



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102648664 B

(45) 授权公告日 2015. 04. 22

(21) 申请号 201080055455. 3

H05B 33/08(2006. 01)

(22) 申请日 2010. 10. 07

(56) 对比文件

(30) 优先权数据

61/249, 483 2009. 10. 07 US

CN 200976693 Y, 2007. 11. 14, 全文.

US 2009167207 A1, 2009. 07. 02, 全文.

WO 2008112735 A2, 2008. 09. 18, 说明书第 1

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2012. 06. 07

页到第 13 页, 附图 1A、3、4A、5.

CN 101184353 A, 2008. 05. 21, 全文.

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/EP2010/065036 2010. 10. 07

审查员 许晨

(87) PCT国际申请的公布数据

W02011/042510 EN 2011. 04. 14

(73) 专利权人 皇家飞利浦有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬市

(72) 发明人 A. 维尔特曼

(74) 专利代理机构 北京市金杜律师事务所

11256

代理人 王茂华

(51) Int. Cl.

H05B 39/04(2006. 01)

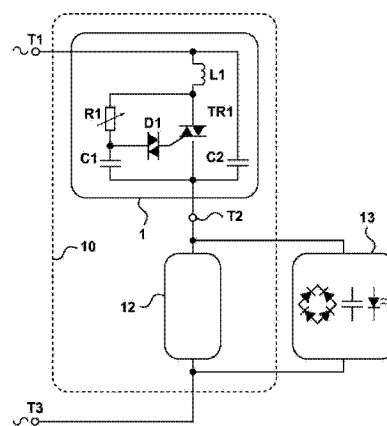
权利要求书5页 说明书15页 附图9页

(54) 发明名称

可调光的照明系统

(57) 摘要

本发明提供一种与包括连接至负载的三端双向可控硅开关元件 (TR1) 的调光器电路 (1) 一起操作的照明系统。该负载包括驱动器电路, 用于供应电流给包括一个或多个 LED(LED 1 至 4) 的光源, 该电流至少部分由已调整设定点值决定。该系统进一步包括设定点滤波器电路 (20), 用于取得调光器设定点值 (21), 其至少部分由调光器电路 (1) 的设定值决定, 并且用于产生已调整设定点值 (24)。该已调整设定点值相对于调光器设定点值变化的灵敏度在调光器设定点值的低值处是低的。



1. 一种与调光器电路 (1) 一起工作的照明系统, 该调光器电路 (1) 包括被连接至负载的三端双向可控硅开关元件 (TR1), 该负载包括用于供应电流给包括一个或多个 LED (LED 1 至 4) 的光源的驱动器电路, 该电流至少部分由已调整设定点值确定, 所述系统进一步包括设定点滤波器电路 (20), 用于取得至少部分由所述调光器电路 (1) 的设定确定的调光器设定点值 (21), 并且用于产生已调整设定点值 (24), 其中所述已调整设定点值相对于所述调光器设定点值变化的灵敏度在所述调光器设定点值的低数值处相对于所述调光器设定点值的高数值处的高灵敏度而言是低的; 其中所述已调整设定点在转折点之前保持在第一不变值 (34) 处。

2. 如权利要求 1 的照明系统, 其中所述设定点滤波器电路被配置成在所述调光器设定点值的低数值处以较低速率 (31) 提高所述已调整设定点, 并且在所述调光器设定点值的高数值处以较高速率 (32) 提高所述已调整设定点。

3. 如权利要求 2 的照明系统, 其中所述已调整设定点值响应所述调光器设定点值变化所产生的变动近似于指数响应 (36)。

4. 如前述权利要求中任一项的照明系统, 其中所述设定点滤波器电路在小于所述调光器设定点值的整个范围中产生所述已调整设定点值的整个范围。

5. 如前述权利要求 1-3 中任一项的照明系统, 其中所述设定点滤波器电路产生具有大于零的最小值 (34) 的已调整设定点值。

6. 如前述权利要求 1-3 中任一项的照明系统, 其中所述设定点滤波器电路被配置成产生所述已调整设定点, 所述已调整设定点在所述调光器设定点值的第一部分范围中具有所述第一不变值 (34), 在所述调光器设定点值的第二部分范围中以比所述第一部分更高的低速率 (31) 提高, 在所述调光器设定点值的第三部分范围中以比所述第二部分更高的速率 (32) 提高, 以及在所述调光器设定点值的第四部分范围中具有比所述第三部分更高的第二不变值 (35)。

7. 如前述权利要求 1-3 中任一项的照明系统, 其中所述设定点滤波器电路 (20) 包含二阶或是更高阶低通滤波器 (22), 用于过滤所述已接收的调光器设定点值 (21)。

8. 如前述权利要求 1-3 中任一项的照明系统, 其中所述设定点滤波器电路 (20) 是包括产生中间设定点值 (23) 的差动放大器 (U10), 其控制晶体管 (Q10) 以产生所述已调整设定点值 (24)。

9. 如前述权利要求 1-3 中任一项的照明系统, 其中所述驱动器电路包括电压控制电路 (26) 以及电流控制电路 (27), 其中所述电压控制电路根据电压设定点控制在所述驱动器电路的输出处的电压, 且所述电流控制电路根据电流设定点修正所述电压设定点。

10. 如权利要求 9 的照明系统, 其中所述电流控制电路在预设的范围内操作, 当所述电流控制电路处于其操作范围的边界时, 所述电压设定点保持在边界值。

11. 如前述权利要求 1-3 中任一项的照明系统, 其中所述设定点滤波器电路从所述调光器电路 (1) 的输出终端 (T2) 处的电压取得所述调光器设定点值。

12. 如权利要求 1-3 中任一项的照明系统, 其中所述设定点滤波器电路从所述调光器的三端双向可控硅开关元件 (TR1) 的击发角度导出所述调光器设定点值。

13. 如权利要求 12 的照明系统, 其中所述设定点滤波器电路从电源电压的过零点与所述过零点之后所述三端双向可控硅开关的第一触发点之间的时间延迟导出所述调光器设

定点值。

14. 如权利要求 12 的照明系统,进一步包括用于触发所述调光器的三端双向可控硅开关元件 (TR1) 的调光器触发电路 (12),且其中所述调光器设定点值是至少部分由流经调光器触发电路的电流的一个或多个上升沿和 / 或下降沿的出现时间,或是与所述上升沿和下降沿有关的电压确定。

15. 如权利要求 14 的照明系统,其中所述调光器设定点值至少部分由在流经调光器触发电路的电流的上升沿与下降沿之间的时间延迟,或是与所述上升沿和下降沿有关的电压确定。

16. 如前述权利要求 1-3 中任一项的照明系统,其中在所述调光器的三端双向可控硅开关元件 (TR1) 为导通时流经所述调光器电路 (1) 的电流低于所述调光器的三端双向可控硅开关元件的保持电流。

17. 如前述权利要求 1-3 中任一项的照明系统,其进一步包括用于触发所述调光器的三端双向可控硅开关元件 (TR1) 的调光器触发电路 (12),所述调光器触发电路包括:用于检测所述调光器触发电路的输入电压是否低于阈值的电压电平检测器 (15),以及用于在所述电压电平检测器所检测到的电压低于所述阈值时提供电流,否则被停用的双极电流源电路 (17)。

18. 如权利要求 17 的照明系统,其中,流经所述调光器触发电路 (12) 的最大电流低于所述调光器的三端双向可控硅开关元件 (TR1) 的保持电流。

19. 如权利要求 17 的照明系统,其中在所述调光器的三端双向可控硅开关元件 (TR1) 为导通时,流经所述调光器触发电路 (12) 的电流低于所述调光器的三端双向可控硅开关元件的保持电流。

20. 如权利要求 18-19 中任一项的照明系统,其中当所述调光器的三端双向可控硅开关元件 (TR1) 为关闭时,流经所述调光器触发电路 (12) 的电流低于所述三端双向可控硅开关元件的保持电流。

21. 如权利要求 18-19 中任一项的照明系统,其中所述调光器触发电路在操作中消耗的平均功率小于 100mW。

22. 一种使用在照明系统之中的设定点滤波器电路 (20),所述照明系统包括三端双向可控硅开关元件调光器电路 (1)、包括一个或多个 LED 的光源及用于供应电流给一个或多个 LED(LED 1 至 4) 的驱动器电路,所述电流至少部分由已调整设定点值确定,所述设定点滤波器电路包括:

输入电路,用于取得至少部分由所述调光器电路 (1) 的设置确定的调光器设定点值 (21);以及

调整电路,用于产生已调整设定点值 (24),其中所述已调整设定点值相对于所述调光器设定点值变化的灵敏度在所述调光器设定点值的低数值处相对于所述调光器设定点值的高数值处的高灵敏度而言是低的;

其中所述已调整设定点在转折点之前保持在第一不变值 (34) 处。

23. 如权利要求 22 的设定点滤波器电路,其中,所述已调整设定点在所述调光器设定点值的低值处以较低速率 (31) 提高,而在所述调光器设定点值的高值处以较高速率 (32) 提高。

24. 如权利要求 22 或 23 的设定点滤波器电路,其中,所述已调整设定点值响应所述调光器设定点值变化所产生的变动近似于指数响应 (35)。

25. 如权利要求 22 或 23 的设定点滤波器电路,其中所述调整电路在小于所述调光器设定点值的整个范围中产生所述已调整设定点值的整个范围。

26. 如权利要求 22 或 23 的设定点滤波器电路,其中所述调整电路产生具有大于零的最小值 (34) 的已调整设定点值。

27. 如权利要求 22 或 23 的设定点滤波器电路,其中所述输入电路包括二阶或更高阶低通滤波器 (22),用于过滤所述已接收的调光器设定点值 (21)。

28. 如权利要求 22 或 23 的设定点滤波器电路,其中所述调整电路包括产生中间设定点值 (23) 的差动放大器 (U10),其控制晶体管 (Q10) 以产生所述已调整设定点值 (24)。

29. 如权利要求 22 或 23 的设定点滤波器电路,其中所述调光器设定点值是从所述调光器电路 (1) 的输出终端 (T2) 处的电压导出的。

30. 如权利要求 22 或 23 的设定点滤波器电路,其中所述设定点滤波器电路从所述调光器的三端双向可控硅开关元件 (TR1) 的击发角度导出所述调光器设定点值。

31. 如权利要求 30 的设定点滤波器电路,其中所述调光器设定点值是从电源电压的过零点与在所述过零点之后所述三端双向可控硅开关元件的第一触发点之间的时间延迟导出的。

32. 一种与包括三端双向可控硅开关元件 (TR1) 的调光器电路 (1) 一起操作的照明系统,所述系统包括包含一个或多个 LED 的光源、包括用于触发所述调光器的三端双向可控硅开关元件的调光器触发电路 (12) 的负载以及用于供应电流给所述一个或多个 LED (LED 1 至 4) 的驱动器电路,其中由所述驱动器电路供应的所述电流至少部分由调光器设定点值确定,且其中所述调光器设定点值至少部分从所述调光器的三端双向可控硅开关元件的击发角度导出;其中所述已调整设定点在转折点之前保持在第一不变值 (34) 处。

33. 如权利要求 32 的照明系统,其中所述驱动器电路从在电源电压的过零点与在所述过零点之后所述三端双向可控硅开关元件的第一触发点之间的时间延迟处导出所述调光器设定点值。

34. 如权利要求 32 或 33 的照明系统,其中所述调光器设定点值至少部分由流经调光器触发电路的电流的一个或多个上升沿及 / 或下降沿的出现时间,或是与所述上升沿和下降沿有关的电压确定。

35. 如权利要求 34 的照明系统,其中所述调光器设定点值至少部分由流经调光器触发电路的电流的上升沿与下降沿之间的时间延迟,或是与所述上升沿和下降沿有关的电压确定。

36. 如权利要求 32 或 33 的照明系统,其中所述驱动器电路包括电压控制电路 (26) 以及电流控制电路 (27),其中所述电压控制电路根据电压设定点控制所述驱动器电路的输出处的电压,且所述电流控制电路根据电流设定点修正所述电压设定点。

37. 如权利要求 36 的照明系统,其中所述电流控制电路在预设的范围内操作,当所述电流控制电路处于其操作范围的边界时,所述电压设定点保持在边界值。

38. 如权利要求 32 或 33 的照明系统,其中当所述调光器的三端双向可控硅开关元件 (TR1) 为导通时,所述流经所述调光器电路 (1) 的电流低于所述调光器的三端双向可控硅

开关元件的保持电流。

39. 如权利要求 32 或 33 的照明系统,其中所述调光器触发电路包括:用于检测所述调光器触发电路的输入电压是否低于阈值的电压电平检测器(15);以及用于在所述电压电平检测器所检测到的电压低于所述阈值时提供电流,否则被停用的双极电流源电路(17)。

40. 如权利要求 32 或 33 的照明系统,其中流经所述调光器触发电路(12)的最大电流低于所述调光器的三端双向可控硅开关元件(TR1)的保持电流。

41. 如权利要求 32 或 33 的照明系统,其中当所述调光器的三端双向可控硅开关元件(TR1)为导通时,流经所述调光器触发电路(12)的电流低于所述三端双向可控硅开关元件的保持电流。

42. 如权利要求 32 或 33 的照明系统,其中当所述调光器的三端双向可控硅开关元件(TR1)为关闭时,流经所述调光器触发电路(12)的电流低于所述三端双向可控硅开关元件的保持电流。

43. 如权利要求 32 或 33 的照明系统,其中所述调光器触发电路在操作中消耗的平均功率小于 100mW。

44. 如权利要求 32 或 33 的照明系统,进一步包括用于从所述调光器设定值(21)产生已调整设定值(24)的设定值滤波器电路(20),其中所述已调整设定值相对于所述调光器设定值变化的灵敏度在所述调光器设定值的低值处相对于所述调光器设定值的高数值处的高灵敏度而言是低的。

45. 如权利要求 44 的照明系统,其中所述设定值滤波器电路被配置成在所述调光器设定值的低值处以较低速率(31)提高所述已调整设定点,并且在所述调光器设定值的高值处以较高速率(32)提高所述已调整设定点。

46. 如权利要求 44 的照明系统,其中所述已调整设定值响应所述调光器设定值变化所产生的变动近似指数响应(36)。

47. 如权利要求 44 的照明系统,其中所述设定值滤波器电路在小于所述调光器设定值的整个范围中产生所述已调整设定值的整个范围。

48. 如权利要求 44 的照明系统,其中所述设定值滤波器电路产生具有大于零的最小值(34)的已调整设定值。

49. 如权利要求 44 的照明系统,其中所述设定值滤波器电路配置成产生所述已调整设定点,所述已调整设定点在所述调光器设定值的第一部分范围中具有所述第一不变值(34),在所述调光器设定值的第二部分范围中以比所述第一部分更高的低速率(31)提高,在所述调光器设定值的第三部分范围中以比所述第二部分更高的高速率(32)提高,以及在所述调光器设定值的第四部分范围中具有比所述第三部分更高的第二基本上不变的值(35)。

50. 一种与包括三端双向可控硅开关元件(TR1)的调光器电路(1)一起操作的照明系统,所述系统包括:包括一个或多个 LED 的光源,及包括用于触发所述调光器的三端双向可控硅开关元件的调光器触发电路(12)的负载,以及用于供应电流给所述一个或多个 LED(LED 1 至 4)的驱动器电路,所述驱动器电路包括功率因数校正电路,其中由所述驱动器电路供应的所述电流至少部分由调光器设定值确定,所述调光器设定值至少部分从所述调光器的三端双向可控硅开关元件的击发角度导出;其中所述已调整设定点在转折点

之前保持在第一不变值 (34) 处。

可调光的照明系统

技术领域

[0001] 本发明涉及一种用于低负载应用（举例来说，基于 LED 的光源）的调光器触发电路。本发明还进一步涉及一种包括这样的调光器触发电路的调光器系统。

背景技术

[0002] 一般来说，相位控制调光器包括用于交流电流的三极管 (triode)，其进一步被称为三端双向可控硅开关元件 (triac)。三端双向可控硅开关元件是双向切换器，其能够在被触发（也就是，被开启）之后于任一方向中导通电流。其可能会被施加至其栅极的正电压或负电压（也就是，当有小电流被施加至其栅极时）触发。此电流仅需要被施加一段很短的时间，也就是，长度为几个微秒。换言之，该三端双向可控硅开关元件必须被触发 (triggered) 或是“被击发 (fired)”。一旦被触发之后，该装置会持续地导通，直到流过它的电流下降到特定的阈值数值以下为止，例如，在交流电流 (Alternating Current, AC) 市电电源供应的半循环结尾处，其亦称为过零点 (zero-crossing)。因此，该三端双向可控硅开关元件便会“关闭”。

[0003] 这些调光器非常适合调整会吸取很高电流的白炽灯泡的明暗。当这些调光器用于较小负载时，例如，基于发光二极管 (Light-Emitting Diode, LED) 的光源，则会遭遇到各种问题。这是在已经安装传统的三端双向可控硅开关元件调光器配合电灯泡使用的情况中以 LED 新型电灯泡取代标准白炽灯泡便会发生的特殊问题。

[0004] LED 光源可能不会吸取足够的电流让调光器中的三端双向可控硅开关元件在必要时开启，从而无法调整光的明暗或者会使得该调光器的操作不稳定。调光器上的小电阻性负载可能会因三端双向可控硅开关元件的多次击发而在该调光器输出处造成电压的振荡，从而造成不正确的调光操作。在低调光器设定值处，该 LED 驱动器电路可能会双态触发开启与关闭，从而导致来自该 LED 光源的光会短暂地闪烁。再者，肉眼通常会根据对数曲线来感知光强度；相反地，LED 却有几乎线性的响应，所发出的光强度近似和流过该 LED 的电流成正比。当配合传统的调光器来操作时，一 LED 光源便无法平顺地调光而且被感知的光强度的变化相对于该调光器的旋钮位置不会有直觉性的关系。另外，电源电压中的小变化可能还会导致该 LED 光源所发出的光出现看得见的闪烁。

发明内容

[0005] 本发明试图根据各实施例解决各项这类问题。根据其中一个方面，本发明涉及一种与调光器电路一起工作的照明系统，该调光器电路包括被连接至负载的三端双向可控硅开关元件。该负载包括驱动器电路，用于供应电流给包括一个或多个 LED 的光源，该电流至少部分由已调整设定点值决定。该系统进一步包括设定点滤波器电路，用于取得调光器设定点值，其至少部分由调光器电路的设定值决定，并且用于产生已调整设定点值。该已调整设定点值相对于调光器设定点值变化的灵敏度在调光器设定点值的低值处是低的。

[0006] 该设定点滤波器电路可能被配置成在调光器设定点值的低值处以较低的速率来

提高已调整设定点,并且在调光器设定点值的高值处以较高的速率来提高已调整设定点。该已调整设定点值响应于调光器设定点值变化所产生的变动优选地近似于指数响应。该设定点滤波器电路优选地在小于调光器设定点值的整个范围中产生已调整设定点值的整个范围,并且优选地产生最小数值大于零的已调整设定点值。

[0007] 该设定点滤波器电路可能还被配置成产生已调整设定点,该已调整设定点在调光器设定点值的第一部分范围中具有第一基本上不变的数值,在调光器设定点值的第二部分范围中以低速率提高,在调光器设定点值的第三部分范围中以高速率提高,以及在调光器设定点值的第四部分范围中具有第二基本上不变的数值。

[0008] 该设定点滤波器电路可能还包含二阶或是更高阶低通滤波器,用于过滤已接收的调光器设定点值。设定点滤波器电路可能包含用于产生中间设定点值的差动放大器,其控制晶体管以产生已调整设定点值。

[0009] 驱动器电路可以利用电压控制电路以及电流控制电路来设计,其中,该电压控制电路根据电压设定点来控制所述驱动器电路的输出处的电压,而电流控制电路则根据电流设定点来修正所述电压设定点。电流控制电路可能被设计成工作在预设范围内,当电流控制电路在其操作范围的边界处时,该电压设定点便会保持在边界值处。

[0010] 设定点滤波器电路可以从调光器电路的输出终端处的电压取得调光器设定点值。或者,设定点滤波器电路也可以从调光器三端双向可控硅开关元件的击发角度(firing angle)来导出调光器设定点值,而且调光器设定点值可以从电源电压的过零点及该过零点之后该三端双向可控硅开关元件的第一触发点之间的时间延迟被导出。

[0011] 照明系统可能还包含用于触发调光器三端双向可控硅开关元件的调光器触发电路,而且调光器设定点值可能至少部分由流经调光器触发电路的电流的一个或多个上升沿及/或下降沿的出现时间,或是与该上升沿和下降沿有关的电压决定。因此,调光器设定点值可能至少部分由流经调光器触发电路的电流的上升沿和下降沿之间的时间延迟,或是与该上升沿和下降沿有关的电压决定。本发明的照明系统可能被设计成在调光器的三端双向可控硅开关元件为导通时当流经调光器电路的电流在调光器三端双向可控硅开关元件的保持电流(holding current)以下时进行操作。

[0012] 照明系统可能包含用于触发调光器三端双向可控硅开关元件的调光器触发电路,其中,调光器触发电路包括:电压电平检测器,用于检测调光器触发电路的输入电压是否在阈值之下;以及双极电流源电路,用于在电压电平检测器所检测到的电压在阈值之下时提供电流,否则便会被停用。该照明系统可能被设计成使得流经调光器触发电路的最大电流在调光器三端双向可控硅开关元件的保持电流以下,以及当调光器三端双向可控硅开关元件为导通时或是当调光器三端双向可控硅开关元件为关闭时流经调光器触发电路的电流在三端双向可控硅开关元件的保持电流以下。调光器触发电路可能被设计成在操作中其消耗的平均功率小于 100mW。

[0013] 在另一方面,本发明还涉及一种使用在照明系统之中的设定点滤波器电路,该照明系统包括三端双向可控硅开关元件调光器电路、包括一个或多个 LED 的光源、以及用于供应电流给一个或多个 LED 的驱动器电路,其中,该电流至少部分由已调整设定点值决定。设定点滤波器电路包括:输入电路,用于取得至少部分由调光器电路的设定值决定的调光器设定点值;以及调整电路,用于产生已调整设定点值,其中,该已调整设定点值相对于调

光器设定点值变化的灵敏度在调光器设定点值的低值处是低的。

[0014] 设定点滤波器电路可能被设计成在调光器设定点值的低值处以较低的速率来提高该已调整设定点,并且在调光器设定点值的高值处以较高的速率来提高该已调整设定点,而且该已调整设定点值响应于调光器设定点值变化所产生的变动可能近似于指数响应。调整电路可能被配置成在小于调光器设定点值的整个范围中产生已调整设定点值的整个范围,并且可能产生最小值大于零的已调整设定点值。该输入电路可能包括二阶或是更高阶低通滤波器,用于过滤已接收的调光器设定点值。该调整电路可能包括用于产生中间设定点值的差动放大器,其控制晶体管用于产生已调整设定点值。

[0015] 设定点滤波器电路可能从调光器电路的输出终端处的电压导出调光器设定点值。调光器设定点值还可以从调光器三端双向可控硅开关元件的击发角度导出,而且这可以藉由从电源电压的过零点及该过零点之后三端双向可控硅开关元件的第一触发点之间的时间延迟来导出调光器设定点值而达成。

[0016] 又,在另一方面,本发明涉及一种与包括三端双向可控硅开关元件的调光器电路一起操作的照明系统,其中,该系统包括:光源,其包括一个或多个LED;以及负载,其包括用于触发调光器三端双向可控硅开关元件的调光器触发电路,以及用于供应电流给该等一个或多个LED的驱动器电路,其中,由该驱动器电路供应的电流至少部分由调光器设定点值决定,且其中,调光器设定点值至少部分从调光器三端双向可控硅开关元件的击发角度导出。

[0017] 该驱动器电路优选地从电源电压的过零点及该过零点之后三端双向可控硅开关元件的第一触发点之间的时间延迟来导出调光器设定点值。调光器设定点值可能至少部分由流经调光器触发电路的电流的一个或多个上升沿及/或下降沿的出现时间,或是与该上升沿和下降沿有关的电压决定。调光器设定点值可能至少部分由流经调光器触发电路的电流的一上升沿与一下降沿之间的时间延迟,或是与该上升沿和下降沿有关的电压决定。

[0018] 驱动器电路可能包括电压控制电路以及电流控制电路,其中,电压控制电路根据电压设定点来控制所述驱动器电路的输出处的电压,而电流控制电路则根据电流设定点来修正电压设定点。电流控制电路优选地在预设范围内操作,当电流控制电路在其操作范围的边界处时,电压设定点便保持在边界数值处。照明系统可能被配置成使得当调光器三端双向可控硅开关元件为导通时流经调光器电路的电流在三端双向可控硅开关元件的保持电流以下,而且流经调光器触发电路的最大电流可能在调光器三端双向可控硅开关元件的保持电流以下。照明系统可能被配置成,其中,当调光器三端双向可控硅开关元件为导通时以及当调光器三端双向可控硅开关元件为关闭时流经调光器触发电路的电流在三端双向可控硅开关元件的保持电流以下。照明系统可能还包括设定点滤波器电路,用于从调光器设定点值产生已调整设定点值,其中,已调整设定点值相对于调光器设定点值变化的灵敏度在调光器设定点值的低值处是低的。

[0019] 本发明的进一步观点涉及一种与包括三端双向可控硅开关元件的调光器电路一起操作的照明系统,该系统包括:光源,其包括一个或多个LED;以及负载,其包括调光器触发电路,用于触发调光器三端双向可控硅开关元件,以及驱动器电路,用于供应电流给一个或多个LED,该驱动器电路包括功率因数校正电路,其中,由驱动器电路供应的电流至少部分由调光器设定点值决定,该调光器设定点值至少部分从调光器三端双向可控硅开关元件

的击发角度导出。

附图说明

- [0020] 图 1 示意性地显示被连接至白炽灯泡的传统调光器；
- [0021] 图 2A 所示的是跨越调光器电路的 AC 供应电压的范例波形图；
- [0022] 图 2B 与 2C 所示的是在不同调光器设定点处跨越该调光器负载的电压的范例波形图；
- [0023] 图 3 所示的是根据本发明一实施例的照明系统的示意图,其包含被连接至 LED 光源的调光器触发电路；
- [0024] 图 4 所示的是根据本发明一实施例使用在照明系统中的调光器触发电路的额外细节的示意图；
- [0025] 图 5 所示的是调光器触发电路的另一实施例的示意图；
- [0026] 图 6 所示的是调光器触发电路的一实施例的简化电路图；
- [0027] 图 7A 所示的是图 6 的调光器触发电路的终端之间的电压 - 电流行为曲线图；
- [0028] 图 7B 所示的是包括微处理器的调光器触发电路的实施例的终端之间的电压 - 电流行为曲线图；
- [0029] 图 8 所示的是设定点滤波器电路的实施例的简化电路图；
- [0030] 图 9A 所示的是有两个斜率的已调整设定点之变化的范例的曲线图；
- [0031] 图 9B 所示的是近似指数响应的已调整设定点之变化的范例的曲线图；
- [0032] 图 10 所示的是 LED 驱动器电路的实施例的二次侧的简化电路图；
- [0033] 图 11A 所示的是当调光器的三端双向可控硅开关元件电流在该三端双向可控硅开关元件的保持电流之上时的调光器输出电压的范例的曲线图；以及
- [0034] 图 11B 所示的是当调光器的三端双向可控硅开关元件电流为不连续或是在该三端双向可控硅开关元件的保持电流之下时的调光器输出电压的范例的曲线图。

具体实施方式

[0035] 下面将仅藉由范例来说明本发明的特定实施例。图 1 示例性显示被连接至负载 3 的传统调光器 1, 负载 3 通常是白炽电灯泡。调光器 1 包括三端双向可控硅开关元件 TR1, 其并联连接可变电阻器 R1 并且串联连接电容器 C1。在本说明中, 电阻器 R1 与电容器 C1 的组合会被称为 RC 电路或是定时器电路。除此之外, 调光器还包括一触发组件, 也就是, 适合触发三端双向可控硅开关元件 TR1 的组件。一般来说, 交流二极管 (Diode for Alternating Current, diac) 会被用来达到此目的。交流二极管是双向触发二极管, 其会在超过交流二极管阈值电压 (亦称为交流二极管触发电压) 之后导通电流。当流过交流二极管的电流保持在阈值电流之上时, 交流二极管便会保持导通。如果电流下降至阈值电流以下, 交流二极管便会切换回到高阻值状态。这些特征会使得交流二极管非常适合当作三端双向可控硅开关元件的触发切换器。

[0036] 图 1 的调光器 1 包括交流二极管 D1, 交流二极管 D1 在第一端处被连接在可变电阻器 R1 与电容器 C1 之间, 并且在第二端处被连接至三端双向可控硅开关元件 TR1 的栅极。调光器 1 有两个终端, 也就是, 终端 T1 与 T2。调光器 1 及其负载 3 (电灯泡) 被串联连接在

AC 电压源两端。

[0037] 如先前所提及,当流过三端双向可控硅开关元件 TR1 的电流下降到它的阈值数值以下时三端双向可控硅开关元件 TR1 关闭。一旦通过 AC 电源电压的过零点时, RC 电路便会“看见”实际的 AC 电源电压而且 C1 会进行充电。要注意的是,此充电电流也会流过白炽灯泡 3。一旦跨越 C1 的电压抵达交流二极管 D1 的触发电压时,交流二极管便会开始导通并且会供应电流给 TR1 的栅极,同时会使电容器 C1 放电。因此,三端双向可控硅开关元件 TR1 会被触发并且被开启,而且电流现在会开始流过三端双向可控硅开关元件 TR1 而且电容器 C2 会被放电。

[0038] 通过调整 R1 的阻值(举例来说,藉由调光器旋钮或是类似物来操作分压计(potentiometer)),便可以设定抵达跨越 C1 的交流二极管触发电压所需要的时间。电阻器 R1 的数值越高,抵达 C1 上的交流二极管触发电压便需要越长的时间,因此造成三端双向可控硅开关元件 TR1 有较短的导通时间间隔。要了解的是,通过调整电流流过三端双向可控硅开关元件 TR1 的时间,便能够调整被施加至电灯泡 3 的功率,并且因而能够调整它的照度。

[0039] 多个组件可能会被加入至上述的基础调光器电路,用于过滤因三端双向可控硅开关元件 TR1 的切换所产生的电磁干扰(Electromagnetic Interference,EMI)。举例来说,电容器 C2 可能会跨越三端双向可控硅开关元件 TR1 及串联三端双向可控硅开关元件 TR1 的电感器 L1 被并入。虽然这些额外的组件有助于降低 EMI;不过,跨越三端双向可控硅开关元件的电容器 C2 却会增加流过调光器 1(以及负载 3)用于为电容器 C1 充电并且触发三端双向可控硅开关元件所需要的电流。这是因为此电流必须为电容器 C1 与 C2 两者充电。

[0040] 图 2A 所示的是跨越调光器 1,跨越终端 T1 至 T3,的 AC 电源电压的波形图;而图 2B 与 2C 所示的是在可变电阻器 R1 的不同调光器设定点处跨越负载 3(终端 T2 至 T3)的最终电压的近似波形,其假设有一电阻性负载 3。AC 电源电压会在一半循环的过零点 t_0 处变成零。在此点处,三端双向可控硅开关元件会停止导通而且跨越负载 3 的电压会变成接近零。跨越负载 3 的电压并非确切为零,因为仍然会有小电流继续流过串联连接的调光器 1 与负载 3,举例来说,用于为电容器 C1 与 C2 充电的电流。

[0041] 如图 2B 中所示,在时间 t_1 处,电容器 C1 已经被充分充电,以触发交流二极管 D1,其接着触发三端双向可控硅开关元件 TR1,而且跨越负载 3 的电压会上升至近似电源电压处,而且流过负载 3 的电流同样会大幅地提高。当负载非常高的时候,在抵达下一个过零点 t_0 之前三端双向可控硅开关元件会一直保持导通。因此,在每一个半循环的周期 A 期间,三端双向可控硅开关元件为关闭而且电容器 C1 是在进行充电。C1 的充电速率以及周期 A 的时间长度取决于调光器设定值,也就是,由调光器旋钮所设定的可变电阻器 R1 的阻值。在周期 B 期间,三端双向可控硅开关元件为开启而且负载 3 被连接跨越电源电压,而正常操作电流则流过调光器与负载。从图 2B 的波形中可以看出,在每一个半循环期间的平均电压会略微下降,导致流过电阻性负载的电流小幅的下降,当负载是电灯泡时会看到稍微的变暗。

[0042] 在图 2C 中,调光器设定值改变以提高可变电阻器 R1 的阻值,用于将光进一步调暗。在时间 t_2 处,电容器 C1 被充分地充电,以触发交流二极管 D1 与三端双向可控硅开关元件 TR1,而且三端双向可控硅开关元件一直保持开启至下一个过零点 t_0 为止。因此,在较长的周期 C 期间三端双向可控硅开关元件为关闭,而在较短的周期 D 期间三端双向可控硅

开关元件则为开启。因此,图 2C 中的波形在每一个半循环期间会有大幅下降的平均电压,从而会导致流过负载的电流大幅的下降,当负载是一电灯泡时会看到明显的变暗。可以看到的是,调光器藉由调整过零点(在过零点之后三端双向可控硅开关元件会被开启,其亦称为三端双向可控硅开关元件的击发角度)之后的延迟来实施相位控制。

[0043] 图 1 中的调光器(例如,调光器 1)如果被用来调整一负载(例如,白炽电灯泡)之明暗的话会正确地运行,该白炽电灯泡在三端双向可控硅开关元件为关闭时会有很高的负载并且会因而吸取大量电流用于正确地为该电容器 C1 充电。也就是,在电源电压的过零点之后,流过负载的电流必须够高,以便达到为 RC 电路中的电容器 C1(以及 C2)重新充电的目的。如果没有够高的电流流过负载 3,三端双向可控硅开关元件 TR1 便根本不会被触发,或者仅在调光器旋钮被设为使得 R1 的阻值非常低时才会被触发。典型的结果是,该调光器 1 的调光功能没有作用,也就是,无法调整光的明暗。

[0044] 有足够功率的负载(例如,白炽电灯泡)会提供一条用于为该 RC 电路充电的电流路径,前提是调光器 1 要正确的运行。不过,时下却有不会吸取足够电流让该调光器 1 正确运行的低负载及不连续的应用(举例来说,其具有内建整流器与电容器)。也就是,在电源电压的过零点之后不会有足够的电流流过负载用于正确的为 RC 电路充电。

[0045] 低负载应用的一种众所熟知的范例是 LED 光源,其包括用于驱动需要 DC 电流的一个或多个发光二极管(LED)的电子电路。除了一个或多个 LED 之外,LED 电路 13 通常还包括整流器以及一个或多个平滑电容器,而且因而也可能是不连续负载。于本说明中,将会结合 LED 电路来进一步说明本发明的实施例。不过,必须了解的是,本发明的实施例也可结合其它低负载应用或不连续负载应用来使用,也就是,无法为调光器的 RC 定时器电路提供必要充电电流以便让调光器(例如,图 1 中示意性显示的调光器 1)正确运行的应用。具有平滑电容器的具有整流器前端的负载可以被视为是不连续负载应用。

[0046] 图 3 示意性显示根据本发明实施例的调光器系统 10,其被连接至 LED 电路 13。该调光器系统包括跨越 AC 电源电压串联连接的调光器 1 以及调光器触发电路(Dimmer Triggering Circuit, DTC)12。LED 电路 13 串联连接调光器 1 并且并联连接 DTC 12。DTC 12 与负载(例如,LED 电路 13)的组合可被称为可调光的装置。

[0047] 图 4 与 5 更详细地显示 DTC 12。该 DTC 12 包括电压电平检测器 15;以及双极电流源电路 18,其包括电流源电路 17 与整流器 19。该电压电平检测器 15 被连接至电流源电路 17,而且电压电平检测器 15 与电流源电路 17 皆会被连接至整流器 19 的 DC 终端。

[0048] 电压电平检测器 15 被布置成检测终端 T2 与 T3(也就是,整流器 19 的输出)之间的电压差的绝对数值是否在阈值数值以下。双极电流源电路 18 被布置成在电压电平检测器 15 所检测到的电压保持在该阈值数值以下的话会被启动,否则便会被停用。所以,DTC 12 中的双极电流源电路 18 是与电压相关的电流源,而且 DTC 12 整体会被视为作用如同双极与电压相关的电流源。下文将会更详细的解释,此 DTC 12 可能会被设计成消耗的平均功率小于 100mW。在具有适当尺寸的实施例中,DTC 12 消耗的平均功率可能为 10 至 50mW。优选的是,DTC 12 的消耗约为 30mW。对于这样的消耗功率,大部分的传统调光器皆能够按预期那样操作。

[0049] 电压电平检测器 15 可能包括微处理器。微处理器于是会被布置成用于检测调光器触发电路 12 的输入电压的绝对数值是否在阈值数值以下。如果调光器触发电路 12 的输

入电压在阈值数值以下,该微处理器可提供信号,用于指示双极电流源电路 18 提供电流。在某些实施例中,如参考图 5B 的更详细解释,微处理器可指示双极电流源电路 18 在输入电压的过零点之后提供电流。

[0050] 电压电平检测器 15 可包括比较器,用于检测已整流的输入电压是否在阈值数值以下。如图 5 中示意性显示,比较器包括两个输入以及单个输出。第一输入被连接至参考电位,也就是,等于阈值数值的电位,在本范例中为 30V。第二输入被布置成接收调光器触发电路 12 的输入电压。如果比较器的第二输入处的调光器触发电路 12 的输入电压在该比较器的第一输入处的阈值数值以下,比较器的输出便可能会如上讨论般地让双极电流源电路 18 提供电流。本领域技术人员便会了解,可以使用运算放大器或是电压比较器来实施该比较器。

[0051] 整流器 19 具有 AC 侧(也就是,分别被连接至终端 T2 与 T3 的终端)以及 DC 侧(也就是,被连接至参考电位以及该 DTC 12 中其它组件(如电压电平检测器 15)以及双极电流源电路 18 中的电流源电路 17 的终端)。电压电平检测器 15 与电流源电路 17 构成单极电路。整流器 19 被布置成让由电流源电路 17 所产生的电流作为单极电流被供应至调光器。

[0052] DTC 12 让该调光器 1 的运行如同具有正常白炽灯泡负载。如果 AC 电源电压足够低,也就是,在前述的阈值数值以下,那么,DTC 12 被启动并且让足够的电流流入调光器 1 的 RC 电路之中。当 AC 电源电压够高时,也就是,在阈值数值之上,DTC 12 便被停用并且不吸取任何大量的电流,因此将被浪费的功率降至最小。要注意的是,电压电平检测器 15 位于整流器 19 的 DC 侧,仅需要绝对阈值数值。这意味着如果阈值数值为 30V,DTC 12 会在 -30V 至 +30V 的范围中被启动。

[0053] 在 DTC 12 的某些实施例中,当连同 50Hz,230V 的市电系统来使用时,阈值数值落在 3V 与 50V 之间。在 DTC 12 的其它实施例中,最小阈值数值为 10V。在 DTC 12 被连接至 60Hz,120V 的市电系统情况下,举例来说,如美国所使用的市电,那么,阈值数值可能落在 3V 与 25V 之间。

[0054] DTC 12 所提供的电流会保持跨越负载的电压实际上为零直到调光器中的三端双向可控硅开关元件被触发为止,举例来说,如图 1 中被交流二极管 D1 触发的三端双向可控硅开关元件 TR1 示意性所示。当三端双向可控硅开关元件切换开启之后,终端 T2 处的电压立刻大幅提高。因此,DTC 12 中的电流源电路 17 会被停用。

[0055] 所以,理想上,该 DTC 仅在 T2 处的电压超过阈值数值时才会导通电流,否则该 DTC 的行为便如同开路电路。然而,即使被停用,实际上仍会有一些电流流过 DTC。优选地,当停用时,由 DTC 12 中的电流源电路 17 所提供的电流是微量而可忽略。如果电流比 DTC 12 的电流源电路 17 能够提供的最大电流小至少两个数量级,电流便可被视为是微量而可忽略。举例来说,如果 DTC 12 中的电流源电路 17 要提供的最大电流为 15mA,那么,如果电流的数值保持在 100 μ A 以下,其便可被视为微量而可忽略。

[0056] 在过零点之后,如果仅有不连续的负载存在(也就是,吸取不连续电流而使得在该电压循环的特定部分中的电流为零的负载),DTC 12 的作用便会互补于调光器中的三端双向可控硅开关元件的状态。也就是,如果 DTC 为开启,调光器中的三端双向可控硅开关元件便会关闭;反之亦然。在输出处具有电容器的桥式整流器是不连续负载的其中一个范例。

[0057] 另一方面,如果除了不连续负载还有另外一个负载存在,那么,在通过过零点之后,DTC 12 与调光器中的三端双向可控硅开关元件便可能同时开启,直到 DTC 12 的输入电压超过先前所述的阈值数值时该 DTC 12 关断为止。在此情况中,DTC 12 与调光器中的三端双向可控硅开关元件的作用不会完全互补。在几分之一微秒中会有功率消耗,而 DTC 与三端双向可控硅开关元件两者都会开启。不过,此消耗功率将是微量而可忽略。举例来说,在阈值数值为 30V 而且电流源电路 17 被布置成提供 20mA 的电流中,尖峰功率通常不超过 0.6W(不过,此尖峰功率仅出现在非常小的间隔中)而且平均功率不超过 30mW。

[0058] 一般来说,当通过该过零点时,三端双向可控硅开关元件关闭(假设其先前为开启)而 DTC 12 保持开启。当三端双向可控硅开关元件开启时,DTC12 则关闭。因此,DTC 12 被布置成在 T2 处的绝对电压在阈值数值以下时供应电流。此电流仅需要足以达到将调光器的 RC 电路中的电容器重新充电即可,而与所探讨的调光器的三端双向可控硅开关元件的保持电流(holding current)或本质电流(hypostatic current)或最小负载无关。当 DTC 被启动(当三端双向可控硅开关元件为关闭时)以及当 DTC 被停用(当三端双向可控硅开关元件为启动时),流过 DTC 12 的电流可能在调光器的三端双向可控硅开关元件的保持电流以下。这提供的好处是,DTC 12 还能够结合一保持电流大于要由 DTC 12 所提供的最大电流的三端双向可控硅开关元件来使用。因此,举例来说,即使 DTC 12 能够提供 20mA 的最大电流,仍可以使用包括保持电流大于 120mA(举例来说,100mA)的三端双向可控硅开关元件的调光器来达到调整低负载应用的明暗的目的。

[0059] 为达到照明系统中的 DTC 12 有正确功能的目的,举例来说,当如图 2 中所示般被耦合至 LED 电路 13 时,本领域技术人员便会了解,整流器 19 的 AC 侧的电容优选的是要被最小化。优选的是,没有任何额外的电容存在于终端 T2 与 T3 之间。

[0060] 因此,DTC 12 可被用来在交流电路中提供一种用于触发调光器的方法。此方法包括检测 DTC 的输入电压的绝对数值是否在阈值数值以下。接着,如果所检测到的电压在阈值数值以下,便藉由电流源电路来提供电流,该电流会流过 DTC 和调光器。如果所检测到的电压不在阈值数值以下,便仅有微量而可忽略的电流会流过 DTC 和调光器。在检测 DTC 输入电压的数值之前,可能先藉由整流该交流电流的交流电压来产生所述输入电压。接着,或者,输入电压可被转换成适合检测的电压。最后,由电流源电路所提供的电流便可以受到限制。

[0061] 图 6 所示的是 DTC 的实施例的简化电路图,例如图 3 与 4 中所示的 DTC12。应该了解的是,此实施例是本发明的其中一种可能实施方式的范例。技术人员便会知道,可能还有许多实施方式。举例来说,可以使用其它切换器来取代双极 NPN 晶体管,例如,双极 PNP 晶体管、集成栅双极晶体管(Integrated Gate Bipolar Transistor,IGBT)、或是金属氧化物半导体场效晶体管(Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor,MOSFET)。在此实施例中,双极电流源电路 18 再次包括电流源电路 17 以及整流器 19。整流器 19 包括全波二极管桥式整流器。电流源电路 17 包括两个电阻器 R2、R3 以及两个 NPN 晶体管 Q1、Q2。该电压电平检测器 15 包括 NPN 晶体管 Q3 以及两个电阻器 R4 与 R5。

[0062] 在此实施例中,DC 电压源 V1 被连接至电压电平检测器 15 的晶体管 Q3 的集电极。电阻器 R6 经过选择,使得当 Q3 为关闭时所希望的基极电流可被施加至 Q1。DC 电压源 V1 可能是外部电源。必须了解的是,为取得该所希望的基极电流,也可以使用电流源来取代 DC

电压源 V1 和电阻器 R6。电阻器 R4 与 R5 构成分压器 (voltage divider), 其被设计成如果 T4 处的电压在阈值数值以下, T7 处的电压会使得 Q3 为关闭。

[0063] 于本实施例中, 该电流源电路 17 的 Q1 的集电极被连接至整流二极管桥中如 T4 所示的终端。Q1 的基极被连接至 Q2 的集电极, 并且还被连接至电压电平检测器 15 中 Q3 的集电极。当 T4 处的电压在前述的阈值数值以下时, Q3 为关闭, 而 R6 现在则提供电流给 Q1 的基极。因此, T6 处的电压提高, 使得 Q1 开启。因此, Q1 导通电流且 T4 处的电压下降更多, 取决于源极的阻抗, 这会导致 T7 处有更低的电压。结果, Q3 的切换关闭时间受到限制。如果流过 Q1 的电流超过特定数值, Q2 的基极电压便会超过它的切换开启电压, 而且 Q2 开始导通, 从而稳定 T6 处的电位, 并且从而控制通过 Q1 的集电极电流。电阻器 R2 与 R3 被用来设计具有合适特征的电流源, 也就是, 如果流过 Q1 的射极电流超过特定数值 (举例来说, 从 10 至 20mA 范围中的标称电流), 晶体管 Q2 便开始导通。因此, 晶体管 Q2 结合电阻器 R2 与 R3 提供反馈电路, 其有效地限制晶体管 Q1 的集电极电流。R3 将电流设置成约为 $0.6/R3$, 而 R2 的功能则是在三端双向可控硅开关元件击发时保护 Q2。晶体管 Q1、Q2 以及电阻器 R2、R3 的结合为 T4 处比整流器 19 的负终端高出约 1V 的电压形成稳定的电流源电路 17。当 T4 上的电压降至约 1V 以下时, 集电极电流便下降。可以加入 $220\ \Omega$ 的电阻器串联 Q1 的集电极, 以在低电压电平处限制电流斜率, 以便符合 EMI 要求。

[0064] 当电压电平检测器 15 检测到 T4 处的电压变成低于预设的阈值数值时, 电流源电路 17 被启动; 并且当 T4 处的电压再度上升至预设的阈值数值之上时便被停用。

[0065] 为得到被设计成在 T2 处的电压在 -30V 与 30V 之间时用于供应 15mA 的电流的 DTC 12, 图 6 中所示的组件的典型数值如下: $R2=4.7\text{k}\ \Omega$; $R3=27\ \Omega$; $R4=6.6\text{M}\ \Omega$ (通常通过串联具有数值 $3.3\text{M}\ \Omega$ 的两个电阻器来建构); $R5=100\text{k}\ \Omega$; $R6=47\text{k}\ \Omega$; $Q1=\text{FMMT458}$; $Q2=\text{BC817}$; $Q3=\text{BC817}$; $V1=10\text{V}$ 。在启动期间由图 6 中所示的 DTC 12 提供并且利用具有前述数值的组件来提供的电流约为 20mA; 而在停用期间, 理想的电流仅约为 $49\ \mu\text{A}$ 。加上流过晶体管 Q1 的漏电流可能会增加数个 μA 。

[0066] 图 7A 示意性地显示作为电压 V_{DTC} (也就是, 跨越 DTC 的电压) 的函数, 电流 I_{DTC} (也就是, 流过 DTC 的电流) 的行为的计算曲线图。在此计算中使用的是图 6 的 DTC, 其中, 为各个组件使用前述的典型数值。因此, 该 DTC 被布置成在跨越 DTC 的电压变成低于 30V 的阈值数值时供应绝对数值为 20mA 的最大电流。由于整流器的关系, 电流可以在相反的方向被供应给调光器。

[0067] 可以注意到, 当 V_{DTC} 接近零时, I_{DTC} 会等于零, 而且会在 V_{DTC} 的特定数值处快速地上升到设计的电流处, 在此实例中, I_{DTC} 不会超过 20mA。零 V_{DTC} 附近的低电流是因为, 在低电压处, 电流源电路 17 仅会供应所需要的电流, 也就是, 调光器 1 仅需要有限的电流来将它的定时器电路充电 (直接在电网上期间, 电流会比较高)。图 7A 中所示的曲线的形状 (其和图 5 中示意性显示的电流源电路 17 有关) 是晶体管 Q1 在低电压处饱和的结果。

[0068] 图 7B 示意性显示图 4 的调光器触发电路的实施例的终端之间的电压 - 电流行为曲线图, 其包括微处理器或方向敏感组件。如图 7B 中所示, 在即将通过过零点之前, DTC 12 可能就被切换开启, 而调光器 1 中的三端双向可控硅开关元件可能同时为开启。因此, 在短时间周期中 (也就是, 跨越 DTC12 的电压从阈值数值变成零所需要的时间) 会有功率消耗。在包括微处理器作为电压电平检测器 15 的实施例中, 微处理器可能会编程, 使得其只

有在通过该过零点之后才会允许双极电流源电路 18 有作用。因此, DTC 12 的终端之间的电压-电流行为会变成如图 7B 中示意性所示的那样。

[0069] 在图 7B 中很容易看出, I_{DTC} 经历了一种磁滞现象。也就是, 在特定 V_{DTC} 处的 I_{DTC} 的数值取决于 V_{DTC} 的早先数值。该曲线图中 I_{DTC} 和 V_{DTC} 的先前数值无关的部分以灰色线来示意性说明。该曲线图中 I_{DTC} 和 V_{DTC} 的先前数值相关的部分则以黑色线来示意性说明。箭头表示 V_{DTC} 的改变方向。

[0070] 设定点滤波器电路

[0071] 如图 3 中所示的照明系统通常会被布置成让负载 13 中的 LED 驱动器电路包括电流控制器, 用于供应 DC 电流给这些 LED, 而且该 DC 电流与电源电压无关, 而且这些 LED 的光强度因而与该电源电压无关。电流控制器在该系统的极限以内控制 LED 电流, 使得电源电压的任何变化都不会产生 LED 电流的任何变化。该 LED 电流会根据设定点被控制, 不同的设定点值会产生不同的电流电平。在本发明的某些实施例中, 利用 DTC 12 的电压电平检测器 15 所测得的平均已整流电压可以用作驱动器电路的设定点。设定点滤波器电路可以被用来进一步优化该负载的调光效果。此优化可能会造成在与调光器设定值不同的范围中来调整负载的明暗, 使得在小于调光器设定值 (也就是, 该调光器设定点值) 的整个范围中产生已调整设定点的整个范围。举例来说, 电路可能通过在对应于 30 至 80% 调光器旋钮设定值的 0 至 100% 范围中产生已调整设定点来改变该驱动器电路设定点。

[0072] 该优化的形式可能还包含在已设定光强度范围里面的低光强度区域中 (也就是, 1 至 10%) 有较敏感的调光效果, 而在已设定光强度范围里面的高光强度区域中 (例如, 10 至 100%) 有较不敏感的调光效果。在照明系统包含 LED 光源的地方, 该设定点滤波器电路可使用此点来让选定的光强度 (也就是, 由调光器旋钮设定值所选择的光强度) 更近似于被感知的强度。典型的白炽灯泡使用电功率来加热钨丝, 使得其会发光, 典型地将所消耗电能中约 10% 转换成可见光。白炽灯泡呈现渐进式的响应曲线, 来自该灯泡的光产出与有效电压粗略地成三次方正比 (立方响应)。要注意的是, 当为相位控制电压波形时, RMS 电压与有效电压有非线性关系。

[0073] 肉眼通常根据对数曲线来感知光强度。因此, 当通过调整调光器以线性方式来改变负载电流时, 白炽光的立方响应便会相当匹配肉眼的对数响应而且被感知的光的调光效果会比较线性与平滑。但是, LED 呈现的却是几乎线性的响应而非立方响应, 其中, 所发出的光强度与流过 LED 的电流近似地成正比。因此, 当负载电流线性改变时, 被感知的光强度的变化与调光器的旋钮位置没有任何直觉性关系。

[0074] 设定点滤波器电路能够被用来调整所述驱动器电路所使用的设定点, 以在调光器设定值改变时产生具有近似于指数变化的渐进式响应的设定点。图 8 所示的是设定点滤波器电路的实施例的电路图, 其会在设定点改变时产生指数变化的近似结果。该电路包含低通滤波器 (Low-Pass Filter, LPF), 其包括电阻器 R10 至 R13 以及电容器 C10。举例来说, 该 LPF 的输入 20 可来自图 6 中所示的 DTC 12 的整流器的输出, 或者是来自方便提供跨越该负载的已整流电压的另一点。

[0075] 此 LPF 电路有两个用途, 作为高电压输入与 LED 驱动器的低电压电路之间的屏障; 以及作为低通滤波器, 以达到 LED 电流控制器的基本上无波纹设定点并且在因为伪三端双向可控硅开关元件击发 (其可能会出现在 0 度与 90 度之间的击发角度处) 的关系所造成

不稳定调光器工作期间消除光源的闪烁。二阶 LPF 优选的会被用来测量已整流的电源电压并且决定它的平均电压；不过，也可以使用第一阶滤波器，或是三阶甚至更高阶滤波器。此滤波器还在突冲模式 (hiccup mode) (当该驱动器电路开始在低 (太低的) 输入电压处时，其会因为没有供应电流的关系而再次切换关闭，当该 DC 电容器重新充电时便再次切换开启，…依此类推，重复进行直到有足够的供应电流可用为止) 期间提供某段时间让已滤波的终端电压保持在磁滞阈值以下。

[0076] 当该调光器被设定以调整负载的明暗时，三端双向可控硅开关元件在根据调光器设定值的相关相位延迟之前都应该为关闭，举例来说，在图 2C 中的周期 C 期间。

[0077] 当三端双向可控硅开关元件在一半循环期间在 90 度与 170 度之间击发时，这些三端双向可控硅开关元件击发通常既稳定且可预测。然而，当三端双向可控硅开关元件击发时，其会在非常短的时间中充电这些 DC 链路电容器 (在驱动器电路的整流器的 DC 侧的电容器)，在该段时间之后便不会有任何电流流动。三端双向可控硅开关元件接着会关闭，因为电流下降至三端双向可控硅开关元件的保持电流以下 (通常仅在触发之后的数个 100 微秒中)。没有电流存在，跨越驱动器电路的电压便会追随电源电压 (举例来说，T2 处的电压会追随 T1 处的电压)。

[0078] 在 0 度与 90 度之间的击发角度处，该三端双向可控硅开关元件可能会发生双重 (或多重) 击发或者某些击发可能会被略过。当调光器被连接至具有下面特性的电阻性负载时便可能发生双重击发：太小而无法让负载电流保持在三端双向可控硅开关元件的保持电流之上，因而使得三端双向可控硅开关元件在击发之后会再次关闭；但是却又够大，足以吸取足够的电流流过调光器电路，以重新充电电容器 C1 并且导致三端双向可控硅开关元件重新触发。因为三端双向可控硅开关元件在 DC 链路电压低于电源电压的现有数值时可能仅会切换开启，所以，便可能发生被略过的击发。如果触发器脉冲早到 (靠近过零点)，三端双向可控硅开关元件便会被触发，但却不会击发，因为输入整流器并不允许负电流。本实施例中的 LPF 的组件的适宜值如下：R10 与 R11 为 $10\text{M}\Omega$ ；R12 与 R13 为 $3.9\text{M}\Omega$ ；以及 C10 为 $22\mu\text{F}$ 。LPF 被设计成二阶滤波器，用于滤除调光器的三端双向可控硅开关元件的伪切换。

[0079] 来自 LPF 的输出被馈送至积分运算放大器 U10，来自 U10 的输出 23 是代表粗略调光器旋钮设定值的中间设定点值。这被用来驱动具有约 2V 的阈值电压的晶体管 Q10 的栅极并且应付渐进式功能。Q10 的源极终端被连接至包括电阻器 R18、R19 以及 R20 的分压器，而漏极终端则被连接至从标准积分参考电压 U11 所导出的参考电压 Vref。Q10 的源极终端处的最终信号 24 接着可以作为送往 LED 驱动器电路的电流控制器的输入。

[0080] 当该调光器设定值改变以调整负载的明暗时，跨越负载的较低平均电压会导致较低的参考电压 Vref。当 U10 的输出很低时，晶体管 Q10 被关闭，而已调整设定点信号 24 的值则由 U10 的输出以及分压器 R18/R19/R20 决定。当 U10 的输出上升到足以开启晶体管 Q10 时，该已调整设定点信号 24 则由 U10 的输出以及电阻器 R19 和 R20 决定。在此范例中，Q10 的栅极 - 源极阈值电压被用来实现介于 10 至 40mA 之间 (粗略介于 70V 与 130V 平均输入之间) 的慢速修正范围，在该范围之后则是从 40 至 305mA 处 (粗略介于 130V 与 175V 之间) 被启动的较快速部分，或是任何其它必要的最大数值。图 8 的电路的实施例的适宜数值如下：R14= $278\text{k}\Omega$ ；R15= $680\text{k}\Omega$ ；R16= $470\text{k}\Omega$ ；R17= $39\text{k}\Omega$ ；R18= $270\text{k}\Omega$ ；R19= $33\text{k}\Omega$ ；R20= $1.72\text{k}\Omega$ ；C11= 100nF ；C12= 100nF ；C13= 10nF ；以及 C14= 100nF 。对 U10 来说，可以使用来

自 Texas Instruments 的 LM358ADR 双运算放大器 ;对 Q10 来说,可以使用来自 Fairchild Semiconductor 的 2N7002 N 信道增强模式场效晶体管 ;对 U11 来说,可以使用来自 Zetex Semiconductors 或 Texas Instruments 的可调整精密分流调节器。

[0081] 设定点滤波器的输出 24 被当作 LED 电流控制器的基准,用于近似使用者的平滑调光效果。因为肉眼对亮度具有对数感知,所以,实施“低速 (low-gear)”与“高速 (high-gear)”设定点整形器。设定点滤波器电路产生具有两个斜率的已调整设定点变化,如图 9A 的范例中所示。在图 9A 中所示的范例中,实际的调光器设定 SP1 被绘制在水平轴线上,而由设定点滤波器所输出的已调整设定点 SP2 则被绘制在垂直轴线上。从图中可以看出,在该调光器设定值的范围的第一部分中(本范例中的 0 至 20%),该已调整设定点在转折点之前保持在非常低的值 34 处,在该范围的第二部分中(本范例中的 20 至 50%)以低速率 31 上升,在该范围的第三部分中(本范例中的 50 至 80%)以高速率 32 上升,而在该范围的第四部分中(本范例中的 80 至 100%)则保持在高值 35(本范例中为 100% 的未经调光的值)处。因此,设定点滤波器产生具有“两段变速 (two gear)”渐进式响应的已调整调光器设定点,其近似于指数响应。当调光器设定值线性提高时,已调整设定点的此渐进式行为在从该 LED 光源发出的光强度中产生对应的渐进式响应,从而会因为肉眼的对数响应的关系而造成被感知亮度的平滑变化。

[0082] 此渐进式响应在低光设定值处大幅地降低对于调光器击发角度变化(也就是,在过零点之后的三端双向可控硅开关元件开启延迟的变化)的灵敏度。举例来说,这些调光器击发角度变化因为 AC 电源电压有变化而发生。这些变化可能导致被调光的光源出现可见的闪烁,尤其是在低光调光器设定值处。图 9A 中所示的由设定点滤波器电路产生的已调整设定点在低调光器设定值处具有平坦部分 34 和浅斜率 31,从而降低照明系统对于这些变化的灵敏度并且减少甚至消除闪烁。

[0083] 图 9A 中所示的双斜率已调整设定点曲线为如图 9B 中所示的理想指数响应的近似结果。使用本领域技术人员已知的技术,可以实现具有三个、四个、甚至更多个斜率的已调整设定点曲线,以便更近似指数曲线。还可以使用微处理器来产生追随理想指数响应的已调整设定点。

[0084] 由设定点滤波器电路所产生的已调整设定点被用作电流控制器的设定点输入,用于驱动 LED。图 10 所示的是 LED 驱动器电路的变压器 T10 的二次侧的简化电路图。如上面所述,图 8 的设定点滤波器电路根据积分放大器 U12 的输出的函数,以分段线性的方式来产生跨越 R20 的已调整设定点电压 24。该已调整设定点 24 经由电阻器 R21 被输入至运算放大器 U12,其是当跨越二次分流电阻器 R24 的电压等于跨越 R20 的电压时会平衡的积分电路。分流电阻器 R24 与串联连接的 LED 1 至 4 串联连接。结合 R20 至 24 以及 C15 的放大器 U12 构成电流控制器电路 27。

[0085] U12 的输出经由电阻器 R22 以及分压器 R25 和 R26 提供反馈信号给分流调节器 U11 以及光耦合器 U13。光耦合器 U13 提供反馈信号给在 T10 的初级侧的反驰式控制器 (fly-back controller)。该电路的此部分构成电压控制器电路 26。U12 的输出被视为 U11 周围的电压控制器的参考值。如果流经 R24 的电流太低,来自 U12 的电压反馈造成较高的电压控制设定点。这会降低流经光耦合器 U13 的电流,以便发信号通知反驰式控制器提高它的功率通量,使得会取得受控的参考电压并且实现必要的 LED 电流。如果流经 R24 的电

流太高,反馈信号则会造成较低的电压设定点。反驰式控制器会相应地降低流至二次侧的功率通量,以便降低 LED 电流。

[0086] 图 10 的电路的实施例的适宜数值如下:R20=1.72k Ω ;R21=4.7k Ω ;R22=8.2k Ω ;R23=2.7k Ω ;R24=39 Ω ;R25=12k Ω ;R26=2.49k Ω ;R27=2.7k Ω ;C15=1nF;以及 C16=3 μ F。对 U12 来说,可以使用来自 Texas Instruments 的 LM358ADR 双运算放大器;而对 U13 来说,可以使用来自 NEC 的 PS2801C-1 光耦合器。对 PWM 控制器来说,可以使用来自 Texas Instruments 的 UCC28600,其被配置成以不变的输出电压受控模式操作。

[0087] 基于时间的设定点控制

[0088] 上面所述的照明系统可被视为一种用于驱动 LED 的功率信号以及用于设定 LED 强度的信息信号两者皆用相同信号(跨越负载的平均电压)体现的系统。此种布置通常会依赖于与调光器的旋钮设定值相关的跨越负载的电压。当情况并非如此时,尤其是因为具有低负载或是不连续负载的调光器的操作的关系,负载的调光效果未必总是匹配调光器的设定值。

[0089] 如上文的讨论,本文所述的照明系统可以工作在调光器三端双向可控硅开关元件的保持电流以下的负载处。上面所述的 DTC 会吸取足够的电流以确保触发三端双向可控硅开关元件。一旦被触发之后,DTC 将会停用并且仅吸取微量而可忽略的电流。当负载很小而且如果有整流器加上 DC 链路电容器负载,流过调光器的电流将会下降至调光器三端双向可控硅开关元件的保持电流以下。当负载/驱动器电路具有主动功率因数校正前端时,负载的行为更像是一个电阻器,并且有可能导致调光器电路重复的重新充电与重新击发,如图 11B 中所示。

[0090] 图 11A 所示的是当调光器设定值导致在每个半循环的过零点 t_0 之后的时间 t_1 处击发三端双向可控硅开关元件时,而且当三端双向可控硅开关元件经由调光器三端双向可控硅开关元件快闪充电单个(多个)DC 链路电容器之后藉由负载和 DTC 所吸取的组合电流为零时,跨越负载(举例来说,跨越图 3 的电路的终端 T2 至 T3)的电压的波形曲线图。

[0091] 图 11B 所示的是当调光器被连接至小电阻性负载时在相同调光器设定值处的电压波形的范例,该小电阻性负载太小而无法让负载电流保持在三端双向可控硅开关元件的保持电流之上。此类型的小电阻性负载可能会出现在具有用于驱动低功率 DC 电路的主动功率因数校正前端的驱动器电路之中。

[0092] 在时间 t_1 处,三端双向可控硅开关元件被触发而且电压快速上升。然而,流过三端双向可控硅开关元件的电流却不足以让三端双向可控硅开关元件保持在导通状态中,而且由于负载的电阻性特征,三端双向可控硅开关元件会再次关闭并且跨越负载的电压会下降。因为跨越调光器的电压逐渐增加,即使 DTC 没有作用并且再次触发调光器三端双向可控硅开关元件,调光器中的 RC 电路仍会重新充电。结果便是如图 11B 中所示般地在每个半循环期间会多重触发三端双向可控硅开关元件。当以三端双向可控硅开关元件为基础的调光器被连接至低功率的电阻性负载时(例如,用于驱动 DC 链路或是直接驱动 LED 的具有不连续切换的有源功率因数校正电路升压转换器),便会造成三端双向可控硅开关元件出现这样的多重触发。

[0093] 此多重触发造成跨越负载非常不稳定的电压并且造成较低的平均电压,比较图 11A 与 11B 的每个半循环中的平均电压便能够看出。当使用此电压来导出设定点,用于控制

这些 LED 的强度时,其会造成振荡的设定点。当在此情况下使用平均电压(或 RMS 电压)来设定 LED 光源的强度时,则将造成不稳定光输出的不正确调光效果。

[0094] 此问题的解决方式是使用时间信息来控制 LED 光源强度,而非使用电压电平信息。可以使用从过零点至该过零点后面三端双向可控硅开关元件的第一次触发的时间延迟来导出 LED 光源强度控制数值(也就是,也称为击发角度或是相位控制值)。此时间延迟数值取决于调光器的 RC 电路的充电时间(其取决于调光器旋钮的设定值)而改变,并且不会受到稍后可能发生在半循环之中多重三端双向可控硅开关元件击发的影响。

[0095] 微处理器可以被用来从该时间延迟值导出 LED 强度设定点值。实施此作法的一种方式测量流过 DTC 的电流的上升沿和下降沿的出现时间,或是测量与这些上升沿和下降沿有关的电压。举例来说,电流的这些上升沿和下降沿如图 7B 中所示,并且对应于三端双向可控硅开关元件在过零点处关闭而 DTC 被启动时的时刻(上升沿)以及三端双向可控硅开关元件被触发而 DTC 停用时的时刻(下降沿)。两个上升沿之间的时间表示电源电压的过零点之间的循环时间,而一上升沿与一下降沿之间的时间则表示一过零点与第一次三端双向可控硅开关元件击发时间之间的时间。从这些测量中能够简单地算出三端双向可控硅开关元件击发角度。在图 3 与 6 中所示的实施例中藉由测量 T6(DTC 12 的电流源电路 17 的晶体管 Q1 的基极)处的电压的上升沿与下降沿便能够方便地完成此目的。在上面所述的实施例中,当 DTC 及 Q3 开启时,此电压约为 0.5V;当 DTC 被停用且 Q3 为关闭时,此电压约为 1.5V。

[0096] 相关上升沿/下降沿之间的时间能够利用在信号沿被检测到时启动并且在下一个相关信号沿被检测到时停止的时钟来测量。DTC 电流的一上升沿与 DTC 电流的下一个下降沿之间的时间能够被决定并且除以两个上升沿之间的时间,以便决定三端双向可控硅开关元件关闭工作循环。而三端双向可控硅开关元件开启工作循环便是(1-关闭工作循环)。可以利用渐进式函数来导出这些 LED 的电流设定点,而且此函数可能是饱和的指数。这样的时钟和渐进式函数能够利用本领域技术人员会了解的微处理器或是微控制器来实施。

[0097] 此种解决方式还让系统被设计成用于应用在具有通用功率输入(举例来说,从 90V 至 240V 的 AC 电源电压)的可调光电路应用中,以便使用在具有不同 AC 电压的国家中。因为光源强度控制值取决于时间延迟值而非电压值,所以,输入电压的值以及所产生的平均负载电压将不会作为 AC 电源电压的函数而改变。这使得可以在全世界使用单一设计,从而因较大规模经济的关系而降低制造成本。

[0098] 磁滞与最小电流

[0099] 没有“关闭”开关的调光器在设定于最小值(也就是,光源关闭)位置中时的行为如同串联电容器。AC 电流会流过此“电容器”并且充电 LED 驱动器电路中的整流器的 DC 侧。这可能足以在短时间周期之后启动 LED 驱动器电路中的控制器芯片。这可能会导致 LED 短暂闪光,从而放电 DC 链路。接着便会检测到一不足电压,控制器会切换关闭,而且循环会再度开始。为防止发生这种不必要的闪光,电流控制电路可具备某种正反馈,以创造磁滞。依此方式,电流控制器将接收零设定点,直到平均输入电压超过特定极限值为止。而后,电流设定点便会被切换至低数值(举例来说,约 30mA)。藉由将调光器旋钮转回到较低设定值,LED 电流接着便可能下降(举例来说,下降至约 10mA)。因此,在此低调光器设定值处,LED 可能为开启或关闭,取决于先前的调光器设定值。

[0100] 优选的是,有最小电流流过这些 LED,以避免在接近无负载(也就是,低调光器设定值)处因为调光器电路相互作用造成照明强度变化。在接近无负载处,LED 驱动器电路中的整流器的 DC 侧的电压因为调光器里面的 LC 滤波器(举例来说,图 1 的调光器电路中所包含的电感器 L1 以及电容器 C2)的关系而有提高的倾向。此电压提高的结果拉高所测得的平均负载电压,其导致 LED 电流上升。电流上升将降低 DC 电压而且 LED 电流会再度下降。结果是,LED 电流产生振荡。藉由让 LED 电流保持在最小值(通常至少 5mA)处或之上,便能够避免发生此问题。当调光器三端双向可控硅开关元件的击发角度趋近 180 度时,该电路将会停止工作并且会造成突冲模式。不过,因为磁滞,将不产生任何的光,这与白炽电灯泡的作用雷同。

[0101] 在图 10 中所示的实施例中藉由加入电阻器 R30 和 R31 以及电容器 C17 便可以实现该磁滞和最小电流,如图 12 中所示。R30 和 R23 会创造一条在放大器 U12 周围的正反馈。当这些 LED 被控制时,U12 的输出约为 2.5V;当这些 LED 为关闭时,U12 的输出约为 8V。因此,在节点 24 处将会出现约 10mV 的磁滞。最小电流则由此磁滞以及将参考点 24 从接地处向上拉起的跨越 Q10(图中并未显示)的电阻器决定。当这些 LED 为关闭且参考点 24 上升时,U12 会在 U12 的 -input 上升至 +input 之上时立刻双态触变。在双态触变之后,+input 会降至约 10mV,从而会将设定点提高约 $10\text{mV}/R24=30\text{mA}$ 。适宜的值如下:R30=1.2M Ω ;R31=4.7k Ω ;以及 C17=10nF。

[0102] 过电压与电压不足保护

[0103] LED 驱动器的二次电路优选的被设计成充当仅介于特定极限值之间(举例来说,介于 8.3V 与 17.3V 输出电压之间)的电流源,并且使用此范围以外的电压控制。当 LED 的电流设定点为零时,驱动器电路应该仍然有功能。为达成此目的,驱动器电路输出因而会是电压受控,以防止反驰式控制器芯片发生电压不足死锁(under-voltage-lockout)。对于在电流控制极限值之上的电压来说,如果这些 LED 中断连接或是发生开路故障,驱动器电路还会进入电压控制模式之中,以防止该电路中发生过电压(尤其是该驱动器电路的初级侧的功率晶体管)。这些电流控制极限值能够藉由电阻器值来设定,并且运用参考电压芯片达成非常低的公差。由于特定反驰式控制器芯片中内建过电压保护的公差太高,优选的是不要使用。

[0104] 因此,本文已经参考上文讨论的特定实施例说明过本发明。其中一个实施例中的元件与组件皆可以与其它实施例一起使用。虽然上面所述的实施例包含 DTC;不过,亦可以省略。再者,要明白的是,在各种实施例上下文中在上面所述的驱动器电路或设定点滤波器电路的各项功能皆可从这些实施例中被省略或者被并入其它实施例之中。

[0105] 应该理解的是,本文所述的实施例容许有本领域技术人员所熟知的各种修正及替代形式。举例来说,可以不使用具有全波整流器(如交流二极管整流器桥)的 DTC,取而代之的是,可以使用具有半波整流器的两个 DTC。在后面的情况中,其中一个 DTC 会用于 AC 电流的其中一个方向中,而另一个 DTC 则会用在相反的方向中。本文所述的电路可以利用双极晶体管或是 MOSFET 或是其它类型的切换组件来设计。要注意的是,“基极”、“集电极”与“射极”以及“栅极”、“漏极”与“源极”应该被广泛解释,不仅只和双极晶体管或 FET 相关联,亦和其它类型晶体管有类似的关联。再者,本文虽然已经针对照明系统说明过本发明;不过,本发明亦可能和用于其它类型应用的电路有关。

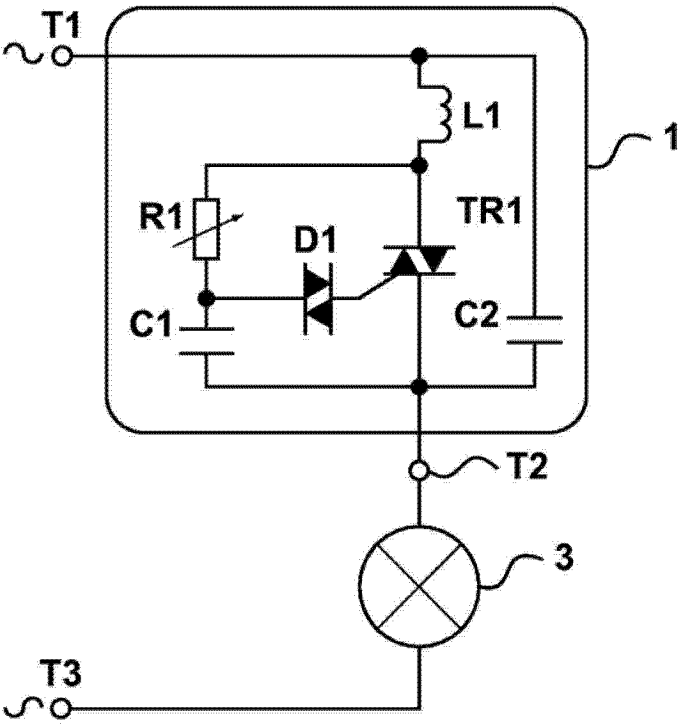


图 1(现有技术)

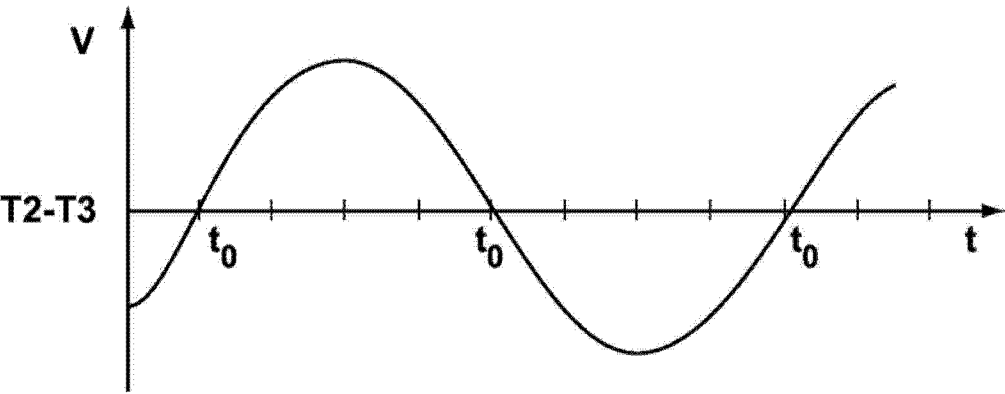


图 2A

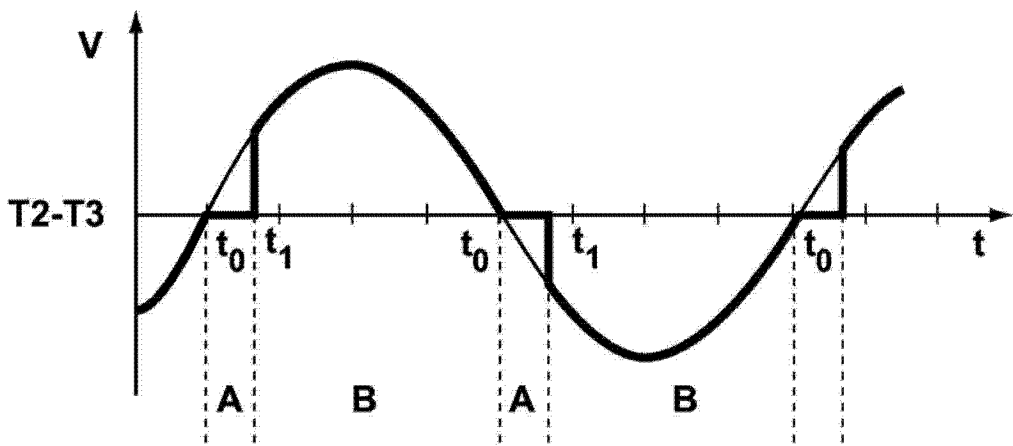


图 2B

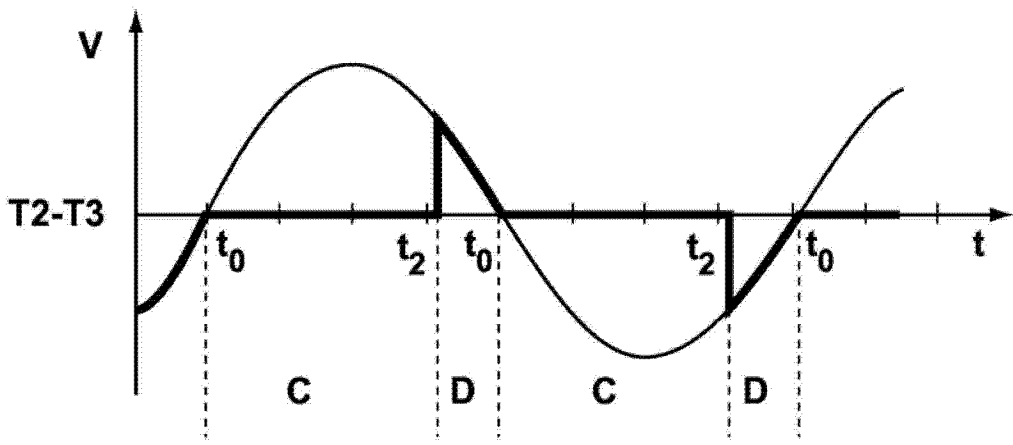


图 2C

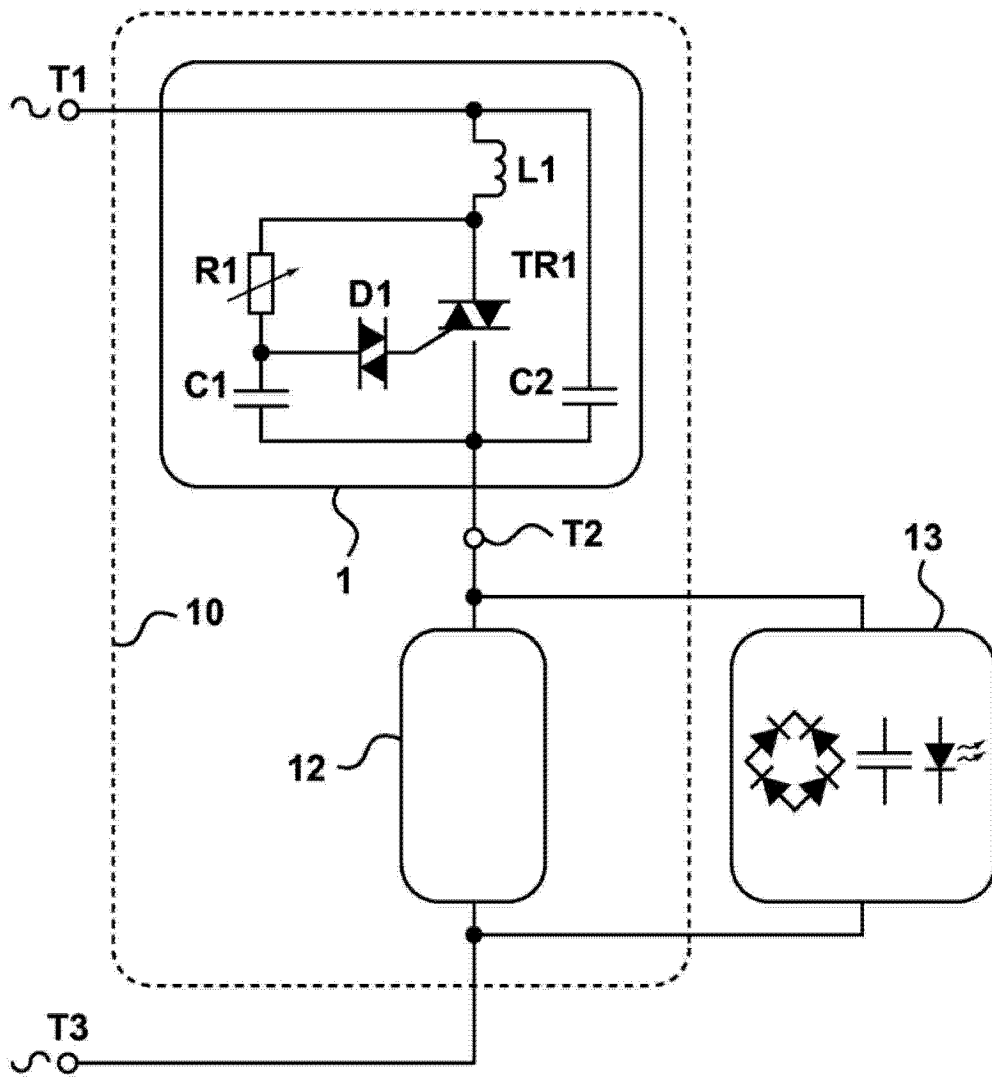


图 3

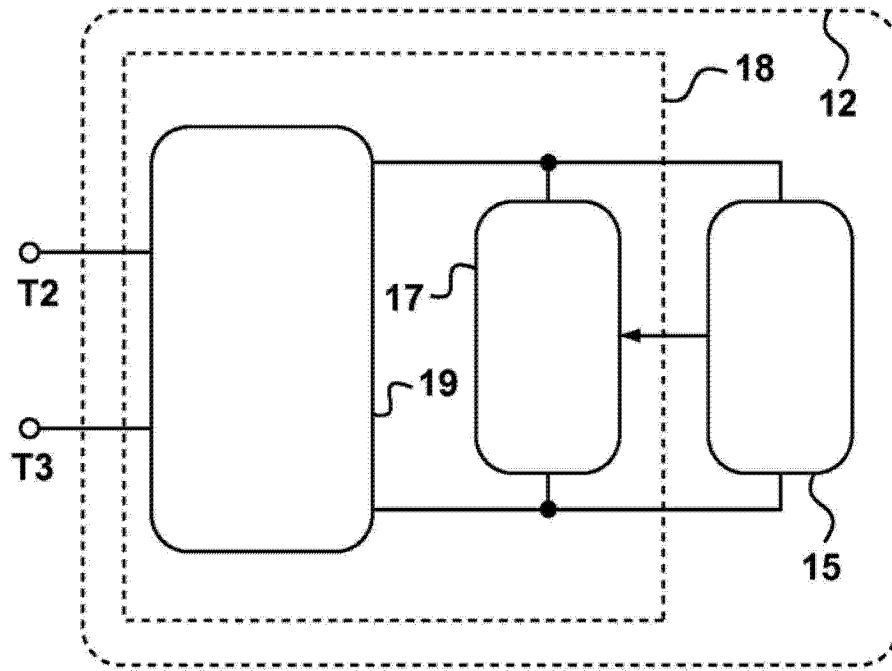


图 4

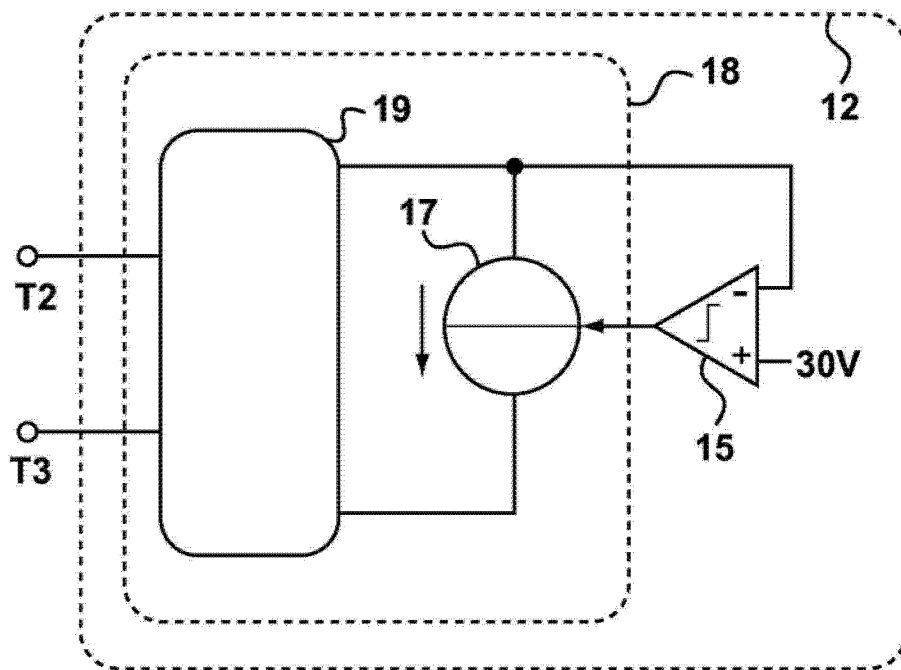


图 5

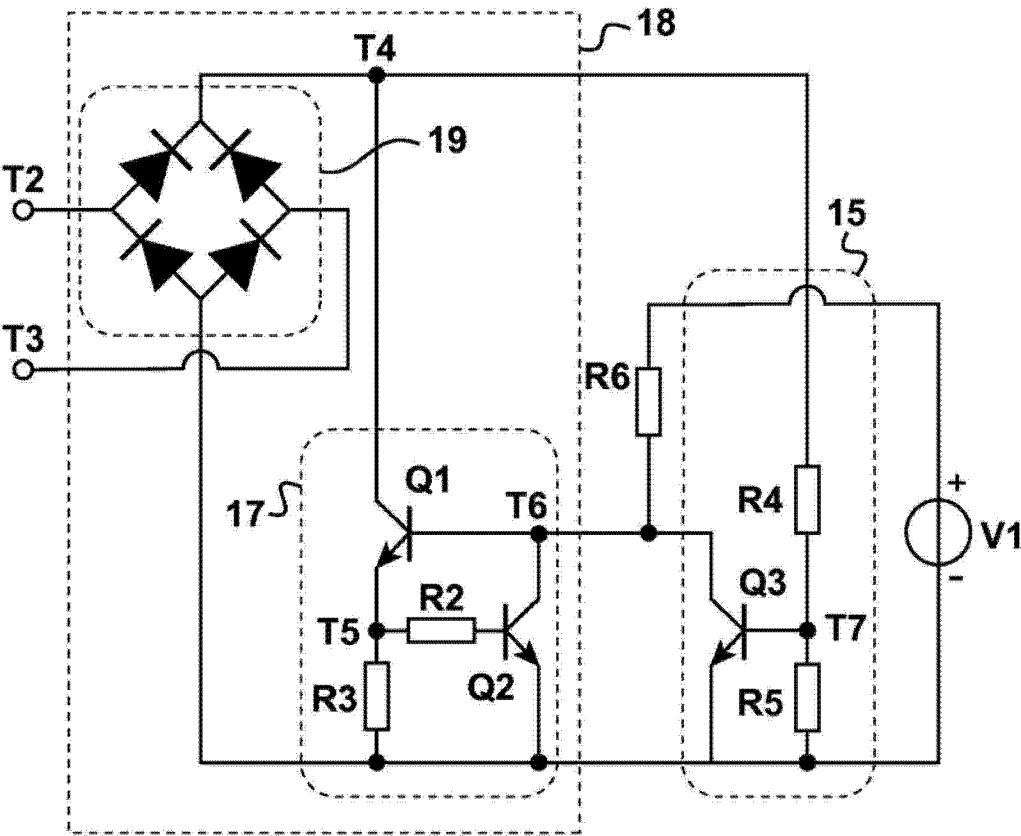


图 6

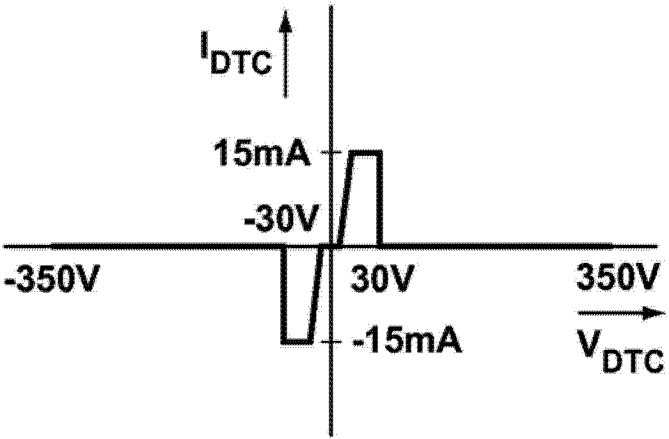


图 7A

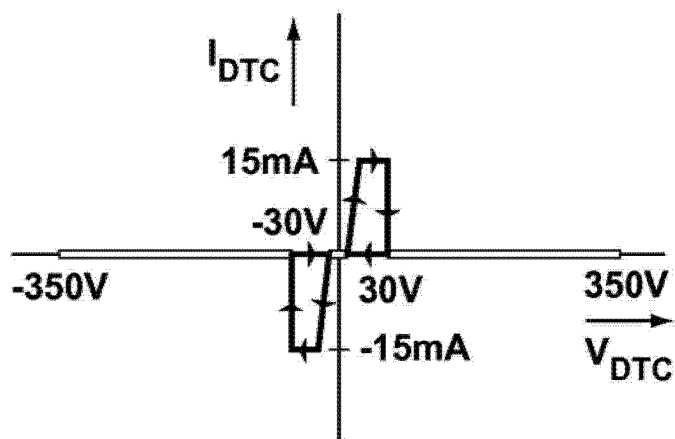


图 7B

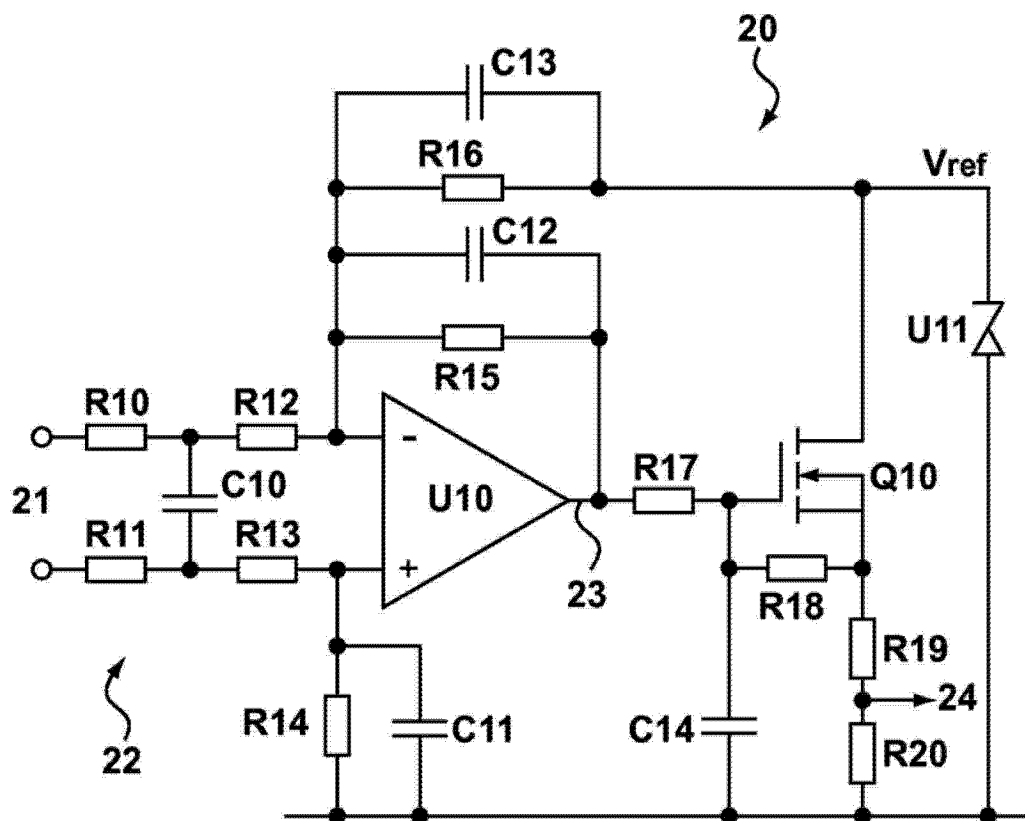


图 8

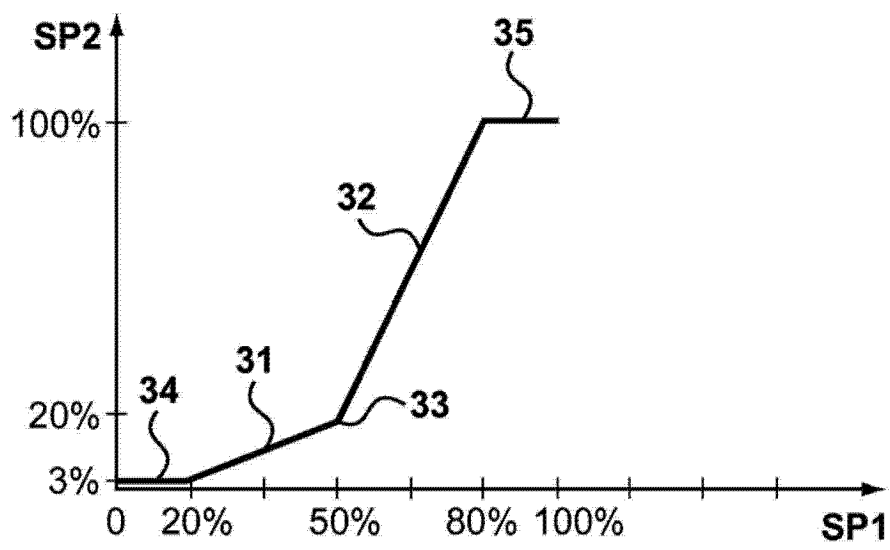


图 9A

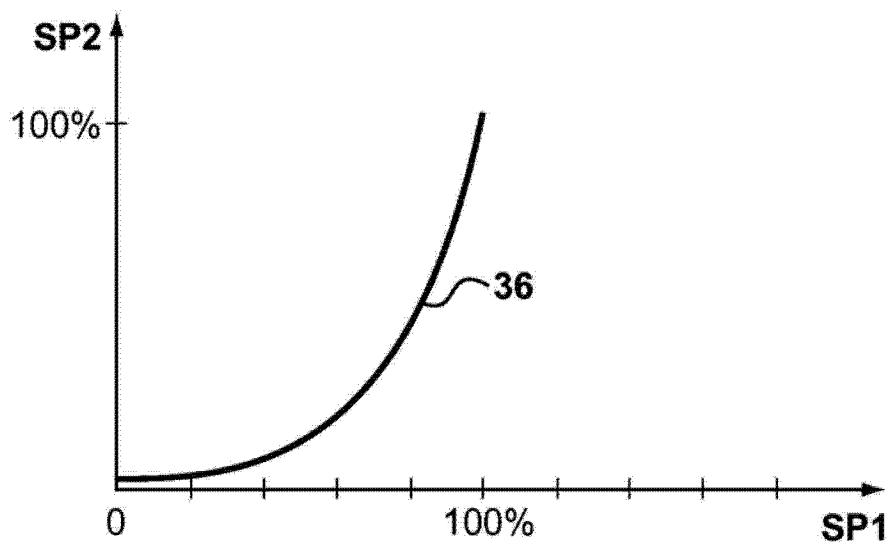


图 9B

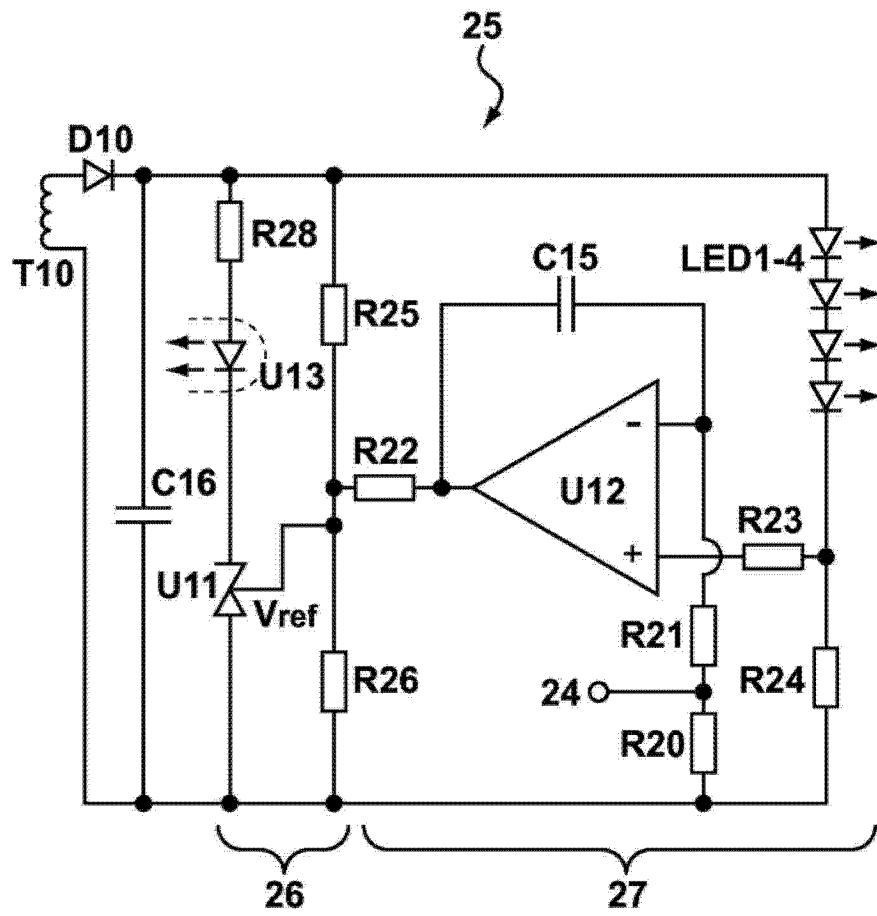


图 10

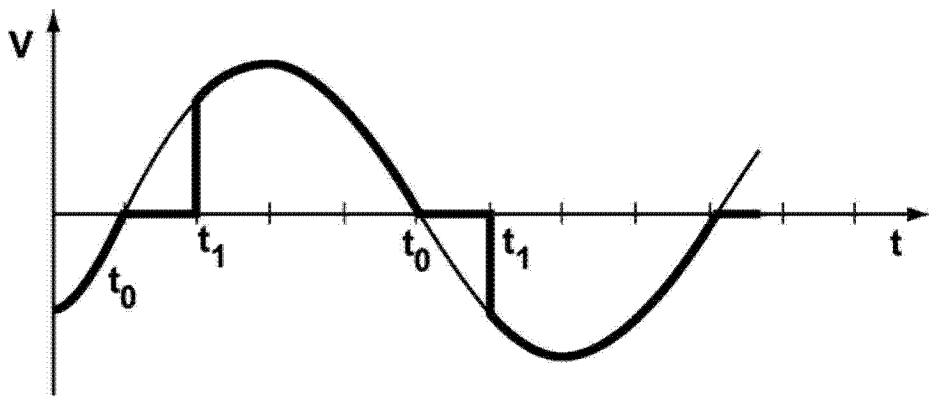


图 11A

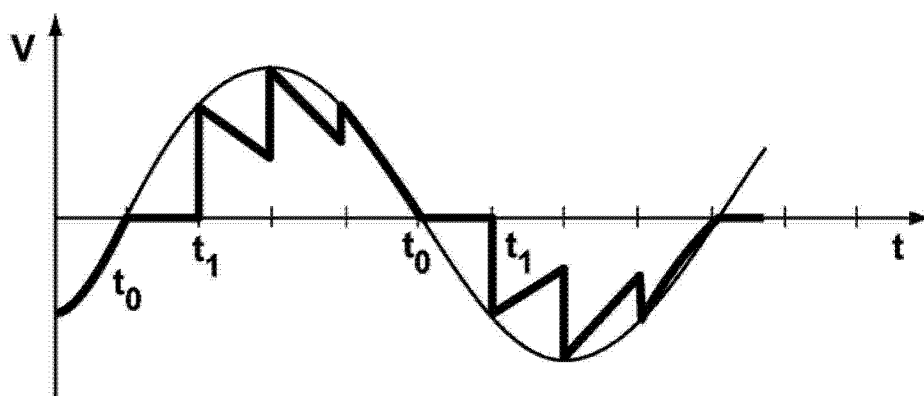


图 11B

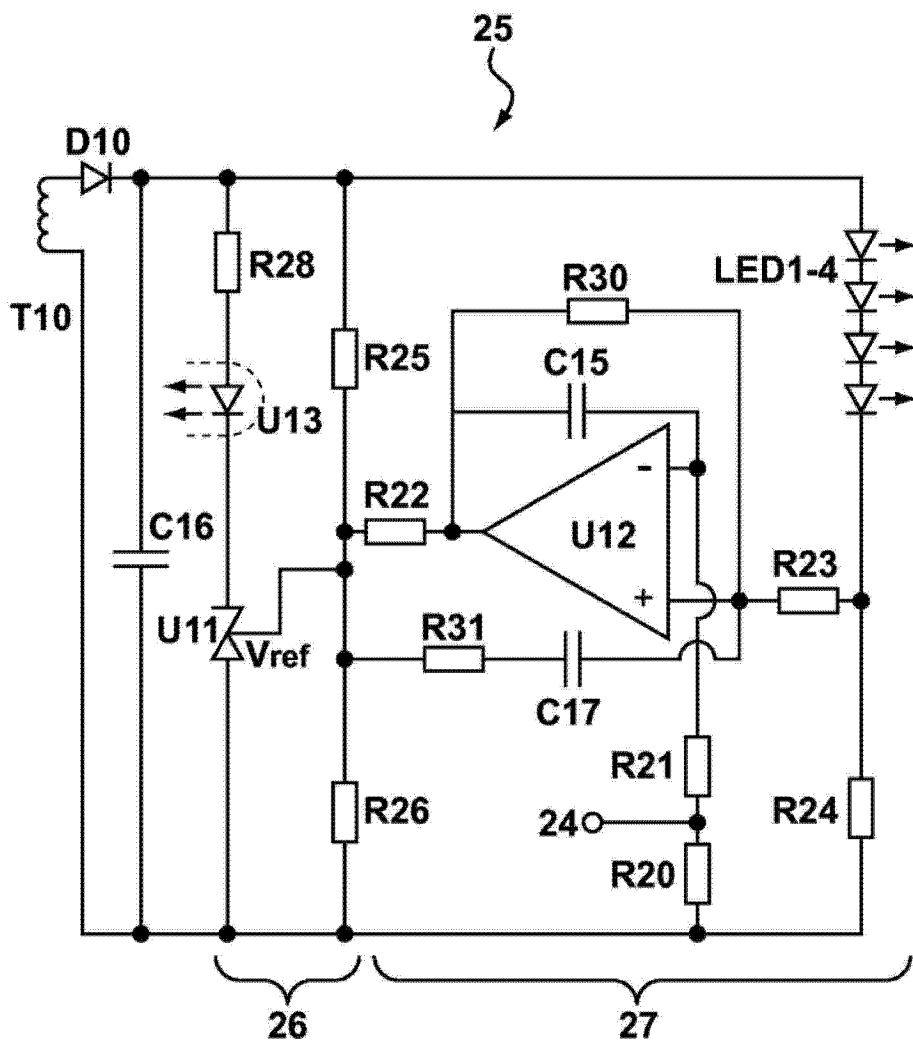


图 12