

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H02M 3/00 (2006.01)



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200480005605.4

[43] 公开日 2006年4月5日

[11] 公开号 CN 1757152A

[22] 申请日 2004.11.30

[21] 申请号 200480005605.4

[30] 优先权

[32] 2003.12.2 [33] JP [31] 403194/2003

[86] 国际申请 PCT/JP2004/018097 2004.11.30

[87] 国际公布 WO2005/055405 英 2005.6.16

[85] 进入国家阶段日期 2005.8.30

[71] 申请人 株式会社理光

地址 日本东京都

[72] 发明人 杉山实 新田升一 加藤智成

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

代理人 黄小临 王志森

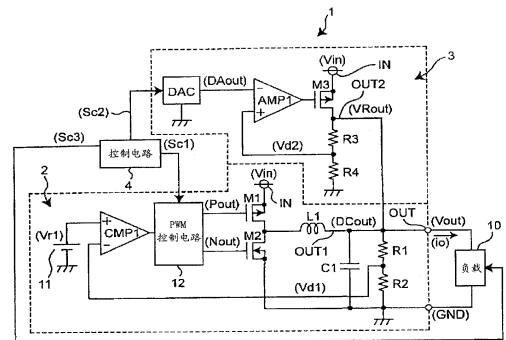
权利要求书 4 页 说明书 10 页 附图 6 页

[54] 发明名称

电源电路及提高电源电路的输出电压的方法

[57] 摘要

电源电路包括切换调节器部分、串联调节器部分和用于控制切换调节器的操作及控制串联调节器部分的第二预定电压的控制电路部分。



1. 一种用于输出输出电压的电源电路，该电源电路包括：
切换调节器部分，用于将输入电压调节到第一预定电压并且将第一输出
5 电压输出到输出端；
串联调节器部分，用于将输入电压调节到第二预定电压并且将第二输出
电压输出到输出端；以及
控制电路部分，用于控制切换调节器的操作并且控制串联调节器部分的
第二预定电压；
- 10 其中，紧接在打开电源之后，控制电路部分阻止切换调节器部分输出第
一输出电压并且激活串联调节器部分使得从串联调节器部分输出第二预定电
压，以及
其中，当从串联调节器输出的第二输出电压达到第二预定电压时，控制
电路部分阻止串联调节器部分输出第二输出电压并且激活切换调节器部分使
15 得从切换调节器部分输出第一预定电压的第一输出电压。
2. 如权利要求1所述的电源电路，其中，在所述第一输出电压达到第一
预定电压之后，控制电路部分改变第二预定电压使得从串联调节器部分输出
小于第一预定电压的电压。
3. 如权利要求2所述的电源电路，其中，当从打开电源时起过去第一预
20 定时间时，所述控制电路部分激活切换调节器部分。
4. 如权利要求3所述的电源电路，其中，所述第一预定时间不小于从打
开电源时开始并且当串联调节器部分的第二输出电压达到第二预定电压时结
束的时间段。
5. 如权利要求2所述的电源电路，其中，所述控制电路部分监视串联调
25 节器部分的第二输出电压并且当串联调节器部分的第二输出电压变成不小于
第二预定电压的电压时激活切换调节器部分来启动输出。
6. 如权利要求3所述的电源电路，其中，当在启动所述切换调节器部分
的输出之后过去第二预定时间时，所述控制电路部分改变第二预定电压使得
从串联调节器部分输出小于第一预定电压的电压。
- 30 7. 如权利要求6所述的电源电路，其中，所述第二预定时间不小于从启
动切换调节器部分的输出时开始并且当第一输出电压达到第一预定电压时结

束的时间段。

8. 如权利要求 2 所述的电源电路, 其中, 所述控制电路部分控制连接到输出端的负载, 其中在从打开电源时开始并且当改变第二预定电压使得从串联调节器部分输出小于第一预定电压的电压时结束的时间段期间, 所述控制电路部分控制该负载使得该负载变成较小负载状态, 该较小负载状态是其中
5 与正常操作相比消耗较少电流量的状态。

9. 如权利要求 8 所述的电源电路, 其中, 当改变第二预定电压使得从串联调节器部分输出小于第一预定电压的电压时, 所述控制电路部分控制该负载使得该负载变成正常状态, 该正常状态是其中消耗正常电流量的状态。

10. 如权利要求 2 所述的电源电路,

其中所述串联调节器部分包括

电压控制晶体管, 用于根据输入控制信号将电流从输入端输出到输出端,

15 第一参考电压产生电路部分, 用于产生并且输出第一预定参考电压,

第一输出电压检测电路部分, 用于检测输出电压, 并且产生和输出与检测到的输出电压成比例的比例电压, 以及

电压控制晶体管控制电路部分, 用于控制电压控制晶体管的操作使得该比例电压变成第一预定参考电压,

20 其中该第一参考电压产生电路部分根据来自控制电路部分的控制信号产生并且输出第一预定参考电压。

11. 如权利要求 10 所述的电源电路, 其中, 所述第一参考电压产生电路部分包括用于根据输入数字数据产生并且输出第一预定参考电压的 D/A 转换器, 其中所述控制电路部分通过改变由所述控制信号指示的数字数据来控制
25 从 D/A 转换器输出的第一预定参考电压的电压值。

12. 如权利要求 2 所述的电源电路,

其中所述串联调节器部分包括

电压控制晶体管, 用于根据输入控制信号从输入端输出电流到输出端,

30 第一参考电压产生电路部分, 用于产生并且输出第一预定参考电压,

第一输出电压检测电路部分,用于检测输出电压,并且产生和输出与检测到的输出电压成比例的比例电压,以及

电压控制晶体管控制电路部分,用于控制该电压控制晶体的操作使得该比例电压变成第一预定参考电压,

- 5 其中,该第一输出电压检测电路部分通过利用根据来自控制电路部分的控制信号的分压比对输出电压进行分压而产生该比例电压。

13. 如权利要求 1 所述的电源电路,

其中所述切换调节器部分包括

- 10 切换晶体管电路部分,用于通过根据输入控制信号进行切换来控制输入电压的输出,

第二参考电压产生电路部分,用于产生并且输出第二预定参考电压,

第二输出电压检测电路部分,用于检测输出电压,并且产生和输出与检测到的输出电压成比例的比例电压,

- 15 切换控制电路部分,用于控制切换晶体管电路部分的切换使得该比例电压变成第二预定参考电压,以及

平滑电路部分,用于平滑切换晶体管电路部分的输出信号并且将该信号输出到输出端,

- 20 其中,串联调节器部分、控制电路部分、切换晶体管电路部分、第二输出电压检测电路部分、和切换控制电路部分被集成在单个集成电路上。

14. 一种用于提高电源电路的输出电压的方法,该电源电路包括:切换调节器部分,用于将输入电压调节到第一预定电压并且将第一输出电压输出到输出端;串联调节器部分,用于将输入电压调节到第二预定电压并且将第二输出电压输出到输出端;以及控制电路部分,用于控制切换调节器的操作并且控制串联调节器部分的第二预定电压,所述方法包括下述步骤:

紧接在打开电源之后,阻止切换调节器部分输出第一输出电压并且激活串联调节器部分使得从串联调节器部分输出第二预定电压;以及

- 25 当从串联调节器输出的第二输出电压达到第二预定电压时,阻止串联调节器部分输出第二输出电压并且激活切换调节器部分使得从切换调节器部分输出第一预定电压的第一输出电压。

15. 如权利要求 14 所述的方法,其中,在所述第一输出电压达到第一预

定电压之后，改变第二预定电压使得从串联调节器部分输出小于第一预定电压的电压。

16. 如权利要求 15 所述的方法，其中，当从打开电源时起过去第一预定时间时激活切换调节器部分。

5 17. 如权利要求 16 所述的方法，其中，所述第一预定时间不小于从打开电源时开始并且当串联调节器部分的第二输出电压达到第二预定电压时结束的时间段。

18. 如权利要求 15 所述的方法，其中，监视串联调节器部分的第二输出电压并且当串联调节器部分的第二输出电压变成不小于第二预定电压的电压
10 时发信号通知切换调节器部分来启动输出。

19. 如权利要求 16 所述的方法，其中，当在启动所述切换调节器部分的输出之后过去第二预定时间时，改变第二预定电压使得从串联调节器部分输出小于第一预定电压的电压。

20. 如权利要求 19 所述的方法，其中，所述第二预定时间不小于从启动
15 切换调节器部分的输出时开始并且当第一输出电压达到第一预定电压时结束的时间段。

21. 如权利要求 15 所述的方法，其中，控制连接到输出端的负载，其中在从打开电源时开始并且当改变第二预定电压使得从串联调节器部分输出小于第一预定电压的电压时结束的时间段期间，控制该负载使得该负载变成较小负载状态，该较小负载状态是其中与正常操作相比消耗较少电流量的状态。
20

22. 如权利要求 21 所述的方法，其中，当改变第二预定电压使得从串联调节器部分输出小于第一预定电压的电压时，控制该负载使得该负载变成正常状态，该正常状态是其中消耗正常电流量的状态。

电源电路及提高电源电路的输出电压的方法

5 技术领域

本发明涉及一种电源电路，特别涉及一种电源电路和提高电源电路的输出电压的方法。

背景技术

10 对于通常使用的直流电源，存在切换调节器和串联调节器。切换调节器由于提供高效率所以用于许多装置。但是，利用切换调节器，由于切换调节器在输出功率上有大波纹并且在操作期间具有噪声并且内部消耗相对大量的功率，所以当为消耗很少电流的小负载提供电源时在其效率上存在相当大的下降。此外，由于切换调节器对于输入功率变化和负载变化具有相对缓慢的
15 功率上升以及相对缓慢的响应时间，所以切换调节器具有易于相当大地破坏负载的缺点。

因而，常规上，提供了软启动电路以在打开电源时通过延缓输出电压的上升而防止过冲(overshoot)噪声的产生(例如，日本特开专利申请第2000-102243和2001-128445号)。

20 图5是具有软启动电路的切换调节器的常规示例的电路图。应该注意的是，尽管图5示出了降低输入功率的电压这种类型的切换调节器，但是作为替换也可以使用提高输入功率的电压这种类型的切换调节器。

图5中所示的切换调节器包括用于执行对输入电压 V_{in} 的输出控制的切换晶体管 M_a 、用于能量转换的电感线圈 L_a 和电容器 C_a 、用于同步整流的晶体管 M_b (同步整流晶体管)、用于在同步整流晶体管 M_b 与切换晶体管 M_a 之间
25 执行切换控制的PWM控制电路、用于输出电压检测的电阻 R_a 和 R_b 。此外，切换调节器100包括用于产生和输出参考电压 V_{ref} 的参考电压产生电路102、用于在参考电压 V_{ref} 与在电阻 R_a 和 R_b 处被分压的输出电压 V_{cout} 的分压之间进行比较的比较器 CMP_a 、用于当打开电源时以逐渐上升的方式施加参考电
30 压 V_{ref} 到比较器 CMP_a 的包括电阻 R_c 和电容器 C_b 的时间常数电路、和开关 SW_1 。

这里，仅在下面描述软启动电路。

在打开电源的同时接通开关 1，从而经由电阻 R_c 用参考电压 V_{ref} 对电容器 C_b 充电。因此，非反相(noninverting)输入端处的电压 V_a 以图 6 中所示的方式逐渐上升。由于切换调节器 100 的输出电压 V_{out} 与参考电压 V_{ref} 成比例，所以输出电压 V_{out} 也以图 6 中所示的方式逐渐上升。这防止由过冲产生噪声。

但是，利用这种通过逐渐提高参考电压而将输出电压 V_{out} 逐渐提高到预定电压的方法，输出电压 V_{out} 达到预定电压需要一定量的时间。因此，在打开电源后，在开始装置操作之前需要相当大量的时间。

10

发明内容

利用根据本发明的下述处理可以解决上述问题。

本发明提供了一种用于输出输出电压的电源电路，该电源电路包括：切换调节器部分，用于将输入电压调节到第一预定电压并且将第一输出电压输出到输出端；串联调节器部分，用于将输入电压调节到第二预定电压并且将第二输出电压输出到输出端；以及控制电路部分，用于控制切换调节器的操作并且控制串联调节器部分的第二预定电压；其中，紧接在打开电源之后，控制电路部分阻止切换调节器部分输出第一输出电压并且激活串联调节器部分使得从串联调节器部分输出第二预定电压，以及其中，当从串联调节器输出的第二输出电压达到第二预定电压时，控制电路部分阻止串联调节器部分输出第二输出电压并且激活切换调节器部分使得从切换调节器部分输出第一预定电压的第一输出电压。

在根据本发明实施例的电源电路中，在第一输出电压达到第一预定电压之后，控制电路部分可以改变第二预定电压使得从串联调节器部分输出小于第一预定电压的电压。

在根据本发明实施例的电源电路中，当从打开电源时起过去第一预定时间时，控制电路部分可以激活切换调节器部分。

在根据本发明实施例的电源电路中，第一预定时间可以不小于从打开电源时开始并且当串联调节器部分的第二输出电压达到第二预定电压时结束的时间段。

在根据本发明实施例的电源电路中，控制电路部分可以监视串联调节器

部分的第二输出电压并且当串联调节器部分的第二输出电压变成不小于第二预定电压的电压时可以激活切换调节器部分来启动输出。

在根据本发明实施例的电源电路中，当在启动所述切换调节器部分的输出之后过去第二预定时间时，控制电路部分可以改变第二预定电压使得从串联调节器部分输出小于第一预定电压的电压。

在根据本发明实施例的电源电路中，第二预定时间可以不小于从启动切换调节器部分的输出时开始并且当第一输出电压达到第一预定电压时结束的时间段。

在根据本发明实施例的电源电路中，控制电路部分可以控制连接到输出端的负载，其中在从打开电源时开始并且当改变第二预定电压使得从串联调节器部分输出小于第一预定电压的电压时结束的时间段期间，控制电路部分可以控制该负载从而变成较小负载状态，该较小负载状态是其中与正常操作相比消耗较少电流量的状态。

在根据本发明实施例的电源电路中，控制电路部分可以控制该负载从而当改变第二预定电压使得从串联调节器部分输出小于第一预定电压的电压时该负载变成正常状态，该正常状态是其中消耗正常电流量的状态。

在根据本发明实施例的电源电路中，串联调节器部分可以包括：电压控制晶体管，用于根据输入控制信号将电流从输入端输出到输出端；第一参考电压产生电路部分，用于产生并且输出第一预定参考电压；第一输出电压检测电路部分，用于检测输出电压，并且产生和输出与检测到的输出电压成比例的比例电压；以及电压控制晶体管控制电路部分，用于控制电压控制晶体管的操作使得该比例电压变成第一预定参考电压，其中该第一参考电压产生电路部分可以根据来自控制电路部分的控制信号产生并且输出第一预定参考电压。

在根据本发明实施例的电源电路中，第一参考电压产生电路部分可以包括用于根据输入数字数据产生并且输出第一预定参考电压的D/A转换器，其中控制电路部分可以通过改变由控制信号指示的数字数据来控制从D/A转换器输出的第一预定参考电压的电压值。

在根据本发明实施例的电源电路中，串联调节器部分可以包括：电压控制晶体管，用于根据输入控制信号从输入端输出电流到输出端；第一参考电压产生电路部分，用于产生并且输出第一预定参考电压；第一输出电压检测

5 电路部分，用于检测输出电压，并且产生和输出与检测到的输出电压成比例的比例电压；以及电压控制晶体管控制电路部分，用于控制该电压控制晶体管的操作使得该比例电压变成第一预定参考电压，其中，该第一输出电压检测电路部分可以通过利用根据来自控制电路部分的控制信号的分压比对输出电压进行分压而产生该比例电压。

10 在根据本发明实施例的电源电路中，切换调节器部分可以包括：切换晶体管电路部分，用于通过根据输入控制信号进行切换来控制输入电压的输出；第二参考电压产生电路部分，用于产生并且输出第二预定参考电压；第二输出电压检测电路部分，用于检测输出电压，并且产生和输出与检测到的输出电压成比例的比例电压；切换控制电路部分，用于控制切换晶体管电路部分的切换使得该比例电压变成第二预定参考电压；以及平滑电路部分，用于平滑切换晶体管电路部分的输出信号并且将该信号输出到输出端，其中，所述串联调节器部分、控制电路部分、切换晶体管电路部分、第二输出电压检测电路部分、和切换控制电路部分可以被集成在单个集成电路上。

15 此外，本发明提供了一种用于提高电源电路的输出电压的方法，该电源电路包括：切换调节器部分，用于将输入电压调节到第一预定电压并且将第一输出电压输出到输出端；串联调节器部分，用于将输入电压调节到第二预定电压并且将第二输出电压输出到输出端；以及控制电路部分，用于控制切换调节器的操作并且控制串联调节器部分的第二预定电压，该方法包括下述
20 步骤：紧接在打开电源之后，阻止切换调节器部分输出第一输出电压并且激活串联调节器部分使得从串联调节器部分输出第二预定电压；以及当从串联调节器输出的第二输出电压达到第二预定电压时，阻止串联调节器部分输出第二输出电压并且激活切换调节器部分使得从切换调节器部分输出第一预定电压的第一输出电压。

25 在根据本发明实施例的方法中，在第一输出电压达到第一预定电压之后，可以改变第二预定电压使得从串联调节器部分输出小于第一预定电压的电压。

在根据本发明实施例的方法中，当从打开电源时起过去第一预定时间时可以激活切换调节器部分。

30 在根据本发明实施例的方法中，第一预定时间可以不小于从打开电源时开始并且当串联调节器部分的第二输出电压达到第二预定电压时结束的时间

段。

在根据本发明实施例的方法中，可以监视串联调节器部分的第二输出电压并且当串联调节器部分的第二输出电压变成不小于第二预定电压的电压时可以发信号通知切换调节器部分来启动输出。

- 5 在根据本发明实施例的方法中，当在启动切换调节器部分的输出之后过去第二预定时间时，可以改变第二预定电压使得从串联调节器部分输出小于第一预定电压的电压。

10 在根据本发明实施例的方法中，第二预定时间可以不小于从启动切换调节器部分的输出时开始并且当第一输出电压达到第一预定电压时结束的时间段。

15 在根据本发明实施例的方法中，可以控制连接到输出端的负载，其中在从打开电源时开始并且当改变第二预定电压使得从串联调节器部分输出小于第一预定电压的电压时结束的时间段期间，可以控制该负载使得该负载变成较小负载状态，该较小负载状态是其中与正常操作相比消耗较少电流量的状态。

在根据本发明实施例的方法中，当改变第二预定电压使得从串联调节器部分输出小于第一预定电压的电压时可以控制该负载使得该负载变成正常状态，该正常状态是其中消耗正常电流量的状态。

20 附图说明

- 图 1 是示出根据本发明第一实施例的电源电路的示例性配置的图；
图 2 是示出用于图 1 的每个部分的信号的波形的示例的时序图；
图 3 是示出根据本发明第一实施例的电源电路的另一示例性配置的图；
图 4 是示出根据本发明第一实施例的电源电路的另一示例性配置的图；
25 图 5 是示出切换调节器的常规示例的电路图；
图 6 是示出当打开电源时图 5 的每个部分的波形的示例的图。

具体实施方式

基于附图中所示的实施例详细描述本发明。

- 30 图 1 是示出了根据本发明第一实施例的电源电路的示例性配置的图，图 2 是示出了用于图 1 所示的电源电路的每个部分的信号的波形的示例的时序

图。

在图 1 中, 电源电路 1 包括切换调节器 2、串联调节器 3、和控制电路 4。切换调节器 2 和串联调节器 3 分别提供功率给连接到输出端 OUT 的负载 10。控制电路 4 监视输入电压 V_{in} 并且分别控制切换调节器 2 的状态、串联调节器 3 的状态、及负载 10 的状态。

切换调节器 2 的输出端 OUT1 和串联调节器 3 的输出端 OUT2 都连接到电源电路 1 的输出端 OUT。应该注意的是, 为方便起见, 某些情况下的电压变化是通过假定切换调节器 2 的输出端 OUT1 和串联调节器 3 的输出端 OUT2 没有连接来描述的。在这种情况下, 来自每个调节器的输出端的电压可以与实际电压不同并且可以图示为图 2 中的点划线。但是, 该实际电压与输出电压 V_{out} 相同。

切换调节器 2 具有包括 PMOS 晶体管用于执行输入电压 V_{in} 的输出控制的切换晶体管 M1、包括 NMOS 晶体管用于同步整流的晶体管(同步整流晶体管)M2、用于能量转换的电感线圈 L_a 和电容器 C1、对从输出端 OUT 输出的电压 V_{out} 分压并且输出分压 V_{d1} 以用于输出电压检测的电阻 R1 和 R2。

此外, 切换调节器 2 还具有用于产生和输出预定参考电压 V_{r1} 的参考电压产生电路 11、用于在参考电压 V_{r1} 和分压 V_{d1} 之间进行比较并且根据比较结果输出电压的比较器 CMP1、以及用于通过根据从比较器 CMP1 输出的电压对切换晶体管 M1 和同步整流晶体管 M2 执行 PWM 控制而对切换晶体管 M1 和同步整流晶体管 M2 执行切换控制的 PWM 控制电路。

切换晶体管 M1 和同步整流晶体管 M2 串联连接在输入端 IN(将输入电压 V_{in} 输入到该输入端 IN)和地电压 GND 之间。电感线圈 L1 连接在连接切换晶体管 M1 和同步整流晶体管 M2 的部分与输出端 OUT 之间。电阻 R1、R2 的串联电路与电容器 C1 并联连接在输出端 OUT 和地电压 GND 之间。电阻 R1、R2 产生分压 V_{d1} 并且输出分压 V_{d1} 到比较器 CMP1 的反相输入端。PWM 控制电路 12 根据来自控制电路 4 的一个或多个 PWM 信号来操作。负载 10 连接在输出端 OUT 和地电压 GND 之间。

同时, 串联切换器 3 具有包括 PMOS 晶体管用于控制输出到输出端 OUT 的电流使得输出电压 V_{out} 变为预定电压的电压控制晶体管 M3、以及用于输出电压检测的电阻 R3 和 R4, 该电阻 R3 和 R4 对从输出端 OUT 输出的电压 V_{out} 进行分压并且输出分压电压 V_{d2} 以用于输出电压检测。此外, 串联调节

器 3 还具有用于根据输入数字代码产生并且输出电压 DAout 的 D/A 转换器 DAC、用于根据分压 Vd2 与电压 DAout 之间的电压差执行电压控制晶体管 M3 的操作的运算放大器电路 AMP1。

5 应该注意的是，分别地，切换调节器 2 包括在切换调节器部分中，串联调节器 3 包括在串联调节器部分中，以及控制电路 4 包括在控制电路部分中。此外，D/A 转换器 DAC 包括在第一参考电压产生电路部分，电阻 R3、R4 包括在第一输出电压检测电路部分中，而运算放大器电路 AMP1 包括在电压控制晶体管控制电路部分中。此外，切换晶体管 M1 和同步整流晶体管 M2 包括在切换晶体管部分中，参考电压产生电路 11 包括在参考电压产生电路部分
10 中，比较器 CMP1 和 PWM 控制电路包括在切换控制电路部分中，以及电感线圈 L1 和电容器 C1 包括在平滑电路中。

电压控制晶体管 M3 和电阻 R3、R4 串联连接在输入端 IN 与地电压 GND 之间，以及连接电压控制晶体管 M3 和电阻 R3 的部分连接到输出端 OUT。将电压 DAout 输入到运算放大器电路 AMP1 的反相输入端，而将分压 Vd2
15 输入到运算放大器电路 AMP1 的非反相输入端。运算放大器电路 AMP1 的输出端连接到电压控制晶体管 M3 的栅极。D/A 转换器 DAC 根据来自控制电路 4 的 DAC 控制信号 Sc2 产生并且输出电压 DAout。

在负载电流 i_o 大的情况下，由于在电压控制晶体管 M3 处消耗大量功率所以效率低；但是，利用串联调节器 3，在操作期间的噪声和输出电压 Vout
20 的波纹小，并且可以减少内部消耗的功率。因而，在负载电流 i_o 小的情况下，可以获得高于切换调节器 2 的效率。此外，利用串联调节器 3，可以缩短输出电压的上升时间，可以加速对输入电压 Vin 的变化和/或负载 i_o 的变化的响应，并且可以获得输出电压的高稳定性。

利用这样的配置，当在打开电源之后输入电压 Vin 达到预定值(例如，图
25 2 中的 2.9V)时，控制电路 4 输出 PWM 控制信号 Sc1 到 PWM 控制电路 12 并且通过断开切换晶体管 M1 和同步整流晶体管 M2 两者来停止切换调节器 2 的操作。同时，控制电路 4 输出 DAC 控制信号 Sc2 到串联调节器 3 的 D/A 转换器 DAC 并且将 D/A 转换器 DAC 的输出电压 DAout 设置为预定电压 V1。

通过串联调节器 3 的控制将电源电路 1 的输出电压 Vout 提高到预定电压
30 (例如，图 2 中的 1.5V)。在该示例中，假定在输入电压 Vin 达到 2.9V 之后串联调节器 3 的输出电压 VRout 正向达到 1.5V 所花费的时间是时间 T1。在过

去时间 T1 之后，控制电路 4 输出 PWM 控制信号 Sc1 以使得 PWM 控制电路 12 操作。由此，激活切换调节器 2 并且将切换调节器 2 的输出电压 DCout 提高到预定电压 1.5V。在该示例中，假定在切换调节器 2 开始操作之后切换调节器 2 的输出电压 DCout 正向达到 1.5V 花费的时间是时间 T2。

5 这样，首先激活具有短的输出电压上升时间的串联调节器 3，然后在电源电路 1 的输出电压 Vout 达到预定电压之后激活切换调节器 2。因此，切换调节器 2 的输出电压 DCout 可以在短时间内上升而不产生过冲噪声。此外，即使输出电压 Vout 的提高是通过将其分成两步来执行的，但是输出电压 Vout 也可以在相比于常规软启动为几分之一的时间内上升。

10 此外，控制电路 4 利用负载控制信号 Sc3 控制负载 10 的操作模式直到切换调节器 2 的输出电压 DCout 达到预定电压，并且能够通过使负载电流 i_o 降低到相当低的量例如到睡眠模式而进一步缩短串联调节器 3 的输出电压的上升时间。应该注意的是，由于在时间段 T2 期间从串联调节器 3 的输出端 OUT2 输出电压，所以 PWM 控制电路 12 通过将控制信号 Nout 的电平转变为低电
15 平而使同步整流晶体管 M2 切断，从而可以防止切换调节器 2 的同步整流晶体管 M2 产生直通电流(through current)。

在过时间 T2 之后，控制电路 4 输出 DAC 控制信号 SC2 到 D/A 转换器 DAC 并且将 D/A 转换器 DAC 的输出电压 DAout 设置成小于预定电压 V1 的预定电压 V2。这样，运算放大器电路 AMP1 试图通过控制电压控制晶体管
20 M3 来降低串联调节器 3 的输出电压 VRout。但是，由于输出电压 VRout 被固定在切换调节器 2 的输出电压 DCout 所以不能降低输出电压 VRout。结果，运算放大器电路 AMP1 的非反相输入端的电压与用作参考电压的预定电压 V2 相比较，从而运算放大器电路 4 的输出端变成高电平，由此将电压控制晶体管 M3 切断。因此，使电压控制晶体管 M3 断开并不需要控制信号。

25 在该示例中，假定在将 D/A 转换器 DAC 的输出电压 DAout 设置为预定电压 V2 后电压控制晶体管 M3 断开所花费的时间为时间 T3。此外，在时间 T3 期间通过将切换调节器 2 的操作模式从异步控制切换到同步控制而进一步提高了功率效率。

30 在切换调节器 2 完全上升，即在过时间 T2 之后，控制电路 4 输出负载控制信号 Sc3 以将负载 10 从消耗小量电流的小负载切换到消耗正常电流量的大负载，由此使得串联调节器 3 的输出电流量能够减少。此外，在使串联

调节器 3 的参考电压 DA_{out} 下降到预定电压 V_2 之后通过将负载 10 切换到大负载, 串联调节器 3 的输出电流量可以是与小负载匹配的小电流量。因而, 当将串联调节器 3 集成到半导体装置时可以减少电路面积。

此外, 优选的是设置 D/A 转换器 DAC 的输出电压 DA_{out} 的预定电压 V_2 5 以便当切换调节器正操作时串联调节器 3 的输出电压 VR_{out} 能够使电压控制晶体管 M3 被完全切断, 并且从而使得该电路在小负载(例如, 1.3V)期间具有最小的可操作电压。因此, 当装置进入睡眠模式时, 串联调节器 3 的操作自动重新启动并且仅通过限制切换调节器 3 的输出而输出例如在小负载期间所需的电压 1.3V。此外, 归功于小负载, 与使用切换调节器 2 时相比提高了功
10 率效率。

接下来, 图 3 是示出根据本发明第一实施例的电源电路的另一示例性配置的图。应该注意, 在图 3 中, 与图 1 类似的元件用类似的标号表示并且将不对其再加以解释。这里, 仅描述相对于图 1 的不同点。

不同点在于将串联调节器 3 的分压 V_{d2} 输入到图 1 的控制电路 4。在这
15 种情况下, 不是如图 1 所示那样等待用于缩短电源电路 1 的上升时间的的时间 T_1 过去, 而是在串联调节器 3 的输出电压 VR_{out} 达到预定电压之后立刻激活(操作)切换调节器 2, 由此缩短输出电压 V_{out} 的上升时间。

同时, 在图 1 和图 3 中, 串联调节器 3 包括: D/A 转换器 DAC, 其中 D/A 转换器 DAC 根据来自控制电路 4 的 DAC 控制信号 Sc_2 输出电压 DA_{out} ,
20 以及运算放大器电路 AMP1 控制电压控制晶体管 M3 的操作使得分压 V_{d2} 成为 D/A 转换器 DAC 的输出电压 DA_{out} 。同时, 如图 4 所示, 串联调节器 3 包括用于产生和输出预定参考电压 V_{r2} 的参考电压产生电路 21, 并且运算放大器电路 AMP1 可以控制电压控制晶体管 M3 的操作使得分压 V_{d2} 成为参考电压。应该注意, 在图 4 中, 与图 1 类似的元件用类似的标号表示, 并且将
25 不对其再加以解释。这里, 仅描述相比于图 1 的不同点。此外, 图 4 示出了具有不同于图 1 的串联调节器 3 的示例性电路而省略了切换调节器 2 因为切换调节器 2 与图 1 的相同。

在图 4 中, 串联调节器 3 包括电压控制晶体管 M3、用于输出电压检测
30 的电阻 R3-R5、用于产生和输出预定参考电压 V_{r2} 的参考电压产生电路 21、用于根据分压 V_{d2} 与参考电压 V_{r2} 之间的电压差来控制电压控制晶体管 M3 的运算放大器电路 AMP1、以及开关 SW2。应该注意, 参考电压产生电路 21

包括在第一参考电压产生电路部分中,而电阻 R3-R5 和开关 SW2 包括在第一输出电压检测电路部分中。

电阻 R5 与开关 SW2 串联连接。如此串联连接的电路与电阻 R3 并联连接。开关 SW2 由控制电路 4 来控制(切换控制)。将来自参考电压产生电路 21 的参考电压 Vr2 输入到运算放大器电路 AMP1 的反相输入端。

在该配置中,作为用于改变输入到运算放大器电路 AMP1 的反相输入端的电压的替代性方法,改变分压 Vd2。控制电路 4 在过去时间 T2 后将开关 SW2 从切断切换到接通从而将电阻 R5 与电阻 R3 并联连接。因此,作为电阻 R3 与电阻 R4 之间的交点的分压 Vd2 增加。结果,运算放大器电路 AMP1 的输出端变为高电平,由此控制电压控制晶体管 M3 以降低输出电压 VRout。由于在运算放大器电路 AMP1 正在操作的情况下输出电压 VRout 不降低,所以电压控制晶体管 M3 断开。

因而,利用根据本发明第一实施例的电源电路,在打开电源之后仅立刻激活串联调节器 3 同时限制切换调节器 2 的输出电压,然后在过去时间 T1(即,串联调节器 3 的输出电压 VRout 达到预定电压所花费的时间)之后或者在串联调节器 3 的输出电压 VRout 达到预定电压之后启动切换调节器 2 的电压的输出,然后在时间 T2(即,切换调节器 2 的输出电压 DCout 达到预定电压所花费的时间)之后将串联调节器 3 的预定输出电压变为低于预定电压的值。由此,可以缩短输出电压 Vout 的上升时间,并且可以防止输出电压 Vout 的过冲噪声。

此外,本发明并不局限于这些实施例,而是在不背离本发明的范围的条件下可以进行各种变更和修改。

本发明以于 2003 年 12 月 2 日提交到日本专利局的日本优先申请 2003-403194 为基础,其全部内容在此引作参考。

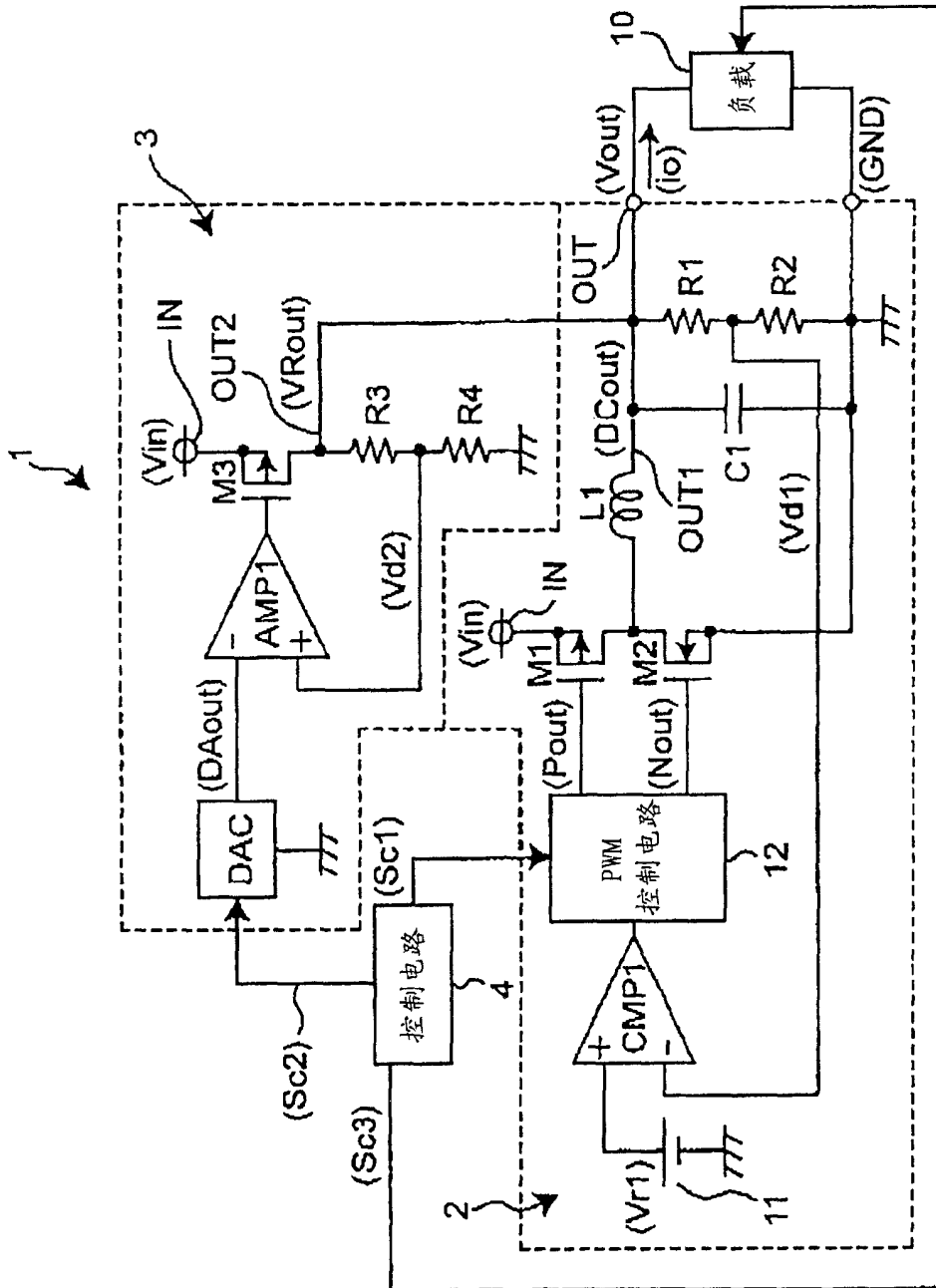


图 1

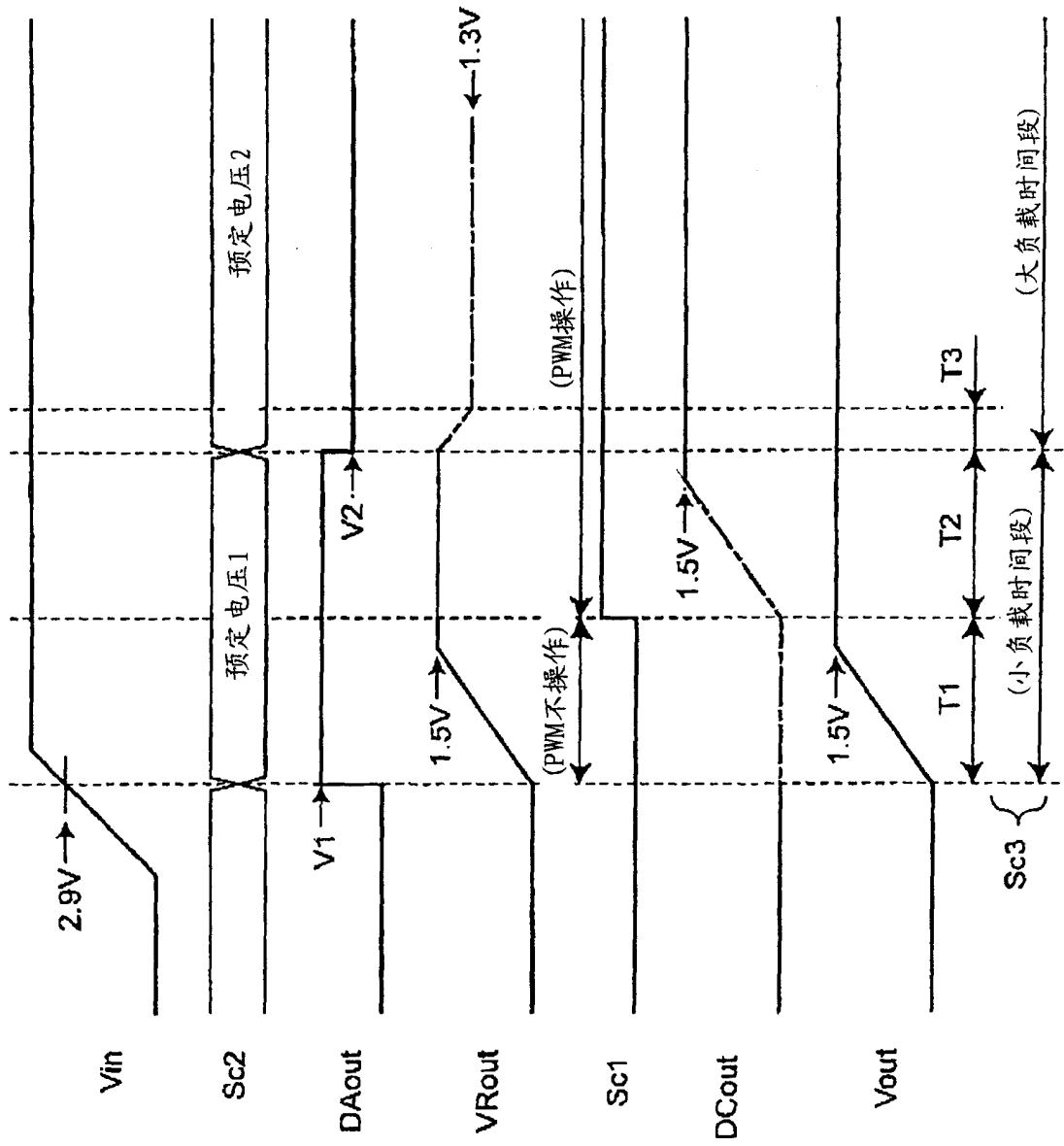


图 2

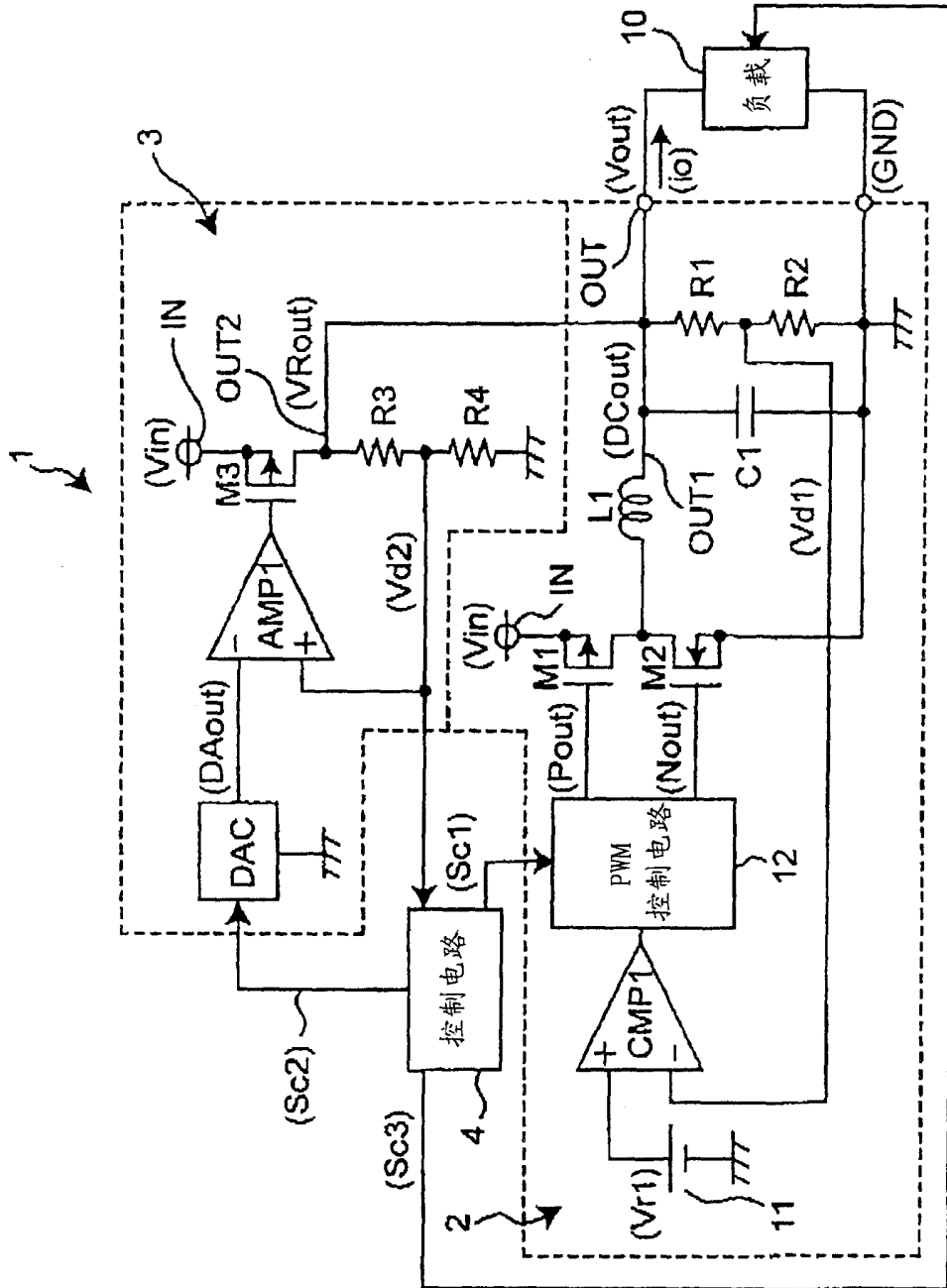


图 3

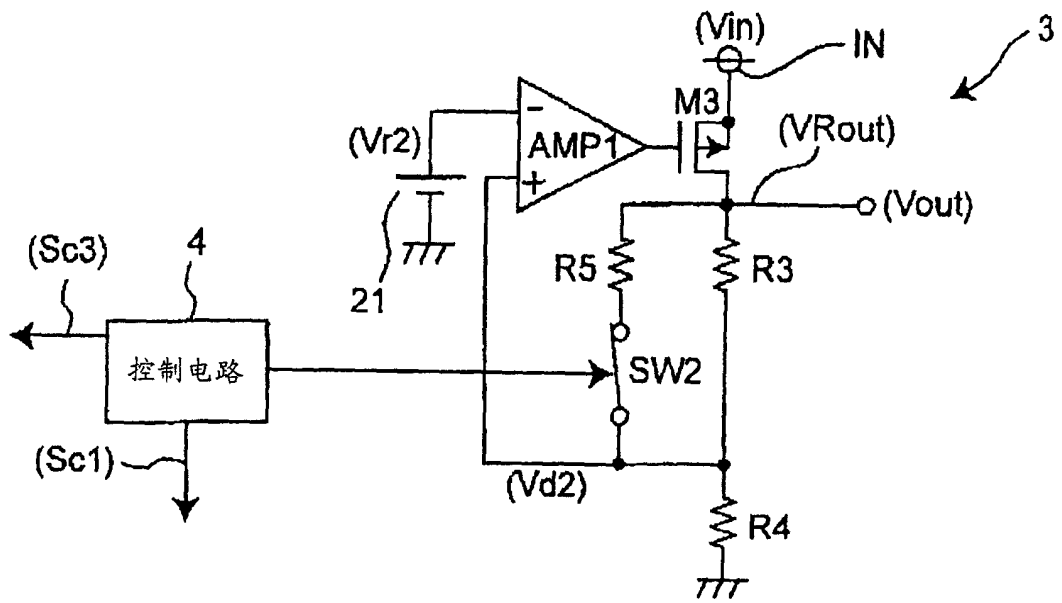


图 4

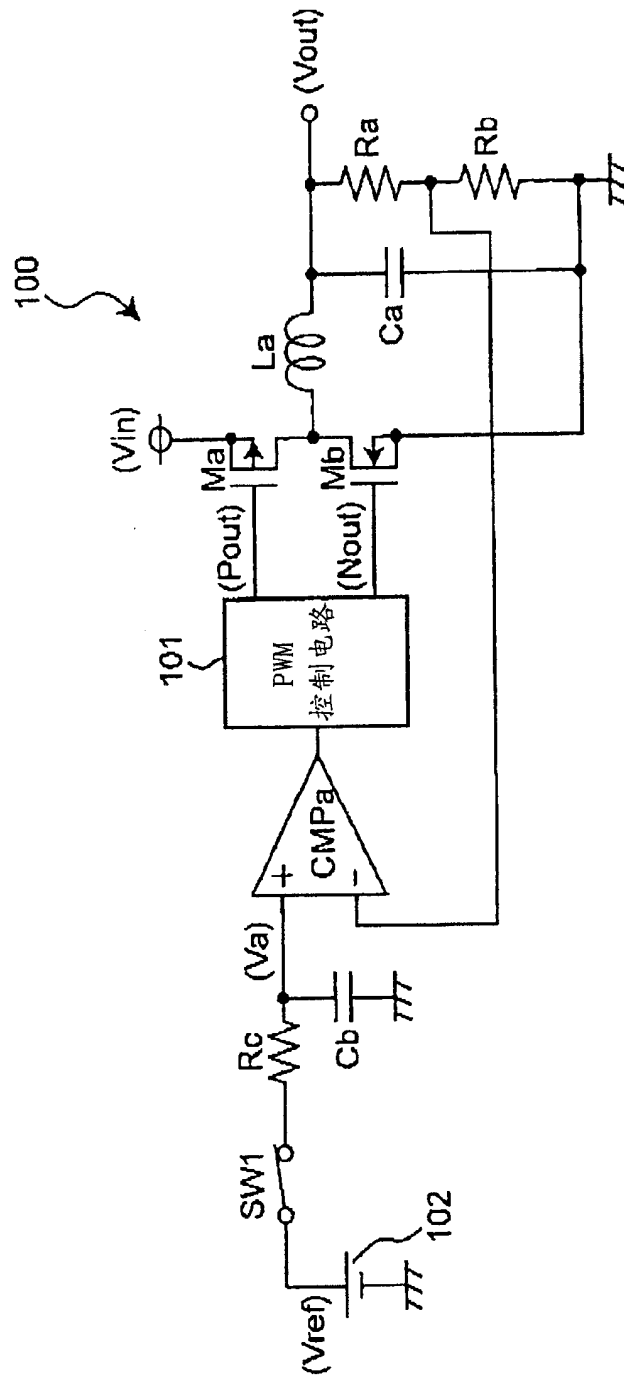


图 5

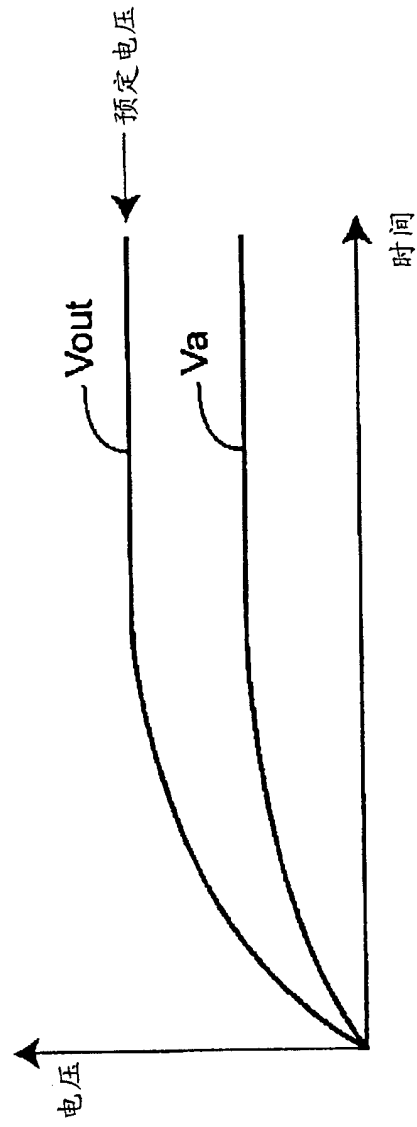


图 6