



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102027662 B

(45) 授权公告日 2013. 07. 24

(21) 申请号 200980116769. 7

(22) 申请日 2009. 04. 07

(30) 优先权数据

125715/08 2008. 05. 13 JP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2010. 11. 10

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2009/057425 2009. 04. 07

(87) PCT申请的公布数据

W02009/139249 EN 2009. 11. 19

(73) 专利权人 株式会社理光

地址 日本东京都

(72) 发明人 相马将太郎

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 郭定辉

(51) Int. Cl.

H02M 3/155(2006. 01)

(56) 对比文件

US 6069807 A, 2000. 05. 30, 全文.

JP 特开 2004-40856 A, 2004. 02. 05, 全文.

CN 1954480 A, 2007. 04. 25, 全文.

US 4975820, 1990. 12. 04, 全文.

审查员 丁冉

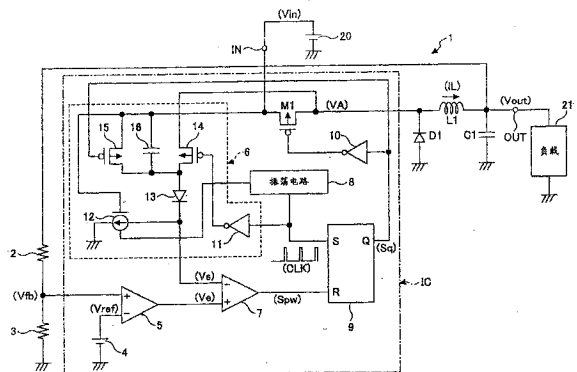
权利要求书4页 说明书14页 附图9页

(54) 发明名称

电流型控制开关稳压器及其操作控制方法

(57) 摘要

公开了一种电流型控制开关稳压器, 所述电流型控制开关稳压器将输入到输入端的输入电压降压或升压到预定的恒定电压, 并且从输出端输出步阶的输入电压作为输出电压。电流型控制开关稳压器包括开关元件、电感器、整流元件、误差放大电路单元、具有可变的振荡频率的振荡电路单元、产生并输出具有与输入电压和振荡频率对应的倾斜的斜坡电压的斜坡电压产生电路单元以及开关控制电路单元。



1. 一种电流型控制开关稳压器,所述电流型控制开关稳压器将输入到输入端的输入电压降压到预定的恒定电压,并且从输出端输出步阶的输入电压作为输出电压,所述电流型控制开关稳压器包括:

开关元件,用来根据输入控制信号执行开关操作;

电感器,用来通过所述开关元件的开关操作利用输入电压充电;

整流元件,用来放电所述电感器;

误差放大电路单元,用来放大通过以预定比例分压输出电压而获得的分压与预定的参考电压之间的电压差;

具有可变振荡频率的振荡电路单元,用来产生并输出具有所设置的振荡频率的时钟信号;

斜坡电压产生电路单元,用来产生并输出具有与输入电压和振荡频率对应的倾斜的斜坡电压;以及

开关控制电路单元,用来将来自所述误差放大电路单元的输出电压与所述斜坡电压进行比较,使用时钟信号产生与比较结果对应的占空比的脉冲信号,并且根据所述脉冲信号对所述开关元件执行开关控制。

2. 如权利要求 1 所述的电流型控制开关稳压器,其中

随着输入电压和振荡频率变大,所述斜坡电压产生电路单元增加倾斜来产生斜坡电压,使得在所述开关元件截止来切断电连接时,斜坡电压的倾斜变为馈送到所述电感器的电流的变化量的倾斜的一半或更多。

3. 如权利要求 2 所述的电流型控制开关稳压器,其中

所述斜坡电压产生电路单元具有:

电容器,其一端连接到输入电压;

偏置二极管,其阳极连接到所述电容器的另一端;

电流源,其连接在所述偏置二极管的阴极和地电势之间,并且馈送与输入电压和振荡频率对应的电流;

电压源电路,用来在所述开关元件导通来建立电连接之后的预定时间,将所述开关元件的输出端的电压施加到所述电容器的另一端;

放电电路,用来在所述开关元件截止来切断电连接时放电储存在所述电容器中的电荷,以及

其中

所述斜坡电压产生电路单元从所述偏置二极管以及所述电流源之间的连接部分输出斜坡电压。

4. 如权利要求 3 所述的电流型控制开关稳压器,

其中

所述开关控制电路单元具有:

电压比较电路,用来将来自所述误差放大电路单元的输出电压与所述斜坡电压进行比较,并且产生并输出与比较结果对应的占空比的脉冲信号;以及

控制电路,向所述控制电路输入来自所述振荡电路单元的用于导通所述开关元件的时钟信号以及来自所述电压比较电路的用于截止所述开关元件的脉冲信号,并且根据所述时

钟信号和脉冲信号对所述开关元件执行开关控制,以及

其中

所述电压源电路根据来自所述振荡电路单元的时钟信号,将所述开关元件的输出端的电压施加到所述电容器的另一端。

5. 如权利要求 4 所述的电流型控制开关稳压器,其中

由 RS 触发器电路配置所述控制电路,向所述 RS 触发器电路输入来自所述振荡电路单元的时钟信号作为设置信号以及输入来自所述电压比较电路的脉冲信号作为重置信号。

6. 一种电流型控制开关稳压器,所述电流型控制开关稳压器将输入到输入端的输入电压升压到预定的恒定电压,并且从输出端输出步阶的输入电压作为输出电压,所述电流型控制开关稳压器包括:

开关元件,用来根据输入控制信号执行开关操作;

电感器,用来通过开关元件的开关操作利用输入电压充电;

整流元件,用来放电所述电感器;

误差放大电路单元,用来放大通过以预定比例分压输出电压而获得的分压与预定的参考电压之间的电压差;

具有可变振荡频率的振荡电路单元,用来产生并输出具有所设置的振荡频率的时钟信号;

斜坡电压产生电路单元,用来产生并输出具有与所述输出电压和所述振荡频率对应的倾斜的斜坡电压;以及

开关控制电路单元,用来将来自所述误差放大电路单元的输出电压与所述斜坡电压进行比较,使用所述时钟信号产生与比较结果对应的占空比的脉冲信号,并且根据所述脉冲信号对所述开关元件执行开关控制。

7. 如权利要求 6 所述的电流型控制开关稳压器,其中

随着输出电压和振荡频率变大,所述斜坡电压产生电路单元增加倾斜来产生斜坡电压,使得在所述开关元件截止来切断电连接时,斜坡电压的倾斜变为馈送到所述电感器的电流的变化量的倾斜的一半或更多。

8. 如权利要求 7 所述的电流型控制开关稳压器,其中

所述斜坡电压产生电路单元具有:

电容器,其一端连接到地电势;

偏置二极管,其阴极连接到所述电容器的另一端;

电流源,所述电流源连接在输入电压和所述偏置二极管的阳极之间,并且馈送与输出电压和振荡频率对应的电流;

电压源电路,用来在所述开关元件导通来建立电连接之后的预定时间,将所述电感器和所述开关元件之间的连接部分的电压施加到所述电容器的另一端;

放电电路,用来在所述开关元件截止来切断电连接时放电储存在所述电容器中的电荷,以及

其中

所述斜坡电压产生电路单元从所述电流源以及所述偏置二极管之间的连接部分输出所述斜坡电压。

9. 如权利要求 8 所述的电流型控制开关稳压器，

其中

所述开关控制电路单元具有：

电压比较电路，用来将来自所述误差放大电路单元的输出电压与所述斜坡电压进行比较，并且产生并输出与比较结果对应的占空比的脉冲信号；以及

控制电路，向所述控制电路输入来自所述振荡电路单元的用于导通所述开关元件的时钟信号以及来自所述电压比较电路的用于截止所述开关元件的脉冲信号，并且根据所述时钟信号和脉冲信号对所述开关元件执行开关控制，以及

其中

所述电压源电路根据来自所述振荡电路单元的时钟信号，将所述电感器和所述开关元件之间的连接部分的电压施加到所述电容器的另一端。

10. 如权利要求 9 所述的电流型控制开关稳压器，其中

由 RS 触发器电路配置所述控制电路，其中向所述 RS 触发器电路输入来自所述振荡电路单元的时钟信号作为设置信号以及输入来自所述电压比较电路的脉冲信号作为重置信号。

11. 如权利要求 1 至 10 中的任意一个所述的电流型控制开关稳压器，其中

所述误差放大电路单元、振荡电路单元、斜坡电压产生电路单元和开关控制电路单元集成在一 IC 中。

12. 一种电流型控制开关稳压器的操作控制方法，所述电流型控制开关稳压器具有开关元件，用来根据输入控制信号执行开关操作；电感器，用来通过开关元件的开关操作利用输入到输入端的输入电压充电；整流元件，用来放电所述电感器；以及具有可变振荡频率的振荡电路单元，用来产生并输出具有所设置的振荡频率的时钟信号，所述电流型控制开关稳压器根据使用时钟信号产生的脉冲信号对所述开关元件执行开关控制，使得来自输出端的输出电压变为预定的恒定电压，并且将输入到输入端的输入电压降压到预定的恒定电压，并且从所述输出端输出步阶的输入电压作为输出电压，所述操作控制方法包括：

根据所述输入电压和所述振荡频率改变斜坡电压的倾斜用于产生脉冲电压来对所述开关元件执行开关控制。

13. 如权利要求 12 所述的电流型控制开关稳压器的操作控制方法，进一步包括：

以预定比例分压来自所述输出端的输出电压；

放大通过分压所述输出电压而获得的分压与预定的参考电压之间的电压差；

产生具有与所述输入电压和所述振荡频率对应的倾斜的斜坡电压；

将通过放大所述电压差获得的电压与所述斜坡电压进行比较来产生与比较结果对应的占空比的脉冲信号；以及

根据所述脉冲信号对所述开关元件执行开关控制。

14. 如权利要求 12 或 13 所述的电流型控制开关稳压器的操作控制方法，其中

随着输入电压和振荡频率变大，增加倾斜来产生斜坡电压，使得在所述开关元件截止来切断电连接时，斜坡电压的倾斜变为馈送到所述电感器的电流的变化量的倾斜的一半或更多。

15. 一种电流型控制开关稳压器的操作控制方法，所述电流型控制开关稳压器具有开

关元件,用来根据输入控制信号执行开关操作;电感器,用来通过开关元件的开关操作利用输入到输入端的输入电压充电;整流元件,用来放电所述电感器;以及具有可变振荡频率的振荡电路单元,用来产生并输出具有所设置的振荡频率的时钟信号,所述电流型控制开关稳压器根据使用时钟信号产生的脉冲信号对所述开关元件执行开关控制,使得来自输出端的输出电压变为预定的恒定电压,并且将输入到输入端的输入电压升压到预定的恒定电压,并且从所述输出端输出步阶的输入电压作为输出电压,所述操作控制方法包括:

根据所述输出电压和所述振荡频率改变斜坡电压的倾斜用于产生脉冲电压来对所述开关元件执行开关控制。

16. 如权利要求 15 所述的电流型控制开关稳压器的操作控制方法,进一步包括:

以预定比例分压来自所述输出端的输出电压;

放大通过分压所述输出电压而获得的分压与预定的参考电压之间的电压差;

产生具有与所述输出电压和所述振荡频率对应的倾斜的斜坡电压;

将通过放大所述电压差获得的电压与所述斜坡电压进行比较来产生与比较结果对应的占空比的脉冲信号;以及

根据所述脉冲信号对所述开关元件执行开关控制。

17. 如权利要求 15 或 16 所述的电流型控制开关稳压器的操作控制方法,其中

随着输出电压和振荡频率变大,增加倾斜来产生斜坡电压,使得在所述开关元件截止来切断电连接时,斜坡电压的倾斜变为馈送到所述电感器的电流的变化量的倾斜的一半或更多。

电流型控制开关稳压器及其操作控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及在宽输入 / 输出电压范围以及宽频率范围内操作的电流型控制开关稳压器。

背景技术

[0002] 通常,已经广泛使用电压型控制开关稳压器。电压型控制开关稳压器根据输入电压和参考电压之间的电压差来对开关元件执行 PWM 控制,由此稳定输出电压。但是,由于电压型控制开关稳压器检测来自输出电压的返回信号,因此其对输出电压的波动的响应速度较慢,并且放大输出电压和参考电压之间的电压差的误差放大电路的相位补偿变得复杂。

[0003] 作为解决这些不足的技术,已经在许多情况下使用电流型控制开关稳压器。然而,已知当 PWM 控制的执勤周期 (on-duty cycle) 超过 50% 时,电流型控制开关稳压器引起次谐波振荡 (subharmonic oscillation),并且失去控制。因此对 PWM 控制执行斜坡补偿 (slope compensation) 来防止次谐波振荡。

[0004] 图 1 是显示电流型控制开关稳压器的示例的电路图,其中该电流型控制开关稳压器具有执行这样的斜坡补偿并呈现降压 (step down) 开关稳压器的电路。

[0005] 在图 1 中,当开关晶体管 105 导通时,将电力提供到电感器 104、平滑电容器 102 以及负载 101。当开关晶体管 105 截止时,在电感器 104 以及平滑电容器 102 中积累的能量被提供到负载 101。电流 / 电压转换电路 106 具有电阻 R_{sense} 并且输出通过利用电阻 R_{sense} 将馈送到电感器 104 的电流 i_L 转换为电压而获得的所转换的电压 V_{sense} ($= R_{sense} \times i_L$)。

[0006] 此外,振荡电路 110 产生并输出预定的参考时钟信号 CLK 以及预定的锯齿波电压 V_{ramp} 。累积器 108 通过将锯齿波电压 V_{ramp} 与所转换的电压 V_{sense} 相加来执行斜坡补偿,并且将结果 (作为斜坡电压 V_s) 输出到 PWM 比较器 107 的正相输入端。误差放大器电路 115 放大参考电压 V_{ref} 以及通过分压输出电压 V_{out} 获得的分压 V_{fb} 之间的电压差,并且将所产生的误差电压 V_e 输出到 PWM 比较器 107 的反相输入端。PWM 比较器 107 将误差电压 V_e 与斜坡电压 V_s 进行比较。当误差电压 V_e 超过斜坡电压 V_s 时, PWM 比较器 107 重置 RS 锁存电路 112 来截止开关晶体管 105。因此,电感器电流 i_L 的峰值电流值依赖于误差电压 V_e 。

[0007] 在稳压输出电压 V_{out} 时, PWM 比较器 107 在分压 V_{fb} 大于参考电压 V_{ref} 时降低误差电压 V_e 来降低输出电压 V_{out} 。此外, PWM 比较器 107 在分压 V_{fb} 小于参考电压 V_{ref} 时升高误差电压 V_e 来升高输出电压 V_{out} 。

[0008] 为了防止上述的次谐波振荡,需要执行斜坡补偿,使得在开关晶体管 105 截止时,斜坡电压 V_s 的倾斜变为电感器电流 i_L 的倾斜的一半或更多。

[0009] 具体地,在图 1 中,假设电感器 104 的电感是 L ,通过下面的公式 (a) 获得在开关晶体管 105 导通时电感器电流 i_L 的倾斜 di_L/dt 。此外,通过下面的公式 (b) 获得在开关晶体管 105 截止时电感器电流 i_L 的倾斜 di_L/dt 。

$$[0010] \quad diL/dt = (V_{in}-V_{out})/L \quad \dots (a)$$

$$[0011] \quad diL/dt = -V_{out}/L \quad \dots (b)$$

[0012] 当锯齿波电压 V_{ramp} 的倾斜是斜坡补偿 I_{ramp} 时,通过下面的公式 (c) 获得此时的斜坡补偿。

$$[0013] \quad I_{ramp} > V_{out}/2/L \times R_{sense} \quad \dots (c)$$

[0014] 注意,在升压 (step up) 开关稳压器,公式 (a)、(b) 和 (c) 分别由下面的公式 (d)、(e) 和 (f) 表示。

$$[0015] \quad diL/dt = V_{in}/L \quad \dots (d)$$

$$[0016] \quad diL/dt = -(V_{out}-V_{in})/L \quad \dots (e)$$

$$[0017] \quad I_{ramp} > (V_{out}-V_{in})/L/2 \times R_{sense} \quad \dots (f)$$

[0018] 如上所述,可以使用输出电压 V_{out} 和输入电压 V_{in} 的变量表示斜坡补偿 I_{ramp} 。当输入电压 V_{in} 和输出电压 V_{out} 是恒定值时,没有问题出现。然而,输入电压 V_{in} 和输出电压 V_{out} 通常在很大的范围内波动。因此,当将斜坡补偿 I_{ramp} 设置为固定值时,需要将斜坡补偿 I_{ramp} 设置到所期望的输入电压 V_{in} 和输出电压 V_{out} 的波动范围内的最大值。然而,虽然在执行过度的斜坡补偿时可以防止次谐波振荡,但是丧失了电流反馈的优势。结果,电流型控制开关稳压器像电压型开关稳压器那样操作,从而降低了其可控性。为了处理该问题,根据输入 / 输出电压确定斜坡控制量来在宽输入 / 输出电压范围内合适地执行斜坡补偿。(如,见专利文档 1)。

[0019] 专利文档 1 :JP-2006-33958

[0020] 然而,在这种情况下,由于根据输入电压和输出电压改变斜坡补偿量,电路变得复杂。此外,由于开关稳压器的通用 IC(集成电路)通常具有用于产生通过分压输出电压而获得的分压的外部电阻,并且不能监视输出电压,因此不能根据输出电压执行斜坡补偿。

[0021] 另一方面,由设计人员选择的电感 L 随着开关稳压器的操作频率的变化而变化。因此,当将斜坡补偿 I_{ramp} 设置到固定值时,需要将其设置到所期望的输入电压 V_{in} 、输出电压 V_{out} 的以及电感 L 的波动范围内的最大值。例如,当振荡电路的振荡频率是 2MHz、1MHz、500KHz 和 300KHz 时,所选择的电感 L 分别是与振荡频率成反比的 $2.2 \mu H$ 、 $4.7 \mu H$ 、 $10 \mu H$ 和 $15 \mu H$ 。然而,如上所述,虽然可以在执行过度的斜坡补偿时防止次谐波振荡,但是丧失了电流反馈的优势。结果,电流型控制开关稳压器像电压型开关稳压器那样操作,从而降低了其可控性。然而,已知的开关稳压器不能根据电感 L 执行斜坡补偿。

发明内容

[0022] 已经做出本发明来解决以上问题,并且可以提供能够利用简单的电路在宽输入 / 输出电压范围和宽可变频率范围内防止次谐波振荡并抑制频率特性的波动的电流型控制开关稳压器。具体地,降压开关稳压器根据输入电压和振荡频率改变斜坡电压的倾斜,同时升压开关稳压器根据输出电压和振荡频率改变斜坡电压的倾斜。本发明还可以提供电流型控制开关稳压器的操作控制方法。

[0023] 根据本发明的第一方面,提供一种电流型控制开关稳压器,所述电流型开关稳压器将输入到输入端的输入电压降压到预定的恒定电压,并且从输出端输出步阶的输入电压 (stepped input voltage) 作为输出电压。电流型控制开关稳压器包括开关元件,用来根

据输入控制信号执行开关操作；电感器，用来通过开关元件的开关操作利用输入电压充电；整流元件，用来放电电感器；误差放大电路单元，用来放大通过以预定比例分压输出电压而获得的分压与预定的参考电压之间的电压差；具有可变振荡频率的振荡电路单元，用来产生并输出具有所设置的振荡频率的时钟信号；斜坡电压产生电路单元，用来产生并输出具有与输入电压和振荡频率对应的倾斜的斜坡电压；以及开关控制电路单元，用来将误差放大电路的输出电压与斜坡电压进行比较，使用时钟信号产生与比较结果对应的占空比的脉冲信号，并且根据脉冲信号对开关元件执行开关控制。

[0024] 根据本发明的第二方面，提供一种电流型控制开关稳压器，所述电流型开关稳压器将输入到输入端的输入电压升压到预定的恒定电压，并且从输出端输出步阶的输入电压 (stepped input voltage) 作为输出电压。电流型控制开关稳压器包括开关元件，用来根据输入控制信号执行开关操作；电感器，用来通过开关元件的开关操作利用输入电压充电；整流元件，用来放电电感器；误差放大电路单元，用来放大通过以预定比例分压输出电压而获得的分压与预定的参考电压之间的电压差；具有可变振荡频率的振荡电路单元，用来产生并输出具有所设置的振荡频率的时钟信号；斜坡电压产生电路单元，用来产生并输出具有与输出电压和振荡频率对应的倾斜的斜坡电压；以及开关控制电路单元，用来将误差放大电路的输出电压与斜坡电压进行比较，使用时钟信号产生与比较结果对应的占空比的脉冲信号，并且根据脉冲信号对开关元件执行开关控制。

[0025] 根据本发明的第三方面，提供一种电流型控制开关稳压器的操作控制方法，所述电流型控制开关稳压器具有开关元件，用来根据输入控制信号执行开关操作；电感器，用来通过开关元件的开关操作利用输入到输入端的输入电压充电；整流元件，用来放电电感器；以及具有可变振荡频率的振荡电路单元，用来产生并输出具有所设置的振荡频率的时钟信号；电流型控制开关稳压器根据使用时钟信号产生的脉冲信号对开关元件执行开关控制，使得来自输出端的输出电压变为预定的恒定电压，并且将输入到输入端的输入电压降压到预定的恒定电压，并且从输出端输出步阶的输入电压作为输出电压。所述操作控制方法包括：根据输入电压和振荡频率改变斜坡电压的倾斜，所述斜坡电压用于产生脉冲电压来对开关元件执行开关控制。

[0026] 根据本发明的第四方面，提供一种电流型控制开关稳压器的操作控制方法，所述电流型控制开关稳压器具有开关元件，用来根据输入控制信号执行开关操作；电感器，用来通过开关元件的开关操作利用输入电压充电；整流元件，用来放电电感器；以及具有可变振荡频率的振荡电路单元，用来产生并输出具有所设置的振荡频率的时钟信号，电流型控制开关稳压器根据使用时钟信号产生的脉冲信号对开关元件执行开关控制，使得来自输出端的输出电压变为预定的恒定电压，并且将输入到输入端的输入电压升压到预定的恒定电压，并且从输出端输出步阶的输入电压作为输出电压。所述操作控制方法包括：根据输出电压和振荡频率改变斜坡电压的倾斜，所述斜坡电压用于产生脉冲电压来对开关元件执行开关控制。

附图说明

[0027] 图 1 是显示电流型控制开关稳压器的电路示例的电路图；

[0028] 图 2 是显示根据本发明第一实施例的电流型控制开关稳压器的电路示例的电路

图；

[0029] 图 3 是显示图 2 所示的各个部分的波形示例的定时图；

[0030] 图 4 是显示图 2 所示的振荡电路 8 和电压 / 电流转换电路 12 的电路示例的电路图；

[0031] 图 5 是显示根据本发明第二实施例的电流型控制开关稳压器的电路示例的电路图；

[0032] 图 6 是显示图 5 所示的各个部分的波形示例的定时图；

[0033] 图 7 是显示图 5 所示的振荡电路 8 和电压 / 电流转换电路 52 的电路示例的电路图；

[0034] 图 8 是显示图 4 和 7 所示的可变电阻器 35 的电路示例的电路图；

[0035] 图 9 是显示图 4 和 7 所示的可变电阻器 35 的另一电路示例的电路图；以及

[0036] 图 10 是显示图 4 和 7 所示的可变电阻器 35 的又一电路示例的电路图。

具体实施方式

[0037] 接下来,参照附图进行本发明的实施例的描述。

[0038] (第一实施例)

[0039] 图 2 是显示根据本发明第一实施例的电流型控制开关稳压器的电路示例的电路图。

[0040] 图 2 所示的电流型控制开关稳压器(下面称为开关稳压器)1 构成降压开关稳压器,其将自 DC 电源 20 输入到输入端 IN 的输入电压 V_{in} 降压到预定的恒定电压,并且从输出端 OUT 将步阶的输入电压作为输出电压 V_{out} 输出到负载 21。

[0041] 开关稳压器 1 具有由用于控制来自输入端 IN 的电流的输出的 PMOS 晶体管组成的开关晶体管 M1;整流二极管 D1;电感器 L1;平滑电容器 C1 以及用于分压输出电压 V_{out} 并产生和输出分压 V_{fb} 的输出电压检测电阻器 2 和 3。此外,开关稳压器 1 具有产生并输出预定的参考电压 V_{ref} 的参考电压产生电路 4;将分压 V_{fb} 与参考电压 V_{ref} 进行比较、放大分压 V_{fb} 和参考电压 V_{ref} 之间的电压差、并且产生和输出误差电压 V_e 的误差放大电路 5;以及产生并输出斜坡电压 V_s 的斜坡电压产生电路 6。

[0042] 此外,开关稳压器 1 具有 PWM 比较器 7、具有可变振荡频率的振荡电路 8、RS 触发器 (flip-flop) 电路 9 和反相器 10。PWM 比较器将来自误差放大电路 5 的误差电压 V_e 与斜坡电压 V_s 进行比较,并且产生和输出用于执行 PWM 控制的脉冲信号 Spw (其具有与误差电压 V_e 对应的脉冲宽度)。具有可变振荡频率的振荡电路 8 产生并输出具有设置的振荡频率 F_{osc} 的时钟信号 CLK。RS 触发器电路 9 具有设置输入端 S 以及重置输入端 R,其中向设置输入端 S 输入来自振荡电路 8 的时钟信号 CLK,并且向重置输入端 R 输入来自 PWM 比较器 7 的脉冲信号。反相器 10 根据来自 RS 触发器电路 9 的输出信号 Sq 产生用于对开关晶体管 M1 执行开关控制的控制信号,由此驱动开关晶体管 M1。

[0043] 另一方面,斜坡电压产生电路 6 由反相器 11、电压 / 电流转换电路 12、偏置二极管 13、PMOS 晶体管 14 和 15 以及电容器 16 组成。注意,开关晶体管 M1 构成开关元件;二极管 D1 构成整流元件;以及电阻器 2 和 3、参考电压产生电路 4 和误差放大电路 5 构成误差放大电路单元。此外,斜坡电压产生电路 6 构成斜坡电压产生电路单元;振荡电路 8 构成振荡电

路单元；以及 PWM 比较器 7、RS 触发器电路 9 和反相器 10 构成开关控制电路单元。此外，PWM 比较器 7 构成电压比较电路；RS 触发器电路 9 构成控制电路；电压 / 电流转换电路 12 构成电流源；PMOS 晶体管 14 构成电压源电路；和 PMOS 晶体管 15 构成放电电路。此外，在图 2 所示的开关稳压器 1 中，除了电感器 L1、二极管 D1、电容器 C1 和电阻器 2 和 3 之外的各个电路都集成在一个电路中。

[0044] 开关晶体管 M1 连接在输入电压 V_{in} 和二极管 D1 的阴极之间，而二极管 D1 的阳极连接到地电势。电感器 L1 连接在开关晶体管 M1 的漏极以及输出端 OUT 之间，而电阻器 2 和 3 的串联电路与电容器 C1 并联在输出端 OUT 和地电势之间。作为电阻器 2 和 3 之间的连接部分的电压的分压 V_{fb} 被输入到误差放大电路 5 的正相输入端，而参考电压 V_{ref} 被输入到误差放大电路 5 的反相输入端。此外，从误差放大电路 5 输出的误差电压 V_e 被输入到 PWM 比较器 7 的正相输入端，而斜坡电压 V_s 被输入到 PWM 比较器 7 的反相输入端。RS 触发器电路 9 的输出信号 S_q 的信号电平被反相器 10 反相，并被输入到开关晶体管 M1 的栅极。

[0045] 在斜坡电压产生电路 6 中，PMOS 晶体管 14 连接在开关晶体管 M1 的漏极和偏置二极管 13 的阳极之间。偏置二极管 13 的阴极连接到 PWM 比较器 7 的反相输入端，而电压 / 电流转换电路 12 连接在 PWM 比较器 7 的反相输入端和地电势之间。电压 / 电流转换电路 12 具有向其输入输入电压 V_{in} 的控制信号输入端，并且连接到振荡电路 8。电压 / 电流转换电路 12 将与输入电压 V_{in} 和振荡频率 F_{osc} 对应的电流 i_{slope} 从偏置二极管 13 馈送到地电势。

[0046] 偏置二极管 13 和电压 / 电流转换电路 12 之间的连接部分用作斜坡电压产生电路 6 的输出端，并且从连接部分输出斜坡电压 V_s 。反相器 11 将时钟信号 CLK 的信号电平反相，并且将反相的时钟信号 CLK 输出到 PMOS 晶体管 14 的栅极。此外，PMOS 晶体管 15 和电容器 16 并联在输入电压 V_{in} 和 PMOS 晶体管 14 的漏极之间，并且 RS 触发器电路 9 的输出信号 S_q 被输入到 PMOS 晶体管 15 的栅极。

[0047] 在这样的结构中，当误差电压 V_e 小于或等于斜坡电压 V_s 时，PWM 比较器 7 输出低电平信号，RS 触发器电路 9 输出高电平信号，同时时钟信号 CLK 变为高电平，并且通过反相器 10 导通开关晶体管 M1 来建立电连接。当开关晶体管 M1 导通时，将电力提供给电感器 L1、平滑电容器 C1 以及负载 21。当开关晶体管 M1 截止时，电感器 L1 和平滑电容器 C1 中累积的能量被提供给负载 21。

[0048] 误差放大电路 5 放大通过分压输出电压 V_{out} 获得的分压 V_{fb} 与预定的参考电压之间的电压差，并且将所产生的误差电压 V_e 输出到 PWM 比较器 7 的正相输入端。PWM 比较器 7 将误差电压 V_e 与来自斜坡电压产生电路 6 的斜坡电压 V_s 进行比较。当误差电压 V_e 超出斜坡电压 V_s 时，PWM 比较器 7 重置 RS 触发器电路 9 来截止开关晶体管 M1。因此，电感器电流 i_L 的峰值电流值依赖于误差电压 V_e 。

[0049] 在稳压输出电压 V_{out} 时，PWM 比较器 7 在分压 V_{fb} 大于参考电压 V_{ref} 时升高误差电压 V_e 来降低输出电压 V_{out} 。此外，PWM 比较器 7 在分压 V_{fb} 小于参考电压 V_{ref} 时降低误差电压 V_e 来升高输出电压 V_{out} 。

[0050] 接下来，图 3 是显示图 2 所示的各个部分的波形示例的定时图。这里参照图 3 进行图 2 所示的斜坡电压产生电路 6 的操作的描述。

[0051] 电压 / 电流转换电路 12 产生并输出与输入电压 V_{in} 和振荡频率 F_{osc} 对应的电流

islope,其中通过“ $A \times V_{in} \times F_{osc}$ ”获得电流 islope。注意, A 表示预定的值。由偏置二极管 13 添加到输入电压 V_{in} 的偏置电压 V_{offset} 变为偏置二极管 13 的正向压降 (forward dropping voltage)。

[0052] 将输入电压施加到电容器 16 的一端。当时钟信号 CLK 变为高电平并且 PMOS 晶体管 14 导通时,开关晶体管 M1 的漏极电压 V_A 经由晶体管 14 被施加到电容器 16 的另一端。因此,在电容器 16 的对应端的电压之间出现电压差,并且利用该电压差充电电容器 16。假设开关晶体管 M1 的接通电阻是 R_{on} ,并且在电感器电流 i_L 的谷底的电流值是 $i_{Lvalley}$,则在开关晶体管 M1 导通时,通过“ $V_A = V_{in} - R_{on} \times i_{Lvalley}$ ”获得开关晶体管 M1 的漏极电压 V_A 。

[0053] 当 PMOS 晶体管 14 被截止来切断电连接时,通过电压 / 电流转换电路 12 提取电容器 16 的电荷。假设电容器 16 的容量是 C_{vs} ,则通过“ $-A \times V_{in} \times F_{osc} / C_{vs}$ ”来获得电容器 16 的电压的倾斜。

[0054] 因此,假设从开关晶体管 M1 导通开始过去的时间为 t ,则通过下面的公式 (1) 获得在开关晶体管 M1 导通时的斜坡电压 V_s 。

[0055] $V_s = V_{in} - V_{offset} - R_{on} \times i_{Lvalley} - A \times V_{in} \times F_{osc} / C_{vs} \times t \dots (1)$

[0056] 如果期望在振荡频率 F_{osc} 分别是 2MHz、1MHz、500KHz 和 300KHz 时,电感器 L1 的电感 L 被设置为 2.2 μ H、4.7 μ H、10 μ H 和 15 μ H,则建立如下关系。

[0057] $A / C_{vs} = R_{on} / \{500k(Hz) \times 10 \mu(H)\} \dots (2)$

[0058] 相应地,可以通过公式 (1) 获得下面的公式 (3)

[0059] $dV_s / dt = -R_{on} \times V_{in} \times F_{osc} / \{500k(Hz) \times 10 \mu(H)\} \dots (3)$

[0060] 由于建立了关系“ $L = 10 \mu(H) \times \{500k(Hz) / F_{osc}\}$ ”,可以将公式 (3) 变换为下面的公式 (4)。

[0061] $dV_s / dt = -R_{on} \times V_{in} / L \dots (4)$

[0062] 如上所述,发现 dV_s / dt 被变换以便与具有电感 L 的电感器 L1 对应,其中该电感 L 与振荡频率 F_{osc} 成反比,并且斜坡电压 V_s 的倾斜 dV_s / dt 根据输入电压 V_{in} 和振荡频率 F_{osc} 的波动而变化。

[0063] 另一方面,当 RS 触发器电路 9 的输出信号 S_q 变为低电平时,开关晶体管 M1 截止,并且 PMOS 晶体管 15 导通。因此,储存在电容器 16 中的电荷被完全放电并被重置。

[0064] 在上面的描述中,虽然假设接通电阻 R_{on} 是恒定,并且由通过“ $islope = A \times V_{in} \times F_{osc}$ ”获得用作电流源的电压 / 电流转换电路 12 产生的电流 islope 来获得公式 (1),但是在开关晶体管 M1 导通时,接通电阻 R_{on} 通常根据开关晶体管 M1 的温度和栅极电压而变化。

[0065] 因此,当建立关系“ $islope = B \times R_{on} \times V_{in} \times F_{osc}$ ”(其中 B 表示预定值)使得电流 islope 包括接通电阻 R_{on} 的波动时,公式 (1) 被变换为下面的公式 (5)。

[0066] $V_s = V_{in} - V_{offset} - R_{on} \times i_{Lvalley} - B \times R_{on} \times V_{in} \times F_{osc} / C_{vs} \times t \dots (5)$

[0067] 像建立公式 (4) 的情况那样,当建立关系 (6) 时,可以通过公式 (5) 获得下面的公式 (7)。

[0068] $B / C_{vs} = 1 / \{500k(Hz) \times 10 \mu(H)\} \dots (6)$

[0069] $dV_s / dt = -R_{on} \times V_{in} / L \dots (7)$

[0070] 由于电感 L 根据振荡频率 F_{osc} 的波动而变化,因此发现斜坡电压 V_s 的倾斜 dV_s/dt 根据输入电压 V_{in} 和振荡频率 F_{osc} 而变化。

[0071] 接下来,图 4 是显示图 2 所示的振荡电路 8 和电压 / 电流转换电路 12 的电路示例的电路图。

[0072] 在图 4 中,振荡电路 8 由电阻器 31 和 32、误差放大电路 33、NMOS 晶体管 34 和 39、可变电阻器 35、PMOS 晶体管 36 和 37、电容器 38 以及磁滞比较器 40 组成。此外,电压 / 电流转换电路 12 由 PMOS 晶体管 41、44 和 47、NMOS 晶体管 42、43、48 和 49、误差放大电路 45 以及电阻器 46 组成。注意,在下面的描述中,分别将电阻器 31、32 和 46 的电阻值表示为 R_{31} 、 R_{32} 和 R_{33} ,并且将电容器 38 的电容表示为 C_{38} 。

[0073] 在振荡电路 8 中,电阻器 31 和 32 串联在输入电压 V_{in} 和地电势之间,而电阻器 31 和 32 之间的连接部分连接到误差放大电路 33 的正相输入端和磁滞比较器 40 的反相输入端。误差放大电路 33 的输出端连接到 NMOS 晶体管 34 的栅极,可变电阻器 35 连接在 NMOS 晶体管 34 的源极和地电势之间,而 NMOS 晶体管 34 和可变电阻器 35 之间的连接部分连接到误差放大电路 33 的反相输入端。

[0074] PMOS 晶体管 36 和 37 组成电流镜电路,并且 PMOS 晶体管 36 和 37 的源极连接到输入电压 V_{in} 。PMOS 晶体管 36 和 37 的栅极相互连接。PMOS 晶体管 36 和 37 的栅极之间的连接部分连接到 PMOS 晶体管 36 的漏极。PMOS 晶体管 36 的漏极连接到 NMOS 晶体管 34 的漏极,而电容器 38 连接在 PMOS 晶体管 37 以及地电势之间。PMOS 晶体管 37 和电容器 38 之间的连接部分连接到磁滞比较器 40 的正相输入端,而 NMOS 晶体管 39 并联到电容器 38。磁滞比较器 40 的输出端连接到 NMOS 晶体管 39 的栅极。从磁滞比较器 40 的输出端和 NMOS 晶体管 39 的栅极之间的连接部分输出时钟信号 CLK。

[0075] 接下来,在电压 / 电流转换电路 12 中,PMOS 晶体管 41 和 36 构成电流镜电路。PMOS 晶体管 41 的源极连接到输入电压 V_{in} 。PMOS 晶体管 41 的栅极连接到晶体管 36 的栅极。PMOS 晶体管 41 的栅极和晶体管 36 的栅极之间的连接部分连接到 PMOS 晶体管 36 的漏极。此外, NMOS 晶体管 42 和 43 构成电流镜电路。NMOS 晶体管 42 和 43 的源极连接到地电势。NMOS 晶体管 42 和 43 的栅极相互连接。NMOS 晶体管 42 和 43 的栅极之间的连接部分连接到 NMOS 晶体管 42 的漏极。NMOS 晶体管 42 的漏极连接到 PMOS 晶体管 41 的漏极,而 PMOS 晶体管 44 连接在输入电压 V_{in} 和 NMOS 晶体管 43 的漏极之间。PMOS 晶体管 44 和 NMOS 晶体管 43 之间的连接部分连接到误差放大电路 45 的正相输入端,而 PMOS 晶体管 44 的栅极连接到地电势。

[0076] 误差放大电路 45 的输出端连接到 PMOS 晶体管 47 的栅极,而误差放大电路 45 的反相输入端连接到 PMOS 晶体管 47 的源极。电阻器 46 连接在输入电压 V_{in} 和 PMOS 晶体管 47 的源极之间,而 PMOS 晶体管 47 的漏极连接到 NMOS 晶体管 48 的漏极。NMOS 晶体管 48 和 49 构成电流镜电路。NMOS 晶体管 48 和 49 的源极连接到地电势。NMOS 晶体管 48 和 49 的栅极相互连接。NMOS 晶体管 48 和 49 的栅极之间的连接部分连接到 NMOS 晶体管 48 的漏极。馈送到 NMOS 晶体管 49 的电流是电流 i_{slope} 。

[0077] 在这样的配置中,通过利用电阻器 31 和 32 分压输入电压 V_{in} 而获得的分压“ $V_{dev} (= V_{in} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}))$ ”被输入到误差放大电路 33 的正相输入端以及磁滞比较器 40 的反相输入端。误差放大电路 33 执行对 NMOS 晶体管 34 的操作控制,使得 NMOS 晶体管

34 和可变电阻器 35 之间的连接部分的电压等于分压 V_{dev} 。假设可变电阻器 35 的电阻值是 F/F_{osc} ，通过“ $\{V_{in} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) \times F_{osc} / F\}$ ”获得被馈送到可变电阻器 35 的电流，该电流值与振荡频率 F_{osc} 和输入电压 V_{in} 成比例。

[0078] 流过 NMOS 晶体管 34 的电流被 PMOS 晶体管 36 和 37 的电流镜电路返回并经由 PMOS 晶体管 37 的漏极输出到电容器 38。同时，流过 NMOS 晶体管 34 的电流被 PMOS 晶体管 36 和 41 的电流镜电路返回并被 NMOS 晶体管 42 和 43 的电流镜电路进一步返回，然后被提供到 PMOS 晶体管 44。

[0079] 磁滞比较器 40 具有正相输入端，其中向该正相输入端输入 PMOS 晶体管 37、电容器 38 以及 NMOS 晶体管 39 之间的连接部分的电压 V_{osc} ，磁滞比较器 40 还具有反相输入端，其中向其输入分压 V_{dev} 。当电压 V_{osc} 小于分压 V_{dev} 时，从磁滞比较器 40 输出低电平信号，并且 NMOS 晶体管 39 被截止来切断电连接。因此，利用通过“ $\{V_{in} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) \times F_{osc} / F\}$ ”获得的电流或与所涉及的电流成比例的电流充电电容器 38。

[0080] 此外，当电压 V_{osc} 超过分压 V_{dev} 时，从磁滞比较器 40 输出高电平信号，NMOS 晶体管 39 被导通来立即放电电容器 38 的电荷，并且电压 V_{osc} 变为地电势。此外，当电压 V_{osc} 变为小于分压 V_{dev} 时，磁滞比较器 40 再次输出低电平信号，并且 NMOS 晶体管 39 被截止来切断电连接。当重复执行这样的操作时，产生振荡频率 F_{osc} 的时钟信号 CLK。由于建立“ $\{V_{in} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) \times F_{osc} / F / C_{38} / V_{dev}\}$ ”和“ $V_{dev} = V_{in} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32})$ ”，因此通过“ $F_{osc} = F_{osc} / F / C_{38}$ ”获得此时的振荡频率 F_{osc} 。应该进行配置，使得建立关系“ $F \times C_{38} = 1$ ”。

[0081] 在如同开关晶体管 M1 的同一处理步骤中制造 PMOS 晶体管 44，并且当开关晶体管 M1 导通时的假设电压，即地电势被输入到 PMOS 晶体管 44 的栅极。这里，假设 PMOS 晶体管 44 的大小是开关晶体管 M1 的 $1/n$ （其中 n 为正整数），并且通过“ $n \times R_{on}$ ”获得 PMOS 晶体管 44 的接通电阻。通过“ $\{V_{in} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) \times F_{osc} / F\}$ ”获得的电流被电流镜电路馈送到 PMOS 晶体管 44。因此，通过“ $\{n \times R_{on} \times (V_{in} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) \times F_{osc} / F)\}$ ”获得在 PMOS 晶体管 44 的两端之间的电压差。

[0082] 此外，由于误差放大电路 45 对 PMOS 晶体管 47 执行操作控制，使得电阻器 46 两端之间的电压差是通过“ $\{n \times R_{on} \times (V_{in} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) \times F_{osc} / F)\}$ ”获得的电压差，因此通过“ $\{n \times R_{on} \times (V_{in} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) \times F_{osc} / F)\}$ ”获得的电流被馈送到电阻器 46。因此，通过“ $\{n \times R_{on} \times (V_{in} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) \times F_{osc} / F) / R_{47}\}$ ”获得构成电流镜电路的 NMOS 晶体管 48 和 49 的漏极的电流。假设建立关系“ $B = n \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) / F / R_{47}$ ”，则通过下面的公式 (8) 获得电流 i_{slope} 。

[0083] $i_{slope} = B \times R_{on} \times V_{in} \times F_{osc} \dots \dots \dots (8)$

[0084] 注意，在以上描述中，开关晶体管 M1 的接通电阻用于将在开关晶体管 M1 导通时馈送的电流转换为电压。替代地，用于检测开关晶体管 M1 的输入电流的感测电阻器可以串联到电感器 L1，以便在开关晶体管 M1 导通时将电流转换为电压。在这种情况下，在图 4 所示的振荡电路 8 和电压 / 电流转换电路 12 中，可以使用具有与感测电阻器相同的温度特性的电阻器来代替 PMOS 晶体管 44。此外，当开关晶体管 M1 的接通电阻中的波动很小时，可以照原样使用 NMOS 晶体管 43 的漏极的电流。

[0085] 如上所述，根据本发明第一实施例的电流模式控制开关稳压器根据输入电压 V_{in}

和振荡频率 F_{osc} 改变斜坡电压 V_s 的倾斜, 由此可以利用简单的电路, 在宽输入 / 输出电压范围以及可变频率的范围下合适地执行斜坡补偿。结果, 可以防止次谐波振荡的出现并且抑制频率特性的波动。

[0086] (第二实施例)

[0087] 虽然第一实施例描述了降压开关稳压器作为示例, 但是本发明还可以应用到升压开关稳压器, 其作为第二实施例在下面描述。

[0088] 图 5 是显示根据本发明第二实施例的电流型控制开关稳压器的电路示例的电路图。注意, 在图 5 中, 用相同的附图标记表示与图 2 的部分相同或类似的部分。

[0089] 图 5 所示的开关稳压器 1a 构成升压开关稳压器, 其将自 DC 电源 20 输入到输入端 IN 的输入电压 V_{in} 转换为预定的恒定电压, 并且从输出端 OUT 将步阶的输入电压作为输出电压 V_{out} 输出到负载 21。

[0090] 开关稳压器 1a 具有由 NMOS 晶体管组成的开关晶体管 M11; 整流二极管 D11; 电感器 L1; 平滑电容器 C1 以及用于分压从输出端 OUT 输出的输出电压 V_{out} 并产生和输出分压 V_{fb} 的输出电压检测电阻器 2 和 3。此外, 开关稳压器 1a 具有产生并输出预定的参考电压 V_{ref} 的参考电压产生电路 4; 将分压 V_{fb} 与参考电压 V_{ref} 进行比较、放大分压 V_{fb} 和参考电压 V_{ref} 之间的电压差、并且产生和输出误差电压 V_e 的误差放大电路 5; 以及产生并输出斜坡电压 V_s 的斜坡电压产生电路 6a。

[0091] 此外, 开关稳压器 1a 具有 PWM 比较器 7、具有可变振荡频率的振荡电路 8、RS 触发器电路 9 和缓冲器 25。PWM 比较器 7 将来自误差放大电路 5 的误差电压 V_e 与斜坡电压 V_s 进行比较, 并且产生和输出用于执行 PWM 控制的脉冲信号 S_{pw} (其具有与误差电压 V_e 对应的脉冲宽度)。具有可变振荡频率的振荡电路 8 产生并输出具有设置的振荡频率 F_{osc} 的时钟信号 CLK。RS 触发器电路 9 具有设置输入端 S 以及重置输入端 R, 其中向设置输入端 S 输入来自振荡电路 8 的时钟信号 CLK, 并且向重置输入端 R 输入来自 PWM 比较器的脉冲信号。

[0092] 另一方面, 斜坡电压产生电路 6a 由反相器 51、电压 / 电流转换电路 52、偏置二极管 53、NMOS 晶体管 54、55 和 57 以及电容器 56 和 58 组成。注意, 开关晶体管 M11 构成开关元件; 二极管 D11 构成整流元件。此外, 斜坡电压产生电路 6a 构成斜坡电压产生电路单元; 以及 PWM 比较器 7、RS 触发器电路 9 和缓冲器 25 构成开关控制电路单元。此外, 电压 / 电流转换电路 52 构成电流源; NMOS 晶体管 54 构成电压源电路; 以及 NMOS 晶体管 55 构成放电电路。此外, 在图 5 所示的开关稳压器 1a 中, 除了电感器 L1、二极管 D11、电容器 C1 和电阻器 2 和 3 之外的各个电路都集成在一个电路中。

[0093] 电感器 L1 连接在输入电压 V_{in} 和开关晶体管 M11 的漏极之间。二极管 D11 的阳极连接到开关晶体管 M11 的漏极, 而二极管 D11 的阴极连接到输出端 OUT。电阻器 2 和 3 的串联电路与电容器 C1 并联在输出端 OUT 和地电势之间。作为电阻器 2 和 3 之间的连接部分的电压的分压 V_{fb} 被输入到误差放大电路 5 的反相输入端, 而参考电压 V_{ref} 被输入到误差放大电路 5 的正相输入端。此外, 来自误差放大电路 5 的误差电压 V_e 被输入到 PWM 比较器 7 的反相输入端, 而斜坡电压 V_s 被输入到 PWM 比较器 7 的正相输入端。RS 触发器电路 9 的输出信号作为输出信号 S_q 经由缓冲器 25 输出。输出信号 S_q 被输入到开关晶体管 M11 的栅极, 并且输出信号 S_q 的信号电平被反相器 51 反相, 并且被输入到 NMOS 晶体管 55 和 57 的栅极。

[0094] 在斜坡电压产生电路 6a 中,电压 / 电流转换电路 52、偏置二极管 53 和电容器 56 串联在输入电压 V_{in} 和地电势之间,并且 NMOS 晶体管 55 与电容器 56 并联。NMOS 晶体管 54 连接在偏置二极管 53 的阴极和电容器 56 之间的连接部分与开关晶体管 M11 的漏极之间,而时钟信号 CLK 被输入到 NMOS 晶体管 54 的栅极。此外,NMOS 晶体管 57 与电容器 58 串联在开关晶体管 M11 与地电势之间。电压 / 电流转换电路 52 的控制信号输入端连接到 NMOS 晶体管 57 与电容器 58 之间的连接部分。此外,电压 / 电流转换电路 52 连接到振荡电路 8。从电压 / 电流转换电路 52 与偏置二极管 53 的阳极之间的连接部分向 PWM 比较器 7 的正相输入端输出斜坡电压 V_s 。

[0095] 在这样的结构中,当开关晶体管 M11 导通来建立电连接时,将电力从 DC 电源 20 提供给电感器 L1。当开关晶体管 M11 截止来切断电连接时,将电感器 L1 中累积的能量添加到输入电压 V_{in} 并从输出端 OUT 输出。当时钟信号 CLK 变为高电平时,设置 RS 触发器电路 9,并且促使输出信号 S_q 变为高电平。因此,开关晶体管 M11 导通来建立电连接。误差放大电路 5 输出误差电压 V_e ,使得分压 V_{fb} 等于参考电压 V_{ref} 。PWM 比较器 7 将误差电压 V_e 与斜坡电压 V_s 进行比较。当斜坡电压 V_s 超出误差电压 V_e 时,PWM 比较器 7 重置 RS 触发器电路 9 来截止开关晶体管 M11 并切断电连接。

[0096] 接下来,图 6 是显示图 5 所示的各个部分的波形示例的定时图。参照图 6,进行利用斜坡电压产生电路 6a 产生斜坡电压 V_s 的描述。

[0097] 由于 NMOS 晶体管 57 和电容器 58 之间的连接部分具有与输出电压 V_{out} 相同的电压,因此,电压 / 电流转换电路 52 产生并输出与输出电压 V_{out} 和振荡频率 F_{osc} 对应的电流 i_{slope} ,其中通过“ $D \times V_{out} \times F_{osc}$ ”获得电流 i_{slope} 。注意, D 表示预定的值。由偏置二极管 53 添加的偏置电压 V_{offset} 变为偏置二极管 53 的正向压降 (forward dropping voltage)。

[0098] 当开关晶体管 M11 被截止时,输出电压 V_{out} 是开关晶体管 M11 的漏极电压。当 NMOS 晶体管 57 导通,同时开关晶体管 M11 截止时,将电容器 58 的两端的电压保持到输出电压 V_{out} 。因此,建立关系“ $i_{slope} = D \times V_{out} \times F_{osc}$ ”。此外,由于该电压用作缓冲器 25 的电源,因此,可以利用比输入电压 V_{in} 更高的电压驱动开关晶体管 M11 的栅极电压。

[0099] 在来自振荡电路 8 的时钟信号 CLK 为高电平的时间段期间, NMOS 晶体管 54 采样电容器 56 中的开关晶体管 M11 的漏极电压 V_B 。假设开关晶体管 M11 的接通电阻是 R_{on} ,通过“ $V_B = R_{on} \times i_{Lvalley}$ ”获得所采样的开关晶体管 M11 的漏极电压 V_B 。注意 $i_{Lvalley}$ 表示电感器电流 i_L 的谷底之间的电流值。

[0100] 当 NMOS 晶体管 54 截止来切断电连接时,电容器 56 被用作电流源的电压 / 电流转换电路 52 充电。假设电容器 56 的容量是 C_{vs} ,则通过“ $D \times V_{out} \times F_{osc} / C_{vs}$ ”来获得电容器 56 的电压的倾斜。因此,假设从开关晶体管 M11 导通开始过去的的时间为 t ,则通过下面的公式 (9) 获得在开关晶体管 M11 导通时的斜坡电压 V_s 。

$$[0101] \quad V_s = V_{offset} + R_{on} \times i_{Lvalley} + D \times V_{out} \times F_{osc} / C_{vs} \times t \dots \dots \dots (9)$$

[0102] 如果在振荡频率 F_{osc} 分别是 2MHz、1MHz、500KHz 和 300KHz 时,电感器 L1 的电感 L 被设置为 2.2 μ H、4.7 μ H、10 μ H 和 15 μ H,则建立如下关系。

$$[0103] \quad D / C_{vs} = R_{on} / \{500k(Hz) \times 10 \mu (H)\} \dots \dots \dots (10)$$

[0104] 相应地,可以通过公式 (9) 获得下面的公式 (11)

[0105] $dV_s/dt = R_{on} \times V_{out} \times F_{osc} / \{500k(Hz) \times 10 \mu(H)\} \dots \dots \dots (11)$

[0106] 由于建立了关系“ $L = 10 \mu(H) \times \{500k(Hz) / F_{osc}\}$ ”，因此可以将公式 (11) 变换为下面的公式 (12)。

[0107] $dV_s/dt = R_{on} \times V_{out} / L \dots \dots \dots (12)$

[0108] 如上所述,发现 dV_s/dt 被变换以便与具有电感 L 的电感器 $L1$ 对应,其中该电感 L 与振荡频率 F_{osc} 成反比,并且斜坡电压 V_s 的倾斜 dV_s/dt 根据输入电压 V_{in} 和振荡频率 F_{osc} 变化。

[0109] 另一方面,当开关晶体管 $M1$ 截止时, NMOS 晶体管 55 导通来放电存储在电容器 56 中的电荷。因此,电容器 56 的电压被重置到地电势。

[0110] 在上面的描述中,虽然假设接通电阻 R_{on} 是恒定来获得公式 (10),并且由通过“ $i_{slope} = D \times V_{out} \times F_{osc}$ ”获得用作电流源的由电压 / 电流转换电路 52 产生的电流 i_{slope} ,但是在开关晶体管 $M11$ 导通时,接通电阻 R_{on} 通常根据开关晶体管 $M11$ 的温度和栅极电压变化。

[0111] 因此,当建立关系“ $i_{slope} = E \times R_{on} \times V_{out} \times F_{osc}$ (其中 E 表示预定值)”使得电流 i_{slope} 包括接通电阻 R_{on} 的波动时,公式 (9) 被变换为下面的公式 (13)。

[0112] $V_s = V_{offset} + R_{on} \times i_{Lvalley} + E \times R_{on} \times V_{out} \times F_{osc} / C_{vs} \times t \dots \dots \dots (13)$

[0113] 像建立公式 (12) 的情况那样,当建立关系 (14) 时,可以通过公式 (13) 获得下面的公式 (15)。

[0114] $E / C_{vs} = 1 / \{500k(Hz) \times 10 \mu(H)\} \dots \dots \dots (14)$

[0115] $dV_s/dt = R_{on} \times V_{out} / L \dots \dots \dots (15)$

[0116] 由于电感 L 根据振荡频率 F_{osc} 的波动变化,因此发现斜坡电压 V_s 的倾斜 dV_s/dt 根据输出电压 V_{out} 和振荡频率 F_{osc} 变化。

[0117] 接下来,图 7 是显示图 5 所示的振荡电路 8 和电压 / 电流转换电路 52 的电路示例的电路图。注意,在图 7 中,由相同的附图标记表示与图 4 的部分相同或类似的部分。

[0118] 振荡电路 8 由电阻器 31 和 32、误差放大电路 33、NMOS 晶体管 34 和 39、可变电阻器 35、PMOS 晶体管 36 和 37、电容器 38 以及磁滞比较器 40 组成。此外,电压 / 电流转换电路 52 由 PMOS 晶体管 61、66 和 67、NMOS 晶体管 62 和 64、误差放大电路 63 以及电阻器 65 组成。注意,在下面的描述中,将电阻器 65 的电阻值表示为 R_{65} 。

[0119] 图 7 所示的振荡电路 8 与图 4 所示的振荡电路 8 的区别仅在于电阻器 31 和 32 的串联电路连接在输出电压 V_{out} 和地电势之间。

[0120] 在电压 / 电流转换电路 52 中, PMOS 晶体管 61 和 36 构成电流镜电路。PMOS 晶体管 61 的源极连接到输入电压 V_{in} , 并且 PMOS 晶体管 61 的栅极连接到 PMOS 晶体管 36 的栅极。PMOS 晶体管 61 的栅极和 PMOS 晶体管 36 的栅极之间的连接部分连接到 PMOS 晶体管 36 的漏极。NMOS 晶体管 62 连接在 PMOS 晶体管 61 和地电势之间, 并且输出电压 V_{out} 被输入到 NMOS 晶体管 62 的栅极。PMOS 晶体管 61 和 NMOS 晶体管 62 之间的连接部分连接到误差放大电路 63 的正相输入端。

[0121] 误差放大电路 63 的输出端连接到 NMOS 晶体管 64 的栅极, 而误差放大电路 63 的反相输入端连接到 NMOS 晶体管 64 的源极。电阻器 65 连接在 NMOS 晶体管 64 的源极和地

电势之间,而 NMOS 晶体管 64 的漏极连接到 PMOS 晶体管 66 的漏极。PMOS 晶体管 66 和 67 组成电流镜电路。PMOS 晶体管 66 和 67 的源极连接到输入电压 V_{in} 。PMOS 晶体管 66 和 67 的栅极相互连接。PMOS 晶体管 66 和 67 的栅极之间的连接部分连接到 PMOS 晶体管 66 的漏极。从 PMOS 晶体管 67 的漏极输出的电流是电流 i_{slope} 。

[0122] 在这样的配置中,通过利用电阻器 31 和 32 分压输出电压 V_{out} 而获得的分压 $V_{dev} (= V_{out} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}))$ 被输入到误差放大电路 33 的正相输入端以及磁滞比较器 40 的反相输入端。误差放大电路 33 执行对 NMOS 晶体管 34 的操作控制,使得 NMOS 晶体管 34 和可变电阻器 35 之间的连接部分的电压等于分压 V_{dev} 。假设可变电阻器 35 的电阻值是 F/F_{osc} ,则通过“ $\{V_{out} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) \times F_{osc} / F\}$ ”获得被馈送到可变电阻器 35 的电流,该电流值与振荡频率 F_{osc} 和输出电压 V_{out} 成比例。

[0123] 流过 NMOS 晶体管 34 的电流被 PMOS 晶体管 36 和 37 的电流镜电路返回并经由 PMOS 晶体管 37 的漏极输出到电容器 38。同时,流过 NMOS 晶体管 34 的电流被 PMOS 晶体管 36 和 61 的电流镜电路返回,并然后被提供到 NMOS 晶体管 62。

[0124] 磁滞比较器 40 具有正相输入端,其中向该正相输入端输入 PMOS 晶体管 37、电容器 38 以及 NMOS 晶体管 39 之间的连接部分的电压 V_{osc} ,磁滞比较器 40 还具有反相输入端,其中向其输入分压 V_{dev} 。当电压 V_{osc} 小于分压 V_{dev} 时,从磁滞比较器 40 输出低电平信号,并且 NMOS 晶体管 39 被截止来切断电连接。因此,利用通过“ $\{V_{out} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) \times F_{osc} / F\}$ ”获得的电流或与所涉及的电流成比例的电流充电电容器 38。

[0125] 此外,当电压 V_{osc} 超过分压 V_{dev} 时,从磁滞比较器 40 输出高电平信号,NMOS 晶体管 39 被导通来立即放电电容器 38 的电荷,并且电压 V_{osc} 变为地电势。此外,当电压 V_{osc} 变为小于分压 V_{dev} 时,磁滞比较器 40 再次输出低电平信号,并且 NMOS 晶体管 39 被截止来切断电连接。当重复执行这样的操作时,产生振荡频率 F_{osc} 的时钟信号 CLK。由于建立“ $\{V_{out} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) \times F_{osc} / F / C_{38} / V_{dev}\}$ ”和“ $V_{dev} = V_{out} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32})$ ”,因此通过“ $F_{osc} = F_{osc} / F / C_{38}$ ”获得此时的振荡频率。应该进行配置,使得建立关系“ $F \times C_{38} = 1$ ”。

[0126] 在如同开关晶体管 M11 的同一处理步骤中制造 NMOS 晶体管 62,并且当开关晶体管 M11 导通时的假设电压被输入到 NMOS 晶体管 62 的栅极。这里,假设 NMOS 晶体管 62 的大小是开关晶体管 M11 的 $1/n$,并且通过“ $n \times R_{on}$ ”获得 NMOS 晶体管 62 的接通电阻。通过“ $\{V_{out} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) \times F_{osc} / F\}$ ”获得的电流被电流镜电路馈送到 NMOS 晶体管 62。因此,通过“ $\{n \times R_{on} \times (V_{out} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) \times F_{osc} / F)\}$ ”获得在 NMOS 晶体管 62 的两端之间的电压差。

[0127] 此外,由于误差放大电路 63 对 NMOS 晶体管 64 执行操作控制,使得电阻器 65 两端之间的电压差是通过“ $\{n \times R_{on} \times (V_{out} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) \times F_{osc} / F)\}$ ”获得的电压,因此通过“ $\{n \times R_{on} \times (V_{out} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) \times F_{osc} / F)\}$ ”获得的电流被馈送到电阻器 65。因此,通过“ $\{n \times R_{on} \times (V_{out} \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) \times F_{osc} / F) / R_{65}\}$ ”获得构成电流镜电路的 PMOS 晶体管 66 和 67 的漏极的电流。假设关系“ $E = n \times R_{31} / (R_{31} + R_{32}) / F / R_{65}$ ”,则通过下面的公式 (16) 获得电流 i_{slope} 。

$$[0128] \quad i_{slope} = E \times R_{on} \times V_{out} \times F_{osc} \quad \dots (16)$$

[0129] 注意,在以上描述中,开关晶体管 M11 的接通电阻用于将在开关晶体管 M11 导通时

馈送的电流转换为电压。替代地,用于检测开关晶体管 M11 的输出电流的感测电阻器可以串接到电感器 L1,以便在开关晶体管 M11 导通时将电流转换为电压。在这种情况下,在图 7 所示的振荡电路 8 和电压 / 电流转换电路 52 中,可以使用具有与感测电阻器相同的温度特性的电阻器来代替 NMOS 晶体管 62。此外,当开关晶体管 M11 的接通电阻中的波动很小时,可以照原样使用 PMOS 晶体管 61 的漏极的电流。

[0130] 如上所述,根据本发明第二实施例的电流模式控制开关稳压器根据输出电压 V_{out} 和振荡频率 F_{osc} 改变斜坡电压 V_s 的倾斜,由此可以利用简单的电路,在宽输入 / 输出电压范围以及可变频率的范围下合适地执行斜坡补偿。结果,可以防止次谐波振荡的出现并且抑制频率特性的波动。

[0131] 注意,在第一和第二实施例中,可以如图 8 到 10 所示那样配置可变电阻器 35。

[0132] 在图 8 中,可变电阻器 35 可以由电阻器 71 到 73、初始电阻器 (initial resistor) 74 和微调保险丝 (trimming fuse) 75 到 77 组成。电阻器 71 到 73 以及初始电阻器 74 串联接在 NMOS 晶体管 34 和地电势之间,而微调保险丝 75 到 77 对应地与电阻器 71 到 73 并联。

[0133] 电阻器 71 到 73、初始电阻器 74 和微调保险丝 75 到 77 的元件设置在 IC (集成电路) 中。当通过微调选择性断开微调保险丝 75 到 77 时,可以调节可变电阻器 35 的电阻值。这样执行微调,由此可以自动调节斜坡电压以便设置具有不同模式的频率。

[0134] 注意,图 8 显示在可变电阻器中设置三个电阻器以及与三个电阻器并联的微调保险丝的情况,但这仅仅是个示例。替代地,可以在可变电阻器中设置一个或多个电阻器以及与这一个或多个电阻器并联的微调保险丝。

[0135] 接下来,在图 9 中,可变电阻器 35 由外部电阻器 82 和用作 IC 的内部和外部之间的连接点的垫片 81 组成。当外部电阻器 82 被改变时,可以改变可变电阻器 35 的电阻值。使用 IC 的用户可以通过改变外部电阻器来自由地改变频率。

[0136] 接下来,在图 10 中,可变电阻器 35 由用作 IC 的内部和外部之间的连接点的垫片 87 以及电阻器 85、86 和 88 组成。当电阻器 88 变为 $0\ \Omega$ 时 (即,垫片 87 接地),可变电阻器 35 的电阻值变为等于电阻器 85 的电阻值。此外,当电阻器 88 变为 $\infty\ \Omega$ 时 (即,垫片 87 处于释放状态),可变电阻器 35 的电阻值变为等于电阻器 85 和 86 的电阻值之和。当垫片 87 变为 $0\ \Omega$ 时 (即,其处于释放状态),不需要添加外部部分。因此,当垫片 87 接地 (或其处于释放状态) 时由可变电阻器 35 的电阻值引起的频率被设置到最频繁使用的频率,由此可以减少用户添加外部部分的次数。此外,由于电阻器 85 和 86 设置在 IC 的内部,因此可以通过微调来改变电阻器 85 和 86 的电阻值。

[0137] 此外,第一和第二实施例描述了异步整流开关稳压器作为示例。然而,设置利用同步整流开关稳压器也可以实现相同的效果,同步整流开关稳压器使用同步整流晶体管来代替整流二极管,所述同步整流晶体管与开关晶体管相反的相位关系开关。

[0138] 根据电流型控制开关稳压器及其操作控制方法,当电流型控制开关稳压器是降压型时,根据输入电压和振荡频率改变用于产生用来对开关元件执行开关控制的脉冲信号的斜坡电压的倾斜,并且当电流型控制开关稳压器是升压型时,根据输出电压和振荡频率改变斜坡电压的倾斜。因此,具有可变振荡频率以及输入 / 输出电压中相对小的波动的开关稳压器可以根据振荡频率改变斜坡电压的倾斜。此外,具有可变振荡频率以及输入 / 输

出电压中相对大的波动的降压开关稳压器可以根据输入电压和振荡频率改变斜坡电压的倾斜。此外,具有可变振荡频率以及输入 / 输出电压中相对大的波动的升压开关稳压器可以根据输出电压和振荡频率改变斜坡电压的倾斜。因此,这些开关稳压器可以利用简单的电路防止宽输入 / 输出电压范围以及宽可变频率范围内的次谐波振荡,并且抑制频率特性的波动。

[0139] 本申请基于在 2008 年 5 月 13 日向日本专利局提交的日本优先权申请 No. 2008-125715,通过引用将其全部内容合并在此。

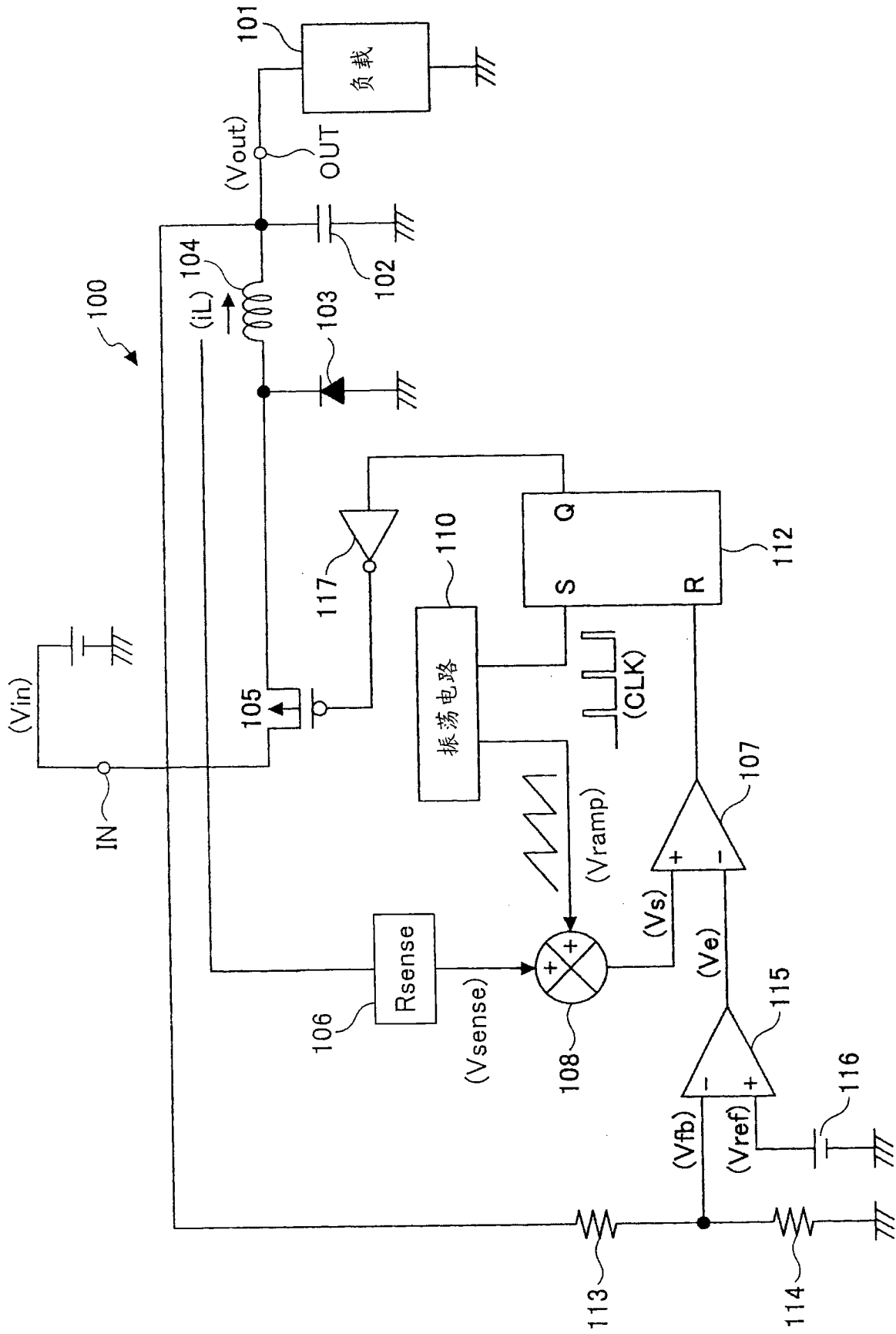


图 1

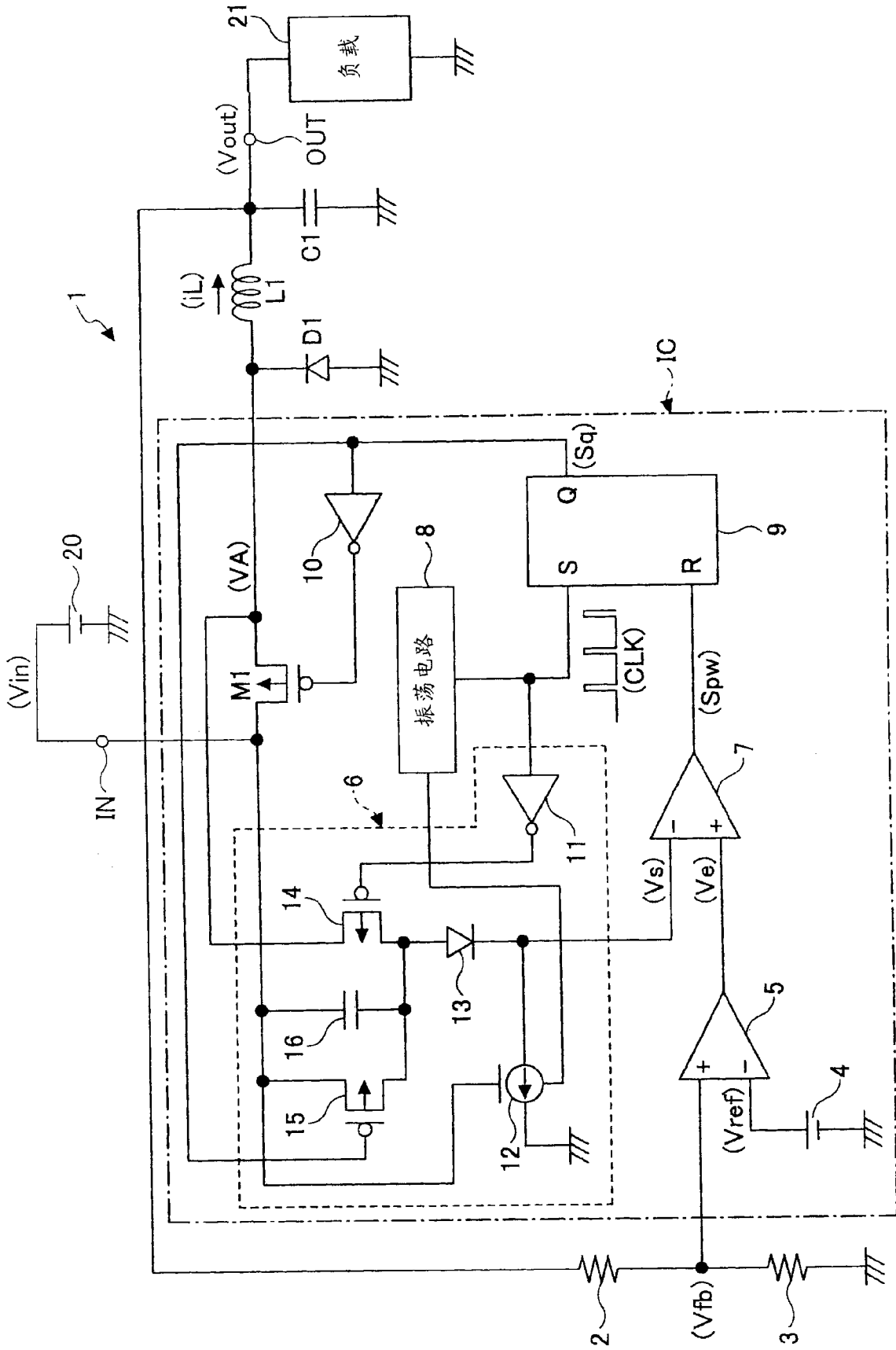


图 2

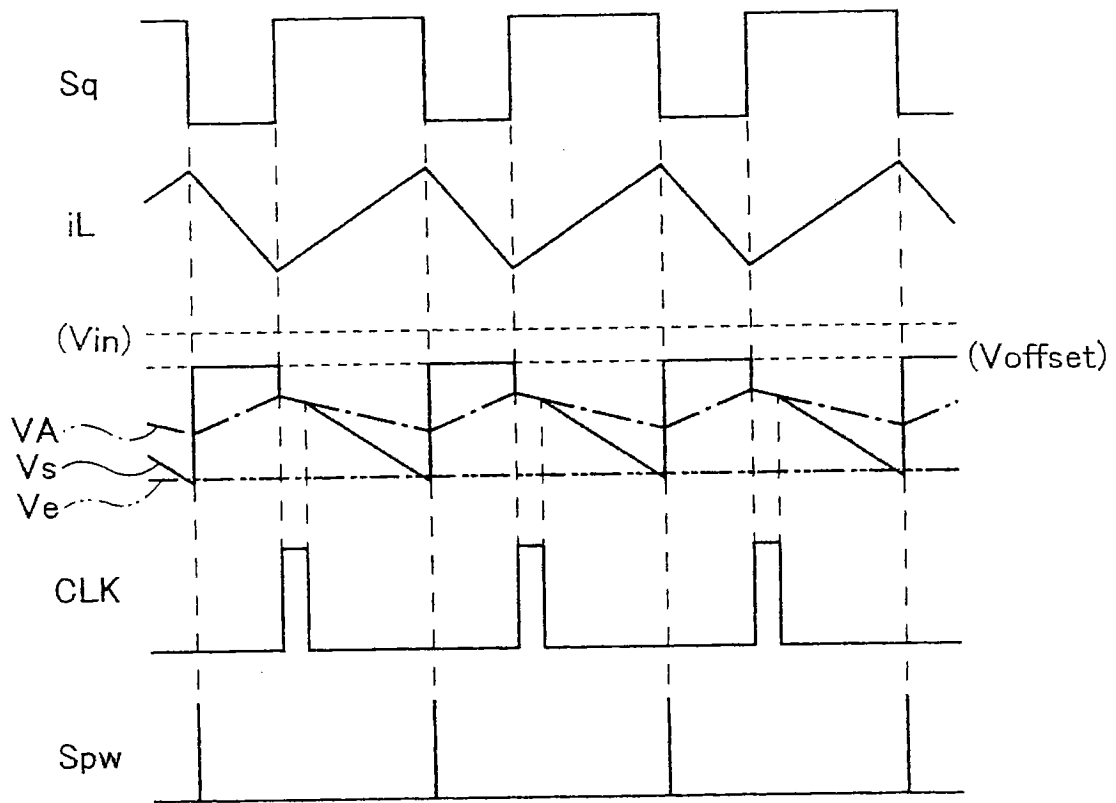


图 3

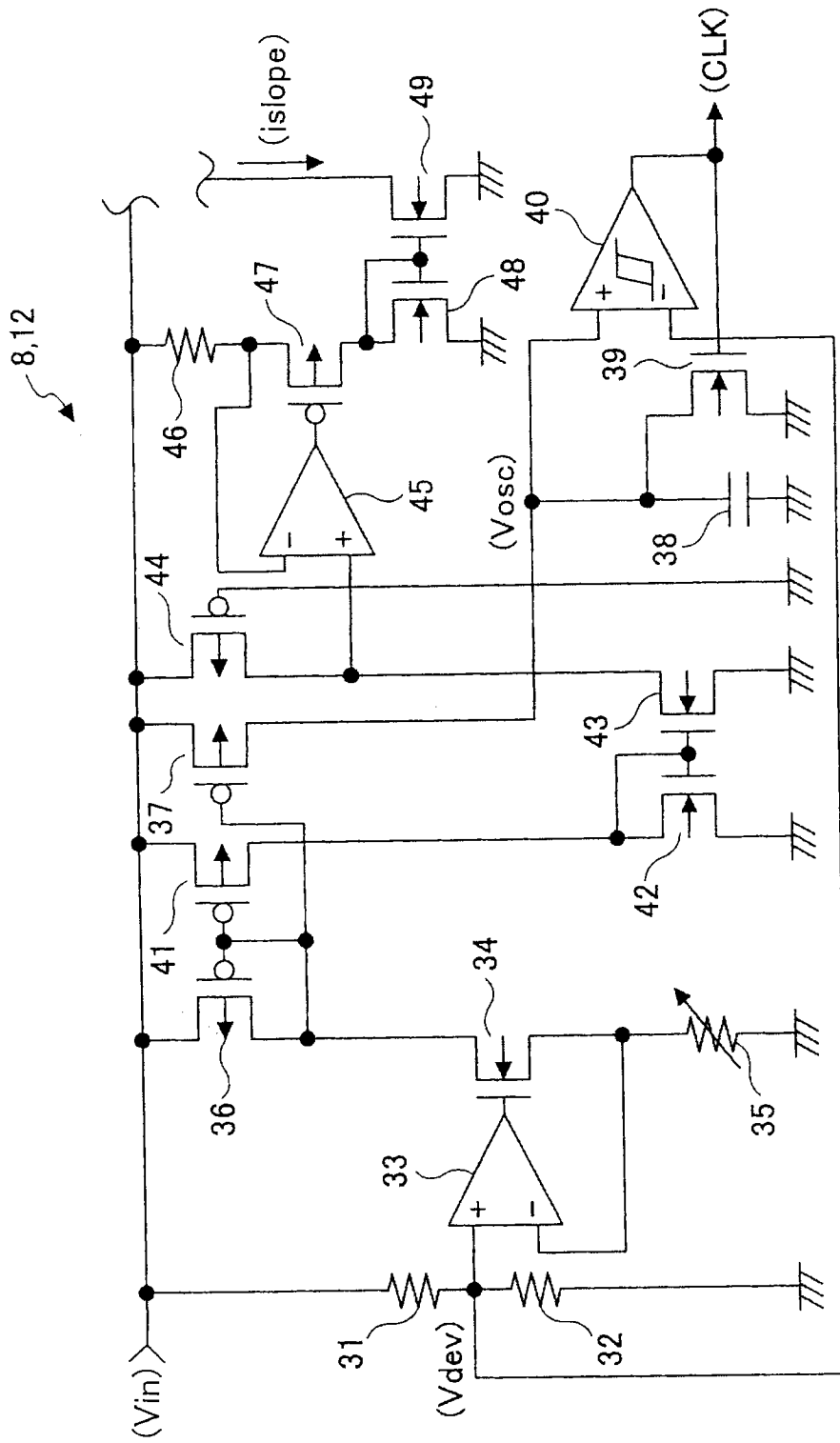


图 4

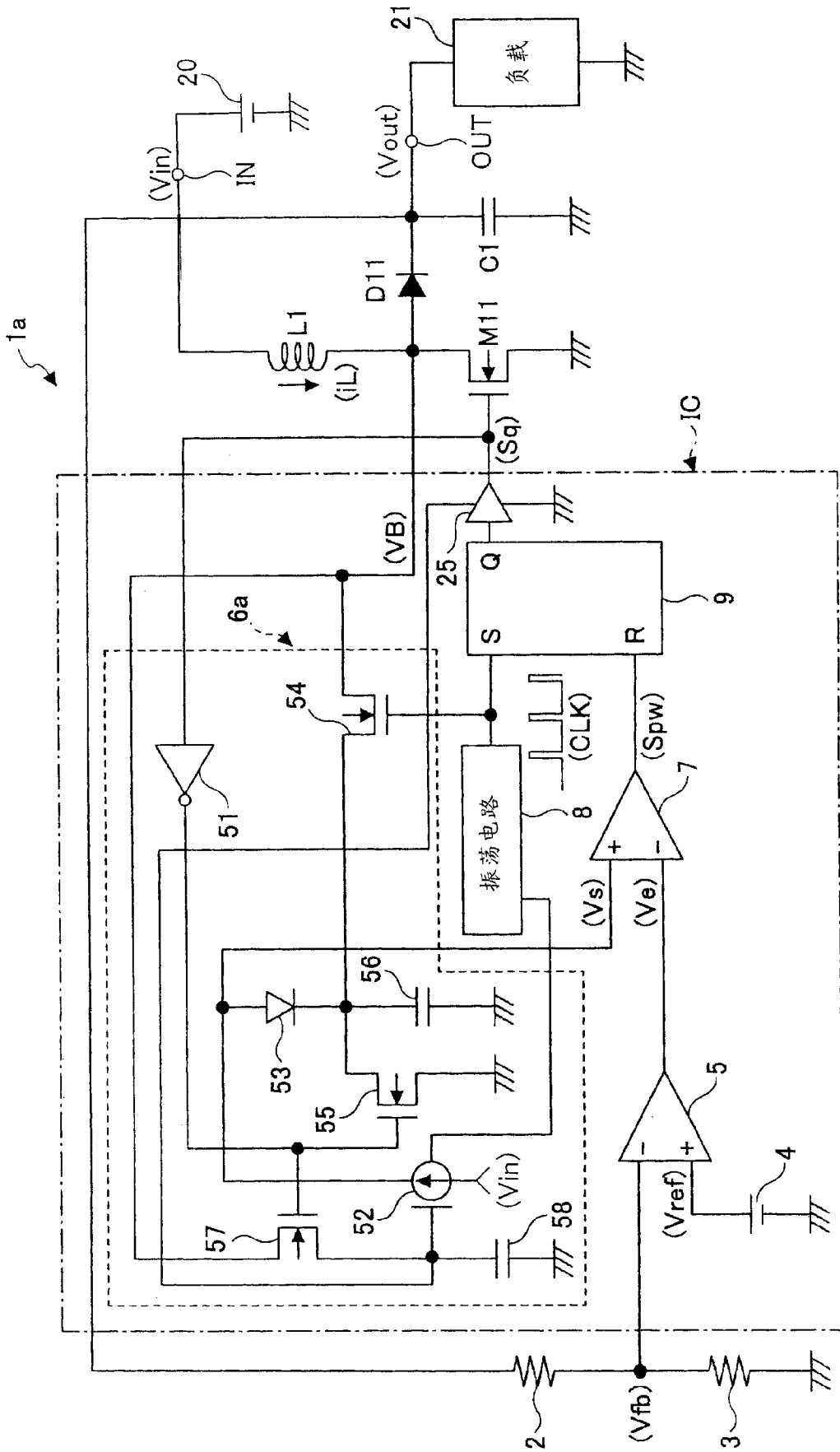


图 5

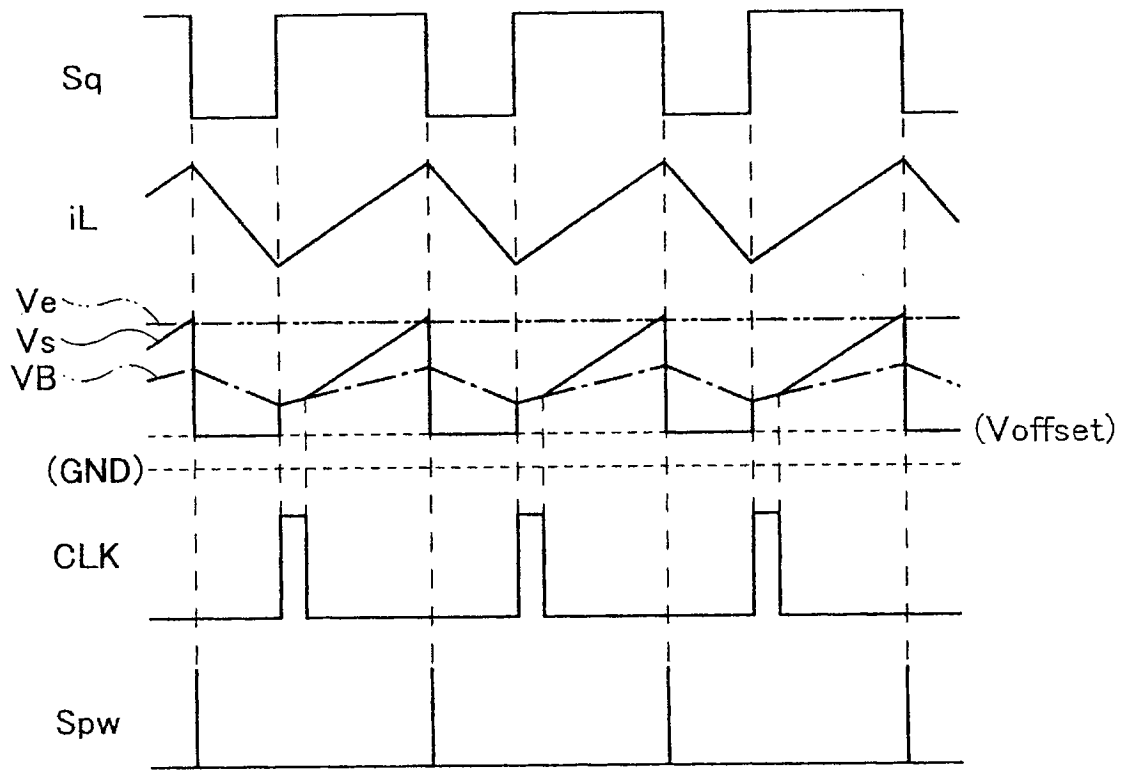


图 6

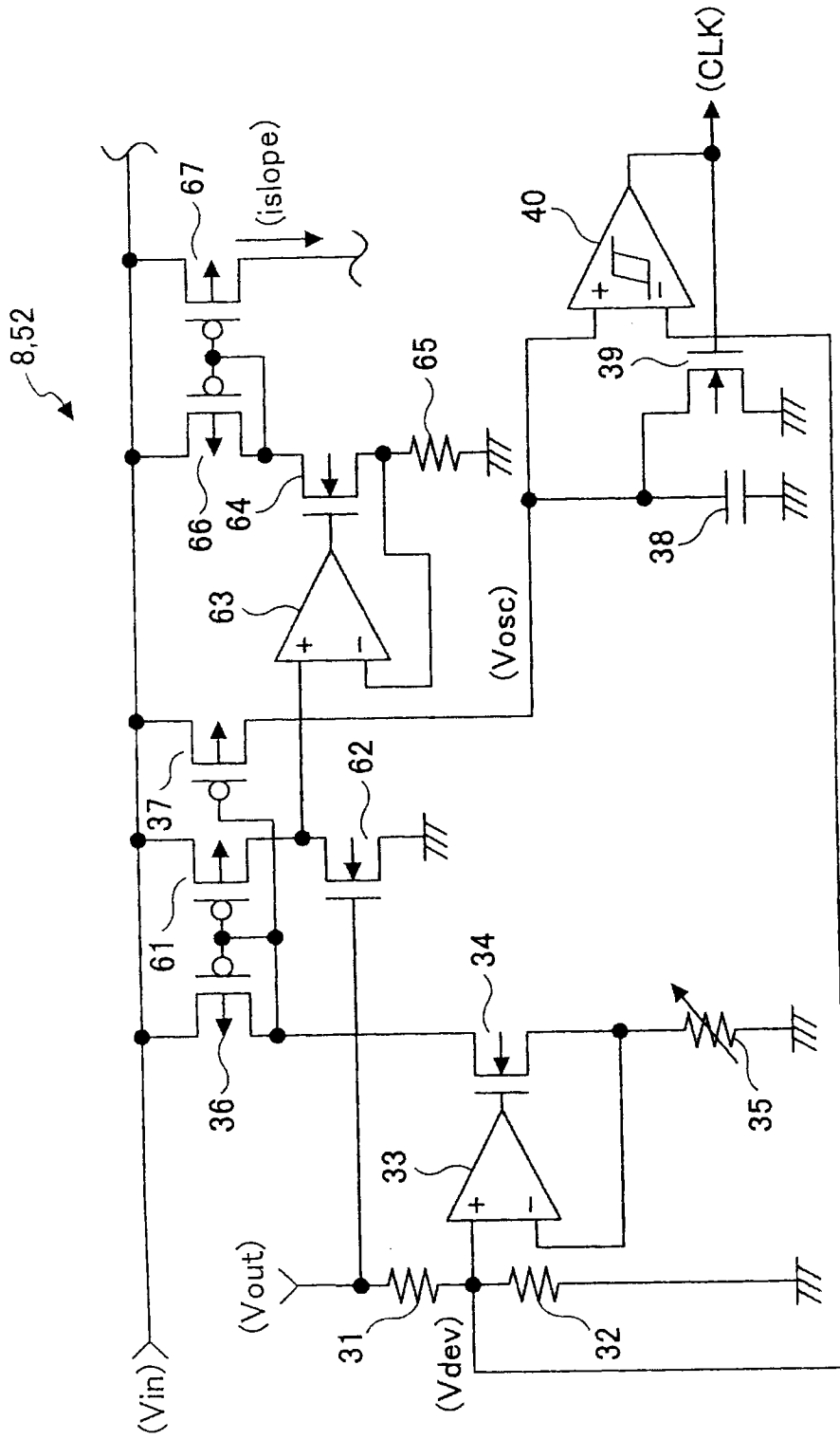


图 7

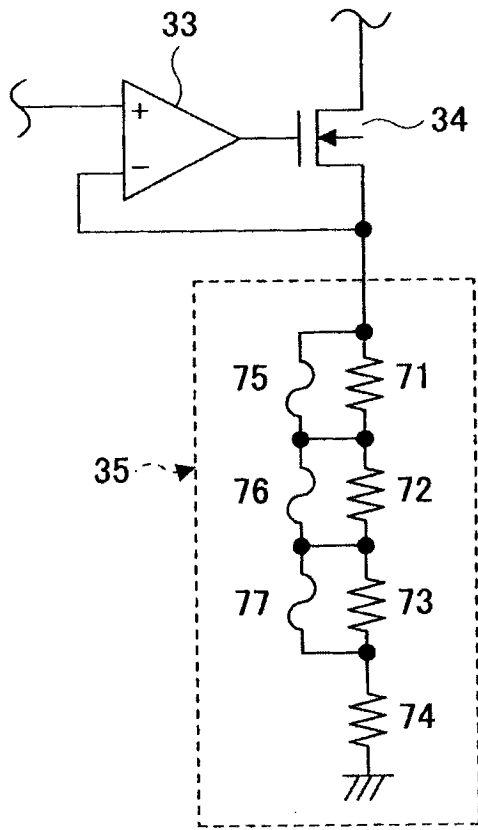


图 8

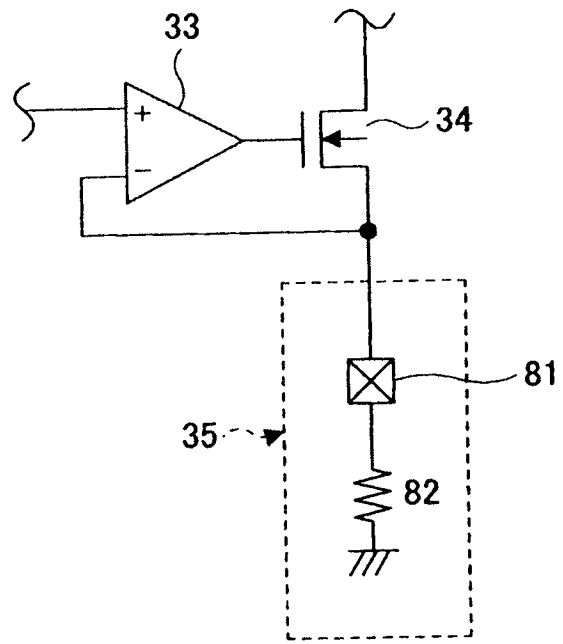


图 9

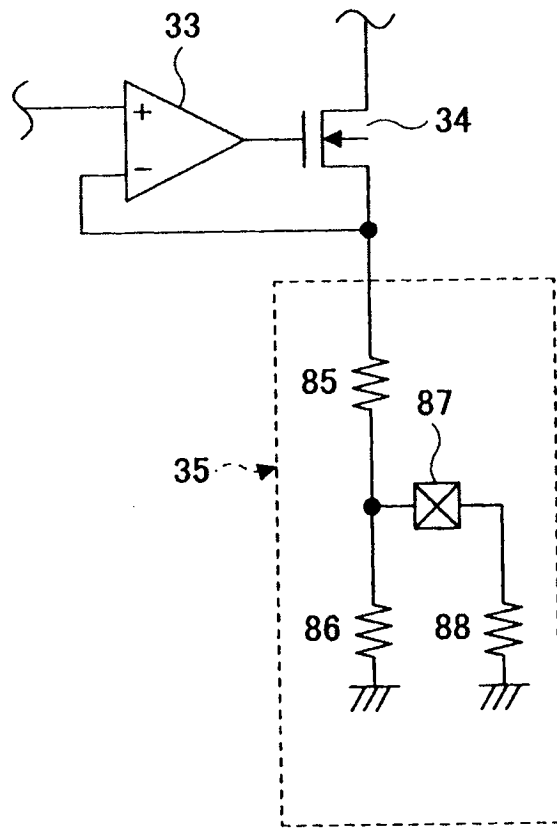


图 10