



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 00121480.2

[45] 授权公告日 2004 年 1 月 21 日

[11] 授权公告号 CN 1135680C

[22] 申请日 2000.7.25 [21] 申请号 00121480.2

[30] 优先权

[32] 1999.7.26 [33] JP [31] 210753/1999

[71] 专利权人 恩益禧电子股份有限公司

地址 日本神奈川

[72] 发明人 横泽晃二

审查员 张 洁

[74] 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责
任公司

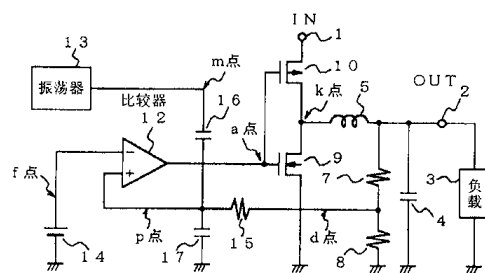
代理人 穆德骏 方 挺

权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 4 页

[54] 发明名称 开关稳压器

[57] 摘要

提供变换效率高并且脉动少的高效率和高性能的开关稳压器。包括：开关元件(9、10，)根据控制信号导通输入电压；平滑电路(5、4，)平滑该开关元件(9、10)的输出，作为输出电压从输出端子中输出；比较器(12)，对反馈所述输出电压得到的被比较电压和基准电位进行比较，并输出控制信号；以及在所述比较器的输入端子中的一个输入端子上设有按电阻和电容器所确定的时间常数 CR 产生充放电脉动的脉动供给电路。



1. 一种开关稳压器，包括：开关元件，根据控制信号来导通输入电压；平滑电路，平滑该开关元件的输出，并作为输出电压从输出端子输出；比较器，将反馈所述输出电压而得到的被比较电压与基准电位进行比较，输出所述控制信号；其特征在于：

在所述比较器的输入端子中的一个输入端子上设有按电阻和电容器所确定的时间常数 CR 产生充放电脉动的脉动供给电路，所述脉动供给电路由预定频率的振荡器和将该振荡器输出的时钟信号通过第一电容器进行输出的电路构成。

2. 如权利要求 1 所述的开关稳压器，所述脉动供给电路在所述时钟信号与基准电压输入或被比较电压输入之间连接第一电容器，通过电容耦合产生所述脉动。

3. 如权利要求 2 所述的开关稳压器，所述脉动供给电路的脉动振幅主要按所述第一电容器和连接在基准电压输入或被比较电压输入与电源或接地之间的第二电容器的电容之比来决定。

4. 如权利要求 1、2 或 3 所述的开关稳压器，所述脉动供给电路的所述脉动振幅为几毫伏至几十毫伏。

5. 如权利要求 4 所述的开关稳压器，在所述第一电容器和所述第二电容器的共用连接点上，有电阻负载或晶体管负载或恒流源或其多个组合形成的充放电装置。

6. 如权利要求 5 所述的开关稳压器，所述充放电装置的时间常数是所述时钟信号频率 f 的倒数的十分之一至几倍。

7. 一种开关稳压器，包括：开关元件，根据控制信号来导通输

入电压；平滑电路，平滑该开关元件的输出，并作为输出电压从输出端子输出；比较器，将反馈所述输出电压而得到的被比较电压与基准电位进行比较，输出所述控制信号；其特征在于：

5 在所述比较器的输入端子中的一个输入端子上设有按电阻和电容器所确定的时间常数 CR 产生充放电脉动的脉动供给电路，所述脉动供给电路由预定频率的振荡器、用于获得该振荡器输出的时钟信号和所述比较器的输出的逻辑积的第一电路、以及将该第一电路的输出通过第一电容器与所述比较器的输入连接的电路构成。

10 8. 如权利要求 7 所述的开关稳压器，所述脉动供给电路在所述时钟信号与基准电压输入或被比较电压输入之间连接第一电容器，通过电容耦合产生所述脉动。

15 9. 如权利要求 8 所述的开关稳压器，所述脉动供给电路的脉动振幅主要按所述第一电容器和连接在基准电压输入或被比较电压输入与电源或接地之间的第二电容器的电容之比来决定。

20 10. 如权利要求 7、8 或 9 所述的开关稳压器，所述脉动供给电路的所述脉动振幅为几毫伏至几十毫伏。

25 11. 如权利要求 10 所述的开关稳压器，在所述第一电容器和所述第二电容器的共用连接点上，有电阻负载或晶体管负载或恒流源或其多个组合形成的充放电装置。

 12. 如权利要求 11 所述的开关稳压器，所述充放电装置的时间常数是所述时钟信号频率 f 的倒数的十分之一至几倍。

开关稳压器

5 本发明涉及开关稳压器，特别涉及适用于手提电话和笔记本电脑等携带装置的开关稳压器。

10 在携带电话、笔记本电脑和 MD 等领域中，对使用电池的携带装置的小型和轻量化的要求不断提高。为了实现小型和轻量化，在减少装载的电池数来构成电源电路的情况下，常使用升压型开关稳压器。此外，在使用普通的串联稳压器的电源电路中，为了重视效率而使用降压型开关稳压器的情况居多。

15 图 6 是现有技术的开关稳压器的电路图，图 7 表示图 6 的现有技术的工作波形图。图 6 所示的方式被称为 PWM（脉冲宽度调制）方式，它不单独比较基准电位和被比较电位，而用比较器 12 比较按某个频率重复的三角波发生器 18 的输出电压（h 点电位）和用误差放大器 19 将基准电位与被比较电位之间电位差放大后的电位（j 点电位），使开关晶体管（PchTr10 和 NchTr9）导通/截止。

20 该电路从输出开关晶体管 10、9 的连接点 k 通过线圈 5 与平滑电容器 4 连接，输出给负载 3 连接的输出端子 2。该输出信号被电阻 7、8 分割，分割点 d 的信号与基准电压源 14 的电压（连接点 f）一起被误差放大器 19 放大，通过比较器 12 与三角波发生器 18 的输出电压进行比较。

25 就是说，用比较器 12 比较三角波发生器 18 的输出电压（h 点电位）和误差放大器 19 的输出电压（j 点电位），根据改变输出点 g 的输出波形的占空比的情况，在可以精密控制的输出端子 2 上获得脉动小的电压输出。

30

此外，作为其它现有技术的例子，还有图 8 所示的升压型开关稳压器的 PWM 方式和图 9 所示的升压型开关稳压器的 PFM（脉冲频率调制）方式的电路图。在图 8 中，作为开关晶体管，使用一个 NchTr9，
5 从输入端子 1 通过线圈 5 与 NchTr9 在连接点 k 上连接，从该连接点 k 通过二极管 6 与连接负载 3 的输出端子 2 连接。而且，把三角波发生器 18 的输出电压和误差放大器 19 的输出电压用比较器 12 比较后供给 NchTr9 的栅极。

10 在图 9 中，由于是采用 PFM 方式的升压型开关稳压器，所以电路被简化。该电路与图 8 同样，作为输出开关晶体管，从一个 NchTr9 和线圈 5 的连接点 k 通过二极管 6 进行输出，但去掉了图 8 的误差放大器 19，而增加了 AND 电路 11，此外，用振荡器 13 代替三角波发生器 18，将该振荡器 13 的输出和比较器 12 的输出一起输入 AND 电
15 路 11，控制其输出脉冲数，从而控制输出电压。

但是，在图 6 的 PWM 方式中，必须有三角波发生器 18 和误差放大器 19，并且，由于必须有对 h 点电位和 g 点电位在比较范围以外的情况下的保护电路，所以输出电压的脉动少（约 1mV），但电路规
20 模大并且复杂，此外，由于消耗电流也变大，存在电源电路的变换功率变差的缺点。此外，还有与图 8 电路相同的问题。

此外，在图 9 的 PFM 方式中，由于按脉冲数来控制，所以电路简单，效率也高，但输出电压的控制与 PWM 方式相比变得粗糙，存
25 在输出电压脉动多的问题。

本发明的目的在于提供在与 PWM 方式同等的脉动下具有与 PFM 方式相同的功率变换效率，变换效率高并且输出电压的脉动少的高效
30 率和高性能的开关稳压器。

根据本发明的第一个方面，提供了一种开关稳压器，包括：开关元件，根据控制信号来导通输入电压；平滑电路，平滑该开关元件的输出，并作为输出电压从输出端子输出；比较器，将反馈所述输出电压而得到的被比较电压与基准电位进行比较，输出所述控制信号；其
5 特征在于：

在所述比较器的输入端子中的一个输入端子上设有按电阻和电容器所确定的时间常数 CR 产生充放电脉动的脉动供给电路，所述脉动供给电路由预定频率的振荡器和将该振荡器输出的时钟信号通过第一
10 电容器进行输出的电路构成。

10

根据本发明的第二个方面，提供了一种开关稳压器，包括：开关元件，根据控制信号来导通输入电压；平滑电路，平滑该开关元件的输出，并作为输出电压从输出端子输出；比较器，将反馈所述输出电压而得到的被比较电压与基准电位进行比较，输出所述控制信号；其
15 特征在于：

在所述比较器的输入端子中的一个输入端子上设有按电阻和电容器所确定的时间常数 CR 产生充放电脉动的脉动供给电路，所述脉动供给电路由预定频率的振荡器、用于获得该振荡器输出的时钟信号和所述比较器的输出的逻辑积的第一电路、以及将该第一电路的输出通
20 过第一电容器与所述比较器的输入连接的电路构成。

20

在本发明中，脉动供给电路在振荡器输出的时钟信号与基准电压输入或被比较电压输入之间连接第一电容器，利用电容耦合可以产生所述脉动，在该脉动供给电路中可以形成预定频率的振荡器和将该振荡器输出的时钟信号通过第一电容器进行输出的电路，此外，在该脉
25 动供给电路中还可以形成预定频率的振荡器、用于获得该振荡器输出的时钟信号和所述比较器的输出的逻辑积的第一电路、以及将该第一电路的输出通过第一电容器与所述比较器的输入连接的电路。

25

此外，脉动供给电路的脉动振幅主要按所述第一电容器和连接在
30

基准电压输入或被比较电压输入与电源或与接地之间的第二电容器的电容之比来决定。此外，对所述比较器的所述脉动振幅为几 mV~几十 mV，在所述第一电容器和所述第二电容器的共用连接点上，可以有电阻负载或晶体管负载或恒流源或其多个组合形成的充放电装置，而且，该充放电装置的时间常数是所述任意时钟信号频率 f 的倒数 ($1/f$) 的 0.1 至数倍。

按照本发明，用简单的电路结构获得与模拟 PWM 方式相同的动作，输出电压的脉动小，此外，由于不使用现有技术那样的三角波发生器和误差放大器，可以用与 PFM 方式大致相同规模的电路结构来实现，所以即使负载轻时也具有高效率的特征。

图 1 是本发明第一实施例的电路图。

图 2 是说明图 1 的电路动作的工作波形图。

图 3 是本发明第二实施例的电路图。

图 4 是本发明第三实施例的电路图。

图 5 是说明图 4 的电路动作的工作波形图。

图 6 是第一现有技术的开关稳压器的电路图。

图 7 是说明图 6 的电路动作的工作波形图。

图 8 是第二现有技术的开关稳压器的电路图。

图 9 是第三现有技术的开关稳压器的电路图。

图 1 是表示本发明第一实施例的电路图，图 2 是说明图 1 动作的波形图。在本实施例的电路中，接近似 PFM 方式的电路结构，不需要现有技术中的三角波发生器 18 和误差放大器 19，而利用普通的振荡器 13、电容器 16 和 17 形成的脉动供给电路，如图 6 的 PWM 方式那样改变脉冲宽度，提高变换效率，并且在平滑电路上获得脉动小的电压输出。

图 1 的开关稳压器具有比较器 12，其一个输入端子由连接点 f 施

加基准电压源 14 的基准电压，而其另一个输入端子从连接点 p 输入被比较电压；和对该比较器 12 的其中一个输入提供按 CR 进行充放电脉动的电路，采用比较器 12 的输出来导通/截止的开关元件（PchTr10 和 NchTr9），通过与该开关元件 9、10 连接的线圈 5 和平滑电容器 4，
5 输出给与负载 3 连接的输出端子 2。

输入端子 1 连接电池等从外部供给的电源，在输入端子 1 和接地 GND 之间串联连接作为开关元件的 P 沟道型场效应晶体管 10 和 N 沟道型场效应晶体管 9，在该 P 沟道场效应晶体管 10 和 N 沟道型场效应晶体管 9 的漏极（k 点）上连接积蓄能量的线圈 5 的一个端子。该
10 线圈 5 的另一个端子与平滑电容器 4 和输出端子 2 连接，在输出端子 2 和 GND 之间，负载 3 和用于形成被比较电压的分压电阻 7、8 被串联连接。从分压电阻 7、8 的共用连接点（d）通过电阻 15 与连接点 p 连接。

15

该电阻 15 的连接点 p 与电容器 16、17 的一个端子连接，并与比较器 12 的一个输入端子连接。此外，电容器 17 的另一个端子与 GND 连接，电容器 16 的另一个端子与振荡器 13 的输出（m 点）连接。此外，比较器 12 的另一个输入端子与基准电压源 14 连接，比较器 12
20 的输出（a 点）和 P 沟道型场效应晶体管 10 及 N 沟道型场效应晶体管 9 的栅极连接。

通常情况下，有升压型开关稳压器和降压型开关稳压器两种，图 1 表示降压型开关稳压器的实例。图 1 的开关稳压器的动作是，把作为比较器 12 输入的 f 点的基准电位与 p 点的被比较电位（d 点电位）
25 进行比较，用比较器 12 的输出来使开关晶体管（PchTr10，NchTr9）导通/截止，断续控制对开关元件（积蓄能量的线圈 5）施加的输入电压，用平滑电容器 4 稳定线圈 5 上积蓄的能量，作为直流输出电压供给输出端子 2。

30

下面，参照图 2 的工作波形说明图 1 的电路动作。图 1 的开关稳压器为降压型，输出端子 2 上期望的输出电压（假设= V_1 ）低于向输入端子 1 输入的电源电压。因此，在输出电压 V_{OUT} 低于期望的输出电压 V_1 的情况下，a 点的电位变为低电平，Pch 晶体管 10 导通，通过线圈 5 使输出端子 2 的电压 V_{OUT} 上升接近期望的输出电压 V_1 。相反地，在输出电压 V_{OUT} 高于期望的输出电压 V_1 的情况下，a 点的电位变为高电平，Nch 晶体管 9 导通，通过线圈 5 使输出端子 2 的电压 V_{OUT} 下降接近期望的输出电压 V_1 ，输出端子 2 的输出电压 V_{OUT} 接近期望的输出电压 V_1 。

10

下面说明输出端子 2 的输出电压 V_{OUT} 达到 V_1 时的动作。图 1 的振荡器 13 的输出 m 点是按任意的振荡频率（例如 100kHz）输出的时钟。接着，使电容器 16 和电容器 17 的电容之比充分大（例如，电容器 16 为 0.2pF，电容器 17 为 10pF），并且在该 m 点的时钟变化点中，选择可使 p 点的变动达到几~几十 mV 那样的电容之比，同时将电阻 15、7、8 和电容器 16、17 的时间常数设定为可达到振荡器 13 振荡频率 f 的倒数（ $1/f$ ）的 0.1 至几倍的值。

15

通过选择如上所述的频率、电容器和电阻值，具有几十 mV 左右（例如 40mV）的振幅和充放电曲线，获得图 2 所示的 p 点电位那样的波形。将这种情况下的振幅作为比较器 12 充分反应、输出电压的上升沿（下降沿）未偏移的振幅。

20

此时，输出端子 2 上的输出电压 V_{OUT} 接近于期望的输出电压 V_1 ，就是说，为了基准电压的 f 点电位和 p 点电位在大致相同的电位附近动作，具有某种充放电曲线的 p 点电位与基准电压的 f 点电位相交，此处使比较器 12 的输出反向。由图 2 可知，比较器 12 的 a 点输出具有 p 点电位的充放电曲线，为了与 f 点电位相交而调制占空比，显然可获得与用图 6 的现有技术的三角波调制占空比情况相同的效果。

25

30

如上所述，输出端子 2 的输出电压 V_{OUT} 达到 V_1 时的动作是，利用按图 1 所示的振荡器 13 的任意振荡频率输出的时钟和任意设定的电容器 16 和电容器 17 及电阻 15、7、8 的值，时钟变化时的 p 点的变动为几~几十 mV，并且得到描绘变化后充放电曲线的波形，其中充放电曲线中的 p 点电位和基准电压的 f 点电位相交，由该点将比较器 12 的输出反向，使开关晶体管（PchTr10 和 NchTr9）导通/截止，断续控制对电感元件（积蓄能量的线圈 5）施加的输入电压，用平滑电容器 4 稳定线圈 5 上积蓄的能量，作为直流输出电压供给输出端子 2。

此时，仍由图 2 可知，比较器 12 的 a 点输出波形具有 p 点电位的充放电曲线，为了与 f 点电位交叉而调制占空比，获得与用现有技术的三角波调制占空比情况相同的效果。

此外，输出端子 2 上的输出电压 V_{OUT} 为 V_1 ，并且根据电容器 16 和电容器 17 的电容之比，通过将 p 点的电位变动也设定得十分小，几乎不对基本的动作产生影响，从而以与 PFM 大致同等的电路规模和消耗电流获得与 PWM 方式相同的 1mV 左右低脉动电压的输出电压。

再有，在此不使用电阻 15 和电容器 16、17，而把作为被比较电位的 d 点电位直接与比较器 12 的一个输入端子连接，即使用比较器的输出来导通/截止开关元件，在输出端子上也可获得电压输出，但导通/截止的断续控制变得粗糙，会产生带有大脉动的输出，不能获得实用的输出电压。为了补偿这样的缺点，以往要使用图示那样的开关稳压器。

图 3 是本发明第二实施例的电路图。该电路进行与图 1 的实施例大致相同的动作，但不同在于，将在比较器 12 的一个输入端子上有

意提供的脉动提供给基准电压输入侧，而在图 1 中是将对被比较电压输入侧提供的脉动提供给基准电压输入侧。就是说，振荡器 13 的输出点 m 的输出按电容器 16、17 的电容之比来分割，将从基准电压源 14 的输出点 f 的输出输入至电阻 15 后与比较器 12 的输入端 e 连接，
5 与用输出信号的电阻 7、8 分割的信号进行比较。

图 1、图 3 是降压型的开关稳压器，而图 4 是表示本发明第三实施例的升压型的开关稳压器的电路图，图 5 表示图 4 电路的工作波形图。对于图 4 的电路来说，用电容器 16、17 将来自 AND 电路 11 输出点 a 的反馈信号分压，并输入至比较器 12 的输入端 e。该电路与图 3 的降压型开关稳压器一样，对比较器 12 的其中一个输入端子提供按 CR 有目的地进行充放电的脉动，使用该比较器 12 的输出来改变开关时钟的脉冲宽度。
10

按照上述的本发明，比较器的输出波形具有其反馈点电位的充放电曲线，为了与基准电位交叉而调制占空比，可获得与用现有技术的三角波调制占空比情况相同的效果，此外，通过输出端子的输出电压 VOUT 为期望的输出 V1，并且根据电容器的电容之比，将反馈点的电位变动也设定得十分小，几乎不对基本动作产生影响。其具有这样的效果，即以与 PFM 方式大致同等的电路规模和消耗电流获得与 PWM 相同的低脉动电压的输出电压。就是说，用简单的电路结构获得与模拟 PWM 方式相同的动作，具有输出电压的脉动小的效果，此外，由于可以不使用三角波发生器和误差放大器，按与 PFM 方式大致相同规模的电路结构来实现，所以即使在轻负载时仍有高效率的效果。
15
20
25

图1

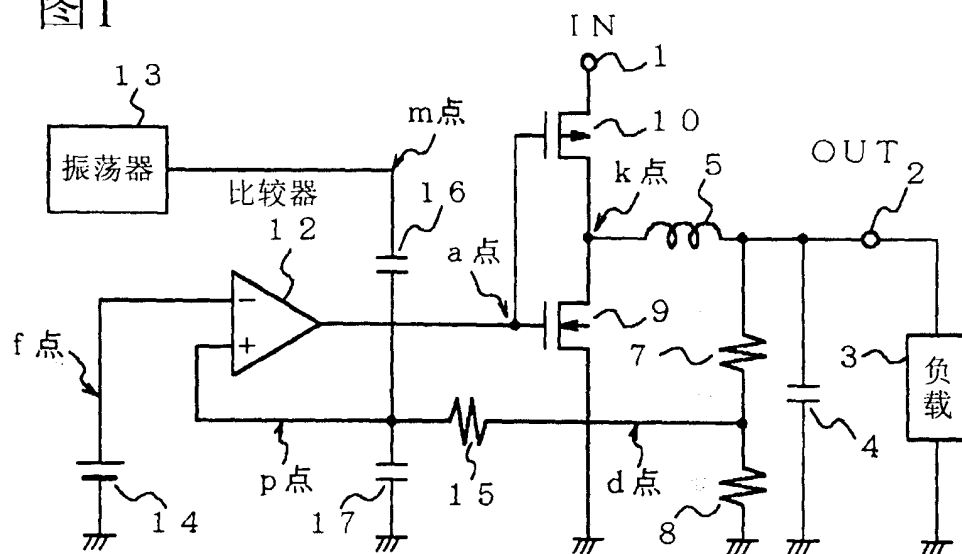


图2

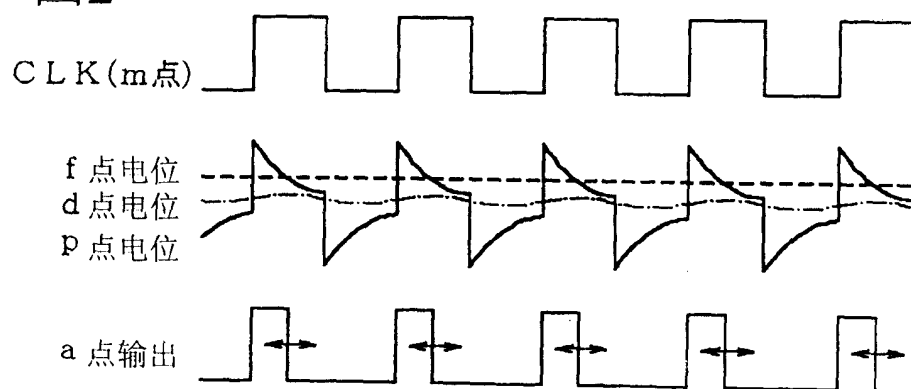
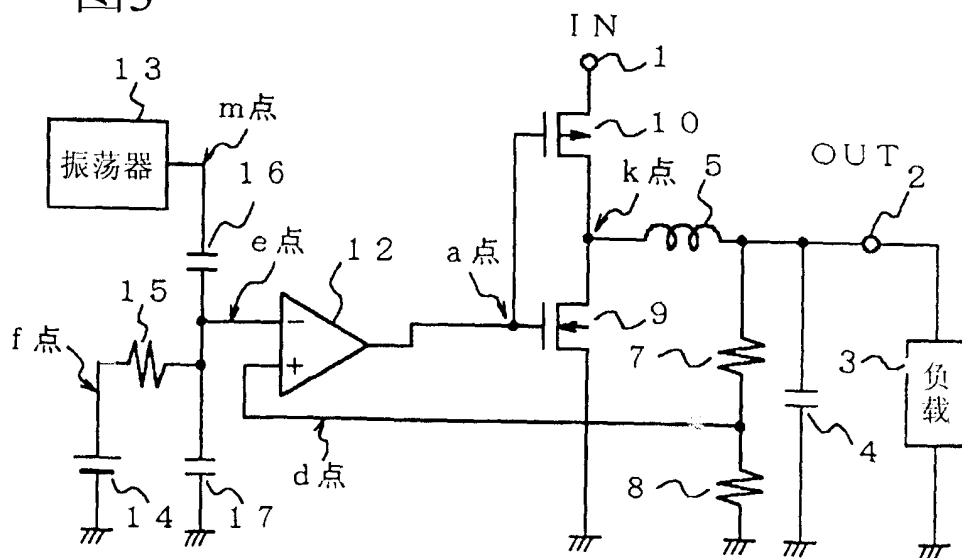


图3



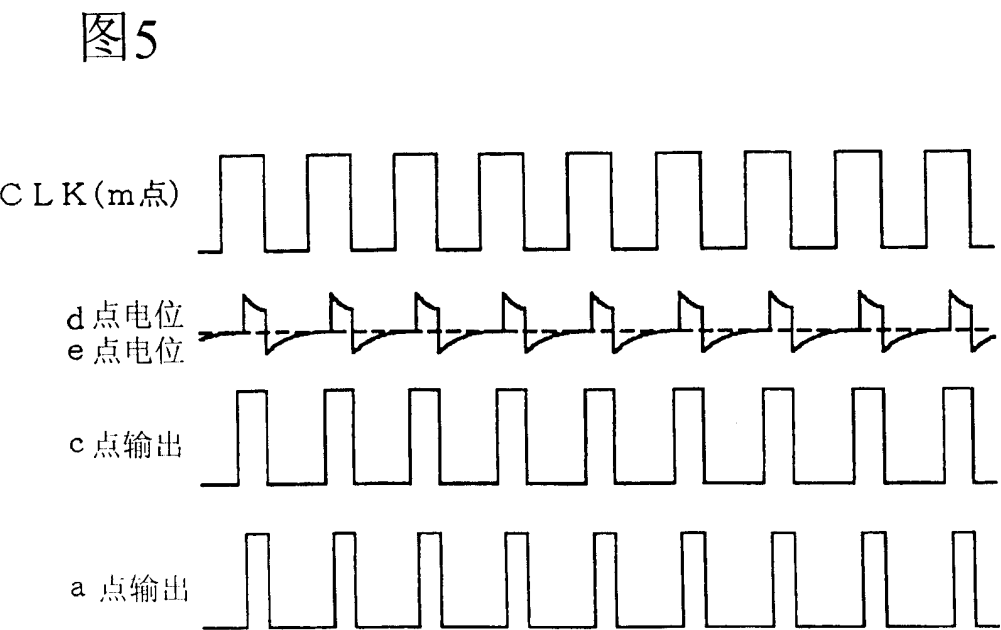
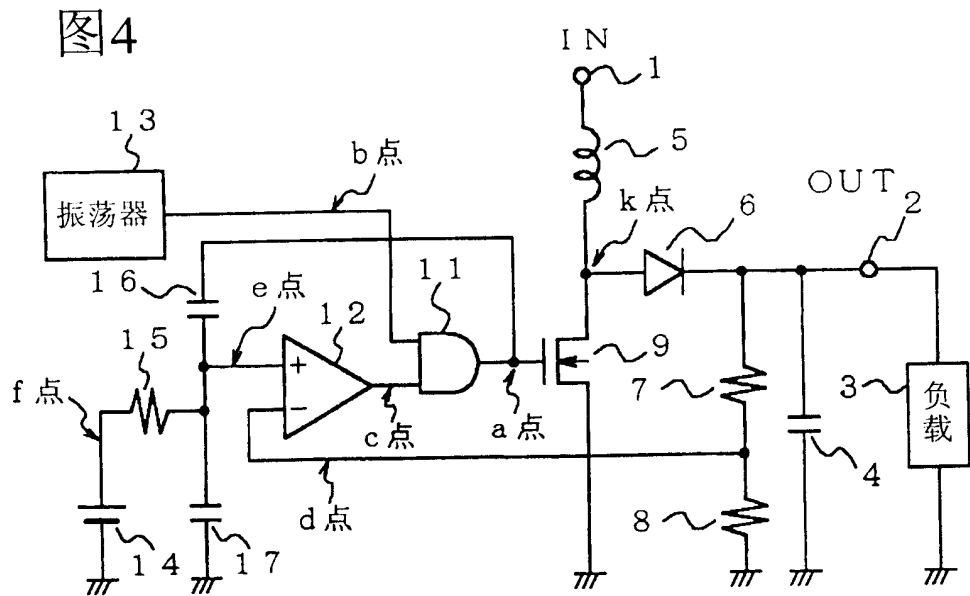


图6

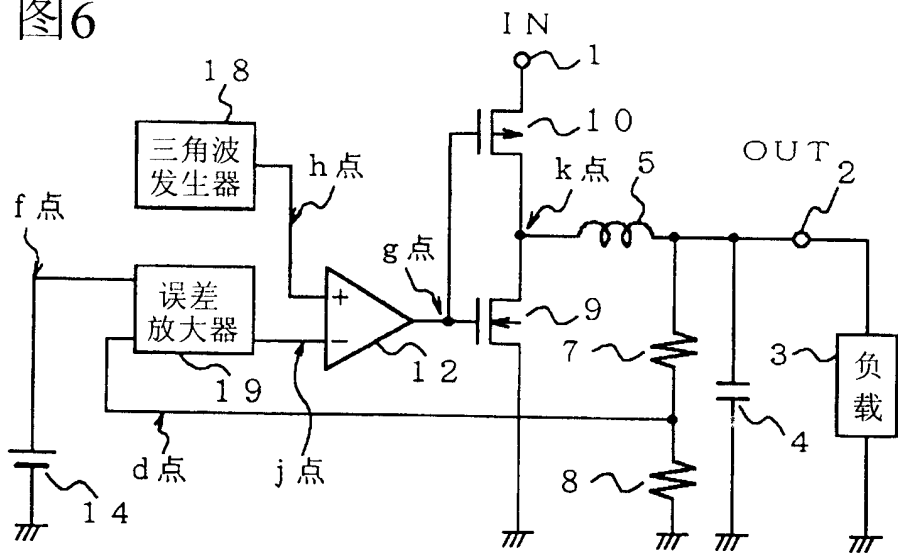


图7

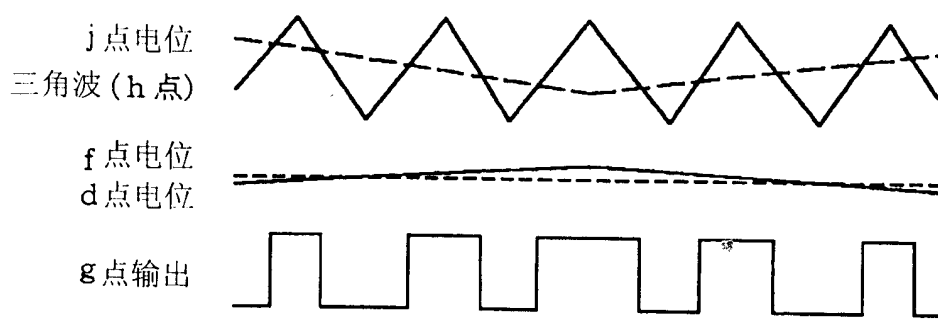


图8

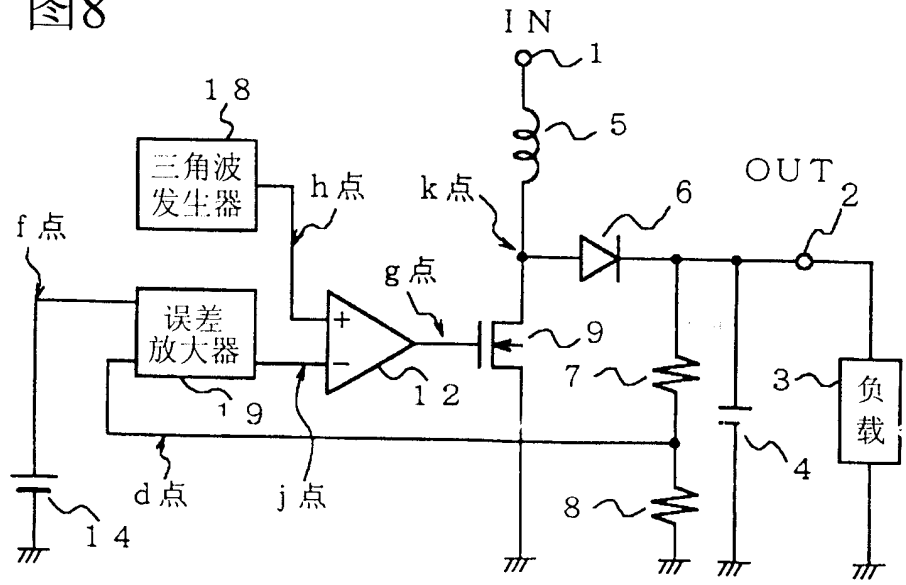


图9

