



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200510087863.8

[43] 公开日 2006年2月8日

[11] 公开号 CN 1731910A

[22] 申请日 2005.8.1

[21] 申请号 200510087863.8

[30] 优先权

[32] 2004.8.5 [33] JP [31] 229376/04

[71] 申请人 株式会社小糸制作所

地址 日本东京都

[72] 发明人 市川知幸 铃木友和

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

代理人 邵亚丽 黄小临

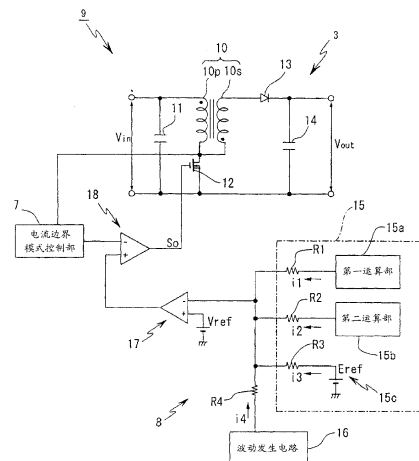
权利要求书 1 页 说明书 7 页 附图 4 页

[54] 发明名称

照明用光源的点亮装置

[57] 摘要

本发明的目的是在具有回扫型结构的直流-直流变换电路的点亮装置中适当地进行与开关频率有关的波动的赋予,抑制高频噪声。在本发明的照明用光源(放电灯等)的点亮装置中,回扫型结构的直流-直流变换电路(3)具有晶体管(10)和开关元件(12)。具有用于控制对照明用光源的供给功率的控制电路,通过从该控制电路向开关元件(12)发送的控制信号进行电流边界模式下的动作控制。设置了用于将照明用光源的功率控制的目标功率值作为基准,通过使对该照明用光源的供给功率变化,对开关元件的驱动频率赋予波动的波动发生电路(16)。



1、一种照明用光源的点亮装置，包括：构成为具有变压器和开关元件的回扫型结构的直流-直流变换电路，以便将直流输入电压变换为期望的直流电压；以及用于控制对照明用光源的供给功率的控制电路，可通过从该控制电路传送到所述开关元件的控制信号，进行电流边界模式下的动作控制，其特征在于，该装置还设置：

波动发生电路，用于通过将所述照明用光源的功率控制有关的目标功率值作为基准，使对该照明用光源的供给功率变化，从而对所述开关元件的驱动频率赋予波动。

2、如权利要求1所述的照明用光源的点亮装置，其特征在于，

所述控制电路具有误差运算部，和生成对所述开关元件的控制信号的控制信号生成部，

提供规定的基准信号作为所述误差运算部的一个输入信号，提供对根据与所述照明用光源有关的电压或者电流的检测信息计算的功率控制信号重叠了所述波动发生电路的生成信号所得的信号，作为另一个输入信号。

照明用光源的点亮装置

5 技术领域

本发明涉及利用了回扫型结构的直流电压变换部件的点亮装置中的噪声对策技术。

背景技术

10 在汽车照明中使用放电灯（HID 灯等）和发光元件（LED 等）光源的情况下，已知在该光源的功率控制中具有了开关电源电路（DC-DC 变换器）的结构方式，例如，在利用了变压器、设置在该变压器的一侧的 FET（场效应晶体管）等半导体开关元件的回扫方式中，与动作模式有关，被分类为以下所示的三种模式。

- 15
- 电流连续模式
 - 电流边界模式
 - 电流不连续模式

相对于在电流连续模式中，在将变压器中积蓄的能量向次级侧完全放出之前，开关元件为导通状态，在电流边界模式中，在将变压器中积蓄的能量
20 向次级侧完全放出的时刻，开关元件成为导通的状态。而且，在电流不连续模式中，在被积蓄在变压器中的能量向次级侧完全放出的时刻起，经过某期间（不连续期间）后，开关元件成为导通状态。

在使开关元件以高频动作的情况下，在电流边界模式中，虽然具有次级侧的整流二极管的逆恢复损失减少，具有在电路效率方面有利的特征，但是，
25 在对放电灯的投入功率固定的情况下，开关频率被唯一地确定，该开关频率的高次谐波对无线广播频带的影响（无线噪声）成为问题。

因此，例如采用了有意产生频率波动而使频谱分散，使噪声的时间平均值降低的方法。

在放电灯的输出电流和功率的控制中提供波动，使开关频率改变的结构
30 方式（例如参照专利文献 1）中，例如已知使构成控制电路的误差放大器的基准电压以规定的频率变化，或者使该误差放大器的输出电压以规定的频率

改变的方法。

〔专利文献1〕特开 2003-264095 号公报

但是，在以往的电路结构中，存在对设计上的目标功率难以正确地设定波动幅度，或者为了进行该工作的结构复杂和成本上升等问题。

- 5 无线广播频带被划分为 LW 带、AM 带、SW 带、FM 带等，但是例如在汽车的照明用途中，为了通过高频开关方式实现电路装置的小型化等，需要位于 LW 和 AM 带之间的频带（约 300 至 500KHz）中的频率设定。这时，如果波动幅度的设定不合适，则不能充分降低噪声电平，不得不进行附加噪声滤波器等的对策（关系到部件数量的增加和成本上升）。

10

发明内容

因此，本发明的课题是在具有回扫型结构的直流-直流变换电路的点亮装置中，适当进行与开关频率有关的波动的赋予，充分抑制高次谐波噪声。

- 15 本发明为了解决上述课题，提供一种照明用光源的点亮装置，包括：构成成为具有变压器和开关元件的回扫型结构的直流-直流变换电路，以便将直流输入电压变换为希望的直流电压；以及用于控制对照明用光源的供给功率的控制电路，通过从该控制电路发送到所述开关元件的控制信号，进行电流边界模式下的动作控制，该装置还设置：波动发生电路，用于通过将所述照明用光源的功率控制有关的目标功率值作为基准，使对该照明用光源的供给
- 20 功率变化，对所述开关元件的驱动频率赋予波动。

因此，在本发明中，通过将照明用光源的功率控制有关的目标功率值作为中心，允许上下变动为前提来操作供给功率值，作为结果，对开关频率赋予波动，同时可以在设计上正确地设定其波动幅度。

- 25 按照本发明，可以适当地进行与开关频率有关的波动赋予，充分抑制高次谐波噪声，防止电磁干扰等。

- 而且，在上述控制电路具有误差运算部和生成对所述开关元件的控制信号的控制信号生成部的结构中，如果提供规定的基准信号作为所述误差运算部的一方的输入信号，提供对根据与所述照明用光源有关的电压或者电流的检测信息计算的功率控制信号重叠所述波动发生电路的生成信号后的信号，
- 30 作为另一方的输入信号，则可以不随着电路的结构和控制的复杂化、显著的成本上升等地采取噪声对策。而且，与在误差运算部的基准信号中重叠波动

发生电路的输出信号的方式相比，对于误差运算部的制造或者特性的离散和温度变化等的原因，可以进行稳定的频率波动的控制。

附图说明

- 5 图 1 是表示本发明的基本结构例的图。
图 2 是表示本发明的主要部分的电路结构例的图。
图 3 是表示本发明的波动发生电路的结构例的图。
图 4 是表示电路边界模式控制部的电路结构例的图。

10 具体实施方式

图 1 是表示本发明的点亮装置 1 的基本结构例的图。

- 15 连接到直流电源 2 的直流-直流变换电路 3 接受来自直流电源 2 的直流输入电压后将其变换为希望的直流电压，使用回扫型 DC-DC 变换器。即，如后述那样，在具有变压器和开关元件的电路结构中，通过来自控制电路的控制信号来驱动开关元件。

- 直流-交流变换电路 4 是被设置用来将直流-直流变换电路 3 的输出电压变换为交流电压后提供给照明用光源 5 (HID 灯等放电灯)。例如，在 H 桥 (或者全桥 (full bridge) 型) 电路结构中，利用四个半导体开关元件构成两个臂，具有用于分别驱动各臂的开关元件的驱动电路，通过相反地对两组的
20 开关元件对进行导通/截止控制，输出交流电压。

- 在作为照明用光源 5 而使用金属卤化物灯等放电灯时，设置用于产生高压脉冲信号 (启动脉冲) 从而使放电灯启动的电路 (未图示)，将该信号重叠在直流-交流变换电路 4 输出的交流电压上而施加到放电灯。而且，在本发明的应用中，直流-交流变换电路 4 被设为任意的结构元件 (如 LED 等那样，
25 以直流驱动照明用光源 5 的情况下，不需要直流-交流变换电路 4)。

控制电路 6 被设置用于控制对照明用光源 5 的供给功率，在本例中具有电流边界模式控制部 7 和功率控制部 8。

- 30 电流边界模式控制部 7 被设置用于与直流-直流变换电路 3 有关而以电流边界模式进行动作控制。而且，功率控制部 8 根据照明用光源 5 的状态检测信号来控制对该光源的投入功率。例如，通过设置用于取得对于灯电压或者灯电流或者与它们相当的电压或者电流的检测信号的电路，功率控制部 8

接受灯状态的检测信号（参照电压检测信号‘VL’或者电流检测信号‘IL’），对直流-直流变换电路3发送控制信号（将其记为‘So’）来控制其输出电压。在生成该信号So时，参照电流边界模式控制部7的输出信号，生成后的So被送到构成直流-直流变换电路3的开关元件，按照该元件的导通/截止控制5进行电流边界模式下的动作控制。而且，作为开关控制方式，例如已知PWM（脉冲宽度调制）方式、PFM（脉冲频率调制）方式。

图2是用于对包含直流-直流变换电路3和电流边界模式控制部7、功率控制部8的主要部分的电路结构例9进行说明的图。

图中所示‘Vin’表示对直流-直流变换电路3的直流输入电压，‘Vout’表示直流-直流变换电路3的直流输出电压。10

在变压器10的初级侧设置电容器11，初级线圈10p的始端连接到该电容器11的一端，同时初级线圈10p的终端连接到开关元件12。而且，在本例中，在开关元件12中使用N沟道FET。

在变压器10的次级侧设置整流用的二极管13和平滑用的电容器14。次级线圈10s的始端连接到初级线圈10p和开关元件12的连接点，同时次级线圈10s的终端被连接到二极管13的阳极。然后，电容器14的一端连接到二极管13的阴极，其端子电压作为Vout对负载（照明用光源）输出。15

电流边界模式控制部7的输入端子被连接到初级线圈10p和开关元件12的连接点，在本例中，检测FET的漏极-源极间电压。然后，电流边界模式控制部7的输出信号（斜波）被发送到后述的信号生成电路。20

在本例中，功率控制部8具有功率运算部15、波动发生电路16、误差运算部17、控制信号生成部18。

功率运算部15具有第一运算部15a、第二运算部15b和偏移赋予电路15c。25

第一运算部15a例如生成对应于电压检测信号VL的输出电流（将其记为‘i1’），具有将VL作为输入的规定的函数产生电路（对于函数形式，任意形式都可以）。第一运算部15a的输出经由电阻R1被发送到误差运算部17。

第二运算部15b例如输出对应于电流检测信号IL的输出电流（将其记为‘i2’），具有将IL作为输入的规定的函数产生电路（对于函数形式，任意形式都可以）。第二运算部15b的输出经由电阻R2被发送到误差运算部17。30

关于偏移赋予电路15c，如图中用恒压源的标号表示的那样，规定的基

准电压‘Eref’经由电阻 R3 被发送到误差运算部 17 (参照输出电流‘i3’).

波动发生电路 16 被设置为用于将基于上述 i1、i2、i3 的目标功率值作为基准, 通过使对照明用光源 5 提供的功率变化, 在开关元件 12 的驱动频率中赋予波动 (对于具体的电路结构, 在后面详细叙述)。然后, 波动发生电路 5 16 的输出经由电阻 R4 被发送到误差运算部 17 (参照输出电流‘i4’).

这样, 第一运算电路 15a、第二运算电路 15b、偏移赋予电路 15c、波动发生电路 16 被并联配置, 根据通过电阻 R1 至 R4 的各电阻值决定的加权系数来进行加权加法, 从而各部分的控制信号 (各输出电流的总和) 被发送到误差运算部 17。在本例中, 在构成误差运算部 17 的误差放大器的负输入端子中输入该控制信号, 在误差放大器的正输入端子中提供用恒压源的标号表示的规定的基准电压‘Vref’。

误差运算部 17 的输出信号被发送到后级的控制信号生成部 18 从而生成上述控制信号 So。例如, 在 PWM 方式的情况下, 在控制信号生成部 18 中包含 PWM 比较器等, 来自误差运算部 17 的误差信号被提供给该比较器的正输入端子。然后, 电流边界模式控制部 7 的输出信号被提供给该比较器的负输入端子, 根据两者的电平比较结果, 生成变化的占空比的输出信号, 将其提供给前述开关元件 12。另外, 在 PFM 方式中, 根据来自误差运算部 17 的误差信号生成频率变化的输出信号, 将其提供给前述开关元件 12。

图 3 表示波动发生电路 16 的结构例。

20 通过串联电阻 21、22 将来自供电线 20 的电源电压 (Vcc) 或者规定的基准电压分压后的电压输入到运算放大器 19 的非反转输入端子。而且, 运算放大器 19 的反转输入端子经由电容器 23 接地。

25 运算放大器 19 的输出端子上连接电阻 24、25, 并且经由其中一个电阻 24 连接到运算放大器 26 的非反转输入端子和电容器 23。而且, 运算放大器 26 构成电压缓冲器, 其反转输入端子被连接到输出端子, 同时被连接到上述电阻 R4。

另一方面, 关于电阻 25, 被连接到发射极接地的 NPN 晶体管 27 的基极, 该晶体管的集电极经由电阻 28 被连接到供电线 20, 同时被连接到发射极接地的 NPN 晶体管 29 的基极。

30 然后, NPN 晶体管 29 的集电极经由电阻 30 被连接到运算放大器 19 的非反转输入端子。

在本结构中，利用运算放大器 19 和 NPN 晶体管 27、29 等构成滞后比较器，通过在其中附加反馈电阻 24 和电容器 23 形成振荡器。即，在将滞后比较器的上限阈值记为‘V+’，下限阈值记为‘V-’时，电容器 23 的端子电压成为具有规定的频率（例如数十至数百赫兹左右），在 V+和 V-之间连续变化的波动波。然后，该信号经由电压缓冲器从电阻 R4 提供给误差运算部 17。

如图 2 所示，对于功率运算部 15 的输出电流，根据电阻 R4 的电阻值重叠波动波，提供功率的目标功率变动。即，通过该电阻值的设定或者调制，可以变更波动幅度（电阻 R4 的电阻值越小，波动波的影响越大，在功率运算结果中所占的比例越高）。

图 4 表示电流边界模式控制部 7 的电路结构的一例，具有电流边界检测电路 31 和斜波发生电路 32。

图中的‘ V_{DS} ’表示开关元件 12 中使用的 FET 的漏极-源极间电压，在电流边界检测电路 31 中，经由串联连接的电容器 33 和电阻 34、电阻 35 提供给 NPN 晶体管 36 的基极。

两个二极管 37、38 构成限幅电路，其中一个二极管 37 的阴极连接到规定电压的电源线 39，其阳极连接到电阻 34 和 35 的连接点。然后，二极管 38 的阴极被连接到二极管 37 的阳极，二极管 38 的阳极接地。

发射极接地的 NPN 晶体管 36，其基极经由电阻 35、40 连接到电源线 39。然后，该晶体管的集电极经由电阻 41 连接到电源线 39，同时，连接到次级的 NPN 晶体管 42 的基极。

斜波发生电路 32 用恒流源 43、电容器 44、运算放大器 45、晶体管 46、47 构成。

电容器 44 的一端，经由电阻 48 连接到 NPN 晶体管 42 的集电极，同时，连接到恒流源 43。在 NPN 晶体管 42 为截止状态的情况下，由恒流源 43 进行电容器 44 的充电动作。

运算放大器 45 在其反转输入端子被提供电容器 44 的端子电压，而且，在其非反转输入端子中被提供用电阻 49、50 分压的基准电压。而且，电阻 51 是被连接到运算放大器 45 的非反转输入端子和输出端子的反馈电阻。

发射极接地的晶体管 46 的基极，经由电阻 52 连接到运算放大器 45 的输出端子，该晶体管 46 的集电极经由电阻 53 被连接到电源线 39。

然后，次级的晶体管 47 的基极被连接到晶体管 46 的集电极，晶体管 47

的集电极经由电阻 54 被连接到运算放大器 45 的反转输入端子。

在本结构中，利用电容器 33 进行开关元件 12 的 V_{DS} 的边沿检测，根据其结果来规定晶体管 36、42 的导通/截止状态。即， V_{DS} 在变压器 10 的次级电流的输出结束的时刻开始共振，在检测到其下降沿（负沿（negative going edge））时，晶体管 36 成为暂时截止状态，伴随这种状态，晶体管 42 成为导通状态。

利用运算放大器 45 和晶体管 46、47 等构成滞后比较器，通过在其中附加电阻 51 和电容器 44 来形成振荡器，从电容器 44 取出的斜波‘Vramp’被发送到前述控制信号生成部 18。而且，在上述边沿检测时晶体管 42 暂时成为的导通状态时，电容器 44 被放电，从而 Vramp 的电平降低，之后，从 NPN 晶体管 42 成为截止状态的时刻开始，重复 Vramp 的电平上升的动作。

通过上述电流边界模式控制部 7 生成的 Vramp 和误差运算部 17 的输出信号进行电平比较的结果，生成控制信号 So，从而驱动控制开关元件 12，实现与直流-直流变换电路 3 有关在电流边界模式下的动作。即，得到以下循环：在开关元件 12 为导通状态期间，变压器 10 积蓄能量，在该开关元件 12 为截止状态期间将该能量从次级线圈 10s 输出，同时在将该能量完全放出的时刻开始，开关元件 12 再次成为导通状态。

在变压器 10 中，流过初级电流的时间和输出功率之间相关联，通过使输出功率变化，流过初级电流的时间变化，结果开关频率变动。即，输出功率将其目标值或者平均值作为基准而上升（降低）时，开关频率降低（上升）的关系成立。

当使输出功率变化时，在图 2 的结构中，在误差运算部 17 中，作为其一方的输入信号，提供对根据照明用光源的电压或者电流的检测信息计算的功率控制信号（i1 至 i3）重叠了波动发生电路 16 的输出信号（i4）所得的信号。即，在波动波形的电压上升（下降）时，增大（减小）提供给照明用电源的目标功率值，由此变压器 10 中流过初级电流的时间变长（变短），降低（提高）开关元件的驱动频率。

按照上述说明的结构，在照明用光源的功率控制中，通过将其目标功率值作为基准（例如将变动量设为额定功率值的 5% 至 30% 左右，并设为目视不能识别光量的变化的程度），作为结果，可以实现对开关频率赋予波动。由此，可以得到比较简单地电路结构而不依赖附加设置噪声滤波器等，从而采取噪声对策。

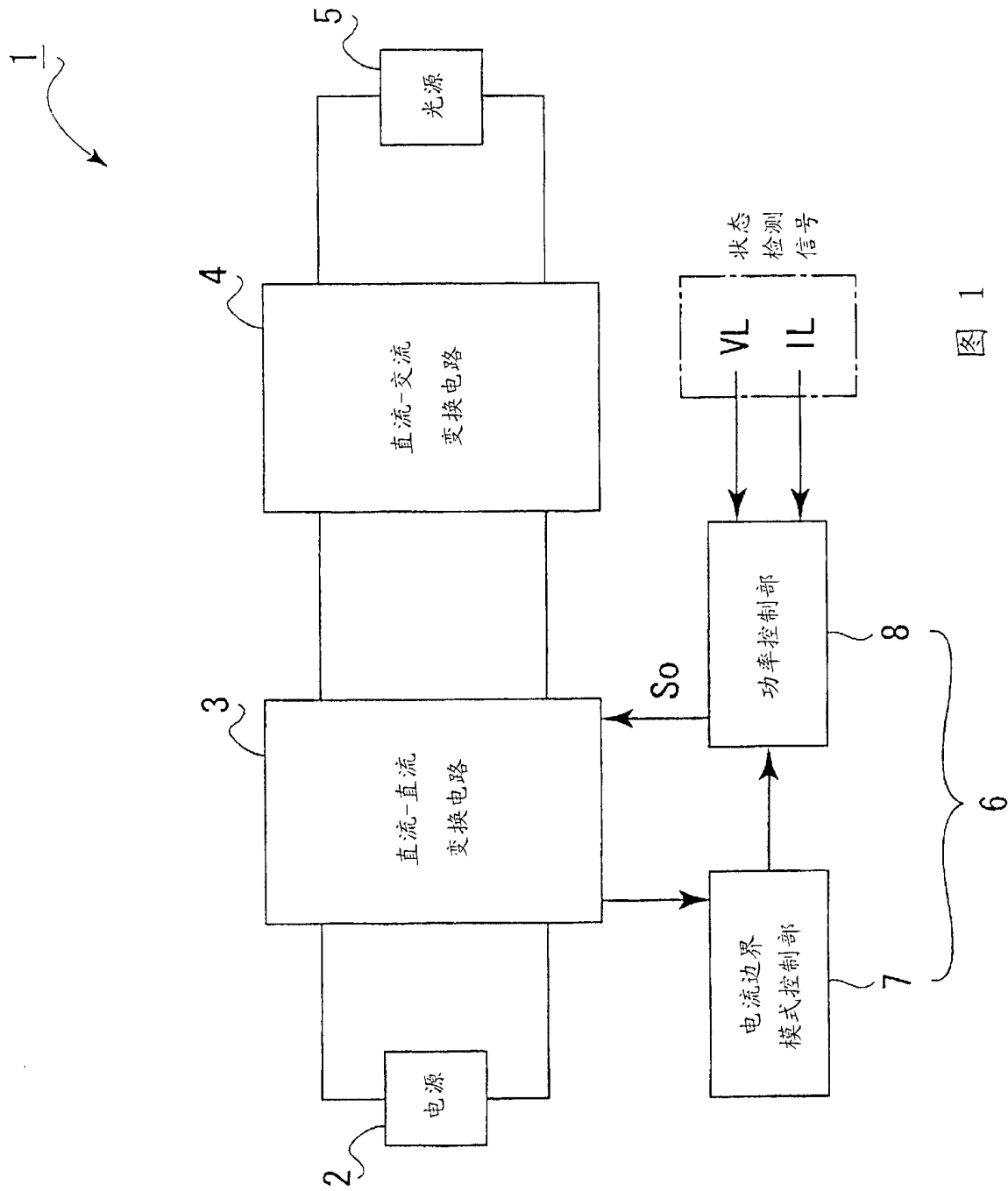


图 1

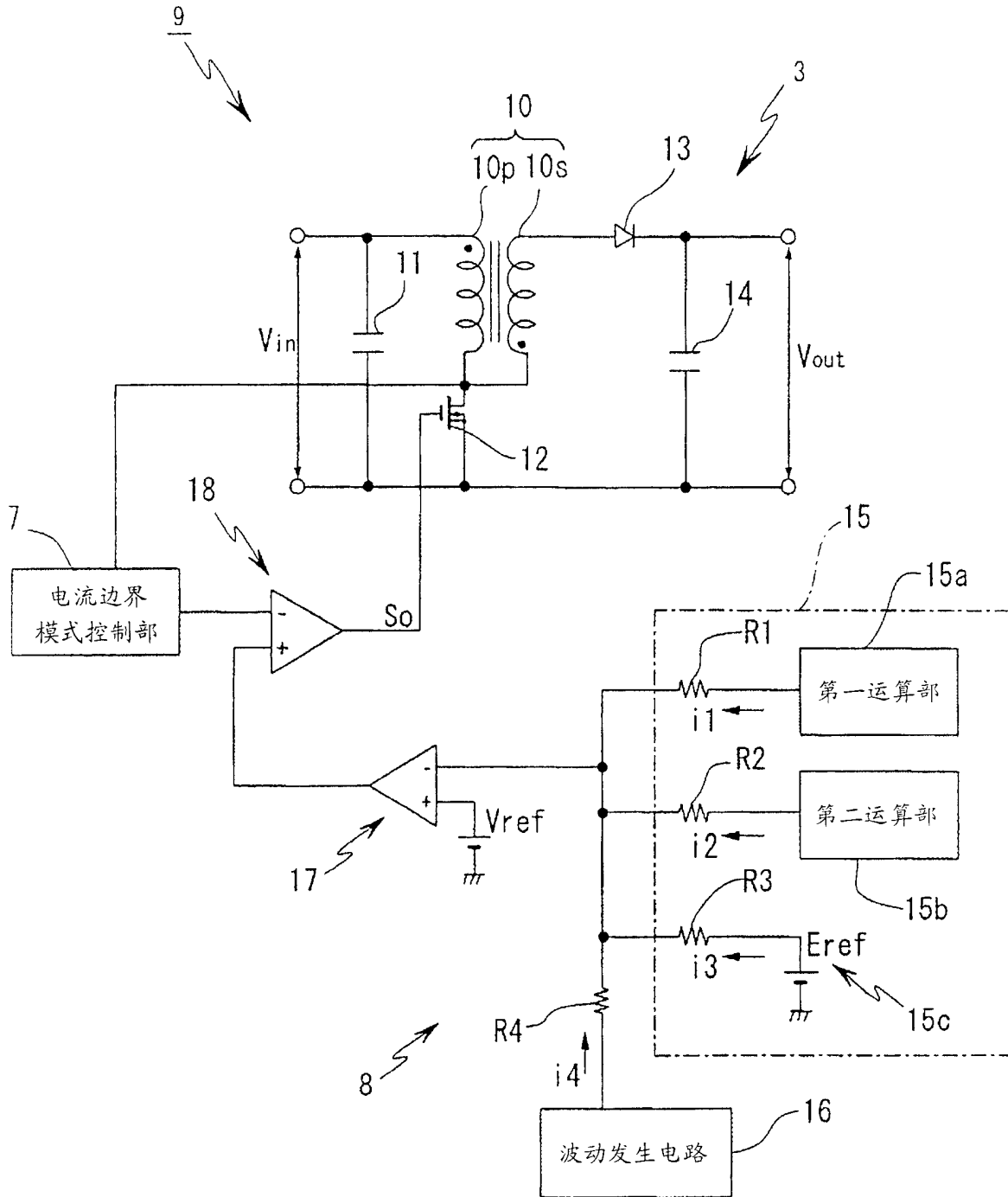


图 2

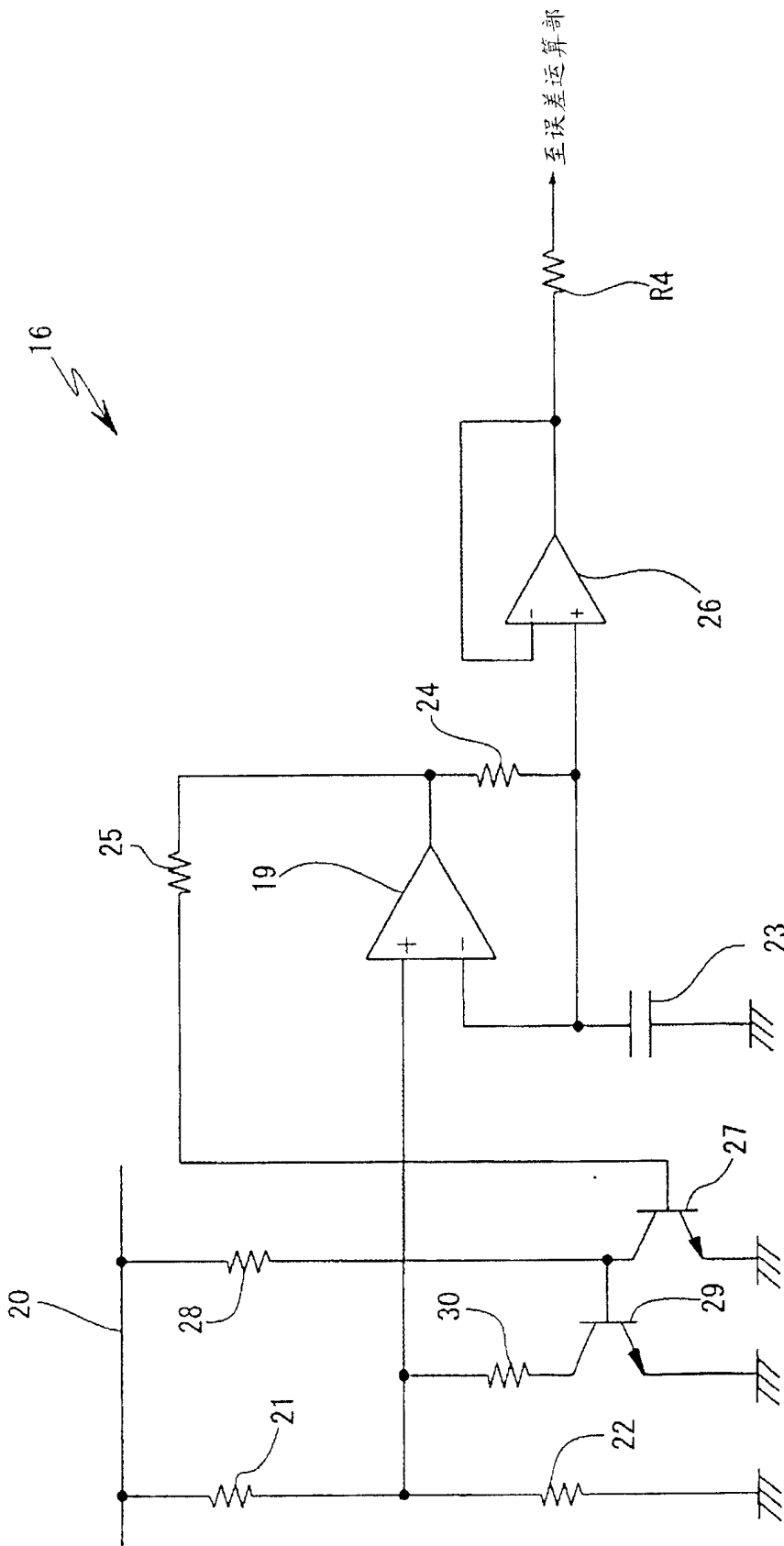


图 3

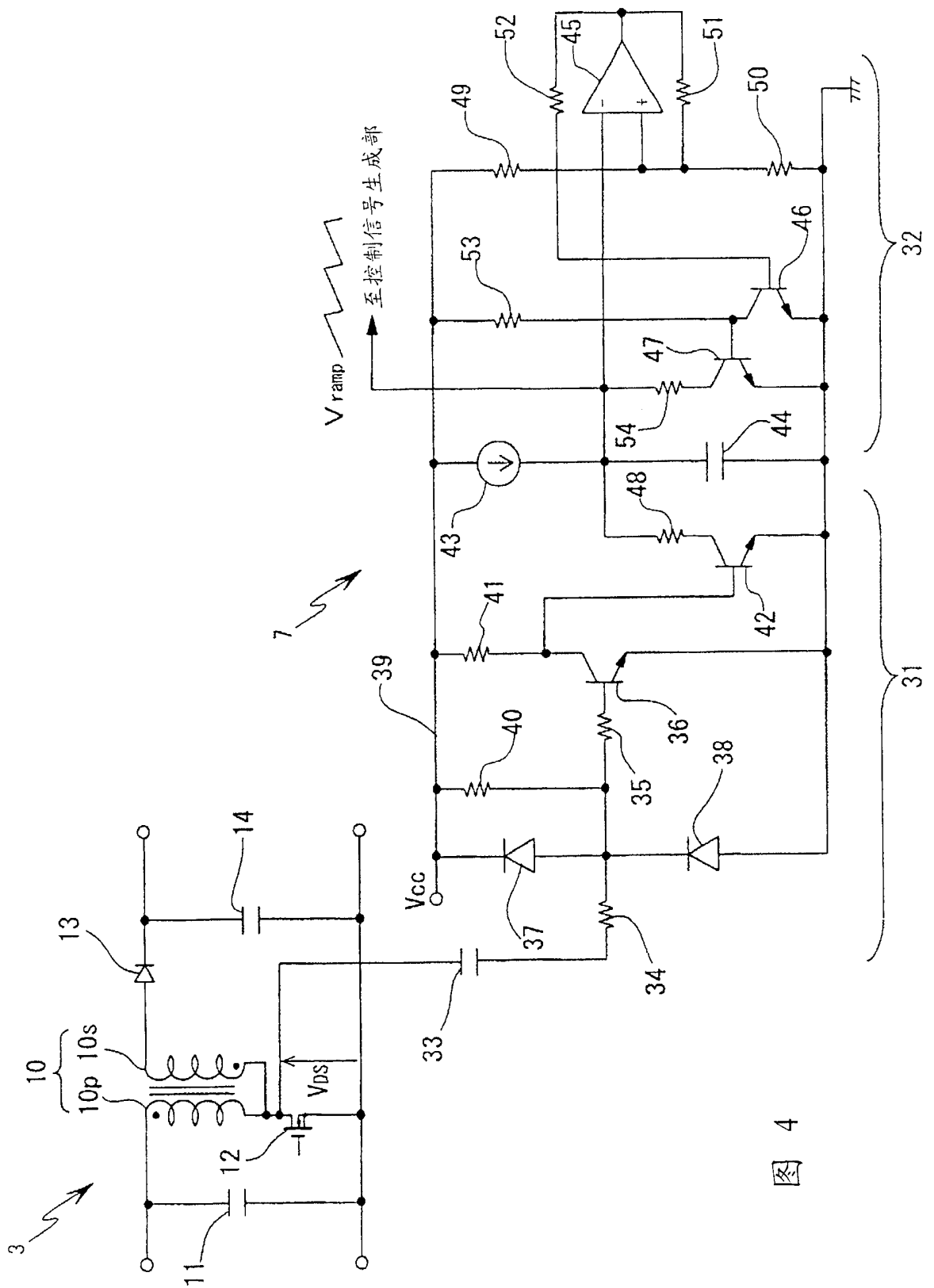


图 4