

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102958244 A

(43) 申请公布日 2013. 03. 06

(21) 申请号 201210270470. 0

(22) 申请日 2012. 07. 31

(30) 优先权数据

2011-185146 2011. 08. 26 JP

(71) 申请人 夏普株式会社

地址 日本大阪府

(72) 发明人 村上幸三郎

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

代理人 李玲

(51) Int. Cl.

H05B 37/02 (2006. 01)

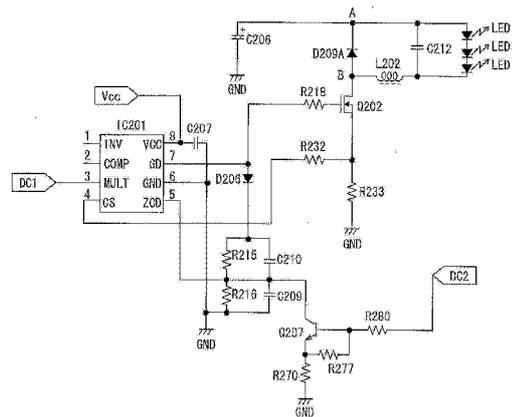
权利要求书 1 页 说明书 7 页 附图 8 页

(54) 发明名称

LED 驱动电路和 LED 驱动方法

(57) 摘要

在采用 DC/DC 变换器(L202、Q202、D209A、C212)来进行 LED 调光控制的 LED 驱动电路中,对于特定的调光度以上的调光度区域,通过用于调节 LED 驱动电流的波高值的 DC 调光方式来进行调光控制;而对于所述特定的调光度以下的调光度区域,通过用于调节 DC/DC 变换器的振荡断开期间的 PDM 调光方式来进行调光控制。



1. 一种 LED 驱动电路,采用 DC/DC 变换器进行 LED 调光控制,该 LED 驱动电路的特征在于:

对于特定的调光度以上的调光度区域,通过用于调节 LED 驱动电流的波高值的调光方式来进行调光控制;

对于所述特定的调光度以下的调光度区域,通过用于调节所述 DC/DC 变换器的振荡断开期间的调光方式来进行调光控制。

2. 根据权利要求 1 所述的 LED 驱动电路,其特征在于,

无音最低调光时的平均振荡频率  $f(\text{dim. min})$ 、最大调光时的平均振荡频率  $f(\text{dim. max})$ 、以及最大平均振荡频率  $f(\text{max})$  满足:

$f(\text{dim. min}) > 20\text{kHz}$ , 且  $f(\text{max}) > f(\text{dim. max})$  的关系。

3. 根据权利要求 1 所述的 LED 驱动电路,其特征在于,

根据所述 DC/DC 变换器所生成的脉冲电流的波高值、和所述 DC/DC 变换器所含的电感器的 L 值所致的电流倾向,来决定所述 DC/DC 变换器的接通期间;

根据模拟电路性方法来决定所述 DC/DC 变换器的断开期间。

4. 根据权利要求 3 所述的 LED 驱动电路,其特征在于,

使用具有调整所述 DC/DC 变换器的断开期间的功能的控制 IC,将作为控制信号的模拟信号输入至射极跟随器电路,由此来调节所述 DC/DC 变换器的断开期间,其中,所述射极跟随器电路连接于所述控制 IC 中的用于决定断开期间的端子。

5. 根据权利要求 1 至 4 中任一项所述的 LED 驱动电路,其特征在于,

使用 3 状态缓冲 IC,以单个调光 PWM 信号源来进行 DC 调光和 PDM 调光。

6. 一种 LED 驱动方法,采用 DC/DC 变换器进行 LED 调光控制,该 LED 驱动方法的特征在于:

对于特定的调光度以上的调光度区域,通过用于调节 LED 驱动电流的波高值的调光方式来进行调光控制;

对于所述特定的调光度以下的调光度区域,通过用于调节所述 DC/DC 变换器的振荡断开期间的调光方式来进行调光控制。

## LED 驱动电路和 LED 驱动方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及降压变换器(buck converter)型或降压升压变换器(buck boost converter)型 LED (Light Emitting Diode ;发光二极管)驱动电路。

### 背景技术

[0002] 提到 LED 驱动电路,一般所熟知的 LED 驱动电路是利用 DC/DC 变换器向 LED 提供额定电流,并使该电流值变化以对 LED 进行调光控制。向 LED 提供额定电流的方法有,通过电阻等来检测输出电流,且反馈电压,以使希望的电流能够流通(例如,专利文献 1)。然而,一般来说,在 10% 以下的调光区域中,该方法仍存在闪烁的问题。

[0003] 为了防止上述问题,可以采用以下方法,即,使用降压变换器或降压升压变换器,以 PWM (pulse width modulation ;脉宽调制)调光方式来进行调光(例如,专利文献 2)。

[0004] (现有技术文献)

[0005] (专利文献)

[0006] 专利文献 1 :日本国专利申请公开公报“特开 2002-203988 号公报 ;2002 年 7 月 19 日公开。

[0007] 专利文献 2 :日本国专利申请公开公报“特开 2011-70957 号公报 ;2011 年 4 月 7 日公开。

### 发明内容

[0008] 对于 PWM 调光频率来说,如果降压变换器或降压升压变换器的振荡频率不够高,则在收缩调光时,调光等级的变化能够被肉眼察觉,从而无法实现顺畅的调光性。此外,如果为了避免所述无法实现顺畅的调光性的问题而提高降压变换器或降压升压变换器的振荡频率,则会产生切换损耗,从而陷于效率恶化的两难境地。

[0009] 例如,对于降压变换器型 LED 驱动电路,设全光为 100%,若要实现以 n% 为单位的调光,则振荡频率最低也要达到调光频率的 100/n 倍的值。例如,假设变换器的振荡频率为 200kHz,若为了获得顺畅的调光性而以 1% 为单位进行调光,则调光频率为 2kHz。然而,2kHz 为可听频率,因此,此时电子部件有可能发出声响。

[0010] 为了不产生上述声响,只要将调光频率设为可听频率以上即可。然而,要实现以 1% 为单位的调光,必须使振荡频率以可听频率上限 20kHz 的 100 倍,即 2MHz 来进行振荡。可是,将振荡频率设为上述高频率后,会导致切换损耗显著增加,是不现实的。

[0011] 本发明是鉴于上述问题而完成的,其目的在于,实现一种能够在不产生声响的条件下顺畅地进行 LED 调光控制,且具有高效率的 LED 驱动电路。

[0012] 为了解决上述问题,本发明为采用 DC/DC 变换器进行 LED 调光控制的 LED 驱动电路,其特征在于:对于特定的调光度以上的调光度区域,通过用于调节 LED 驱动电流的波高值的调光方式来进行调光控制;而对于所述特定的调光度以下的调光度区域,通过用于调节所述 DC/DC 变换器的振荡断开期间的调光方式来进行调光控制。

[0013] 根据上述技术方案,对于所述特定的调光度以上的调光度区域,能够通过调节 LED 驱动电流的波高值来进行调光控制,因此,即使在需要提高调光度的情况下,也无需增加 DC/DC 变换器的振荡频率。此外,对于所述特定的调光度以下的调光度区域,通过调节所述 DC/DC 变换器的振荡断开期间来进行调光控制,因此,当提高调光度时,虽然 DC/DC 变换器的振荡频率会增加,但进行此种调光控制的调光区域仅限于整个调光区域的一部分,因此,能够避免振荡频率过度增大。因此,即使为了不产生声响而将调光度最小时的振荡频率设为可听频率(例如,20kHz)以上,也不会过度增大 DC/DC 变换器最大振荡频率,进而能够抑制切换损耗的增加。

[0014] 本发明的 LED 驱动电路为,对于特定的调光度以上的调光度区域,能够通过调节 LED 驱动电流的波高值来进行调光控制,因此,即使提高调光度,也无需增加 DC/DC 变换器的振荡频率。对于所述特定的调光度以下的调光度区域,通过调节所述 DC/DC 变换器的振荡断开期间来进行调光控制,因此,当提高调光度时,虽然 DC/DC 变换器的振荡频率会增加,但进行此种调光控制的调光区域仅限于整个调光区域的一部分,因此,能够避免振荡频率过度增大。因此,即使为了不产生声响而将调光度最小时的振荡频率设为可听频率(例如,20kHz)以上,也不会过度增大 DC/DC 变换器最大振荡频率,进而能够抑制切换损耗的增加。

#### 附图说明

[0015] 图 1 表示本发明的一个实施方式,为表示 LED 驱动电路结构的电路图。

[0016] 图 2 为表示采用现有的 PWM 调光方式的 LED 驱动电路结构、以及励磁时电流路径的电路图。

[0017] 图 3 为表示采用现有的 PWM 调光方式的 LED 驱动电路结构、以及整流时电流路径的电路图。

[0018] 图 4 为表示在采用图 2、3 所示的 LED 驱动电路来进行 LED 驱动时的 LED 驱动电流图。

[0019] 图 5 为表示在采用图 1 所示的 LED 驱动电路来进行 PDM 调光时的 LED 驱动电流图。

[0020] 图 6 为表示用于图 1 所示的 LED 驱动电路中的、电压值可变 DC 电压源的结构例的电路图。

[0021] 图 7 为表示在采用图 1 所示的 LED 驱动电路进行调光控制时,变换器的振荡频率与 LED 调光度间关系的图。

[0022] 图 8 为表示当在 DC 调光区域以不使振荡频率发生变动的方式,对图 7 所示的调光控制进行变更时,变换器的振荡频率与 LED 调光度间关系的一例的图。

[0023] 图 9 为表示当在 DC 调光区域以不使振荡频率发生变动的方式,对图 7 所示的调光控制进行变更时,变换器的振荡频率与 LED 调光度间关系的一例的图。

[0024] 图 10 为表示利用 3 状态缓冲 IC,以单个调光 PWM 信号源来实现 DC 调光和 PDM 调光的电路结构例的电路图

[0025] 图 11 为表示在图 10 所示的电路中, H/L 信号的平均输出电流与 PWM 信号工作率的关系的一例的图。

[0026] [附图标记说明]

[0027]	L202	电感器(DC/DC 变换器)
[0028]	Q202	晶体管(DC/DC 变换器)
[0029]	D209A	二极管(DC/DC 变换器)
[0030]	C212	电容器(DC/DC 变换器)
[0031]	IC201	控制 IC
[0032]	U7053	状态缓冲 IC

### 具体实施方式

[0033] (采用 DC/DC 变换器的 LED 驱动电路的基本结构)

[0034] 以下,参照附图对本发明的实施方式进行详细说明。本发明既适用于降压变换器类型,又适用于降压升压变换器类型。然而,在下面的叙述中,将以适用于降压变换器类型的情况为例进行说明。

[0035] 图 2 和图 3 为表示采用现有的 PWM 调光方式的 LED 驱动电路的典型结构的电路图。该电路表示的是额定电流电路,在该额定电流电路中,将 STMicro 公司生产的 L6562 (商品名) 作为控制 IC 来使用。图 4 表示在采用图 2 及图 3 所示的 LED 驱动电路对 LED 进行驱动时流经 LED 的电流。在该 LED 驱动电路中,具有包含有电感器 L202、晶体管 Q202、二极管 D209A 以及电容器 C212 的降压变换器型 DC/DC 变换器(以后简称为“变换器”)。

[0036] 在图 4 中,记为“励磁侧”的增加直线部示出了:向 LED 提供蓄积在电容器 C206 中的电荷,从而使 LED 发光时的电流。在该 LED 驱动电路中,是使用商用电源,通过利用了二极管桥的整流电路部,将交流电流转换为直流电流,然后通过平滑电容器对该直流电流进行平滑处理,以用于 LED 的驱动电流。在图 2 和图 3 中,省略了上述整流电路部的示意图,仅示出了相当于上述平滑电容器的电容器 C206。

[0037] 自电容器 C206 的 + 端子起,依次串联了 LED 负载、电感器 L202、晶体管 Q202、电阻 R233。电阻 R233 的另一端接地。在图 2 和图 3 中,3 个 LED 串联构成了 LED 负载,但本发明并不限定 LED 的数量。若 LED 的个数较多,只要将串联的多个 LED 构成的 LED 队列再进行并联即可。

[0038] 在图 4 所示的励磁侧电流通过的期间,晶体管 Q202 接通,电流自电容器 C206 的 + 端子起,依次流经 LED 负载、电感器 L202、晶体管 Q202、电阻 R233、电容器 C206 的 - 端子(GND)。如图 2 中实线箭头所示,为了使该励磁侧电流对电感器 L202 进行励磁,且使电流流通,该电流波形为具有一定倾斜的增加直线。

[0039] 电阻 R232 连接于晶体管 Q202 与电阻 R233 之间的结点,电阻 R232 的另一侧端子连接于作为控制 IC 的 IC201 的 CS 端子。由此,所述励磁侧电流在 R233 的端子处转换为电压并由 IC201 进行监视。当在 CS 端子的检出电压达到预先设定的电压时,IC201 断开晶体管 Q202。使晶体管 Q202 断开的信号自 IC201 的端子 GD 起,经由电阻 R218 被赋予晶体管 Q202 的栅极(gate)。

[0040] 当晶体管 Q202 被断开时,经励磁的电感器 L202 仍具有继续流通电流的趋势,但由于晶体管 Q202 被断开,因而经由二极管 D209A 进行整流(commutation)。二极管 D209A 被配置成分别与电容器 206 的 + 端子和 LED 负载之间的结点 A、以及电感器 L202 和晶体管 Q202 之间的结点 B 相连接,阴极连接于结点 A 侧,阳极连接于结点 B 侧。

[0041] 晶体管 Q202 呈断开状态时的电流为如图 4 所示的整流侧电流。此时的电流路径如图 3 中实线箭头所示,依次为电感器 L202、二极管 D209A、LED 负载、电感器 L202。由于整流侧电流为通过电感器 L202 的起电力的作用而流通的电流,因此,在图 4 中,如记为“整流侧”的减少直线部所示,电流波形为具有一定倾斜的减少直线。

[0042] 连接于 IC201 的 GD 端子的信号线在电阻 R218 近前的结点 C 分支,分支目的地连接于二极管 D206 的阳极。二极管 D206 的阴极连接着充放电电路,该充放电电路包括电阻 R215 和 R216、以及电容器 C210 和 C209。在所述充放电电路中,在二极管 D206 的阴极与 GND 之间,并联配置有:串联的电阻 R215 和 R216、与串联的电容器 C210 和 C209。电阻 R215 和 R216 之间的结点、与电容器 C210 和 C209 之间的结点共同连接于 IC201 的 ZCD 端子。

[0043] 晶体管 Q202 接通时,自 IC201 的 GD 端子起,以路径(1):二极管 D206、电阻 R215、电容器 C209、以及路径(2):电容器 C201、电容器 C209,向电容器 C209 蓄积电荷。并且,在晶体管 Q202 转为断开的瞬间,该电荷经由电阻 R216 进行放电。当电容器 C209 端的电位低于其连接的 ZCD 端子的阈值电位时,IC201 再次使晶体管 Q202 接通。由此,在 LED 中流过如图 4 所示的脉动电流,从而使 LED 连续发光。

[0044] 如上所述,当 IC201 的 CS 端子处的电压在阈值以上时,晶体管 Q202 由接通转变为断开,当 IC201 的 ZCD 端子处的电压在阈值以下时,晶体管 Q202 由断开转变为接通。因此,在图 2 和图 3 所示的变换器的动作中,如图 4 所示,LED 驱动电流为具有固定电流波高值的脉动电流。该脉动电流的波谷的部分取决于 IC201 的 GD 端子的电位、以及经由二极管 D206 进行充放电的充放电电路的时间常数(取决于 R215、C210、R216、C209)。

[0045] 在此,可以根据输入至 MULT 端子的信号的电压等级,使 IC201 内部的乘法器变化,由此改变 IC201 的 CS 端子的阈值。只要改变 IC201 的 CS 端子的阈值,便能通过使图 4 所示的电流波形的电流波高值改变的 DC 调光方式,来实现 LED 的调光控制。

[0046] (本实施方式的 LED 驱动电路的结构)

[0047] 如图 1 所示,与图 2 和图 3 所示的 LED 驱动电路相比,本实施方式的 LED 驱动电路是通过将射极跟随器(emitter follower)电路连接至供电电容器 C209 的充电电荷进行放电的放电路径而构成的,其中,所述放电路径相当于电阻 R216。射极跟随器电路包括晶体管 Q207、电阻 R270、R277、R280。具体来说,晶体管 Q207 的集电极连接于电阻 R215 和 R216 之间的结点、以及电容器 C210 和 C209 之间的结点,并且,晶体管 Q207 的发射极经由电阻 R270 接地。晶体管 Q207 的基极与发射极经由电阻 R277 相连。此外,晶体管 Q207 的基极经由电阻 R280 与 DC 电压源 DC2 相连。通过改变 DC 电压源 DC2 的电压等级,能够使充放电电路的放电时间常数可变,且能够对变换器的断开期间进行调整。

[0048] 此外,图 1 所示的 LED 驱动电路与图 2 和图 3 所示的 LED 驱动电路的区别在于:DC 电压源 DC1 连接于 IC201 的 MULT 端子,而 MULT 端子的电压等级可变。其他结构均与图 2 和图 3 所示的 LED 驱动电路相同。

[0049] 在图 1 所示的 LED 驱动电路中,关于如何实现 LED 的调光动作,能够通过 DC 调光方式、以及基于变换器断开期间的变动来调光的调光方式(PDM(Pulse-Density Modulation; 脉冲密度调制)方式)的任意一种调光方式,或者通过这两种调光方式来控制调光。

[0050] 如图 1 所示,在本 LED 驱动电路中,电压值可变的 DC 电压源(DC1, DC2)系统有 2 个。1 个系统被输入至 IC201 的 MULT 端子,另 1 个系统与射极跟随器电路相连。对于调光

等级为 100% 至某一特定调光度(在此,假设为 30%)的区域,将连接于射极跟随器电路的 DC 电压源 DC2 的 DC 电压固定为其上限电压,并使连接于 MULT 端子的 DC 电压源 DC1 的 DC 电压从 1V 变化为约 0.3V。由此,能够实现在调光度 30% 以上区域内的 DC 调光。

[0051] 而对于调光度为 30%~0% 的区域,将连接于 MULT 端子的 DC 电压固定为 0.3V,并逐步减少连接于射极跟随器电路的 DC 电压源 DC2 的 DC 电压。由此,就调光度 30% 以下区域内的调光而言,是通过改变变化器振荡的断开期间,来实现 PDM 调光。PDM 调光时流过 LED 的电流波形如图 5 所示。然而,DC 调光与 PDM 调光相切换时的调光度并无特别限定,可以设定为任意的调光度。

[0052] 例如,上述 2 个系统的 DC 电压源如图 6 所示,能够利用的信号源为,通过积分电路将从微型电子计算机输出的 PWM 信号转换为 DC 信号的信号源。

[0053] 在此,即使通过微型电子计算机等按照时间上的绝对值来直接决定所述变换器的接通期间与断开期间,或者利用 DSP (Digital Signal Processor ;数字信号处理器) 等来直接决定图 2 和图 3 中的晶体管 Q202 的接通 / 断开期间,也与图 1 中的 LED 驱动电路一样,能够实现组合了 DC 调光方式与 PDM 调光方式的调光控制。下面针对图 1 所示的 LED 驱动电路、与利用以上所述的直接决定变换器振荡接通期间 / 断开期间的的方法的控制之间的区别进行阐述。

[0054] 在图 1 所示的 LED 驱动电路中,接通期间是根据脉冲电流值的波高值与抗流圈 (choke coil) 的 L 值导致的电流倾斜而间接决定的。而断开期间是通过将来自微型电子计算机等的 PWM 信号经积分电路,且采用模拟电路的方法来转换为 DC 电压,并将该 DC 电压输入至射极跟随器电路来实现的,其中,所述射极跟随器电路连接于作为控制 IC 的 IC201 的 ZCD 端子。由此,在图 1 所示的 LED 驱动电路中,不以时间上的绝对值来指定变换器的接通期间 / 断开期间,结果振荡频率中具有由输入电压的周期性电压变动(脉动)所导致的微小的频率摆动。由此,能够防止不必要的辐射集中在特定的频率,进而降低辐射干扰等级。

[0055] 如上所述,利用 2 个 DC 电压源,在调光 100%~ 特定调光度(例如 30%)范围内,通过使 LED 驱动电流的电流波高值变化的 DC 调光方式来实现调光。在上述特定调光度以下的范围内,能够通过用于使断开期间变动的 PDM 调光方式来实现调光。在图 1 所示的 LED 驱动电路中,可以以提高效率为目的而进一步追加下述控制。

[0056] 此时,在无音最低调光时的振荡频率  $f(\text{dim. min})$ 、最大调光时的振荡频率 ( $\text{dim. max}$ )、以及最大振荡频率  $f(\text{max})$  之间,使  $f(\text{dim. min}) > 20\text{kHz}$ ,  $f(\text{max}) > f(\text{dim. max})$  的关系式成立(参照图 7)。该控制本身是通过用以产生 DC1 和 DC2 这 2 个 DC 电压源的微型电子计算机内的软件来实现的。

[0057] 在本实施方式的 LED 驱动电路中,不是通过微型电子计算机等直接决定振荡频率,而是通过不同的方法向变换器指示变换器切换的接通期间与断开期间。因此,通过以上方法决定的变换器的振荡频率受到输入电压的微小的变动(脉动)的影响,周期性地变动。因此,所述振荡频率实际上是指,其中心值即平均振荡频率。在此,简单记作“振荡频率”。

[0058] 此外,无音最低调光是指,能够察觉到电功所致的声响的调光率下限。因此,在该除无音最低调光以外的调光率区域中,不会察觉到电功所致的声响。即,不言而喻,振荡频率在可听频率以外时,不会察觉到电功所致的声响。但即使在可听频带中,如果通过电路的电力较小,则声压较小因而也不易察觉。因此,本发明中使无音最低调光时的振荡频率比可

听频率高。

[0059] 此外,最大振荡频率为整个调光区域中变换器振荡频率最大时的频率。在进行图 7 所示的控制时,切换调光方式时的调光度(例如 30%)所对应的就是最大振荡频率。

[0060] 通过图 7 所示的控制,由于发热较大的接近调光 100% 的区域内的振荡频率较低,因此,能够减少切换损耗,且有效抑制切换元件(图 1 中的 Q202、D209A)的发热。

[0061] 此外,使 DC 调光与 PDM 调光相切换的调光区域附近的振荡频率高于接近调光度 100% 的区域的振荡频率,由此,此时的振荡频率便是最大振荡频率。然后,在相对调光较低的区域,可将该最大振荡频率作为基准,通过与该最大振荡频率的比率来决定调光度,因此能够提高调光最小的控制时的振荡频率。例如,设 DC 调光与 PDM 调光相切换时的调光度为 30%,并以 1% 为单位进行调光,则即使无音最低调光时的振荡频率  $f(\text{dim. min})$  为 20kHz,最大振荡频率  $f(\text{max})$  也只是  $f(\text{dim. min})$  的 30 倍即 600kHz,所以无妨。

[0062] 若不进行图 7 所示的振荡频率的控制,则若使调光度 100% 时的变换器振荡频率与图 7 所示的振荡频率大致相同,则在收缩调光时,振荡频率会同时位于无音调光率区域和可听频率区域内,从而导致从所构成的电子部件中会发出声响(参照图 8)。

[0063] 如图 9 所示,若取位于无音调光率区域但不位于可听频率区域的振荡频率,且使 DC 调光区域中的振荡频率不改变,则在 DC 调光的区域中,振荡频率便始终保持为最大振荡频率。此时,与图 7 所示的控制相比,调光度 100% 时的振荡频率升高。然而,即使这样,最大振荡频率也仅为可听频率上限 20kHz 的 30 倍而已(DC 调光与 PDM 调光相切换时的调光度为 30%,且以 1% 为单位进行调光时),这与在整个调光区域内进行 PWM 调光的现有技术相比,能够充分获得减少切换损耗的效果,因此,图 9 所示的控制也包含在本发明中。

[0064] (本实施方式的 LED 驱动电路的变形例)

[0065] 图 10 表示的是,由 1 个调光 PWM 信号源来生成图 1 中的用以控制 DC 调光率和 PDM 调光率的 DC 信号源 D1、D2 的变形例。

[0066] 图 10 中的电路部 1 为与图 1 所示的 LED 驱动电路相同的电路。图 10 中的电路部 2 和电路部 3 为与图 6 所示的电路相同的电路。位于图 10 右侧的 H/L 信号和 PWM 信号为控制信号。H/L 信号被直接输入给 3 状态缓冲 IC U705,并在 U705 的 G1 端子处内部反转,因而当 H/L 信号为高(high)时,A2 端子、Y2 端子有效,对 A2 端子的输入便被输出给 Y2 端子。此外,无论 A1 端子的状态如何,Y1 端子均为高阻抗(high impedance)。

[0067] 据此,图 10 中的电路选择了 DC 调光,该状态下的 PWM 信号被输入至 U705 的 A2 端子,然后原样自 Y2 端子输出。自 Y2 端子输出的信号通过 PWM/DC 变换电路 2 而由 PWM 变换为 DC,再输入至 IC201 的 MULT 端子,其中,所述 PWM/DC 变换电路 2 为由 R738、C726 所形成的积分电路。如上所述,IC201 的 MULT 端子为乘法器的输入端子,能够根据该端子的电压等级来调节流经 LED 的电流。包括图 10 的 R272、R273 的电路为对 MULT 端子处的电压绝对值进行补正的 DC 电平补正电路。当下述 H/L 信号为低(Low)电平,从而选择成 PDM 调光时,该 DC 等级补正电路确定 U705 的 Y2 端子成为高阻抗时的、IC201 的 MULT 端子的电位。由此,通过 R272、R273 的电阻值进行分压而决定的电压值便被用于决定下述 PDM 调光时流经 LED 的电流的最大值。

[0068] 此外,当 H/L 信号为低时,A1 端子、Y1 端子有效,对 A1 端子的输入便被输出至 Y1 端子。另一方面,无论 A2 端子的状态如何,Y2 端子均为高阻抗。由此,图 10 所示的电路选

择了 PDM 调光,该状态下的 PWM 信号通过 PWM 反转电路,被输入给 3 状态缓冲 IC U705 的 Y2 端子,并自 U705 的 A2 端子输出,其中,PWM 反转电路由 Q706 与 R757 形成。自该 A2 端子输出的 PWM 信号通过 R746 进行电平补正,然后经由 PWM/DC 变换电路 3 而由 PWM 变换为 DC,再经由 R280 输出至包含 Q207 的射极跟随器电路,其中,所述 PWM/DC 变换电路 3 为由 R704、C707 形成的积分电路。

[0069] 图 10 右侧的 PWM 信号工作率与调光率的关系如图 11 所示。即,图 11 表示 H/L 信号的平均输出电流与 PWM 信号工作率的关系的一例。

[0070] 本发明不限于上述各实施方式,可以在权利要求所示的范围内进行各种变更,适当地组合不同实施方式中所揭示的技术方案而得到的实施方式也包含在本发明的技术范围内。

[0071] (要点概要)

[0072] 作为优选,在所述 LED 驱动电路中,其结构为:无音最低调光时的平均振荡频率  $f(\text{dim. min})$ 、最大调光时的平均振荡频率  $f(\text{dim. max})$ 、以及最大平均振荡频率  $f(\text{max})$  满足  $f(\text{dim. min}) > 20\text{kHz}$ , 且  $f(\text{max}) > f(\text{dim. max})$  的关系。

[0073] 根据上述技术方案,通过满足  $f(\text{dim. min}) > 20\text{kHz}$  的关系,能够避免产生声响。而且,通过满足  $f(\text{max}) > f(\text{dim. max})$  的关系,能够抑制发热较大的接近调光度 100% 的区域的振荡频率,且能够减少切换损耗。

[0074] 在所述 LED 驱动电路中,能够具有以下结构:根据所述 DC/DC 变换器所生成的脉冲电流的波高值、和所述 DC/DC 变换器所含的电感器的 L 值所致的电流倾向,来决定所述 DC/DC 变换器的接通期间;根据模拟电路性方法来决定所述 DC/DC 变换器的断开期间。

[0075] 根据上述技术方案,变换器的接通期间/断开期间无需按照时间上的绝对值来指定,而是被间接地决定。因此,在振荡频率中具有输入电压的周期性电压变动(脉动)所导致的微小的频率摆动。由此,能够防止不必要的辐射集中到特定的频率,并且,与由微型电子计算机等按照时间上的绝对值来直接决定变换器的接通期间和断开期间的情况相比,能够降低辐射干扰等级。

[0076] 此外,在所述 LED 驱动电路中,还可以具有以下结构:使用具有调整所述 DC/DC 变换器的断开期间的功能的控制 IC,将作为控制信号的模拟信号输入至射极跟随器电路,由此来调节所述 DC/DC 变换器的断开期间,其中,所述射极跟随器电路连接于所述控制 IC 中的用于决定断开期间的端子。

[0077] 另外,在所述 LED 驱动电路中,还可以具有以下结构:使用 3 状态缓冲 IC,以单个调光 PWM 信号源来进行 DC 调光和 PDM 调光。

[0078] [工业上的利用可能性]

[0079] 本发明能够应用于降压变换器型或降压升压变换器型 LED 驱动电路。

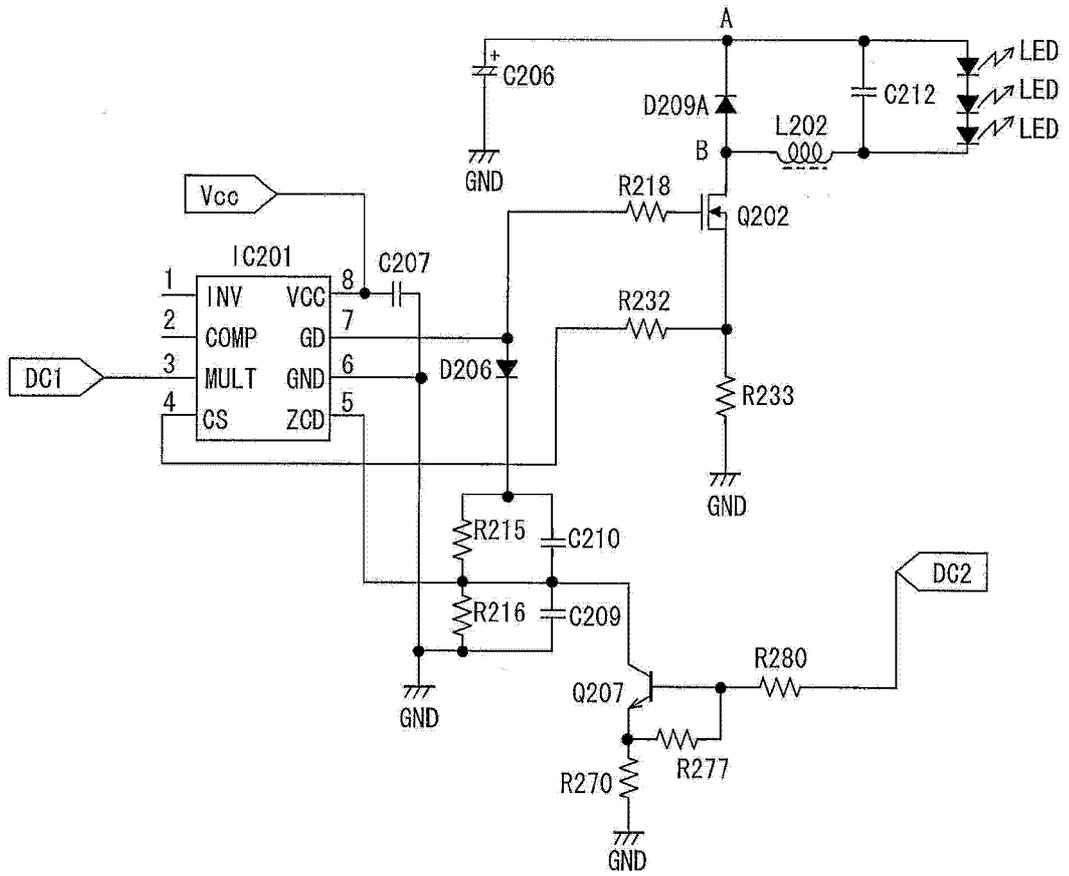


图 1

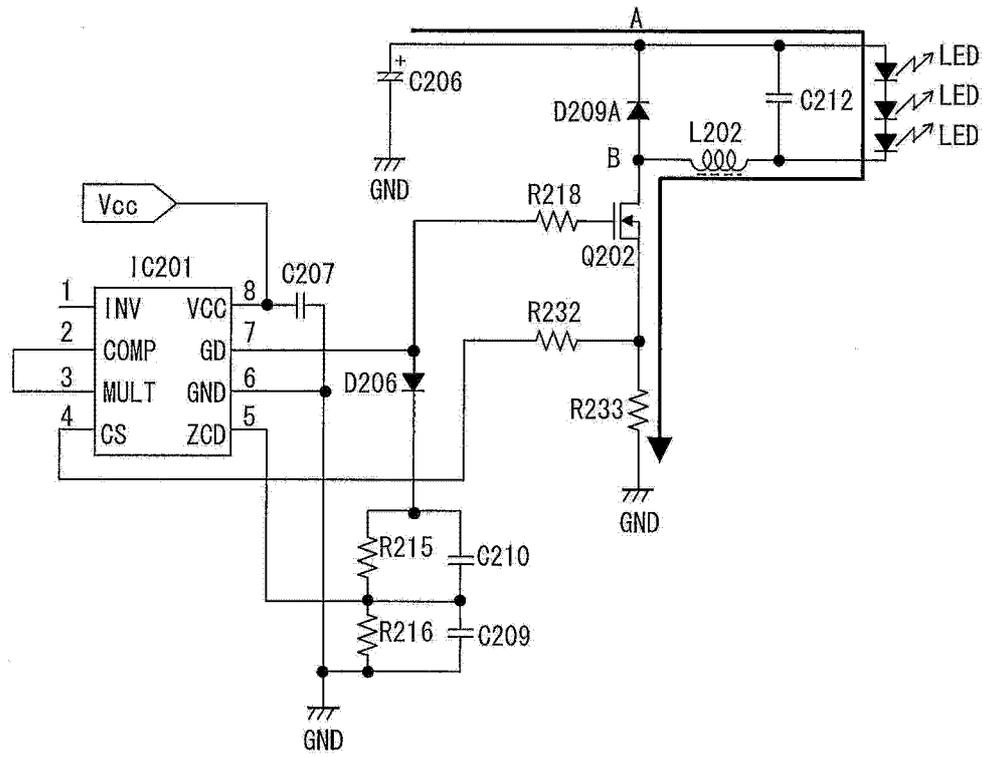


图 2

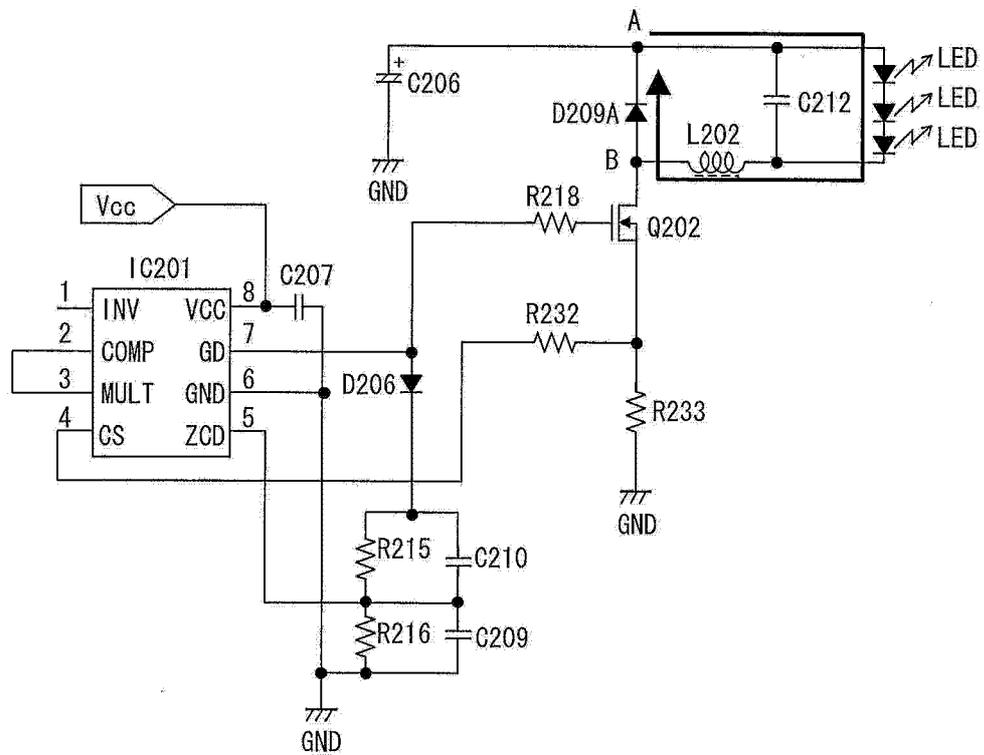


图 3

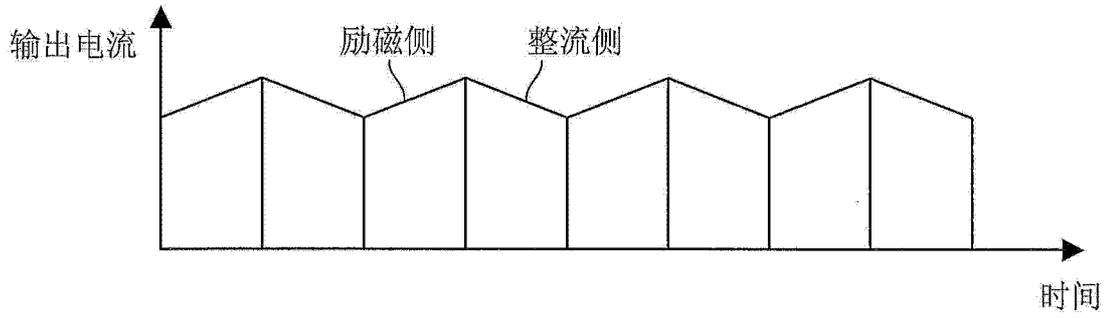


图 4



图 5

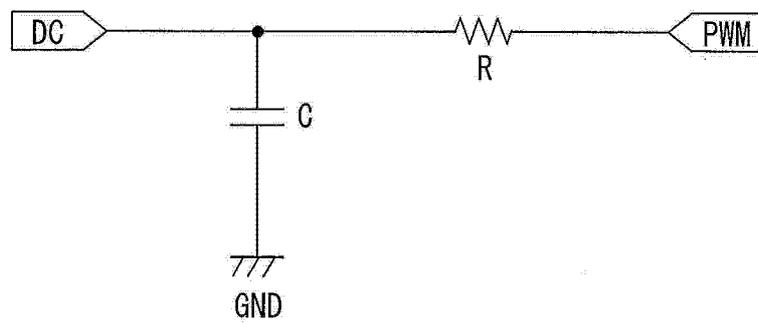


图 6

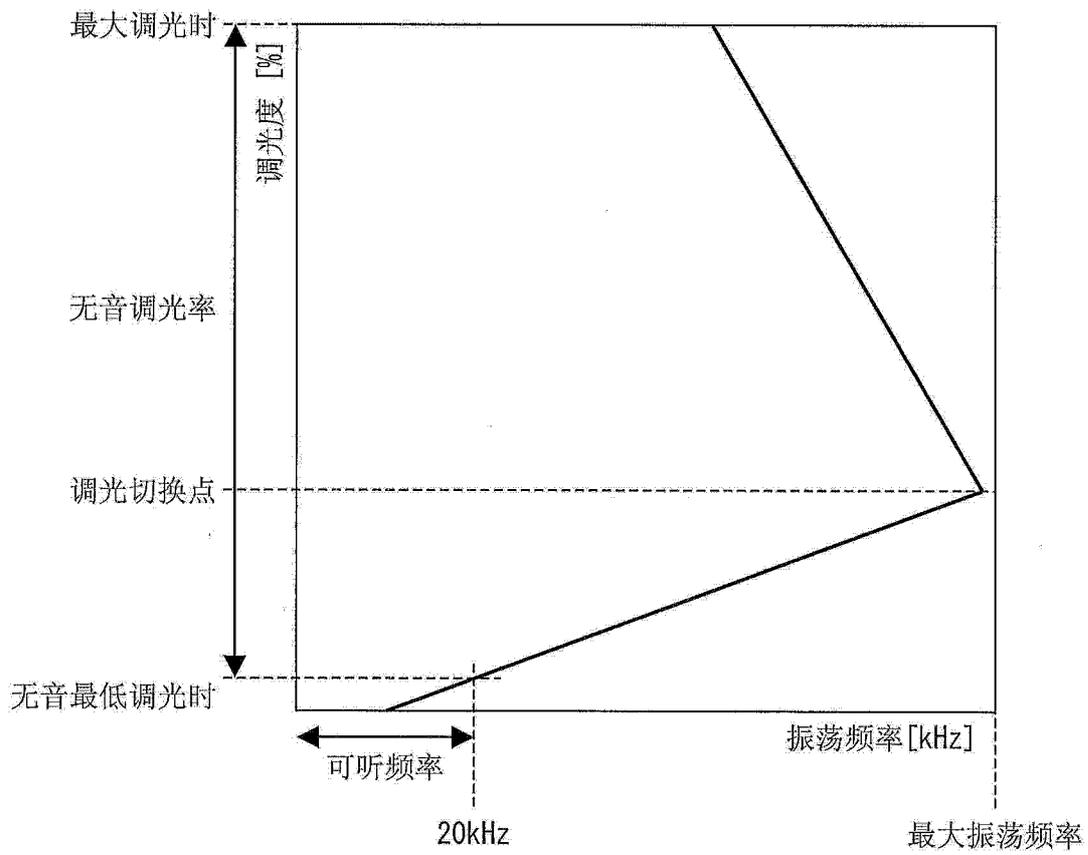


图 7

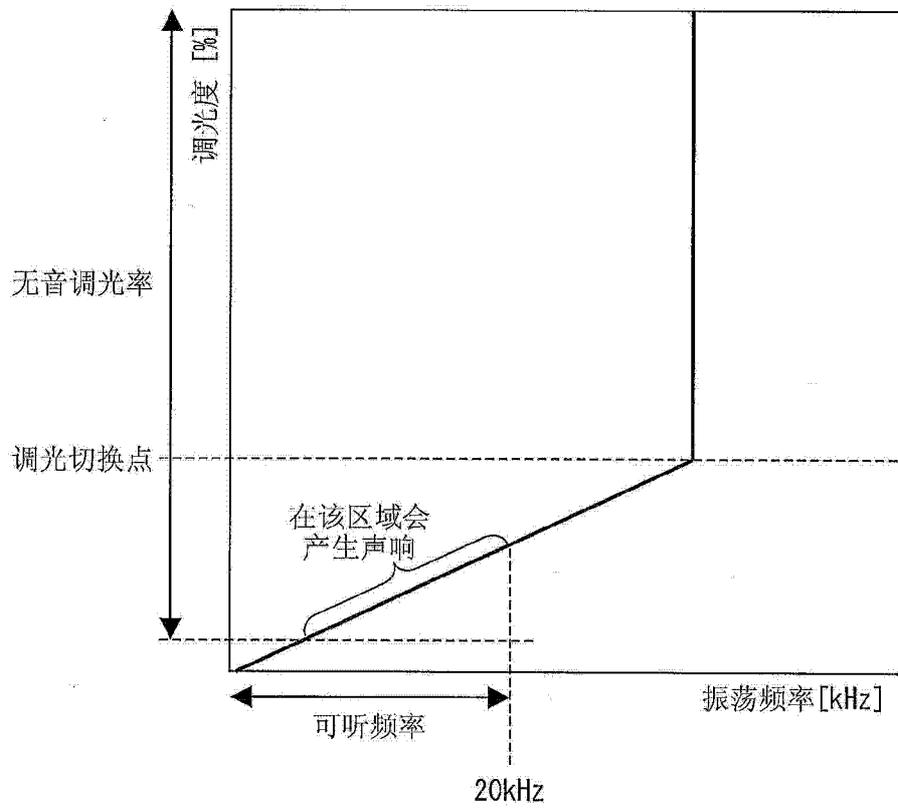


图 8

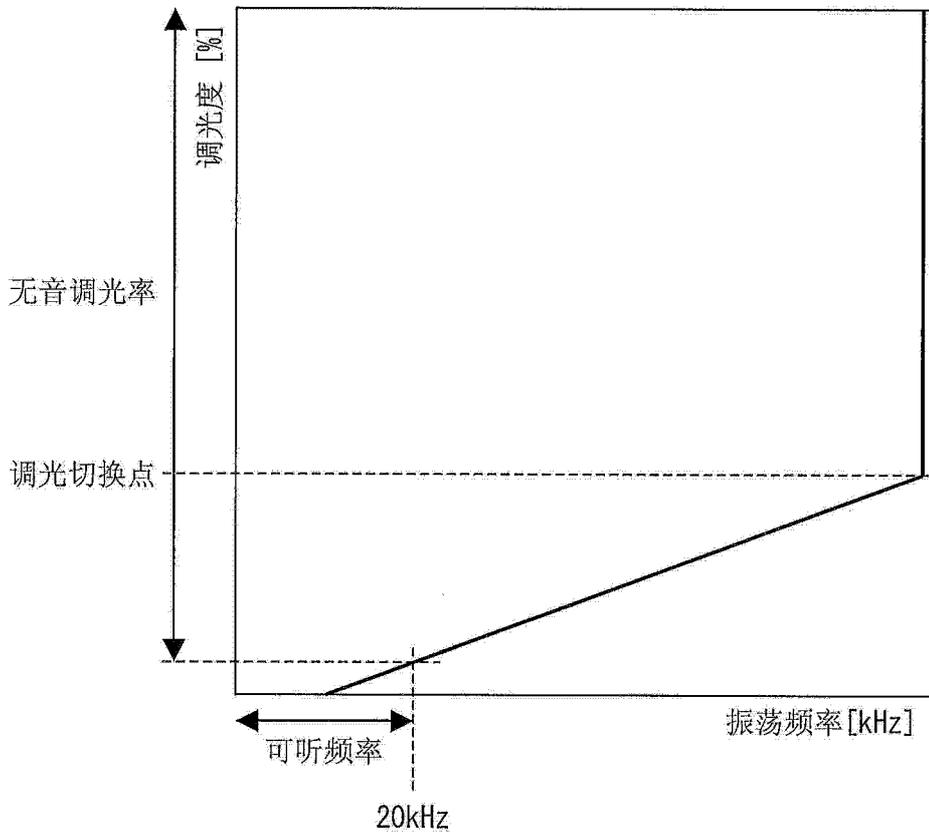


图 9

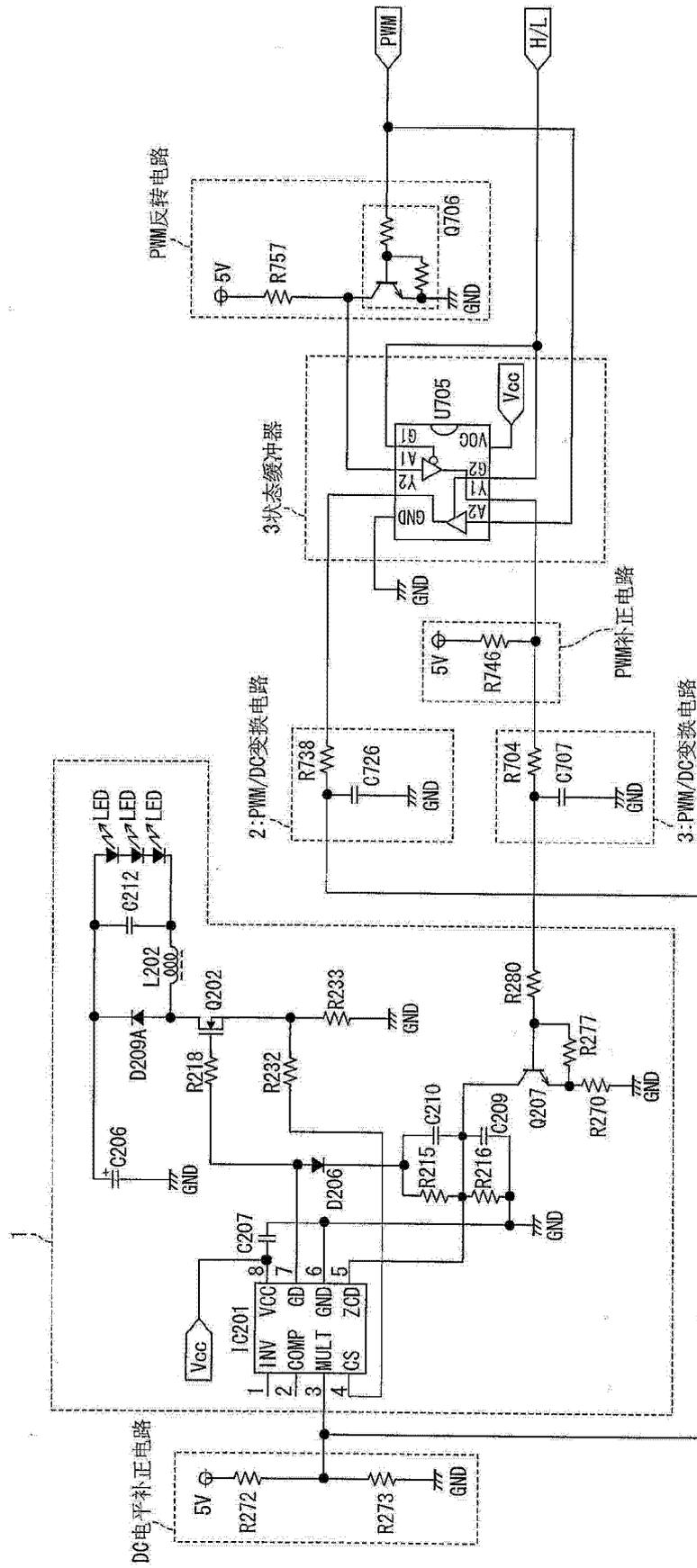


图 10

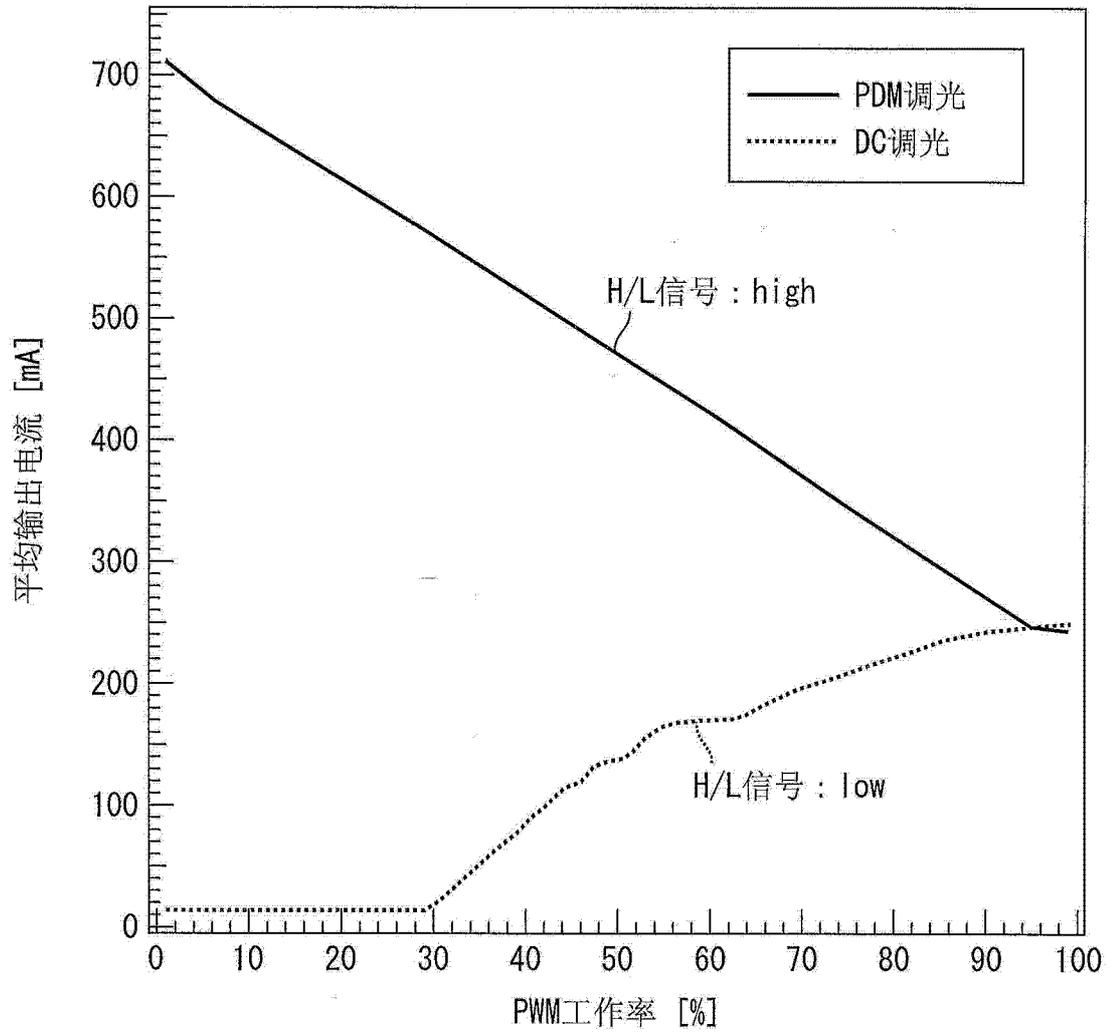


图 11