

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102047760 A

(43) 申请公布日 2011. 05. 04

(21) 申请号 200980119262. 7

代理人 汪惠民

(22) 申请日 2009. 05. 25

(51) Int. Cl.

(30) 优先权数据

H05B 37/02 (2006. 01)

2008-136642 2008. 05. 26 JP

H01L 33/00 (2006. 01)

H02M 3/28 (2006. 01)

(85) PCT申请进入国家阶段日

2010. 11. 26

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2009/059497 2009. 05. 25

(87) PCT申请的公布数据

W02009/145128 JA 2009. 12. 03

(71) 申请人 松下电工株式会社

地址 日本国大阪府

(72) 发明人 神原隆

(74) 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任

公司 11021

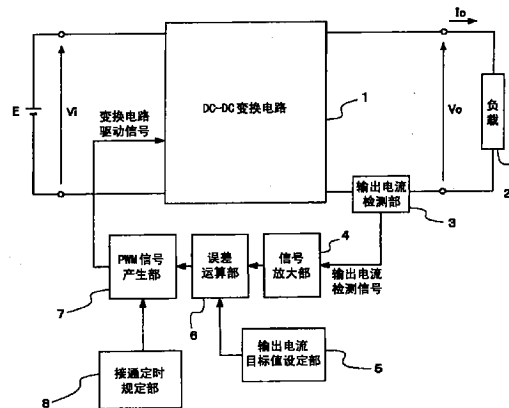
权利要求书 2 页 说明书 15 页 附图 14 页

(54) 发明名称

电源装置以及灯具、车

(57) 摘要

本发明涉及一种电源装置以及使用该电源装置的灯具以及车。本发明提供的电源装置，其能够对应各种所设定的半导体光源负载，且效率高，供给到负载的电流的脉动少。对半导体光源负载(2)供电而点灯的该电源装置具有：DC-DC 变换电路，其包括电感组件和开关元件，当所述开关元件接通时，由输入电源(E)对所述电感组件蓄积能量，当所述开关元件断开时，所述电感组件所蓄积的能量向负载侧放出，从而进行电压变换；控制电路，其控制所述开关元件的接通断开动作以使DC-DC 变换电路(1)的输出电流(I_o)与目标值相同，其中，至少在所述控制电路中设置对使所述开关元件接通的定时进行规定的机构(8)，以使在所述电感组件中流动的电流为连续模式动作。



1. 一种电源装置,对半导体光源负载供电而点灯,具有:

DC-DC 变换电路,其包括电感组件和开关元件,当所述开关元件接通时,由输入电源对所述电感组件蓄积能量,当所述开关元件断开时,所述电感组件所蓄积的能量向负载侧放出,从而进行电压变换;和

控制电路,其控制所述开关元件的接通断开动作以使 DC-DC 变换电路的输出电流与目标值相同,

所述电源装置的特征在于,

至少在所述控制电路中设置对使所述开关元件接通的定时进行规定的机构,以使在所述电感组件中流动的电流成为连续模式动作。

2. 如权利要求 1 所述的电源装置,其特征在于,

对使所述开关元件接通的定时进行规定的机构构成为:当所述开关元件断开时,检测由所述电感组件向负载侧放出能量时流动的电流,当所检测的电流值在规定值以下时,使所述开关元件接通。

3. 如权利要求 2 所述的电源装置,其特征在于,

进行控制以使所述开关元件处于断开的时间至少持续第一规定时间以上,且不超过第二规定时间。

4. 如权利要求 1 所述的电源装置,其特征在于,

所述 DC-DC 变换电路由反激式变换器构成。

5. 如权利要求 1 所述的电源装置,其特征在于,

对使所述开关元件接通的定时进行规定的机构,通过决定用于驱动所述开关元件的频率而构成。

6. 如权利要求 5 所述的电源装置,其特征在于,

至少基于所述 DC-DC 变换电路的输出电压的值,决定用于驱动所述开关元件用的频率。

7. 如权利要求 5 所述的电源装置,其特征在于,

所述 DC-DC 变换电路由反激式变换器构成,

当输入电压为 V_i 、输出电压为 V_o 、输出电流目标值为 I_o 、构成所述反激式变换器的变压器的初级-次级匝数比为 N 、初级侧的电感值为 L_1 、驱动所述开关元件的频率为 f 时,

所述控制电路决定用于驱动所述开关元件的频率以满足下述条件: $f > 1 / (2 \cdot L_1 \cdot I_o \cdot V_o) \cdot (V_i \cdot V_o / (N \cdot V_i + V_o))^2$ 。

8. 如权利要求 7 所述的电源装置,其特征在于,

所述控制电路,在系数为 k 的情况下,决定用于驱动所述开关元件的频率以满足: $f \geq k / (2 \cdot L_1 \cdot I_o \cdot V_o) \cdot (V_i \cdot V_o / (N \cdot V_i + V_o))^2$ 的条件,

系数 k 的值至少为 1.05 以上的值。

9. 如权利要求 5 所述的电源装置,其特征在于,

在所述 DC-DC 变换电路的输入电源通常所使用的电压范围内,假定电压值为最高值的情况来决定驱动所述开关元件的频率。

10. 如权利要求 5 所述的电源装置,其特征在于,

进行控制以使驱动所述开关元件的频率的值,至少在第一规定频率以上,且在第二规

定频率以下。

11. 如权利要求 5 所述的电源装置,其特征在于,
用于驱动所述开关元件的频率在电路动作处于停止之前的期间使用在电路动作开始时设定的值。
12. 如权利要求 5 所述的电源装置,其特征在于,
用于驱动所述开关元件的频率使用对电源装置预先设定的值。
13. 如权利要求 1 所述的电源装置,其特征在于,
按照所述输出电流的目标值能够从电源装置的外部设定的方式构成。
14. 如权利要求 1 所述的电源装置,其特征在于,
所述输出电流的目标值使用对电源装置预先设定的值。
15. 一种灯具,其特征在于,
搭载了权利要求 1 ~ 14 中任意一项所述的电源装置。
16. 一种车,其特征在于,
搭载了权利要求 15 所述的灯具。

电源装置以及灯具、车

技术领域

[0001] 本发明涉及使用 DC-DC 变换电路的电源装置,特别涉及将由发光二极管(LED)等半导体发光元件构成的半导体光源作为负载的电源装置。本发明还涉及使用该电源装置的前照灯等灯具以及车。

背景技术

[0002] 近年,代替卤化物灯、放电灯等,将发光二极管(LED)等半导体发光元件作为光源使用的电源装置以及灯具的开发正盛行。这类电源装置以及灯具伴随着LED的发光效率等性能的提高,即使用于车中,不仅用于车内灯(roomlamp)、后组合(rear combination)灯,也开始向着前照灯(headlamp)等发展。关于作为现有技术的前照灯的光源使用的卤化物灯、放电灯(HID lamp:High Intensity Discharge,即高强度放电灯)等光源已经标准化,其各自的形状、特性等已被规定。与此相对,关于使用LED的光源,现状是还没有进行标准化等,至少目前,按照前照灯的制品规格,才开始设定各种LED及其组合(专利文献1、专利文献2)。

[0003] 另外,在作为用于对LED负载进行点灯的电路的DC-DC变换电路中,提案了一种对开关元件进行接通断开的控制方法(专利文献3),以使在构成该DC-DC变换电路的电感组件中流动的电流处于临界模式(也称为电流边界模式等)。用电流边界模式进行DC-DC变换电路的驱动是对现有技术的HID灯研究、实施较多的控制方法,但通过对LED也使用本控制方法能够减小损耗。

[0004] 但是,LED等半导体光源是具有规定的正向电压的低阻抗负载。因此,具有以下特性:作为半导体光源的负载,即使供给的电压有些许的脉动(ripple)分量,在流动的电流中也易产生大的电流脉动。这会导致有很多脉动份的电流在朝向负载的配线中流动,并导致不需要的辐射噪声产生等,故噪声对策是必不可少的。

[0005] 专利文献1:JP特开2004-095479号公报

[0006] 专利文献2:JP特开2004-095480号公报

[0007] 专利文献3:JP特表2003-504828号公报

发明内容

[0008] 本发明正是鉴于上述问题点而提出,其目的在于,提供一种电源装置,其能够对应各种所设定的半导体光源负载,且效率高,供给到负载的电流的脉动少。

[0009] 技术方案1的发明,为了解决上述课题,如图1、图2所示,对半导体光源负载2供电而点灯的电源装置具有DC-DC变换电路1和控制电路。在此,DC-DC变换电路1包括电感组件T1和开关元件Q1。此DC-DC变换电路1通过以下动作进行电压变换:当所述开关元件Q1接通时,由输入电源E对所述电感组件T1蓄积能量,当所述开关元件Q1断开时,所述电感组件T1所蓄积的能量向负载2侧放出。另外,控制电路控制所述开关元件Q1的接通断开动作以使DC-DC变换电路1的输出电流 I_o 与目标值相同。而且,此电源装置,其特

征在于,至少在所述控制电路中设置对使所述开关元件 Q1 接通的定时 (timing) 进行规定的机构 8,以使在所述电感组件中流动的电流为连续模式动作。

[0010] 关于技术方案 2 的发明,在技术方案 1 的发明中,如图 2 所示,当所述开关元件 Q1 断开时,对使所述开关元件 Q1 接通的定时进行规定的机构 8 检测由所述电感组件 T1 向负载侧放出能量时流过的电流 i_2 。而且,其特征在于,此机构 8 的构成满足:当所检测的电流值在规定值以下时,使所述开关元件 Q1 接通。

[0011] 技术方案 3 的发明,其特征在于,在技术方案 2 的发明中,进行控制以使所述开关元件 Q1 断开的时间至少持续第一规定时间以上,且不超过第二规定时间(图 4)。

[0012] 技术方案 4 的发明,其特征在于,在技术方案 1 的发明中,所述 DC-DC 变换电路 1 由反激式变换器 (flyback converter) 构成。

[0013] 技术方案 5 的发明,其特征在于,在技术方案 1 的发明中,对使所述开关元件 Q1 接通的定时进行规定的机构,由驱动频率决定部 81 构成,其决定用于驱动所述开关元件 Q1 的频率(图 5)。

[0014] 技术方案 6 的发明,其特征在于,在技术方案 5 的发明中,至少基于所述 DC-DC 变换电路的输出电压的值,决定驱动所述开关元件 Q1 用的频率(图 5)。

[0015] 关于技术方案 7 的发明,在技术方案 5 的发明中,所述 DC-DC 变换电路,如图 7 所示,由反激式变换器构成。其特征在于,当输入电压为 V_i 、输出电压为 V_o 、输出电流目标值为 I_o 、构成所述反激式变换器的变压器 T1 的初级一次级匝数比为 N 、初级侧的电感值为 L_1 、驱动所述开关元件 Q1 的频率为 f 时,所述控制电路,如图 8 所示,决定驱动所述开关元件 Q1 用的频率以满足: $f > 1/(2 \cdot L_1 \cdot I_o \cdot V_o) \cdot (V_i \cdot V_o / (N \cdot V_i + V_o))^2$ 的条件(步骤 #9)。

[0016] 关于技术方案 8 的发明,在技术方案 7 的发明中,如图 8 所示,在系数为 k 的情况下,所述控制电路决定驱动所述开关元件 Q1 用的频率以满足: $f \geq k / (2 \cdot L_1 \cdot I_o \cdot V_o) \cdot (V_i \cdot V_o / (N \cdot V_i + V_o))^2$ 的条件(步骤 #9)。而且,其特征在于,系数 k 的值(步骤 #2)至少为 1.05 以上的值。

[0017] 技术方案 9 的发明,其特征在于,在技术方案 5 的发明中,在所述 DC-DC 变换电路的输入电源 E 通常所使用的电压范围内,假定电压值 V_i 为最高值的情况,决定驱动所述开关元件 Q 的频率(参照图 12 的步骤 #2、#9)。

[0018] 技术方案 10 的发明,其特征在于,在技术方案 5 的发明中,进行控制以使驱动所述开关元件 Q1 的频率的值,至少在第一规定频率以上,且在第二规定频率以下(参照图 12 的步骤 #13、#14)。

[0019] 技术方案 11 的发明,其特征在于,在技术方案 5 的发明中,驱动所述开关元件 Q1 用的频率在电路动作处于停止之前的期间使用在电路动作开始时设定的值(图 14 的标记 FS 所引起的控制)。

[0020] 技术方案 12 的发明,其特征在于,在技术方案 5 的发明中,驱动所述开关元件 Q1 用的频率使用对电源装置预先设定的值(图 8、图 12、图 14 的步骤 #4)。

[0021] 技术方案 13 的发明,其特征在于,在技术方案 1 的发明中,其构成满足:所述输出电流 I_o 的目标值 I_o^* 能够从电源装置的外部设定(参照图 7、图 11 的输出电流目标值存储·调整部 51、图 8 的步骤 S1 ~ S3)。

[0022] 技术方案 14 的发明,其特征在于,在技术方案 1 的发明中,所述输出电流 I_o 的目

标值 I_o^* 使用对电源装置预先设定的值（参照图 1、图 5 的输出电流目标值设定部 5）。

[0023] 技术方案 15 的发明是搭载了技术方案 1～14 中任意一项的电源装置 95 的灯具（图 15）。

[0024] 技术方案 16 的发明是搭载了技术方案 15 的灯具的车 100（图 16）。

[0025] 根据本发明，能够提供能对应各种所设定的半导体光源负载，且效率高、供给到负载的电流的脉动少的电源装置。另外，通过将本发明的电源装置用于车用灯具等，能够提供功能好且低价的系统。

附图说明

[0026] 图 1 是本发明的实施方式的基本构成图。

[0027] 图 2 是本发明的实施方式 1 的电路图。

[0028] 图 3 是本发明的实施方式 1 的动作波形图。

[0029] 图 4 是本发明的实施方式 2 的关键部分电路图。

[0030] 图 5 是本发明的实施方式 3 的电路图。

[0031] 图 6 是本发明的实施方式 3 的动作波形图。

[0032] 图 7 是本发明的实施方式 4 的电路图。

[0033] 图 8 是本发明的实施方式 4 的微机的动作说明图。

[0034] 图 9 是用于本发明的实施方式 4 的基准电压可变电路的电路图。

[0035] 图 10 是本发明的实施方式 4 的动作波形图。

[0036] 图 11 是本发明的实施方式 5 的电路图。

[0037] 图 12 是本发明的实施方式 6 的微机的动作说明图。

[0038] 图 13 是本发明的实施方式 6 的动作波形图。

[0039] 图 14 是本发明的实施方式 7 的微机的动作说明图。

[0040] 图 15 是本发明的实施方式 8 的灯具的截面图。

[0041] 图 16 是本发明的实施方式 9 的车的立体图。

[0042] 图中：

[0043] T1 变压器

[0044] Q1 开关元件

[0045] 1 DC-DC 变换电路

[0046] 2 负载

[0047] 3 输出电流检测部

[0048] 4 信号放大部

[0049] 5 输出电流目标值设定部

[0050] 6 误差运算部

[0051] 7 PWM 信号产生部

[0052] 8 接通定时规定部

具体实施方式

[0053] （基本构成）

[0054] 图 1 表示本发明的基本构成图。以下用图 1 关于本发明的基本构成进行说明。DC-DC 变换电路 1 以直流电源 E 作为输入,对负载 2 给出进行电压变换后的输出。具体而言,DC-DC 变换电路 1 包括电感组件和开关元件。此 DC-DC 变换电路 1,当开关元件接通时,由电源对电感组件蓄积能量,当开关元件断开时,电感组件所蓄积的能量向负载侧放出。这样,DC-DC 变换电路 1 向负载侧供给电压变换后的输出。DC-DC 变换电路 1,具体而言,是反激式变换器 (flyback converter)、降升压变换器 (buck-boost converter)、升压变换器等,但最好由能够对负载的变换电压进行适当设定的反激式变换器构成。

[0055] 另外,DC-DC 变换电路 1 通过以下构成实现输出电流控制。从 DC-DC 变换电路 1 输出的电流作为输出电流检测信号由电流检测部 3 检测,输出电流检测信号由信号放大部 4 放大。其后,所放大的输出电流检测信号相对由输出电流目标值设定部 5 给出的输出电流的目标值的误差由误差运算部 6 求出。PWM 信号产生部 7 接收来自误差运算部 6 的输出,输出用于驱动 DC-DC 变换电路 1 的变换电路驱动信号。DC-DC 变换电路 1 的开关元件根据变换电路驱动信号进行接通断开动作。从而,实现反激式控制,DC-DC 变换电路 1 的输出电流成为作为目标的值。

[0056] 本发明的特征在于,在电源装置中,除了上述输出电流控制的构成,还设置接通定时规定部 8。接通定时 (timing) 规定部 8 规定接通开关元件的定时,对 PWM 信号产生部 7 给出信号,以使流过 DC-DC 变换电路 1 的电感组件的电流为连续模式动作。PWM 信号产生部 7 接收此信号,生成用于驱动 DC-DC 变换电路 1 的 PWM 信号,并将其作为变换电路驱动信号输出。

[0057] 这样,一边将在 DC-DC 变换电路 1 的电感组件中流动的电流维持为连续模式,一边进行输出电流控制动作。因此,能够对应各种所设定的半导体光源负载,能够提供效率高、供给到负载 2 的电流的脉动少的电源装置。

[0058] (实施方式 1)

[0059] 将本发明的实施方式 1 的电路图用图 2、动作波形的说明图用图 3 表示。以下用图 2 以及图 3 关于本实施方式的具体内容进行说明。

[0060] 在本实施方式中,DC-DC 变换电路是由变压器 T1、开关元件 Q1、整流用二极管 D1、平滑用电容 C1 构成的反激式变换器。所连接的负载 2 是将多个 LED 元件串联连接的 LED 负载。

[0061] 关于 DC-DC 变换电路的基本动作进行说明。当开关元件 Q1 接通时,电流 i_1 从电源 E 流入变压器 T1 的初级侧,由变压器 T1 蓄积能量。而且,当开关元件 Q1 断开时,由变压器 T1 蓄积的能量从变压器 T1 的次级侧以电流 i_2 经由二极管 D1 放出到电容器 C1。这样,实现电压变换,并向负载侧供电。

[0062] 图 3 是为使在本 DC-DC 变换电路的变压器 T1 中流动的电流连续而进行动作时的波形的例子。令变压器 T1 的初级侧的电感值为 L_1 ,变压器 T1 的次级侧的电感值为 L_2 ,初级-次级间的匝数比为 N ,输入电压为 V_i ,输出电压为 V_o 。则当开关元件 Q1 接通时流动的电流 i_1 的斜率为 V_i/L_1 ,当开关元件 Q1 断开时流动的电流 i_2 的斜率为 $-V_o/L_2$ 。

[0063] 在此变压器 T1 的初级和次级的电感值 L_1 、 L_2 具有 $L_2 = N^2 \times L_1$ 的关系。则图中所记的电流 i_1 的峰值 i_{1p} 与电流 i_2 的峰值 i_{2p} 的关系为 $1/N$ 倍,且作为连续模式动作时的电流的基值 (base) 份的 i_{2b} 与 i_{1b} 之间的关系为 N 倍。

[0064] 在输入输出均完全被平滑的情况下, 电流 i_1 的平均值为输入电流的值, 电流 i_2 的平均值为输出电流的值。另外, 假定没有电路损耗的理想状态的情况下, 输入功率的值与输出功率的值相等。因此, 输入电流即电流 i_1 的平均值与输出电流即电流 i_2 的平均值之间, (输入电压 V_i / 输出电压 V_o) 倍的关系成立。

[0065] 顺便说一下, 进行驱动以使此电流的基值份的值 i_{2b} 、 i_{1b} 为 0 是电流边界模式的动作, 在前述的现有技术例中提案按其进行动作。即, 在电流边界模式中, 在电流 i_2 为 0 的时点, 通过再次接通开关元件 Q1, 实现在没有上述电流的基值份的状态下的动作。

[0066] 但是, 在电流边界模式下进行动作的情况下, 根据前述的各关系, 在以特定的负载为对象时, 只要配合其负载的电压和电流的值设定变压器 T1 等的常数, 就能够以假定的频率驱动开关元件 Q1。然而, 在想对应电压和电流不同的各种所设定的负载的情况下, 由于所连接的负载而要等到电流 i_2 变为 0 的时点, 从而会产生各电流的峰值过大、频率大幅下降等课题。

[0067] 对此, 在本发明中, 在电流 i_2 变为 0 之前, 即在具有规定的基值份 i_{2b} 的时点, 实施控制以使开关元件 Q1 再次转向接通。这样, 解决了上述问题, 能够对应各种所设定的负载。

[0068] 这些在本实施方式中由以下的构成 (图 2) 实现。通过由电阻等构成的检测部, 得到一次电流检测信号、二次电流检测信号、输出电流检测信号。PWM 信号产生部 7 由以下构成: 含置位 / 复位触发器所构成的振荡电路 OSC、将信号提供给振荡电路 OSC 的置位输入 Set 的比较器 Comp1、将信号提供给复位输入 Reset 的比较器 Comp2 等。

[0069] PWM 信号产生部 7 的基准电压 V_{ref2} 提供用于与比较器 Comp1 进行比较的电压, 比较器 Comp1 比较基准电压 V_{ref2} 的值和二次电流检测信号的值。当二次电流检测信号的值在基准电压 V_{ref2} 以下时, 比较器 Comp1 的输出为高 (High) 电平, 振荡电路 OSC 的输出 Q 为高电平。这样, 开关元件 Q1 接通, 电流 i_2 为 0, 电流 i_1 流动。

[0070] 输出电流检测信号由放大器 Amp1 放大, 所放大的信号输入到误差运算部 6。在误差运算部 6 中, 将运算所输入的信号与作为输出电流的目标值即基准电压 V_{ref1} 之间的误差并放大 (在本图中为比例积分 PI) 的结果, 作为一次电流峰值指令信号提供给比较器 Comp2。比较器 Comp2 比较此一次电流峰值指令信号的值和一次电流检测信号的值。当一次电流检测信号的值在一次电流峰值指令信号的值以上时, 比较器 Comp2 对振荡电路 OSC 的复位输入 Reset 提供高电平信号, 振荡电路 OSC 的输出 Q 变为低电平。这样, 开关元件 Q1 断开, 电流 i_1 变为 0, 电流 i_2 流动。

[0071] 根据以上构成, 开关元件 Q1 由变换电路驱动信号驱动而实现输出电流的控制, 以使输出电流 I_o 与在基准电压 V_{ref1} 下所设定的目标值相同。

[0072] 在本实施方式中, 构成 PWM 信号产生部 7 的比较器 Comp1 和其基准电压 V_{ref2} , 还兼构成接通定时规定部 8, 根据基准电压 V_{ref2} 的值, 能够规定使开关元件 Q1 接通的定时。即, 根据基准电压 V_{ref2} , 在电流 i_2 减小达到某值的时点, 能够任意地决定是否使开关元件 Q1 再次接通 (相当于图 3 中的 i_{2b})。

[0073] 根据本实施方式, 假定对应各种所设定的负载, 不仅是变压器 T1 等常数, 还能够适当地设定电流连续模式下动作时的电流的基值份, 故能够提供对应其负载的电源装置。另外, 对于现有技术的例子, 没有各电流的峰值过大、频率大幅降低等情况, 故对各种所设

定的负载一般能够供给效率高且脉动少的稳定的输出。

[0074] (实施方式 2)

[0075] 图 4 表示本发明的第 2 实施方式的关键部分电路图。本实施方式对前实施方式所示的电路图(图 2)的振荡电路 OSC 设置比较器 Comp3 和其周边电路。由此,对振荡电路的输出 Q 为低电平的时间,即开关元件 Q1 为断开状态的时间能够设定上限以及下限。

[0076] 电流源 Is、电容器 Cs 和开关元件 Qs 的并联电路连接在比较器 Comp3 的同相输入端子上。在此,电流源 Is 和电容器 Cs 用于构成计时器,开关元件 Qs 用于使电容器 Cs 的电荷放电、复位为 0。开关元件 Qs 由置位/复位触发器 SR-FF 的输出 Q 驱动。另一方面,在比较器 Comp3 的反相输入端子上设置了基准电压 Vs1、Vs2 和根据振荡电路 OSC 的置位输入 Set 的信号状态选择 Vs1、Vs2 的切换开关(在此,具有 $Vs1 < Vs2$ 的关系)。

[0077] 根据上述构成,即使在振荡电路 OSC 的置位输入 Set 上输入高电平的信号,在电容器 Cs 中产生的电压值达到基准电压 Vs1 的值以上之前的时间,比较器 Comp3 的输出也不是高电平。因此,振荡电路 OSC 的输出 Q 维持低(Low)电平,开关元件 Q1 也维持断开状态。

[0078] 此外,相反地,即使在振荡电路 OSC 的置位输入 Set 上输入低电平的信号(图示状态)的情况下,在电容器 Cs 中产生的电压值达到基准电压 Vs2 的值以上的时点,比较器 Comp3 的输出成为高电平。因此,振荡电路 OSC 的输出 Q 变为高电平,开关元件 Q1 也处于接通状态。

[0079] 根据本实施方式,如上所述,对开关元件 Q1 断开的时间设定上限以及下限。这样,能够通过控制满足:开关元件 Q1 的断开状态至少持续基准电压 Vs1 下所设定的规定时间以上,且不超过基准电压 Vs2 下所设定的规定时间。即,能够设定开关元件 Q1 断开时间的最大值以及最小值,故相对前实施方式能够提供一种能够可靠地对应更宽特性范围的负载的电源装置。

[0080] (实施方式 3)

[0081] 图 5 表示本发明的第 3 实施方式的电路图。本实施方式与上述实施方式在构成上的不同点在于:作为对使开关元件 Q1 的接通的定时进行规定的机构,设置驱动频率设定部 81 来代替第 1 实施方式的接通定时规定部 8,该驱动频率设定部用于设定对开关元件 Q1 进行驱动的频率。

[0082] 将输入电压检测信号、输出电压检测信号、从输出电流目标值设定部 5 给出的目标电流值输入到驱动频率设定部 81,基于此,驱动频率设定部 81 设定变换电路驱动信号的驱动频率。所设定的驱动频率作为基准振荡信号提供给 PWM 信号产生部 7。PWM 信号产生部 7 根据所给出的基准振荡信号对使开关元件 Q1 接通的定时进行规定,并作为变换电路驱动信号驱动开关元件 Q1。

[0083] 在本实施方式中,其构成满足:由电阻 R1 进行输出电流 Io 的检测,由电阻 R2 和电阻 R3 进行输出电压 Vo 的检测。

[0084] 在驱动频率设定部 81 中决定基准振荡信号以使在 DC-DC 变换电路的电感组件(在本实施方式中为变压器 T1)中流动的电流为连续模式。这样,能够提供一种电源装置,其能够对应各种所设定的半导体光源负载 2,且效率高,供给到负载 2 的电流的脉动少。

[0085] 图 6 是本发明的实施方式 3 的动作波形的说明图。图 6 的 (a) 以及 (b) 的波形用于与本发明的动作波形 (c) 以及 (d) 对比,从而说明本发明的效果。(a) 以及 (b) 的波形,

如现有技术例的说明所述,是假定以下情况的波形:以减少电路损耗为目的,使反激式变换器在电流边界模式下进行动作。

[0086] 关于负载 2,例如,通过串联两个 LED 光源构成 LED 负载,各 LED 光源是由四个 LED 元件串联连接并收纳于一个封装中而构成。在将作为目标电流的输出电流 I_o 供给到 LED 负载的情况下,流过变压器 T1 的电流如图 6(a) 所示。

[0087] 此时,将电流 i_2 的波形面积 S_{2a} 以开关周期进行平均后的值,等于输出电流 I_o (假设输出电压 V_o 被充分地平滑,且输出电流 I_o 固定的情况)。

[0088] 另外,DC-DC 变换电路的理想状态为:假设进行变换动作时不发生损耗的情况下,面积 S_{2a} 以开关周期取平均的值和输出电压 V_o 相乘后的值、与电流 i_1 的波形面积 S_{1a} 以开关周期取平均的值和输入电压 V_i 相乘后的值相等(各值相当于输出功率以及输入功率)。

[0089] 此外,在电流 i_1 的峰值与电流 i_2 的峰值之间,在变压器 T1 的初级一次级间的匝数比为 N 的情况下, $1/N$ 倍的关系成立。

[0090] 图 6(b) 是以下情况的波形:通过串联连接三个所述 LED 光源构成 LED 负载,并通过控制成为与上述 LED 负载相同的输出电流。通过将负载的构成从两个串联改变到三个串联,从而输出电压 V_o 变为 $3/2$ 倍。输出电流 I_o 相同,故输出功率与输入功率的关系也随之变为 $3/2$ 倍。

[0091] 此时,电流 i_1 的波形面积 S_{1b} 相对于面积 S_{1a} 成为 $3/2 \times$ (周期比) 倍,电流 i_2 的波形面积 S_{2b} 相对于面积 S_{2a} 成为 (周期比) 倍(面积 S_{1b} 、 S_{2b} 以开关周期取平均的值为各自的输入电流以及输出电流)。

[0092] 另外,由于输出电压 V_o 变为 $3/2$ 倍,电流 i_2 的斜率也直接变为 $3/2$ 倍。

[0093] 如上所述,当改变连接的负载时,电流 i_1 以及电流 i_2 的峰值将大幅度升高。这在实际电路中会导致开关损耗的增加,并会引起脉动电压的增加以及脉动电流的增加。

[0094] 图 6(c) 以及图 6(d) 表示在使用本发明情况下的动作波形。为了与前面说明的作为现有技术的边界模式下的动作的波形 (a) 以及 (b) 进行对比,在此表示了当由驱动频率设定部 81 决定基准振荡信号以使各自的开关频率相同时的波形(电感值 L_1 以及 L_2 相对于波形 (a)、(b) 大,除此之外的变压器 T1 的匝数比等相同)。

[0095] 在此,开关元件 Q1 在一个周期中接通的期间 (on duty: 接通占空比) 由输入电压 V_i 、输出电压 V_o 和变压器匝数比 N 决定。其结果,波形 (c) 以及 (d) 的接通占空比与波形 (a) 以及 (b) 的接通占空比分别相同。另外,面积 S_{1c} 以及 S_{2c} 与面积 S_{1a} 以及 S_{2a} 分别相同,面积 S_{1d} 以及 S_{2d} 与面积 S_{1b} 以及 S_{2b} 分别相同。

[0096] 应用本发明进行动作以使流过变压器 T1 的电流为连续模式,故图 6(c) 以及 (d) 的波形成为在电流 i_1 以及 i_2 中具有基值份的波形。

[0097] 将当假定的 LED 负载的构成为两个串联以及三个串联时的波形 (c) 以及 (d) 与现有技术的波形 (a) 以及 (b) 比较,可以确定具有以下特征和效果。

[0098] 电流 i_1 以及 i_2 ,其各自的电流峰值相对于现有技术的波形均降低。面积相同而峰值低,故各波形的有效值变低,其结果是对于脉动电流、脉动电压的降低有效(脉动的降低不仅是对于输出,对于输入也有效果)。

[0099] 另外,关于 DC-DC 变换电路的效率,如现有技术例所述,与不连续模式动作相比,显然边界模式动作一方有更低的损耗。但是,当比较边界模式动作和连续模式动作时,也不

能一概而论边界模式动作的效率就更高。

[0100] 在实际的电路中,根据当开关元件 Q1 转向接通、或者转向断开时产生的开关损耗、当开关元件 Q1 为接通状态时流动的电流产生的损耗、由在变压器 T1 中流动的电流产生的损耗(铜损以及铁损)、在二极管 D1 上产生的损耗等各种损耗,决定 DC-DC 变换电路的总损耗。试分别比较图 6 的波形 (a) 以及 (b)、波形 (c) 以及 (d),认为当开关元件 Q1 转向接通时的开关损耗在连续模式动作下增加。反之,认为当开关元件 Q1 转向断开时的开关损耗、或当开关元件 Q1 为接通状态下的损耗等在连续模式动作下减小。实际上,在实际生产确认的结果是:确认了在连续模式动作下总的损耗减小、且变换效率提高。

[0101] 这样,根据本发明,由驱动频率设定部 81 决定基准振荡信号以使流过 DC-DC 变换电路的变压器 T1 的电流为连续模式。这样,能够提供一种电源装置,其对应各种所设定的半导体光源负载,且效率高,供给负载的电流的脉动少,进一步地由脉动分量产生的噪声也减少。此外,对于实施方式 1 以及 2,即使不检测电流 i_2 也可,故有能够简单构成电路的优点。

[0102] 但是,为了进行连续动作模式,从前述的各关系等可以导出,在驱动频率决定部 81 中决定频率 f 以使满足至少以下关系即可。

$$[0103] \quad f > 1 / (2 \cdot L1 \cdot Io \cdot Vo) \cdot (Vi \cdot Vo / (N \cdot Vi + Vo))^2$$

[0104] 在此, $L1$ 为变压器 T1 的初级侧的电感值, N 为初级一次级间的匝数比, Vi 为输入电压, Vo 为输出电压, Io 为输出电流。

[0105] 如本实施方式所述,为变成与边界模式动作相同的频率,在以下的关系式中,设定频率 f , 设定系数 k 以使成为希望的频率即可。

$$[0106] \quad f = k / (2 \cdot L1 \cdot Io \cdot Vo) \cdot (Vi \cdot Vo / (N \cdot Vi + Vo))^2$$

[0107] (其中 $k > 1$)

[0108] 但是,作为系数 k 的值,为适度地包含连续动作时的电流的基值,优选设定为至少 1.05 以上的值,最好是 1.1 以上的值。由此,能够更好地得到本发明的效果。

[0109] (实施方式 4)

[0110] 图 7 表示本发明的第 4 实施方式的电路图。另外,图 8 表示本发明的实施方式的微机 9 的动作说明图。在本实施方式中,使用微机 9 构成控制电路的一部分。

[0111] 基本动作如下。流过负载 2 的电流由电流检测电阻 R1 作为输出电流检测信号检测,并由信号放大部 4 放大信号。其后,被放大的信号在误差运算部 6 中与基准电压 V_{ref1} 比较,其结果作为 PWM 指令信号被输入到 PWM 信号产生部 7。PWM 信号产生部 7 产生规定的 PWM 信号,并作为接通断开控制信号(变换电路驱动信号)供给到开关元件 Q1。这样,构成反馈控制系统以进行输出电流的调整。

[0112] 在本实施方式中,令信号放大部 4 为由运算放大器 Amp3 和其周边的电阻 R12、R13、R14 构成的反转放大电路。令误差运算部 6 为由运算放大器 Amp2 和其周边电阻 R10、R11 以及电容器 C10 构成的比例积分电路。

[0113] 从微机 9 的 TIMER 端口 HF 提供用于驱动 DC-DC 变换电路的基准振荡信号(与成为变换电路驱动信号的生成基础的变换电路驱动信号相同的频率的信号),将基准振荡信号输入到锯齿波产生器 OSC1。锯齿波产生器 OSC1 的构成满足:接收此基准振荡信号,产生以同样频率振荡的锯齿波,并在基准振荡信号上升沿的定时使输出为 0。

[0114] 比较器 Comp4 对输入到反相输入端子的、来自锯齿波产生器 OSC1 的信号和输入到同相输入端子的来自误差运算部 6 的 PWM 指令信号的值进行比较。而且,比较器 Comp4 以锯齿波产生器 OSC1 规定的(即,由基准振荡信号规定的)频率,根据信号的比较结果,输出决定接通占空比的脉冲信号。将比较器 Comp4 的输出作为变换电路驱动信号提供给 DC-DC 变换电路,对开关元件 Q1 进行接通断开驱动。

[0115] 根据上述构成,能够由驱动频率设定部 81 规定接通开关元件 Q1 的定时,DC-DC 变换电路由驱动频率设定部 81 所决定的频率驱动。

[0116] 但是,微机 9 将电阻 R2 和电阻 R3 对 DC-DC 变换电路的输出电压 V_o 分压而得到的电压作为输出电压检测信号 V_{out} 由 A/D 变换端口读入。此外,微机 9 将输入电压 V_i 作为输入电压检测信号 V_{in} 同样地由 A/D 变换端口读入。进一步地,由串行通信用端口 Write 通过通信单元给出的输出电流的目标值由输出电流目标值存储·调整部 51 存储。输出电流目标值存储·调整部 51 由第二 TIMER 端口输出基准电压调整信号 V_{ref} Control, 并且将输出电流的目标值提供给由软件构成的驱动频率设定部 81, 以使误差运算部 6 的基准电压 V_{ref1} 成为与目标电流值相当的值。驱动频率设定部 81 基于输入电压检测信号、输出电压检测信号以及输出电流目标值的值,由第一 TIMER 端口将基准振荡信号 HF 送出到 PWM 信号产生部 7。

[0117] 接下来,用图 8 关于微机 9 的动作进行说明。首先,在使电路动作开始前的初期阶段,如上所述,使用通信单元进行输出电流目标值的设定。一旦实行步骤 S1 的输出电流目标值存储的处理(图 8(b)),则在步骤 S2 中,就从电源装置的外部读入作为 I_o^* 的输出电流的目标值。而且,在步骤 S3 中,在微机 9 的内部存储器或者在微机 9 的外部设置的外部存储器中存储作为目标电流值 I_o^* 的所读入的值。

[0118] 下一步,实行步骤 S4 的输出电流目标值调整的处理(图 8(c))。在步骤 S5 中,由微机 9 的第二 TIMER 端口输出使误差运算部 6 的基准电压 V_{ref1} 向与在电路动作时所存储的输出电流的目标值 I_o^* 相当的值变化的信号,该信号作为基准电压调整信号 V_{ref} Control。这样,误差运算部 6 的基准电压 V_{ref1} 成为与输出电流目标值 I_o^* 相当的值。

[0119] 在此,用图 9 表示用于使基准电压 V_{ref1} 可变的具体的电路构成的一例。由微机的第二 TIMER 端口在高频下给出作为接通断开信号的基准电压调整信号 V_{ref} Control。图 9 的基准电压 V_{ref} 是由其他用途电路生成的控制用的稳定的电压。考虑开关元件 Q20 始终断开时,此时作为基准电压 V_{ref1} 输出的电压是由电阻 R20 和电阻 21 对基准电压 V_{ref} 分压后的值(令此值为 V_{ref1_max})。另外,相反地,考虑开关元件 Q20 始终接通时,此时作为基准电压 V_{ref1} 输出的电压是由电阻 R20、并联连接的电阻 R21 以及电阻 R22 的合成电阻对基准电压 V_{ref1} 分压后的值(令此值为 V_{ref_min})。在使开关元件 Q20 以一定的频率接通断开动作时,作为基准电压 V_{ref1} 输出的值,能够由其接通占空比设定为所述 V_{ref1_max} 和 V_{ref1_min} 之间的值。

[0120] 将构成本电路的其他的电阻 R23、电容器 C21 等作为滤波器设置,这样可以实现基准电压 V_{ref1} 的稳定化。顺便一提的是,要使误差运算部 6 的基准电压 V_{ref1} 可变,如果是具有 D/A 变换功能的微机,则只要为能够使用 D/A 变换端口的模拟输出直接提供的结构即可。另外,采用的方法可以如本例所示,使用 TIMER 端口,由来自微机 9 的接通断开信号(基准电压调整信号)和外部的积分滤波器电路(图 9)实质地构成 D/A 变换器,或者用其他方

法,只要能够达成目的,具体的构成不受限制。

[0121] 接下来,关于图 8(a) 的步骤 #1 以后的驱动频率设定的微机动作进行说明。在后述的步骤 #9 中进行驱动频率 f 的算出,但首先在步骤 2 中,进行其所用的常数 k 、 $L1$ 、 N 的设定。

[0122] 在步骤 #3 中,取得由输出电流目标值存储(步骤 S1 ~ S3) 存储的输出电流的目标值 I_{o*} 。

[0123] 在步骤 #4 中,将 DC-DC 变换电路的驱动开始时使用的频率的初始值设定为驱动频率 f 。到此为止的动作为电路输出动作开始前所进行的处理。

[0124] 在步骤 S5 中,进行电路动作是否为可能状态的确认。电路动作是否可能的判断,在此由未表示的驱动频率设定以外的其他流程进行,但具体而言,基于输入电压检测信号的值是否在动作可能范围中等情报进行判断。

[0125] 当在步骤 #5 中确认的结果是电路动作为非可能的状态时,转移到步骤 #6,停止基准振荡信号的输出(在未输出的情况下维持其状态),返回到步骤 #5,重复进行状态的确认。

[0126] 当在步骤 #5 中确认的结果是电路动作为可能的状态时,转移到步骤 #7,令基准振荡信号的输出为许可(在已经输出的情况下维持其状态),并转移到步骤 #8。

[0127] 在步骤 #8 中,作为经 A/D 变换后的值取得输出电压检测信号 V_{out} 、输入电压检测信号 V_{in} 。

[0128] 在步骤 #9 中,使用以上的各值由下式算出驱动频率 f 。

$$[0129] \quad f = k / (2 \cdot L1 \cdot I_{o*} \cdot V_{out}) \cdot (V_{in} \cdot V_{out} / (N \cdot V_{in} + V_{out}))^2$$

[0130] 在步骤 #10 中,对在步骤 9 中算出的频率 f 的值和现在的频率 f 的值进行大小关系的判定。根据此判定,当算出的值比现状的值大时转移到步骤 #12,将频率 f 的值增加预定的规定值量。反之,当算出的值在现状的值以下时,转移到步骤 #11,将频率 f 的值减少预定的规定值量。

[0131] 其后,返回到步骤 #5,重复上述的动作。

[0132] 这样,驱动频率设定部 81 按照由输出电流目标值存储·调整部 51 存储的电流目标值 I_{o*} 的值和现在的输出电压检测信号 V_{out} 、输入电压检测信号 V_{in} 的值,逐次算出驱动频率 f 的值进行设定以使 DC-DC 变换电路为电流连续模式下的动作。

[0133] 作为驱动频率 f 所设定的值,由微机 9 的第一 TIMER 端口 HF,作为基准振荡信号提供到 PWM 信号产生部 7,其结果是,DC-DC 变换电路的开关元件 Q1 由所算出的频率 f 驱动。这样,在本实施方式中,通过规定开关元件 Q1 的接通定时,能够实现电流连续模式下的动作。

[0134] 接下来,与图 6 相同,图 10 表示使用本实施方式改变输出电流目标值来进行动作时的动作波形与、假定现有技术的边界模式下的动作的情况进行对比。图 10 的 (a) 以及 (b) 的波形,用于与作为本发明的动作波形的 (c) 以及 (d) 对比来说明本发明的效果,是假定使反激式变换器在电流边界模式下动作时的波形。例如,当以某 LED 负载为目标供给电流时,流过变压器 T1 的电流如图 10(a) 所示。接下来,假定作为目标的电流的值增大到 1.25 倍的情况,此时的动作波形如同图 (b) 所示。通过对相同的 LED 负载将输出电流改变到 1.25 倍,从而输出功率以及输入功率也变为 1.25 倍(但是,在此为了简单,以假设电流增加引起

的 LED 负载的电压值不变化进行说明)。

[0135] 此时, 电流 i_1 的波形面积 S_{1b} 相对于面积 S_{1a} 为 $1.25 \times$ (周期的比) 倍, 电流 i_2 的波形面积 S_{2b} 相对于面积 S_{2a} 为 $1.25 \times$ (周期的比) 倍。顺便一提的是, 将面积 S_{2a} 、 S_{2b} 以开关周期取平均的值是各自的输入电流值以及输出电流值。如上所述, 当将输出电流增加到 1.25 倍时, 电流 i_1 以及电流 i_2 的峰值将大幅升高。这种情况在实际电路中伴随开关损耗的增加而引起脉动电压的增加以及脉动电流的增加。

[0136] 图 10(c) 以及 (d) 表示使用本发明时的动作波形。为了与前面说明的现有技术的边界模式下的动作时的波形 (a) 以及 (b) 进行对比, 在此表示由驱动频率决定部 81 决定频率以使各自的开关频率相同时的波形 (令电感值 L_1 以及 L_2 相对于图 10 的 (a)、(b) 大, 除此之外的变压器 T_1 的匝数比等相同)。

[0137] 在此, 开关元件 Q_1 在一周期中接通的期间 (接通占空比) 由输入电压 V_i 、输出电压 V_o 和变压器匝数比 N 决定。其结果是波形 (c) 以及 (d) 的接通占空比, 与图 10 的 (a) 以及 (b) 的接通占空比分别相同。此外, 面积 S_{1c} 以及 S_{2c} 分别与面积 S_{1a} 以及 S_{2a} 相同, 面积 S_{1d} 以及 S_{2d} 分别与面积 S_{1b} 以及 S_{2b} 相同。图 10 的 (c) 以及 (d) 的波形, 使用本发明进行动作以使流过变压器 T_1 的电流为连续模式, 故为电流 i_1 以及 i_2 中具有基值份的波形。

[0138] 若将当由本发明动作时的波形 (c) 以及 (d) 分别与当现有技术的边界模式下动作时的波形 (a) 以及 (b) 进行比较, 能够确定具有以下特征、效果。

[0139] 电流 i_1 以及 i_2 , 其各自的电流峰值相对于现有技术的波形均降低。面积相同而峰值低, 故各波形的有效值变低, 其结果是对于脉动电流、脉动电压的降低有效 (脉动的降低不仅是对输出, 对输入也有效果)。另外, 关于 DC-DC 变换电路的效率, 与本发明的实施方式 3 所述相同, 试分别比较图 6 的波形 (a) 以及 (b)、波形 (c) 以及 (d), 认为当开关元件 Q_1 转向接通时的开关损耗在连续模式动作增加。但是, 反之, 认为当开关元件 Q_1 转向断开时的开关损耗和当开关元件 Q_1 为接通状态下的损耗等降低。实际上, 实际生产确认的结果是: 确认了在连续模式动作下总的损耗减小、且变换效率提高。

[0140] 这样, 根据本发明, 由驱动频率设定部 81 决定基准振荡信号以使流过 DC-DC 变换电路的变压器 T_1 的电流为连续模式。这样, 即使在改变供给到半导体光源负载 2 的输出电流 I_o 的值的的情况下, 也能够提供一种电源装置, 其效率高, 供给到负载的电流的脉动少, 进一步地由脉动分量产生的噪声少。

[0141] 另外, 根据本实施方式, 设置为输出电流 I_o 的目标值 I_o^* 能够从外部设定 (能够可变) 的构成, 故能够提供对应更加多样的 LED 负载的电源装置。进一步地, 根据上述微机动作, 所设定的驱动频率的值逐次变化, 故分散了由开关动作产生的噪声的频谱, 具有进一步的噪声减少有效等特征。

[0142] (实施方式 5)

[0143] 图 11 表示本发明的第 5 实施方式的电路图。本实施方式与前实施方式的不同点在于: 在 DC-DC 变换电路的次级侧设置了由电感 L_3 、电容器 C_2 构成的滤波器; 和在 DC-DC 变换电路的初级侧设置用于检测电流 i_1 的电阻 R_4 以进行电流模式下的 PWM 控制。根据本控制方法, 有降低输出脉动的效果, 但通过在次级侧设置滤波器能够进一步地降低输出电流 I_o 的脉动。

[0144] 另外,关于电流模式下的控制,由以下动作实现开关元件 Q1 的接通断开控制。由电流检测电阻 R1 检测作为输出电流检测信号的在负载 2 中流动的电流,并由信号放大部 4 放大此信号。其后,由误差运算部 6 将所放大的信号与基准电压 V_{ref1} 进行比较,并将其结果作为 PWM 指令信号输入到 PWM 信号产生部 7。由 PWM 信号产生部 7 产生规定的 PWM 信号,将 PWM 信号作为接通断开控制信号(变换电路驱动信号)供给到开关元件 Q1。这样,构成反馈控制系统以进行输出电流的调整。

[0145] 在本实施方式中,令信号放大部 4 是由运算放大器 Amp3 和其周边电阻 R12、R13、R14 构成的反转放大电路。令误差运算部 6 是由运算放大器 Amp2 和其周边电阻 R10、R11 以及电容器 C10 构成的比例积分电路。

[0146] 从微机 9 的 TIMER 端口 HF 提供用于驱动 DC-DC 变换电路的基准振荡信,单触发电路 Oneshot2 接收基准振荡信号的上升沿,将置位用的脉冲信号给出到置位·复位触发器 SR-FF 的置位端子 S。根据此脉冲信号,置位·复位触发器 SR-FF 的输出 Q 变为高电平,驱动开关元件 Q1 为接通。这样,由驱动频率设定部 81 能够规定接通开关元件 Q1 的定时。

[0147] 在比较器 Comp4 中,对来自误差运算部 6 的输出与以在电阻 R4 上产生的电压来检测在变压器 T1 初级侧流动的电流 i_1 的瞬时值后的值(一次电流检测信号)进行比较,将其比较结果给出到单触发电路 Oneshot1。单触发电路 Oneshot1 接收其下降沿,将复位用的脉冲信号给出到置位·复位触发器 SR-FF 的复位端子 R。根据此脉冲信号,置位·复位触发器 SR-FF 的输出 Q 变为低电平,驱动开关元件 Q1 为断开。

[0148] 此外,从微机 9 的 TIMER 端口 HF 到逻辑门 AND 的信号输入用于规定最大接通时间(最小断开时间),故当基准振荡信号为低电平时,与置位·复位触发器 SR-FF 的输出 Q 无关,开关元件 Q1 为断开。通过以上方法,在本实施方式中实现电流模式控制。

[0149] 但是,微机 9 将电阻 R2 和电阻 R3 对 DC-DC 变换电路的输出电压 V_o 分压而得到的电压作为输出电压检测信号 V_{out} 由 A/D 变换端口读入。此外,微机 9 将输入电压 V_i 作为输入电压检测信号 V_{in} 同样地由 A/D 变换端口读入。进一步地,由串行通信用端口 Write 通过通信单元给出的输出电流的目标值 I_o^* 由输出电流目标值存储·调整部 51 存储。输出电流目标值存储·调整部 51 由第二 TIMER 端口输出基准电压调整信号 $V_{ref_Control}$,并且将输出电流的目标值给出到由软件构成的驱动频率设定部 81,以使误差运算部 6 的基准电压 V_{ref1} 成为与目标电流值相当的值。

[0150] 驱动频率设定部 81 基于输入电压检测信号、输出电压检测信号以及输出电流目标值的值,由第一 TIMER 端口将基准振荡信号 HF 送出到 PWM 信号产生部 7。

[0151] 关于微机 9 的动作与第 4 实施方式基本相同(如图 8)。

[0152] 在本实施方式中,也由驱动频率设定部 81 决定基准振荡信号以使流过 DC-DC 变换电路的变压器 T1 的电流为连续模式。这样,与前实施方式同样,能够提供一种电源装置,其效率高,供给负载的电流的脉动少,进一步地由脉动分量产生的噪声少。

[0153] 此外,在本实施方式中,其构成满足:由电流模式下的控制来进行 PWM 控制(使流过初级侧的电流 i_1 的峰值与来自误差运算部 6 的指令值相同的控制方法)。因此,例如,即使在电源 E 无意中发生骤变的情况下,也能够适当地限制电流 i_1 。因此,抑制电流 i_1 瞬间过大以及随之而来的电流 i_2 也过大的事态。其结果是能够提供一种能够稳定地控制输出、即脉动少的电源装置。

[0154] 但是,当用电流模式控制 DC-DC 变换电路的情况下,有以下情况:动作的稳定点不在一个点上收敛,如开关频率跳跃的不稳定状态(即频率减半现象)产生。在这种情况下,如图 11 的电路中,将具有与开关频率同步的具有规定的斜率的信号叠加到一次电流检测信号并输入到比较器 Comp4 等,这样,能够实现稳定的动作。

[0155] (实施方式 6)

[0156] 图 12 表示本发明的第 6 实施方式的微机 9 的动作说明图。另外,图 13 表示本实施方式的动作说明用的波形图。本实施方式与前实施方式 4、5 比较,不同点如下。

[0157] 在图 12 的微机的流程中,为在步骤 #2 中将输入电压 V_{in} 的值设定为常数的点以及在步骤 #8 的 A/D 变换值的取得中仅取得输出电压 V_{out} 的点。进一步地,追加步骤 #13 以及步骤 #14,确认现状的驱动频率 f 是否达到预先设定的驱动频率的下限以及上限值。而且,在达到各自的情况下,不再减少或者增加在该值以上的频率的值。

[0158] 如上所述,在本实施方式中,其构成为:输入电压 V_{in} 的值不是读入实际的值,而是使用作为预定常数设定的值进行驱动频率的算出。在此,在电源装置通常使用的电压范围内,将作为常数设定的输入电压 V_{in} 的值设定为假设电压值为最高时的值。

[0159] 假定相同输出电压、输出电流的情况,有输入电压越高,用于电流连续模式动作所需的驱动频率越高的倾向。因此,在作为输入电压 V_{in} 的值预先假定的输入电压中使用最高时的值。这样,在以基于此值求出的频率 f 驱动的情况下,必然成为连续模式下的动作。

[0160] 这样,在本实施方式中,每当算出驱动频率 f 时,作为 A/D 变换值读入的值仅为输出电压 V_{out} 即可。因此,有在微机中读入、运算的各处理变得简单,能够使用更低价的微机等优点。

[0161] 另外,每次算出驱动频率时,进行变化的参数仅为输出电压 V_{out} ,故能够使在步骤 #9 中进行的运算筒略化,使处理更轻松。例如,将输出电压 V_{out} 与 (f/I_o^*) 的关系作为表格数据预先近似地存储。每回的处理从其表格数据中读取与由 A/D 变化值的取得而得到的输出电压 V_{out} 的值相对应的 (f/I_o^*) 的值。而且,通过将 I_o^* 的值与其读出值做乘法运算,得到驱动频率 f 的值。通过这样使计算筒略化,故能够使微机的负载更加减轻。

[0162] 接下来,追加步骤 #13 以及步骤 #14,确认现状的驱动频率 f 是否达到预先所设定的驱动频率的下限以及上限值。而且,在达到各自的情况下,不再减少或者增加频率的值。关于这一点进行说明。

[0163] 在步骤 #13 中,进行判定现状的驱动频率是否在预先所设定的驱动频率的下限值以下。当现状的驱动频率不在下限值以下时,转移到步骤 #11,将驱动频率 f 的值减少规定值量。当现状的驱动频率在下限值以下时,通过跳过步骤 #11,进行处理以使不再减少驱动频率 f 的值。

[0164] 在步骤 #14 中,进行判定:现状的驱动频率是否在预先所设定的驱动频率的上限值以上。当现状的驱动频率不在上限值以上时,转移到步骤 #12,将驱动频率 f 的值增加规定值量。当现状的驱动频率在上限值以上时,通过跳过步骤 #12,进行处理以使不再增加驱动频率 f 的值。

[0165] 例如,当连接某负载时,假设如图 13 的 (a) 所示的波形进行动作。进而假设驱动频率几乎达到预先所设定的频率的下限值。此时,考虑增加输出电流的目标值进行动作的情况。通过设置频率的下限,使频率不降低到下限以下,为了输出作为目标的输出电流,而

波形成为 (b) 那样。即,在对于 (a) 频率几乎保持相同的状态下,电流的基值量增加,能够对应负载。

[0166] 顺便一提的是,(b) 中虚线画的是对频率设置限制时的波形。这样,即使在连续模式动作下对频率设置限制时,也能够取符合负载的输出动作。

[0167] 在本实施方式中,能够使驱动开关元件 Q1 的频率的值在由预先设定的频率的下限值以及上限值规定的范围。即,能够对驱动频率设置限制。因此,能够提供对应更宽特性范围的负载的电源装置。这关于所有的实施方式均能够适用。

[0168] 另外,一旦频率变化过快,例如,在有噪声滤波器的设计变难、或者频率降低时,有滤波器大型化等问题的情况下,通过使用本实施方式能够解决问题。

[0169] (实施方式 7)

[0170] 图 14 表示本发明的第 7 实施方式的微机动作说明图。在本实施方式中,代替前实施方式的驱动频率设定的流程,使用图 14 所示的流程,使图 11 所示构成的电路进行动作。在由本流程使电路进行动作的情况下,电路动作开始后,在经过规定时间的时点上,驱动频率的决定操作仅实施一次。其后,直到电路动作停止之前的期间,电路由所决定的频率驱动。

[0171] 按照图 14 流程,以下关于此动作的详细情况进行说明。在本实施方式中,新设置了标记 (flag) FS。根据标记 FS 的状态进行判定:是否为应该决定驱动频率的状态。按照该结果,电路动作开始后,仅实施一次频率的决定操作。

[0172] 具体如以下所示。在步骤 #4 的初始值设定中,清零 (clear) 标记 FS。其后,在步骤 #15 中确认标记 FS 的状态,当标记 FS 清零时转移到步骤 #16。在步骤 #16 中,得到步骤 #7 中的基准振荡信号的输出许可后,判定是否经过了预先设定的规定时间。当没有经过规定时间时返回到步骤 #5,继续进行经过时间的确认操作,在经过规定时间后转移到步骤 #8。

[0173] 在步骤 #8 中,取得输出电压检测信号 V_{out} 的 A/D 变换值,在步骤 #9 中决定频率 f 。其后,将由步骤 #17 决定的频率 f 设定为驱动频率。接下来,在步骤 #18 中对标记 FS 置位,并返回到步骤 #5。其后,在进行电路动作期间,标记 FS 处于被置位的状态,故在步骤 #15 中的判定结果始终为“否”。这样,就不转移到步骤 #16 以后。

[0174] 当在步骤 5 中判定电路不是动作可能状态时,转移到步骤 #6,停止基准振荡信号的输出。另外,继续在步骤 #19 中清零标记 FS。这样,再次在步骤 #5 中判断电路可能动作,在开始动作时,与上述相同,经过规定时间后,仅进行一次的频率决定。

[0175] 这样,在本实施方式中,驱动频率 f 的决定仅在电路动作开始后实施一次。因此,不用周期地用微机进行用于决定驱动频率 f 的操作。因此,由于微机的负担减轻,故有能够使用更低价的微机的优点。此外,通过令决定驱动频率的定时为动作开始后经过规定的时间,从而能够在输出稳定后无误地决定频率。

[0176] 另外,在第 3 实施方式以后到现在所述的各实施方式中,至少取得输出电压检测信号 V_{out} 的 A/D 变换值,决定驱动频率 f 。但是,在所假定的负载的范围受到某种程度限制等情况下,使用在其负载的范围中频率最高时的输出电压检测信号 V_{out} ,求出此时所需的频率的值。能构成为通过预先设定频率的值,能够得到期待的效果。这样,能够以更简单的控制电路得到本发明的效果。

[0177] 例如,考虑变压器 T1 的初级侧电感值 L_1 为 $3.0 \mu\text{H}$ 、初级一次级匝数比为 5、输

入电压 V_{in} 在 10 ~ 16V 的范围变化的情况。令所连接的各种负载的电压（即，输出电压检测信号）为 23 ~ 46V 的范围内的某值，负载的电流（即，输出目标电流值 I_{o*} ）为 0.75 ~ 1.0A 范围内的某值。若在这种情况下，根据上述的计算式，可知预先设定至少大于 174kHz 的值作为频率 f 即可。

[0178] 另外，在所假定的负载的各输出电流的值相同的情况下，可以将输出电流的目标值 I_{o*} 预先写入微机等进行存储。这能够适用于所有的实施方式，这样，能够以更简单的控制电路得到本发明期望的效果。

[0179] 此外，各实施方式是例示，例如，在使用微机实现的实施方式中，其构成也可以由个别的电子电路得到同样的动作。另外，DC-DC 变换电路和控制电路的构成不限于各实施方式中例示的构成。例如，误差运算部 6 例示了比例积分电路，但也可以是其他的比例电路。此外，关于微机的动作流程不限于图示，只要是得到同样的动作的构成即可。

[0180] （实施方式 8）

[0181] 图 15 表示本发明的第 8 实施方式的灯具的截面图。图示的灯具表示车用的前照灯 90 的构成的概要。将具有上述的构成、由金属框体包装的电源装置 95 安装搭载在前照灯框体的下面部。在放热板 92 上安装由多个 LED 元件构成的 LED 模块 20，LED 模块 20 以及放热板 92 与由透镜和反射板构成的光学组件 91 一起构成光源单元。光源单元在前照灯 90 的框体上由光源组件固定用夹具 93 固定。电源装置 95 的输入电源线 96 连接到电池（图中未标示），且通信线 97 连接到车两侧的单元（图中未标示）。通信线 97 的设置是用于当负载发生异常时向车两侧通知异常，但也可以构成为，例如，使用本通信线 97 从外部向电源装置 95 发送输出电流的目标值（例如，用 LIN 进行通信等）。将电源装置 95 的输出线 94 连接到 LED 模块 20

[0182] 根据本发明，能够提供一种包括能够对应各种所设定的半导体光源负载且效果高、供给到负载的电流的脉动少的电源装置的灯具。这样，没有必要根据各种所设定的负载单独准备电源装置，因此按照灯具的设计能够设定多种多样的负载，能够实现灯具性能的提高、设计性的提高等。此外，由于能由相同的电源装置对应各种负载，因此结果能提供廉价的灯具。此外，能提供效率好的节省能量的灯具，进一步由于能将电流脉动抑制地较低，因此能够提供噪声性能好的灯具。（实施方式 9）

[0183] 图 16 表示本发明的实施方式 9 的车的立体图。是将上述的灯具用作车 100 的前照灯 101 的例子。通过搭载上述灯具，能够提供安全性和设计性更高、环境性能和舒适性优越的车。

[0184] 此外，在此表示了将本发明的电源装置用于车 100 的前照灯 101 的情况，但关于其他的方向指示器 102 和尾灯 103 等的应用，也能得到同样的效果。

[0185] （产业上的利用可能性）

[0186] 本发明的电源装置以及使用该电源装置的灯具，不仅对于车，还能用到各种灯具中。

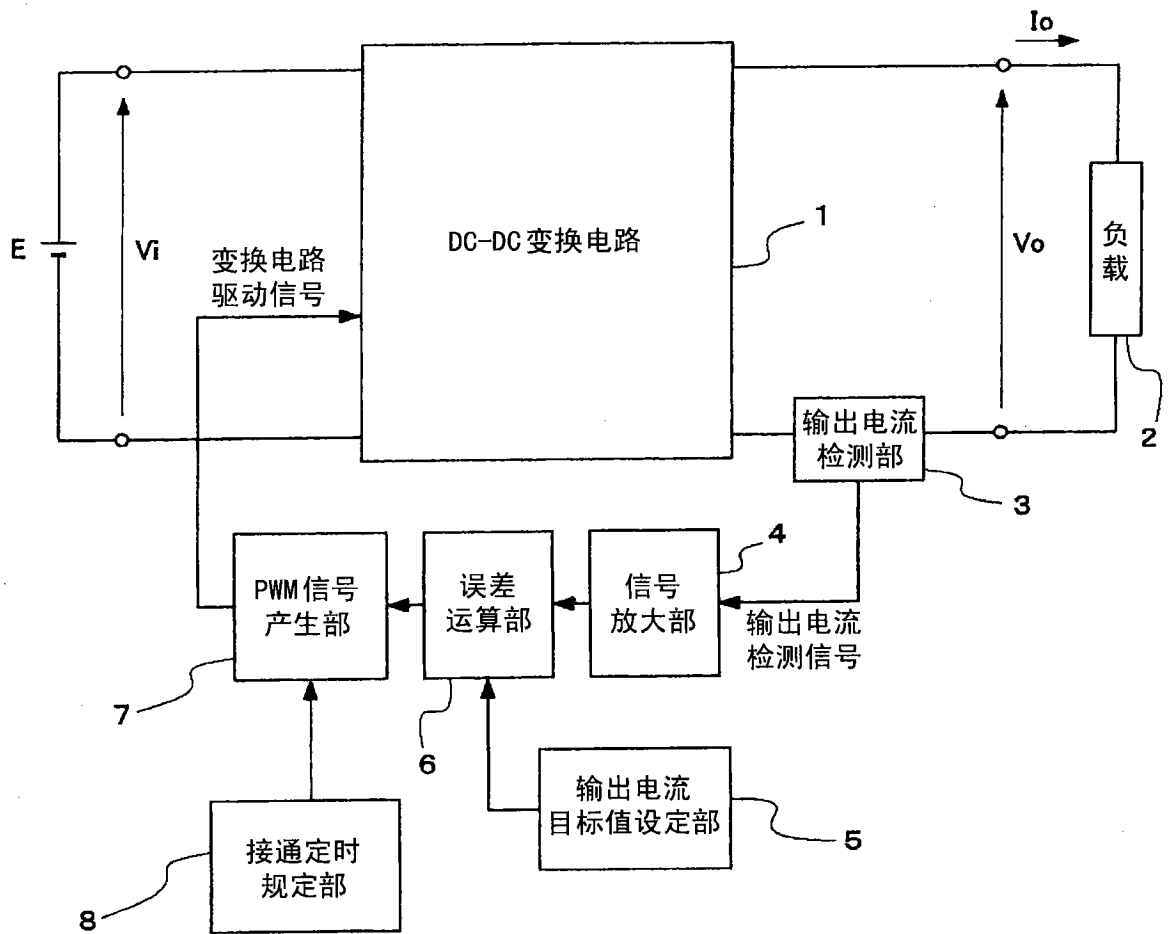


图 1

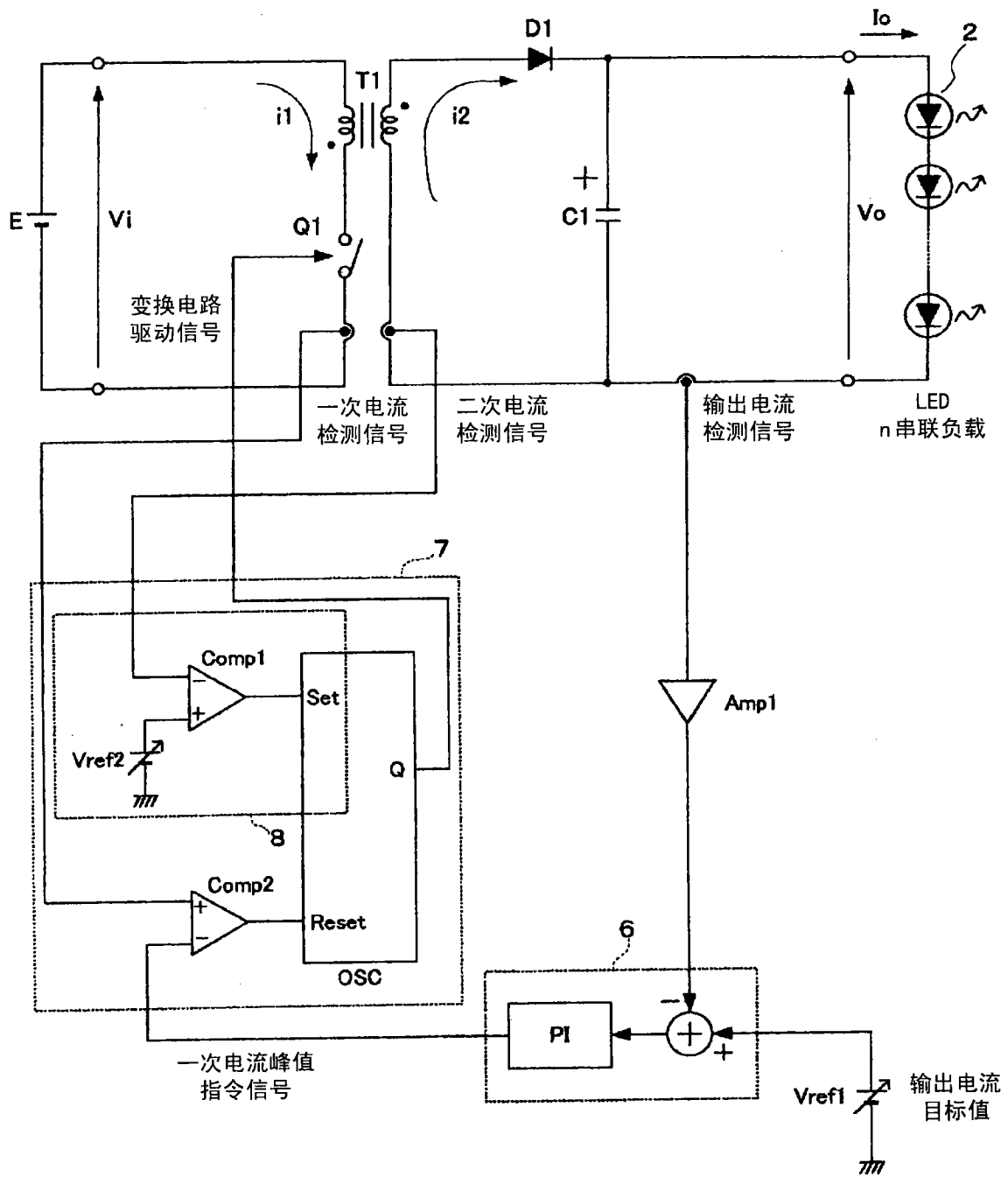


图 2

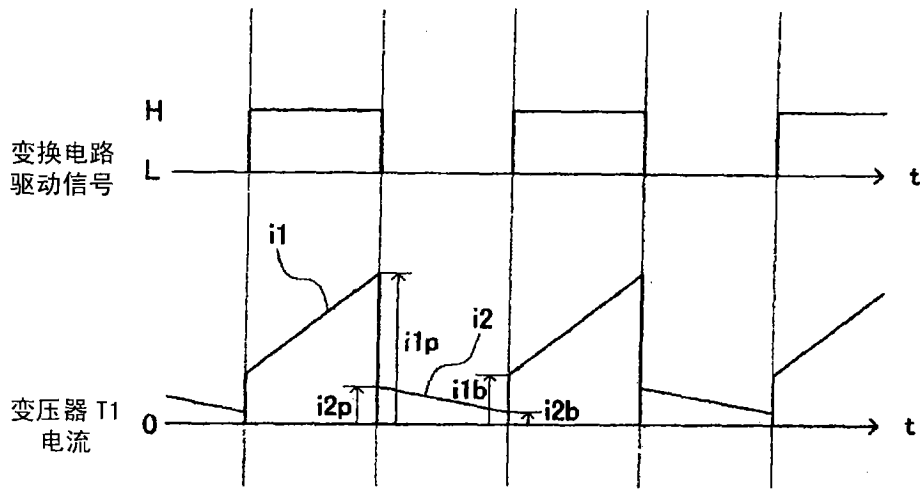


图 3

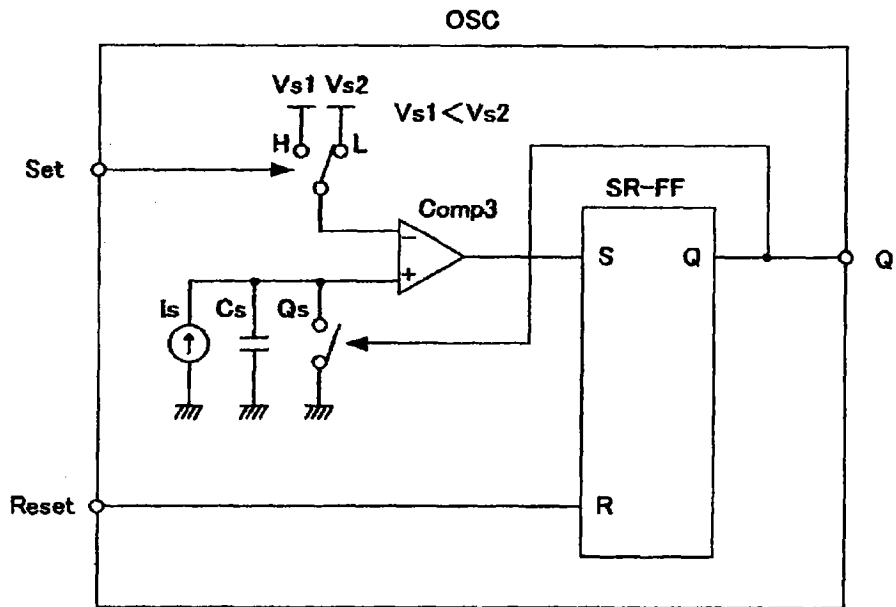


图 4

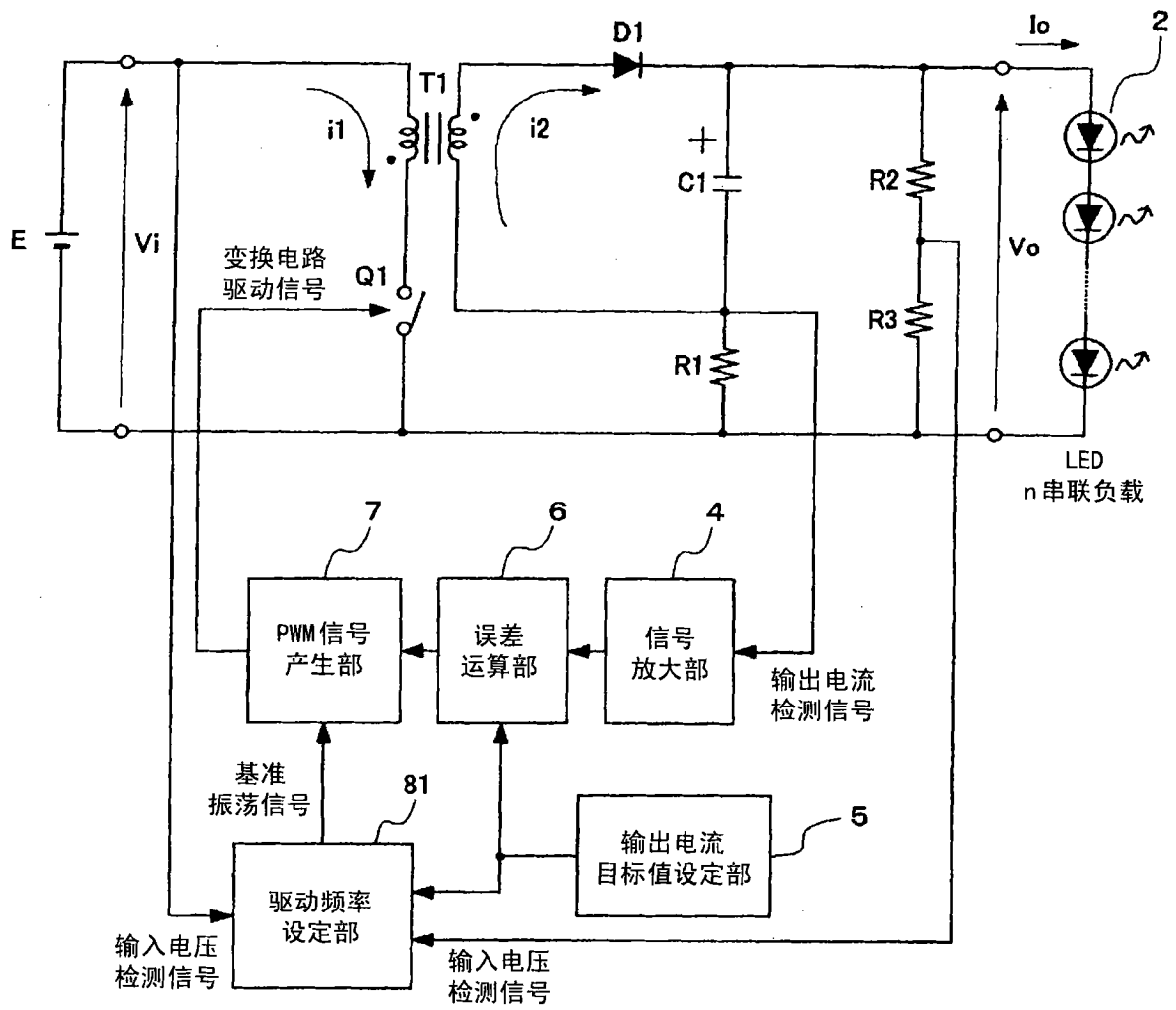


图 5

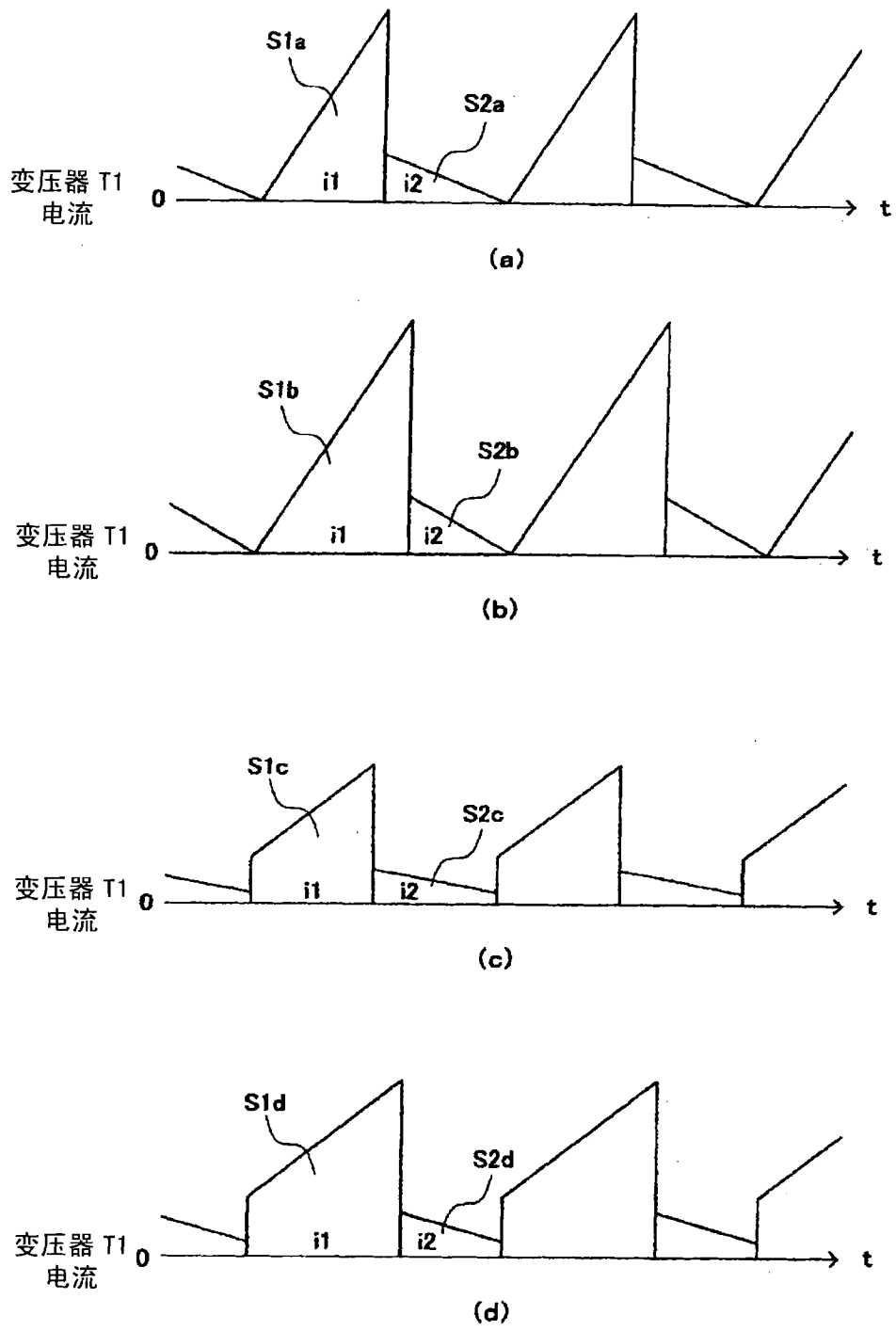


图 6

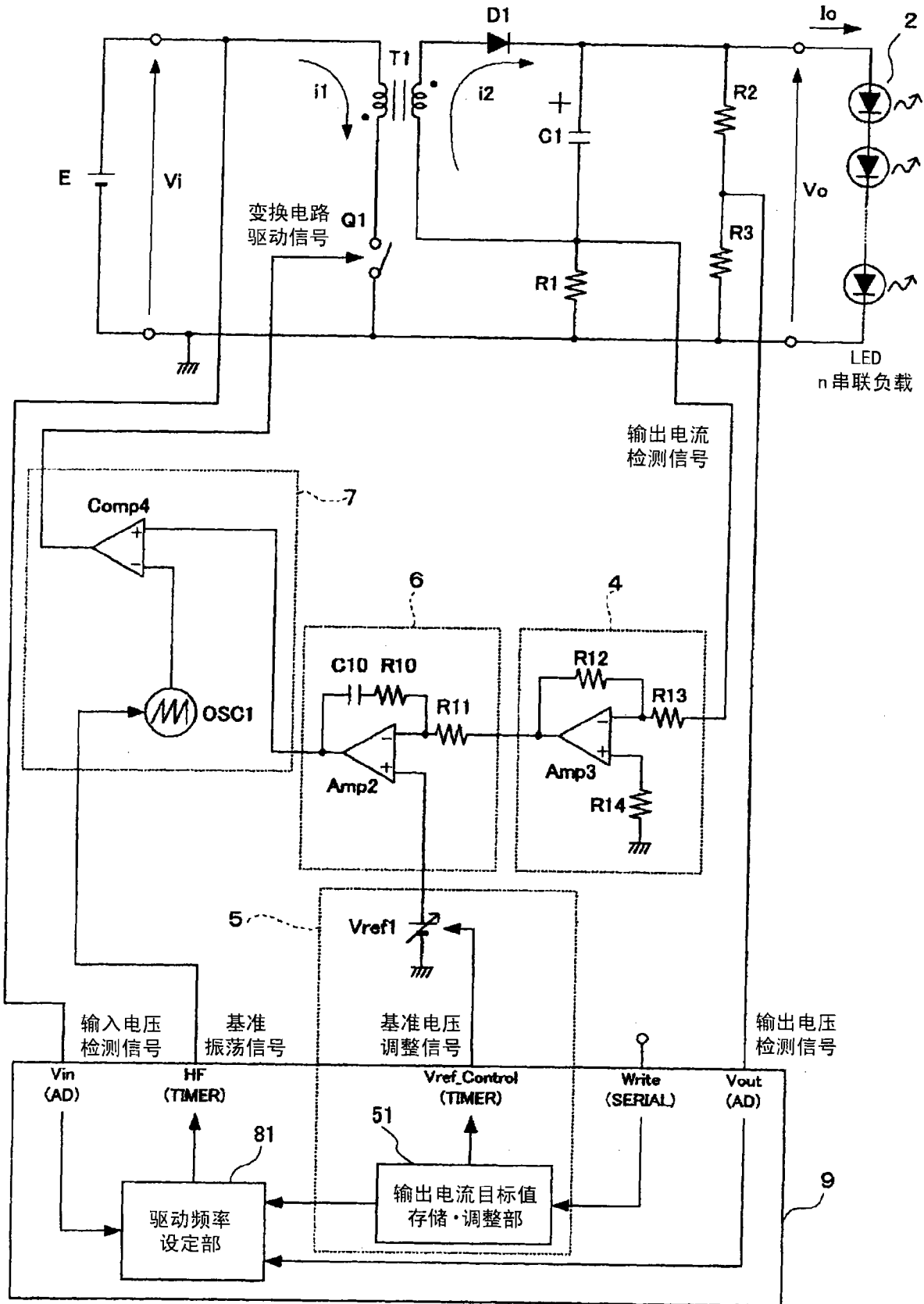


图 7

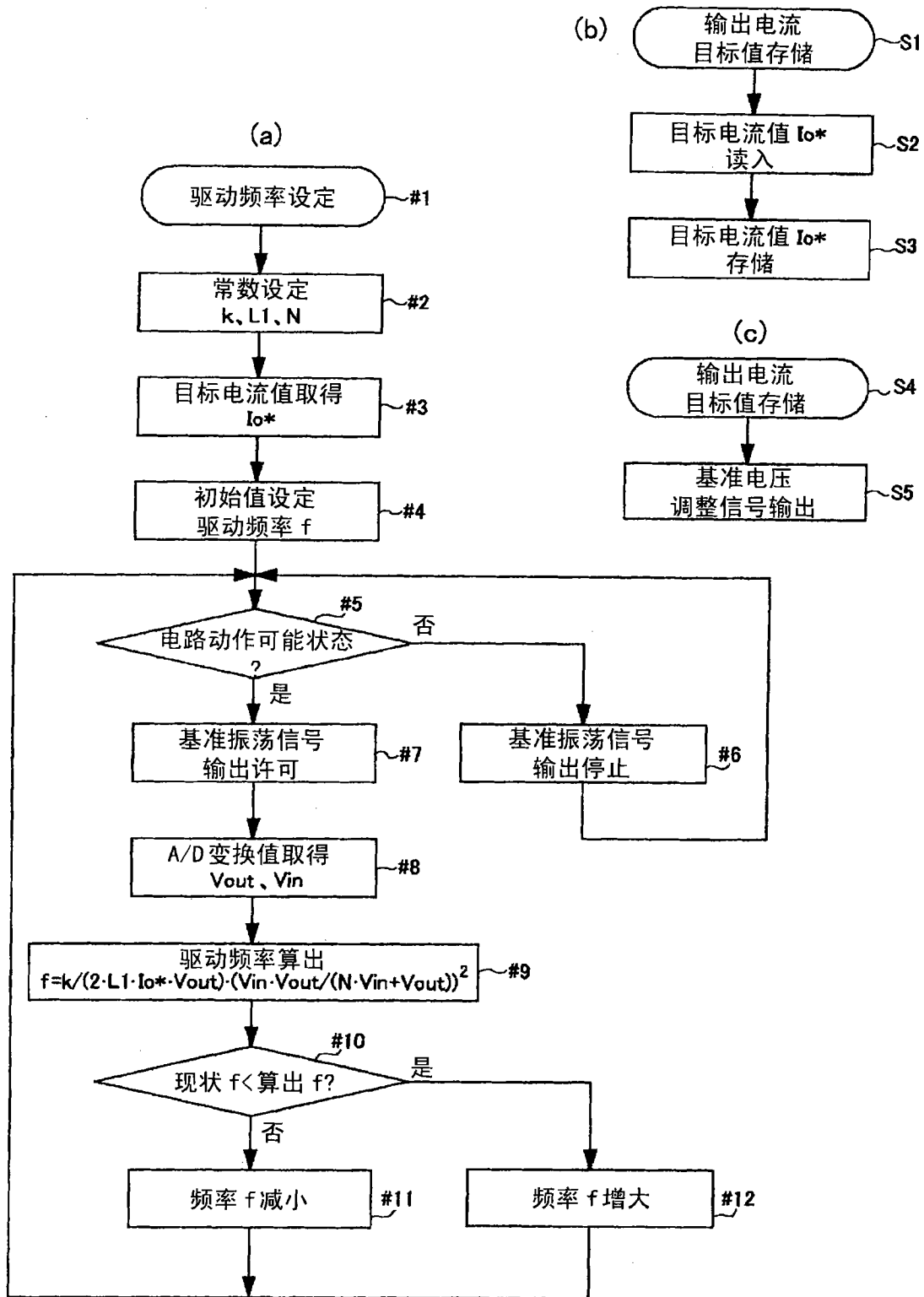


图 8

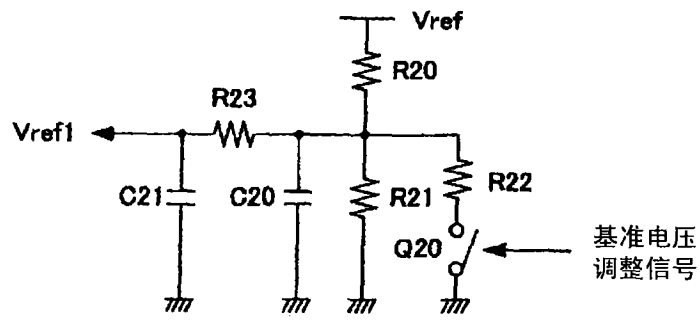


图 9

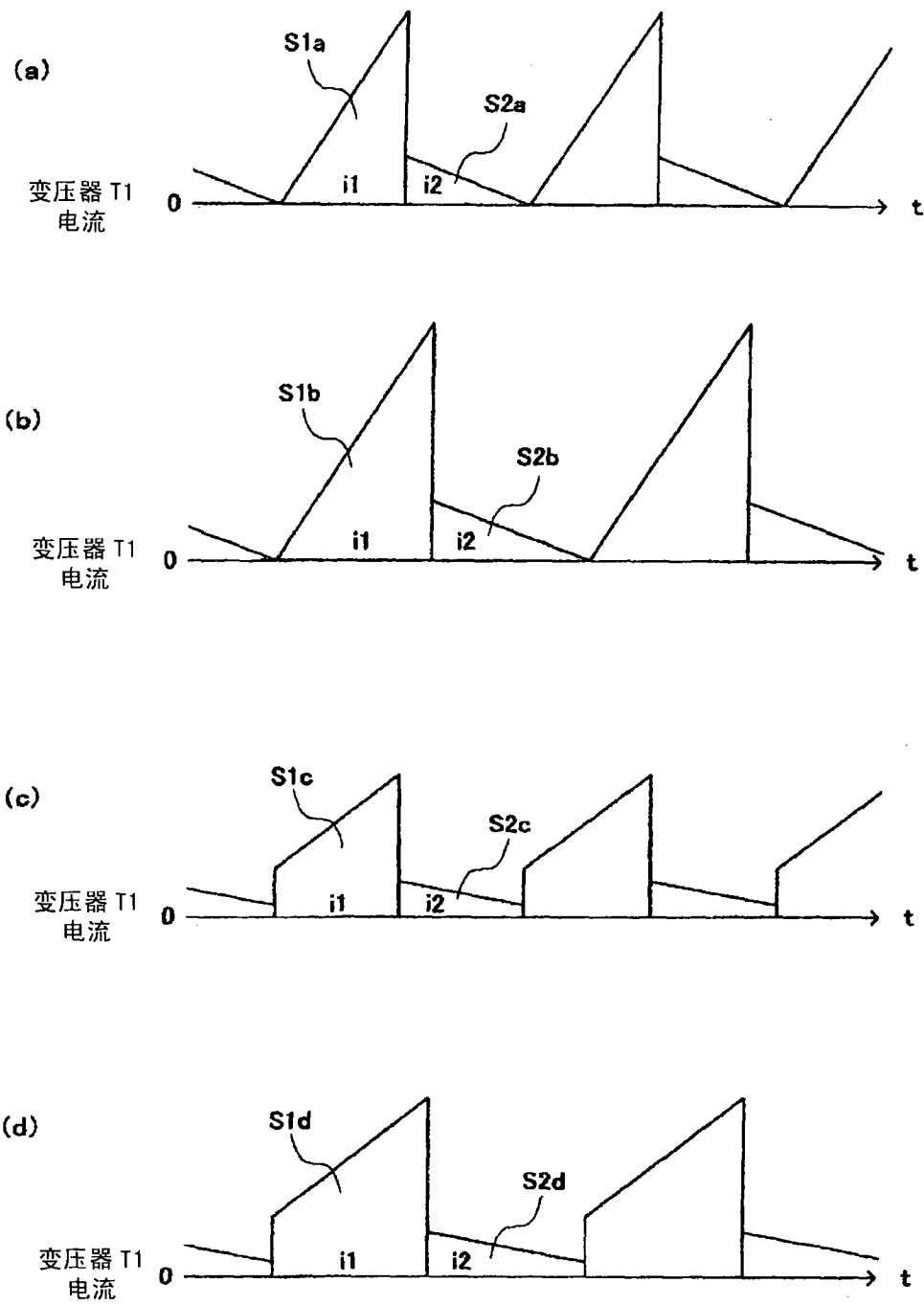


图 10

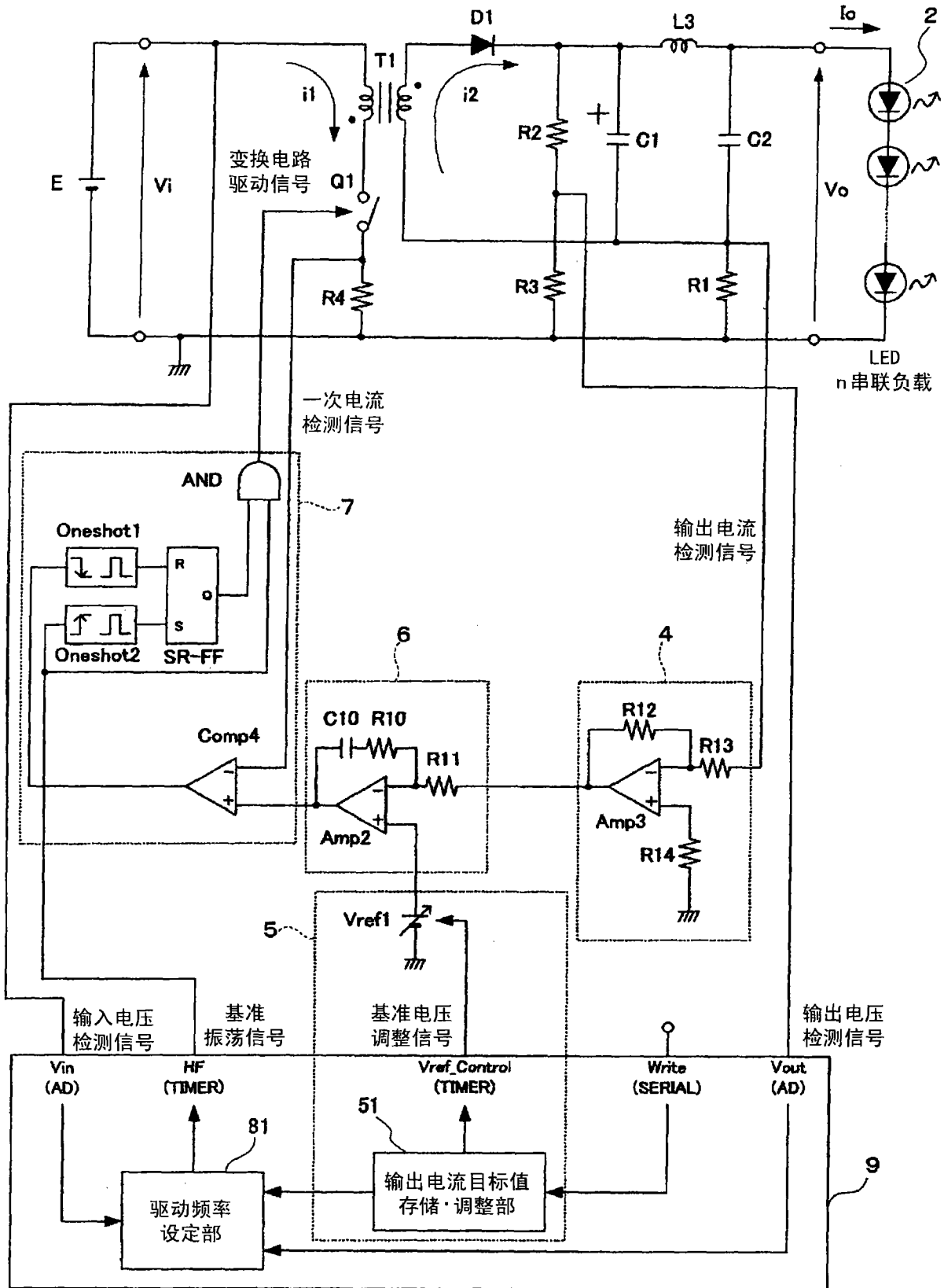


图 11

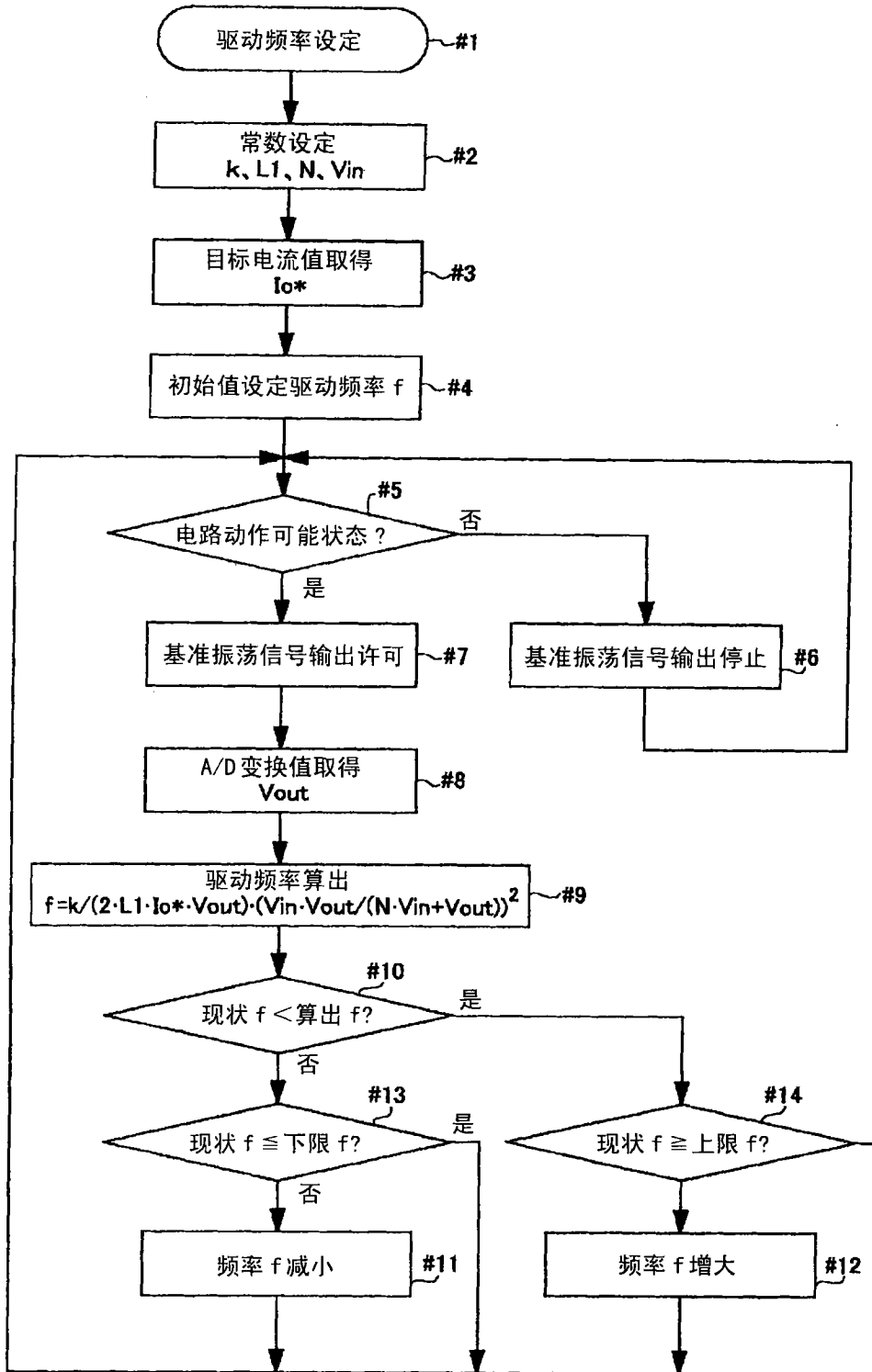


图 12

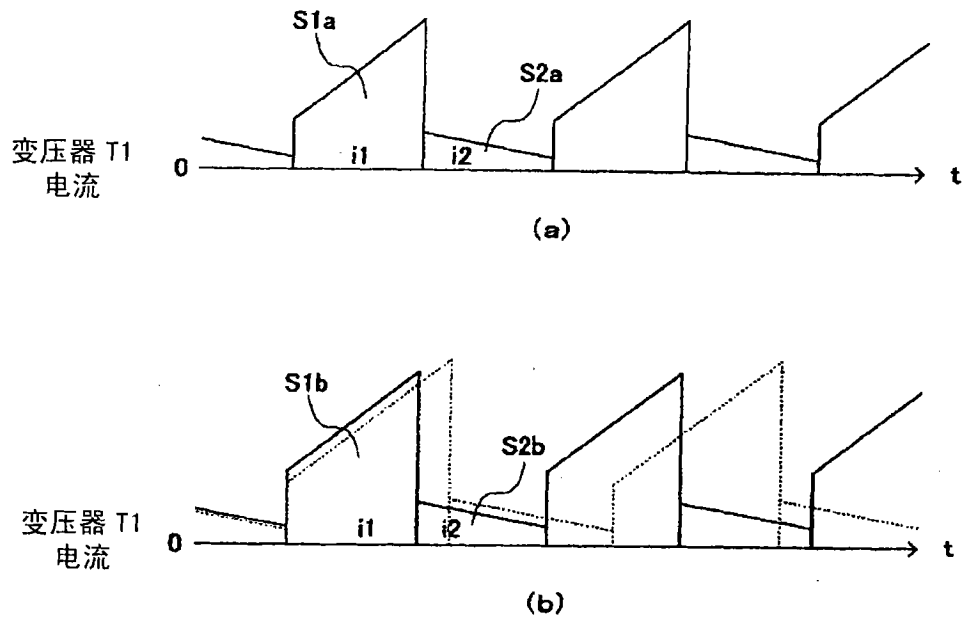


图 13

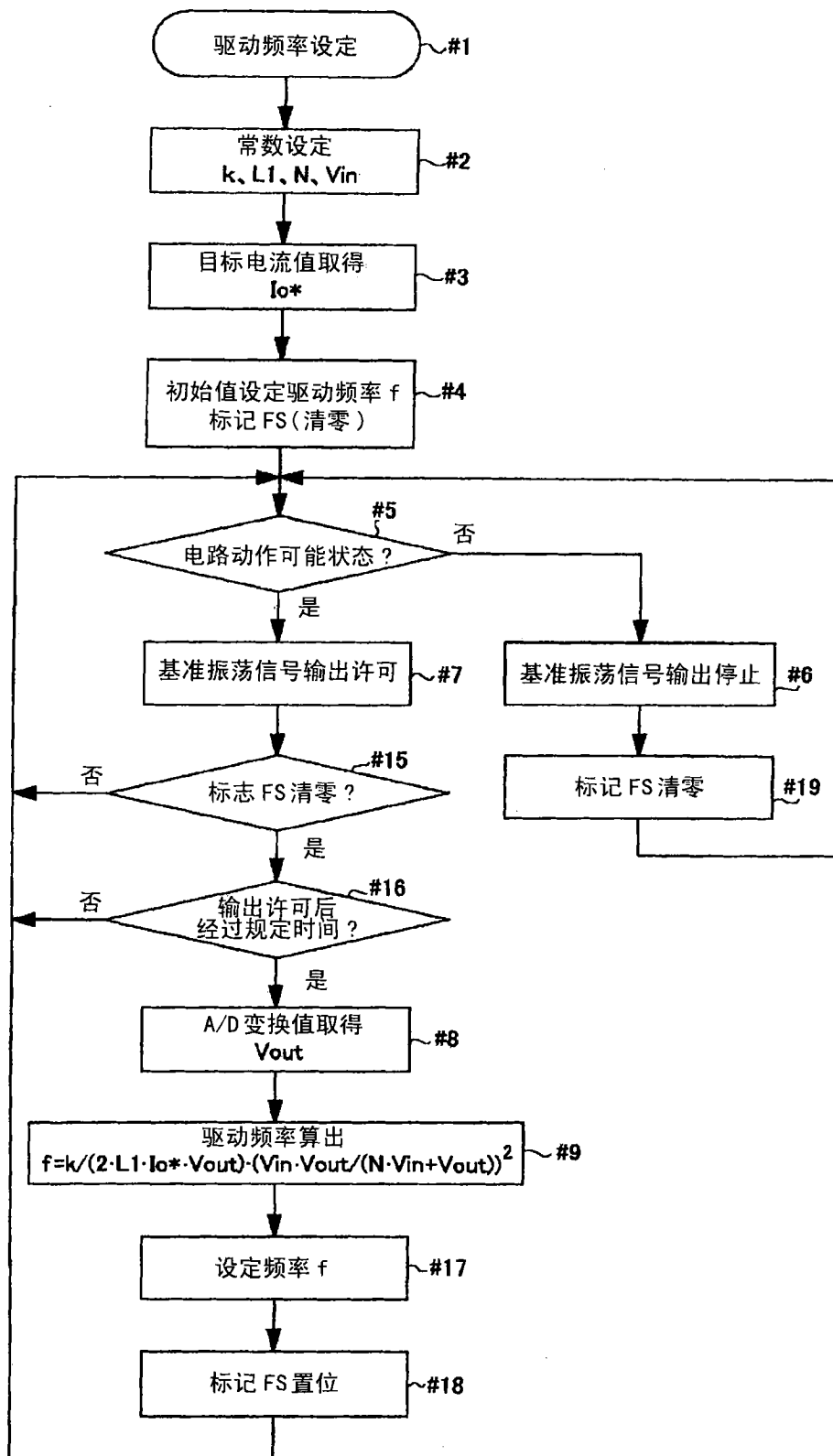


图 14

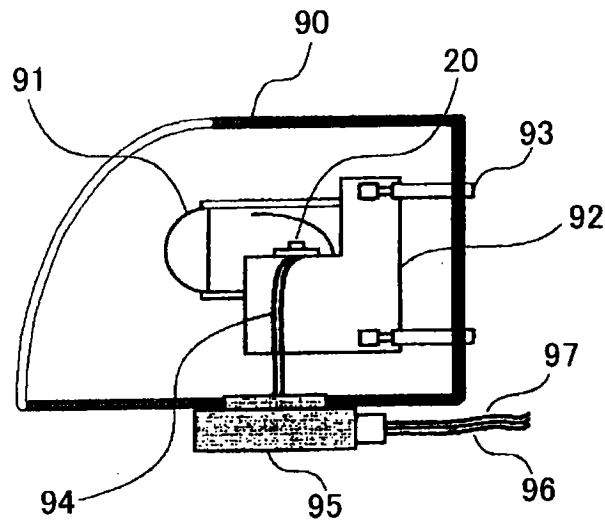


图 15

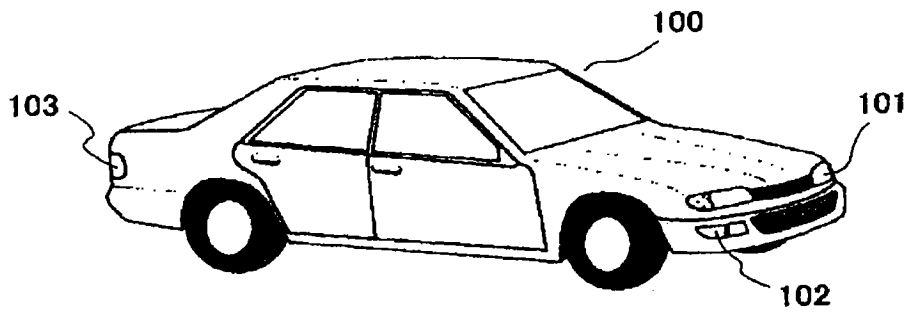


图 16