

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101552560 B

(45) 授权公告日 2011.06.22

(21) 申请号 200910058121.0

(22) 申请日 2009.01.13

(73) 专利权人 成都芯源系统有限公司

地址 611731 四川省成都市高新西区科新路
8号

(72) 发明人 李恩 石洋 路环宇 张军明
任远程

(74) 专利代理机构 成都九鼎天元知识产权代理
有限公司 51214

代理人 詹永斌 徐宏

(51) Int. Cl.

H02M 3/335(2006.01)

G05F 1/10(2006.01)

(56) 对比文件

CN 1702949 A, 2005.11.30, 说明书第8页第
6-14行, 第9页倒数1-3行, 第21页第8行至第

23页第5行, 第24页第6行至第30页第7行、
附图1, 8, 10.

CN 2870288 Y, 2007.02.14, 说明书全文.

JP 2008-130733 A, 2008.06.05, 说明书全
文.

审查员 李晓艳

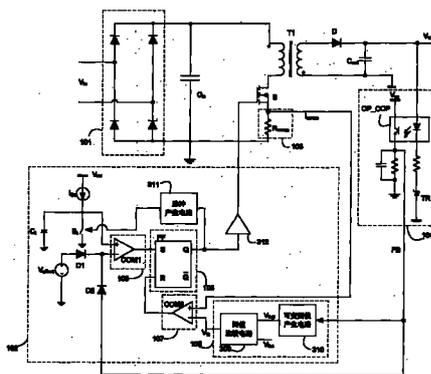
权利要求书 3 页 说明书 6 页 附图 4 页

(54) 发明名称

一种开关稳压电路及其控制方法

(57) 摘要

本发明公开了一种在轻载状态下既调节开关频率,又调节电流峰值,效率高,且不会产生音频噪声的开关稳压电路及方法。该开关稳压电路,包括一储能元件,能够存储能量;一开关,电耦接至所述储能元件,在开关导通时储能元件存储能量,在开关关断时储能元件中存储的能量被传送到负载;一控制电路,电耦接至开关,将流过开关的电流与一电流阈值相比较,当流过开关的电流大于电流阈值时关断所述开关,并根据开关稳压电路的负载大小决定开关的关断时间,当负载增大时减小开关的关断时间并增大所述开关的开关频率,当负载减小时增大开关的关断时间并减小所述开关的开关频率;其中电流阈值在非轻载时恒定不变,在轻载时随负载减小而减小。



1. 一种开关稳压电路,包括
 - 一储能元件,能够存储能量;
 - 一开关,电耦接至所述储能元件,在所述开关导通时所述储能元件存储能量,在所述开关关断时所述储能元件中存储的能量被传送至负载;以及
 - 一控制电路,电耦接至所述开关,将流过所述开关的电流与一电流阈值相比较,当流过所述开关的电流大于所述电流阈值时关断所述开关,并根据所述开关稳压电路的负载大小决定所述开关的关断时间,在轻载状态下,当负载增大时减小所述开关的关断时间并增大所述开关的开关频率,当负载减小时增大所述开关的关断时间并减小所述开关的开关频率;其中所述电流阈值在非轻载时恒定不变,在轻载时随负载减小而减小。
2. 如权利要求 1 所述的开关稳压电路,其特征在于,所述开关稳压电路还包括:
 - 一电压反馈电路,采样所述开关稳压电路的输出电压,并产生一与所述开关稳压电路的输出电压相关的反馈信号;
 - 一电流采样电路,电耦接至所述开关,采样流过所述开关的电流,并产生一代表流过所述开关的电流的电流采样信号;其中所述控制电路包括:
 - 一充电电容;
 - 一充电开关;
 - 一充电电流源,一端电耦接至一参考电压,另一端电耦接至所述充电电容和充电开关的一端,所述充电电容和充电开关的另一端接地;
 - 一第一比较电路,电耦接至所述充电电容和电压反馈电路,接收所述充电电容的端电压和所述反馈信号,并将所述充电电容的端电压与所述反馈信号进行比较;
 - 一阈值调节电路,电耦接至所述电压反馈电路,接收所述反馈信号并根据所述反馈信号输出一阈值,在非轻载时维持所述阈值为一第一阈值,在轻载时减小所述阈值;
 - 一第二比较电路,电耦接至所述电流采样电路和阈值调节电路,接收所述电流采样信号和阈值,并将两者进行比较;
 - 一逻辑电路,电耦接至所述第一比较电路和第二比较电路,根据所述第一比较电路和第二比较电路输出的比较结果决定所述开关和充电开关的导通与关断。
3. 如权利要求 2 所述的开关稳压电路,其特征在于,所述阈值调节电路包括:
 - 一可变阈值产生电路,电耦接至所述电压反馈电路,接收所述反馈信号,并产生一与所述反馈信号相关的可变阈值,其中,在负载减小时所述可变阈值减小,而在负载增大时所述可变阈值增大;
 - 一阈值比较电路,电耦接至所述可变阈值产生电路,将所述可变阈值与所述第一阈值进行比较,并输出两者中的较小值用作与所述电流采样信号进行比较的所述阈值。
4. 如权利要求 3 所述的开关稳压电路,其特征在于,
 - 当负载增大时,所述开关稳压电路的输出电压减小,所述反馈信号减小;
 - 当负载减小时,所述开关稳压电路的输出电压增大,所述反馈信号增大。
5. 如权利要求 4 所述的开关稳压电路,其特征在于,所述可变阈值为一参考值与所述反馈信号的倍数之差。

6. 如权利要求 4 所述的开关稳压电路,其特征在于,其中

所述第一比较电路包括一第一比较器,所述第一比较器的同相输入端电耦接至所述充电电容以接收所述充电电容的端电压,所述第一比较器的反相输入端电耦接至所述电压反馈电路以接收所述反馈信号;

所述逻辑电路包括一触发器,所述触发器的置位端电耦接至所述第一比较器的输出端,所述触发器的输出端电耦接至所述开关和充电开关以控制所述开关和充电开关的导通与关断。

7. 如权利要求 6 所述的开关电源电路,其特征在于,所述控制电路还包括一电压源、一第一二极管和一第二二极管,所述电压源的正极电耦接至所述第一二极管的阳极,所述电压源的负极接地,所述第二二极管的阳极电耦接至所述电压反馈电路以接收所述反馈信号,所述第一二极管和第二二极管的阴极电耦接在一起,并电耦接至所述第一比较器的反相输入端。

8. 如权利要求 6 所述的开关稳压电路,其特征在于,所述第二比较电路包括一第二比较器,所述第二比较器的同相输入端电耦接至所述电流采样电路以接收所述电流采样信号,所述第二比较器的反相输入端电耦接至所述阈值比较电路以接收所述阈值,所述第二比较器的输出端电耦接至所述触发器的复位端。

9. 如权利要求 8 所述的开关稳压电路,其特征在于,所述阈值比较电路包括一第三二极管和第四二极管,所述第三二极管和第四二极管的阳极电耦接在一起,并电耦接至所述第二比较器的反相输入端,所述第三二极管的阴极耦接至所述可变阈值产生电路以接收所述可变阈值,所述第四二极管的阴极接收所述第一阈值。

10. 如权利要求 6 所述的开关稳压电路,其特征在于,所述第二比较电路和阈值比较电路由一第二比较器构成,所述第二比较器包括一个同相输入端和两个反相输入端,所述第二比较器的同相输入端电耦接至所述电流采样电路以接收所述电流采样信号,所述第二比较器的第一反相输入端电耦接至所述可变阈值产生电路以接收所述可变阈值,所述第二比较器的第二反相输入端接收所述第一阈值,其中所述第二比较器的输出结果为所述可变阈值和第一阈值之中的较小值和所述电流采样信号的比较值。

11. 如权利要求 6 所述的开关稳压电路,其特征在于,所述控制电路还包括一脉冲产生电路,电耦接在所述触发器的输出端和所述充电开关之间,当所述触发器输出信号出现上升沿时,产生一宽度为一预设时间的脉冲以导通所述充电开关所述预设时间。

12. 如权利要求 2 所述的开关稳压电路,其特征在于,所述储能元件为一变压器,包括一原边绕组和一副边绕组,所述开关电耦接在所述变压器的原边绕组和地之间,所述开关稳压电路还包括一二极管和一输出电容,所述二极管的阳极电耦接至所述变压器的副边绕组的一端,所述二极管的阴极电耦接至所述输出电容的一端,所述输出电容的另一端电耦接至所述变压器的副边绕组的另一端。

13. 如权利要求 12 所述的开关稳压电路,其特征在于,所述电压反馈电路包括一光电耦合器。

14. 如权利要求 12 所述的开关稳压电路,其特征在于,所述电流采样电路包括一电流采样电阻,电耦接在所述开关和地之间。

15. 如权利要求 12 所述的开关稳压电路,其特征在于,所述开关为金属氧化物场效应

晶体管。

16. 一种开关稳压电路的控制方法,其中所述开关稳压电路包括一储能元件以及一开关,在开关导通时所述储能元件存储能量,在开关关断时所述储能元件中存储的能量被传送至负载,所述控制方法包括:

将流过所述开关的电流与一电流阈值相比较,当流过所述开关的电流大于所述电流阈值时关断所述开关;

根据所述开关稳压电路的负载大小决定所述开关的关断时间,在轻载状态下,当负载增大时减小所述开关的关断时间并增大所述开关的开关频率,当负载减小时增大所述开关的关断时间并减小所述开关的开关频率;

在非轻载时维持所述电流阈值恒定不变,在轻载时使所述电流阈值随负载减小而减小。

17. 如权利要求 16 所述的方法,其特征在于,其中所述开关稳压电路还包括一充电电容,一充电开关,以及一充电电流源,所述充电电流源的一端电耦接至一参考电压,另一端电耦接至所述充电电容和充电开关的一端,所述充电电容和充电开关的另一端接地,所述方法还包括:

采样所述开关稳压电路的输出电压,并产生一与所述开关稳压电路的输出电压相关的反馈信号;

采样流过所述开关的电流,并产生一代表流过所述开关的电流的电流采样信号;

将所述充电电容的端电压与所述反馈信号进行比较,将所述电流采样信号与一阈值进行比较,并根据比较结果决定所述开关和充电开关的导通与关断;

其中在非轻载时维持所述阈值为一第一阈值,在轻载时减小所述阈值。

18. 如权利要求 17 所述的方法,其特征在于,还包括:

接收所述反馈信号,并产生一与所述反馈信号相关的可变阈值,其中,在负载减小时所述可变阈值减小,而在负载增大时所述可变阈值增大;以及

将所述可变阈值与所述第一阈值进行比较,并输出两者中的较小值用作与所述电流采样信号进行比较的阈值。

19. 如权利要求 18 所述的方法,其特征在于,

当负载增大时,所述开关稳压电路的输出电压减小,所述反馈信号减小;

当负载减小时,所述开关稳压电路的输出电压增大,所述反馈信号增大。

20. 如权利要求 19 所述的方法,其特征在于,所述可变阈值为一参考值与所述反馈信号的倍数之差。

21. 如权利要求 16 所述的方法,其特征在于,所述开关稳压电路包括反激电路。

一种开关稳压电路及其控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种电源电路,特别地,涉及一种开关稳压电路及其控制方法。

背景技术

[0002] 如今,许多电子设备均需要直流电压供电,而该直流供电电压通常来自于适配器。适配器从墙上插座获得交流电压,通过一整流桥将该交流电压转换为一不控直流电压,并通过一开关电源将该不控直流电压转换为所需的直流供电电压。

[0003] 开关电源通常采用变压器或电感作为储能元件。例如在反激变换器中即采用变压器作为储能元件,一开关电耦接至变压器的原边,控制电路控制该开关的导通与关断,使能量交替地在变压器中被存储或被传递到变压器的副边。变压器的副边经过滤波器在输出电容两端产生一输出电压,该输出电压即为反激变换器的直流输出电压。直流输出电压的增大与减小与传递到负载的功率大小相反,负载增大会导致直流输出电压减小,而负载减小则会导致直流输出电压增大。通常情况下,直流输出电压被反馈至控制电路以使开关电源能补偿负载的变化。

[0004] 当开关电源工作于连续模式(即流过储能元件的电流连续)时,开关电源的输出功率可表示为 $P_{out_CCM} = \frac{1}{2}L(I_{peak}^2 - I_{valley}^2)f\eta$ 。当开关电源工作于断续模式(即流过储能元件的电流不连续)时,开关电源的输出功率可表示为 $P_{out_DCM} = \frac{1}{2}LI_{peak}^2f\eta$ 。其中,L为储能元件的电感值(对反激变换器而言,L即为变压器原边励磁电感值), I_{peak} 为流过储能元件的电流的峰值, I_{valley} 为流过储能元件的电流的谷值,f为开关电源的开关频率,而 η 为开关电源的转换效率。为了控制输出功率,既可以保持开关频率不变而调节电流峰值,也可以保持电流峰值不变而调节开关频率。若保持开关频率不变而调节电流峰值,例如传统的峰值电流控制,则在轻载状态下,开关电源的效率会大大降低。若保持电流峰值不变而调节开关频率,则在轻载状态下,开关频率降低得过小(小于20Khz)会使开关电源产生音频噪声。

发明内容

[0005] 本发明提供一种在轻载状态下效率高且不会产生音频噪声的开关稳压电路及方法。

[0006] 依据本发明提出的一种开关稳压电路,包括:一储能元件,能够存储能量;一开关,电耦接至所述储能元件,在所述开关导通时所述储能元件存储能量,在所述开关关断时所述储能元件中存储的能量被传送至负载;以及一控制电路,电耦接至所述开关,将流过所述开关的电流与一电流阈值相比较,当流过所述开关的电流大于所述电流阈值时关断所述开关,并根据所述开关稳压电路的负载大小决定所述开关的关断时间,在轻载状态下,当负载增大时减小所述开关的关断时间并增大所述开关的开关频率,当负载减小时增大所述开关的关断时间并减小所述开关的开关频率;其中所述电流阈值在非轻载时恒定不变,在轻

载时随负载减小而减小。

[0007] 如本发明的优选实施例所述的开关稳压电路,所述开关稳压电路还包括:一电压反馈电路,采样所述开关稳压电路的输出电压,并产生一与所述开关稳压电路的输出电压相关的反馈信号;一电流采样电路,电耦接至所述开关,采样流过所述开关的电流,并产生一代表流过所述开关的电流的电流采样信号;其中所述控制电路还包括:一充电电容;一充电开关;一充电电流源,一端电耦接至一参考电压,另一端电耦接至所述充电电容和充电开关的一端,所述充电电容和充电开关的另一端接地;一第一比较电路,电耦接至所述充电电容和电压反馈电路,接收所述充电电容的端电压和所述反馈信号,并将所述充电电容的端电压与所述反馈信号进行比较;一阈值调节电路,电耦接至所述电压反馈电路,并输出一阈值,在非轻载时维持所述阈值为一第一阈值,在轻载时减小所述阈值;一第二比较电路,电耦接至所述电流采样电路和阈值调节电路,接收所述电流采样信号和阈值,并将两者进行比较;一逻辑电路,电耦接至所述第一比较电路和第二比较电路,根据所述第一比较电路和第二比较电路输出的比较结果决定所述开关和充电开关的导通与关断。

[0008] 依据本发明提出的一种开关稳压电路的控制方法,其中所述开关稳压电路包括一储能元件以及一开关,在开关导通时所述储能元件存储能量,在开关关断时所述储能元件中存储的能量被传送至负载,所述控制方法包括:将流过所述开关的电流与一电流阈值相比较,当流过所述开关的电流大于所述电流阈值时关断所述开关;根据所述开关稳压电路的负载大小决定所述开关的关断时间,在轻载状态下,当负载增大时减小所述开关的关断时间并增大所述开关的开关频率,当负载减小时增大所述开关的关断时间并减小所述开关的开关频率;在非轻载时维持所述电流阈值恒定不变,在轻载时使所述电流阈值随负载减小而减小。

[0009] 如本发明的优选实施例所述的开关稳压电路的控制方法,其中所述开关稳压电路还包括一充电电容,一充电开关,以及一充电电流源,所述充电电流源的一端电耦接至一参考电压,另一端电耦接至所述充电电容和充电开关的一端,所述充电电容和充电开关的另一端接地,所述方法还包括:采样所述开关稳压电路的输出电压,并产生一与所述开关稳压电路的输出电压相关的反馈信号;采样流过所述开关的电流,并产生一代表流过所述开关的电流的电流采样信号;将所述充电电容的端电压与所述反馈信号进行比较,将所述电流采样信号与一阈值进行比较,并根据比较结果决定所述开关和充电开关的导通与关断。

[0010] 本发明在轻载状态下既调节开关频率,又调节电流峰值,防止开关频率落入音频范围,从而避免了音频噪声的产生,并降低了开关损耗和导通损耗,提高了效率。

附图说明

[0011] 图 1 为根据本发明一实施例的开关稳压电路的电路图;

[0012] 图 2 为根据本发明一实施例的图 1 所示开关稳压电路的波形图;

[0013] 图 3 为根据本发明另一实施例的开关稳压电路的电路图;

[0014] 图 4 为根据本发明一实施例的可变阈值产生电路的电路图;

[0015] 图 5 为根据本发明一实施例的阈值比较电路的电路图;

[0016] 图 6 为根据本发明一实施例的开关稳压电路的控制方法的流程图。

具体实施方式

[0017] 下面将详细描述本发明的具体实施例。应当注意,这里描述的实施例只用于举例说明,并不用于限制本发明。以下均以包括反激变换器的 AC/DC(交流/直流变换)电路为例对本发明进行说明,但本领域的技术人员可知,本发明还可用于任何 DC/DC(直流/直流变换)拓扑,如 BUCK(降压)电路、BOOST(升压)电路、BUCK-BOOST(升-降压)电路、FLYBACK(反激)电路以及 FORWARD(正激)电路等。

[0018] 图 1 为根据本发明一实施例的开关稳压电路的电路图,包括整流桥 101、输入电容 C_{in} 、变压器 T1、开关 S、二极管 D、输出电容 C_{out} 、控制电路 102、电流采样电路 103 以及电压反馈电路 104。整流桥 101 接收一交流输入电压 V_{in} ,并将其转换成一不控直流电压。输入电容 C_{in} 并联至整流桥 101 的输出端,输入电容 C_{in} 的一端电耦接至变压器 T1 原边绕组的一端,另一端接地。开关 S 电耦接在变压器 T1 原边绕组的另一端和地之间。二极管 D 的阳极电耦接至变压器 T1 副边绕组的一端,二极管 D 的阴极电耦接至输出电容 C_{out} 的一端,输出电容 C_{out} 的另一端电耦接至变压器 T1 副边绕组的另一端。输出电容 C_{out} 两端的电压即为开关稳压电路的输出电压 V_{out} 。在一个实施例中,二极管 D 由同步整流管代替。电流采样电路 103 电耦接至开关 S,采样流过开关 S 的电流,并产生一代表该电流的电流采样信号 I_{sense} 。电流采样电路 103 可为电阻采样电路、变压器采样电路、电流放大器采样电路等。电压反馈电路 104 电耦接至开关稳压电路的输出端,采样输出电压 V_{out} ,并产生一代表该电压的反馈信号 FB。电压反馈电路 104 可包括光电耦合器或变压器。在一个实施例中,变压器 T1 还包括一第三绕组,电压反馈电路 104 电耦接至该第三绕组并采样其两端的电压,该第三绕组两端的电压可代表输出电压 V_{out} 。在一个实施例中,电压反馈电路包括电阻分压电路或电容分压电路。控制电路 102 将流过开关 S 的电流与一电流阈值相比较,当流过开关 S 的电流大于该电流阈值时关断开关 S,并根据负载大小决定开关 S 的关断时间,当负载增大时减小开关 S 的关断时间,当负载减小时增大开关 S 的关断时间。

[0019] 控制电路 102 电耦接至开关 S、电流采样电路 103 和电压反馈电路 104,接收电流采样信号 I_{sense} 和反馈信号 FB,并根据电流采样信号 I_{sense} 和反馈信号 FB 控制开关 S 的导通与关断。其中所述电流阈值在非轻载,即开关稳压电路的输出电流大于一输出电流阈值,使其输出电压 V_{out} 小于一输出电压阈值时恒定不变,在轻载,即开关稳压电路的输出电流小于该输出电流阈值,使其输出电压 V_{out} 大于该输出电压阈值时随负载减小而减小。控制电路 102 包括电容 C_t 、电流源 I_{Ct} 、开关 S_t 、第一比较电路 105、阈值调节电路 106、第二比较电路 107 以及逻辑电路 108。电流源 I_{Ct} 一端接收参考电压 V_{dd} ,另一端电耦接至电容 C_t 和开关 S_t 的一端,电容 C_t 和开关 S_t 的另一端接地。阈值调节电路 106 电耦接至电压反馈电路 104,接收反馈信号 FB,并根据反馈信号 FB 产生一阈值 V_{th} 。该阈值 V_{th} 在开关稳压电路输出非轻载状况下,为一恒定阈值 V_{th1} ;而在轻载状况下,为一与负载状况有关的可变阈值 V_{th2} ,该可变阈值 V_{th2} 随负载减小而减小。第一比较电路 105 电耦接至电容 C_t 和电压反馈电路 104。第二比较电路 107 电耦接至电流采样电路 103 和阈值调节电路 106,接收电流采样信号 I_{sense} 和阈值 V_{th} 并将两者进行比较。逻辑电路 108 电耦接至第一比较电路 105 和第二比较电路 107 的输出端以及开关 S 和 S_t 的控制端,根据第一比较电路 105 和第二比较电路 107 的比较结果控制开关 S 和 S_t 的导通与关断。

[0020] 在一个实施例中,反馈信号 FB 随负载减小、输出电压 V_{out} 增大而增大,随负载增

大、输出电压 V_{out} 减小而减小,可变阈值 V_{th2} 随着反馈信号 FB 的增大而减小,第一比较电路 105 接收电容 C_t 的端电压和反馈信号 FB 并将两者进行比较,当电容 C_t 的端电压大于反馈信号 FB 时,逻辑电路 108 输出控制信号以导通开关 S 和 S_t 。从而当负载减小时,输出电压 V_{out} 增大,反馈信号 FB 增大,充电电容 C_t 的充电时间亦随之增大,开关稳压电路的开关频率减小。在一个实施例中,在电压反馈电路 104 和第一比较电路 105 之间还电耦接一偏置电压源,以设定最大开关频率,该偏置电压源的负极电耦接至电压反馈电路 104,正极电耦接至第一比较电路 105。

[0021] 在另一个实施例中,反馈信号 FB 随负载减小、输出电压 V_{out} 增大而减小,随负载增大、输出电压 V_{out} 减小而增大,可变阈值 V_{th2} 随着反馈信号 FB 的减小而减小,在电压反馈电路 104 和第一比较电路 105 之间还电耦接一反馈信号处理电路。该反馈信号处理电路接收反馈信号 FB,并产生一与反馈信号 FB 相关的信号,该信号随反馈信号 FB 增大而减小,随反馈信号 FB 减小而增大,第一比较电路 105 接收电容 C_t 的端电压和该信号并将两者进行比较,当电容 C_t 的端电压大于该信号时,逻辑电路 108 输出控制信号以导通开关 S 和 S_t 。从而当负载减小时,输出电压 V_{out} 增大,反馈信号 FB 减小,与反馈信号 FB 相关的信号增大,充电电容 C_t 的充电时间亦随之增大,开关稳压电路的开关频率减小。

[0022] 在一个实施例中,电流采样信号 I_{sense} 随流过开关 S 的电流增大而增大,随流过开关 S 的电流减小而减小,当电流采样信号 I_{sense} 大于阈值 V_{th} 时,逻辑电路 108 输出控制信号以关断开关 S 和 S_t 。

[0023] 开关 S 和 S_t 可为任何可控半导体开关,在一个实施例中,开关 S 和 S_t 为 MOSFET(金属氧化物场效应晶体管)。在一个实施例中,在逻辑电路 108 的输出端和开关 S_t 的控制端之间还电耦接一脉冲产生电路,当逻辑电路 108 输出控制信号以导通开关 S 时,产生一宽度为 T 的脉冲,该脉冲使开关 S_t 导通 T 时长。

[0024] 由上可知,开关 S 的导通时间由变压器 T1 的原边电感、输入电压 V_{in} 和阈值 V_{th} 决定,而开关 S 的关断时间由负载大小(决定了反馈信号 FB)、电容 C_t 和电流源 I_{Ct} 决定。图 2 为根据本发明一实施例的图 1 所示开关稳压电路的波形图。当负载增大时,输出电压 V_{out} 减小,控制电路 102 减小开关 S 的关断时间以增大开关频率,在变压器 T1 中储存更多的能量,这些能量在开关 S 关断时被传送到变压器 T1 的副边绕组为增大后的负载供电并重建输出电压 V_{out} 。当负载减小时,输出电压 V_{out} 增大,控制电路 102 增大开关 S 的关断时间以减小开关频率,在变压器 T1 中储存较少的能量,并降低输出电压 V_{out} 至其稳态值。在非轻载状态下,开关稳压电路的开关电流阈值 V_{th} 一定,而在轻载状态下,则减小开关电流阈值 V_{th} ,以避免变压器 T1 产生音频噪声,在减小开关损耗的同时也减小了导通损耗,提高了轻载效率。

[0025] 图 3 为根据本发明另一实施例的开关稳压电路的电路图。开关 S 为 NMOS,电流采样电路 103 包括采样电阻 R_{sense} ,开关 S 的漏极电耦接至变压器 T1 的原边绕组,采样电阻 R_{sense} 电耦接在开关 S 的源极和地之间。电压反馈电路 104 电耦接至开关稳压电路的输出端,包括光电耦合器 OP COP 和三端稳压器 TR,反馈信号 FB 随着输出电压 V_{out} 的增大而增大。在一个实施例中,三端稳压器 TR 为 TL431。第一比较电路 105 包括比较器 COM1,其同相输入端电耦接至电容 C_t 以接收电容 C_t 的端电压,反相输入端电耦接至二极管 D1 和 D2 的阴极。二极管 D1 的阳极电耦接至一偏置电压源 V_{offset} 的正极,偏置电压源 V_{offset} 的负极接地。

二极管 D2 的阳极电耦接至电压反馈电路 104 以接收反馈信号 FB。比较器 COM1 的反相输入端接收到的值即为反馈信号 FB 和偏置电压 V_{offset} 两者中的较大值。

[0026] 阈值调节电路 106 包括阈值比较电路 309 和可变阈值产生电路 310。可变阈值产生电路 310 电耦接至电压反馈电路 104 以接收反馈信号 FB, 并产生一与反馈信号 FB 相关的可变阈值 V_{th2} , 可变阈值 V_{th2} 随反馈信号 FB 增大而减小。在一个实施例中, 可变阈值 V_{th2} 与反馈信号 FB 的关系为 $V_{\text{th2}} = V_{\text{ref}} - m * \text{FB}$, 其中 V_{ref} 为一参考电压值, 而 m 为一常数, m 可大于 1, 也可小于 1。阈值比较电路 309 电耦接至可变阈值产生电路 310 以接收可变阈值 V_{th2} , 将其与恒定阈值 V_{th1} 比较, 并将两者中的较小值作为阈值 V_{th} 输出。在一个实施例中, 阈值比较电路 309 包括两个二极管 D3 和 D4, 二极管 D3 的阴极电耦接至可变阈值产生电路 310 以接收可变阈值 V_{th2} , 二极管 D4 的阴极接收恒定阈值 V_{th1} , 二极管 D3 和 D4 的阳极电连接在一起以输出阈值 V_{th} 。第二比较电路 107 包括比较器 COM2, 比较器 COM2 的同相输入端电耦接至采样电阻 R_{sense} 和开关 S 的源极以接收电流采样信号 I_{sense} , 反相输入端电耦接至阈值比较电路 309 以接收阈值 V_{th} 。逻辑电路 108 包括 R-S 触发器 FF, R-S 触发器 FF 的置位端 S 电耦接至比较器 COM1 的输出端, 复位端 R 电耦接至比较器 COM2 的输出端, 输出端输出一控制信号控制开关 S 和 S_t 的导通与关断。门极驱动电路 312 电耦接在 R-S 触发器 FF 的输出端开关 S 的门极之间, 根据 R-S 触发器 FF 输出的控制信号产生驱动信号以驱动开关 S 导通与关断。当控制信号信号为高 (“1”) 时, 开关 S 导通, 当控制信号为低 (“0”) 时, 开关 S 关断。脉冲产生电路 311 电耦接在 R-S 触发器 FF 的输出端和开关 S_t 的控制端之间, 在控制信号的上升沿产生一宽度为 T 的脉冲, 该脉冲使开关 S_t 导通 T 时长。当脉冲产生电路 311 输出为高 (“1”) 时, 开关 S_t 导通, 当脉冲产生电路 311 输出为低 (“0”) 时, 开关 S_t 关断。

[0027] 图 4 为根据本发明一实施例的可变阈值产生电路的电路图, 包括放大器 AMP1、AMP2, 开关 MN1、MN2, PNP 三极管 Q1、Q2、Q3 和 Q4, 以及电阻 R1、R2 和 R3。放大器 AMP1 的同相输入端接收反馈信号 FB, 反相输入端电连接至开关 MN1 的源极和电阻 R1 的一端, 电阻 R1 的另一端接地。放大器 AMP1 的输出端电连接至开关 MN1 的门极, 开关 MN1 的漏极电连接至三极管 Q1 的基极和集电极以及 Q2 的基极。放大器 AMP2 的同相输入端接收参考电压 V_{ref} , 反相输入端电连接至开关 MN2 的源极和电阻 R2 的一端, 电阻 R2 的另一端接地。放大器 AMP2 的输出端电连接至开关 MN2 的门极, 开关 MN2 的漏极电连接至三极管 Q2 的集电极、Q3 的基极和集电极以及 Q4 的基极。三极管 Q1、Q2、Q3 和 Q4 的发射极电连接在一起, 并电连接至参考电压 V_{dd} 。由图 4 可知, 流过开关 Q1 的电流 $I_1 = \frac{\text{FB}}{R1}$, 流过开关 MN2 的电流 $I_2 = \frac{V_{\text{ref}}}{R2}$ 。三极管 Q1 和 Q2 构成电流镜, 故流过三极管 Q2 的电流与流过三极管 Q1 的电流成比例, 比例系数为 m 。流过三极管 Q3 的电流为流过开关 MN2 的电流与流过三极管 Q2 的电流之差。而三极管 Q3 和 Q4 构成电流镜, 故流过三极管 Q4 的电流与流过三极管 Q3 的电流成比例, 比例系数为 n , m 和 n 均为常数。电阻 R3 两端的电压, 即为可变阈值 V_{th2} , 等于流过三极管 Q4 的电流与

电阻 R3 阻值的乘积。由前可知, $V_{\text{th2}} = n * \left(\frac{V_{\text{ref}}}{R2} - m * \frac{\text{FB}}{R1} \right) * R3$, 若取 $n = 1, R1 = R2 = R3$, 则有 $V_{\text{th2}} = V_{\text{ref}} - m * \text{FB}$ 。

[0028] 图 5 为根据本发明一实施例的阈值比较电路的电路图, 其中阈值比较电路和第二比较电路集成在一起, 由一三端比较器来实现。该三端比较器的结构与传统比较器类似, 但

其具有两个反相输入端,分别接收恒定阈值 V_{th1} 和可变阈值 V_{th2} 。三端比较器的同相输入端接收电流采样信号 I_{sense} ,输出端输出比较结果 OUT。由图 5 可知,恒定阈值 V_{th1} 和可变阈值 V_{th2} 分别电连接至开关 MP4 和 MP5 的门极。由于开关 MP4 和 MP5 为 PMOS,若 $V_{th1} > V_{th2}$,则相对于流过开关 MP5 的电流,流过开关 MP4 的电流可忽略,输出信号 OUT 为可变阈值 V_{th2} 与电流采样信号 I_{sense} 的比较值。同理,若 $V_{th1} < V_{th2}$,则输出信号 OUT 为恒定阈值 V_{th1} 与电流采样信号 I_{sense} 的比较值。

[0029] 图 6 为根据本发明一实施例的开关稳压电路的控制方法的流程图,其中开关稳压电路包括一储能元件以及一开关,在开关导通时储能元件存储能量,在开关关断时储能元件中存储的能量被传送至负载。图 6 所示控制方法包括步骤 601 ~ 603。

[0030] 步骤 601,将流过开关的电流与一电流阈值相比较,当流过开关的电流大于所述电流阈值时关断开关。

[0031] 步骤 602,根据开关稳压电路的负载大小决定开关的关断时间,当负载增大时减小开关的关断时间,当负载减小时增大开关的关断时间。

[0032] 步骤 603,在非轻载时维持电流阈值恒定不变,在轻载时使电流阈值随负载减小而减小。

[0033] 在一个实施例中,开关稳压电路还包括一充电电容,一充电开关,以及一充电电流源,充电电流源的一端电耦接至一参考电压,另一端电耦接至充电电容和充电开关的一端,充电电容和充电开关的另一端接地。采样开关稳压电路的输出电压,并产生一与该输出电压相关的反馈信号。采样流过开关的电流,并产生一代表该电流的电流采样信号。将充电电容的端电压与反馈信号进行比较,将电流采样信号与一阈值进行比较,并根据比较结果决定开关和充电开关的导通与关断,其中在非轻载时维持该阈值为第一阈值,而在轻载时减小该阈值。

[0034] 在一个实施例中,还包括接收反馈信号,并产生一与反馈信号相关的可变阈值,其中,在负载减小时可变阈值减小,而在负载增大时可变阈值增大,并将可变阈值与第一阈值进行比较,并输出两者中的较小值用作与电流采样信号进行比较的阈值。

[0035] 在一个实施例中,当负载增大时,开关稳压电路的输出电压减小,反馈信号减小;当负载减小时,开关稳压电路的输出电压增大,反馈信号增大。在一个实施例中,可变阈值为参考值与反馈信号的倍数之差。

[0036] 在一个实施例中,开关稳压电路包括反激电路。

[0037] 虽然已参照几个典型实施例描述了本发明,但应当理解,所用的术语是说明和示例性、而非限制性的术语。由于本发明能够以多种形式具体实施而不脱离发明的精神或实质,所以应当理解,上述实施例不限于任何前述的细节,而应在随附权利要求所限定的精神和范围内广泛地解释,因此落入权利要求或其等效范围内的全部变化和改型都应随附权利要求所涵盖。

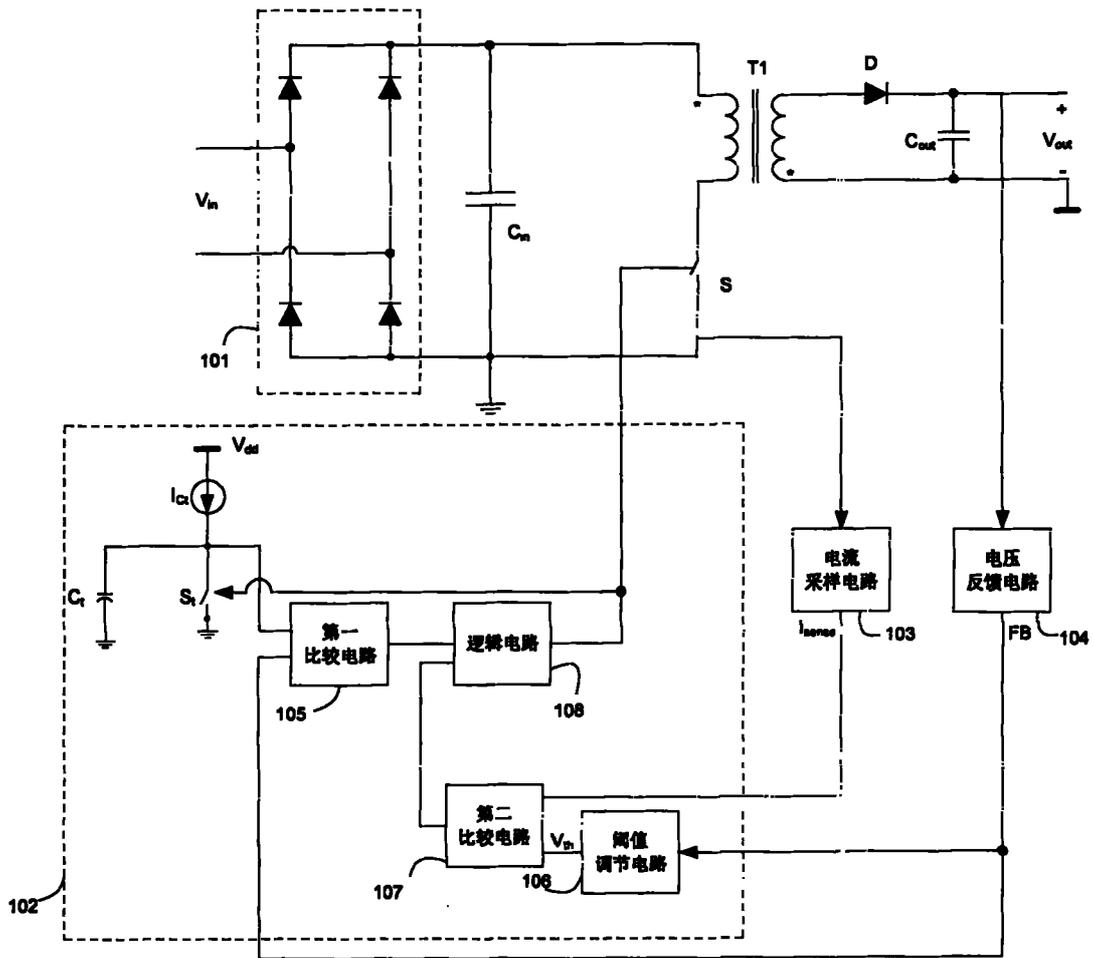


图 1

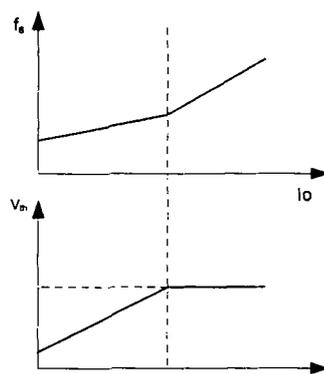


图 2

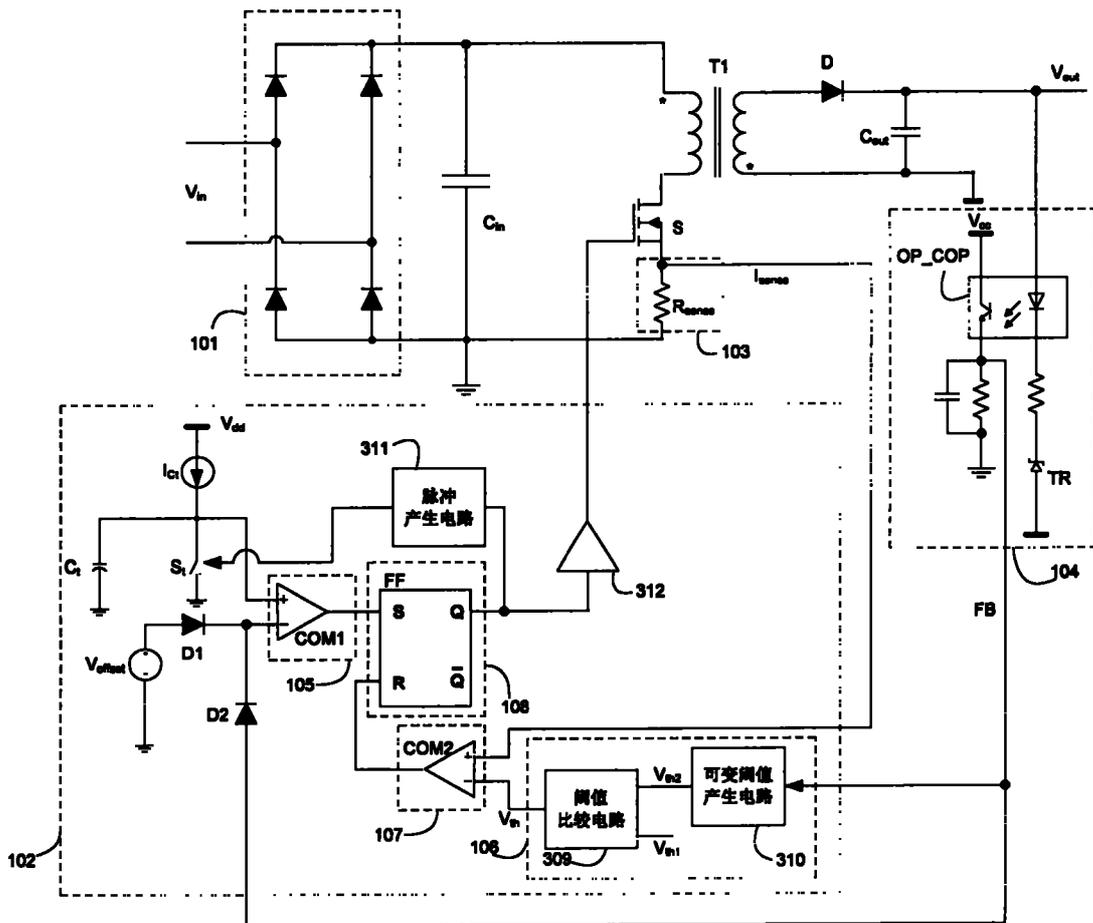


图 3

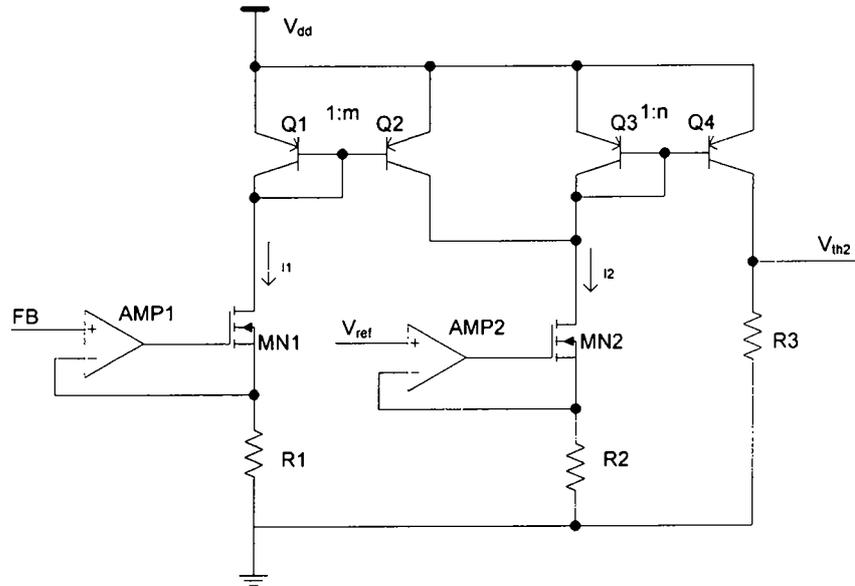


图 4

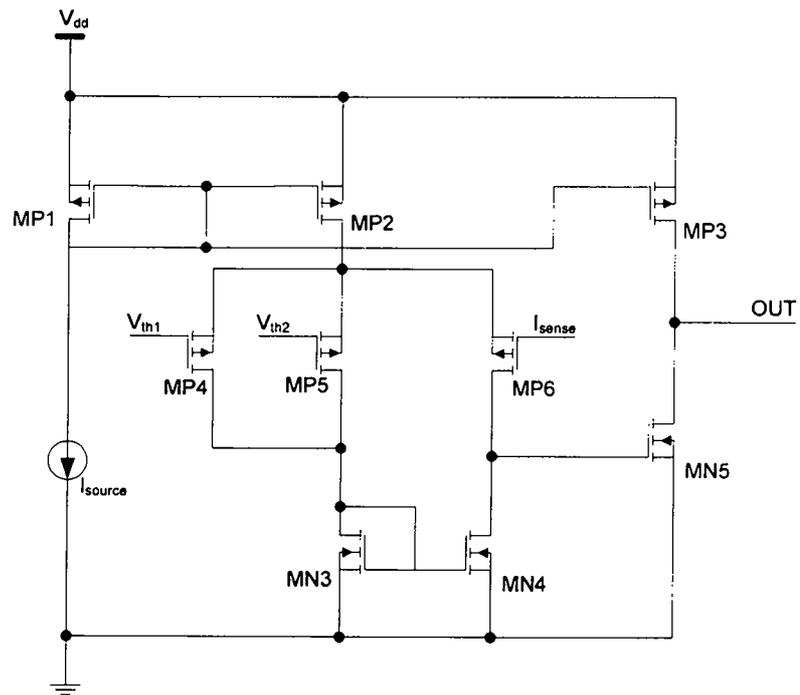


图 5

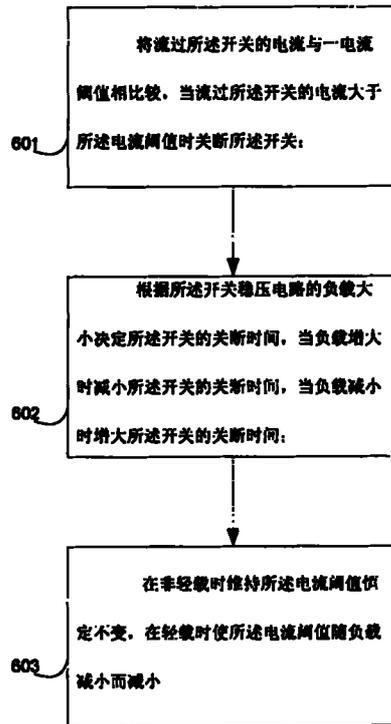


图 6