

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.



[12] 发明专利申请公布说明书

H02M 3/10 (2006.01)
H02M 3/156 (2006.01)
H02M 3/157 (2006.01)
G09G 3/32 (2006.01)

[21] 申请号 200810145430.7

[43] 公开日 2009年2月11日

[11] 公开号 CN 101364768A

[22] 申请日 2008.8.5

[21] 申请号 200810145430.7

[30] 优先权

[32] 2007.8.6 [33] JP [31] 2007-203851

[71] 申请人 罗姆股份有限公司

地址 日本京都府

[72] 发明人 大参昌贵

[74] 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司

代理人 李贵亮

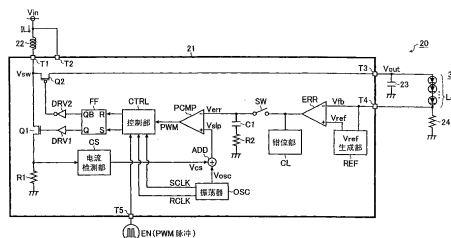
权利要求书4页 说明书15页 附图12页

[54] 发明名称

电源装置以及备有此电源装置的电子仪器

[57] 摘要

本发明涉及一种电源装置，其构成为备有：误差放大器，其将对应于输出电压的反馈电压与规定的参考电压之间的差分进行放大而生成误差电压；输出部，其以降低所述误差电压的方式从输入电压生成所希望的输出电压；和钳位部，其在所述电源装置的启动之后，在规定的期间中，将所述误差电压的上限值设定为比正常时要小的值，所述输入电压越低就设定越高，相反地，所述输入电压越高就设定越低。



1. 一种电源装置，备有：

误差放大器，其将对应于输出电压的反馈电压与规定的参考电压之间的差分进行放大而生成误差电压；

输出部，其以降低所述误差电压的方式从输入电压生成所希望的输出电压；和

钳位部，其在所述电源装置的启动之后，在规定的期间中，将所述误差电压的上限值，设定为比正常时要小的值，所述输入电压越低就设定越高，相反地，所述输入电压越高就设定越低。

2. 根据权利要求1所述的电源装置，其特征在于，

所述钳位部，在经过了所述规定的期间之后，使所述误差电压的上限值缓慢上升到正常时的值为止。

3. 根据权利要求1所述的电源装置，其特征在于，还备有：

参考电压生成部，其在所述电源装置的启动之后，使所述参考电压缓慢上升到规定的目标值为止。

4. 根据权利要求3所述的电源装置，其特征在于，

所述参考电压生成部，在所述电源装置被停止的期间，使所述参考电压与所述反馈电压相一致。

5. 根据权利要求3所述的电源装置，其特征在于，

所述规定的期间是所述参考电压到达所述规定的阈值之前的期间。

6. 根据权利要求1所述的电源装置，其特征在于，还备有：

前值保持部，其在所述电源装置被停止的期间，保持即将停止之前的误差电压。

7. 根据权利要求6所述的电源装置，其特征在于，

所述前值保持部是一种开关，其连接于所述误差放大器的输出端与相位补偿电路之间，并在所述电源装置的动作中设为接通，在停止中设为断开。

8. 根据权利要求1所述的电源装置，其特征在于，

所述输出部，包含：

输出晶体管,其根据它的导通/截止控制从所述输入电压生成所述输出电压;

PWM 比较器,其通过将所述误差电压与规定的倾斜电压进行比较,生成与其比较结果相应的占空比的比较信号;和

控制部,其利用所述比较信号进行所述输出晶体管的导通/截止控制。

9. 根据权利要求 8 所述的电源装置,其特征在于,

所述输出部,还包含:

线圈,其一端连接于所述输入电压的施加端,另一端连接于所述输出晶体管的一端;

同步整流元件,其一端连接于所述输出晶体管的一端,另一端连接于所述输出电压的引出端;和

电容器,其一端连接于所述输出电压的引出端,另一端连接于基准电压的施加端,

其中,所述输出部将所述输入电压进行升压而生成所述输出电压。

10. 一种电子仪器,备有:

电池,其作为仪器的电源;

电源装置,其将来自所述电池的输入电压转变成希望的输出电压;和

负载,其利用所述输出电压进行驱动,

其中,所述电源装置,包含:

误差放大器,其将对应于所述输出电压的反馈电压与规定的参考电压之间的差分进行放大而生成误差电压;

输出部,其以降低所述误差电压的方式从所述输入电压生成所述输出电压;和

钳位部,其在所述电源装置的启动之后,在规定的期间中,将所述误差电压的上限值,设定为比正常时要小的值,所述输入电压越低就设定越高,相反地,所述输入电压越高就设定越低。

11. 根据权利要求 10 所述的电子仪器,其特征在于,

所述钳位部,在经过了所述规定的期间之后,使所述误差电压的上限值缓慢上升到正常时的值为止。

12. 根据权利要求 10 所述的电子仪器,其特征在于,

所述电源装置，还包含：

参考电压生成部，其在所述电源装置的启动之后，使所述参考电压缓慢上升到规定的目标值为止。

13. 根据权利要求 12 所述的电子仪器，其特征在于，
所述参考电压生成部，在所述电源装置被停止的期间，使所述参考电压与所述反馈电压相一致。

14. 根据权利要求 12 所述的电子仪器，其特征在于，
所述规定的期间是所述参考电压到达所述规定的阈值之前的期间。

15. 根据权利要求 10 所述的电子仪器，其特征在于，
所述电源装置，还包含：
前值保持部，其在所述电源装置被停止的期间，保持即将停止之前的误差电压。

16. 根据权利要求 15 所述的电子仪器，其特征在于，
所述前值保持部是一种开关，其连接于所述误差放大器的输出端与相位补偿电路之间，并在所述电源装置的动作中设为接通，在停止中设为断开。

17. 根据权利要求 10 所述的电子仪器，其特征在于，
所述输出部，包含：
输出晶体管，其根据它的导通/截止控制从所述输入电压生成所述输出电压；

PWM 比较器，其通过将所述误差电压与规定的倾斜电压进行比较，生成与其比较结果相应的占空比的比较信号；和

控制部，其利用所述比较信号进行所述输出晶体管的导通/截止控制。

18. 根据权利要求 17 所述的电子仪器，其特征在于，
所述输出部，还包含：
线圈，其一端连接于所述输入电压的施加端，另一端连接于所述输出晶体管的一端；

同步整流元件，其一端连接于所述输出晶体管的一端，另一端连接于所述输出电压的引出端；和

电容器，其一端连接于所述输出电压的引出端，另一端连接于基准电

压的施加端，

其中，所述输出部将所述输入电压进行升压而生成所述输出电压。

19. 根据权利要求 10 所述的电子仪器，其特征在于，
所述负载是发光二极管或发光二极管列。

电源装置以及备有此电源装置的电子仪器

技术领域

本发明涉及一种从输入电压生成所希望的输出电压的电源装置,以及备有此电源装置的电子仪器。

背景技术

据以往,在热消耗少且输入输出差大的情况下,作为高效稳定的电源单元的一种,开关调节器被广泛地得以应用,这种开关调节器通过由输出晶体管的导通/截止控制(占空比(duty)控制)来对能量储存元件(电容器或线圈等)进行驱动,从而从输入电压生成所希望的输出电压。

现有的一般开关调节器的构成为具有一种误差放大器,该误差放大器将根据输出电压 V_{out} 进行变动的反馈电压与规定的参考电压 V_{ref} 之间的电压差进行放大,利用该误差放大器的输出信号(误差电压 V_{err})进行输出晶体管的导通/截止控制。更具体而言,这种开关调节器的构成为生成 PWM (Pulse Width Modulation) 信号,该 PWM 信号是对应于上述的误差电压 V_{err} 与规定的倾斜(slope)电压 V_{slp} (三角波或锯齿(ramp)波)的比较结果的占空比的 PWM 信号,利用该 PWM 信号来控制输出晶体管的导通/截止。

另外,上述现有的开关调节器作为防止启动时的突入电流的单元,其构成为备有软启动电路。更具体而言,上述软启动电路的构成为根据使能信号 EN (动作允许信号) 的上升,生成开始平稳上升的软启动电压 V_{ss} , PWM 比较器通过将误差电压 V_{err} 及软启动电压 V_{ss} 中的任一个较低的电压与倾斜电压 V_{slp} 进行比较,生成相应于此比较结果的占空比的 PWM 信号。

并且,由本申请的申请人可举出特开平 7-336999 号公报(以下,称为专利文献 1)作为涉及上述现有技术的一个示例。

的确,若具有上述现有的开关调节器,则可利用软启动电路来防止启

动时的突入电流。

然而，在上述现有的开关调节器中，由于是通过逐渐升高输出晶体管的导通占空比来抑制线圈电流 I_L 的，所以在取得了对启动时的突入电流进行抑制的反面，输出电压 V_{out} 的上升变慢而降低了输出反馈控制的响应速度。

尤其，通过对使能信号进行 PWM (Pulse Width Modulation) 驱动，在进行 LED (Light Emitting Diode) 的亮度调节 (LED 电流的平均值调节) 的 LED 驱动器中，随着上述的输出反馈控制的响应速度的降低，使亮度的调节精度降低。

并且，若解除软启动，虽然可改善输出反馈控制的响应速度，但是如图 12 中的符号 (X) 所示，由于在每个使能信号 EN 的上升沿，在线圈电流 I_L 中都产生突入电流，所以有可能导致对线圈或输出晶体管的破坏。

另外，在这种响应速度的改善方法中，如图 12 中的符号 (Y) 所示，反馈电压 V_{fb} 的上升速度很大程度上依存于输入电压 V_{in} 的电压变动 (图中的实线表示在输入电压 V_{in} 为高时的举动，图中的虚线表示在输入电压 V_{in} 为低时的举动)。

尤其，在上述的 LED 驱动器中，在使能信号 EN 的低占空比时 (低亮度设定时)，由于反馈电压 V_{fb} 的上升速度依存于输入电压 V_{in} 的电压变动而产生大的波动，所以在 LED 电流 ($=V_{fb}/R$) 中产生不稳。此电流的不稳有可能作为闪烁被用户察觉。

并且，在反馈电压 V_{fb} 的上升速度中产生输入电压依存性的原因是由于与输入电压 V_{in} 的变动相反，线圈电流 I_L 的极限值 I_{Lmax} 为恒定，所以开关调节器的输入电功率 ($=I_{Lmax} \times V_{in}$) 根据输入电压 V_{in} 而变动，随之输出电压 V_{out} (延伸而言，为反馈电压 V_{fb}) 的上升速度发生变动。

发明内容

本发明针对上述问题，其目的在于提供一种电源装置以及备有此电源装置的电子仪器，其实现没有输入电压依存性且响应性优良的输出反馈控制，并且可抑制启动时的突入电流。

为了实现上述目的，本发明的电源装置的构成为备有：误差放大器，

其将对应于输出电压的反馈电压与规定的参考电压之间的差分进行放大而生成误差电压；输出部，其以降低所述误差电压的方式从输入电压生成所希望的输出电压；和钳位部，其在所述电源装置的启动之后，在规定的期间中，将所述误差电压的上限值，设定为比正常时要小的值，所述输入电压越低就设定越高，相反地，所述输入电压越高就设定越低。

并且，以下利用后续的最佳实施方式的详细说明及与此相关的附图，对本发明的其他特征、要素、步骤、优点以及特性作进一步的阐明。

附图说明

图 1 是表示本发明的手机终端的一实施方式的框图。

图 2 是表示 DC/DC 转换器 20 的一个构成示例的电路图。

图 3 是用于说明 DC/DC 转换器 20 的输出反馈控制的时序图。

图 4 是表示参考电压生成部 REF 的一个构成示例的电路图。

图 5 是对在启动时的参考电压 V_{ref} 、反馈电压 V_{fb} 以及误差电压 V_{err} 的举动进行表示的时序图。

图 6 是用于说明通过开关 SW_b 进行误差放大器 ERR 的输入短路动作的时序图。

图 7 是表示钳位部 CL 的一个构成示例的电路图。

图 8 是用于对启动时的误差电压 V_{err} 的钳位动作进行说明的时序图。

图 9 是用于说明通过开关 SW 进行误差电压 V_{err} 的前值保持动作的时序图。

图 10 是对在使能信号 EN 的 PWM 驱动时的输出电压 V_{out} 、反馈电压 V_{fb} 、线圈电流 I_L 、误差电压 V_{err} 以及钳位电压 V_{cl} 的举动进行表示的时序图。

图 11 是对使能信号 EN 的占空比与反馈电压 V_{fb} 之间的相关关系进行表示的图。

图 12 是用于说明在非软启动时的现有课题的图。

具体实施方式

以下，将以一种 DC/DC 转换器为适用于本发明的情况作为示例来进

行说明，该 DC/DC 转换器装载于手机终端之中，将来自电池的输入电压进行转换而生成终端各部（例如，对 TFT（Thin Film Transistor）液晶面板进行背面照射的背光（backlight））的驱动电压。

图 1 是对本发明的手机终端的一实施方式进行表示的框图（尤其是 TFT 液晶面板的电源系统部分）。如此图所示，本实施方式的手手机终端的构成为备有：电池 10，其作为装置电源；DC/DC 转换器 20，其为电池 10 的输出转换单元；和 TFT 液晶面板 30，其作为手机终端的显示单元。并且，虽未在此图中明示，但是，本实施方式的手手机终端除了上述构成要素之外，作为实现其本质功能（通信功能等）的单元，当然还备有：收发电路部；音箱部；话筒部；操作部；和存储器部等。

DC/DC 转换器 20 从由电池 10 施加的输入电压 V_{in} 生成一定的输出电压 V_{out} ，并将该输出电压 V_{out} 供给 TFT 液晶面板 30（尤其是其背光）。

图 2 是表示 DC/DC 转换器 20 的一个构成示例的电路图（其中一部分包含方框）。如此图所示，本实施方式的 DC/DC 转换器 20 为一种升压型开关调节器（斩波型调节器），其除了备有开关电源 IC 21 之外，还备有外接的线圈 22、电容器 23 以及电阻 24，并且作为构成 TFT 液晶面板 30 的背光的发光二极管列（在以下，称为 LED（Light Emitting Diode）列）的驱动电压，其是用于供给输出电压 V_{out} 的单元。

开关电源 IC21 的构成为除了备有 N 沟道型电场效应晶体管 Q1、P 沟道型电场效应晶体管 Q2、电容器 C1、电阻 R1 及电阻 R2、驱动器 DRV1 及驱动器 DRV2、复位优先型的 RS 触发器（flip-flop）FF、电流检测部 CS、控制部 CTRL、PWM 比较器 PCMP、振荡器 OSC、加法器 ADD、开关 SW、钳位部 CL、误差放大器 ERR、和参考电压生成部 REF 之外，还备有作为与外部进行电连接的连接单元的外部端子 T1~T5。并且，在开关电源 IC21 中，除了上述的电路块之外，也可适当装入其他的保护电路块（热断路（thermal shut-down）电路及过电压保护电路、短路保护电路等）。

晶体管 Q1 的漏极与外部端子 T1（开关端子）相连接。晶体管 Q1 的源极通过电阻 R1 与接地端相连接，并且还和电流检测部 CS 的输入端相

连接。晶体管 Q2 的漏极与外部端子 T1 相连接。晶体管 Q2 的源极与外部端子 T3（输出端子）相连接。

加法器 ADD 的一个输入端与电流检测部 CS 的输出端（检测电压输出端）相连接，另一输入端与振荡器 OSC 的第一输出端（三角波电压输出端）相连接。

PWM 比较器 PCMP 的正相输入端（+）与加法器 ADD 的输出端（倾斜电压输出端）相连接。PWM 比较器 PCMP 的反相输入端（-）通过开关 SW 与误差放大器 ERR 的输出端相连接，并且还通过电容器 C1 和电阻 R2 与接地端相连接。

误差放大器 ERR 的反相输入端（-）与外部端子 T4（反馈输入端子）相连接。误差放大器 ERR 的正相输入端（+）与参考电压生成部 REF 的输出端（参考电压输出端）相连接。并且，在误差放大器 ERR 的输出端上连接了钳位部 CL。

在控制部 CTRL 中输入有各种信号：来自 PWM 比较器 PCMP 的比较信号 PWM；来自振荡器 OSC 的置位时钟信号 SCLK 以及复位时钟信号 RCLK；和来自外部端子 T5 的使能信号 EN。

RS 触发器 FF 的置位输入端（S）与控制部 CTRL 的置位信号输出端相连接。RS 触发器 FF 的复位输入端（R）与控制部 CTRL 的复位信号输出端相连接。RS 触发器 FF 的输出端（Q）通过驱动器 DRV1 与晶体管 Q1 的栅极相连接。RS 触发器 FF 的反相输出端（QB）通过驱动器 DRV2（反相器）与晶体管 Q2 的栅极相连接。

此外，在开关电源 IC21 的外部，外部端子 T1（开关端子）通过线圈 22 与电池 10 的输出端（输入电压 V_{in} 的施加端）相连接。外部端子 T2（输入端子）直接与电池 10 的输出端相连接。外部端子 T3（输出端子）通过电容器 23 与接地端相连接，并且作为输出电压 V_{out} 的引出端，还与构成 TFT 液晶面板 30 的背后灯的 LED 列的阳极（anode）相连接。LED 列的阴极（cathode）通过电阻 24 与接地端相连接，并且还与开关电源 IC21 的外部端子 T4（反馈输入端子）相连接。外部端子 T5（使能端子）与使能信号 EN（PWM 脉冲信号）的施加端相连接。

对由上述构成所构成的 DC/DC 转换器 20 的基本动作（直流/直流转

换动作)进行详细说明。

在开关电源 IC21 中,晶体管 Q1 是根据驱动器 DRV1 的输出信号(输出信号 Q)被导通/截止控制的输出晶体管,晶体管 Q2 是根据驱动器 DRV2 的输出信号(反相输出信号 QB 的反相信号)被导通/截止控制的同步整流晶体管。RS 触发器 FF 是在将输入电压 V_{in} 进行升压而得到输出电压 V_{out} 时,对晶体管 Q1 和 Q2 互补地进行开关控制的单元。

并且,在本说明书中所使用的所谓“互补地”的用语,是指除了包含晶体管 Q1 和 Q2 的导通/截止完全颠倒的情况之外,还包含从防止贯通电流的观点看,在晶体管 Q1 和 Q2 的导通/截止过渡时刻赋予规定的延迟的情况。

若晶体管 Q1 为导通状态,则在线圈 22 中流动通过晶体管 Q1 流向接地端的电流 I_L ,并储存其电能量。而且,在晶体管 Q1 的导通期间,在电容器 23 已经储存了电荷的情况下,成为在 LED 列中流过来自电容器 23 的电流。此时,由于作为同步整流元件的晶体管 Q2 针对晶体管 Q1 的导通状态而互补地成为截止状态,所以不会有从电容器 23 向晶体管 Q1 而流入电流的情况。

另一方面,若晶体管 Q1 为截止状态,则通过线圈中产生的反向电压,释放其中所储存的电能量。此时,由于晶体管 Q2 针对晶体管 Q1 的截止状态互补地成为导通状态,从线圈 22 经晶体管 Q2 流过的电流流入作为负载的 LED 列,且通过电容器 23 也流入接地端,并形成对电容器 23 进行充电。通过反复进行上述的动作,在作为负载的 LED 列中将供给由电容器 23 进行平滑后的直流输出。

如此,本实施方式的开关电源 IC21 作为斩波型升压电路的一个构成要素发挥功能,该斩波型升压电路通过由晶体管 Q1 和 Q2 的导通/截止控制对作为能量储存元件的线圈 22 进行驱动,将输入电压 V_{in} 进行升压而生成输出电压 V_{out} 。

并且,在本实施方式的开关电源 IC21 中,控制部 CTRL 的构成为:为了实现 LED 列的 PWM 亮度调节,根据使能信号 EN(升压动作允许信号)的逻辑电平(高电平/低电平),来控制升压动作的可否(所谓采用了电功率控制型的 PWM 亮度调节方式的构成)。具体而言,其构成为:在

使能信号 EN 为高电平时允许升压动作，在使能信号 EN 为低电平时禁止升压动作。此外，虽在图 2 中未进行明示，但使能信号 EN 也被输入到包含于开关电源 IC21 的其他电路部，并根据使能信号 EN 来控制各个动作的可否。

其次，参照图 3 对由上述构成所构成的 DC/DC 转换器 20 的输出反馈控制进行详细说明。

图 3 是用于说明 DC/DC 转换器 20 的输出反馈控制的时序图。

在开关电源 IC21 中，误差放大器 ERR 将从电阻 24 的一端引出的反馈电压 V_{fb} （相当于输出电压 V_{out} 的实际值）与经参考电压生成部 REF 所生成的参考电压 V_{ref} （相当于输出电压 V_{out} 的目标设定值）之间的差分进行放大而生成误差电压 V_{err} 。即，误差电压 V_{err} 的电压电平为输出电压 V_{out} 比其目标设定值还低的高电平。

另一方面，PWM 比较器 PCMP 将在反相输入端（-）上所施加的误差电压 V_{err} 与在正相输入端（+）上所施加的倾斜电压 V_{slp} 进行比较，并根据其结果生成逻辑的比较信号 PWM。即，比较信号 PWM 的逻辑是：若误差电压 V_{err} 比倾斜电压 V_{slp} 高则为低电平，相反，若误差电压 V_{err} 比倾斜电压 V_{slp} 低则为高电平。

而且，上述的倾斜电压 V_{slp} 是加法器 ADD 的输出电压，该加法器 ADD 将由经振荡器 OSC 所生成的基准三角波电压 V_{osc} （三角波或锯齿波）与由电流检测部 CS 所生成的检测电压 V_{cs} （与线圈电流 I_L 相应的电压信号）进行相加。

控制部 CTRL 对 RS 触发器 FF 的置位输入端（S）输出从振荡器 OSC 所输入的置位时钟信号 SCLK，并对复位输入端（R）输出从 PWM 比较器 PCMP 所输入的比较信号 PWM。

由此，RS 触发器 FF 以在置位时钟信号 SCLK 的上升沿上将输出信号 Q 作为高电平（将反相输出信号 QB 作为低电平），并在比较信号 PWM 的上升沿上将输出信号 Q 作为低电平（将反相输出信号 QB 作为高电平）的方式进行动作。

其结果，在从置位时钟信号 SCLK 上升到高电平开始到比较信号 PWM 上升到高电平为止的期间，晶体管 Q1 和 Q2 的栅极电压保持为高

电平。因此，晶体管 Q1 变为导通状态，而晶体管 Q2 变为截止状态。另一方面，在从比较信号 PWM 上升到高电平开始到下一个置位时钟信号 SCLK 上升为止的期间，晶体管 Q1 和 Q2 的栅极电压保持为低电平。因此，晶体管 Q1 变为截止状态，而晶体管 Q2 变为导通状态。

即，DC/DC 转换器 20 的导通占空比（单位期间 T 中所占有的晶体管 Q1 的导通期间 T_{on} 的比率）的形式为：根据从置位时钟信号 SCKL 上升到高电平开始到比较信号 PWM 上升到高电平为止的期间，延伸而言，根据误差电压 V_{err} 与倾斜电压 V_{slp} 之间的高低，逐次进行变动。

如此，在峰值电流模式控制方式的 DC/DC 转换器 20 中，不仅基于输出电压 V_{out} 的监视结果，而且基于晶体管 Q1 中所流过的线圈电流 I_L 的监视结果，来进行晶体管 Q1 和 Q2 的导通/截止控制。

因此，若为本实施方式的 DC/DC 转换器 20，则由于即使误差电压 V_{err} 无法跟随急速的负载变动，也可根据在晶体管 Q1 中所流过的线圈电流 I_L 的监视结果对晶体管 Q1 和 Q2 进行直接导通/截止控制，所以能够有效地抑制输出电压 V_{out} 的变动。即，若为本实施方式的 DC/DC 转换器 20，则由于不需要将电容器 23 进行大容量化，所以能够避免不必要的花费及电容器 23 的大型化。

此外，本实施方式的 DC/DC 转换器 20 备用一种功能（占空比锁定功能），该功能为：针对单位期间 T 利用滞后上升的复位时钟信号 RCLK（例如，占空比 5[%]），在晶体管 Q1 的导通期间 T_{on} 中设定规定的上限值 $T_{on(max)}$ ，并实施 DC/DC 转换器 20 的占空比限制（例如，最大占空比 95[%]）。

具体而言，在开关电源 IC21 中，在由于某种理由使比较信号 PWM 无法向高电平上升时，控制部 CTRL 利用复位时钟信号 RCLK，对 RS 触发器 FF 进行强制复位。即，RS 触发器 FF 以在置位时钟信号 SCLK 的上升沿上将输出信号 Q 作为高电平（将反相输出信号 QB 作为低电平）、在复位时钟信号 RCLK 的上升沿上将输出信号 Q 作为低电平（将反相输出信号 QB 作为高电平）的方式进行动作。因此，DC/DC 转换器 20 的导通占空比只能提升到对应于复位时钟信号 RCLK 的上限值为止。

通过进行这种构成，由于即使在 DC/DC 转换器 20 中发生了某种异常

时也不会使其导通占空比上升到意想不到的过大值,所以可以提高仪器的安全性。

其次,对参考电压生成部 REF 的构成及动作进行详细说明。

图 4 是表示参考电压生成部 REF 的一个构成示例的电路图。

如此图所示,参考电压生成部 REF 的构成为备有:电容器 Ca;电阻 Ra、Rb、Rc;和开关 SWa、SWb。

电容器 Ca 的一端与误差放大器 ERR 的正相输入端 (+) 相连接。电容器 Ca 的另一端与接地端相连接。开关 SWa 和 SWb 的一端都与误差放大器 ERR 的正相输入端 (+) 相连接。开关 SWa 的另一端与电阻 Ra 的一端相连接。开关 SWb 的另一端与误差放大器 ERR 的反相输入端 (-) 相连接。电阻 Ra 的另一端通过电阻 Rb 与带隙 (band gap) 电压 BG (不具有输入电压依存性及周围温度依存性的恒定电压) 的施加端相连接,并且还通过电阻 Rc 与接地端相连接。

开关 SWa 在使能信号 EN 为高电平期间,根据规定的时钟信号进行导通/截止控制。此时,在由电容器 Ca 和电阻 Ra 所构成的 CR 时间常数电路中,只有在开关 SWa 为导通时,才施加带隙电压 BG 的分压电压 (从电阻 Rb 与电阻 Rc 之间的接点引出的电压)。另一方面,在使能信号 EN 为低电平时,开关 SWa 为截止。

此外,开关 SWb 在使能信号 EN 为高电平的期间为截止,在低电平的期间为导通。

因此,在使能信号 EN 上升到高电平时,误差放大器 ERR 的正相输入端 (+) 所施加的参考电压 Vref 按照具有规定的时间常数而缓慢上升,并以使反馈电压 Vfb 与其相一致的方式进行规定的输出反馈控制。

图 5 是对在使能信号 EN 的上升时的参考电压 Vref (实线)、反馈电压 Vfb (虚线)、以及误差电压 Verr 的举动进行表示的时序图。

如此图所示,在时刻 t1 的使能信号 EN 的上升之后,反馈电压 Vfb 不依存于输入电功率的大小,在时刻 t2,迅速与参考电压 Vref 相交差,误差放大器 ERR 以维持此状态的方式进行动作。因此,对于时刻 t2 之后,不需要下述的误差电压 Verr 的钳位调节 (过电流极限调节),以限制为参考电压 Vref 的缓慢上升的形式,不使反馈电压 Vfb 过冲击而能平滑地上

升。

即，若为本实施方式的 DC/DC 转换器 20，则与利用软启动电压来抑制比较信号 PWM 的导通占空比的以往构成不同，可以消除反馈电压 Vfb 的输入电压依次性。

而且，在如图 4 所示的参考电压生成部 REF 中，只在开关 SWa 为导通时对电容器 Ca 进行充电。通过这种构成，由于不使电容器 Ca 的电容值及电阻 Ra 的电阻值增大、而利用降低开关 SWa 的导通占空比、就可对表观上的 CR 时间常数进行增大设定，所以能够缩小芯片尺寸。

在此，作为在开关 SWa 的导通/截止控制中所使用的时钟信号，可沿用上述的导通占空比 5[%]的复位时钟信号 RCLK。通过这种构成，由于不再需要新设置另外的时钟信号，所以可以对电路规模的缩小做出贡献。

其次，参照图 6 对通过开关 SWb 进行误差放大器 ERR 的输入短路动作进行详细说明。

图 6 是用于说明通过开关 SWb 进行误差放大器 ERR 的输入短路动作的时序图，其表示了使能信号 EN、参考电压 Vref 以及反馈电压 Vfb 的各电压波形、和开关 SWa、SWb 的各导通/截止状态。

而且，参考电压 Vref 与反馈电压 Vfb，由于在使能信号 EN 的高电平时通过输出反馈控制而使它们相互一致，在使能信号 EN 的低电平时通过开关 SWb 而使它们相互一致，所以在图 6 中，以一根实线对两电压进行了表示。

使能信号 EN 从高电平下降为低电平时，反馈电压 Vfb 以与输出电压 Vout 同样的举动下降。此时，当使能信号 EN 的导通占空比大时，在反馈电压 Vfb 并未完全降低到低电平的期间，下一周期的导通期间到来，反馈电压 Vfb 将再次转为上升的形式。

在可产生这种状态中，假如，当采用了根据使能信号 EN 的低电平移动而使参考电压 Vref 降为低电平的构成（将电容器 Ca 进行放电的构成）时，使能信号 EN 的导通占空比变小，在下一周期的导通期间到来的时刻，如图 6 中的符号 (Z1) 所示，若反馈电压 Vfb 降到了低电平，则参考电压 Vref（虚线）与反馈电压 Vfb（实线）由于都从低电平开始再次上升，所以虽然不会发生特别的问题，但是使能信号 En 的导通占空比变大，如

图 6 中的符号 (Z2) 所示, 在反馈电压 V_{fb} 未完全降到零值的期间, 在下一周期的导通期间已经到来的情况下, 反馈电压 V_{fb} (实线) 将比参考电压 V_{ref} (虚线) 高, 陷入无法进行升压动作的状态。

在此, 图 4 所示的参考电压生成部 REF 的构成为在使能信息 EN 的低电平期间中, 通过将开关 SW_b 为导通而使参考电压 V_{ref} 与反馈电压 V_{fb} 相一致 (换言之, 其构成为当使能信号 EN 从低电平再次返回高电平时, 将此时此刻的反馈电压 V_{fb} 作为参考电压 V_{ref} 的初始值来进行设定, 由此以规定的时间常数将参考电压 V_{ref} 上升)。

通过如此的构成, 能够不依存于使能信号 EN 的导通占空比, 回避参考电压 V_{ref} 与反馈电压 V_{fb} 相背离, 并能够适宜地继续输出反馈控制。

下面, 对钳位部 CL 的构成及动作进行详细说明。

图 7 是表示钳位部 CL 的一个构成示例的电路图。

如此图所示, 钳位部 CL 的构成为备有: N 沟道型电场效应晶体管 NA 、 NB ; P 沟道型电场效应晶体管 PA ; 电容器 CA ; 电阻 RA 、 RB 、 RC 、 RD 、 RE 、 RF ; 开关 SW_A 、 SW_B 、 SW_C ; 和缓冲器 BUF 。

电阻 RA 、 RB 、 RC 在偏置电压 (例如 $1.2[V]$) 的施加端与接地端之间以图示的顺序被串联连接。电阻 RA 与电阻 RB 的接点通过开关 SW_C 以及电阻 RD 与缓冲器 BUF 的正相输入端 (+) 相连接。电阻 RB 与 RC 的接点通过开关 SW_B 与缓冲器 BUF 的正相输入端 (+) 相连接。缓冲器 BUF 的输出端与误差放大器 ERR 的输出端相连接, 并且与缓冲器 BUF 的反相输入端 (-) 相连接。电容器 CA 的一端与缓冲器 BUF 的正相输入端 (+) 相连接。电容器 CA 的另一端与接地端相连接。而且, 由上述构成要素形成钳位电压设定电路 $CL1$ 。

晶体管 PA 的源极通过电阻 RF 与输入电压 V_{in} 的施加端相连接。晶体管 PA 的栅极与偏置电压的施加端相连接。晶体管 PA 的漏极与晶体管 NA 的漏极相连接。晶体管 NA 的源极与接地端相连接。晶体管 NA 、 NB 的栅极相互连接, 且其接点与晶体管 NA 的漏极相连接。晶体管 NB 的源极与接地端相连接。晶体管 NB 的漏极通过开关 SW_A 以及电阻 RE 与电阻 RB 和电阻 RC 的接点相连接。并且, 由上述的构成要素形成输入电压调节调节电路 $CL2$ 。

图 8 是用于对启动时的误差电压 V_{err} 的钳位动作进行说明的时序图，其表示了：使能信号 EN、参考电压 V_{ref} （实线）、反馈电压 V_{fb} （虚线）、误差电压 V_{err} （实线）以及钳位电压 V_{cl} （虚线）的各电压波形；和开关 SWA、SWB、SWC 的各导通/截止状态。

在时刻 t_1 ，若使能信号 EN 上升到高电平，则开关 SWA 和 SWB 为导通，开关 SWC 为截止。此时，电容器 CA 由经开关 SWB 流过的电流 i_6 （从由偏置电压 BIAS 的施加端经电阻 RA、RB 流过的电流 i_3 中减去通过电阻 RE、开关 SWA 以及晶体管 NB 流到接地端的电流 i_2 和通过电阻 RC 流到接地端的电流 i_4 的电流）进行充电。然后，通过从电容器 CA 的一端引出的钳位电压 V_{cl} 对误差电压 V_{err} 的上限值进行设定。

并且，在时刻 $t_1 \sim$ 时刻 t_3 （参考电压 V_{ref} 到达目标值的 60[%]的时刻）为止的初期充电期间，为了防止启动时的突入电压，使误差电压 V_{err} 的上限值设定为比正常时低的值。

另外，通过由晶体管 NA、NB 所构成的电流镜像电路，并通过将对应于输入电压 V_{in} 与偏置电压（例如 1.2[V]）的差分的电流 i_1 进行镜像来生成上述的电流 i_2 。也就是，电流 i_2 具有输入电压依存性而发生变动，即输入电压 V_{in} 越高就变得越大，输入电压 V_{in} 越低就变得越小。

因此，输入电压 V_{in} 高、电流 i_2 越大，钳位电压 V_{cl} （延伸而言，误差电压 V_{err} 的上限值）将变低，相反，输入电压 V_{in} 低、电流 i_2 越小，钳位电压 V_{cl} 将变高。

通过如此的构成，在输入电压 V_{in} 为高时将减少线圈电流 I_L ，在输入电压 V_{in} 为低时将增大线圈电流 I_L 。因此，由于不依存于输入电压 V_{in} 的电平而将输入电功率（=输入电压 $V_{in} \times$ 线圈电流 I_L ）成为恒定，所以可适当地抑制线圈电流 I_L 的峰值（例如为 350[mA]以下），以及能够使输出电压 V_{out} （延伸而言，为反馈电压 V_{fb} ）的上升成为一定。

而且，对于使钳位电压 V_{cl} 依存输入电压 V_{in} 而变化的期间（初期充电期间），只要反馈电压 V_{fb} 追上参考电压 V_{ref} 并且继续到输出反馈控制成为锁定状态为止即可，例如，可以继续到参考电压 V_{ref} 到达目标值（例如 0.5[V]）的 60[%]（例如 0.3[V]）为止。

在时刻 t_3 时，在参考电压 V_{ref} 到达目标值的 60[%]时，开关 SWA、

SWB 将截止，开关 SWC 将通过规定的时钟信号来进行导通/截止控制。此时，电容器 CA 由通过开关 SWC 和电阻 RD 而流过的电流 i_5 来进行充电。因此，在时刻 t_3 之后的期间（RC 充电期间），钳位电压 V_{cl} 以具有规定的时间常数而缓慢上升，延伸而言，误差电压 V_{err} 的上限值将缓慢上升。

如此，初期充电期间完了后，如果构成为通过规定的时间常数将误差电压 V_{err} 的上限值进行缓慢提高，则抑制了线圈电流 I_L 的急速上升，从而平滑地维持输出电压 V_{out} （延伸而言，反馈电压 V_{fb} ）的上升波形，并能够回避由低电状态（输入电功率不足）所引起的无法升压。

并且，在如图 7 所示的钳位部 CL 中，只在开关 SWC 的导通时才对电容器 CA 进行充电。通过这种构成，由于不使电容器 CA 的电容值及电阻 RD 的电阻值增大，而利用降低开关 SWC 的导通占空比，就可对表观上的 CR 时间常数进行增大设定，所以能够缩小芯片尺寸。

在此，作为在开关 SWC 的导通/截止控制中所使用的时钟信号，可沿用上述的导通占空比 5[%]的复位时钟信号 RCLK。通过这种构成，由于不再需要新设置另外的时钟信号，所以可以对电路规模的缩小做出贡献。

其次，参照图 9 详细说明通过开关 SW 进行误差电压 V_{err} 的前值保持动作。

图 9 是用于说明通过开关 SW 进行误差电压 V_{err} 的前值保持动作的时序图，其表示了：使能信号 EN、误差电压 V_{err} 的各电压波形；和开关 SW 的导通/截止状态。并且，关于图 9 中的误差电压 V_{err} ，实线表示本发明的举动，而虚线则作为参考表示现有技术的举动。

作为用于缩短 DC/DC 转换器 20 的响应时间的处理方法，为了提早误差电压 V_{err} 的上升时间，虽然可以考虑将与误差放大器 ERR 的输出端相连接的相位补偿电路（电容 C1、电阻 R2）的 CR 时间常数减小，但是，以此方法，为了防止系统发生振动，就必须将电容器 23 进行大容量化，而在薄型面板上装载大型的电容器 23，就设置面积的观点而言是困难的。

在此，在本实施方式的 DC/DC 转换器 20 中，构成为不对误差电压 V_{err} 的上升进行提前，而从减少在误差电压 V_{err} 的上升中所需要的变化量的观点出发，在使能信号 EN 为低电平的期间，通过保持误差电压 V_{err}

的前值（使能信号 EN 即将变为低电平之前的误差电压 V_{err} ）来谋求提高 DC/DC 转换器 20 的响应性。

具体而言，如前述的图 2 所示，在误差放大器 ERR 的输出端与相位补偿电路之间，构成为备有开关 SW，该开关 SW 根据使能信号 EN 进行导通/截止控制。

如此，若构成为将相位补偿用的电容器 C1 也沿用于误差电压 V_{err} 的前值保持用，则由于不用增加元件数，如图 9 所示，就能够减少误差电压 V_{err} 的变化量（衰减（drop）量）以及将其上升进行提前，所以可迅速地锁定输出反馈控制。

图 10 是对在使能信号 EN 的 PWM 驱动时的输出电压 V_{out} 、反馈电压 V_{fb} 、线圈电流 I_L 、误差电压 V_{err} （实线）以及钳位电压 V_{cl} （虚线）的各个举动进行表示的时序图。

如此图所示，若为本实施方式的 DC/DC 转换器 20，则实现既没有输入电压依存性又响应性优异的输出反馈控制，并能够抑制启动时的突入电流。

图 11 是对使能信号 EN 的占空比与反馈电压 V_{fb} 之间的相关关系进行表示的图。并且，此图中的实线表示在本发明中的反馈电压 V_{fb} ，而虚线则作为参考表示现有技术的反馈电压（输入电压 V_{in} 为高时和低时）。

如此图所示，在现有技术中，在使能信号 EN 的低占空比时，反馈电压 V_{fb} 的输入电压依存性大，产生 LED 电流（ $=V_{fb}/R$ ）的电流不稳而使画面产生闪烁，但是，若为本实施方式的 DC/DC 转换器 20，则通过协同地利用上述的由参考电压生成部 REF 所实现的参考电压 V_{ref} 的软启动功能、由钳位部 CL 所实现的误差电压 V_{err} 的上限值控制功能、以及由开关 SW 所实现的误差电压 V_{err} 的前值保持功能，即使在使能信号 EN 的低占空比时，也可抑制反馈电压 V_{fb} 的变动宽度，从而能够减少画面的闪烁。

并且，虽然在上述的实施方式中，作为适用本发明的一种情况，以装载于手机终端之中、并将电池的输出电压进行转换来生成终端各部的驱动电压的 DC/DC 转换器为例进行了说明，但是，本发明的适用对象不限于此，可以广泛适用于由输入电压生成所希望的输出电压的电源装置以及备有此电源装置的电子仪器。

另外,本发明的构成除了上述实施方式之外,可以在不脱离发明的宗旨的范围内加入各种变更。

例如,虽然在上述的实施方式中,作为适用本发明的一种情况,以同步整流型的电源装置为例进行了说明,但是,本发明的适用对象不限于此,作为同步整流元件,也可适用于使用了二极管的电源装置。此时,将二极管的正极与晶体管 Q1 的漏极相连接,并将负极与输出电压 V_{out} 的引出端相连接即可。

如上所述,根据本发明,能够实现既无输入电压依存性且响应性优异的输出反馈控制,并能够抑制启动时的突入电流。

此外,就本发明在产业上的利用可能性而言,本发明是对实现提高装载电源装置的电子仪器的响应性以及减少耗电的有用的技术,是适合于装载诸如电池规格的电子仪器等的装载电源装置的所有电子仪器的技术。

并且,在上述中,虽然对本发明的最佳方式进行了说明,但是公开的发明能够以各种方式变形,此外,尽管能够取得与上述中具体所举的构成不同的各种实施方式,但对于本领域技术人员而言其是不言而喻的。因此,下述的权利要求有意在不脱离本发明的宗旨及技术范畴的范围内将本发明的所有变形例都包括在技术范围内。

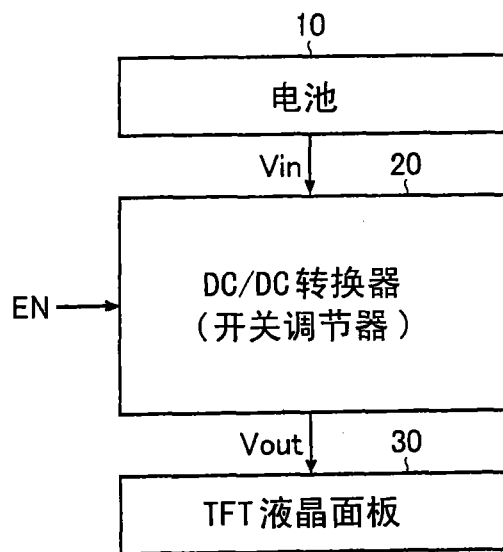


图 1

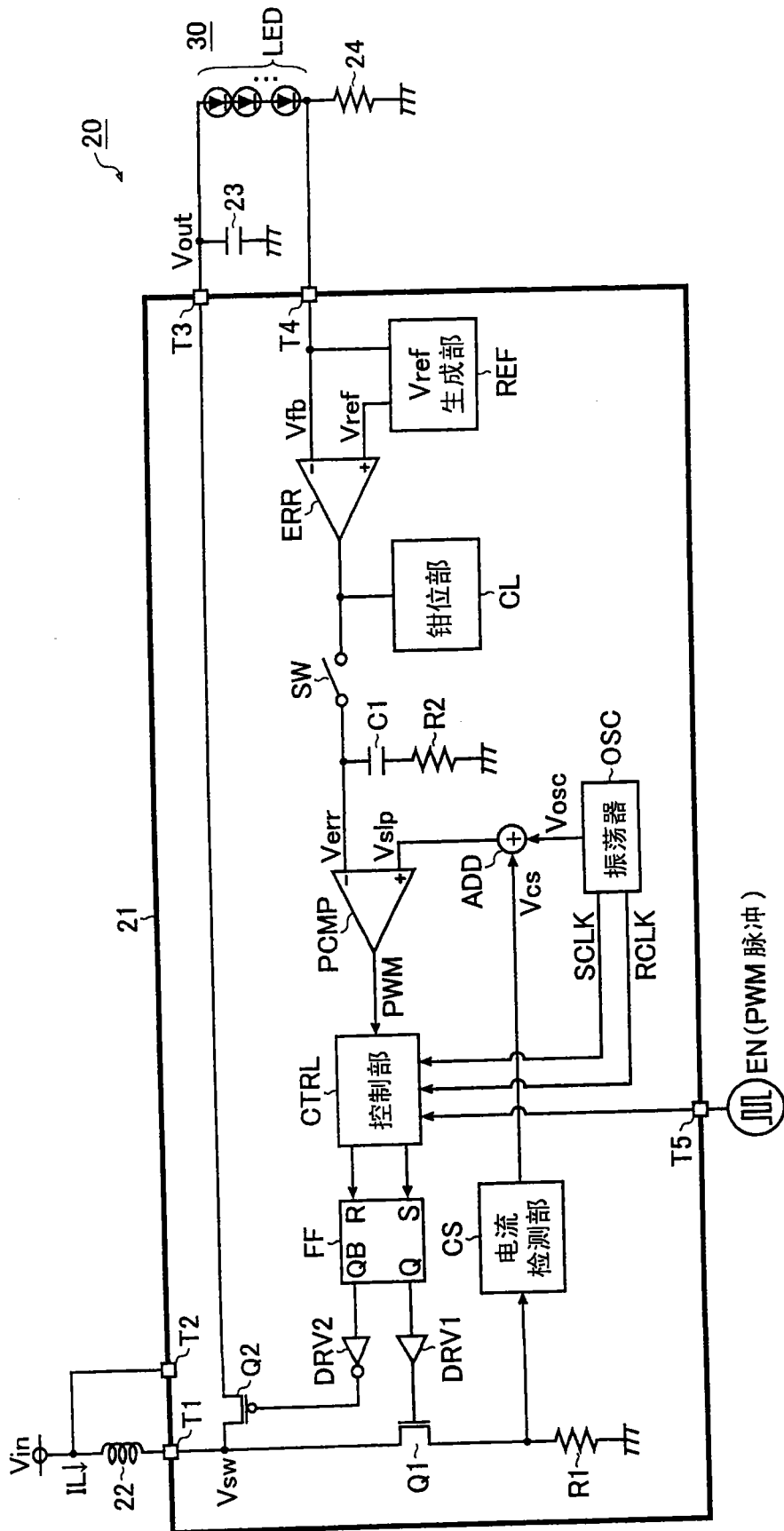


图 2

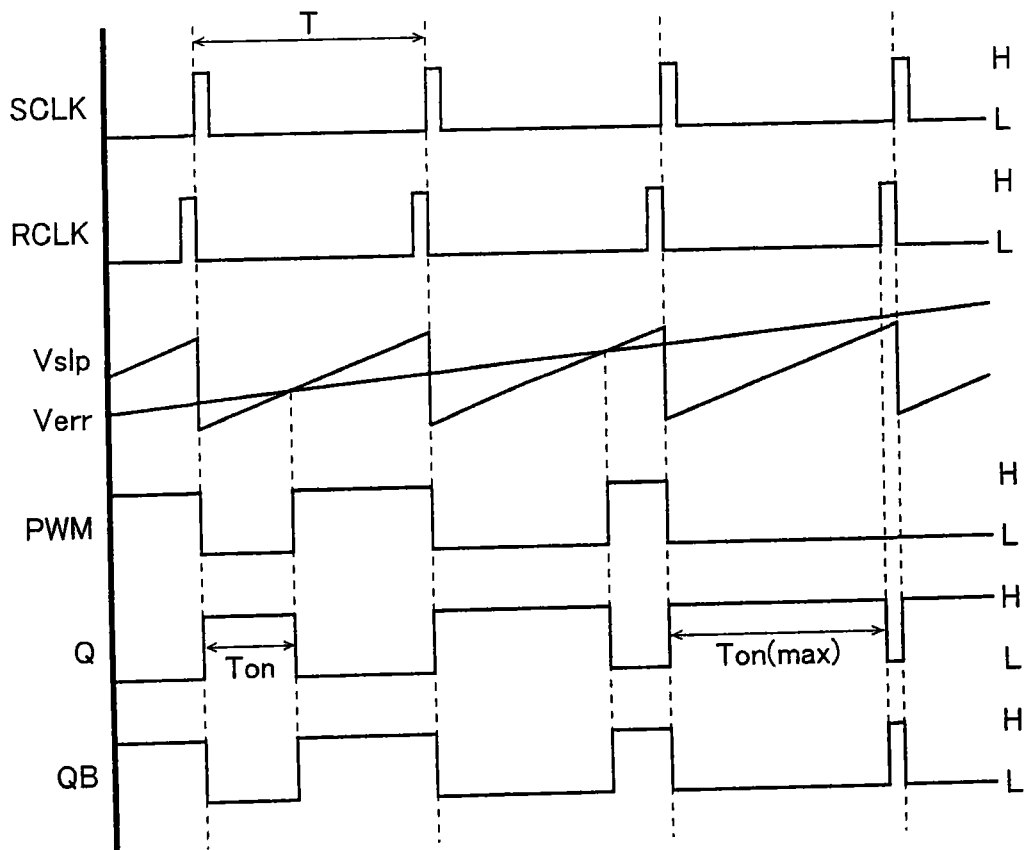


图 3

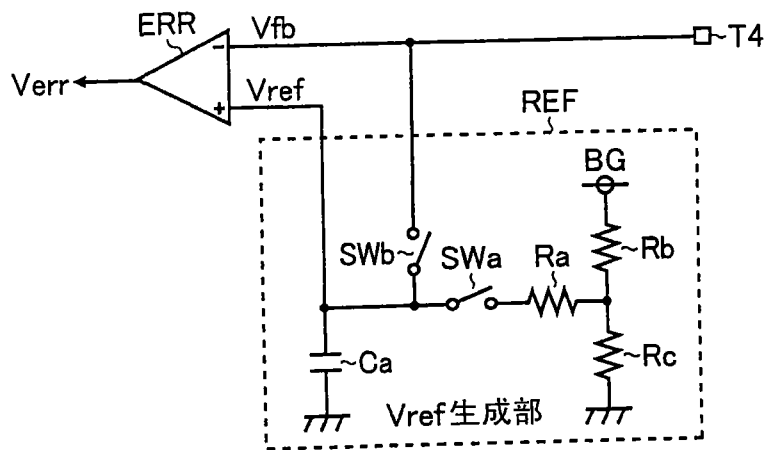


图 4

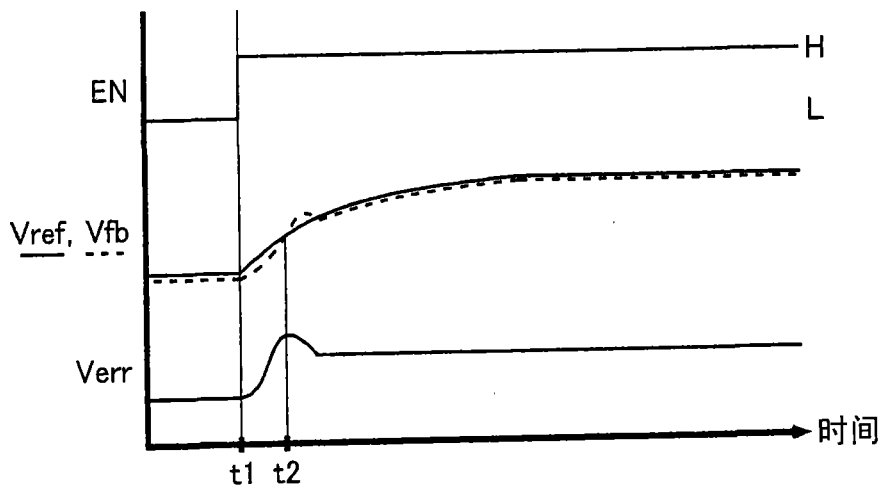


图 5

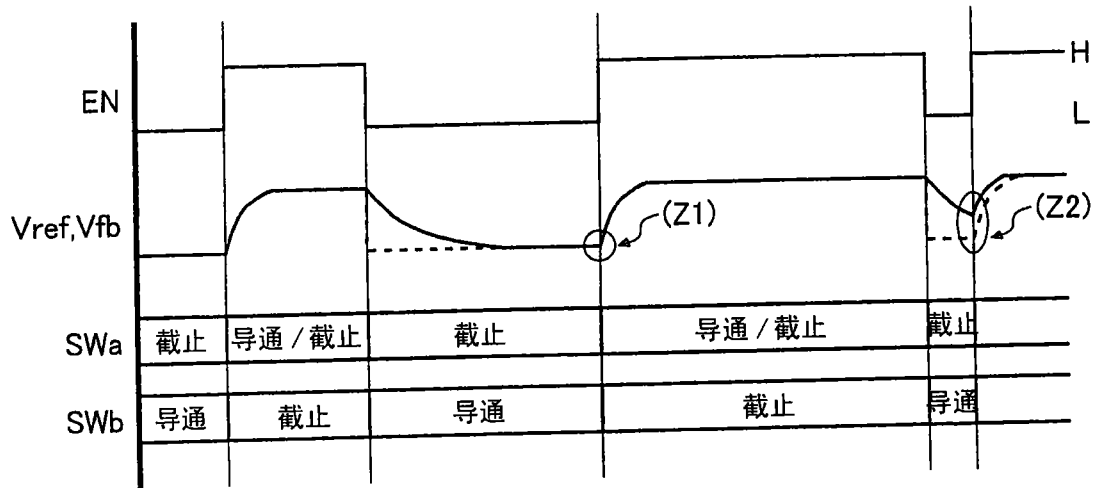


图 6

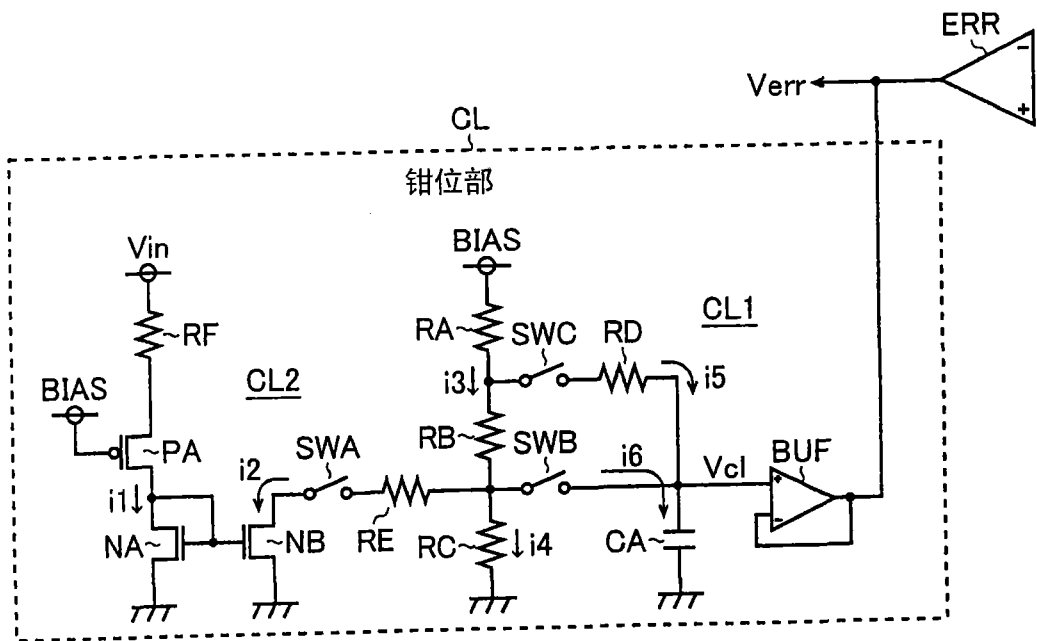


图 7

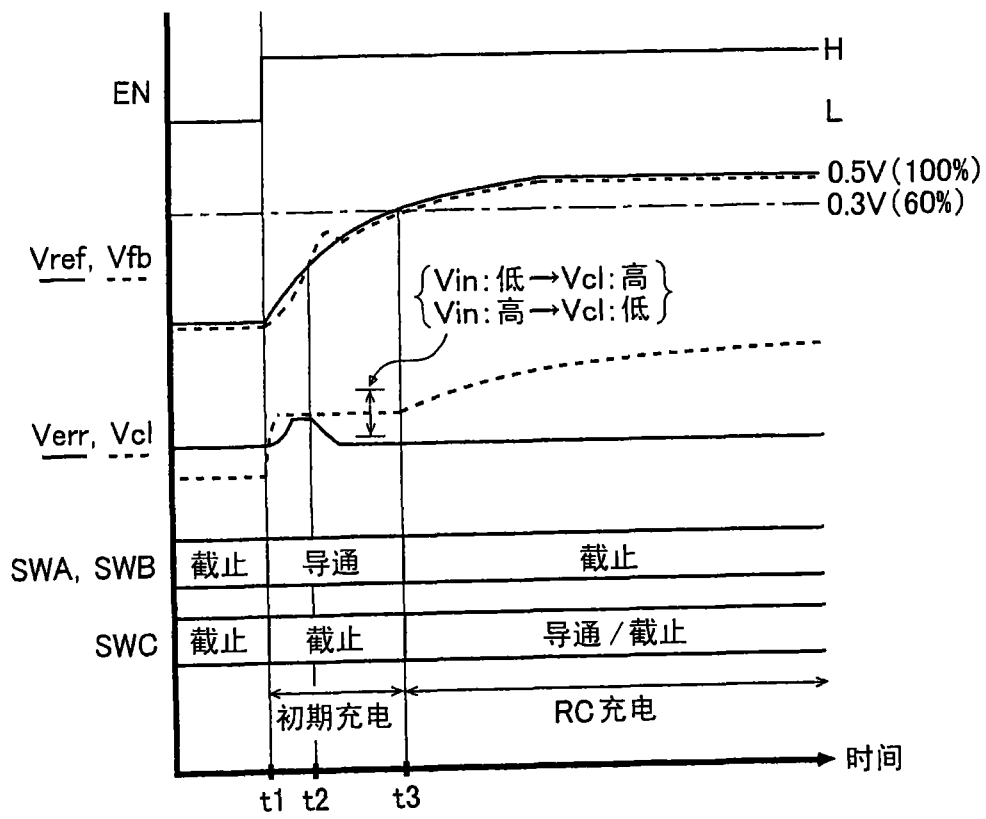


图 8

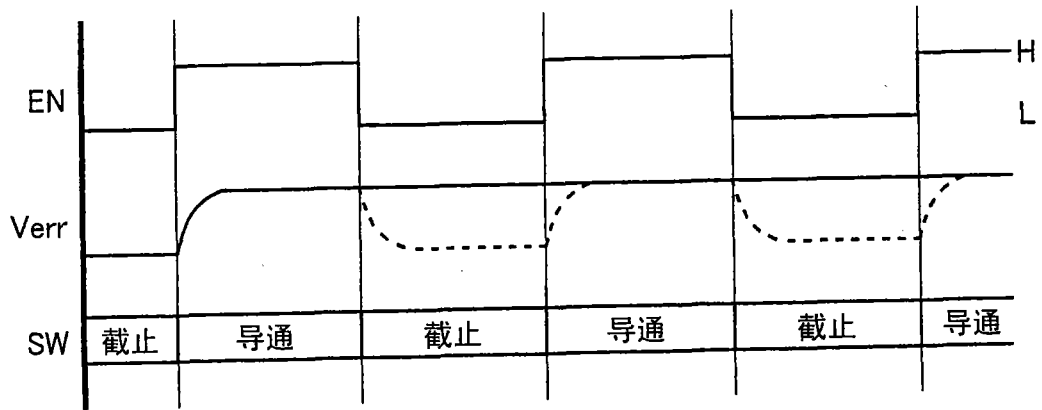


图 9

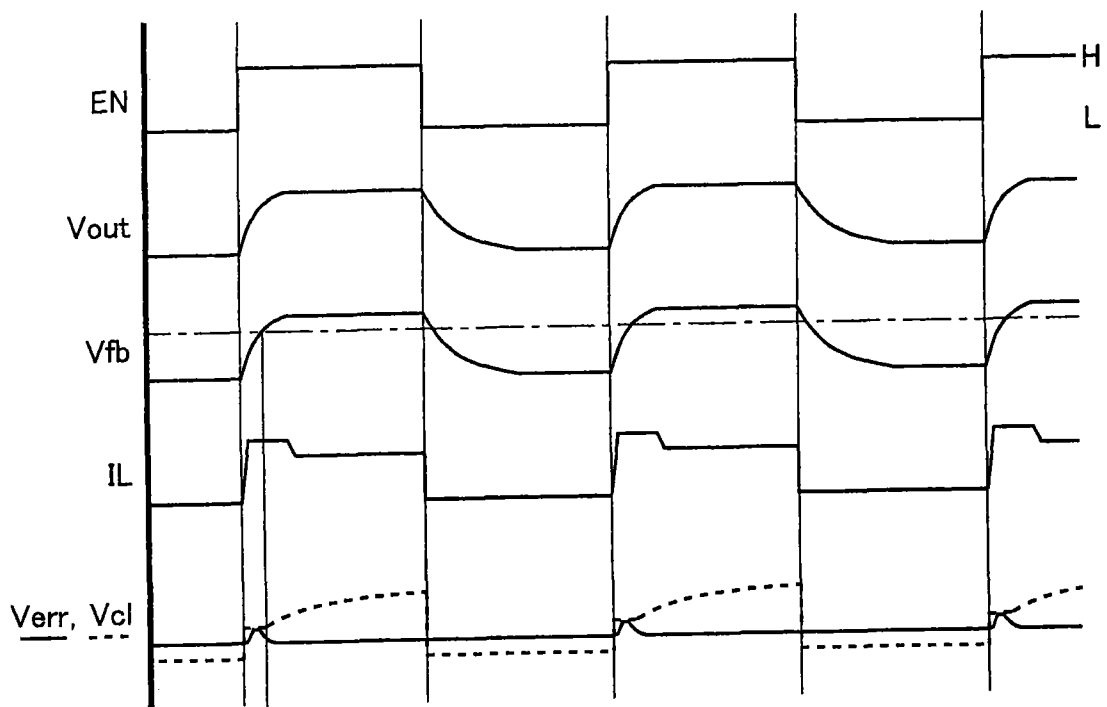


图 10

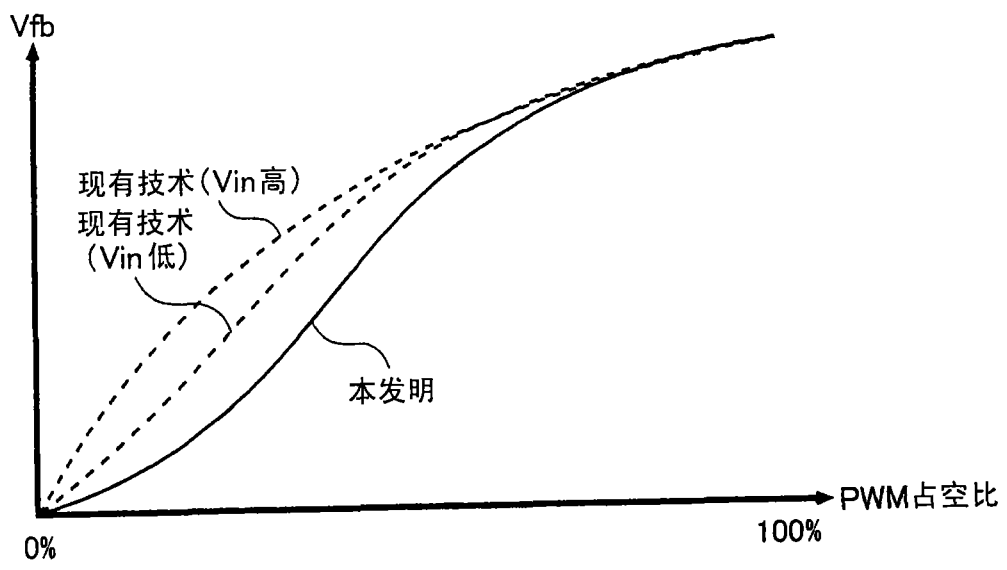


图 11

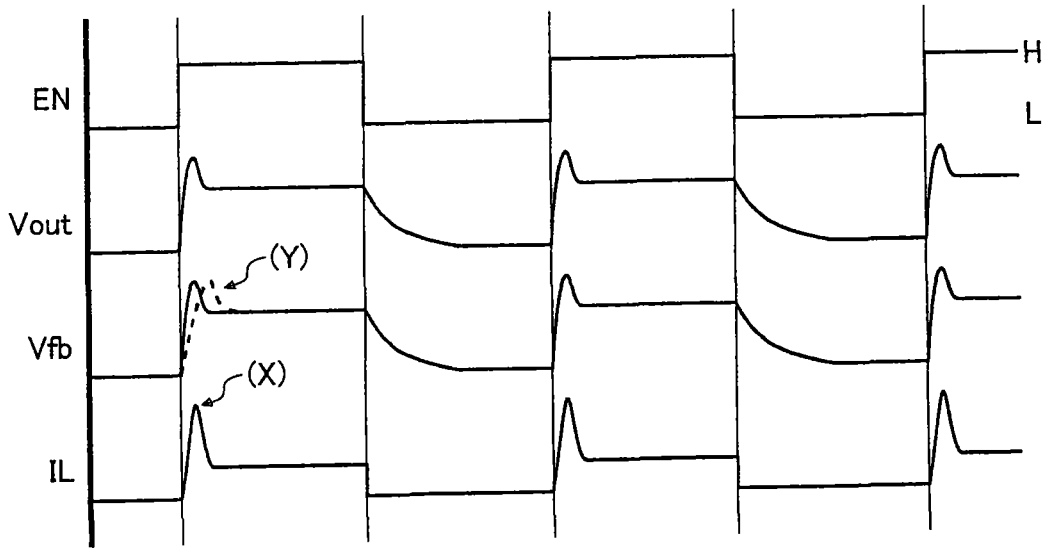


图 12