



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102132478 A

(43) 申请公布日 2011. 07. 20

(21) 申请号 200980133008. 2

代理人 丁纪铁

(22) 申请日 2009. 06. 19

(51) Int. Cl.

(30) 优先权数据

H02M 3/156(2006. 01)

12/145, 807 2008. 06. 25 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2011. 02. 24

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2009/048016 2009. 06. 19

(87) PCT申请的公布数据

W02009/158283 EN 2009. 12. 30

(71) 申请人 美国思睿逻辑有限公司

地址 美国德克萨斯州

(72) 发明人 约翰·L·梅安森 丁磊

(74) 专利代理机构 上海浦一知识产权代理有限公司

公司 31211

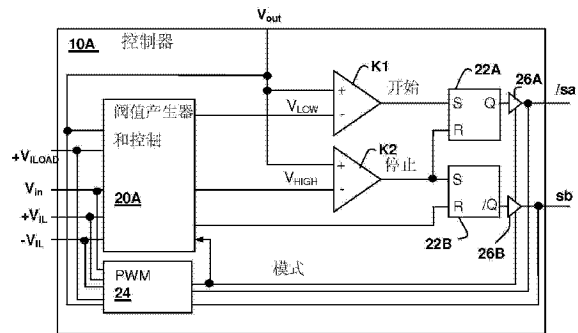
权利要求书 4 页 说明书 6 页 附图 4 页

(54) 发明名称

具有动态阈值的磁滞降压变换器

(57) 摘要

磁滞降压变换器可改善调节控制, 尤其可改善降压变换器的备用操作。比较电路 (K1, K2) 将降压变换器的输出电压 (V_{out}) 与由变换器的输出电流指示 ($+V_{ILOAD}$) 产生的波形 (V_{LOW}) 作比较, 从而使变换器的接通时间随输出电流需量的增加而提前。合成作用预期: 输出电压 (V_{out}) 会由于电流增大而降低, 由此避免使输出电压 (V_{out}) 的偏移小于脉动电压最小值。变换器的断开时间是由限制脉动电压最大值的上限阈值 (V_{HIGH}) 控制的。输出电流指示可以是对输出电流的量度, 或是由输入电压 (V_{in}) 和输出电压 (V_{out}) 的波形计算得到的动态值。



1. 一种降压切换电压调节器电路,包括:

比较电路,其用于当所述降压切换电压调节器电路的一输出端的电压不超过第一阈值大小时提供第一指示,以及当所述降压切换调节器电路的所述输出端的所述电压超过第二阈值大小时提供第二指示,其中所述第二阈值大小大于所述第一阈值大小;

电感式存储元件;

切换电路,其用于为对所述第一指示作出响应而将所述电感式存储元件耦合在所述降压切换电压调节器电路的输入端与所述降压切换电压调节器电路的所述输出端之间,以及为对所述第二指示作出响应而将所述电感式存储元件耦合在所述降压切换电压调节器电路的所述输出端与所述降压切换电压调节器电路的所述输出端的返回路径之间;以及

控制电路,其用于产生所述第一阈值大小和所述第二阈值大小,以使所述第一阈值大小随由所述降压切换电压调节器电路的所述输出端向负载提供的输出电流的增加而增加,且随所述输出电流的下降而下降,其中所述控制电路计算所述输出电流的指示,并据此设定所述第一阈值大小。

2. 根据权利要求 1 所述的降压切换电压调节器电路,其中所述控制电路还根据所述输出电流的值设定所述第二阈值大小。

3. 根据权利要求 1 所述的降压切换电压调节器电路,其中所述控制电路由所述降压切换电压调节器电路的所述输出端的电压、以及从所述第二指示在所述切换电路的给定周期内的起始处以及从所述第一指示在所述切换电路的下一周期内的起始处延伸的时段,计算所述输出电流的所述指示。

4. 根据权利要求 3 所述的降压切换电压调节器电路,其中所述控制电路根据下列公式计算所述输出电流的所述指示:

$$(V_{in} - V_{out}) (t_2 - t_0) / 2L - C (V_{HIGH} - V_{LOW}) / (t_2 - t_0)$$

其中 V_{in} 是所述降压切换调节器电路的所述输入端的电压, V_{out} 是所述降压切换调节器电路的所述输出端的所述电压, C 是所述降压切换调节器电路的所述输出端的电容, L 是所述电感式存储元件的感应系数, t_2 是所述第二指示在所述给定周期内的所述起始处的时刻, t_0 是所述第一指示在所述给定周期内的所述起始处的时刻, V_{HIGH} 是最大脉动电压值,且 V_{LOW} 是最小脉动电压值。

5. 根据权利要求 3 所述的降压切换电压调节器电路,其中所述控制电路根据下列公式计算所述输出电流的所述指示:

$$V_{out} (t_4 - t_2)^2 / 2L (t_5 - t_2) - C (V_{HIGH} - V_{LOW}) / (t_5 - t_2)$$

其中 V_{out} 是所述降压切换调节器电路的所述输出端的所述电压, C 是所述降压切换调节器电路的所述输出端的电容, L 是所述电感式存储元件的感应系数, t_2 是所述第二指示在给定周期内的所述起始处的时刻, t_5 是所述第一指示在所述下一周期内的所述起始处的时刻, V_{HIGH} 是最大脉动电压值, V_{LOW} 是最小脉动电压值,且 t_4 是所述第二指示在所述给定周期内的所述结束处的时刻。

6. 根据权利要求 1 所述的降压切换电压调节器电路,其中所述控制电路测量所述输出电流,以提供所述输出电流的所述指示。

7. 根据权利要求 1 所述的降压切换电压调节器电路,其中所述控制电路还根据在所述降压切换电压调节器电路的所述输入端的电压与所述降压切换电压调节器电路的所述

输出端的所述电压之间的差值来计算所述第一阈值大小。

8. 根据权利要求 7 所述的降压切换电压调节器电路,其中所述控制电路根据下列公式计算所述第一阈值大小:

$$I_0^2 L / 2C (V_{in} - V_{out})$$

其中 V_{in} 是所述降压切换调节器电路的所述输入端的电压, V_{out} 是所述降压切换调节器电路的所述输出端的所述电压, C 是所述降压切换调节器电路的所述输出端的电容, L 是所述电感式存储元件的感应系数,且 I_0 是所述输出电流的所述指示。

9. 根据权利要求 1 所述的降压切换电压调节器电路,其中所述控制电路在连续传导模式下工作,且输出电流的所述指示是在输送给所述降压切换电压调节器电路的所述输出端的电流与在所述电感式存储元件中的最小电流之间的差值。

10. 根据权利要求 1 所述的降压切换电压调节器电路,其中所述控制电路由所述降压切换电压调节器电路的所述输出端的所述电压、以及所述降压切换电压调节器电路的所述输入端的电压计算所述第二阈值大小。

11. 根据权利要求 10 所述的降压切换电压调节器电路,其中所述控制电路根据以下公式计算所述第二阈值大小:

$$V_{HIGH} = V_{MIN} + (V_{MAX} - V_{MIN}) V_{out} / V_{in}$$

其中 V_{in} 是所述降压切换调节器电路的所述输入端的电压, V_{out} 是所述降压切换调节器电路的所述输出端的所述电压, V_{HIGH} 是最大脉动电压值,且 V_{LOW} 是最小脉动电压值。

12. 一种降压切换电压调节器电路,包括:

比较电路,其用于当所述降压切换电压调节器电路的一输出端的电压不超过第一阈值大小时提供第一指示,以及当所述降压切换调节器电路的所述输出端的所述电压超过第二阈值大小时提供第二指示,其中所述第二阈值大小所述第一阈值大小;

电感式存储元件;

切换电路,其用于为对所述第一指示作出响应而将所述电感式存储元件耦合在所述降压切换电压调节器电路的输入端与所述降压切换电压调节器电路的所述输出端之间,以及为对所述第二指示作出响应而将所述电感式存储元件耦合在所述降压切换电压调节器电路的所述输出端与所述降压切换电压调节器电路的所述输出端的返回路径之间;以及

控制电路,其用于在高于或等于所述切换电路的切换周期的速率下以波形形式产生所述第一阈值大小,其中重复产生所述第一指示,以控制所述切换周期的开始;并且其中产生所述波形,以使当由所述降压切换电压调节器电路的所述输出端向负载提供的输出电流增加时所述第一指示在所述切换周期内提前发生、以及当所述输出电流降低时所述第一指示在所述切换周期内推后发生。

13. 一种用于调节降压切换电压调节器电路的所述输出电压的方法,包括:

首先将所述降压切换电压调节器电路的一输出端的电压与第一阈值大小作比较;

其次将所述降压切换电压调节器电路的所述输出端的所述电压与第二阈值大小作比较,其中所述第二阈值大小大于所述第一阈值大小;

当所述首先比较者显示所述降压切换电压调节器电路的所述输出端的所述电压不超过所述第一阈值大小时,将电感式存储元件耦合在所述降压切换电压调节器电路的一输入端与所述降压切换电压调节器电路的所述输出端之间;

当所述其次比较者显示所述降压切换电压调节器电路的所述输出端的所述电压超过所述第二阈值大小时,将所述电感式存储元件耦合在所述降压切换电压调节器电路的所述输出端与所述切换电压调节器电路的所述输出端的返回路径之间;以及

通过计算由所述降压切换电压调节器电路的所述输出端向负载提供的输出电流的指示、以及据此设定所述第一阈值大小,控制所述第一阈值大小和所述第二阈值大小的值,以使所述第一阈值大小随由所述降压切换电压调节器电路的输出端向负载提供的输出电流的增加而增加,且随所述输出电流的下降而下降。

14. 根据权利要求 13 所述的方法,其中所述控制还包括根据所述输出电流的值设定所述第二阈值大小。

15. 根据权利要求 13 所述的方法,其中所述控制由所述降压切换电压调节器电路的所述输出端的电压、以及从所述第二指示在所述降压切换电压调节器电路的给定周期内的起始处以及从所述第一指示在所述降压切换电压调节器电路的下一周期内的起始处延伸的时段,计算所述输出电流的所述指示。

16. 根据权利要求 15 所述的方法,其中所述控制者根据下列公式计算所述输出电流的所述指示:

$$(V_{in} - V_{out}) (t_2 - t_0) / 2L - C (V_{HIGH} - V_{LOW}) / (t_2 - t_0)$$

其中 V_{in} 是所述降压切换调节器电路的所述输入端的电压, V_{out} 是所述降压切换调节器电路的所述输出端的所述电压, C 是所述降压切换调节器电路的所述输出端的电容, L 是所述电感式存储元件的感应系数, t_2 是所述第二指示在给定周期内的所述起始处的时刻, t_0 是第一指示在所述给定周期内的所述起始处的时刻, V_{HIGH} 是最大脉动电压值,且 V_{LOW} 是最小脉动电压值。

17. 根据权利要求 15 所述的方法,其中所述控制者根据下列公式计算所述输出电流的所述指示:

$$V_{out} (t_4 - t_2)^2 / 2L (t_5 - t_2) - C (V_{HIGH} - V_{LOW}) / (t_5 - t_2)$$

其中 V_{out} 是所述降压切换调节器电路的所述输出端的所述电压, C 是所述降压切换调节器电路的所述输出端的电容, L 是所述电感式存储元件的感应系数, t_2 是所述第二指示在给定周期内的所述起始处的时刻, t_5 是第一指示在所述下一周期内的所述起始处的时刻, V_{HIGH} 是最大脉动电压值, V_{LOW} 是最小脉动电压值,且 t_4 是所述第二指示在所述给定周期内的所述结束处的时刻。

18. 根据权利要求 13 所述的方法,还包括测量所述输出电流,以提供所述输出电流的所述指示。

19. 根据权利要求 13 所述的方法,其中所述控制还根据在所述降压切换电压调节器电路的所述输入端的电压与所述降压切换电压调节器电路的所述输出端的所述电压之间的差值计算所述第一阈值大小。

20. 根据权利要求 19 所述的方法,其中所述控制根据下列公式计算所述第一阈值大小:

$$I_0^2 L / 2C (V_{in} - V_{out})$$

其中 V_{in} 是所述降压切换调节器电路的所述输入端的电压, V_{out} 是所述降压切换调节器电路的所述输出端的所述电压, C 是所述降压切换调节器电路的所述输出端的电容, L

是所述电感式存储元件的感应系数,且 I_0 是所述输出电流的所述指示。

21. 根据权利要求 13 所述的方法,其中所述降压切换电压调节器电路在连续传导模式下工作,且输出电流的所述指示是在输送给所述降压切换电压调节器电路的所述输出端的电流与在所述电感式存储元件中的最小电流之间的差值。

22. 根据权利要求 13 所述的方法,其中所述控制者由所述降压切换电压调节器电路的所述输出端的所述电压、以及所述降压切换电压调节器电路的所述输入端的电压计算所述第二阈值大小。

23. 根据权利要求 22 所述的方法,其中所述控制者根据下列公式计算所述第二阈值大小:

$$V_{\text{HIGH}} = V_{\text{MIN}} + (V_{\text{MAX}} - V_{\text{MIN}}) V_{\text{out}}/V_{\text{in}}$$

其中 V_{in} 是所述降压切换调节器电路的所述输入端的电压, V_{out} 是所述降压切换调节器电路的所述输出端的所述电压, V_{HIGH} 是最大脉动电压值,且 V_{LOW} 是最小脉动电压值。

24. 一种用于调节降压切换电压调节器电路的所述输出电压的方法,包括:

首先将所述降压切换电压调节器电路的一输出端的电压与第一阈值大小作比较;

其次将所述降压切换电压调节器电路的所述输出端的所述电压与第二阈值大小作比较,其中所述第二阈值大小大于所述第一阈值大小;

当所述首先比较者显示所述降压切换电压调节器电路的所述输出端的电压所述不超过所述第一阈值大小时,将电感式存储元件耦合在所述降压切换电压调节器电路的一输入端与所述降压切换电压调节器电路的所述输出端之间;

当所述其次比较者显示所述降压切换电压调节器电路的所述输出端的所述电压超过所述第二阈值大小时,将所述电感式存储元件耦合在所述降压切换电压调节器电路的所述输出端与所述切换电压调节器电路的所述输出端的返回路径之间;以及

在高于或等于所述切换电路的切换周期的速率下以波形形式产生所述第一阈值大小,其中重复产生所述第一指示,以控制所述切换周期的开始;且其中产生所述波形,以使当由所述降压切换电压调节器电路的所述输出端向负载提供的输出电流增加时所述第一指示在所述切换周期内提前发生、以及当所述输出电流降低时所述第一指示在所述切换周期内推后发生。

具有动态阈值的磁滞降压变换器

技术领域

[0001] 本发明通常涉及磁滞降压变换器控制方案,尤其涉及一种使用输出电流指示来动态调节接通定时的降压变换器控制电路。

背景技术

[0002] 在低输出电流电平,脉宽调制器 (pulse width modulator, PWM) 控制器以及其他类型的在高负载条件下输送高电流电平的切换功率调节器是低效的。由于脉宽对于低输出电流电平变得非常窄,变换器的功耗受用于操作切换电路和控制 / 传感电路且通常不随负载电流需量变化的功率支配,由此使变换器在低需量条件下非常低效。在备用低功率模式下经常使用可选的控制器模式操作变换器,由此虽不能获得完全的变换器动态特性,但可保持最小输出电压,以在低负载电流需量时提供所需的电源电压。由于可在负载需量基础上任意降低脉冲频率,脉冲频率调制器 (Pulse-frequency modulator, PFM) 电路经常用于低功率操作模式。已使用输出电压被保持在两个预设定点之间的磁滞控制电路提供这类低功率操作模式。由于磁滞变换器只在输出电压小于容许极限时起作用,因而它们具有宽的动态范围和可能的低功耗。

[0003] 此外,在复杂性或 PWM 操作所需功率不符合要求的低功率应用中,由于控制电路本身可被完全置于备用模式下,且下限电压传感电路是唯一需要操作的电路,因而磁滞控制器有时用于对所有输出电流电平提供电源控制算法。当必须提高输出电压时,下限电压传感电路的输出于是可起动变换器的剩余者。另外,在 PWM 变换器的瞬态响应不能足够快地对负载瞬态作出响应的任何应用中,磁滞变换器也用于对变化的负载条件作出快速响应。

[0004] 在典型的磁滞变换器中,当输出电压小于下限阈值时可提供恒定宽度脉冲,由此向输出电容器内注入电荷,从而使输出电压升高预定的量。然而,如果输出电流或输入电压条件发生变化,由于恒定宽度脉冲不能对不同电平的负载电流或输入电压作出响应,这种变换器会产生不符合要求的脉动水平。在其他类型的磁滞变换器中,对输入电压和其他电源条件进行监测,并对输出脉宽进行控制,以将脉动水平控制在比恒定宽度控制器可提供的更高程度。

[0005] 然而,上述磁滞控制器、负载瞬态或输入压降均可由于变换器需要响应时间而引起下限阈值的负尖峰。在恒定宽度变换器中,可能需要一些脉冲使输出电压恢复,且在宽度受控磁滞变换器中存在初始负尖峰,这些负尖峰由已被触发的脉冲进行校正。

[0006] 因此,希望提供一种通过控制负尖峰减小磁滞变换器中脉动的电源电路和控制方法。

发明内容

[0007] 上述控制磁滞变换器中负尖峰的目的可通过一种降压切换电压调节器电路以及一种用于操作该降压切换电压调节器电路的方法实现。

[0008] 通过预期由于负载电流变化而产生的脉动的大小,降压切换电压调节器电路可改善脉动控制。该电路可以是在切换调节器的备用模式下有源的控制电路,例如在较高电流输出需量条件下使用 PWM 控制模式、且在较低电流输出需量条件下进入备用模式的 PWM 调节器。比较电路将变换器的输出电压与由变换器输出电流指示产生的波形作比较,从而使变换器的接通时间随输出电流需量的增加而提前,且调节电压下限,以避免使负尖峰低于指定的脉动电压下限。变换器的断开时间由限制脉动电压最大值的上限阈值控制。输出电流指示可以是对输出电流的量度,或可以由输入电压和输出电压波形计算得到的值。

[0009] 从下文尤其是对本发明优选实施方式的说明,并结合附图,显而易见本发明的前述以及其他目的、特征和优点。

附图说明

[0010] 图 1A-1B 是本发明实施方式所述功率切换电路的方框图。

[0011] 图 2A 是图 1A 中控制电路 10A 的简化示意图。

[0012] 图 2B 是图 1B 中控制电路 10B 的简化示意图。

[0013] 图 3A 是显示在不连续传导模式 (discontinuous conduction mode, DCM) 下在图 2A 中的阈值产生器和控制电路 20A 内、以及在图 2B 中的阈值产生器和控制电路 20B 内所进行的计算的信号波形图。

[0014] 图 3B 是显示在连续传导模式 (continuous conduction mode, CCM) 下在图 2A 中的阈值产生器和控制电路 20A 内、以及在图 2B 中的阈值产生器和控制电路 20B 内所进行的计算的信号波形图。

[0015] 图 4A-4B 是显示图 1A-1B 和图 2A-2B 中所示电路内信号的信号波形图。

具体实施方式

[0016] 本发明包括用于对降压切换电压调节器进行控制的电路和方法,其中根据流经负载的输出电流的指示通过控制接通阈值而避免脉动负尖峰。可通过直接测量输出电流提供输出电流指示,或如下文所述,可由输出电压波形和输入电压值计算得到输出电流指示。

[0017] 图 1A 显示本发明的一实施方式所述的降压切换电压调节器电路。当使用控制信号 /sa 起动晶体管 P1 时,一控制电路即控制器 10A 向切换电路 SWA 提供栅极驱动信号,且该切换电路 SWA 将电感器 L1 串联耦合在输入电压源 V_{IN} 与输出端子 V_{OUT} 之间。当使用控制信号 sb 起动晶体管 N1 时,切换电路 SWA 将电感器 L1 并联耦合在输出端子 V_{OUT} 与公共返回路径 (地面) 之间,且该公共返回路径 (地面) 与输入电压源 V_{IN} 和输出端子 V_{OUT} 相关。输出电容器 C1 过滤降压切换电压调节器电路的输出,以使在输出端子 V_{OUT} 处产生的电压除脉动电压外大体上保持恒定。在低需量条件下,即在向负载 Z_L 供应低负载电流 I_L 的条件下,控制器 10A 在不连续传导模式 (discontinuous conduction mode, DCM) 下工作,即它首先起动晶体管 P1 通过电感器 L1 向输出电容器 C1 充电,然后停用晶体管 P1,并起动晶体管 N1 将储存在电感器 L1 上的能量释放给电容器,最后停用晶体管 N1 直到输出端子 V_{OUT} 的电压小于阈值大小。在较高电平的负载电流 I_L 下,控制器 10A 可在连续传导模式 (continuous conduction mode, CCM) 下用作磁滞变换器,或可直接转换为另一 CCM 控制算法,例如脉宽调制 (pulse-width modulation, PWM)。即使对于变换器的磁滞操作实施 CCM 操作,在超出

使用磁滞 CCM 操作时的负载电流 I_L 的范围之后,也可起动 PWM 或其他操作模式。

[0018] 在本发明的降压切换电压调节器中,用于确定晶体管 P1 的接通时间的阈值大小是一种时变波形,该时变波形由从输出端子 V_{OUT} 向负载提供的输出电流指示、以及由从电压源 V_{IN} 提供的输入电压大小产生。由此,当输出电流增加或输入电压降低时,晶体管 P1 的起动时间提前;且当输出电流减小或输入电压降低时,晶体管 P1 的起动时间推后。从输出电流指示计算得到阈值大小,该输出电流指示可以是对由感应电阻器 R_s 产生的输出电流的度量;由此提供不同于与负载电流 I_0 成比例的输出端子 V_{OUT} 电压的电压 $+V_{ILOAD}$ 。(为说明起见, V_{OUT} 也被指定为 $-V_{ILOAD}$ 。)控制器 10A 由电压源 V_{IN} 提供的输入电压以及输出端子 V_{OUT} 的电压计算晶体管 P1 的断开时间,该断开时间也是晶体管 N1 的接通时间,以使在输出端子 V_{OUT} 处的脉动电压不超过指定的最大值。最后,晶体管 N1 的断开时间可由通过电感器 L 向电容器 C1 提供的电流 I_L 控制,该电流 I_L 由电阻器 R_L 两端的电压 ($+/-V_{IL}$) 测得,且达到零或稍负的值,以确保在电感器 L 中未储存剩余能量。

[0019] 图 1B 显示本发明的另一实施方式所述的降压切换电压调节器。图 1B 中的降压切换电压调节器与图 1A 中的降压切换电压调节器类似,因此下文将只描述它们之间的差异。此外,图 1B 中降压切换电压调节器的各种特征可作为图 1A 中降压切换电压调节器的特征选项,反之亦然。切换电路 SWB 使用两个 N 型晶体管 N2 和 N1,且接收来自控制器 10B 的栅极控制信号 sa 和 sb。N 沟道对也可用于图 1A 中的降压切换电压调节器,且栅极控制信号 /sa 的极性发生适当的变化。控制器 10B 只接收两个控制输入值:输入源 V_{IN} 的电压、以及输出端子 V_{OUT} 的电压。控制器 10B 根据两个控制输入信号值 (V_{out}, V_{in}) 执行所有切换控制,以产生栅极控制信号 sa 和 sb,这两个控制输入信号值 (V_{out}, V_{in}) 由各自的输入源 V_{IN} 和输出端子 V_{OUT} 提供。可使用诸如图 1A 中切换电路 SWA 的 P-N 切换级,且使栅极控制信号 sa 的极性发生适当变化。由于输出电流与输出端子 V_{OUT} 的电压波形和电压源 V_{IN} 的电压有关,可由两个输入控制信号值 (V_{out}, V_{in}) 确定晶体管 N1 的接通时间,如下文详述。

[0020] 图 2A 显示图 1A 中控制器 10A 的细节。当负载电流 I_0 小于阈值时,或者当经由外部控制信号将 PWM 控制器 24 置于备用模式下时,采用由 PWM 控制器 24 提供的控制信号模式起动一对三态缓冲器 26A 和 26B。当控制信号模式有效时, PWM 24 的栅极控制输出端被置于高阻抗状态下,以使通过在控制器 10A 内的电路平衡实现的磁滞控制器提供栅极控制输出信号 /sa 和 sb。阈值产生器和控制电路 20A 向比较器 K1 提供用于设定阈值大小(电压信号 V_{LOW}) 的阈值电压,在小于该阈值大小时输入控制信号 V_{out} 将起动开始信号,该开始信号通过起动触发器 22A 的设置输入而触发栅极控制信号 /sa 的起始缘。当输入控制信号 V_{out} 的大小上升超过另一阈值电压 V_{HIGH} 时,另一比较器 K2 起动触发器 22A 的重设输入、以及触发器 22B 的设置输入,由此触发栅极控制信号 /sa 的后缘、以及栅极控制信号 sb 的前缘。当电感器电流 I_L 小于零或为稍负的值时,阈值产生器和控制电路 20A 也向触发器 22B 的重设输入提供控制信号,以触发栅极控制信号 sb 的后缘。

[0021] 图 2B 显示图 1B 中控制器 10B 的细节。控制器 10B 与图 2A 中的控制器 10A 类似,因此下文将只描述它们之间的差异。控制器 10B 被用作最小输入控制器的一个例子,且也可用于说明在磁滞模式下提供所有控制的控制器。然而,应了解可在诸如 PWM 控制器 24 的另一控制器类型的备用模式下使用最小输入配置,如图 2A 所示。如下文详述,阈值产生器和控制电路 20B 接收控制输入信号 (V_{out}, V_{in}),并产生由控制输入信号 (V_{out}, V_{in}) 计算得到

的阈值电压 V_{LOW} 和 V_{HIGH} 。由于控制器 20B 不直接测量电感器电流 I_L ，因而提供定时器 28，它通常是由时钟信号操作的计数链，以对栅极控制信号 sa 的持续时间进行计时，用于计算栅极控制信号 sb 的适当宽度。

[0022] 图 3A 显示在不连续传导模式 (discontinuous conduction mode, DCM) 下在图 2A 中的阈值产生器和控制电路 20A 内、以及在图 2B 中的阈值产生器和控制电路 20B 内进行的计算。通过使用图 2A 中控制电路 20A 的输出电流 I_0 的测量值、或使用由图 2B 中控制电路 20B 的控制信号值 (V_{in}, V_{out}) 计算得到的输出电流 I_0 的指示，可确定为确保输出端子 V_{OUT} 上的脉动不小于指定最小值 V_{MIN} 而要求的阈值电压大小 V_{LOW} 的值。假设输出端子 V_{OUT} 的电压是恒定的，同时栅极控制信号 sa 是有效的，则电感器电流 I_L 可被近似为：

$$[0023] \quad I_L(t) = (V_{in} - V_{out})(t - t_0)/L$$

[0024] 其中 L 是电感器 L1 的感应系数，因此在时刻 t_1 时，

$$[0025] \quad I_L(t_1) = I_0 = (V_{in} - V_{out})(t_1 - t_0)/L$$

[0026] 所以，

$$[0027] \quad t_1 - t_0 = I_0 L / (V_{in} - V_{out})$$

[0028] 假设电感器电流 I_L 呈线性，则从时刻 t_0 至时刻 t_1 在输出端子 V_{OUT} 上的实际压降为：

$$[0029] \quad \Delta V = I_L \Delta t / 2C$$

[0030] 其中 C 是在输出端子 V_{OUT} 处的总输出电容。为将在输出端子 V_{OUT} 处的电压保持为大于最小电压 V_{MIN} ，应在控制信号 V_{OUT} 降至以下阈值水平之前起动栅极控制信号 sa：

$$[0031] \quad V_{LOW} = V_{MIN} + \Delta V = V_{MIN} + I_0(t_1 - t_0) / 2C$$

[0032] 因为

$$[0033] \quad t_1 - t_0 = I_0 L / (V_{in} - V_{out})$$

[0034] 在上述对恒定电感器电流 I_L 的近似中，可由下式计算阈值大小 V_{LOW} ：

$$[0035] \quad V_{LOW} = I_0^2 L / 2C (V_{in} - V_{out})$$

[0036] 所以，一旦已知电感器和电容器的值，由于此时超过阈值大小 V_{LOW} ， $I_L(t_1) = I_0$ ，因而可由输入电压信号 V_{in} 和控制信号 V_{out} 以及负载电流 I_L 确定阈值电压 V_{LOW} 的波形。

[0037] 为确定用于由 $V_{LOW} = I_0^2 L / 2C (V_{in} - V_{out})$ 计算阈值大小 V_{LOW} 的负载电流，可直接测量或估计负载电流。由于从时刻 t_0 至时刻 t_2 电容器 C1 两端的电压变化为 $V_{HIGH} - V_{LOW}$ ，则电容器上电荷的增加可被表示为：

$$[0038] \quad C(V_{HIGH} - V_{LOW}) = [(V_{in} - V_{out})(t_2 - t_0)^2] / 2L - I_0(t_2 - t_0)$$

[0039] 由此，电流 I_0 可被表示为：

$$[0040] \quad I_0 = [(V_{in} - V_{out})(t_2 - t_0)] / 2L - C(V_{HIGH} - V_{LOW}) / (t_2 - t_0)$$

[0041] 通过测量充电开关（例如图 1A 中的晶体管 P1 或图 1B 中的晶体管 N2）的导通时间（例如计数时钟周期），可计算 I_0 并将其用作电感器电流 I_L 的估计值，这是因为除在非常轻的负载状态下外两者差异通常很小。或者，可根据下式计算从时刻 t_2 至时刻 t_5 的时段内的 I_0 ：

$$[0042] \quad C(V_{HIGH} - V_{LOW}) = (V_{in} - V_{out})(t_4 - t_2)^2 / 2L - I_0(t_5 - t_2)$$

[0043] 由此得到：

$$[0044] \quad I_0 = V_{out}(t_4 - t_2)^2 / 2L(t_5 - t_2) - C(V_{HIGH} - V_{LOW}) / (t_5 - t_2)$$

[0045] 进行另一计算,以确定当栅极控制信号 sa 应无效且栅极控制信号 sb 应有效时在输出端子 V_{OUT} 上的电压的大小 V_{HIGH} 。在 $V_{OUT} = V_{HIGH}$ 的时刻 t_2 , 输出端子 V_{OUT} 上的电压为 $V_{MAX} - Q(t_3 - t_2)/C$, 其中 $Q(t_3 - t_2)$ 是在栅极控制信号 sa 无效且栅极控制信号 sb 有效之后增加到电容器 C1 上的总电荷, 它等于 $V_{MAX} - (I_{MAX} - I_0)(t_3 - t_2)/2C$, 其中最大电流 I_{MAX} 是峰值电感器电流。因此, 设定:

$$[0046] \quad V_{HIGH} = V_{MAX} - (I_{MAX} - I_0)(t_3 - t_2)/2C$$

[0047] 该式将提供所需的切换时间。也可根据 V_{MIN} 表达阈值大小 V_{HIGH} :

$$[0048] \quad V_{HIGH} = V_{MIN} + (I_{MAX} - I_0)(t_2 - t_1)/2C$$

[0049] 可由下两式确定峰值电流 I_{MAX} :

$$[0050] \quad I_{MAX} = I_0 + (V_{in} - V_{out})(t_2 - t_1)/L$$

[0051] 以及

$$[0052] \quad I_{MAX} = I_0 + V_{out}(t_3 - t_2)/L$$

[0053] 它们假设输出电压大体上不变化, 且电感器电流在充电和放电期间是恒定的。因此,

$$[0054] \quad (V_{in} - V_{out})(t_2 - t_1)/L = V_{out}(t_3 - t_2)/L$$

[0055] 由此得到:

$$[0056] \quad t_3 - t_2 = (t_2 - t_1)(V_{in} - V_{out})/V_{out}$$

[0057] 可将上述 $t_3 - t_2$ 的表达式代入到上述 V_{HIGH} 的表达式中, 得到:

$$[0058] \quad V_{HIGH} = V_{MAX} - [(I_{MAX} - I_0)(t_2 - t_1)(V_{in} - V_{out})]/2CV_{out}$$

[0059] 可根据最小电压 V_{MIN} 由阈值大小 V_{HIGH} 的表达式确定 $I_{MAX} - I_0$, 得到:

$$[0060] \quad I_{MAX} - I_0 = 2C(V_{HIGH} - V_{MIN})/(t_2 - t_1)$$

[0061] 最后, 结合以上两个等式得到:

$$[0062] \quad V_{HIGH} = V_{MAX} - (V_{HIGH} - V_{MIN})(V_{in} - V_{out})/V_{out}$$

[0063] 因此,

$$[0064] \quad V_{HIGH} = V_{MIN} + (V_{MAX} - V_{MIN})V_{out}/V_{in}$$

[0065] 可使用上述表达式在控制信号 V_{in} 和 V_{out} 的前值基础上得出或计算出作为离散值的阈值大小 V_{HIGH} , 或可使用上述表达式产生用于控制上限阈值大小的连续波形。

[0066] 在上述每个计算中, 假设电路在 DCM 下工作, 即其工作的结果可使储存在电感器 L1 中的所有能量在时刻 t_0 和 t_5 时被释放。然而, 在更高负载条件下, 本发明的电路可在连续传导模式 (continuous conduction mode, CCM) 下工作, 且为实现最佳操作, 可改变下限阈值大小 V_{LOW} 的计算方式。不过, 上限阈值大小 V_{HIGH} 的计算方式与上述相同。

[0067] 图 3B 显示这种操作。由于不存在在两切换晶体管 (充电和放电) 均断电的有效时段, 在图 3B 的信号图中不存在时刻 t_4 。在连续传导模式下, 假设输出电压 V_0 恒定:

$$[0068] \quad dI_L/dt = (V_{in} - V_{out})/L$$

[0069] 在充电晶体管 (例如如图 1A 中的晶体管 P1 或图 1B 中的晶体管 N2) 接通之后, 如果给出在接通时间时为起始非零电流值的较低电流 I_{MIN} , 则:

$$[0070] \quad I_L(t) = (V_{in} - V_{out})(t - t_0)/L + I_{MIN}$$

[0071] 由此根据在不连续传导模式下的上述定义 $I_0 = I_L(t)$, 得到:

$$[0072] \quad t - t_0 = (I_0 - I_{MIN})L/(V_{in} - V_{out})$$

[0073] 因此,为确保输出端子 V_{OUT} 的电压不小于最小电压 V_{MIN} ,应将阈值大小 V_{LOW} 设定为:

$$[0074] \quad V_{LOW} = V_{MIN} + L(I_0 - I_{MIN})^2 / 2C(V_{in} - V_{out})$$

[0075] 为确定在 CCM 下的负载电流,如上文就 DCM 所述,可直接测量或估计负载电流。由于从时刻 t_0 至时刻 t_2 电容器 C1 两端的电压变化为 $V_{HIGH} - V_{LOW}$,则电容器上增加的电荷可被表示为:

$$[0076] \quad C(V_{HIGH} - V_{LOW}) = (V_{in} - V_{out})(t_2 - t_0)^2 / 2L - (I_0 - I_{MIN})(t_2 - t_0) \text{ 且 } I_0 - I_{MIN} \text{ 可被表示为:}$$

[0077] $I_0 - I_{MIN} = (V_{in} - V_{out})(t_2 - t_0) / 2L - C(V_{HIGH} - V_{LOW}) / (t_2 - t_0)$ 它与在 DCM 下 I_0 的表达式相同。由于用于确定上述 V_{LOW} 所需的量是 $I_0 - I_{MIN}$,可使用相同的计算方式来估计在 CCM 下 $I_0 - I_{MIN}$ 的值,该值用于估计在 DCM 下的 I_0 。或者也可使用如下基于从时刻 t_2 至时刻 t_4 的时段的可选表达式:

$$[0078] \quad I_0 - I_{MIN} = V_{out}(t_4 - t_2)^2 / 2L(t_3 - t_2) - C(V_{HIGH} - V_{LOW}) / (t_5 - t_2)$$

[0079] 在 CCM 下,有可能进一步优化对阈值大小 V_{LOW} 的控制。因为在从时刻 t_5 至时刻 t_6 的时段,从电容器 C1 损失的总电荷如下:

$$[0080] \quad (I_0 - I_{MIN})(t_6 - t_5) / 2$$

[0081] 所以,下限阈值大小 V_{LOW} 为:

$$[0082] \quad V_{LOW} = V_{MIN} + (I_0 - I_{MIN})(t_6 - t_5) / 2$$

[0083] 下限阈值大小 V_{LOW} 也可被表示为:

$$[0084] \quad V_{LOW} = V_{MAX} - (I_0 - I_{MIN})(t_5 - t_3) / 2$$

[0085] 在时刻 t_5 时电感器电流 $I_L = I_{MIN}$,此时 $V_0 = V_{LOW}$,且可被表示为:

$$[0086] \quad I_{MIN} = I_0 - (V_{in} - V_{out})(t_6 - t_5) / L = I_0 - V_{out}(t_5 - t_3) / L$$

[0087] 所以,

$$[0088] \quad (V_{in} - V_{out})(t_6 - t_5) = V_{out}(t_5 - t_3)$$

[0089] 可结合上述关系得到:

$$[0090] \quad V_{LOW} = V_{MIN} + V_{out}(I_0 - I_{MIN})(t_5 - t_3) / 2(V_{in} - V_{out})$$

$$[0091] \quad = V_{MAX} - (I_0 - I_{MIN})(t_5 - t_3) / 2$$

[0092] 则:

$$[0093] \quad V_{LOW} = V_{MIN} + (V_{MAX} - V_{MIN})V_{out} / V_{in}$$

[0094] 它与在 CCM 和 DCM 下 V_{HIGH} 的表达式相同。因此,对于 CCM, $V_{LOW} = V_{HIGH}$ 。

[0095] 图 4A 和图 4B 显示图 1A 和图 1B 中的降压切换电压调节器电路、图 2A 中的控制器 10A、以及图 1B 中的控制器 10B 的操作,且下文将更详细地说明在控制器 10A 和 10B 中用于确定上述切换时间的计算方式。虽然只显示 DCM,但该图解也适用于 CCM 操作。图 4A 显示对负载电流 I_0 的变化作出响应的本发明磁滞变换器电路的操作。根据上述公式,当负载电流 I_0 增加时,阈值电压 V_{LOW} 增加,由此使充电晶体管渐进提前接通。图 4B 类似地显示对在输入源 V_{IN} 处的电压下降作出响应的磁滞变换器的操作,例如使用正在放电的电池工作。放电速率被扩大,以说明输入电压的下降对阈值电压 V_{LOW} 的影响;可增大阈值电压 V_{LOW} ,以使充电晶体管提前接通,从而补偿输入源 V_{IN} 电压的下降。

[0096] 已结合优选实施方式对本发明作了详细显示和说明,但本领域技术人员应了解无需脱离本发明的精神和保护范围,即可获得前述和其他在形式方面的变化以及细节。

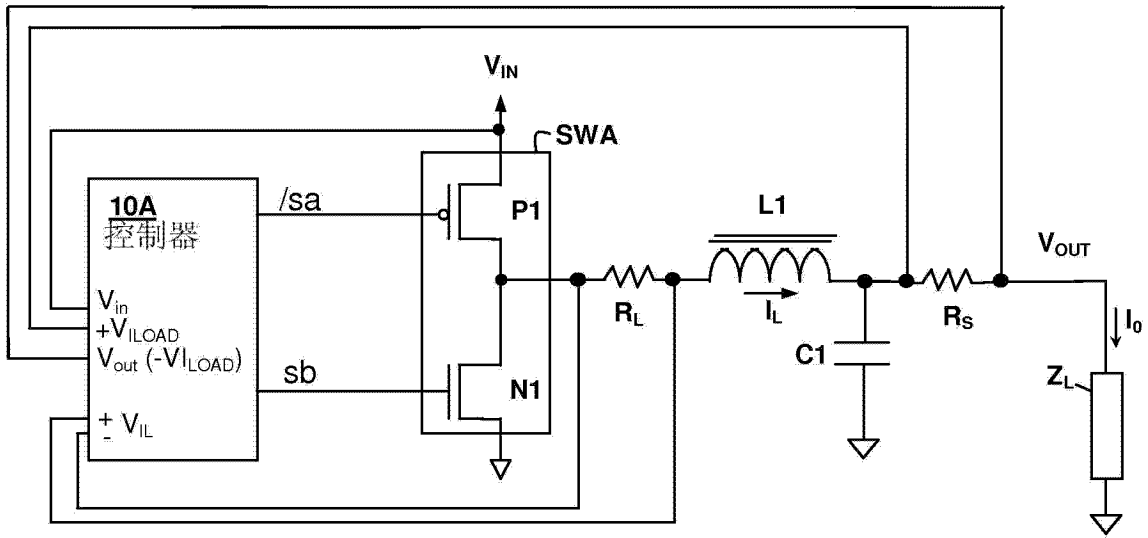


图 1A

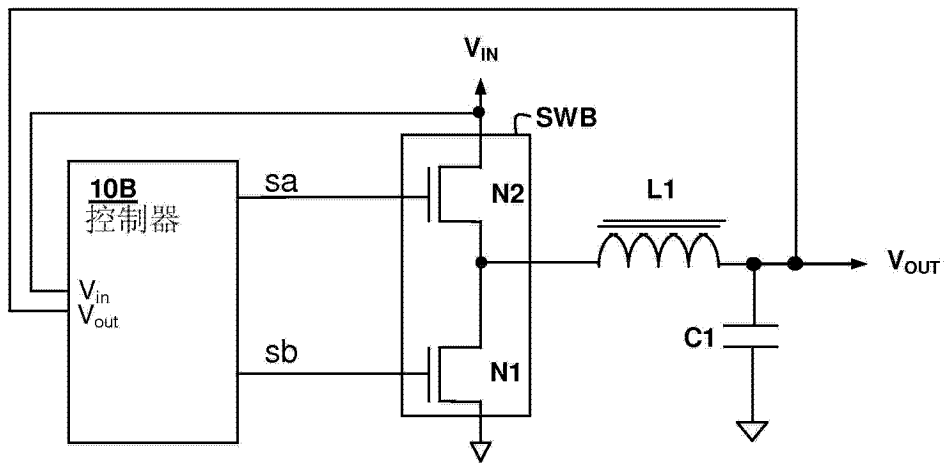


图 1B

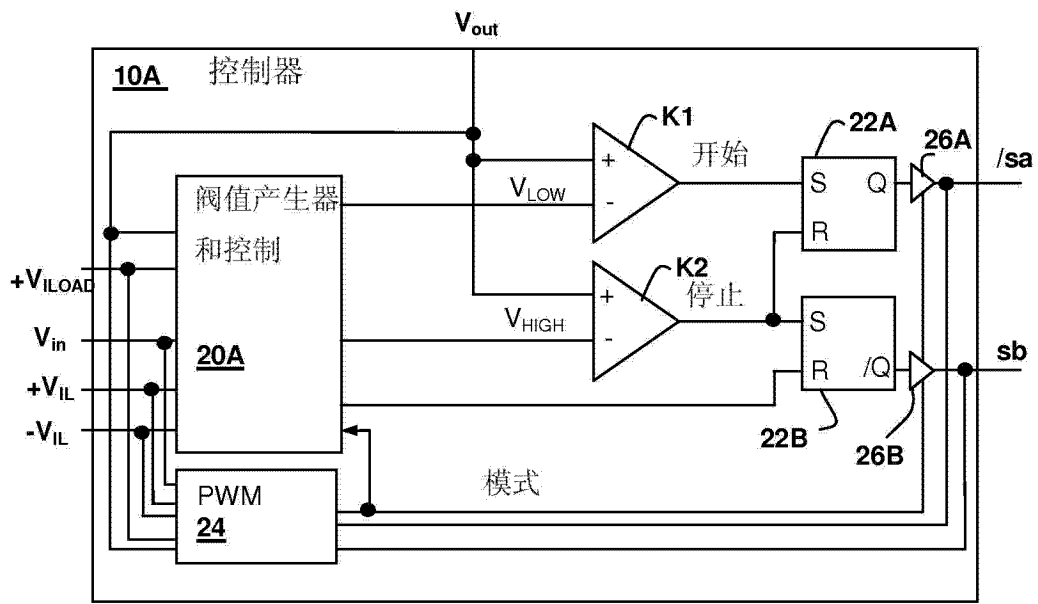


图 2A

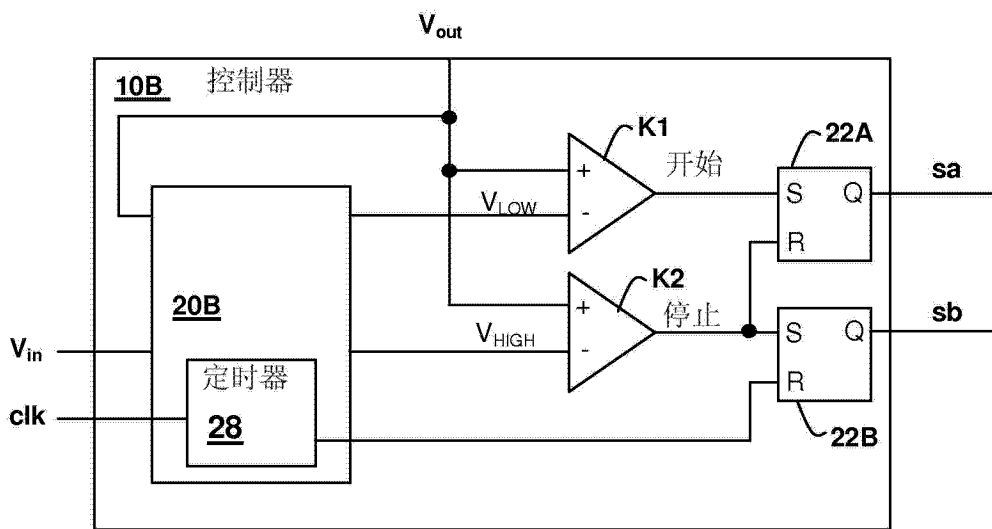


图 2B

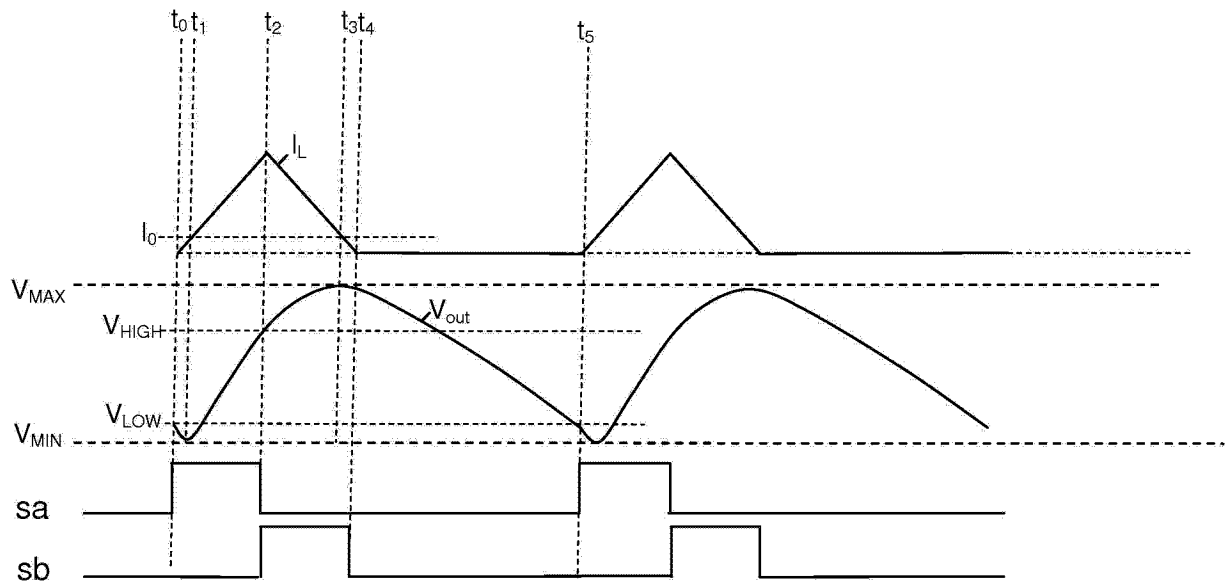


图 3A

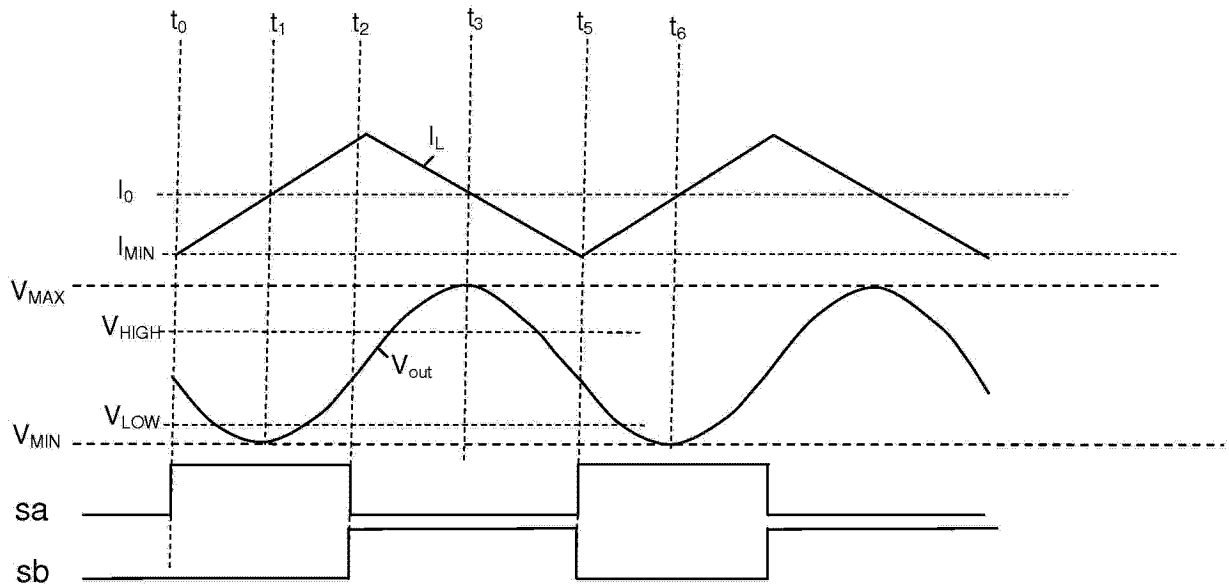


图 3B

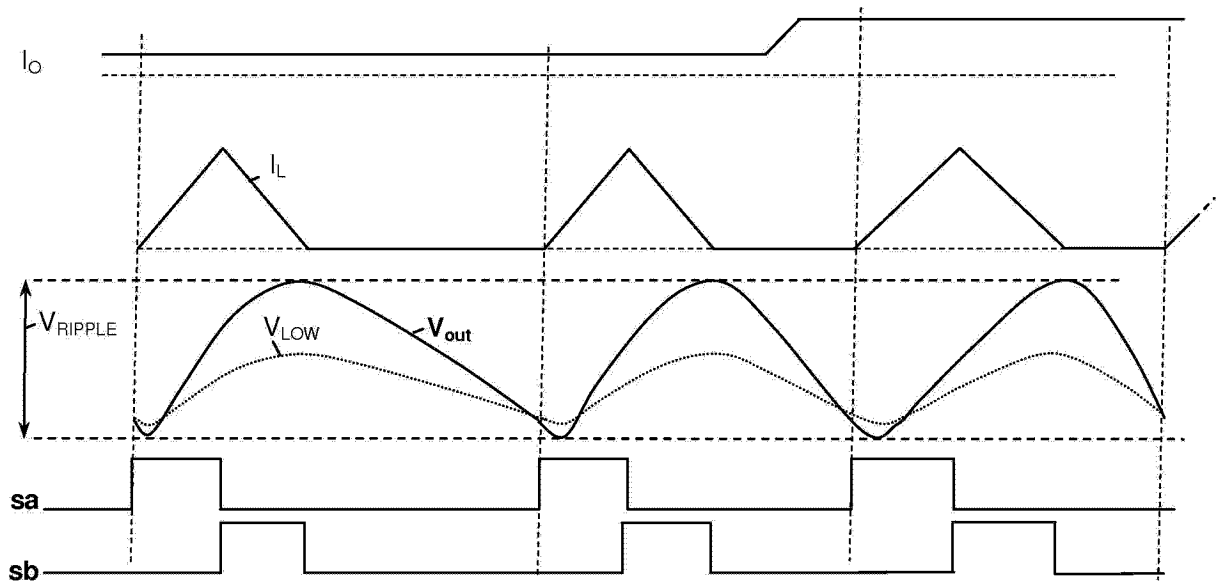


图 4A

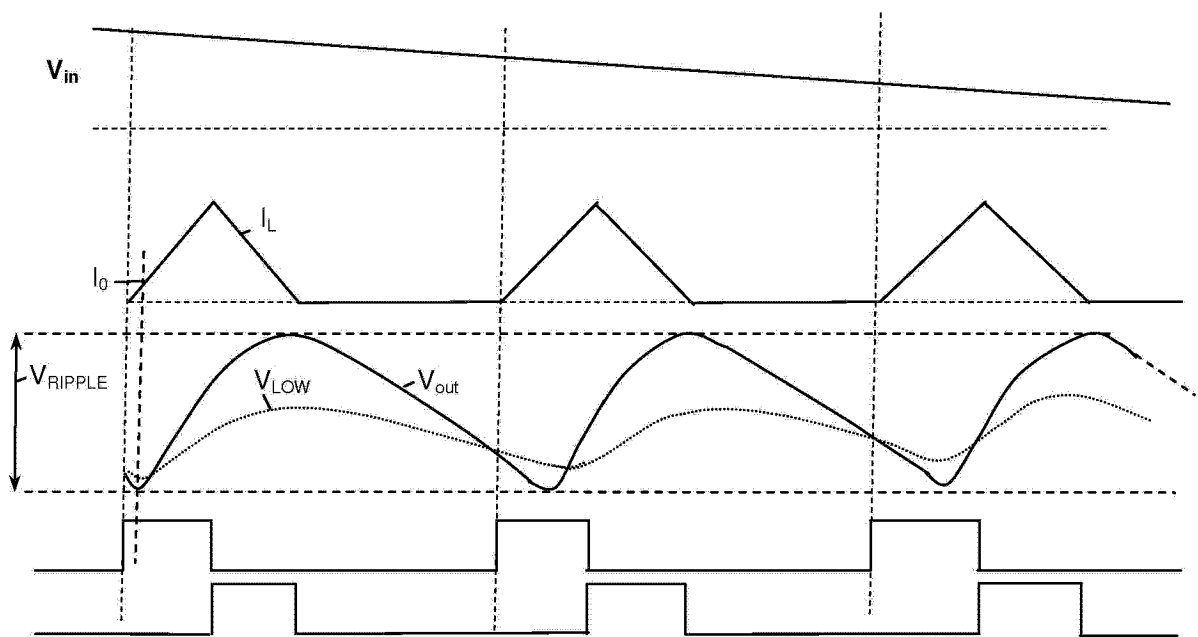


图 4B