



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104936355 A

(43) 申请公布日 2015. 09. 23

(21) 申请号 201510369182. 4

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2009. 08. 31

H05B 37/02(2006. 01)

(30) 优先权数据

61/092, 842 2008. 08. 29 US

12/339, 651 2008. 12. 19 US

(62) 分案原申请数据

200980143361. 9 2009. 08. 31

(71) 申请人 美国思睿逻辑有限公司

地址 美国德克萨斯州奥斯汀

(72) 发明人 约翰·L·梅安森

(74) 专利代理机构 上海浦一知识产权代理有限

公司 31211

代理人 丁纪铁

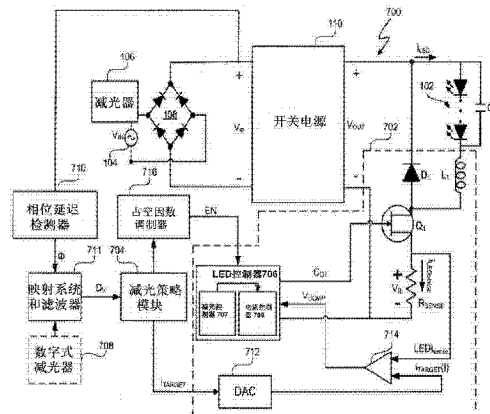
权利要求书2页 说明书12页 附图8页

(54) 发明名称

具有精确电流控制的 LED 照明系统

(57) 摘要

本发明公开了一种发光二极管 (LED) 照明系统和方法。该 LED 照明系统和方法包括一个 LED 控制器来精确控制 LED 系统中的电流。该 LED 控制器包括部件, 该部件用来基于电流和 LED 电流时间周期的有效时间周期计算传递给该 LED 系统的实际电荷量, 并且利用该实际电荷量来修正和提供在该 LED 电流时间周期的未来有效时间周期内要传递的所需目标电荷量, 其中, 该 LED 电流时间周期被占空因数调制到大于 50Hz 的频率。该 LED 系统和方法还包括部件, 该部件用来对实际电荷量与该有效时间周期内所需的电荷量作比较, 并且对实际电荷量与未来有效时间周期内所需的电荷量之间的差作补偿。



1. 一种发光二极管 (LED) 照明系统,包括:
开关电源,用于将由减光器产生的相位调制信号转换成输出电压,其中所述减光器是切相减光器,且在重复相切率下操作;
发光二极管控制器,耦合到所述开关电源,和
发光二极管,耦合到所述发光二极管控制器,且
其中所述发光二极管控制器控制所述发光二极管的电流,并且包括部件用于:
基于所述开关电源的电流,计算在时间周期内传输到所述发光二极管的平均电流量,其中所述时间周期是基于所述重复相切率;且
利用基于所述电流的实际电荷量来修正所述开关电源的未来开关时间。
2. 如权利要求 1 所述的发光二极管照明系统,其中所述发光二极管控制器控制所述发光二极管的减光。
3. 如权利要求 2 所述的发光二极管照明系统,其中所述发光二极管控制器在宽的减光频率范围控制所述发光二极管系统的减光。
4. 如权利要求 1 所述的发光二极管照明系统,还包括:
部件,利用基于所述电流的所述实际电荷来修正所述开关电源的所述未来开关时间。
5. 如权利要求 4 所述的发光二极管照明系统,其中利用所述实际电荷的所述部件还包括:
部件,用以将所述实际电荷量与有效时间周期的所需电荷量进行比较,并对所述实际电荷量与未来有效时间周期期间的所述所需电荷量的差做补偿。
6. 如权利要求 5 所述的发光二极管照明系统,其中所需目标电荷是基于在整流输入电压中的相位延迟。
7. 如权利要求 5 所述的发光二极管照明系统,其中所述有效时间周期和所述未来有效时间周期是基于平均周期,所述平均周期基于所述重复相切率。
8. 如权利要求 7 所述的发光二极管照明系统,其中所述发光二极管控制器控制所述发光二极管的减光。
9. 如权利要求 8 所述的发光二极管照明系统,其中所述发光二极管控制器包括减光控制器和电流控制器,其中所述减光控制器驱动所述电流控制器。
10. 如权利要求 9 所述的发光二极管照明系统,其中所述减光控制器由重复相切率驱动,且所述电流控制器由开关频率率驱动,且其中所述重复相切率与所述开关频率率不同。
11. 用于控制发光二极管照明系统的发光二极管中的电流的方法,包括:
通过开关电源,将由减光器产生的相位调制信号转换为输出电压,其中所述减光器是切相减光器,且在重复相切率下操作,
通过耦合到所述开关电源和所述发光二极管的发光二极管控制器,控制所述发光二极管的电流;
通过所述发光二极管控制器,基于所述开关电源的电流,计算在时间周期内传输到所述发光二极管的平均电流量,其中所述时间周期基于所述重复相切率;且
通过所述发光二极管控制器,利用基于所述电流的实际电荷来修正所述开关电源的未来开关时间。
12. 如权利要求 11 所述的方法,其中通过耦合到所述开关电源和所述发光二极管的所

述发光二极管控制器,控制所述发光二极管的电流还包括:

通过发光二极管控制器控制所述发光二极管的减光。

13. 如权利要求 12 所述的方法,其中通过所述发光二极管控制器控制所述发光二极管的减光还包括:

通过发光二极管控制器,在宽的减光频率范围控制所述发光二极管的减光。

14. 如权利要求 11 所述的方法,还包括:

通过部件,利用基于所述电流的所述实际电荷来修正所述开关电源的未来开关时间。

15. 如权利要求 14 所述的方法还包括:

通过部件,将所述实际电荷量与有效时间周期的所需电荷量进行比较;并且

通过所述部件,对所述实际电荷量与在未来有效时间周期期间的所述所需电荷量的差进行补偿。

16. 如权利要求 15 所述的方法,其中所需目标电荷是基于整流输入电压中的相位延迟。

17. 如权利要求 15 所述的方法,其中所述有效时间周期和所述未来有效时间周期是基于平均周期,所述平均周期基于所述重复相切率。

18. 如权利要求 11 所述的方法,其中通过发光二极管控制器,利用所述实际电荷来修正并提供要传输的所需目标电荷量还包括:

利用所述实际电荷量来修正并提供在所述发光二极管电流时间周期的未来有效时间周期期间要传输的所述所需目标电荷量,其中所述未来有效时间周期基于所述重复相切率还包括:

对所述实际电荷量与所述有效时间周期的所需电荷量进行比较,并且

对所述实际电荷量与在未来有效时间周期期间的所述所需电荷量之间的差值进行补偿。

19. 如权利要求 11 或 17 或 18 所述的方法,其中通过耦合到所述开关电源和所述发光二极管的发光二极管控制器,控制电流,还包括:

通过发光二极管控制器,控制所述发光二极管的减光。

20. 如权利要求 11 或 17-19 之一所述的方法,其中所述发光二极管控制器包括减光控制器和电流控制器,且还包括:

通过所述减光控制器驱动所述电流控制器。

21. 如权利要求 20 所述的方法,其中通过所述减光控制器驱动所述电流控制器还包括:

在所述重复相切率下驱动所述减光控制器,并

在开关频率率下驱动所述电流控制器,该开关频率率不同于所述重复相切率。

具有精确电流控制的 LED 照明系统

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 美国临时申请号 No. 60/909,458, 题为“Ballast for Light Emitting Diode Light Sources(LED 光源镇流器)”, 发明人 John L. Melanson, 代理人备案号 No. 1666-CA-PROV, 申请日期 2007 年 4 月 1 日, 描述了示例性的方法和系统, 全文引用, 此处称为: “Melanson I”。

[0003] 美国专利申请号 No. 12/047,249, 题为“Ballast for Light Emitting Diode Light Sources(LED 光源镇流器)”, 发明人 John L. Melanson, 代理人备案号 No. 1666-CA, 申请日期 2008 年 3 月 12 日, 描述了示例性的方法和系统, 全文引用, 此处称为: “Melanson II”。

[0004] 美国专利申请号 No. 12/047,269, 题为“Lighting System with Power Factor Correction Control Data Determined from a Phase Modulated Signal(带有相位调制信号确定的功率因数校正控制数据的照明系统)”, 发明人 John L. Melanson, 代理人备案号 No. 1787-CA, 申请日期 2008 年 3 月 12 日, 描述了示例性的方法和系统, 全文引用, 此处称为: “Melanson III”。

[0005] 美国专利申请号 No. 11/695,024, 题为“Lighting System with Lighting Dimmer Output Mapping(带有照明减光器输出映射的照明系统)”, 发明人 John L. Melanson 和 John Paulos, 代理人备案号 No. 1669-CA, 申请日期 2007 年 4 月 1 日, 描述了示例性的方法和系统, 全文引用, 此处称为: “Melanson IV”。

[0006] 美国专利申请号 No. 11/864,366, 题为“Time-Based Control of a System having Integration Response(具有集成响应的系统的基于时间的控制)”, 发明人 John L. Melanson, 代理人备案号 No. 1692-CA, 申请日期 2007 年 9 月 28 日, 描述了示例性的方法和系统, 全文引用, 此处称为: Melanson V。

[0007] 美国专利申请号 No. 11/967,269, 题为“Power Control System Using a Nonlinear Delta-Sigma Modulator with Nonlinear Power Conversion Process Modeling(采用带有非线性功率转换过程模型的非线性 delta-sigma 调制器的功率控制系统)”, 发明人 John L. Melanson, 代理人备案号 No. 1745-CA, 申请日期 2007 年 12 月 31 日, 描述了示例性的方法和系统, 全文引用, 此处称为: Melanson VI。

[0008] 美国专利申请号 No. 11/967,271, 题为“Power Factor Correction Controller with Feedback Reduction(减弱反馈的功率因数校正控制器)”, 发明人 John L. Melanson, 代理人备案号 No. 1756-CA, 申请日期 2007 年 12 月 31 日, 描述了示例性的方法和系统, 全文引用, 此处称为: Melanson VII。

[0009] 美国专利申请号 No. 11/967,273, 题为“System and Method with Inductor Flyback Detection Using Switch Gate Charge Characteristic Detection(具有采用开关门充电特性探测的电感回馈探测的系统和方法)”, 发明人 John L. Melanson, 代理人备案号 No. 1758-CA, 申请日期 2007 年 12 月 31 日, 描述了示例性的方法和系统, 全文引用, 此处称为: Melanson VIII。

[0010] 美国专利申请号 No. 11/967, 275, 题为“Programmable Power Control System(可编程功率控制系统)”, 发明人 John L. Melanson, 代理人备案号 No. 1759-CA, 申请日期 2007 年 12 月 31 日, 描述了示例性的方法和系统, 全文引用, 此处称为: Melanson IX。

[0011] 美国专利申请系列号 No. 11/967, 272, 题为“Power Factor Correction Controller With Switch Node Feedback(带有开关节点反馈的功率因数校正控制器)”, 发明人 John L. Melanson, 代理人备案号 No. 1757-CA, 申请日期 2007 年 12 月 31 日, 描述了示例性的方法和系统, 全文引用, 此处称为: Melanson X。

[0012] 美国专利申请系列号 No. 12/058, 971, 题为“LED Lighting System with a Multiple Mode Current Control Dimming Strategy(具有多模电流控制减光策略的 LED 照明系统)”, 发明人 John L. Melanson, 代理人备案号 No. 1785-CA, 申请日期 2008 年 3 月 31 日, 描述了示例性的方法和系统, 全文引用, 此处称为: Melanson XI。

技术领域

[0013] 本发明大体上涉及电子学和照明领域, 并且特别涉及具有精确电流控制的发光二极管(LED) 系统和方法。

背景技术

[0014] 白炽灯泡的商业应用已经超过 100 年。然而, 其它光源在商业上显示了可能替代白炽灯泡。LED 日益显示出其作为主流光源的特别吸引力, 部分地是由于通过其高效光输出以及诸如减少汞的环境污染的能源节省。

[0015] LED 是用直流驱动的半导体装置。LED 的流明输出强度(即亮度)与流经 LED 的电流近似正比变化。因此, 增大 LED 的电流供应就会增加 LED 强度, 而减小 LED 的电流就会使 LED 变暗, 即降低 LED 亮度。要调整 LED 电流, 既可将直流电流水平直接降低到白光 LED, 也可采用调制占空因数的办法来降低平均电流。

[0016] 在操作光源时减暗光源节省了能量, 并且也允许用户把光源的强度调节到所需的水平。家庭和建筑物的许多光源装置都包括了光源变暗电路(此处称为“减光器”)。

[0017] 图 1 描述了 LED 照明系统 100, 该 LED 照明系统对发光二极管(LEDs) 102 供能, 并且根据相位调制信号 V_{ϕ} 所指示的减光水平来使这些 LED 102 变暗。电压源 104 提供交流输入电压 V_{IN} 。由二极管全波桥式整流器 108 将该输入电压 V_{IN} 整流。主电压源 104 例如为公用设施, 而输入电压 V_{DIM} 例如在美国为 60Hz/120V 整流电压、或者在欧洲为 50Hz/230V 整流电压。减光器 106 例如是一个相位切割减光器, 它在整流输入电压 V_{IN} 中产生相位延迟来生成相位调制信号 V_{ϕ} 。用该相位延迟表示减光水平。一般地, 相位延迟增大, 则减光水平下降, 即, 相位延迟增大, 则减光水平表示 LED 102 的较低亮度水平。Melanson I、Melanson II 和 Melanson III 文件的“背景技术”部分描述了减光器 106 的几个例子。

[0018] 开关电源 110 采用了开关功率转换器技术以将相位调制信号 V_{ϕ} 转换成输出电压 V_{OUT} 。该输出电压 V_{OUT} 足以偏压 LED 102。开关电源 110 还提供 LED 电流 i_{LED} 以使 LED 102 发光。

[0019] 电流控制器 112 通过控制 n 沟道场效应晶体管(FET) Q1 的电导率来控制 LED 电流 i_{LED} 的有效值和平均值。电流控制器 112 产生门控制信号 C_{G0} 来对 FET Q1 的门极进行充电

和放电。该控制信号 C_{GO} 具有两个相关的频率，一个是有效频率而另一个是占空因数调制频率。在 LED 电流 i_{LED} 的有效周期内，控制信号 C_{GO} 具有有效频率，其范围例如在 20kHz - 500kHz。如随后详述，占空因数调制频率小于有效频率。LED 电流 i_{LED} 的有效周期是当 LED 电流 i_{LED} 的平均值等于电流值 i_{FULL} 时的时间周期。该平均（值）的时间周期为，例如，有效频率的周期的一倍或几（例如 3 - 5）倍。

[0020] 当控制信号 C_{GO} 为逻辑“1”时，FET Q1 导通，即为“ON”，而当控制信号 C_{GO} 为逻辑“0”时，FET Q1 非导通，即为“OFF”。当 FET Q1 为“ON”时，二极管 D1 反向偏压，并且 LED 电流 i_{LED} 流经 LED 102，并且对电感 L_1 充电。当 FET Q1 为“OFF”时，在电感 L_1 两端的电压改变极性，并且二极管 D_1 为 LED 电流 i_{LED} 产生电流通路。电感 L_1 选得能储存足够能量来当 MOSFET Q1 为“OFF”时维持 LED 电流 i_{LED} 的近似恒定有效值。电容 C1 帮助“平滑”LED 电流 i_{LED} 。如随后详述的，当电流控制系统 112 工作时，即在 LED 电流 i_{LED} 的有效周期期间 LED 电流 i_{LED} 的有效值为平均 LED 电流 i_{LED} 。该 LED 电流 i_{LED} 包括归因于例如电感 L1 的充电和放电的脉动 201。脉动 201 的频率是该有效频率。为了发挥 LED 的效率，最好保持 LED 电流相对恒定以降低热效应。

[0021] 图 2 描述了相位调制信号 V_{ϕ} 所表示的不同减光水平时的 LED 电流 i_{LED} 的图形表示 200。参照图 1 和图 2，当相位调制信号 V_{ϕ} 表示全减光水平，即 LED 102 的全亮度时，如 LED 电流 i_{LED} 波形 202 所示的，电流控制器 112 控制 LED 电流 i_{LED} ，使得 LED 电流 i_{LED} 的有效值在时间上是连续的且恒定的，并且等于 i_{FULL} 。“ i_{FULL} ”表示 LED 电流 i_{LED} 的有效值，该有效值使得 LED 102 以全亮度照射。

[0022] 电流控制器 112 用来自反馈信号 $LEDi_{sense}$ 的反馈信息来感测 LED 电流 i_{LED} 的有效值。该反馈信号 $LEDi_{sense}$ 表示检测电阻 R_{SENSE} 两端的电压 V_{fb} 。该电压 V_{fb} 表示当 FET Q1 为 ON 时的 LED 电流 i_{LED} 。因此，电流控制器 112 从反馈信号 $LEDi_{sense}$ 获得 LED 电流 i_{LED} 的值，并且可以在 LED 电流 i_{LED} 的有效周期内调节控制信号 C_{GO_FULL} 的占空因数以将 LED 电流 i_{LED} 的有效值维持在最大有效值 (full active value) i_{FULL} 。如随后详述的，控制信号 C_{GO_FULL} 的占空因数也已调制在占空因数调制频率，以便响应由相位调制信号 V_{ϕ} 所指示的减光水平来产生控制信号 C_{GO} 。

[0023] 为了确定由相位调制信号 V_{ϕ} 所指示的减光水平，比较器 114 将相位调制信号 V_{ϕ} 与相位延迟检测参考信号 V_{DET} 作比较。相位延迟检测参考信号 V_{DET} 的值被设置以检测相位调制信号 V_{ϕ} 的任意相位延迟的边缘。一般地，在相位调制信号 V_{ϕ} 的每个周期内的任意相位延迟的边缘引起相位调制信号 V_{ϕ} 的电压增大。因此，一般地，相位延迟检测参考信号 V_{DET} 的值设置得足够低，以便当与相位延迟的终止相关联的上升边缘被检测到时，比较器 114 的输出从逻辑 0 变为逻辑 1，并且如果在相位调制信号 V_{ϕ} 的周期内检测到相位延迟，则变为逻辑 0。

[0024] 比较器 114 产生具有占空因数调制频率的占空因数调制启动信号 EN。该启动信号 EN 的占空因数对应于由相位调制信号 V_{ϕ} 所指示的减光水平。电流控制器 112 通过对控制信号 C_{GO} 作占空因数调制以响应于启动信号 EN，使得 LED 电流 i_{LED} 的平均值 i_{LED_AVG} 按照由相位调制信号 V_{ϕ} 所指示的减光水平作变化。调制器 116 表示的是采用启动信号 EN 来产生一个占空因数调制控制信号 C_{GO} 的逻辑表示。启动信号 EN 表示到与门 118 的一个输入信号，而控制信号 C_{GO_FULL} 表示到与门 118 的另一个输入信号。该与门 118 是示例性的。在通常的

应用中,与门 118 的功能被集成到控制器 112 的逻辑内。控制信号 C_{GO_FULL} 对应于 LED 电流 i_{LED} 的有效周期内的控制信号 C_{GO} 。当启动信号 EN 为逻辑 1 时,控制信号 C_{GO} 等于控制信号 C_{GO_FULL} 。当启动信号 EN 为逻辑 0 时,控制信号 C_{GO} 等于 0。因此,控制信号 C_{GO} 被占空因数调制到产生控制信号 C_{GO_FULL} , 并且被占空因数调制以响应于相位调制信号 V_{ϕ} 。

[0025] 例如,参考 LED 电流 i_{LED} 的波形 204,当相位调制信号 V_{ϕ} 指示 3/4 减光水平时,启动信号 EN 的占空因数为 0.75。启动信号 EN 使得电流控制器 112 以与启动信号 EN 相同的占空因数对控制信号 C_{GO} 作占空因数调制,使得时间周期 $T_{ACTIVE_3/4}/T$ 等于 0.75。因此,当相位调制信号 V_{ϕ} 指示 3/4 减光水平时,对于相位调制信号 V_{ϕ} 的每个周期 T ,LED 电流 i_{LED} 的有效周期等于 $T_{ACTIVE_3/4}$ 。周期 T 表示占空因数调制周期,而占空因数调制频率等于 $1/T$ 。平均 LED 电流 i_{LED_AVG} 等于 i_{FULL} (LED 电流 i_{LED} 的有效值) 乘以启动信号 EN 的占空因数。对于 3/4 减光水平,平均 LED 电流 i_{LED_AVG} 等于 $0.75 \cdot i_{FULL}$ 。在 LED 电流 i_{LED} 的非有效周期内,即在有效周期 $T_{ACTIVE_3/4}$ 结束后到相位调制信号 V_{ϕ} 的下一个周期开始前这段时间里,LED 电流 i_{LED} 为 0。

[0026] 参考 LED 电流 i_{LED} 的波形 206,当相位调制信号 V_{ϕ} 指示 1/8 减光水平时,启动信号 EN 的占空因数为 0.125。启动信号 EN 使得电流控制器 112 以与启动信号 EN 相同的占空因数对控制信号 C_{GO} 作占空因数调制,使得时间周期 $T_{ACTIVE_1/8}/T$ 等于 0.125。因此,当相位调制信号 V_{ϕ} 指示 1/8 减光水平时,对于相位调制信号 V_{ϕ} 的每个周期 T ,LED 电流 i_{LED} 的有效周期等于 $T_{ACTIVE_1/8}$ 。平均 LED 电流 i_{LED_AVG} 等于 i_{FULL} 乘以启动信号 EN 的占空因数。对于 1/8 减光水平,平均 LED 电流 i_{LED_AVG} 等于 $0.125 \cdot i_{FULL}$ 。在 LED 电流 i_{LED} 的非有效周期内,即在有效周期 $T_{ACTIVE_1/8}$ 结束后到相位调制信号 V_{ϕ} 的下一个周期开始前这段时间里,LED 电流 i_{LED} 为 0。

[0027] 通常,可减光 LED 系统是用控制恒流源的脉冲宽度调制 (PWM) 方式驱动的,并且调节该 PWM 占空因数来选择减光水平。该恒流源既可为线性的也可为开关模式的控制器。在例如总的照明工程的大多数高功率的 LED 应用中,系统的效率是关键特性,所以采用开关模式的控制器。这些控制器的开关频率 f_{sw} 通常在 20kHz 到 1+MHz 范围。开关模式控制器的例子如美国赛倍思公司 (Sipex Corporation) 的 SP6652 和美国国家仪器公司 (National Instruments) 的 LM3407。它们的数据表的发布日期:前者为 2007 年 5 月 25 日,后者为 2008 年 1 月 18 日,作为参引在此合并。

[0028] 现在参考图 3,一个对启动信号 EN 的示例性图 300,该图示出了 Sipex SP6652 的输出电压 V_{out} 和 LED 电流 I_{LED} 随减光电压值的变化。图 300 示出了 LED 电流 I_{LED} 的有效周期的一个示例性坡升 302。在图 3 中,电压 V_{IN} 为 4.2V, V_o 为 3.3V, I_{out} 为 600mA, R_{sense} 为 4k Ω , 而 L_1 为 4.7 μ H。此外,现参照图 4,另一个对启动信号 EN 的示例性图 400,该图示出了 Sipex SP6652 的输出电压 V_{out} 和 LED 电流 I_{LED} 随减光电压值的变化。图 400 示出了 LED 电流 I_{LED} 的有效周期的另一个示例性坡升 402。在图 4 中,电压 V_{IN} 为 4.2V, V_o 为 1.5V, I_{out} 为 600mA, R_{sense} 为 4k Ω , 而 L_1 为 4.7 μ H。如图示 300 和 400 中可见,LED 电流 I_{LED} 的形状未能控制得很好。

[0029] 现在参照图 5,对启动信号 EN 的示例性图 500,该图示出了美国国家半导体公司 (National Semiconductor) 的 LM3407 的输出电压 V_{LED} 和 LED 电流 I_{LED} 随时间的变化。特别是在图示 500 中,示出了减光的启动,并示出了 LED 电流 I_{LED} 的有效周期的示例性电流

坡升 502。现参照图 6, 对启动信号 EN 的示例性图 600, 该图示出了美国国家半导体公司 (National Semiconductor) 的 LM3407 的输出电压 V_{LED} 和 LED 电流 I_{LED} 随时间的变化。特别是在图 600 中, 示出了减光的禁止, 并且对如图 500 中所示出的 LED 电流 I_{LED} 的同一有效周期的示例性电流坡降 602。

[0030] 开关模式控制器 (例如 Sipex SP6652 和 National Semiconductor LM3407) 具有脉冲式的启动输入信号 (例如启动信号 EN 或 V_{EN}) 以便工作于 PWM 方式。理想地, 最好对 LED 系统在 LED 电流 I_{LED} 的每个有效时间周期提供所需量的电荷。然而, 由于在离散的时间对电荷进行量子化是有限制的, 要对 LED 系统在 LED 电流 I_{LED} 的一个有效时间周期提供理想的所需量的电荷是极其困难或者不可能实现的。这种非理想性本身归因于电荷量子化的本质 (例如, 电荷量子化周期)。电荷量子化周期的固有问题在于, 由于电荷基于离散时间以离散量进行量子化这一事实, 对 LED 系统提供给 LED 电流 I_{LED} 的电荷量的精确性是受到限制的。例如, 在 LED 电流 I_{LED} 的坡升 (如斜坡 502) 和坡降 (如斜坡 602) 的时间中的几何点, 以及 LED 电流 I_{LED} 按照控制信号的脉冲值而在平均峰值电流值上的波动的周期率限制了所提供的电荷量的精确性。同样, 温度变化、电源变化、LED 老化等问题都会对传递给 LED 系统的电荷量的精确性产生影响。

[0031] 还有, 脉冲推动启动输入信号的 PWM 工作频率太慢 (例如低于 200Hz) 能被觉察为可减光 LED 照明系统的 LED 的闪烁。此外, 为了脉冲启动输入信号而在 20kHz 的 PWM 频率以下工作则有可能产生归因于磁性材料的声频行为的声音干扰, 这是不希望发生的, 并且可以导致因为要改善其声音通道的较高成本。

[0032] 另一方面, 用于脉冲推动启动输入信号的 PWM 工作频率过快会造成电流控制器的启动和停止的问题。例如, 要开启和关闭电流需要花 0.1 毫秒到 1 毫秒时间。在高 PWM 工作频率下, 可减光 LED 照明系统会遇到的许多其它负面效应有非均匀减光控制、非预见控制、以及非线性行为。在采用多种颜色的 LED 系统时, PWM 工作频率的快慢的平衡对于生成的颜色很重要, 这些问题严重地限制了提供所需生成颜色的能力。

[0033] 还有以不同于 PWM 工作来调节强度的、具有期望特性的其它减光模式。其中一种包括采用 delta-sigma 调制。然而, 采用这种 delta-sigma 调制对于控制器的慢运行行为不实用。因此, 很希望有而且需要有一种控制系统, 它能在宽的减光频率范围内线性工作, 同时又能保持高的效率。

发明内容

[0034] 在本发明的一个实施例中, 发光二极管 (LED) 照明系统包括一个 LED 控制器来控制 LED 系统中的电流。该 LED 控制器包括部件, 该部件基于电流和 LED 电流时间周期的有效时间周期计算传递给该 LED 系统的实际电荷量, 并且利用该实际电荷量来修正和提供在 LED 电流时间周期的未来有效时间周期内要传递的所需目标电荷量。该 LED 系统还可具有部件, 该部件将实际电荷量与有效时间周期的所需电荷量作比较, 并且对实际电荷量与未来有效时间周期内所需的电荷量的差作补偿。

[0035] 在本发明的另一个实施例中, 公开了一种控制 LED 照明系统的 LED 系统中的电流的方法。该方法包括: 基于该电流和 LED 电流时间周期的有效时间周期计算传递给该 LED 系统的实际电荷量, 以及利用该实际电荷量来修正和提供在 LED 电流时间周期的未来有效

时间周期内要传递的所需目标电荷量。该方法还可包括将实际电荷量与有效时间周期所需目标电荷量作比较,并且对实际电荷量与未来有效时间周期内所需的电荷量的差作补偿。

[0036] 在本发明的另一实施例中,公开了一种电流控制器,该电流控制器用来控制 LED 照明系统的 LED 系统的电流。该电流控制器包括部件,该部件用于从减光控制器接收减光水平信号,以及用于基于该减光水平信号来控制 and 提供一定量的驱动电流以驱动 LED 系统。这些部件至少是 LED 控制器的一部分,以基于该电流和 LED 电流时间周期的有效时间周期计算传递给该 LED 系统的实际电荷量,并且利用该实际电荷量来修正和提供在 LED 电流时间周期的未来有效时间周期内要传递的所需目标电荷量。

[0037] 在本发明的另一实施例中,公开了一种控制 LED 照明系统的 LED 系统电流的方法。该方法包括:从减光控制器接收减光水平信号,并且基于该减光水平信号来控制 and 提供一定量的驱动电流以驱动 LED 系统。该接收、控制和提供步骤至少是 LED 控制器方法的一部分,以基于该电流和 LED 电流时间周期的有效时间周期计算传递给该 LED 系统的实际电荷量,并且利用该实际电荷量来修正和提供该 LED 电流时间周期的未来有效时间周期内要传递的所需目标电荷量。

[0038] 在另一实施例中,公开了一种 delta-sigma 调制器减光控制器来控制 LED 照明系统的 LED 系统的减光水平。该 delta-sigma 调制器减光控制器包括部件,该部件用于接收减光控制信号,以及驱动减光水平信号到电流控制器用于提供电流来驱动 LED 系统。这些部件至少是 LED 控制器的一部分,以基于该电流和 LED 电流时间周期的有效时间周期计算传递给该 LED 系统的实际电荷量,并且利用该实际电荷量来修正和提供在该 LED 电流时间周期的未来有效时间周期内所需的目标电荷量。

[0039] 在另一实施例中,公开了一种利用 delta sigma 调制器来控制 LED 照明系统的 LED 系统的减光水平的方法。该方法包括:接收减光控制信号,并且驱动减光水平信号到电流控制器以提供电流来驱动 LED 系统。该接收和驱动步骤至少是 LED 控制器方法的一部分,以基于该电流和 LED 电流时间周期的有效时间周期计算传递给该 LED 系统的实际电荷量,并且利用该实际电荷量来修正和提供在该 LED 电流时间周期的未来有效时间周期内要传递的所需目标电荷量。

附图说明

[0040] 参照附图,本领域的技术人员会更好地理解本发明,并且本发明的多个目的、特征和优点会是显而易见的。各图中的相同附图标记的使用指示相同或相似的元件。

[0041] 图 1(已标为现有技术)描述了 LED 照明系统。

[0042] 图 2(已标为现有技术)描述了图 1 的 LED 照明系统中的 LED 电流在各种减光水平的图形表示。

[0043] 图 3(已标为现有技术)图 3 描述了现有技术的 LED 开关模式控制器的依据减光电压值绘制的启动信号、输出电压与 LED 电流之间的图形关系。

[0044] 图 4(已标为现有技术)图 4 描述了现有技术的 LED 开关模式控制器的依据减光电压值绘制的启动信号、输出电压与 LED 电流之间的另一图形关系。

[0045] 图 5(已标为现有技术)描述了另一现有技术的 LED 开关模式控制器的依据时间绘制的启动信号、输出电压与 LED 电流之间的图形关系,其示出了 LED 电流的坡升。

[0046] 图 6(已标为现有技术)描述了现有技术的 LED 开关模式控制器的依据时间绘制的启动信号、输出电压与 LED 电流之间的另一图形关系,其示出了图 5 所示的 LED 电流的坡降。

[0047] 图 7 描述了根据本发明的具有精确电流控制的 LED 照明系统。

[0048] 图 8 描述了实现本发明的原理的被控 LED 照明系统的电流控制器的时序图。

[0049] 图 9 描述了示出 LED 电流的电流有效周期的时间曲线图,其中,脉冲宽度调制(PWM)控制信号在 LED 电流时间周期的有效时间周期内控制 LED 电流的电流水平。

[0050] 图 10 描述了 LED 电流的时间曲线图,其示出了由脉冲宽度调制了的减光控制器控制的 LED 电流的有效和非有效周期的示例性队列。

[0051] 图 11 描述了 LED 电流的时间曲线图,其示出了由 delta sigma 调制了的减光控制器控制的 LED 电流的有效和非有效周期的示例性队列。

具体实施方式

[0052] 发光二极管(LED)照明系统包括 LED 控制器来精确控制 LED 系统中的电流。该 LED 控制器包括部件,该部件基于该电流和 LED 电流时间周期的有效时间周期来计算传递给该 LED 系统的实际电荷量,其中,LED 电流时间周期被占空因数调制在大于 50Hz 的频率,并且利用该实际电荷量来修正和提供在该 LED 电流时间周期的未来有效时间周期内要传递的所需目标电荷量。该 LED 系统还具有部件来为 LED 电流时间周期的有效时间周期计算传递给该 LED 系统的实际电荷量,并且还具有部件来将该实际电荷量与为 LED 电流时间周期的有效时间周期所需的电荷量作比较,并且对实际电荷量与未来有效时间周期内所需的电荷量的差作补偿。具有了精确控制所需电荷量的能力,就能更好地控制平均 LED 电流,从而更有效地控制 LED 的光强。

[0053] 根据本发明的原理用这种方式对 LED 电流的精确控制和电荷补偿使得此 LED 照明控制系统线性工作于宽的减光范围并且保持高效率。通过对 LED 电流的精确控制和电荷补偿,由脉冲推动启动输入信号的慢 PWM 工作频率(例如,低于 200Hz)引起的闪烁可避免。此外,脉冲推动启动输入信号的过快 PWM 工作频率引起的启动和停止问题也由 LED 电流的精确计算电荷补偿得到避免。过快 PWM 工作频率引起的其它负面效应,诸如非均匀减光控制、非预知控制、以及非线性行为,也由于对 LED 电流的精确控制和电荷补偿而得以消除。能够精确平衡慢和快 PWM 工作频率,则提供所需生成的 LED 颜色的能力就不再受到限制了。

[0054] 图 7 描述了 LED 照明系统 700,其包括控制 LED 电流 i_{LED} 的电流控制系统 702。该 LED 照明系统 700 还包括减光策略模块 704,该减光策略模块 704 响应于变化的减光水平以及根据随后详述的减光策略来改变并且调制 LED 电流 i_{LED} 的有效值。在至少一个实施例中,LED 照明系统 700 还包括电压源 104、减光器 106、整流器 108 和开关电源 110,它们的工作如先前所述。

[0055] 电流控制系统 702(在虚线边框中示出)包括 LED 控制器 706 来产生占空因数调制的门控制信号 C_{G1} 以控制 FET Q1 的电导率,并且从而控制 LED 电流 i_{LED} 。LED 控制器 706 包括减光控制器 707 和电流控制器 709。减光控制器 707 驱动电流控制器 709。减光控制器 707 可以是脉冲宽度调制(PWM)的减光控制器或 delta-sigma 调制的减光控制器。控制信号 C_{G1} 对 FET Q1 的门极充电和放电。控制信号 C_{G1} 的逻辑值为 1 时(例如,第一状态)使

得 FET Q1 导通并推动 LED 电流 i_{LED} 经过包括若干个 LED 102 的 LED 系统且经过电感 L1。控制信号 C_{G1} 的逻辑值为 0 时,使得 FET Q1 非导通(例如,第二状态)。FET Q1 表示开关的一个实施例,它也并且可用 - 任意类型的开关来替代。

[0056] 在至少一个实施例中,LED 照明系统 700 按照由诸如相位切割调减光器 106 的减光器产生的减光水平输入来使 LED 系统(例如,LED 102)变暗。LED 102 的数量是可选择的。LED 102 可用单个 LED 来代替。LED 照明系统 700 可从 LED 102 接收来自任何类型减光器的指示减光水平的减光信号。例如,可不用减光器 106,而 LED 照明系统 700 可包括诸如数字式减光器 708 或具有直流(DC)减光控制电压(未示出)的减光器 106 的减光器。在至少一个实施例中,数字式减光器 708 是数字式可编址照明接口(a digital addressable lighting interface, DALI)兼容减光器。数字式减光器 708 也用“虚”线描述,因为一般 LED 照明系统 700 包括一个减光器或另一减光器,而不是两个减光器。因此,在至少一个实施例中,数字式减光器 708 是减光器 106 和相位延迟检测器 710 的替代。诸如减光器 106 和数字式减光器 708 的减光器可手动或自动接收输入,该输入设置要由减光器输出的减光水平值。

[0057] 在至少一个实施例中,LED 控制器 706 响应于减光水平输入并且根据减光策略(在至少一个实施例中,包括两种工作模式)产生控制信号 C_{G1} 。在有效值变化的工作模式中,LED 控制器 706 按照对于第一组减光水平的减光水平来改变 LED 电流 i_{LED} 的有效值。在有效值和占空因数调制的工作模式中,LED 控制器 706 按照对于第二组减光水平的减光水平来调制 LED 电流 i_{LED} 的有效值的占空因数。

[0058] 要确定两个工作模式中应该用哪一个来产生 LED 电流 i_{LED} ,则 LED 照明系统 700 首先检测 LED 102 的减光水平。当 LED 照明系统 700 包括减光器 106 时,LED 照明系统 700 也包括相位延迟探测检测器 710 以探测相位调制信号 V_{ϕ} 的相位延迟。相位延迟检测器 710 产生相位延迟信号 Φ ,并且由数字相位延迟信号 Φ 所表示的相位延迟表示减光水平。Melanson III 描述了相位延迟检测器 710 的示例性实施例。

[0059] 在至少一个实施例中,LED 照明系统 700 还包括可选的映射系统和滤波器 711 来将相位延迟信号 Φ 所指示的减光水平映射为减光信号 D_v 的预定数字值。Melanson IV 描述了一个示例性的映射系统和滤波器 711,它将减光信号 D_v 的值映射为感觉到的光水平。LED 照明系统 700 接收减光信号 D_v 作为减光水平的输入。在至少一个实施例中,LED 照明系统 700 省略了映射系统和滤波器 711,而减光策略模块 704 接收相位延迟信号 Φ 作为具有指示减光水平的值的直接数字减光器信号输入。

[0060] 图 8 描述了被控 LED 照明系统 700 内的 LED 控制器 706 的减光控制器 707 和 / 或电流控制器 709 的示例性时间曲线图。减光控制器 707 和电流控制器 709 每一个都可作为基于时间的控制器来实现,其控制 FET Q1 使得被控 LED 照明系统 700 的输出电压 V_{out} 具有所需的平均值。因为由基于时间的减光控制器 707 或基于时间的电流控制器 709 施加于 FET Q1 的控制总会引起被控 LED 照明系统 700 向上或向下集成(例如,集成响应),则基于时间的减光控制器 707 或基于时间的电流控制器 709 被称为施加了继电器式控制(bang-bang control)。

[0061] 如其名称所指示的,基于时间的减光控制器或基于时间的电流控制器 709 实现基于时间的控制方法学,而不是通常的那些基于幅度的控制方法学之一。基于时间的减光

控制器 707 或基于时间的电流控制器 709 接收比较电压 V_{COMP} ，它是将指示被控 LED 照明系统 700 中的电流或电压的感测信号 $LEDi_{sense}$ （例如，感测电流 $i_{LEDsense}$ ）与目标或参考信号 $i_{target}(t)$ （诸如由减光策略模块 704 提供的模拟或数字电流或者模拟或数字电压）进行比较。在所描述的时间曲线图中，感测信号 $LEDi_{sense}$ 如图 7 所示，例如是在 FET Q1 流经电阻 R_{sense} 的漏极上所感测到的电流 $i_{LEDsense}$ ，而目标电流 $i_{target}(t)$ 是由减光策略模块 704 提供的目标电流 i_{TARGET} 。当然，在替代的实施例中，感测信号 $LEDi_{sense}$ 和目标信号 $i_{target}(t)$ 都可为电压。

[0062] 当提供给 LED 系统 (LED 102) 的控制信号 C_{G1} 是在第一状态（例如，on 状态）时，感测信号 $LEDi_{sense}$ 和目标 / 参考信号 $i_{target}(t)$ 的比较时的极性变化在第一时间被探测到。基于第一时间，可确定第二时间，就是在此时将提供给 LED 系统 (LED 102) 的控制信号 C_{G1} 的状态进行改变。在所确定的第二时间，提供给 LED 系统 (LED 102) 的控制信号 C_{G1} 的状态从第一状态改变到第二状态（例如，off 状态）。

[0063] 在图 8 中，随时间升或降（例如，极性改变）的感测信号 $LEDi_{sense}$ 具有重复周期 P ，每个周期 P 包括感测信号 $LEDi_{sense}$ 在其中上升的时间间隔 $T1$ 和感测信号 $LEDi_{sense}$ 在其中下降的时间间隔 $T2$ 。每个时间间隔 $T1$ 又包括区间 A（例如，A(0)、A(1) 等）和随后区间 B，在区间 A 期间，感测信号 $LEDi_{sense}$ 从周期初始值（例如，一个状态）上升到目标信号 $i_{target}(t)$ ，并且在区间 B 期间，感测信号 $LEDi_{sense}$ 从目标信号 $i_{target}(t)$ 上升到周期最大值（例如，另一状态）。在时间间隔 $T2$ 内，感测信号 $LEDi_{sense}$ 从周期最大值下降到下一个周期的初始值。为了明确起见，用递升周期指标 (A(0)、A(1) 等和 B(0)、B(1) 等) 来标记区间 A 和 B。

[0064] 根据本发明，基于时间的减光控制器 707 或基于时间的电流控制器 709 可控制 FET Q1 来实现许多基于时间的控制方法学中的任何一种。例如，基于时间的减光控制器 707 或基于时间的电流控制器 709 可以实现恒定周期控制，使得周期 P 恒定（而时间间隔 $T1$ 和 $T2$ 在周期之间变化），或者实现上升时间恒定控制使得时间间隔 $T1$ 恒定（而周期 P 和时间间隔 $T2$ 在周期之间变化），或者实现下降时间恒定控制使得时间间隔 $T2$ 恒定（而周期 P 和时间间隔 $T1$ 在周期之间变化）。可以选择需要的方法学，例如，为了减少与周围电路发生电磁干扰 (EMI)。

[0065] 同样能够使目标信号 $i_{target}(t)$ 立即锁定的最简单的控制方法学是恒定上升时间或恒定下降时间的方法，其中，使得时间间隔 $T1$ 或 $T2$ 的其中之一为恒定的持续时间，而另一个时间间隔（和周期 P ）则在持续时间上变化。在恒定下降时间的控制方法学中，基于时间的减光控制器 707 或基于时间的电流控制器 709 控制 FET Q1，使得时间间隔 $T1$ 的区间 A（感测信号 $LEDi_{sense}$ 在其间小于目标信号 $i_{target}(t)$ ）与时间间隔 $T1$ 的区间 B（感测信号 $LEDi_{sense}$ 在其间大于目标信号 $i_{target}(t)$ ）相等。根据这个恒定下降时间的控制方法学，每个周期的区间 B 的持续时间根据下列方程 (1) 来确定：

$$[0066] \quad B(N) = [B(N-1) + A(N)] / 2, \quad (1)$$

[0067] 其中， N 是循环次数。因此，例如，利用方程 (1)，则时间区间 B(1) 等于时间区间 B(0) 和 A(1) 的平均。当然，时间间隔 $T2$ 的持续时间是固定的。

[0068] 恒定上升时间的控制方法采用与恒定下降时间的方法相同的方程，除了在恒定上升时间的方法中，时间间隔 $T1$ 的持续时间是恒定的，区间 A 是时间间隔 $T2$ 的一部分，其中感测信号 $LEDi_{sense}$ 超过了目标信号 $i_{target}(t)$ ，而区间 B 是时间间隔 $T2$ 的一部分，其中，感测

信号 $LEDi_{sense}$ 小于目标信号 $i_{target}(t)$ 。基于时间的电流控制器 709 仍控制 FET Q1, 使得区间 A 和 B 有相等的持续时间。

[0069] 现在参照图 9, 示出了电流 - 时间图 900 和控制信号时间图 902。LED 电流 i_{LED} 的 LED 电流时间周期包括有效时间周期和无效时间周期。在电流 - 时间图 900 中示出了用于减光控制的由被控照明系统 700 采用的 LED 电流时间周期的示例性有效时间周期。在与有效周期图示相同 (例如, 从 0 到 120 微秒) 的控制信号时间图 902 中示出了脉冲宽度调制 (PWM) 开关控制信号 C_{G1} 。在有效时间周期内脉冲宽度调制 (PWM) 开关控制信号 C_{G1} 控制 LED 电流 i_{LED} 的电流水平来控制各 LED 102 的减光水平。该有效时间周期一般定义为一个 LED 电流脉冲 (例如, LED 电流脉冲 901), 即从 LED 电流 i_{LED} 的电流水平开始坡升直到平均高电流值 i_{high} (例如, 0.45 安培) 以及在该平均高电流值 i_{high} 附近波动, 一直到 LED 电流 i_{LED} 的电流水平坡降到一个低的电流值 i_{low} (例如, 0 伏) 的时刻为止。

[0070] 如图 9 所示, PWM 控制信号 C_{G1} 的 PWM 开关频率 f_{sw} 不同于用来随时间控制 LED 102 的减光水平的 LED 电流 i_{LED} 的 PWM 减光频率 f_{DIM} 。因此, 为了 LED 照明系统 700 的工作, 对于控制信号 C_{G1} 和减光控制 (例如, LED 电流 i_{LED} 的水平的控制) 分别采用了两个不同的 PWM 工作频率。PWM 减光频率 f_{DIM} 的工作频率的示例性工作频率范围从 100Hz 到 20kHz。PWM 通过占空因数调制 LED 时间周期在大于 50Hz 的频率来提供 PWM 减光频率。PWM 开关频率 f_{sw} 的示例性工作频率范围从 50kHz 到 250kHz。

[0071] 在图 9 中, 当控制信号 C_{G1} 打开并且具有高值 (例如, 1) 时, LED 电流 i_{LED} 在 0 - 12.5 微秒时间内根据坡升斜率 R_{UP1} 坡升, 并且充电到 0.45 安培。当控制信号 C_{G1} 关闭并且具有低值 (例如, 0) 时, LED i_{LED} 开始从 0.45 安培下降经过 0.4 安培达到 0.35 安培, 到该点后控制信号 C_{G1} 又打开并且具有高值 (例如, 1)。根据控制信号 C_{G1} 的脉冲 (例如, LED 照明系统 700 的 FET Q1 的打开和关闭), LED 电流 i_{LED} 的电流水平以这样的方式连续波动 (例如, 在 0.45 安培与 0.35 安培之间)。(这一段) LED 电流水平的波动范围从 12.5 - 92.5 微秒。

[0072] 从 92.5 - 120 微秒, 因为控制信号 C_{G1} 被关闭并且维持在 0, 所以 LED 电流 i_{LED} 的电流水平根据坡降斜率 R_{DN1} 从 0.4 安培坡降到 0 安培。LED 电流脉冲 901 的实际电荷量 Q_{Actual} 按照下式计算:

$$[0073] \quad Q_{Actual} = Q1 + Q2 + Q3 \quad (2)$$

[0074] 用以下的面积计算来计算其中的各个电荷量:

$$[0075] \quad Q1 = 1/2 * (X1 * Y) = 1/2 * ((12.5 - 0) * 0.4) = 2.5 \text{ 微库伦} \quad (3)$$

$$[0076] \quad Q2 = Z1 * Y = (92.5 - 12.5) * 0.4 = 32 \text{ 微库伦} \quad (4)$$

$$[0077] \quad Q3 = 1/2 * (X2 * Y) = 1/2 * ((120 - 92.5) * 0.4) = 5.5 \text{ 微库伦} \quad (5) \text{ 因此, LED}$$

电流脉冲 901 的总的实际电荷量 Q_{Actual} 为:

$$[0078] \quad Q_{Actual} = 2.5 + 32 + 5.5 = 40 \text{ 微库伦} \quad (6)$$

[0079] 然而, 由于电荷量子化的离散限制 (例如, 离散时间 / 步), 有效时间周期 (例如, LED 电流脉冲 901) 的总的实际电荷量 Q_{Actual} 可能不同于期望的总的电荷量 Q_{Desire} 。因此, 期望传递给 LED 102 的总的期望的电荷量可按下式来计算:

$$[0080] \quad Q_{Desire} = Q1 + Q2 + Q3 + / - Q_{error} \quad (7)$$

[0081] 量子化误差电荷量 Q_{error} 可以是不足电荷量或是超额电荷量, 取决于总的所需电荷量 Q_{Desire} 与可被实际传递的总的实际电荷量 Q_{Actual} 如何相对。如果量子化误差电荷量 Q_{error}

是不足电荷量,则量子化误差电荷量 Q_{error} 在 LED 电流时间周期的下一个或未来时间周期(例如,未来的 LED 电流脉冲)内通过加入等效电荷量来补偿。例如,如果实际电荷量是 40 微库伦,而 41 微库伦是期望的电荷量 Q_{Desire} ,并且由于电荷量子化的限制却无法达到,则量子化误差电荷量 Q_{error} 是不足的 1 微库伦(例如, $Q_{\text{error}} = Q_{\text{Actual}} - Q_{\text{Desire}} = 40 \text{ 微库伦} - 41 \text{ 微库伦} = -1 \text{ 微库伦}$)。在该情况中,在未来时间周期的下一周期内加入 1 微库伦来补偿实际电荷量 Q_{Actual} 以得到期望的电荷量 Q_{Desire} 。另一方面,如果量子化误差电荷量 Q_{error} 是超额电荷量,则量子化误差电荷量 Q_{error} 由从 LED 电流时间周期的下一个或未来的时间周期(例如,未来的 LED 电流脉冲)内通过减去等效电荷量来补偿。例如,如果实际的电荷量是 40 微库伦。而 39 微库伦是期望的电荷量 Q_{Desire} ,并且由于电荷量子化的限制却无法达到,则量子化误差电荷量 Q_{error} 是超额量 1 微库伦(例如, $Q_{\text{error}} = Q_{\text{Actual}} - Q_{\text{Desire}} = 40 \text{ 微库伦} - 39 \text{ 微库伦} = +1 \text{ 微库伦}$)。在该情况中,从未来时间周期的下一个周期减去 1 微库伦来补偿实际电荷量 Q_{Actual} 以得到期望的电荷量 Q_{Desire} 。

[0082] 对于如图 9 所讨论的修正在未来时间传递的电荷量的过程(例如,对未来的 LED 电流脉冲修正其电荷量),对于随后的 LED 电流脉冲可以合适地重复。以同样的方式,对于随后的 LED 电流脉冲,取决于误差电荷量相对于期望的电荷量分别为不足的或超额的电荷量,将从未来 LED 电流脉冲的电荷量分别加入或减去来补偿(实际的)电荷量。

[0083] 减光控制器 707 可为脉冲宽度调制(PWM)减光控制器,或者可为 delta-sigma 减光控制器。现在参照图 10,LED 电流的时距图 1000,该图示出了 LED 电流脉冲的示例性队列(例如,电流脉冲 1002、1004、1006 和 1008),其指示 LED 电流 i_{LED} 的有效时间周期。时距图 1000 也示出了大体上等间隔分开在 LED 电流脉冲之间的无效周期,因为减光控制器 707 是一个脉冲宽度调制减光控制器。在较早的有效时间周期内发生的误差电荷量,在随后的或未来的有效时间周期内得到补偿。换句话说,在电流脉冲 1002 内发生的误差电荷量在电流脉冲 1004 内得到补偿,而在电流脉冲 1004 内发生的误差电荷量在电流脉冲 1006 内得到补偿。在电流脉冲 1006 内发生的误差电荷量在电流脉冲 1008 内得到补偿。

[0084] 现参照图 11,LED 电流的时距图 1100,其示出了 LED 电流脉冲(例如,电流脉冲 1102、1104、1106、1108、1110、1112 和 1114)的示例性队列,其指示 LED 电流 i_{LED} 的有效周期。时距图 1100 也示出了不等间隔分开在 LED 电流脉冲之间的无效周期,因为减光控制器 707 是 delta-sigma 调制减光控制器。同样地,在较早的有效时间周期内发生的误差电荷量,在随后的或未来的有效时间周期内得到补偿。换句话说,在电流脉冲 1102 内发生的误差电荷量在电流脉冲 1104 内得到补偿,而在电流脉冲 1104 内发生的误差电荷量在电流脉冲 1106 内得到补偿等。如图 11 所示,脉冲 1102、1104、1106、1108、1110、1112 和 1114 的持续时间可以是相同的或不同的,并且一般可为等间隔或不等间隔的。

[0085] 在图 7 中,采用 delta-sigma 调制减光控制器 707 代替 PWM 减光控制器 707 来控制 LED 电流 i_{LED} 提供了加宽的信号频谱特性,这就使可听见噪声的可能性减少到最小。一种具有合理振颤水平的简单二阶调制器可被实现用于 delta-sigma 调制器,并且这种实施例实现是大体上充分的且相对便宜的。例如,开关频率 f_{sw} 可为 200kHz,而 delta-sigma 减光频率 f_{DIM} 可为 20kHz。在这种情况下,存在产生任何声频噪声的最小机会。然而,如快速打开或关闭的具有快速响应的开关电流控制是需要的。因此,如早先对图 7 所讨论的基于时间的减光控制器 707 和基于时间的电流控制器 709 就提供了这种快速开关响应。

[0086] 因此,传递给 LED 102 的实际电荷量被计算并且存储。该电荷存储与期待的电荷量作比较。传递给 LED 102 的总电荷量的修正和补偿可以连续地恒定地进行,这至少可以补偿误差电荷量。不管 LED 控制器 706 的启动和关闭特性,LED 照明系统将适当地补偿并且允许非常快的 PWM 开关频率 f_{sw} 。这种特征允许由 LED 照明系统 700 的 LED 102 平稳减光。

[0087] 下面提供对于减光控制器 707 的 PWM 工作的示例性伪码:

[0088] Dim level D, 0-1

[0089] Qint charge accumulation, initialized to 0

[0090] PWM period PP

[0091] Full-scale current Itarget

[0092] Current control sample period PCC

[0093] Instantaneous LED current LEDI

[0094] At PP rate, $Qint = Qint + D * Itarget$

[0095] At PCC,

[0096] $Qint = Qint - PCC * LEDI$

[0097] If $Qint > 0$, turn on LED controller

[0098] If $Qint \leq 0$, turn off LED controller

[0099] 尽管已经详述了本发明,应该理解在此可做出各种变化、替代和变更,而不脱离由附加的权利要求书所限定的本发明的精神和范围。

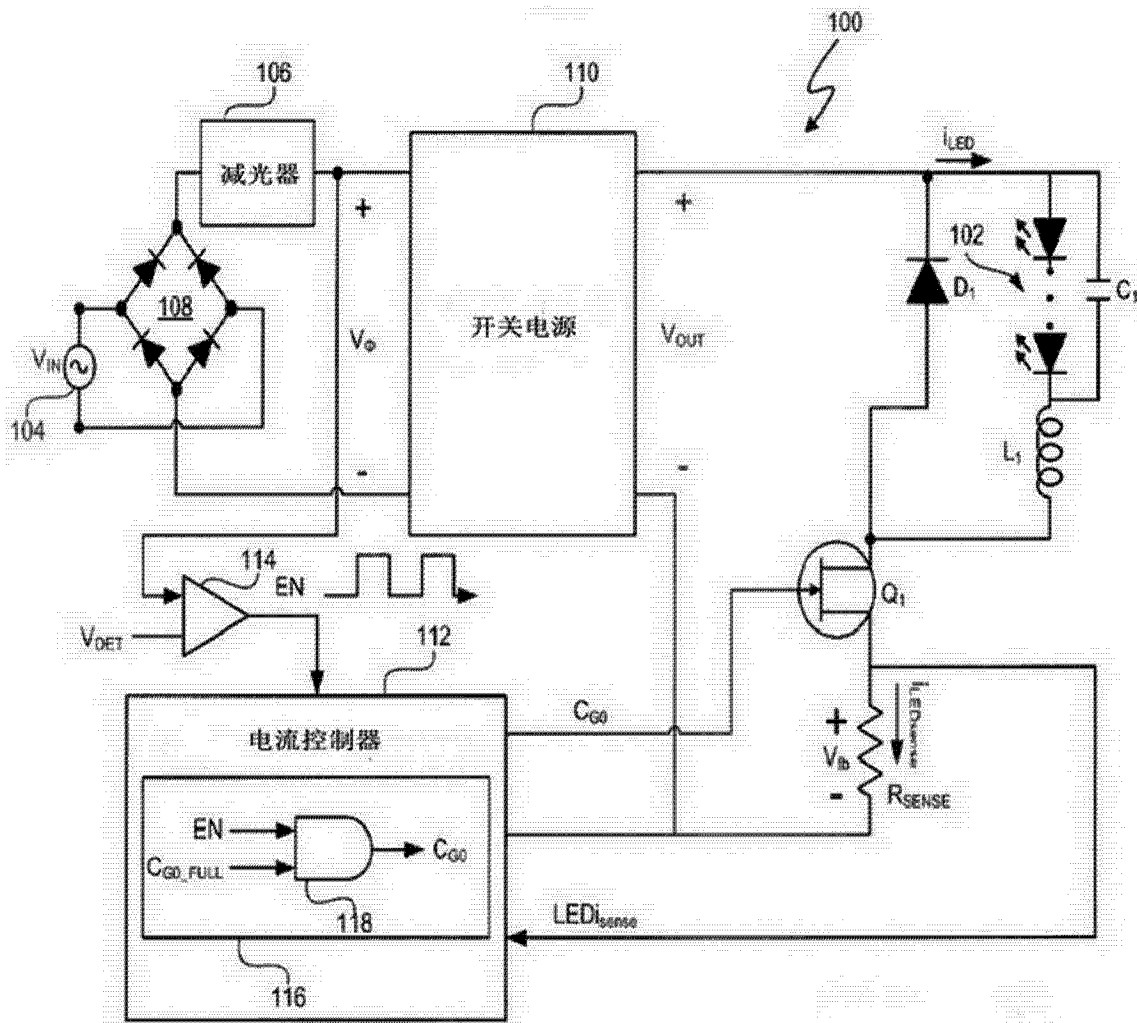


图 1(现有技术)

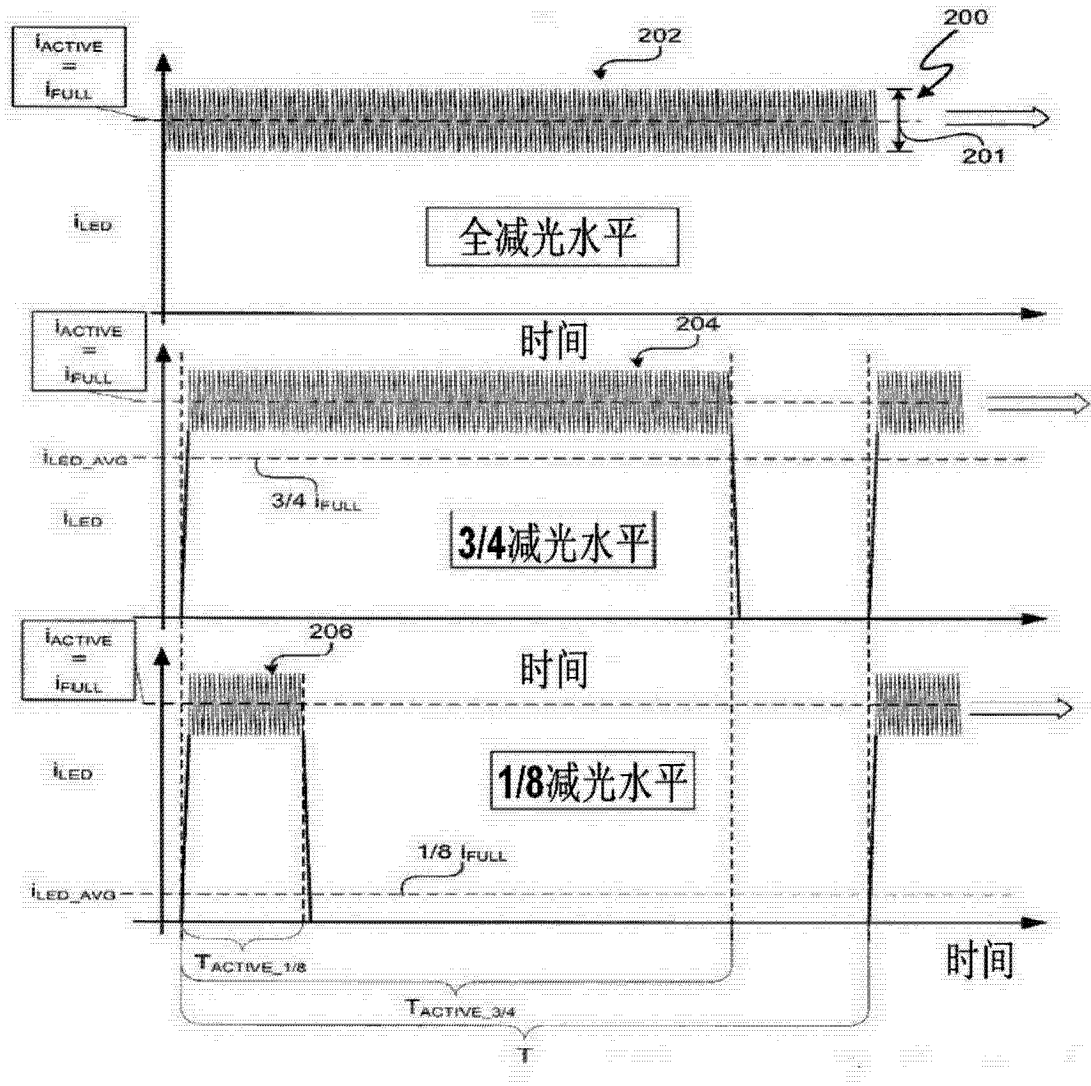


图 2(现有技术)

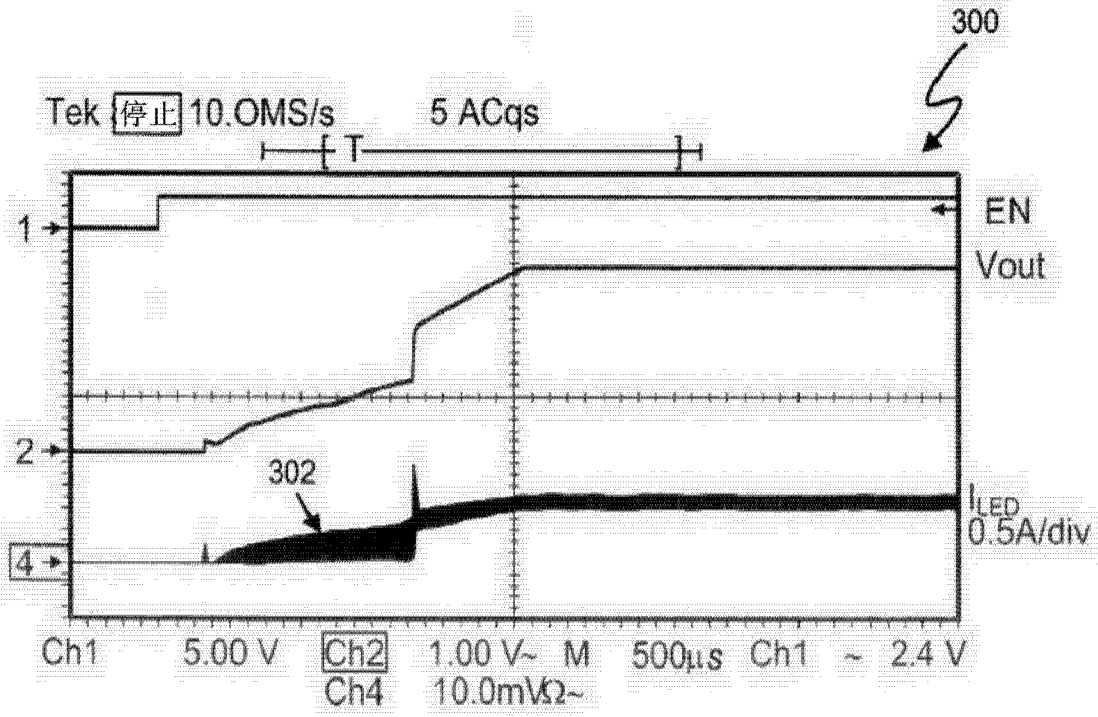


图 3(现有技术)

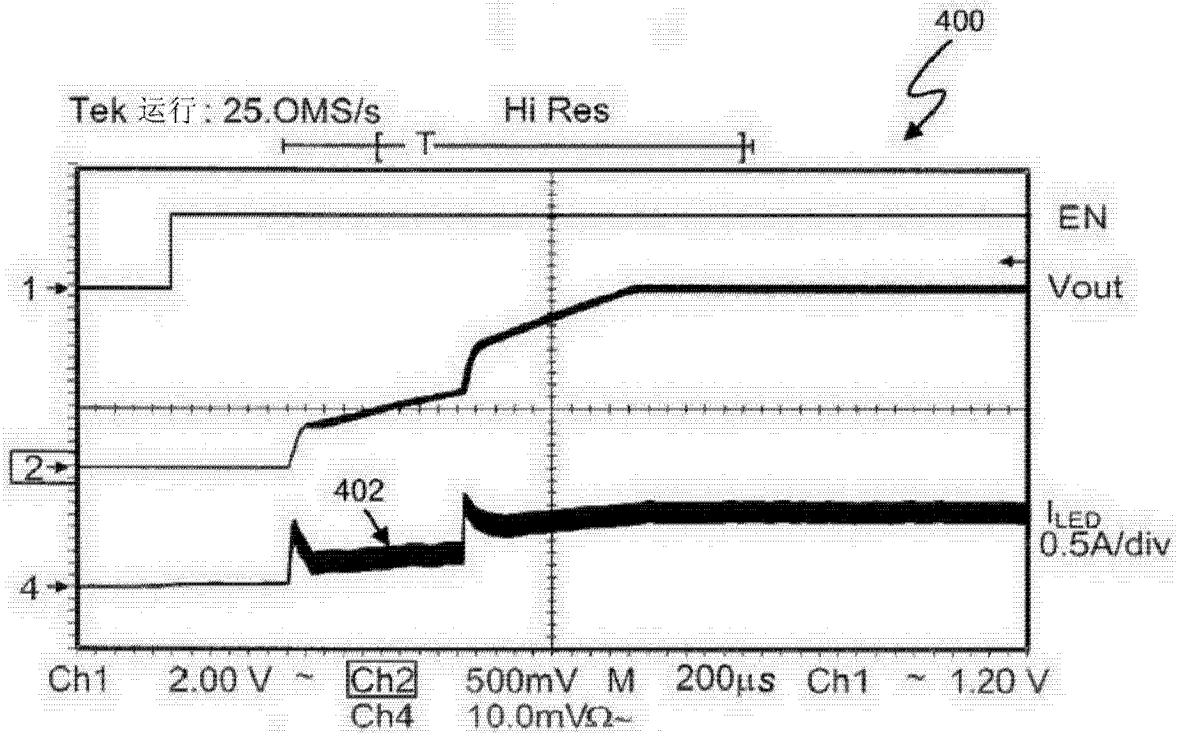


图 4(现有技术)

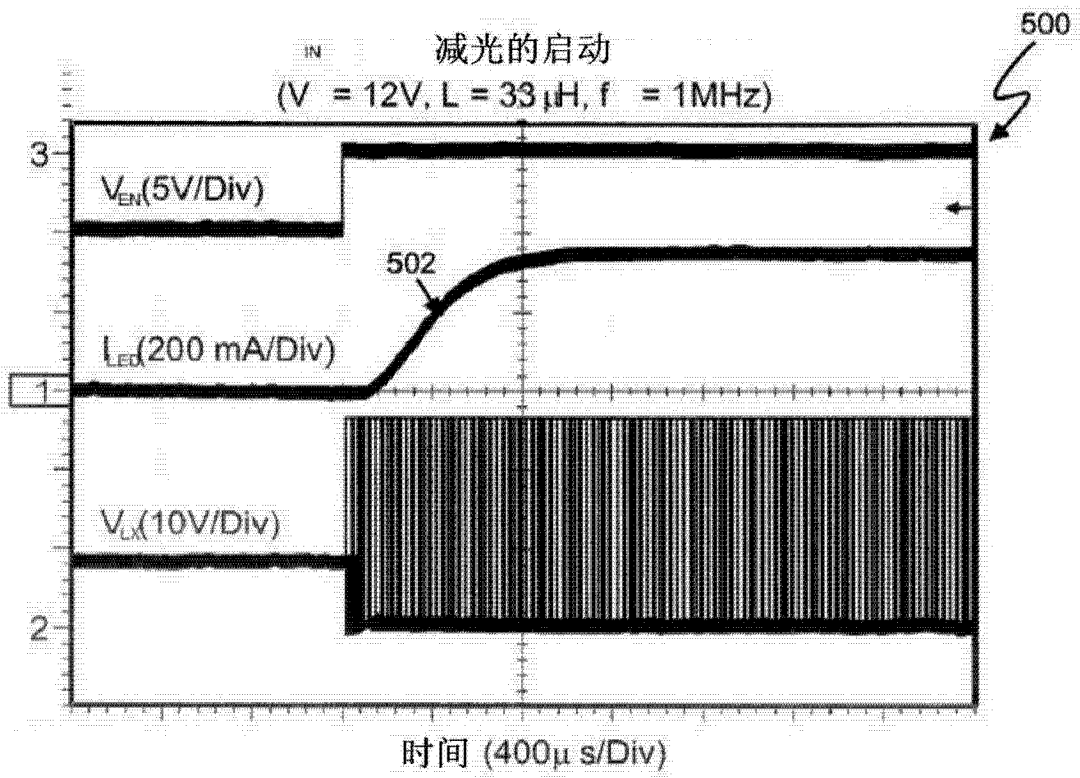


图 5(现有技术)

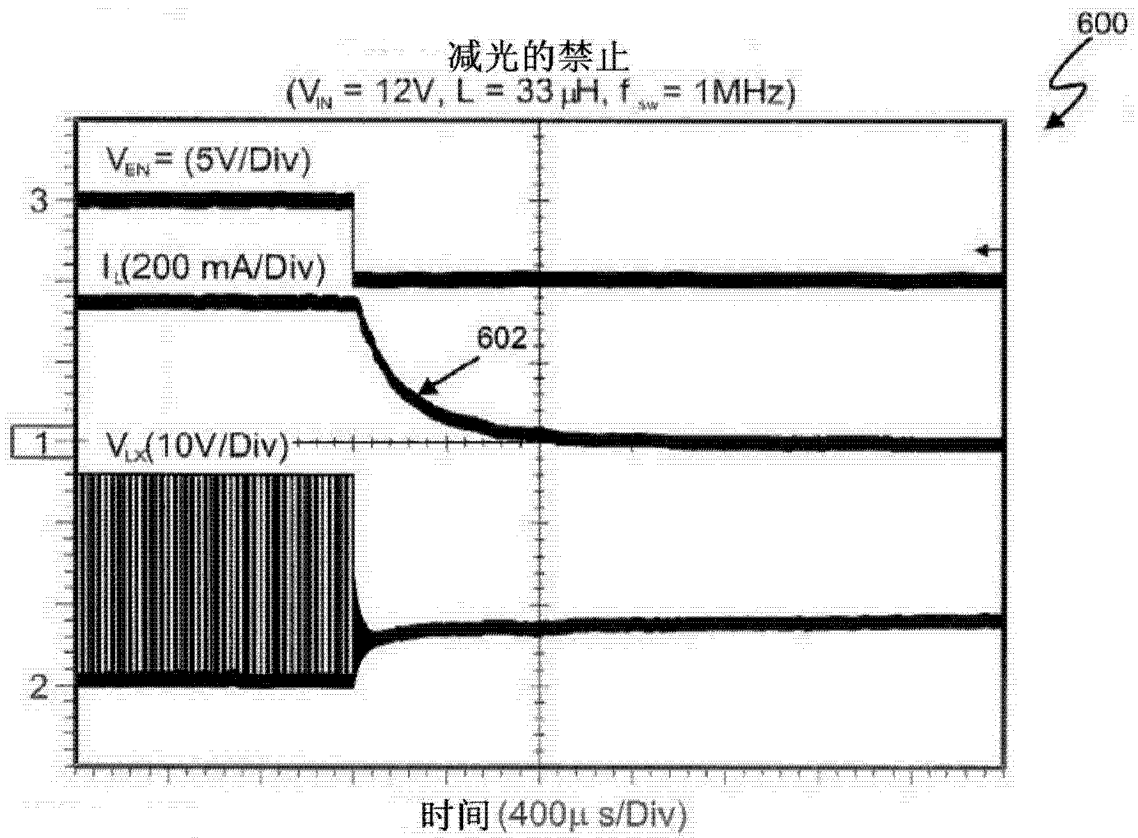


图 6 (现有技术)

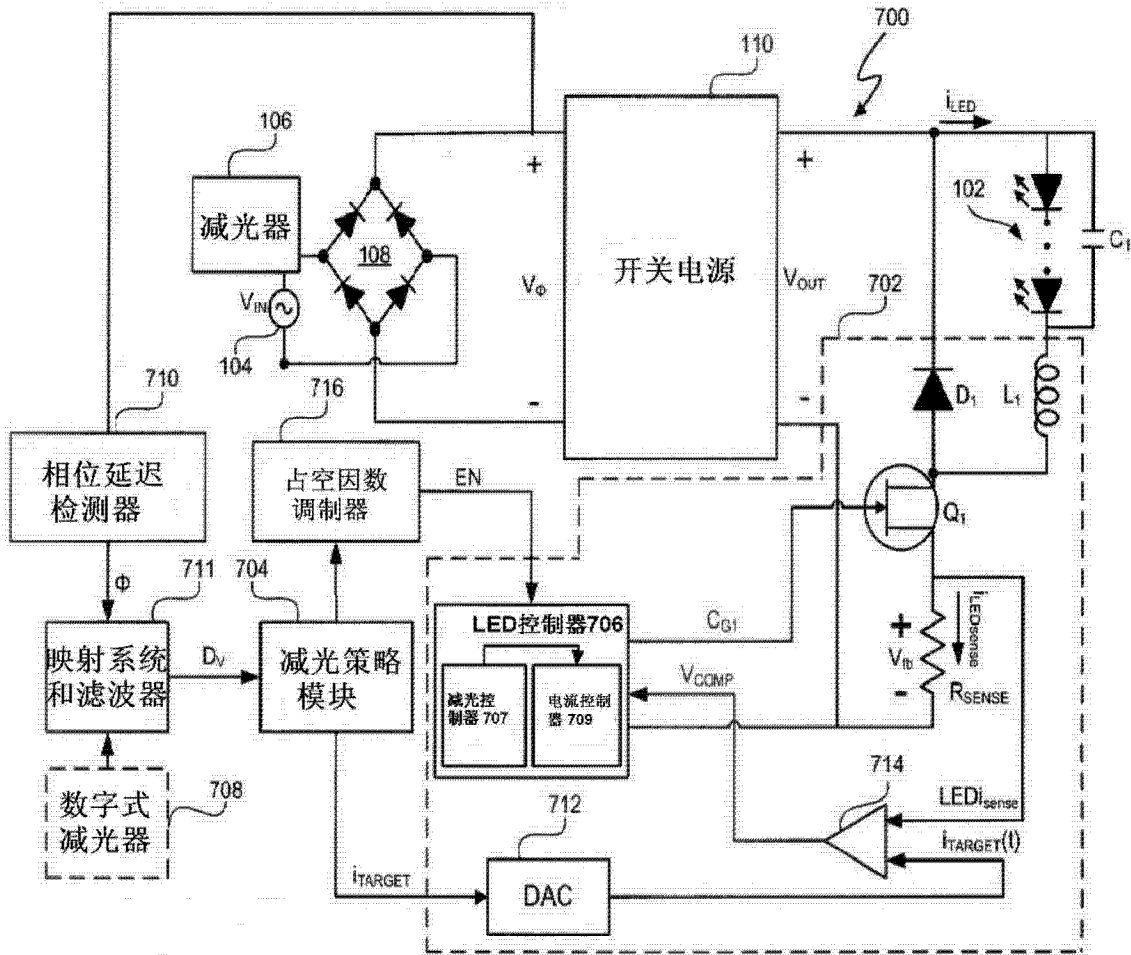


图 7

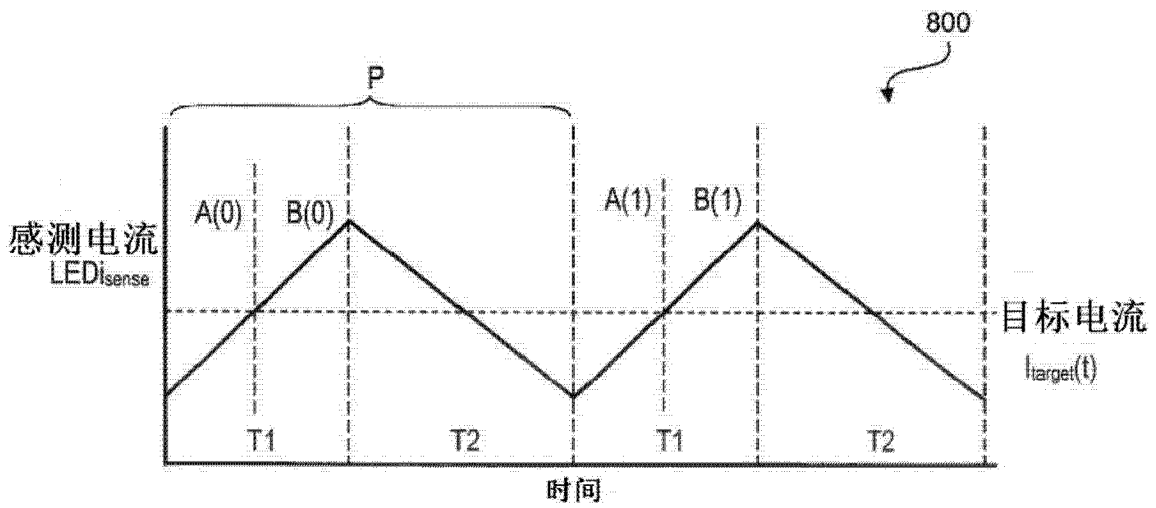


图 8

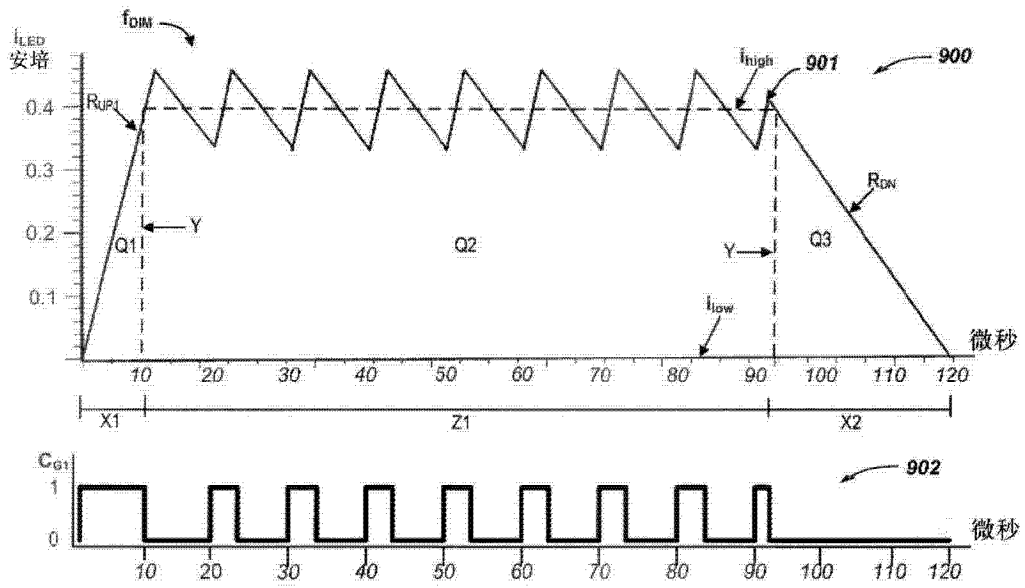


图 9

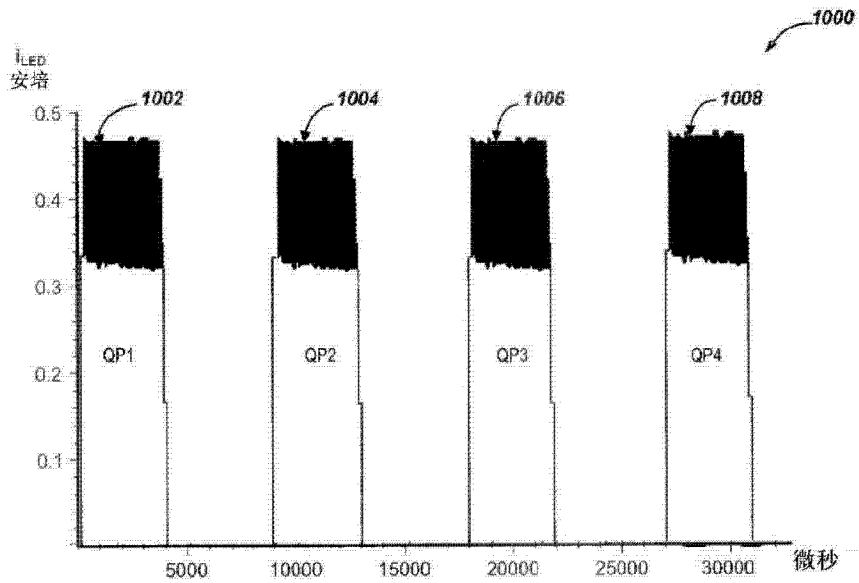


图 10

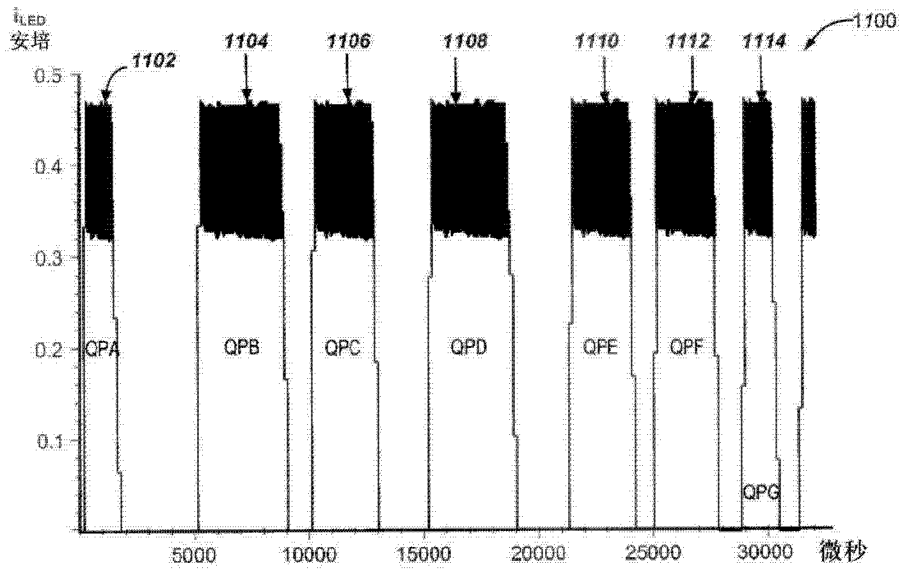


图 11