



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101540552 B

(45) 授权公告日 2012. 04. 25

(21) 申请号 200910118469. 4

(22) 申请日 2009. 03. 13

(30) 优先权数据

069323/08 2008. 03. 18 JP

(73) 专利权人 株式会社理光

地址 日本东京都

(72) 发明人 酒井阳一 小岛真一

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 王冉

(51) Int. Cl.

H02M 3/155(2006. 01)

H02M 3/158(2006. 01)

(56) 对比文件

US 2004/00760026 A1, 2004. 04. 22,

CN 1901342 A, 2007. 01. 24,

JP 2000-358361 A, 2000. 12. 26,

CN 101071983 A, 2007. 11. 14,

JP 2006-271129 A, 2006. 10. 05,

审查员 李承承

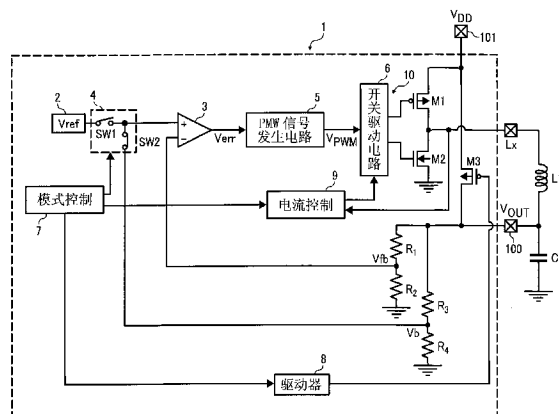
权利要求书 1 页 说明书 7 页 附图 3 页

(54) 发明名称

电源装置

(57) 摘要

本发明涉及一种响应性良好、提高输出电压稳定性的电源装置。包括：同步整流方式的降压型变换器(10)、输出误差电压使降压型变换器的输出电压接近规定基准电压的误差放大器(3)、根据误差电压对主开关和同步整流用开关进行通断的时间予以控制的脉冲宽度信号发生电路(5)、根据脉冲宽度信号发生电路发出的信号而控制主开关和同步整流用开关通断的驱动电路(6)、与降压型变换器的输出串联连接的电感器(L1)、使降压型变换器的输出端子(100)与输入端子(101)短路的旁路开关(M3)、以及控制旁路开关的模式控制电路(7)。在选择旁路开关期间，将误差放大器的基准电压侧的电压值设定成输出电压的规定的分压比，将误差放大器的输出进行反转固定。



1. 一种电源装置,其特征在于:

该电源装置包括:

主开关和同步整流用开关交替进行通断的同步整流方式的降压型变换器;

输出误差电压以使所述降压型交换器的输出电压接近规定基准电压的误差放大器;

根据所述误差电压对所述主开关和同步整流用开关进行通断的时间予以控制的脉冲宽度信号发生电路;

根据所述脉冲宽度信号发生电路发出的信号、对所述主开关和同步整流用开关进行通断控制的驱动电路;

与所述降压型变换器的输出串联连接的电感器;

使所述降压型交换器的输出端子与输入端子短路的旁路开关;以及

控制所述旁路开关的模式控制电路;

在选择所述旁路开关的期间,将所述误差放大器的基准电压侧的电压值设定成按规定的分压比对所述降压型交换器的输出进行分压而得的输出电压,将所述误差放大器的输出进行反转固定。

2. 根据权利要求1所述的电源装置,其特征在于:

所述规定的分压比设定成所述降压型变换器的设定电压的反馈比以上的分压比。

3. 根据权利要求1或2所述的电源装置,其特征在于:

进一步包括选择单元,该选择单元选择按所述规定的分压比对所述降压型交换器的输出进行分压而得的输出和基准电压发生电路产生的输出中的某一输出,施加于所述误差放大器的基准电压侧输入。

4. 根据权利要求1记载的电源装置,其特征在于:

在所述同步整流用的开关和所述主开关的连接部上设有用于限制所述同步整流用的开关的输出电流的电流限制电路。

5. 根据权利要求4记载的电源装置,其特征在于:

所述电源限制电路在所述控制驱动电路的选择转换的一定时间,切换其电流限制值。

电源装置

技术领域

[0001] 本发明涉及一种使用同步整流方式的降压型变换器的电源装置。

背景技术

[0002] 例如,用于携带电话装置的功率放大器所需的电源电压,依其输出功率而定,一般在 0.6V ~ 3.5V 左右。在此,功率放大器所需电源电压有 1V 就足够时,在直接使用 3.5V 左右电池电压的情况下,就要消耗比所需要的更大的电力。因此,在以比电池电压低的电压进行驱动的电路中,使用开关调节器 (switching regulator) 等降压型 DC-DC 变换器,作为用于供给比电池电压低的电源电压的电源装置。

[0003] 即使在这种 DC-DC 变换器中,也存在着由电感器或开关元件引起的电力消耗。于是,有一种电源装置,在不需要对作为输入电压的电池电压进行降压的情况下,停止开关调节器的开关动作,通过旁路电路将降压型 DC-DC 变换器进行旁路,将输入电压直接输出。

[0004] 通过用旁路电路对降压型 DC-DC 变换器进行旁路,如果从直接将输入电压输出的状态对降压型 DC-DC 变换器重新开始降压动作,则从降压型 DC-DC 变换器的输出端子固定成高电压的状态,开始开关动作。其结果,由于同步整流用开关急速接通,便会发生过冲 (overshoot) 或阻尼振荡现象,造成输出电压不稳定的问题。

[0005] 专利文献 1 等提出了用于解决该问题的技术。在该专利文献 1 中,公开了这样一种电源装置,其包括:总开关和同步整流用开关交替进行通断的同步整流方式的降压型变换器;输出比降压型变换器高的电压的电压生成电路;输出误差电压以使降压型变换器的输出电压接近规定基准电压的调节器;根据误差电压而使通断开关及同步整流开关的负荷 (duty) 变化的脉冲宽度调制器,选择降压型变换器和电压生成电路中的任一个,输出所需的电压。调节器构成为,在选择电压生成电路的期间,在同步整流用开关断开方向,补偿 (offset) 误差电压。

[0006] 根据上述构成,在将输出电压从电压生成电路切换到降压型变换器的电压时,通过补偿调节器的误差电压,同步整流用开关从断开状态开始进行开关动作。其结果,可抑制同步整流用开关长时间连续接通的情况,得到抑制过冲的稳定的输出电压。

[0007] 【专利文献 1】日本特开 2006-50888 号公报

[0008] 在上述专利文献 1 中,调节器构成为,在误差电压上加上来自补偿电路的补偿电压,并将其输出施加于脉冲宽度调制器。因此,存在从误差电压开始至加上补偿电压达到规定电压之前需要时间、使响应性变差的问题。

发明内容

[0009] 本发明是针对上述现存的问题而作的,其目的在于,提供一种响应性好、输出电压稳定性得以提高的电源装置。

[0010] 为了实现上述目的,本发明提出技术手段如下:

[0011] (1) 一种电源装置,其特征在于:

- [0012] 该电源装置包括：
- [0013] 主开关和同步整流用开关交替进行通断的同步整流方式的降压型变换器；
- [0014] 输出误差电压以使所述降压型变换器的输出电压接近规定基准电压的误差放大器；
- [0015] 根据所述误差电压对所述主开关和同步整流用开关进行通断的时间予以控制的脉冲宽度信号发生电路；
- [0016] 根据所述脉冲宽度信号发生电路发出的信号、对所述主开关和同步整流用开关进行通断控制的驱动电路；
- [0017] 与所述降压型变换器的输出串联连接的电感器；
- [0018] 使所述降压型变换器的输出端子与输入端子短路的旁路开关；以及
- [0019] 控制所述旁路开关的模式控制电路；
- [0020] 在选择所述旁路开关的期间，将所述误差放大器的基准电压侧的电压值设定成输出电压的规定的分压比，将所述误差放大器的输出进行反转固定。
- [0021] (2) 在上述 (1) 所述的电源装置中，其特征在于：
- [0022] 所述规定的分压比设定成所述降压型变换器的设定电压的反馈比以上的分压比。
- [0023] (3) 在上述 (1) 或 (2) 所述的电源装置中，其特征在于：
- [0024] 进一步包括选择单元，该选择单元选择按所述规定的分压比对所述降压型变换器的输出进行分压而得的输出和基准电压发生电路产生的输出中的某一输出，施加于所述误差放大器的基准电压侧输入。
- [0025] (4) 在上述 (1) 所述的电源装置中，其特征在于：
- [0026] 在所述同步整流用的开关上设有与输出方向相反的电流限制电路。
- [0027] (5) 在上述 (4) 所述的电源装置中，其特征在于：
- [0028] 所述电源限制电路在所述控制驱动电路的选择转换的一定时间，切换其电流限制值
- [0029] 按照本发明，可以提供响应性好且能供给稳定输出电压的电源装置。

附图说明

- [0030] 图 1 是表示本发明实施方式涉及的电源装置构成的方框电路图。
- [0031] 图 2 是表示本发明所使用的 PMW 信号发生电路一例子的方框电路图。
- [0032] 图 3(a) ~ (e) 是表示本发明实施形态方式中各端子电压的时间波形图。
- [0033] 符号说明如下：
- [0034] M1 主开关晶体管
- [0035] M2 同步整流用开关晶体管
- [0036] M3 旁路开关
- [0037] 2 基准电压发生电路
- [0038] 3 误差放大器
- [0039] 4 选择电路
- [0040] 5PMW 信号发生电路
- [0041] 6 开关驱动电路

- [0042] 7 模式控制电路
- [0043] 8 驱动器
- [0044] 9 电流控制电路
- [0045] 10 降压型 DC-DC 变换器
- [0046] 100 输出端子
- [0047] 101 输入端子

具体实施方式

[0048] 本发明的其它的目的及特征,根据参照附图的下文的实施形态的说明,将变得明确。

[0049] 现参照附图详细说明本发明的实施方式。另外,对于图中同一或相当部分标以同一符号,为避免说明的重复,其说明不再反复。

[0050] 图 1 是表示本发明第 1 实施方式中的电源装置的方框电路图。

[0051] 该电源装置 1 包含降压型 DC-DC 变换器 10 和旁路开关 M3。旁路开关 M3 起到与降压型 DC-DC 变换器 10 并联设置的电压生成电路的作用,电源装置 1 选择 DC-DC 变换器 10 和旁路开关 M3 中的某一个而输出所需的电压。该电源装置 1 用两种模式动作。即,在选择第一动作模式的情况下,从模式控制电路 7 给予信号,使得由驱动电路 8 断开旁路开关 M3;在选择 DC-DC 变换器 10 的输出、对输入电压 VDD 进行降压输出的第二动作模式的情况下,则从模式控制电路 7 给予信号,使得由驱动电路 8 接通旁路开关 M3,通过旁路开关 M3,对 DC-DC 变换器 10 进行旁路,直接将输入电压 VDD 输出。

[0052] 一般来说,由于降压型 DC-DC 变换器 10 存在因使用的电感器或开关元件所带来的电力损失,所以,在该电源装置 1 中,在无需降压的情况下,通过停止降压型 DC-DC 变换器 10 的开关动作进行旁路的方法,便可直接将输入电压输出。这样,本实施方式的电源装置 1,系通过模式控制电路 7 转换使用降压模式和旁路模式。在旁路开关 M3 接通的状态下输出的电压,比降压型 DC-DC 变换器 10 所输出的电压高。

[0053] 降压型 DC-DC 变换器 10,是一种将输入于输入端子 101 的输入电压 VDD 变换成规定的恒电压、并作为输出电压 VOUT 从输出端子 100 输出的降压型开关调节器。

[0054] 在降压方式中,电源装置 1 将输入电压 VDD 降压并输出到输出端子 100。输出电压 VOUT 由基准电压 Vref 进行控制。

[0055] 在旁路模式下,电源装置 1 与基准电压 Vref 无关而直接将输入电压 VDD 输出。这些模式的转换,通过由模式控制电路 7 给予的控制信号进行。

[0056] 降压型 DC-DC 变换器 10,包括由 P 沟道 MOS 晶体管构成的主开关晶体管 M1 以及由 N 沟道 MOS 晶体管构成的同步整流用开关晶体管 M2,所述主开关晶体管 M1 用于进行输入电压 VDD 的输出控制。

[0057] 另外,降压型 DC-DC 变换器 10 包括基准电压发生电路 2、输出电压检测用的电阻 R1、R2、电感器 L1、平滑电容器 C1、误差放大电路 3、PWM 信号发生电路 5,以及开关驱动电路 6。

[0058] 基准电压发生电路 2 生成规定的基准电压 Vref 输出,输出电压检测用的电阻 R1、R2 将输出电压 VOUT 进行分压,生成分压电压 Vfb 输出。另外,误差放大电路 3 将输入的分压

电压 V_{fb} 和基准电压 V_{ref} 之间的电压差予以放大,生成误差信号 V_{err} 输出。降压型 DC-DC 变换器 10 在输出电压 V_{OUT} 和基准电压 V_{ref} 之间,通过反馈来调节误差电压 V_{err} ,以使关系式 $V_{OUT} = V_{ref} \times (R1+R2)/R2$ 成立。

[0059] PWM 信号发生电路 5 如图 2 所示,包括 PMW 比较电路 51 和振荡电路 52,PMW 比较电路 51 在反转输入端得到误差电压 V_{err} ,在非反转输入端得到振荡电路 52 的输出。

[0060] 振荡电路 52 生成规定的三角波形信号 TW 输出,PMW 比较电路 51 根据误差放大电路 3 的输出信号 V_{err} 和该三角波形信号 TW,生成用于进行 PMW 控制的脉冲信号 VPMW 输出。

[0061] PMW 比较电路 51 对振荡电路 52 的输出电压 TW 和误差电压 V_{err} 进行比较,当 $TW > V_{err}$ 时,输出高电平,当 $TW < V_{err}$ 时,输出低电平。其结果,自 PWM 比较电路 51 输出的信号 VPMW,成为重复高电平和低电平的脉冲宽度调制信号(以下称为 PMW 信号)。即,PMW 信号 VPMW 的高、低的负荷取决于误差电压 V_{err} 。

[0062] 降压型 DC-DC 变换器 10 是一种同步整流方式的开关调节器,将被输入到输入端子 101 的输入电压 VDD 进行降压并输出到输出端子 100。降压型 DC-DC 变换器 10 的输入输出,就直接成为电源装置 1 的输入输出。降压型 DC-DC 变换器 10 包含主开关晶体管 M1、同步整流用开关晶体管 M2、电感器 L1、输出电容器 C1 和开关驱动电路 6。

[0063] 作为主开关晶体管 M1 的 P 型 MOS 晶体管,其源极端子与输入端子 100 连接,其漏极端子通过连接部 Lx 连接在电感器 L1 的一端上。另外,作为同步整流用开关晶体管 M2 的 N 型 MOS 晶体管,其源极端子接地,漏极端子连接在作为主开关晶体管 M1 的 P 型 MOS 晶体管的漏极上。在两 MOS 晶体管的栅极端子,分别输入有来自开关驱动电路 6 的输出。

[0064] 如上所述,在输入端子 100 和接地电压 GND 之间,串联连接着主开关晶体管 M1 和同步整流用开关晶体管 M2。在输出端子 100 和接地电压 GND 之间,串联连接着电阻 R1 及 R2,从电阻 R1 和 R2 的连接部输出分压电压 V_{fb} 。

[0065] 开关驱动电路 6 在降压模式情况下,在 PMW 信号 VPMW 为高电平期间,断开主开关晶体管 M1,而接通同步整流用开关晶体管 M2。另外,在 PMW 信号 VPMW 为低电平期间,则接通主开关晶体管 M1,而断开同步整流用开关晶体管 M2。如此,通过根据 PMW 信号而交替通断开关晶体管 M1、M2,作为一个靠电感器 L1 进行能量转换的开关调节器就产生动作。电感器 L1 及输出电容器 C1 构成输出滤波器,从输出端子 100 输出已将输入电压 VDD 降压的直流电压。

[0066] 对于开关驱动电路 6,从模式控制电路 7 通过电流控制电路 9 而输入转换两种模式的信号,在用旁路模式的动作中,使主开关 M1 及同步整流用开关 M2 这两方的开关都断开。

[0067] 控制降压型 DC-DC 变换器 10 的两个开关晶体管 M1、M2 通断的 PWM 信号 VPWM,因为是基于反馈输出电压 V_{OUT} 得到的误差电压 V_{err} 来决定的,所以,输出电压 V_{OUT} 保持在由基准电压 V_{ref} 决定的恒定值。也就是说,若输出电压 V_{OUT} 降低,则误差放大电路 3 的输出信号 V_{err} 的电压上升,PMW 信号发生电路 5 的输出脉冲宽度变大,通过增加开关晶体管 M1 接通时间的比例,而提高输出电压 V_{OUT} 。反之,在输出电压 V_{OUT} 上升的情况下,进行与上述相反的动作,降低输出电压 V_{OUT} ,而输出电压 V_{OUT} ,输出电压 V_{OUT} 就始终被维持成一定的电压。

[0068] 旁路开关 M3 是 N 型 MOS 晶体管,在其栅极端子,如上所述,被给予控制信号。该旁路开关 M3 的源极端子与输入端 101 连接,漏极端子连接在输出端子 100 上。因此,若 MOS 晶

体管接通,输入端子 101 和输出端子 100 便成为接通状态,在输出端子输出与输入电压 VDD 几乎相等的电压。严格地说,因为存在着因 MOS 晶体管的接通电阻所产生的电压下降,所以输出到输出端子 100 的电压也有时比输入电压 VDD 略微低一些。这样,通过接通旁路开关 M3,就可实现旁路模式。

[0069] 但是,在该实施方式中,在误差放大电路 3 的反转输入端输入分压电压 Vfb,在非反转输入端,通过选择电路 4 输入基准电压 Vref。在输出端子 100 和接地电压 GND 之间,串联连接电阻 R3 及 R4,从电阻 R3 和 R4 的连接部输出分压电压 Vb。该分压电压 Vb 通过选择电路 4 施加于非反转输入端。

[0070] 选择电路 4 包含开关 SW1、SW2,来自基准电压电路 2 的输出即基准电压 Vref,通过开关 SW1 施加于误差放大电路 3 的反转输入端。另外,开关 SW2 与电阻 R3 和 R4 的连接部相连接,分压电压 Vb 通过开关 SW2 施加于误差放大电路 3 的非反转输入端。

[0071] 该选择电路 4 受来自模式控制电路 7 的信号控制,在选择旁路开关 M3 的时候,SW1 处于断开、SW2 处于接通状态,分压电压 Vb 通过开关 SW2 施加于误差放大电路 3 的非反转输入端。

[0072] 另一方面,在模式控制电路 7 选择旁路开关 M3 为断开的时候,变成 SW1 为接通、SW2 为断开的状态,基准电压电路 2 的基准电压 Vref 通过开关 SW1 施加于误差放大电路 3 的非反转输入端。

[0073] 电阻 R3 和 R4 设定为降压型 DC-DC 变换器 10 的设定电压反馈比以上的分压比。例如,在 R1 和 R2 为 3 比 1 的分压比的情况下,R3 和 R4 设定为 2.5 比 1 的分压比。

[0074] 因此,选择电路 4 控制成 SW1 为断开、SW2 为接通的状态,如果在误差放大电路 3 的反转输入端输入分压电压 Vfb,在非反转输入端通过选择电路 4 而输入分压电压 Vb,则因为电阻 R3 和 R4 设定为降压型 DC-DC 变换器 10 的设定电压的反馈比以上的分压比,所以该误差放大回路 3 的输出便被反转固定。也就是说,当选择旁路开关 M3 的时候,误差放大电路 3 的输出固定成高电平。

[0075] 另外,来自开关晶体管 M1 和同步整流用开关晶体管 M2 之间连接部的输出,被施加于电流控制电路 9,由电流控制电路 9 测定流向连接部 Lx 的电流值,起到与向同步整流用开关晶体管 M2 输出方向相反的电流限制电路的作用。也就是说,如果连接部 Lx 达到规定值以上,便将电流控制电路 9 的信号送到驱动电路 6,以使同步整流用晶体管 M2 断开。该电流限制电路 9 通常设定成防止晶体管破坏的电压,在选择旁路开关 M3 的时候,设定成防止过冲用的电压。该防止过冲用的电压设定在防止破坏的电压的 1/2 ~ 1/4 范围内,并按容量 C1 的放电时间来设定。该过冲的量也可以按照被要求的特性值来调整。

[0076] 另外,在降压型 DC-DC 变换器 10 中,也可以将除了电感器 L1 和电容器 C1 之外的各电路集成到一个 IC(集成电路)上。

[0077] 现参照图 3 说明将如上所述构成的电源装置 1 的动作,在某一时刻从降压模式切换到旁路模式并再次切换为降压模式的情况。

[0078] 图 3(a) ~ (e) 是表示图 1 的电源装置 1 中各端子的电压时间波形的图。在图 3 中,为便于浅显易懂,时间轴的标度与实际的时间轴不同。

[0079] 图 3(a) 表示从模式控制电路 7 得到的控制信号的时间波形。在时刻 T0 ~ T1 中,控制信号输出高电平。此时,旁路开关 M3 断开,电源装置 1 以降压模式动作。

[0080] 图 3(b) 表示基准电压 V_{REF} 及输出电压 V_{out} 。在以时刻 $T_0 \sim T_1$ 的降压模式动作期间,得到来自基准电压电路 2 的基准电压 V_{ref} ,在以旁路模式动作时,得到电阻 R_3 和 R_4 的连接部的电压 V_b ,而该电压 V_b 被设定成降压型 DC-DC 变换器 10 的设定电压的反馈比以上的分压比。

[0081] 输出电压 V_{out} 和基准电压 V_{ref} 被控制成 $V_{out} = V_{ref} \times (R_1 + R_2) / R_2$ 成立。在图 3 中,示出了 R_1 比 R_2 设定为 3 比 1 的分压比的例子。还示出了 R_3 比 R_4 设定为 2.5 比 1 的分压比的例子。

[0082] 图 3(c) 是表示误差电压 V_{err} 的时间波形的图。在时刻 $T_0 \sim T_1$,其值基本上保持一定,以使 $V_{out} = V_{ref} \times (R_1 + R_2) / R_2$ 关系成立。

[0083] 图 3(d) 是表示误差电压 V_{err} 和三角波形信号 TW 时间波形的图。图 3(e) 是表示 PWM 信号发生电路 5 的输出波形的图,由图 3(d) 的误差电压 V_{err} 和三角波形电压 TW 决定。

[0084] 如图 3(a) 所示,在时刻 T_1 ,若控制信号下降,则旁路开关 M_3 接通,并转移到旁路模式。同时,通过控制信号控制驱动电路 6,主开关 M_1 及同步整流用开关 M_2 都断开。并且,在选择电路 4 上接受到控制信号,从而控制成 SW_1 断开、 SW_2 接通,在误差放大电路 3 的反转输入端输入分压电压 V_b 。

[0085] 若旁路开关 M_3 接通,则如图 3(b) 所示,电源装置 1 的输出电压 V_{OUT} 上升到几乎等于输入电压 V_{DD} 的电压。另外,作为被施加于误差放大电路 3 逆转输入端的基准电压,被输入设定电压的反馈比以上的分压电压 V_b 。

[0086] 在时刻 $T_1 \sim T_2$ 中,在误差放大电路 3 的反转输入端输入分压电压 V_{fb} ,在非反转输入端通过选择电路 4 而输入分压电压 V_b 。因为电阻 R_3 和 R_4 被设定成降压型 DC-DC 变换器 10 的设定电压的反馈比以上的分压比,所以该误差放大电路 3 的输出被反转固定。也就是说,在选择旁路开关 M_3 的时刻 $T_1 \sim T_2$ 中,误差放大电路 3 的输出 V_{err} 被固定成高电平。因此,在时刻 $T_1 \sim T_2$ 中,如图 3(d)、(e) 所示,PMW 信号 V_{PMW} 变为低电平。

[0087] 在时刻 T_2 ,该控制信号再次变为高电平,旁路开关 M_3 断开,显示返回到降压模式。驱动电路 6 在控制信号成为高电平时,根据 PWM 信号 V_{PMW} ,使主开关晶体管 M_1 和同步整流用开关晶体管 M_2 再进行开关动作。另外,在误差放大电路 3 的反转输入端输入分压电压 V_{fb} ,在非反转输入端通过选择电路 4 而输入来自基准电压发生电路 2 的基准电压 V_{ref} 。

[0088] 在时刻 T_2 ,因为 V_{PMW} 信号是低电平,故当通过驱动电路 6 使主开关晶体管 M_1 和同步整流用开关晶体管 M_2 再次进行开关动作时,同步整流用开关晶体管 M_2 从完全断开的状态开始动作。然后,如图 3(d) 所示,误差放大电路 3 从高电平侧动作,所以可响应性很好地将 PWM 信号 V_{PMW} 的负荷变大,同步整流用开关晶体管 M_2 接通,可使输出电压 V_{OUT} 稳定变化。

[0089] 这样,在该实施方式的电源装置 1 中,在以旁路模式进行动作期间,将误差放大电路 3 固定成高电平。其结果,在再次转换到降压模式时,因为同步整流用开关晶体管 M_2 从断开状态开始动作,所以,切换时蓄积在输出电容器 C_1 的电荷不会过剩地流出,可抑制输出电压 V_{OUT} 的过冲。另外,因为误差放大电路 3 固定成高电平,所以可响应性很好地将 PWM 信号 V_{PMW} 的负荷变大,使同步整流用晶体管 M_2 接通,可使输出电压 V_{OUT} 稳定变化。

[0090] 另外,在考虑过冲的情况下,也可以根据输出侧的电流值,利用电流控制电路 9 控制断开同步整流用开关 M_2 的时间来对应。

[0091] 下面说明产业上利用的可能性。

[0092] 本发明可应用于例如移动电话、PDA(个人数字助理, Personal Digital Assistance) 等用电池进行工作的信息终端。

[0093] 上述各个实施形态仅仅是适合于实施本发明的具体化的示例,而非据此来对本发明的技术上的范围进行限定性的解释。即,在不脱离本发明的精神或主旨的情况下,本发明能够以各种各样的其它形式来实施。

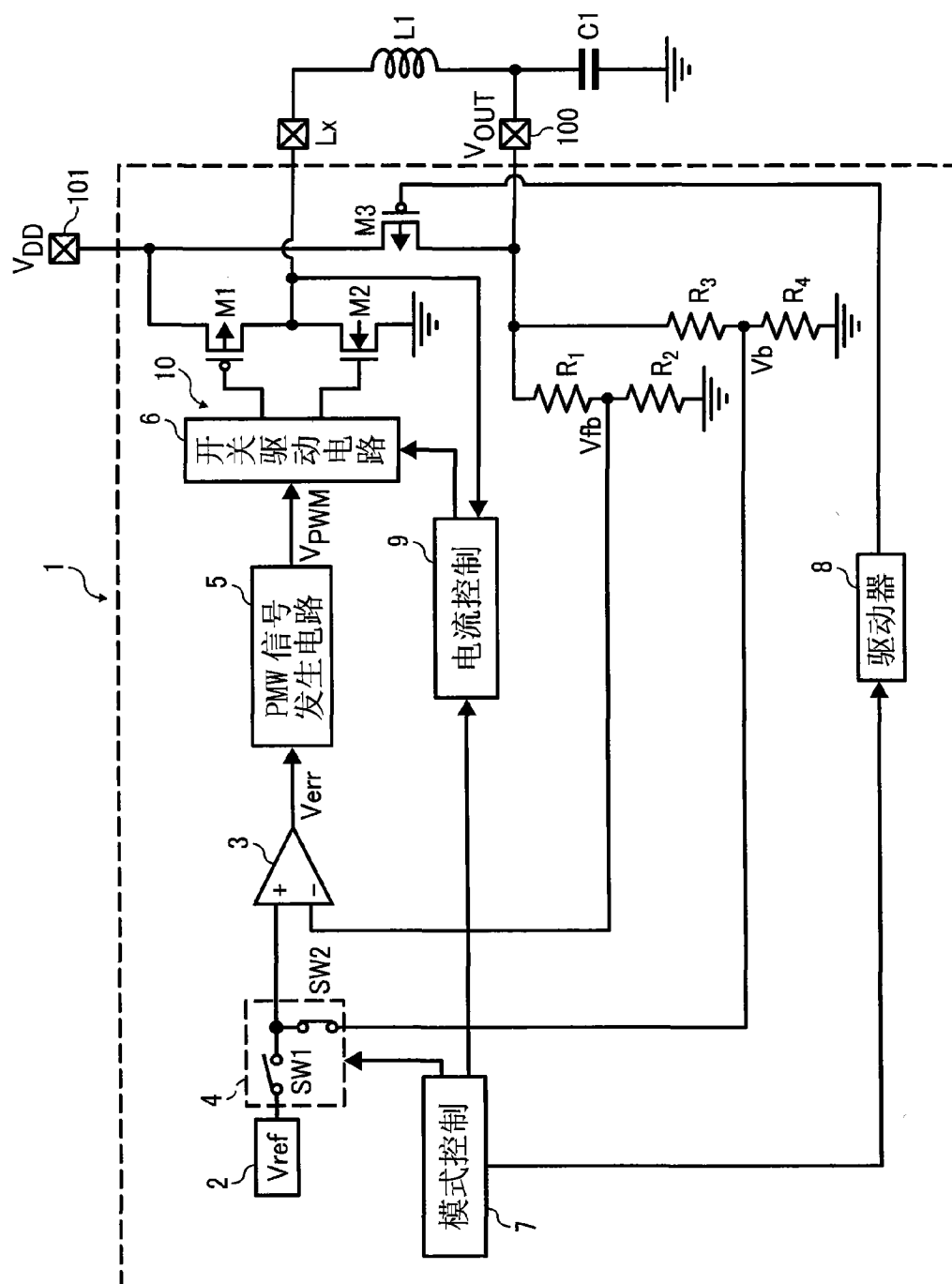


图 1

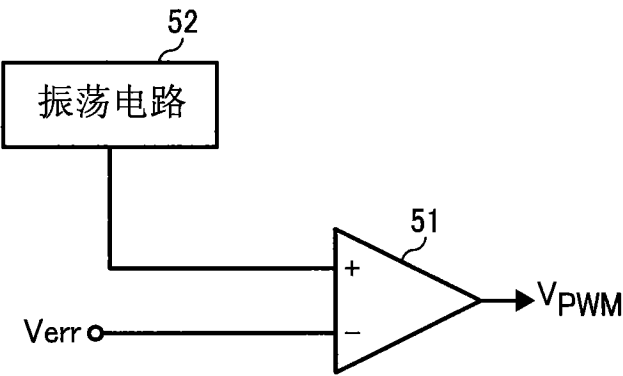


图 2

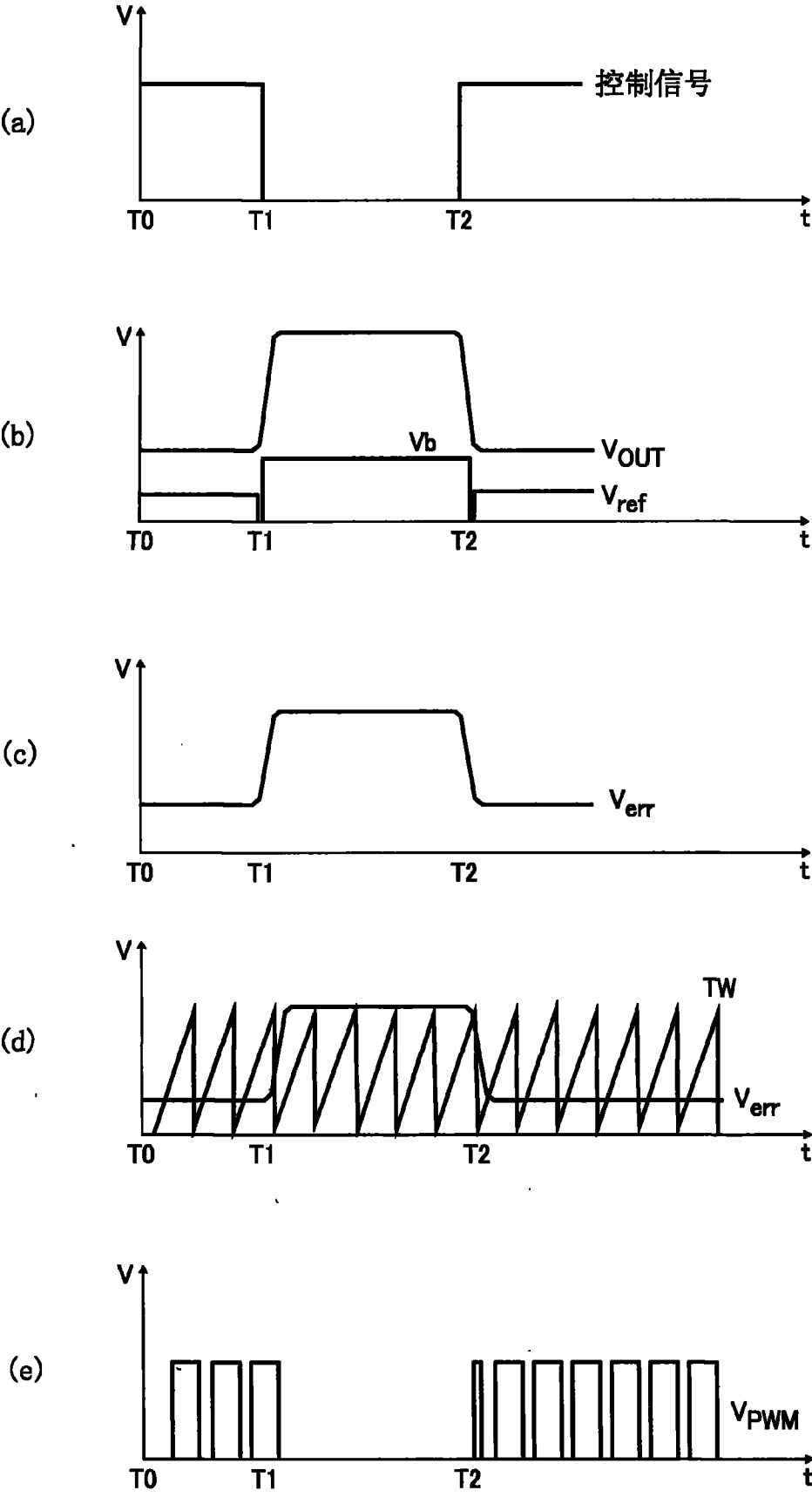


图 3