

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H05B 41/14 (2006.01)

H05B 41/282 (2006.01)

H05B 41/18 (2006.01)



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200610009498.3

[43] 公开日 2006年9月6日

[11] 公开号 CN 1829406A

[22] 申请日 2006.2.23

[21] 申请号 200610009498.3

[30] 优先权

[32] 2005.3.4 [33] JP [31] 060791/05

[71] 申请人 株式会社小糸制作所

地址 日本东京都

[72] 发明人 太田真司 伊藤昌康

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

代理人 邵亚丽 李晓舒

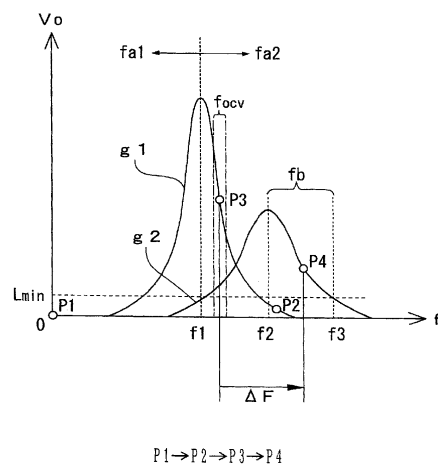
权利要求书 1 页 说明书 13 页 附图 7 页

[54] 发明名称

放电灯点灯电路

[57] 摘要

一种放电灯点灯电路，简化放电灯点灯电路的结构，减少部件数或成本，同时在放电灯的起动后可靠地使其转移到稳定的点灯状态。包括直流-交流变换电路(3)，及控制部件(6)。具有交流变换用变压器(7)、开关元件(5H、5L)以及谐振用电容器(8)。驱动该开关元件，使电容器(8)和变压器(7)的电感分量或电感元件(9)串联谐振。在放电灯的点灯前，使开关元件的驱动频率缓慢接近谐振频率 f_1 而提高无负载时输出，对放电灯供给起动用信号。然后，在点灯开始后，通过规定为比放电灯的点灯之前的驱动频率高出预先决定的频率位移量 ΔF 的驱动频率，从而使其转移到比点灯时的谐振频率 f_2 高的频率区域 f_b 。



1.一种放电灯点灯电路，包括接受直流输入电压并进行交流变换的直流-交流变换电路、用于对放电灯供给起动用信号的起动电路、用于控制上述直流-交流变换电路输出的功率的控制部件，其特征在于，

上述直流-交流变换电路具有由上述控制部件驱动的多个开关元件，和包含电感元件或变压器以及电容器的串联谐振电路，

上述放电灯的熄灯时的上述串联谐振电路的谐振频率记做‘f1’，上述放电灯的点灯时的上述串联谐振电路的谐振频率记做‘f2’，上述放电灯的点灯前，进行驱动控制，以使上述开关元件的驱动频率缓慢接近上述 f1，同时将起动用信号供给到上述放电灯，

在上述放电灯开始点灯之后，以上述放电灯点灯之前的上述开关元件的驱动频率作为基准，通过规定为比该驱动频率高出预先决定的频率位移量的驱动频率，从而使上述开关元件的驱动频率转移到比上述 f2 高的频率区域。

2.如权利要求 1 所述的放电灯点灯电路，其特征在于，

上述直流-交流变换电路包括具有与交流变换以及上述起动用信号有关的升压功能的变压器，由上述电容器和该变压器的电感分量或与该电容器连接的电感元件形成串联谐振电路，通过在该变压器的初级侧电路中发生的谐振电压由该变压器升压，对与该变压器的次级侧电路连接的上述放电灯供给电力。

3.如权利要求 1 或权利要求 2 所述的放电灯点灯电路，其特征在于，

上述控制部件具有用于得到与输入电压对应的频率信号的电压-频率变换电路，根据该电路的输出信号的频率来控制上述开关元件的驱动频率，

而且，在上述放电灯开始点灯后，上述电压-频率变换电路的输出量变化一定量，从而上述预先决定的频率位移量被规定。

4.如权利要求 3 所述的放电灯点灯电路，其特征在于，

在上述放电灯的点灯开始之后的预先决定的期间中，上述开关元件的驱动频率被固定，同时在该期间中，对上述电压-频率变换电路的输入量变化一定量，在该期间经过后，上述开关元件的驱动频率上升上述预先决定的频率位移量，从而转移到比上述 f2 高的频率区域。

放电灯点灯电路

技术领域

本发明涉及用于在适于小型化或高频化的放电灯点灯电路中，可以可靠地进行放电灯的点灯维持的技术。

背景技术

汽车等车辆用的光源所使用的金属卤化物灯等放电灯的点灯电路中，已知包括具有DC-DC转换器的结构的直流电源电路、直流-交流变换电路、起动电路的结构。例如，在直流电源电路中将来自电池的直流输入电压变换为希望的电压的基础上，由后级的直流-交流变换电路变换为交流输出，对其叠加起动用信号而供给到放电灯（例如，参照专利文献1。）。

在放电灯的点灯控制中，控制放电灯点灯前（熄灯时）的无负载时输出电压（以下称作‘OCV’。），同时对放电灯施加起动用信号，从而使该放电灯点灯之后，一边削减过渡接通功率一边使其转移到稳定点灯状态。

可以举出直流电源电路中例如采用使用了变压器的开关调整器，而且在直流-交流变换电路中例如使用多对开关元件的全桥式结构等。

[专利文献1]特开平7-142182号公报

另外，在现有的点灯电路中，需要直流电源电路所使用的变压器或构成起动电路的变压器，或者增加直流-交流变换电路所使用的开关元件的数目等，在电路规模和成本方面存在问题。例如，在对汽车用照明光源使用放电灯的情况下，需要在有限的空间内配置点灯电路（例如，在灯具内容纳点灯电路单元的情况等）。

在进行二级电压变换（直流电压变换和直流-交流变换）的构成方式中，电路规模增大，作为不适于小型化的对策，考虑将通过直流-交流变换电路中的一级电压变换而升压的输出供给到放电灯这样的结构。例如，举出利用一个变压器和谐振电路，在谐振电压升压的基础上进行对放电灯的电力供给的构成方式。在该情况下，成为问题的是某种程度允许与变压器或电容器等部件有关的特性偏差，实现点灯性能的维持，以及在放电灯的起动后可靠且

迅速地使其转移到稳定的点灯状态。这些事项例如在对汽车用照明光源的应用中，在充分地确保夜间行驶的安全性上成为必须。

发明内容

因此，本发明以简化放电灯点灯电路、减少部件件数和成本，同时在放电灯的起动后可靠地使其转移到稳定的点灯状态为课题。

本发明在包括接受直流输入电压并进行交流变换的直流-交流变换电路、用于对放电灯供给起动用信号的起动电路、用于控制上述直流-交流变换电路输出的功率的控制部件的放电灯点灯电路中，具有以下所示的结构。

(1) 直流-交流变换电路具有由控制部件驱动的多个开关元件，和包含电感元件或变压器以及电容器的串联谐振电路。

(2) 放电灯的熄灯时的上述串联谐振电路的谐振频率记做 ' f_1 '，放电灯的点灯时的上述串联谐振电路的谐振频率记做 ' f_2 '，放电灯的点灯前，进行驱动控制，以使上述开关元件的驱动频率缓慢接近 f_1 ，同时将起动电路的起动用信号供给到放电灯。

(3) 在放电灯开始点灯之后，以放电灯点灯之前的上述开关元件的驱动频率作为基准，通过规定为比该驱动频率高出预先决定的频率位移量的驱动频率，从而使上述开关元件的驱动频率转移到比 f_2 高的频率区域。

从而，在本发明中，在直流-交流变换电路中，使用多个开关元件控制其驱动频率，同时使用包含电感元件或变压器以及电容器的串联谐振电路，从而对电路结构的简化以及高频化、高效率化等有效。而且，在使开关元件的驱动频率转移到比 f_2 高的频率范围的情况下的控制中，难以受到电感元件或电容器的特性偏差或温度特性等引起的 f_1 或 f_2 的变动的影晌。

根据本发明，可以缓和电路部件的特性偏差或周围条件的变动等的影响，并进行点灯性能的维持以及向稳定的点灯状态的可靠的点灯转移。

在直流-交流变换电路包括具有与交流变换以及起动用信号有关的升压功能的变压器的构成方式中，由作为谐振元件的电容器和该变压器的电感分量或与该电容器连接的电感元件形成串联谐振电路。而且，是在该变压器的初级侧电路中发生的谐振电压由该变压器升压，对与次级侧电路连接的放电灯供给电力的结构。由此，电路结构被简化，不必使用多个变压器，有利于电路装置的小型化和低成本化等。

此外，在与上述开关元件的驱动频率有关的控制中，具有用于得到与输入电压对应的频率信号的电压-频率变换电路的构成方式中，根据该电压-频率变换电路的输出信号的频率来控制开关元件的驱动频率。而且，在放电灯的点灯开始后，通过电压-频率变换电路的输出量变化一定量，上述预先决定的频率位移量被规定。由此，对于驱动频率的精度提高等有效，而不会伴随控制结构或控制的复杂化等。

在使放电灯起动，放电灯开始了点灯的情况下，不会使上述开关元件的驱动频率突然变化，在点灯开始之后的预先决定的期间中将驱动频率固定，这在提高放电灯的点灯维持的可靠性上较好。而且，在该期间中，使对电压-频率变换电路的输入量变化一定量，在该期间经过后，以上述预先决定的频率位移量提高开关元件的驱动频率，从而使其移动到比上述 f_2 高的频率区域即可。

附图说明

图 1 是表示本发明的基本结构例的图。

图 2 是用于说明控制方式的图。

图 3 是表示控制部件的电路结构例的图。

图 4 是表示控制部件的主要部分的电路图。

图 5 是概略地表示图 4 的各部分的信号波形的图。

图 6 是表示 V-F 变换电路的结构例的图。

图 7 是用于说明控制动作的图。

符号说明

1... 放电灯点灯电路, 3... 直流-交流变换电路, 4... 起动电路, 5H、5L... 开关元件, 6... 控制部件, 7... 变压器, 8... 电容器, 9... 电感元件, 10... 放电灯

具体实施方式

图 1 是表示本发明的基本结构例的图，放电灯点灯电路 1 包括从直流电源 2 接受电源供给的直流-交流变换电路 3 和起动电路 4。

直流-交流变换电路 3 为了从直流电源 2 接受直流输入电压（参照图的‘+B’）并进行交流变换以及升压而设置。在本例中，包括两个开关元件 5H、

5L、进行它们的驱动控制的控制部件 6。换言之，高级侧的开关元件 5H 的一端连接到电源端子，该开关元件的另一端经由低级侧的开关元件 5L 接地，各元件 5H、5L 通过控制元件 6 交互地导通/截止。另外，在图中，为了简便而以开关的记号表示部件 5H、5L，但使用场效应晶体管（FET）或双极晶体管等半导体开关元件。

在本发明的应用中，直流-交流变换电路 3 具有包含电感元件或变压器以及电容器的串联谐振电路。在本例中，直流-交流变换电路 3 具有用于功率变换的变压器 7，在其初级侧使用利用了谐振用电容器 8、电感器或电感分量的谐振现象的电路结构。换言之，作为构成方式，例如，举出以下三组。

(I) 利用谐振用电容器 8 和电感元件的谐振的方式

(II) 利用谐振用电容器 8 和变压器 7 的漏电感的谐振的方式

(III) 利用谐振用电容器 8、电感元件以及变压器 7 的漏电感的谐振的方式

首先，在上述 (I) 中，附加设置谐振用线圈等电感元件 9，例如，将该元件的一端与谐振用电容器 8 连接，将该谐振用电容器 8 连接到开关元件 5H 和 5L 的连接点。然后，举出将电感元件 9 的另一端连接到变压器 7 的初级绕组 7p 的结构。

此外，在上述 (II) 中，通过利用变压器 7 的电感分量，从而不需要谐振用线圈等的追加。换言之，将谐振用电容器 8 的一端与开关元件 5H 和 5L 的连接点连接，将该电容器 8 的另一端与变压器 7 的初级绕组 7p 连接即可。

在上述 (III) 中，可以使用电感元件 9 和漏电感的串联合成电抗。

在任何的方式中，只要利用谐振用电容器 8 和电感性元件（电感分量或电感元件）的串联谐振，将开关元件 5H、5L 的驱动频率规定为串联谐振频率以上的值，交替地使该开关元件导通/截止，就可以进行与变压器 7 的次级绕组 7s 连接的放电灯 10（例如，车辆用灯具所使用的金属卤化物灯等）的正弦波点灯。另外，在控制部件 6 对各开关元件的驱动控制中，为了不使开关元件都成为导通状态而需要相反地对各个元件进行驱动（根据导通占空（on duty）的控制等）。此外，对于串联谐振频率，将点灯前的谐振频率记做‘ f_1 ’，将点灯状态下的谐振频率记做‘ f_2 ’，将谐振用电容器 8 的静电电容记做‘ C_r ’，将电感元件 9 的电感记做‘ L_r ’，将变压器 7 的初级侧电感记做‘ L_{p1} ’时，例如，在上述方式 (III) 中，在放电灯的点灯前，‘ $f_1 = 1/(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(C_r \cdot (L_r + L_{p1}))})$ ’。

例如，由于驱动频率低于 f_1 时，开关元件的损失增大，效率恶化，所以进行比 f_1 高的频率区域内的开关动作。此外，在放电灯点灯后，为 ' $f_2 = 1/(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(Cr \cdot Lr)})$ ' ($f_1 < f_2$)。在该情况下，在比 f_2 高的频率区域内进行开关动作。

起动电路 4 为了对放电灯 10 供给起动用信号而设置，起动时的起动电路 4 的输出电压由变压器 7 升压后被施加到放电灯 10 (对交流变换的输出叠加起动用信号后供给到放电灯 10)。在本例中，表示了将起动电路 4 的输出端子的一方连接到变压器 7 的初级绕组 7p 的中途，将另一方的输出端子连接到初级绕组 7p 的一端 (地侧端子) 的方式。不限于此，例如，可举出得到从变压器 7 的次级侧向起动电路的输入电压的方式，或设置与电感元件 9 一起构成变压器的辅助绕组 (后述的绕组 11)，得到从该辅助绕组对起动电路的输入电压的方式等。

如图 1 所示，在由直流 - 交流变换电路 3 进行从直流输入向交流的变换以及升压，并进行放电灯的功率控制的电路方式中，在检测放电灯 10 中流过的电流或对放电灯 10 施加的电压的情况下，例如，对谐振用电感元件 9 追加绕组，或对变压器 7 追加绕组，从而可以得到放电灯的电流检测值以及电压检测值。

在图 1 所示的例子中，与电感元件 9 一起形成变压器的辅助绕组 11 为了检测放电灯 10 中流过的电流的相当电流而设置，该辅助绕组 11 的输出被发送到电流检测电路 12。换言之，对于放电灯的电流检测，使用电感元件 9 以及辅助绕组 11 进行，该检测结果被发送到控制部件 6，利用于放电灯 10 的功率控制或点灯熄灯的判别。

此外，关于对放电灯 10 进行的电压检测，例如，根据变压器 7 中设置的检测用绕组 7v 的输出进行。在本例中，检测用绕组 7v 的输出被发送到电压检测电路 13，通过该电路得到与施加到放电灯 10 的电压相当的检测电压。然后，该检测电压被发送到控制部件 6，被用于放电灯 10 的功率控制等。

另外，关于放电灯的电流检测法或电压检测法，可采用各种方式 (例如，在变压器 7 的次级侧电路中设置电流检测用电阻等)，不管电路结构如何。

图 2 是用于说明控制方式的概略的曲线图，在横轴上取频率 ' f '，在纵轴上取点灯电路的输出电压 ' V_0 '，表示了放电灯的熄灯时的串联谐振曲线 ' g_1 ' 以及点灯时的串联谐振曲线 ' g_2 '。

另外，在放电灯的熄灯时，变压器 7 的次级侧为高阻抗，该变压器的初级侧的电感值高，得到谐振频率 f_1 的谐振曲线 g_1 。此外，在放电灯的点灯时，变压器 7 的次级侧的阻抗低（数十至数百 Ω 程度），初级侧的电感值降低，得到谐振频率 f_2 的谐振曲线 g_2 （点灯时电压的变化量比较小，主要是电流较大变化。）。

图中所示的各记号的意思如下所述。

- ‘fa1’ = ‘ $f < f_1$ ’ 的频率区域（位于 ‘ $f = f_1$ ’ 的左侧的电容性区域或相位超前区域）
- ‘fa2’ = ‘ $f > f_1$ ’ 的频率区域（位于 ‘ $f = f_1$ ’ 的右侧的电感性区域或相位滞后区域）
- ‘fb’ = ‘ $f > f_2$ ’ 的频率区域（是点灯时的频率区域，在位于 ‘ $f = f_2$ ’ 的右侧的电感性区域内。）
- ‘focv’ = 点灯前（熄灯时）的输出电压的控制范围（以下将其称作 ‘OCV 控制范围’。其在 fa2 内、位于 f_1 的附近区域。）
- ‘Lmin’ = 可进行放电灯的点灯维持的输出电平
- ‘P1’ = 电源接通前的动作点
- ‘P2’ = 电源接通之后的初始动作点（区域 fb 内）
- ‘P3’ = 表示熄灯时对 OCV 的目标值的到达时刻的动作点（focv 内）
- ‘P4’ = 点灯后的动作点（区域 fb 内）

将有关放电灯的点灯转移控制的流程以按项写表示时，例如如下所示。

(1) 接通电路电源 (P1 → P2)

(2) 在 OCV 控制范围内接通功率 (P2 → P3)

(3) 发生起动脉冲并对放电灯施加 (P3)

(4) 在放电灯开始点灯之后，在一定期间（以下称作 ‘频率固定期间’。）

将点灯频率（开关元件的驱动频率）的值固定 (P3)

(5) 转移到 fb 内的功率控制 (P3 → P4)

电源接通之后，一旦在放电灯点灯后熄灭之后，使驱动频率移动到频率区域 fb (P1 → P2)。换言之，临时提高频率后缓慢降低频率而接近于 f_1 (P2 → P3)。

在 focv 内进行 OCV 的控制，发生对放电灯的起动用信号，通过该信号的施加来点亮放电灯。例如，在 OCV 的控制中，降低频率而从高频侧接近谐

振频率 f_1 时，输出电压不断增大，在动作点 P3 达到目标值。另外，在放电灯点灯前的熄灯时进行区域 fa1 中的 OCV 的控制的方法中，需要注意开关损失变得相当大而电路效率恶化，而且，在区域 fa2 中进行 OCV 的控制的方法中，需要注意不要使在无负载时电路连续动作的期间长出必要以上。

在动作点 P3 中，通过起动电路 4 进行放电灯 10 的起动，在点灯开始后仅一定期间频率被固定之后，向区域 fb 转移。另外，对于从区域 focv 向区域 fb 的转移，可以举出一次进行该转移的方法，和分为多次增加频率的方法。

不是在放电灯 10 点灯开始之后即使频率向区域 fb 转移，而是如上述 (4) 所示，通过经过频率固定区间，可以可靠地转移到稳定点灯状态而不会伴随放电灯的中断或点灯状态的不稳定化等。

另外，在放电灯由于除了熄灯指示的任何的原因而熄灯的情况下，再次进入上述点灯转移控制（基本上返回 P2，向 P2→P3→P4 推移，例如，在直流输入电压降低时降低频率而向 P3 转移。）。

关于上述区域 fb 中的控制条件，需要满足以下两个。

(i) fb 在谐振曲线 g2 中的电感性区域内

(ii) 在 fb 内，输出电压满足 ' $V_o \cong L_{min}$ '（或者，在 fb 中将满足 ' $V_o = L_{min}$ ' 的上限频率记做 ' f_3 ' 时，频率为 f_3 以下）

另外，条件 (i) 关系到功率控制的容易性。换言之，在点灯时的电路特性中，在输出阻抗的电感性区域中，抑制放电灯的电流变动的方向的控制作用工作，对于使放电灯的电流稳定有效，容易功率控制（与此相对，在电容性区域 (f_2 的左侧区域) 中，成为对于放电灯的电流变动敏感地随动的控制，功率容易不稳定化。)

此外，条件 (ii) 用于规定 fb 内的频率上限，在 fb 中，使频率高于 f_3 时，对放电灯的接通功率降低，进而陷入熄灯。

在使频率从 focv 转移到 fb 的情况下，例如，考虑以下表示的方法。

(A) 事先决定满足上述 (i)、(ii) 的条件的 fb 内的频率，从动作点 P3 的频率切换到该频率的方法

(B) 判别频率在电容性区域内还是电感性区域内，从谐振频率 f_2 开始点灯时的接通功率控制的方法。

首先，在方法 (A) 中，难以应对谐振频率 f_1 、 f_2 的值受到部件公差、特性的偏差、温度特性的影响而变动的情况。例如，即使极力降低了部件的

偏差，在如车辆用灯具等这样、周围环境变化显著用途下，需要考虑各种变动原因，此外，要求难以受到特性等的老化的影响。

此外，在上述方法（B）中，在对高频化的应用中，不能判别电容性、电感性。或者，假设该判别可能，且可以实现不使点灯时频率在 f_2 以下的控制，在高频电路的情况下，由于无法忽略比较器或逻辑元件等的响应的延迟，因此实现性低或者在控制或成本方面（需要高速且高价的元件等）残留问题。

因此，在本发明中，放电灯的点灯前的控制（OCV 控制）中，通过使开关元件的驱动频率缓慢接近 f_1 ，进行增大输出电压的驱动控制，对放电灯供给起动用信号。然后，在放电灯开始点灯之后，以放电灯点灯之前的驱动频率（在图 2 中相当于 P3 的频率。）作为基准，通过规定为比该驱动频率高出预先决定的频率位移量（参照图 2 的 ' ΔF '。）的驱动频率，使驱动频率转移到比 f_2 高的频率区域 f_b 。

如前所述，谐振频率 f_1 、 f_2 ，例如在上述方式（III）中，为 ' $f_1 = 1/(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(Cr \cdot (Lr + Lp1))})$ '、' $f_2 = 1/(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(Cr \cdot Lr)})$ '。换言之， f_1 、 f_2 的各值受到电容器 8 的静电电容 ' Cr ' 和电感元件 9 的电感 ' Lr ' 的变动的的影响，同时 f_1 值进而受到 $Lp1$ 的变动的的影响。

在忽略 $Lp1$ 的变动的情况下，如果注意到 Cr 或 Lr 的变动对 f_1 、 f_2 带来相同倾向的变动，则可知在从 f_{ocv} 向 f_b 的转移时，从 OCV 控制时的频率将频率提高一定的频率 ΔF 而使其转移到 f_b 的范围内的控制，在精度方面比所述方法（A）理想。即，表示在 Cr 或 Lr 的值变小（或变大）的情况下， f_1 、 f_2 的值按照上式一起变大（或变小）的倾向。 f_1 、 f_2 的一方的变化和另一方的变化为同相关系，因此例如，即使 f_1 降低， f_2 也降低，因此可以将 ΔF 设定为不依赖于 f_1 、 f_2 的变化的值。但是，由于相对于 $Lp1$ 值的变动，仅 f_1 值变化，所以需要在考虑了部件公差或温度特性等各种条件的基础上进行 ΔF 值或条件设定。

在放电灯开始了点灯之后，在将开关元件的驱动频率比点灯前的频率提高预先决定的频率 ΔF 而使其转移到电感性区域（' $f_1 > f_2$ '）内的区域 f_b 的控制中，不需要如上述方法（B）这样的电容性、电感性的判别，可以应对高频化（例如，驱动频率 2 兆赫以上）。或者，在对高频化的应对中在控制或成本方面有利。此外，在上述方法（A）中，由于谐振频率 f_1 、 f_2 的变动，引起不满足上述（i）、（ii）的条件的不便成为问题，但根据本发明的点灯

转移控制，排斥或难以受到 f_1 、 f_2 的变动引起的弊端（换言之，可以防止而极力不引起在进行以 ΔF 的位移量从 f_{ocv} 向 f_b 转移的控制时，例如，由于 ΔF 值的不足，频率 f 进入 g_2 的电容性区域，或由于 ΔF 值大，频率 f 进入超过 f_3 的区域的情况。).

接着，根据图 3、图 4 说明应用了本发明的电路结构的一例。

图 3 主要表示控制部件 6 的电路结构，表示使用了频率依赖于输入电压而变化的电压 - 频率变换电路（以下称作‘V-F 变换电路’。）的结构例。另外，图中的‘ V_{in} ’表示 V-F 变换电路 6a 的输入电压，‘ F_{out} ’表示由 V-F 变换电路 6a 变换的输出电压的频率。

在本例中，V-F 变换电路 6a 具有 V_{in} 越高则 F_{out} 越低的控制特性，该输出电压被发送到后级的桥式驱动部 6b，该输出信号被分别发送到开关元件 5H、5L 的控制端子。例如，在上述频率区域 f_b 中， V_{in} 的值越大 F_{out} 的值就越低，其结果，进行向输出功率（或电压）增大的方向的控制，反之， V_{in} 的值越小则 F_{out} 的值就越高，向输出功率（或电压）减少的方向控制。

OCV 控制部 6c 是用于控制放电灯 10 点灯前的无负载时输出电压的电路部，其输出信号被发送到控制部 6d。另外，OCV 控制部 6c 具有在 OCV 的控制中随频率降低而增加对放电灯的接通功率的功能，例如，使用以上述电压检测电路 13 的放电灯的电压检测信号（将其记做‘ S_v ’。）作为输入信号的运算放大器来构成。

用于对放电灯 10 供给的功率进行控制的功率运算部 6e 具有用于对放电灯点灯后转移到上述区域 f_b 的情况或稳定状态下的接通功率进行控制的电路结构，其输出信号被发送到控制部 6d。另外，本发明的应用上，不管功率运算部 6e 的结构如何，例如，设有将对放电灯施加的电压检测信号 S_v 或上述电流检测电路 12 的电流检测信号（将其记做‘ S_I ’。）作为输入信号来计算功率值的运算放大器，在放电灯的点灯时用于限制控制输出以使驱动频率 f 不低于谐振频率 f_2 的限制器等。

控制部 6d 接受 OCV 控制部 6c 以及功率运算部 6e 的输出信号，并输出对于 V-F 变换电路 6a 的电压。对于其具体的电路结构后面进行叙述，但包括误差放大器以及采样保持电路等。

V-F 变换电路 6a 的输入电压 V_{in} 是与开关元件（5H、5L）的频率控制有关的控制电压，在本例中，规定为从 OCV 控制部 6c 或功率运算部 6e 经由

控制部 6d 的输出电压。而且，通过将该输出电压变换而得到的频率 F_{out} 的输出信号在经过桥式驱动部 6b 之后，作为对各开关元件 5H、5L 的控制信号分别被发送。

如上所述，在放电灯 10 的点灯时以区域 fb 内的驱动频率交替地驱动开关元件 5H、5L，进行放电灯的功率控制。如图所示，在具有变压器 7 以及电容器 8 的结构中，通过电容器 8 和变压器 7 的初级侧漏电感或与该电容器 8 连接的电感元件 9 形成串联谐振电路。而且，在变压器 7 的初级侧电路中发生的谐振电压由该变压器升压，同时对连接到该变压器的次级侧电路的放电灯 10 供给功率。

图 4 表示上述控制部 6d 的电路结构例，包括设置在功率运算部的后级的误差放大器 14 和其后的采样保持电路（以下略记作‘S/H 电路’。）15。

OCV 控制部 6c 或功率运算部 6e 的输出信号经由电阻 16 被供给到误差放大器 14 的负输入端子，对该端子和误差放大器 14 的输出端子以并联连接的状态插入电容器 17 以及电阻 18。然后，对误差放大器 14 的正输入端子供给规定的基准电压 ‘ V_{ref} ’（图中表示为恒压源。）。

对 S/H 电路 15 供给来自未图示的信号生成电路的信号（采样保持信号）。例如，通过将放电灯的电流检测信号 SI 的电平与预先决定的基准值比较而检测出放电灯点灯的情况下，生成具有规定的脉宽的采样保持信号而供给到 S/H 电路 15，该采样保持信号在 H 电平的期间（相当于上述频率固定期间。）进行信号保持。

S/H 电路 15 的输出信号被发送到其后级的缓冲放大器 19 的正输入端子，该放大器的输出电压作为上述 ‘ V_{in} ’ 被发送到 V-F 变换电路 6a。

误差放大器 14 的输出信号和缓冲放大器 19 的输出信号被输入到使用运算放大器 20 的差动放大器 21。换言之，来自误差放大器 14 的信号经由电阻 22 被供给到负输入端子（反相输入端子），来自缓冲放大器 19 的信号经由电阻 23 被供给到正输入端子（非反相输入端子）。另外，在运算放大器 20 的负输入端子（反相输入端子）和输出端子之间插入电阻 24。

差动放大器 21 的输出信号经由电阻 25 被发送到差动放大器 26。换言之，差动放大器 26 使用运算放大器 27 构成，对其负输入端子输入差动放大器 21 的输出信号，对正输入端子供给与上述 ΔF 对应的电压（将其记做 ‘ ΔV ’。）（图中作为恒压源表示。）。另外，在运算放大器 27 的负输入端子（反相输入

端子)和输出端子之间插入电阻 28。

差动放大器 26 的输出端子经由模拟开关元件 29 以及电阻 30 连接到误差放大器 14 的负输入端子。另外,模拟开关元件 29 接受上述采样保持信号而被导通/截止控制,在本例中,该采样保持信号为 H 电平的情况下,该元件为导通状态。

在本电路结构中,包含差动放大器 21、26 的电路部仅在与上述频率固定期间相当的采样保持信号的 H 电平期间对误差放大器 14 的输入进行操作。换言之,通过形成对于误差放大器 14 的输入的反馈环,以使误差放大器 14 的输出和 S/H 电路 15 的输出的差信号为一定值 ' ΔV ', 在放电灯的点灯开始之后的一定期间(频率固定期间)变化对 V-F 变换电路 6a 的输入量。通过在频率固定期间经过后 V_{in} 的电平降低 ΔV , 驱动频率上升频率位移量 ΔF , 其结果,如前所述,从 f_{ocv} 向 f_b 的转移控制,即进行控制,以便在放电灯的点灯后,驱动频率可靠地进入谐振频率 f_2 的右侧区域(电感性区域)。

图 5 是例示各部分的信号波形的图,图中所示的信号或记号的意思如下。

- 'S/H 信号' = 对 S/H 电路 15 以及模拟开关元件 29 供给的采样保持信号
- 'S/H 输出' = S/H 电路 15 的输出信号
- 'EA 输出' = 误差放大器 14 的输出信号
- 'T1' = 点灯前的 OCV 控制范围内的期间
- 'T2' = 频率固定期间
- 'T3' = 频率固定期间后的上述区域 f_b 内的功率控制期间
- 'ts' = 放电灯的点灯开始时刻

如图所示, S/H 输出的电平在从 t_s 起一定期间 (T2) 被固定, 在该期间经过后, S/H 信号从 H 电平向 L 电平变化时, 下降 ' ΔV '. 换言之, V_{in} 降低该电压, 作为其结果, 驱动频率上升 ΔF 的频率而被转移到期间 T3 的功率控制。

在 V-F 变换电路 6a 的输出频率 F_{out} 根据误差放大器 14 的输出而变化的构成方式中, 在临时调整放大器 19 后的输出电压或在 V-F 变换电路 6a 中加上与上述 ΔF 相当的频率位移量的方法中, 无法与其后的通过误差放大器 14 的反馈控制来连接(例如, 在短暂的调整等中, 可能对控制上的稳定化带来障碍。)。因此, 如本例这样, 优选使用差动放大器 21、26 在频率固定期间

‘T2’中操作误差放大器 14 的输入而将该误差放大器的输出降低 ΔV ，在该期间经过后，从被提高了 ΔF 的频率的所述 fb 内的频率开始功率控制。

图 6 是表示 V-F 变换电路 6a 的结构例的主要部分的图。

来自控制部 6d 的电压 V_{in} 经由电阻 31 被供给到运算放大器 32 的反相输入端子。对运算放大器 32 的非反相输入端子供给规定的基准电压 ‘EREF’，运算放大器 32 的输出信号经由电阻 33 被施加到电压可变电容二极管 34。另外，电阻 35 被插入运算放大器 32 的反相输入端子和输出端子之间，电阻 36 的一端与运算放大器 32 的输出端子连接，另一端接地。

电压可变电容二极管 34 的阴极连接到电阻 33 和电容器 37 之间，其阳极接地。而且，施密特触发型的“非”门 38 的输入端子经由电容器 37 连接到电压可变电容二极管 34 的阴极，对于“非”门 38 并联连接有电阻 39。通过这些元件形成频率可变的谐振电路，“非”门 38 的输出脉冲被发送到后级的桥式驱动部 6b。

在本例中， V_{in} 的电平升高（降低）时，运算放大器 32 的输出电压下降（上升），电压可变电容二极管 34 的静电电容增大（减小）。从而，输出脉冲的频率下降（上升）。

图 7 是用于说明上述控制动作的概略的曲线图。另外，在上图中与图 2 同样，在横轴上取频率 ‘f’，在纵轴上取输出电压 ‘Vo’，表示了谐振曲线 g1、g2，下图表示 V-F 变换电路 6a 的输入输出特性，在横轴上取 V-F 变换电路的输出频率 ‘Fout’，在纵轴上取输入电压 ‘Vin’。

在上图中，在 g1 上位于靠近 f1 的高频的动作点 P 表示点灯前的状态，在 g2 上位于区域 fb 内的动作点 Q 表示点灯后的状态。

ΔF 是动作点 P、Q 的各频率的差，取相当于 ΔV 的值。换言之，在本例中，V-F 变换电路 6a 的输入输出特性具有右边降低的大致线性，如上所述，在频率固定期间内，如果操作误差放大器 14 的输入而使该放大器的输出电压降低 ΔV ，则经过该期间后，V-F 变换电路 6a 的输出信号频率 Fout 上升 ΔF ，可以转移到区域 fb 内的控制。

另外，在本发明的应用中，在 V-F 变换电路的输入输出特性中，不限于频率 Fout 伴随 V_{in} 的增加而降低的例子（频率 Fout 伴随 V_{in} 的增加而增加的方式等也可能。），在上述频率固定期间中，使对 V-F 变换电路的输入量变化一定量，在该期间经过后，以预先决定的频率位移量 ΔF 转移到比上

述 f_2 高的频率区域 (f_b) 即可。

在以上说明的点灯方法、即使用变压器和多个开关元件以及电容器进行直流-交流变换时,利用包含该变压器或电感元件以及电容器的串联谐振的情况下的放电灯点灯方法中,按照下述的顺序进行点灯转移控制。

(1) 放电灯的点灯前 =>进行该元件的驱动控制,以使构成直流-交流变换电路的开关元件的驱动频率缓慢接近上述 ' f_1 ' (熄灯时的上述串联谐振电路的谐振频率)。然后,在到达可点灯的 OCV 值后,对放电灯供给起动用信号而使其起动。

(2) 放电灯的点灯开始后 =>首先,在一定期间固定在点灯之前的频率 (OCV 控制时的驱动频率)。然后,在该期间中,操作上述误差放大器 14 的输入而赋予 ΔV 的变化量。以放电灯的点灯之前的上述开关元件的驱动频率为基准,通过规定为比该驱动频率高出预先决定的频率位移量 ΔF 的驱动频率,可以使开关元件的驱动频率转移到比上述 ' f_2 ' (点灯时的上述串联谐振电路的谐振频率) 高的频率区域 (f_b)。这里,该区域 f_b 是点灯时的谐振曲线中的电感性区域,是输出电压为上述 L_{min} 以上的频率区域。

另外,在上述例子中,在图 3 中,采用将控制部 6d 的输出对后级的 V-F 变换电路 6a 直接供给的结构,但本发明在应用上不限于此,例如,可进行在控制部 6d 和 V-F 变换电路 6a 之间设置时间常数电路 (CR 积分电路等),通过时间常数的设定来规定对上述区域 f_b 的转移速度,从而可以进行更可靠的点灯控制的各种结构中的实施。

根据以上说明的结构,得到以下所示的各种优点。

- 在从熄灯时的 OCV 控制范围向点灯时的频率区域 f_b 的频率转移中,可以实现放电灯的可靠的点灯控制。
- 不会由于决定谐振频率的元件部件的特性偏差等对上述频率转移的控制产生大的影响,或者可以决定频率位移量 ΔF 而几乎不受到谐振周期 f_1 、 f_2 的变动的影响。
- 在面向高频化中不会伴随电路结构的复杂化或成本的显著的上升等。
- 通过对功率运算部 (6e) 和 OVC 控制部 (6c) 设置公用的误差放大器,可以简化电路结构。
- 通过使用一对开关元件 (5H、5L) 和兼用作交流变换以及起动用信号的升压的变压器 (7) 的电路结构,有利于小型化、低成本。

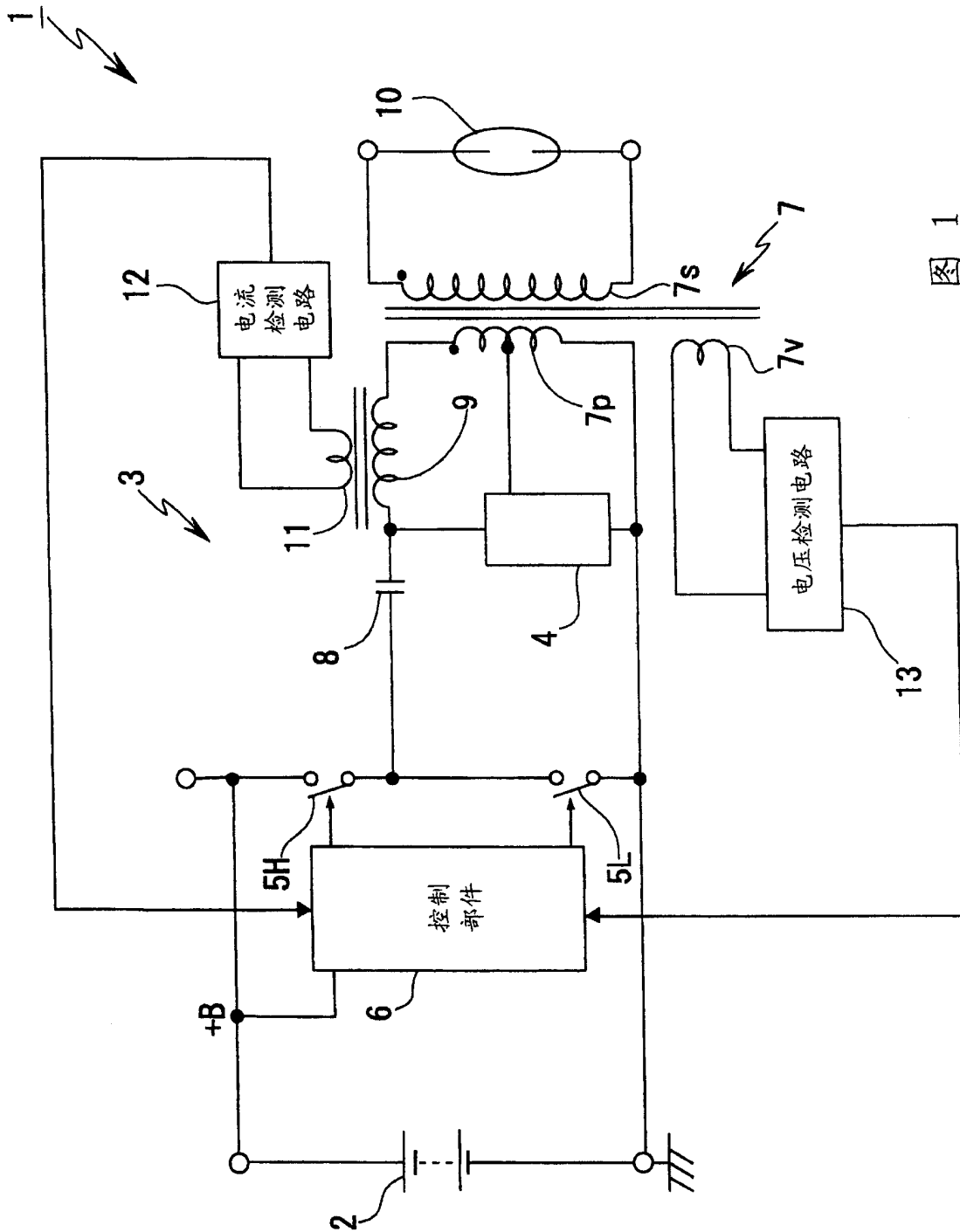
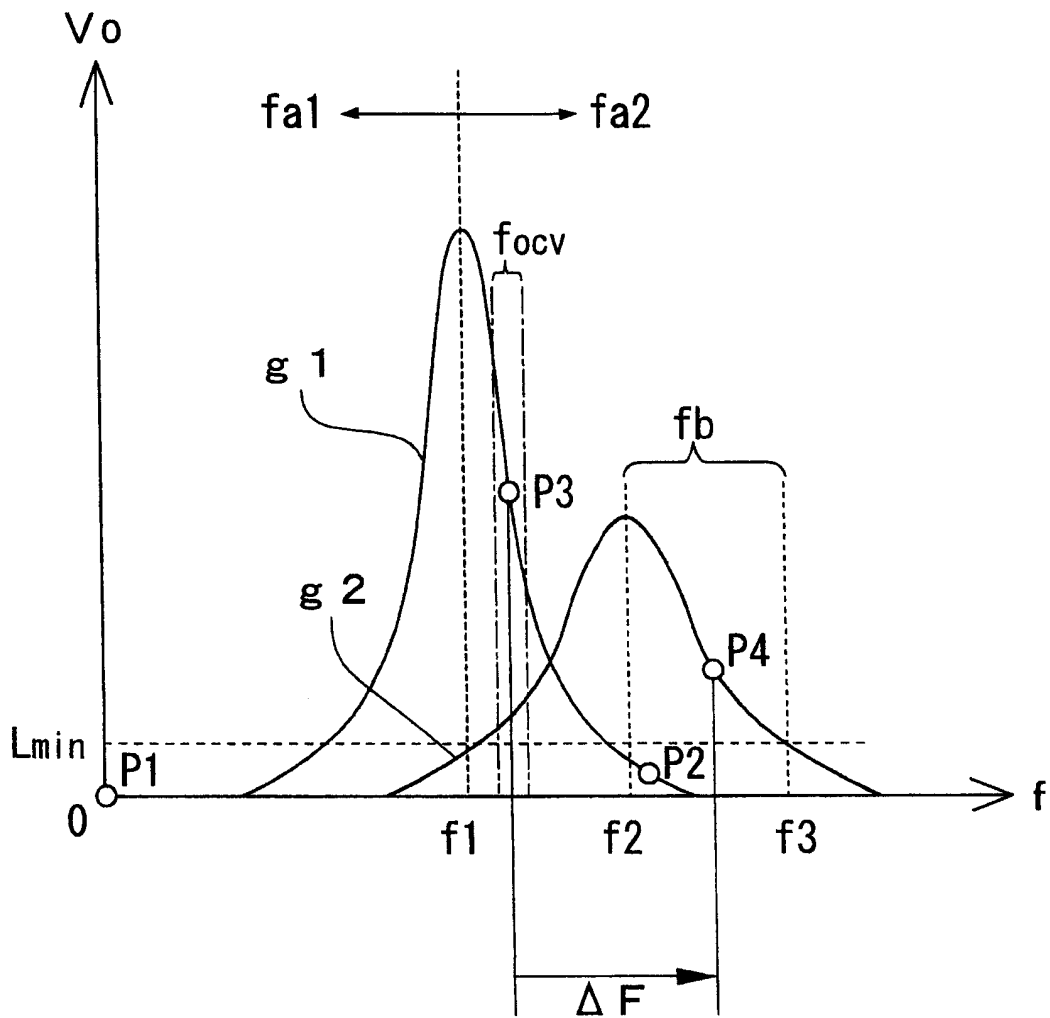


图 1



$P_1 \rightarrow P_2 \rightarrow P_3 \rightarrow P_4$

图 2

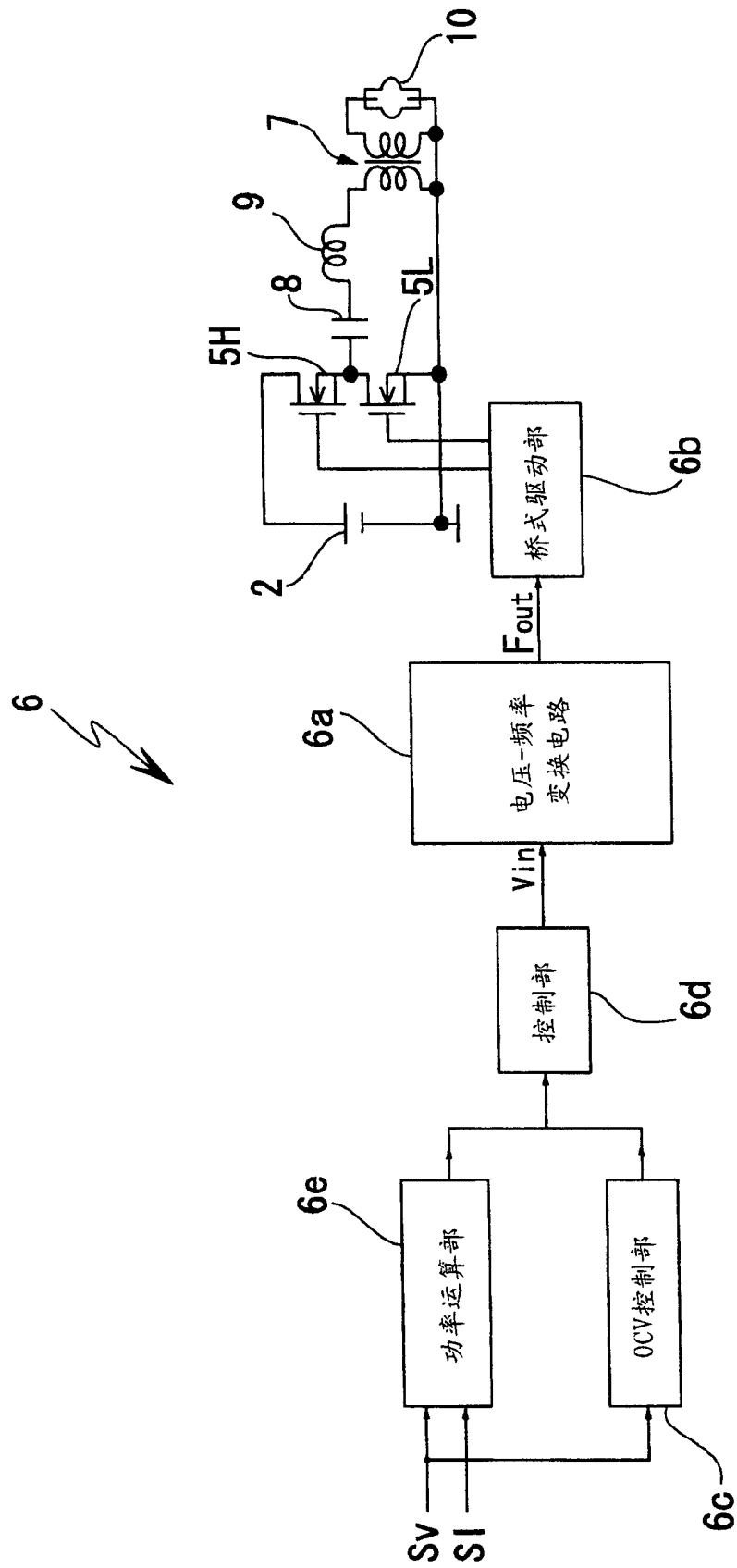


图 3

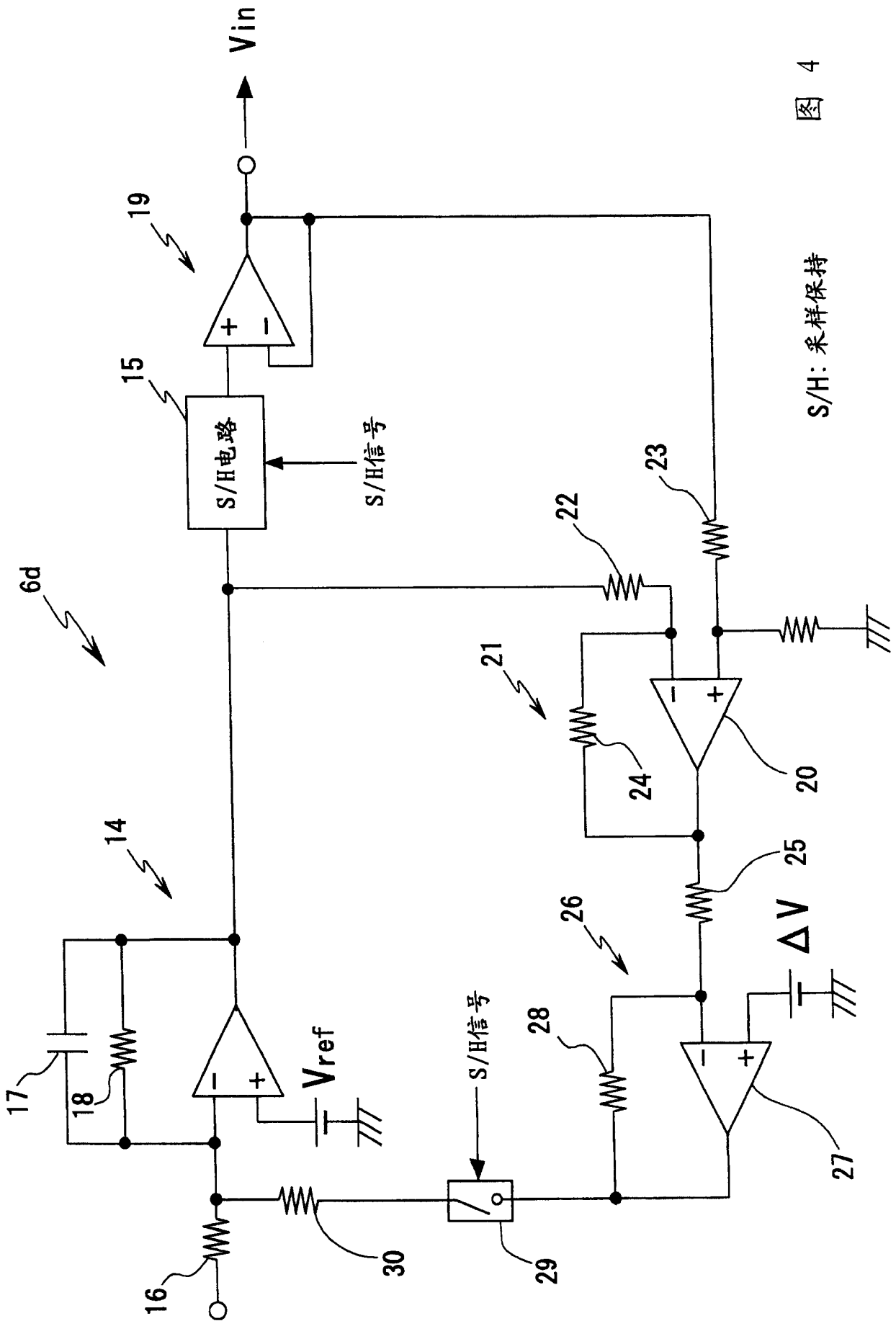


图 4

S/H: 采样保持

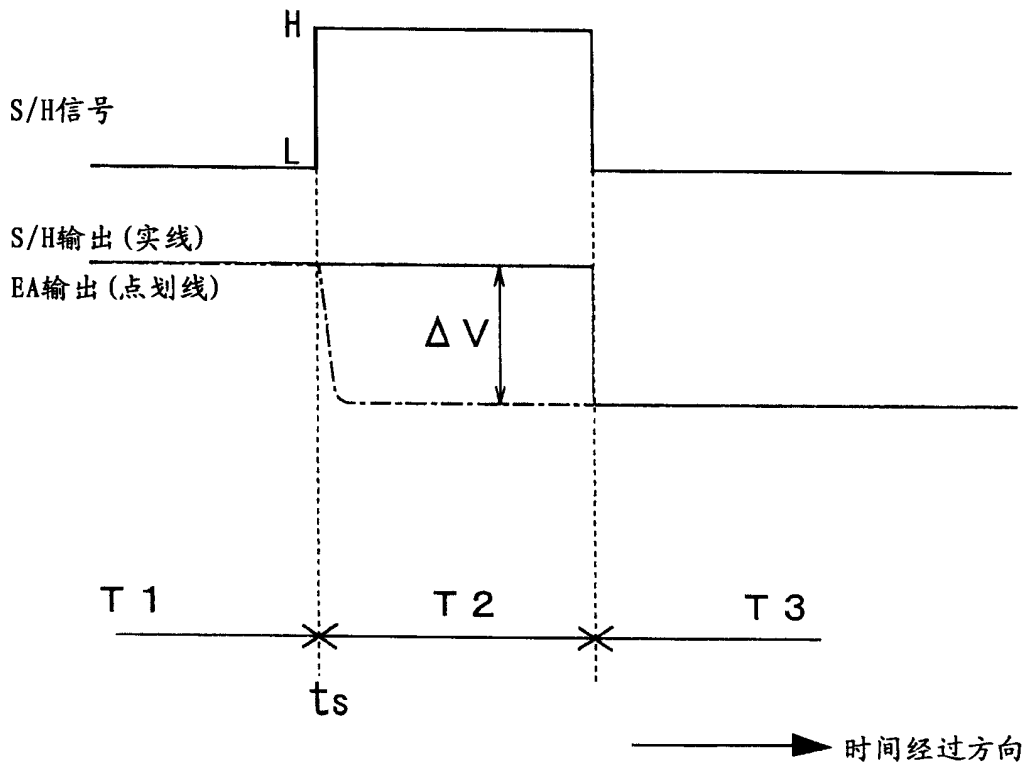


图 5

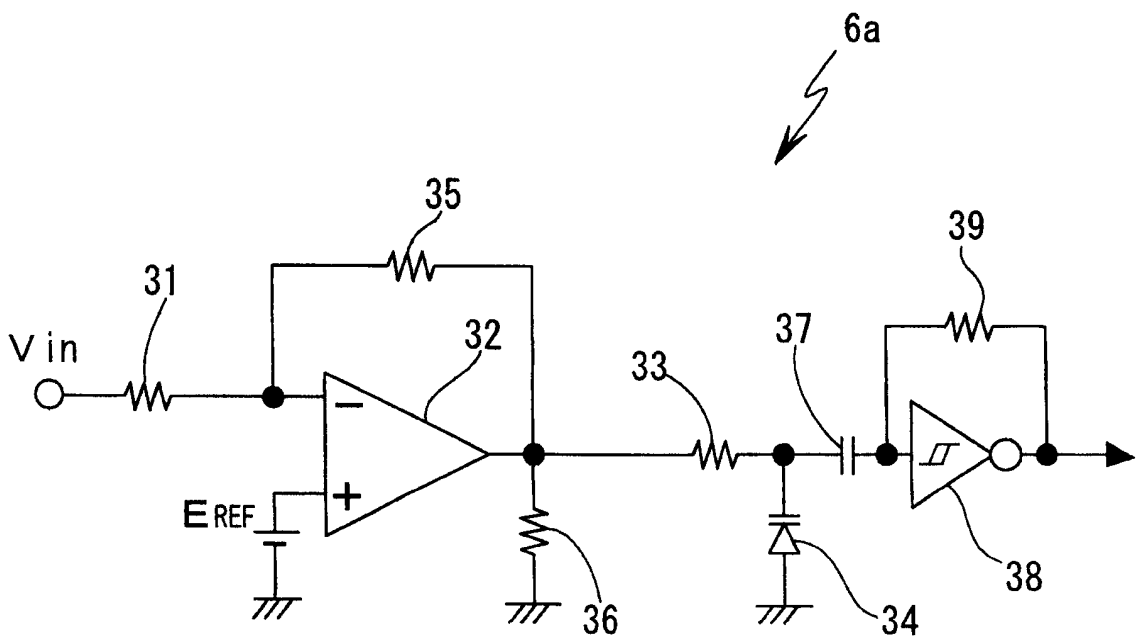


图 6

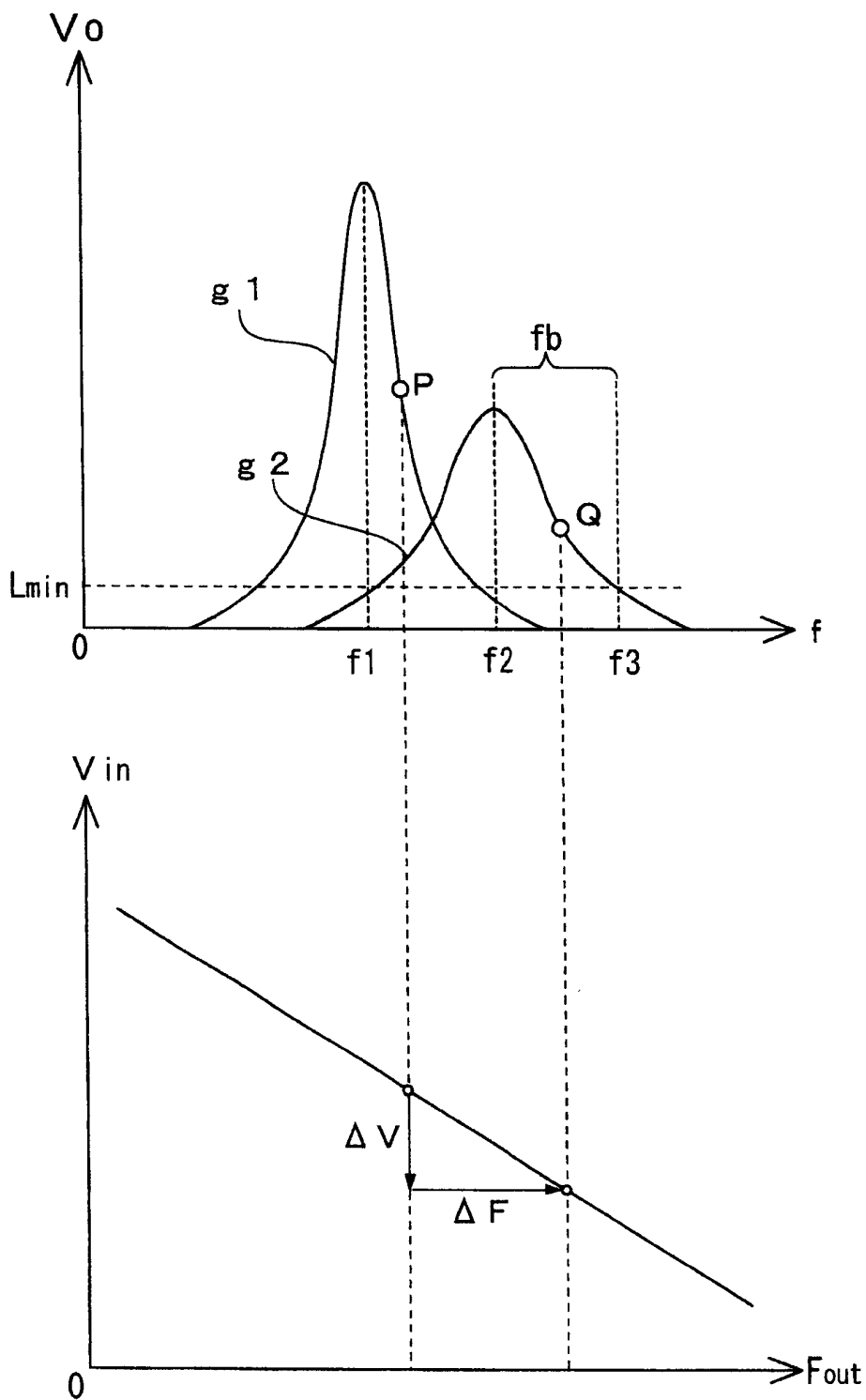


图 7