压电路的输出电压 V_{out} 输出到电流控制电路 8,电流控制电路 8 连接到发光二极管的阳极,并且发光二极管的阴极接地。具体来说,输出电压 V_{out} 连接到参考电阻器 R_r 的第二端子与感测电阻器 R_s 的第二端子,并且控制晶体管 T_d 的漏极连接到发光二极管的阳极。

[0122] 第一晶体管 T_1 和控制晶体管 T_d 可以为 PMOS 晶体管。

[0123] 为了使反馈电压 V_{fb} 的幅值较小以适应后续的工作在低电压下的升压调节电路，电流控制电路 8 还可以包括一个减法电路，其将输出电压 V_{out} 减去第一晶体管 T1 的漏极电压，从而输出幅值较小的反馈电压 V_{fb} 。而且该反馈电压 V_{fb} 与前述低侧感测模式中的反馈电压 V_{fb} 相同，即，均为感测电阻器 R_s 和第一晶体管 T1 两者上的电压降之和。因此，高侧感测模式中的裕量电压 V_{hr} 的产生以及后续的升压调节电路可以与低侧感测模式中的相同。

[0124] 在高侧感测模式中自动消除偏差的方法和原理与前述低侧感测模式中的相同，因此在此不再赘述。同样，高侧感测模式中的电流控制电路也具有如前所述的优点。

[0125] 如果电流控制电路 8 中的参考电阻器 R_r 的第二端子与感测电阻器 R_s 的第二端子（即，连接到输出电压 V_{out} 的端子）的电压之间也存在偏差，则也可以如图 6A 和图 6B 所示那样增加另一个开关电容电路来消除该偏差。

[0126] 本领域技术人员能够从以上描述中认识到，可以以各种形式来实施本发明，并且可以独立或者组合地实施各种实施例。因此，虽然已经参考示例性实施例描述了本发明，但是应当理解，本发明不限于所公开的示例性实施例。以下权利要求的范围将被给予最宽的解释从而包括所有这样的修改、等同的结构与功能。

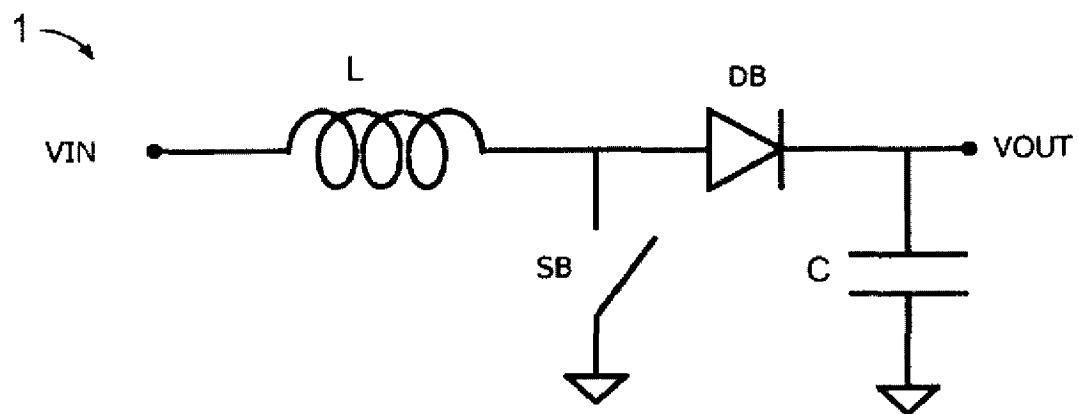


图 1(现有技术)

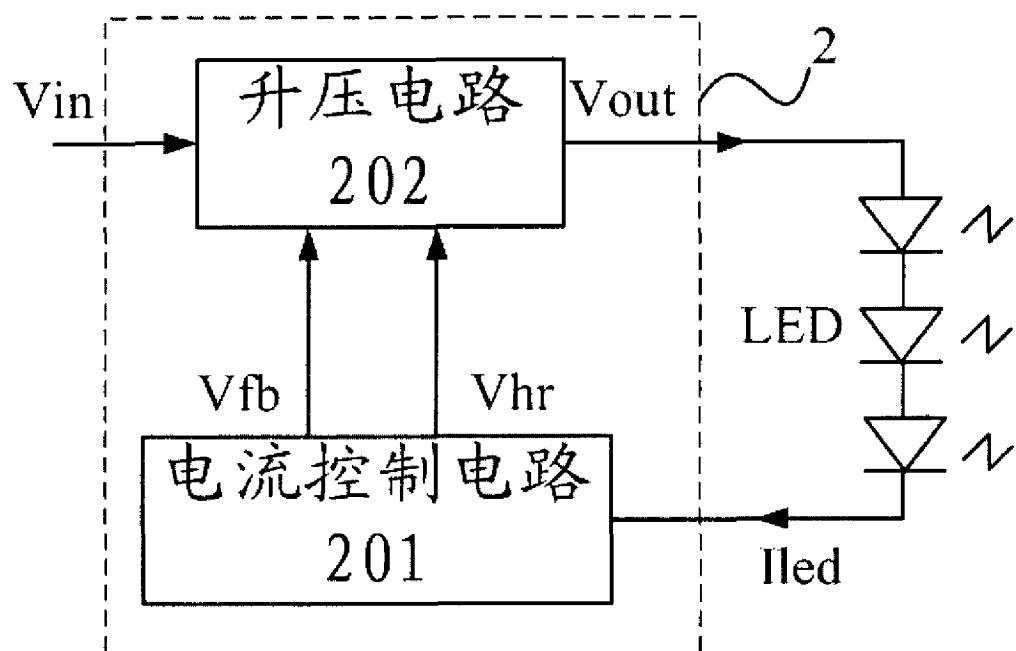


图 2

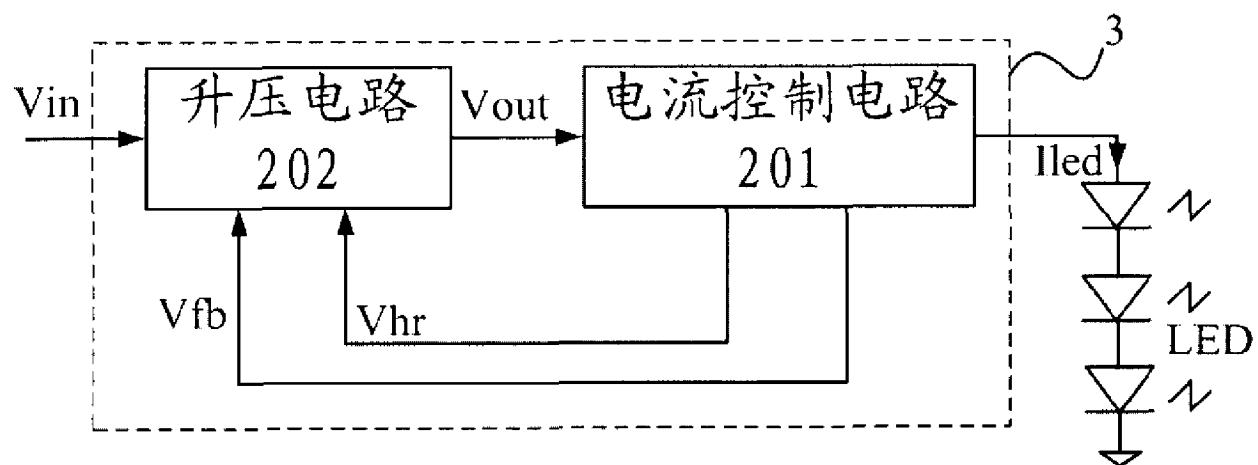


图 3

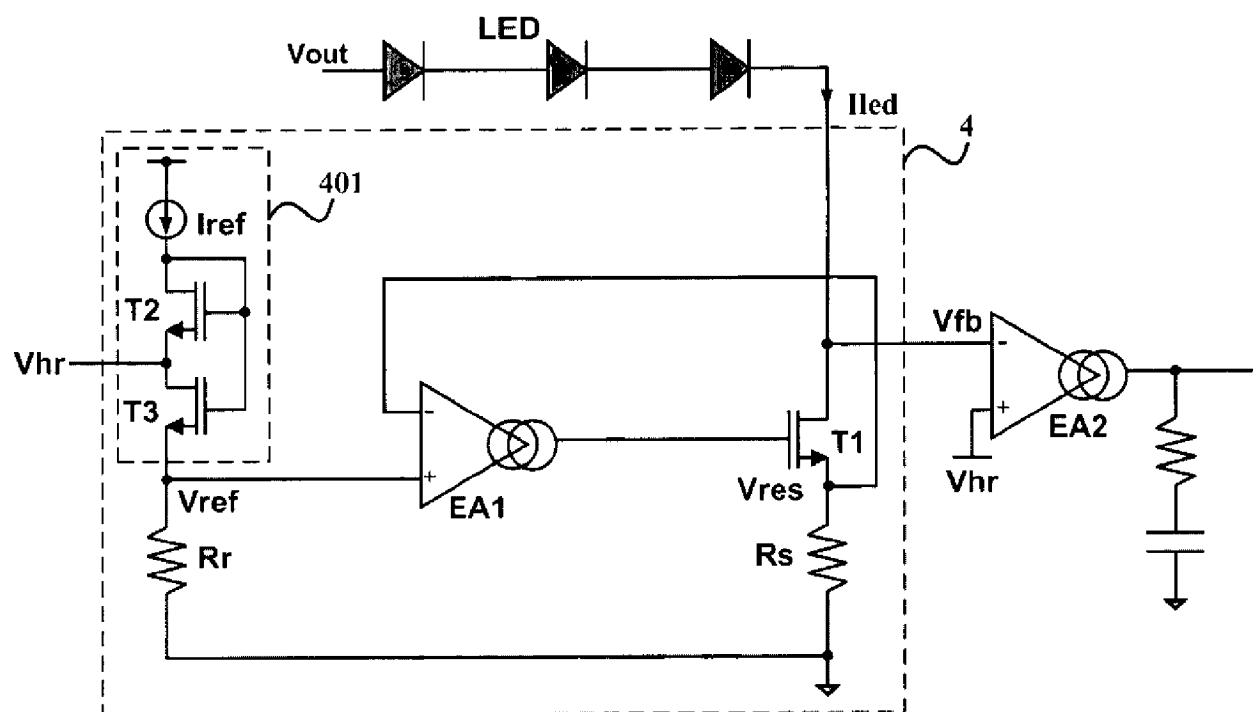


图 4

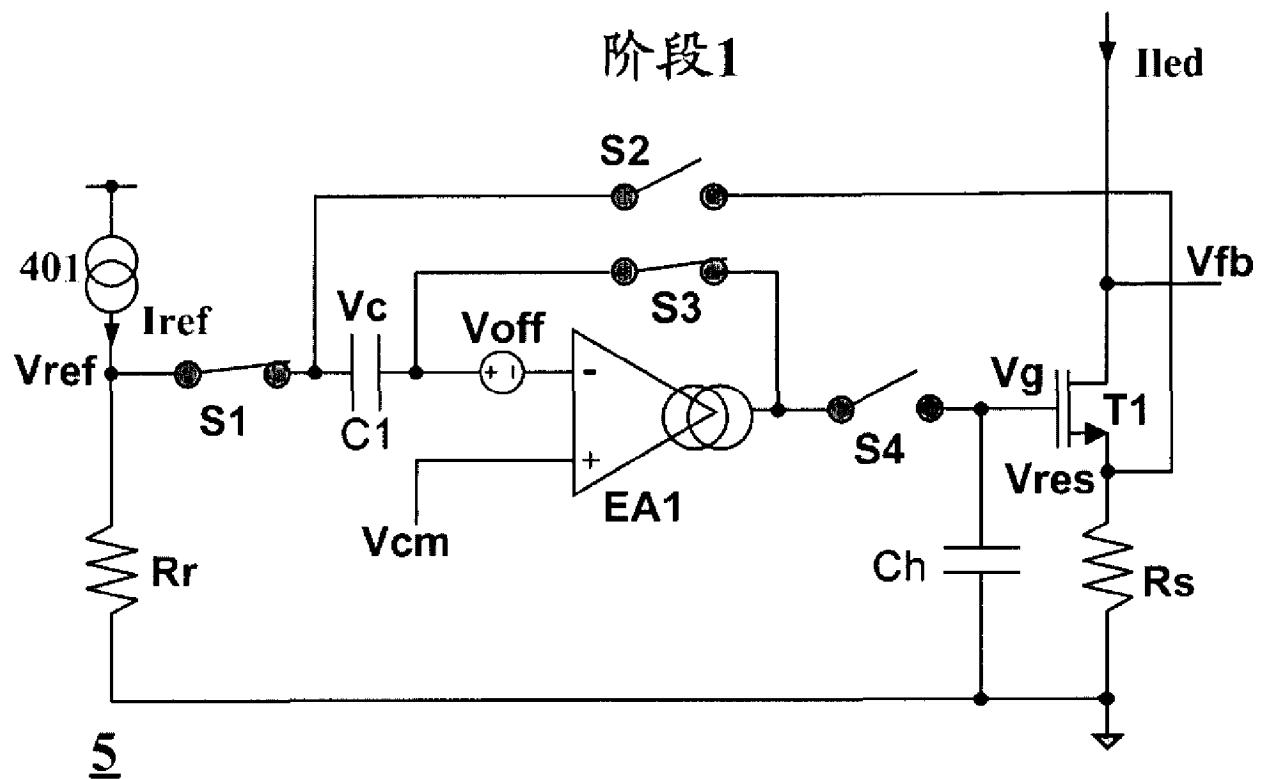


图 5A

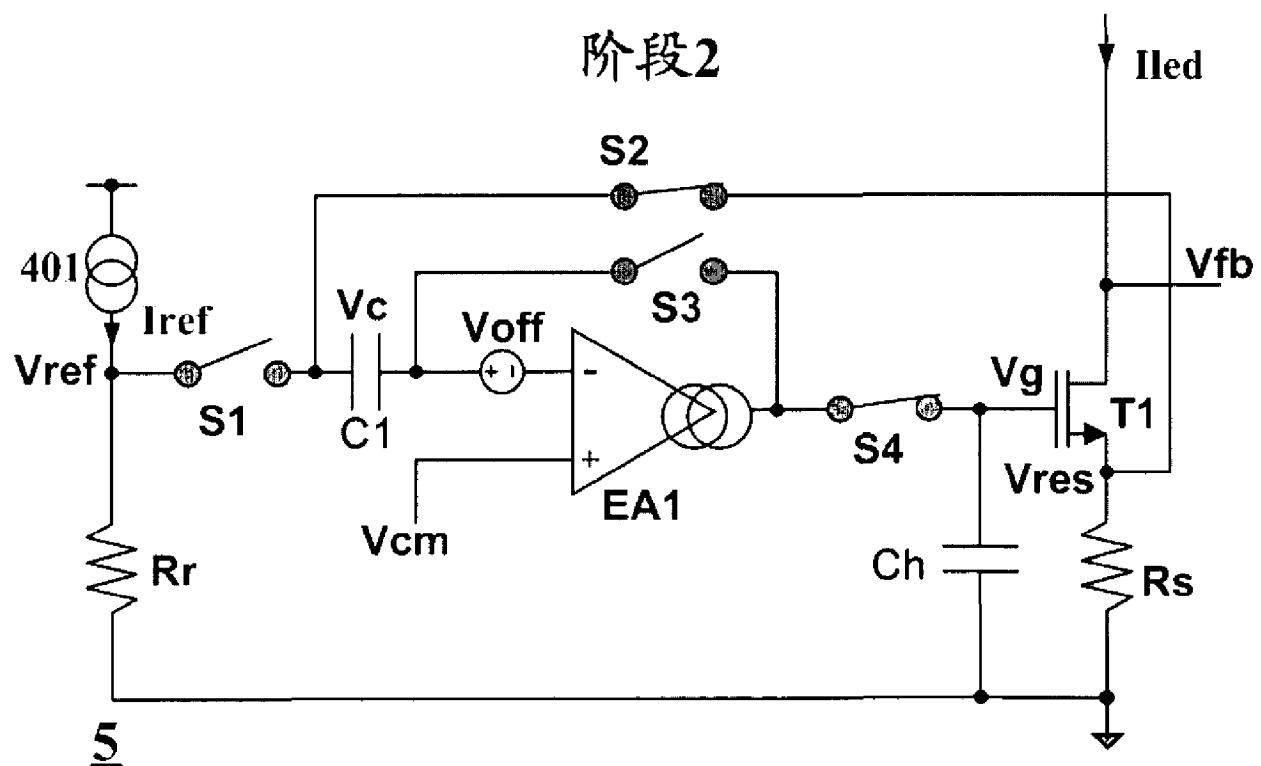
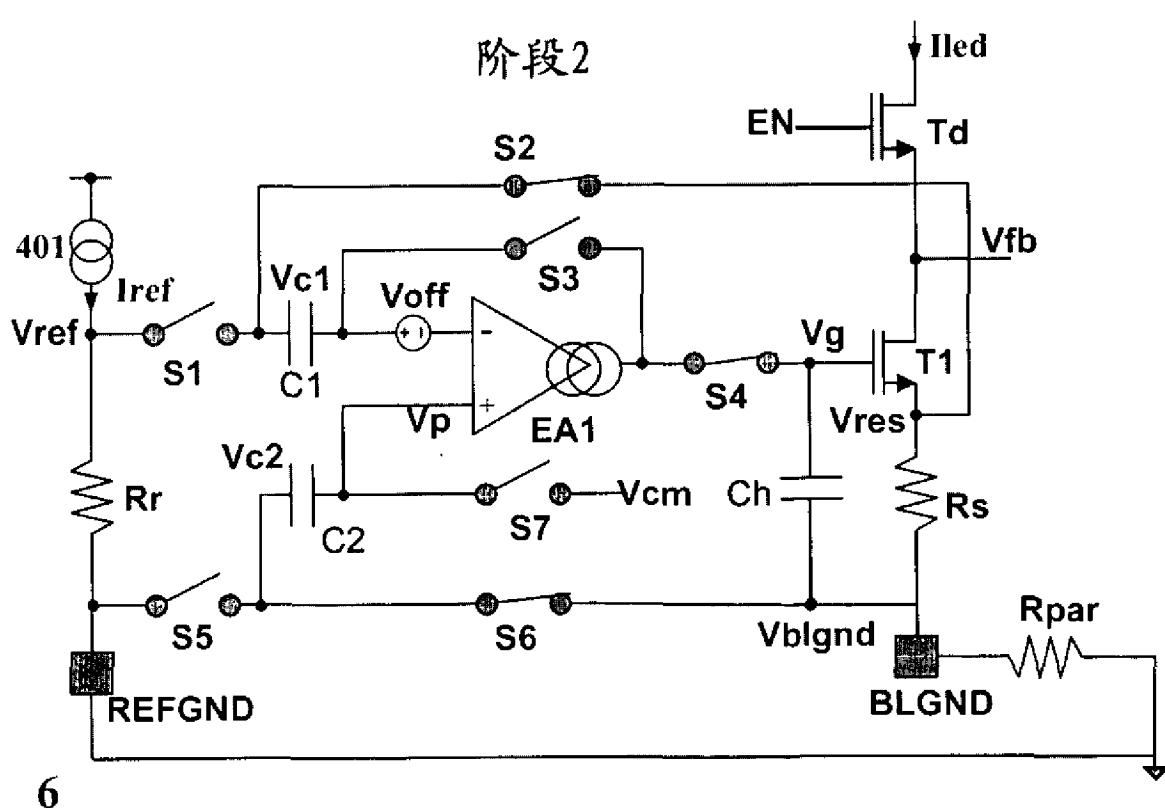
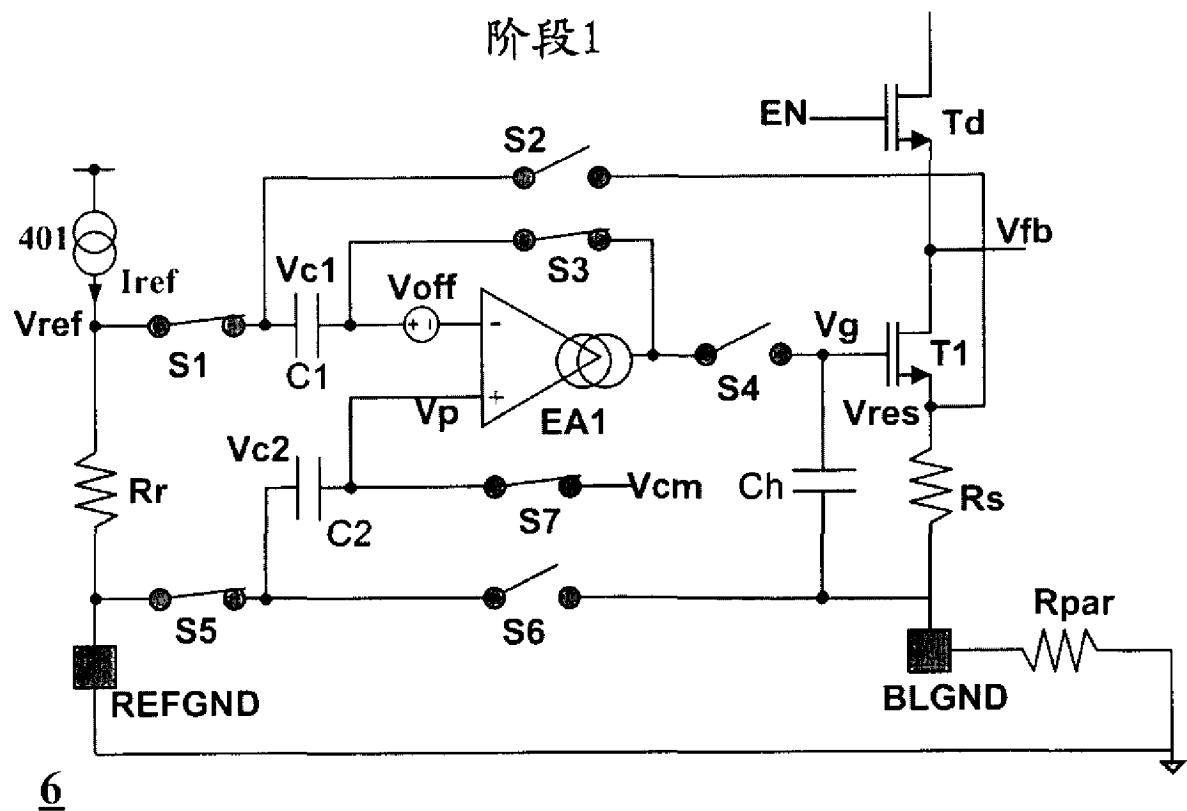


图 5B



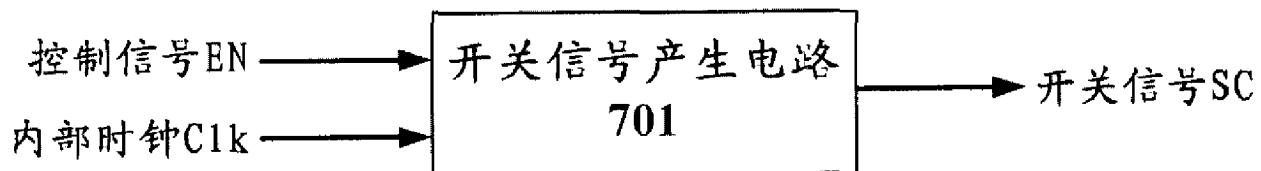


图 7A

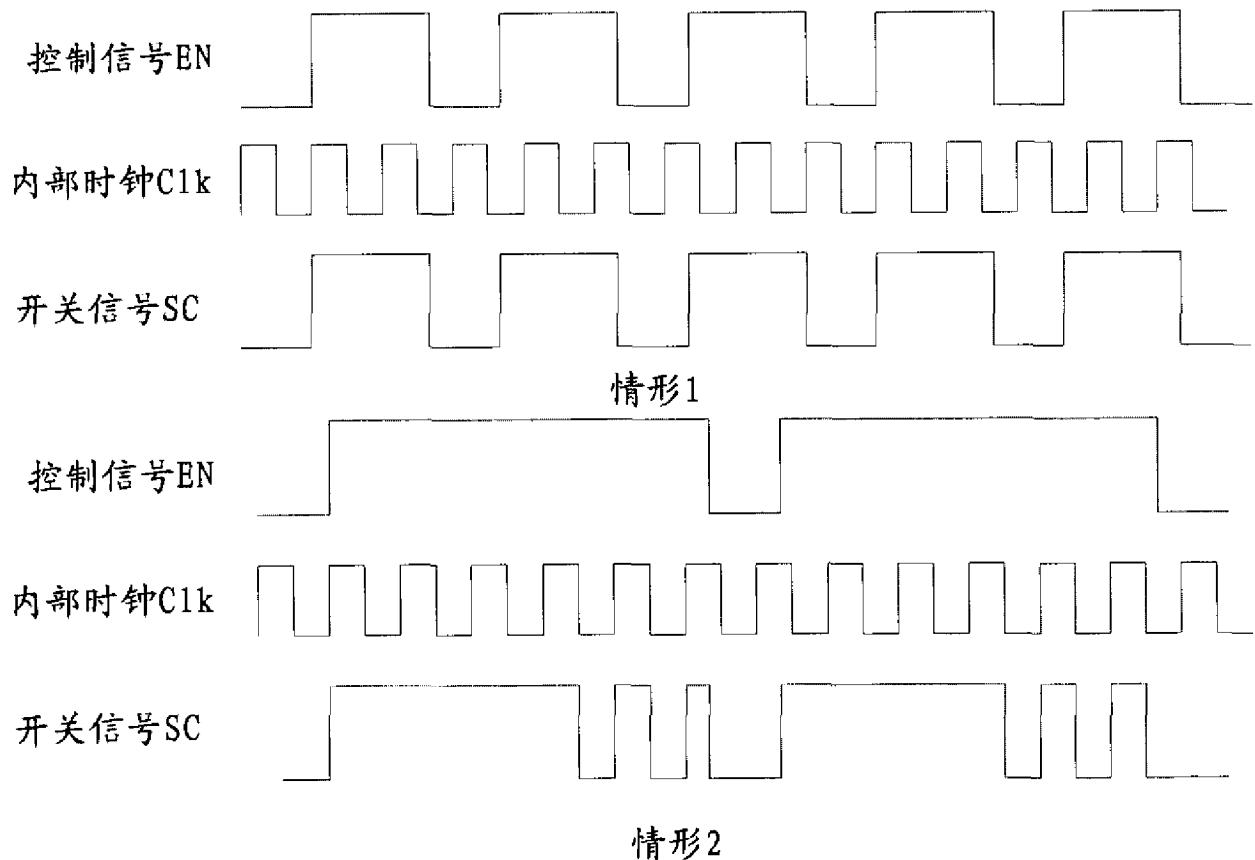


图 7B

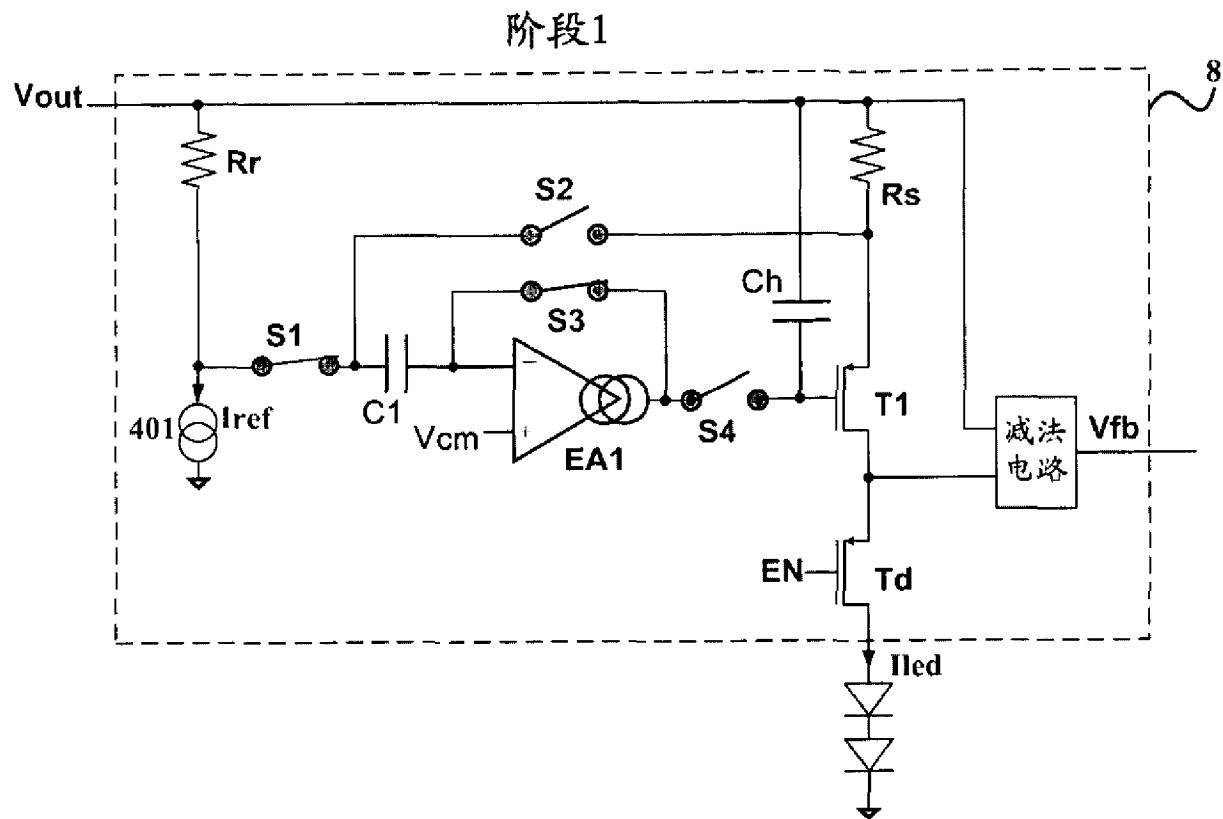


图 8A

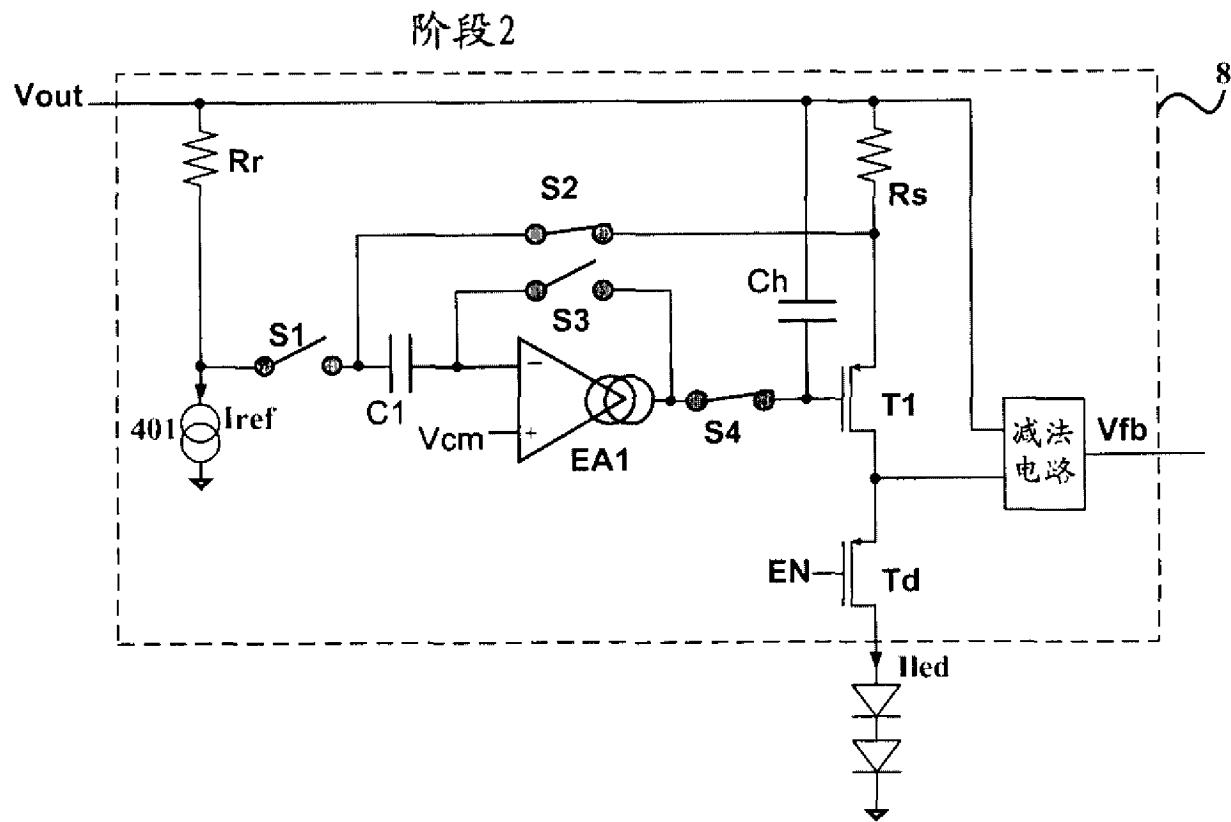


图 8B

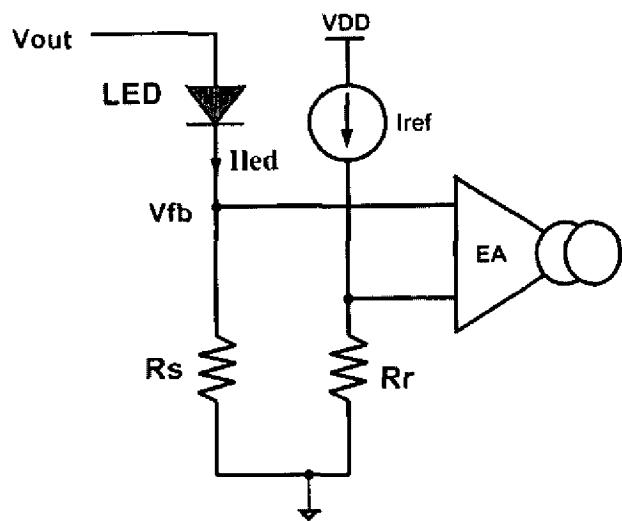


图 9(现有技术)