



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103618450 A

(43) 申请公布日 2014. 03. 05

(21) 申请号 201310617275. 5

(22) 申请日 2013. 11. 27

(71) 申请人 苏州贝克微电子有限公司
地址 215011 江苏省苏州市高新区竹园路
209 号 3 号楼 1404 室

(72) 发明人 不公告发明人

(51) Int. Cl.
H02M 3/155 (2006. 01)
H02M 1/08 (2006. 01)

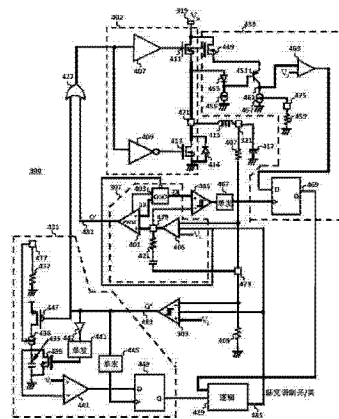
权利要求书3页 说明书10页 附图6页

(54) 发明名称

一种双模式直流 - 直流功率转换的系统

(57) 摘要

一种双模式直流 - 直流功率转换的系统, 该双模式直流 - 直流节能转换器有一个第一开关控制电路和一个第二开关控制电路。第一开关控制电路连接到第一电流传感器, 第二开关控制电路连接到第二电流传感器。两个电流传感器连接到一个控制逻辑, 这个控制逻辑用于启用和禁用所述第一和第二开关控制电路。第一开关控制电路比第二开关控制电路消耗更少功率。控制逻辑在低电流负载时激活第一开关控制电路, 并在高电流负载时激活第二开关控制电路。其它系统和方法已被公开。



1. 一种双模式直流 - 直流功率转换的系统,其特征是:它包括一个第一开关控制电路;一个第二开关控制电路;一个连接到第一开关控制电路的第一电流传感器;一个连接到第二开关控制电路的第二电流传感器;以及连接到第一电流传感器和第二电流传感器电路的控制逻辑,该控制逻辑可用来启用和禁用所述第一和第二开关控制电路;其中,所述第一开关控制电路比第二开关控制电路消耗更少的功率,而且,第一开关控制电路在低电流负载时被启动,而第二开关控制电路在高电流负载时被启动,其中,所述第一开关控制电路是一个脉宽调制(PWM)电路;所述第二开关控制电路是一个迟滞比较器电路,它还包括一个连接到第一开关控制电路和第二开关控制电路的第一电源开关,该第一电源开关是一个场效应管(MOSFET),其特征在于:第一开关控制电路可用来交替地打开和关闭第一电源开关;所述第一开关控制电路交替地产生一个具有第一状态和第二状态的输出信号;其中,第一电流传感器包括:一个连接到所述第一开关控制电路,并受其控制的电流源;一个连接到所述电流源电容,其中,在所述输出信号保持第一状态期间,该电容被充电;一个连接到所述电容和第一开关控制电路的晶体管,当所述输出信号从第一状态向第二状态过渡时,该晶体管可以用于给所述电容放电;一个连接到电容的电压比较器,它用于将所述电容两端的电压与一个参考电压进行比较;一个存储单元,它具有一个数据输入端连接到所述电压比较器,一个时钟输入端连接到第一开关控制电路,其中,当所述输出信号从第一状态向第二状态过渡时,数据输入端上的一个值被移入所述存储单元。

2. 根据权利要求 1 所述的一种双模式直流 - 直流功率转换的系统,其特征在于:所述第一电流传感器还包括一个连接到所述电流源的外休眠调整电阻器,其中,由电流源产生的电流被该外休眠调整电阻器控制;第二开关控制电路可以用来交替地打开和关闭第一电源开关;其中,所述第二开关控制电路还包括:一个连接到第一电源开关的开关控制器;一个振荡器,它具有一个连接到开关控制器的第一输出端,和一个第二输出端,所述第一输出端具有一个第一振荡器斜波,所述第二输出具有一个第二振荡器斜波,其中,所述第二振荡器斜波比第一振荡器斜波更加陡峭;所述第二电流传感器还包括:一个与第一电源开关并联的感测晶体管,其中,所述感测晶体管的尺寸是按照电源开关可以承载的,电流的一小部分来制造的;其中,所述第二电流传感器还包括:一个连接到所述感测晶体管的电流源,它用于产生一个电流,并让其与感测晶体管承载的电流竞争,因此,感测晶体管承载的电流以及电流源产生的电流,产生了一个相对强度的电压表示;其中,所述第二电流传感器还包括:一个连接到电流源的内休眠调整电阻器,其特征在于:电流源产生的电流被该内休眠调整电阻器控制。

3. 根据权利要求 2 所述的一种双模式直流 - 直流功率转换的系统,其特征在于:所述第二电流传感器还包括:一个连接到第一电源开关和电流源连接线之间的电压比较器,它同时连接到一个参考电压,而且可以用于将感测晶体管承载的电流以及电流源产生的电流的一个相对强度的电压表示与参考电压进行比较;其中,所述第二电流传感器还包括:一个存储单元,它具有一个数据输入端和一个时钟输入端,所述数据输入端连接到所述电压比较器;它进一步包括:一个连接到所述第一脉宽调制的误差放大器,它具有一个输出电压;一个连接到所述振荡器的第二输出端的第二脉宽调制;所述第二电压比较器;连接到所述时钟输入端的存储单元;以及当所述第二振荡器的斜波与所述输出电压相交时,可用来引起数据输入端上的一个值被移入到所述存储单元。

4. 根据权利要求 3 所述的一种双模式直流 - 直流功率转换的系统,其特征在於:一种双模式电池供电设备,在低电流负载时启用第一操作模式,在高电流负载时启用第二操作模式,该双模式电源包括:一个第一功率场效应管,它具有一个栅极,一个漏极和一个源极,其中,施加在栅极上的电压使得电流经过漏极流到源极;一个低通滤波器,它包括一个连接到所述功率场效应管的电感器和一个连接到所述电感器的电容;一个连接到所述第一功率场效应管的脉宽调制(PWM)开关控制电路,还包括:一个脉宽调制,它连接到所述功率场效应管,并可以用于切换所述功率场效应管的导通状态与关断状态;一个误差放大器,它连接到所述脉宽调制,并用于将所述低通滤波器的输出电压与参考电压进行比较,所述误差放大器用于控制该脉宽调制,从而使低通滤波器的输出电压基本上等于所述参考电压;一个迟滞开关控制电路,它连接到所述功率场效应管,从而使所述低通滤波器的输出电压保持在一个预定的电压范围之内;一个外休眠电路,它连接到所述迟滞开关控制电路,用于确定当前的负载是否超过一个阈值,该阈值用于激活所述迟滞开关控制电路,并重新激活所述脉宽调制开关控制电路;一个内休眠电路,它连接到所述脉宽调制开关控制电路,用于确定是否当前的负载低于一个阈值,该阈值用于激活所述脉宽调制开关控制电路和重新激活所述迟滞开关控制电路;控制逻辑连接到所述外休眠电路,内休眠电路,脉宽调制开关控制电路,以及所述迟滞开关控制电路,所述控制逻辑可在高电流负载时,打开所述脉宽调制开关控制电路,关闭所述迟滞开关控制电路,而在低电流负载时,关闭所述脉宽调制开关控制电路,打开迟滞开关控制电路。

5. 根据权利要求 4 所述的一种双模式直流 - 直流功率转换的系统,其特征在於:它还包括:一个外休眠调整电阻器,它连接到所述外休眠电路,并用于调整、激活所述迟滞开关控制电路的阈值;除此之外,还包括:一个内休眠调整电阻器连接到所述内休眠电路,并用于调整、激活所述脉宽调制开关控制电路的所述阈值;一个便携式电池供电系统,包括:一个处理单元;一个电池;一个第一双模式电源连接,以接收来自电池的电源,并为所述处理单元提供电源;所述双模式电源包括:一个连接到低通滤波器上的开关;一个第一开关控制电路,它连接到所述开关,并在高电流负载时,用来控制开关闭合和关断;一个第二开关控制电路,它连接到所述开关,并在低电流负载时,用来控制开关的闭合和关断;一个第一电流传感电路,它连接到所述第一开关控制电路,而且当第一开关控制电路在工作时,它可以用来检测电流负载;一个第二电流传感电路,它连接到所述第二开关控制电路,而且当所述第二开关控制电路在工作时,它用于检测电流负载;控制逻辑电路与所述第一电流检测电路,第二电流检测电路,第一开关控制电路,第二开关的控制电路相连接,用于在低电流负载时,停用所述第一开关控制电路,启用第二开关控制电路;而在高电流负载时,启用所述第一开关控制电路,并在低电流负载期间停用所述第二开关控制电路。

6. 根据权利要求 5 所述的一种双模式直流 - 直流功率转换的系统,其特征在於:所述开关是一个功率场效应管;其中,所述第一开关的控制电路是一个脉宽调制电路;第二开关控制电路是一个迟滞电路;所述开关是一个双极性晶体管电路;一个用于检测脉宽调制转换器上电流负载的电路具有一个开关,一个连接到开关上的第一脉宽调制,一个连接到所述第一脉宽调制的误差放大器,和一个低通滤波器,它具有一个电感器连接到开关,一个电容连接到所述电感器,该电路包括:一个与开关并联的感测晶体管,它的尺寸是按照它所承载的,通过开关电流的一小部分来制造的;一个第一电流源,它连接到所述感测晶体管,

用于产生一个电流,使之与感测晶体管的电流进行竞争,从而产生一个所述感测晶体管所产生的电流,以及第一电流源产生的电流的相对强度的电压表示;一个比较器,它连接到一个参考电压,并连接到所述感测晶体管和所述第一电流源的连接节点上,所述比较器,用于比较所述感测晶体管所产生的电流,以及第一电流源产生的电流的相对强度的电压表示;一个存储单元,它具有一个数据输入端和一个时钟输入端,所述数据输入端被连接到所述比较器;一个第二脉宽调制连接到所述误差放大器和所述存储单元与时钟输入端;一个振荡器,其具有一个第一输出端连接到第一脉宽调制,和一个第二输出端连接到第二脉宽调制,其中,所述第二输出端的振荡器斜波比第一输出端更陡;其中,当第二输出端的振荡器斜波大于或等于误差放大器的输出时,第二脉宽调制改变其状态,由此使数据输入端上的一个值被移入所述存储单元。

7. 根据权利要求6所述的一种双模式直流-直流功率转换的系统,其特征在于:它还包括:一个连接到所述感测晶体管和第一电流源的缓冲晶体管;

一个连接在开关和缓冲晶体管之间的二极管,其中所述缓冲晶体管和二极管基本上稳定了所述感测晶体管所产生的电流,以及第一电流源产生的电流的相对强度的电压表示,它还包括:一个第二电流源,它连接到所述二极管,并接地;一个调整电阻器,它连接到所述第一电流源,而且可以用于控制第一电流源所产生的电流的量。

8. 根据权利要求7所述的一种双模式直流-直流功率转换的系统,其特征在于:一个检测电路,用于检测迟滞比较器电路上的负载,它包括一个开关,一个连接到该开关的迟滞比较器,一个低通滤波器,该低通滤波器具有一个电感器连接到所述开关,一个第一电容连接到所述电感器,所述检测电路包括:一个连接到所述迟滞比较器的第一电流源;一个连接到所述第一电流源的第二电容;一个连接到一个参考电压和所述电容的电压比较器,该电压比较器用于将参考电压与所述电容两端的电压进行比较;一个第一晶体管,它由所述迟滞比较器控制,并与所述第二电容并联,以导致来自迟滞比较器的第一信号被收到后,所述第二电容放电;一个存储单元,它具有一个数据输入端连接到所述电压比较器,一个时钟输入端连接到所述迟滞比较器,其中,在收到来自迟滞比较器的第二信号时,数据输入端上的一个值被移入到所述存储单元;进一步包括:一个第二晶体管,它连接在迟滞比较器和电流源之间,所述第二晶体管用于控制所述电流源,从而使得在收到来自所述迟滞转换器的第二信号时,所述电流源不会导致第二电容进行充电。

一种双模式直流 - 直流功率转换的系统

技术领域：

[0001] 本发明一般涉及电池供电设备的电源，特别是一种双模式直流 - 直流功率转换器。

背景技术：

[0002] 电池供电的电子设备，如手提电脑，移动电话，计算器等，需要由电池供电设备的电压输出转换成电路设备所需要的电压。通常情况下，一个可充电电池可产生 1.5 伏的电压。在一些应用中，一些电池串联，从而将输出电压从 1.5 伏提高到更高的电压，如提高到 6 至 12 伏。然而，大多数集成电路通常使用大部分电池供电的电子设备，它需要 5.0 伏或 3.3 伏的电压供给。因此，由电池产生的电压必须被转换成电路设备所需的电压。

[0003] 开关稳压器为直流 - 直流功率转换提供了一个模式。图 2(a) 是一个简化的示意图，它示出一个开关稳压器。一个开关稳压器可以被看作是，一个反相器电路连接到一个由电感器和电容组成的低通滤波器。反相器电路产生一个方波电压的波形，它在脉冲期间具有导通时间，在脉冲之间具有关断时间。该低通滤波器使波形变得平滑，从而产生一个几乎恒定的直流电压电平。在导通时间期间，电容充电，在关断时间期间，电容放电。通过控制由交换网络产生的电压脉冲的持续时间和频率，即通过控制导通时间与关断时间，电压电平被开关稳压器调整。导通时间与导通时间和关断时间的总时间的比值被称为占空比。通过降低占空比，电压被降低，因为电容的充电时间被缩短，而放电时间被延长。相反，通过增加占空比，电压被增加，因为充电时间会加长，而放电时间会缩短。

[0004] 开关稳压器的一种形式是在反相网络中使用晶体管作为开关。通过提供一个电流或电压到晶体管的栅极，这些开关被接通和关断。该晶体管的接通和关断的频率是由一个脉宽调制器 (PWM) 控制的。这样的控制器被称为脉宽调制控制器。一个脉宽调制控制器的一个例子是在美国加利福尼亚州的圣克拉拉，美国国家半导体公司的 LM1575 系列稳压器。

[0005] 一种便携式装置的值与移动设备的电池寿命成正比。因此，尽量减少设备的功耗是非常重要的。许多技术已被实施，以减少功耗，从而延长便携式设备的电池寿命。对于便携式计算机，在空闲时间内，这种技术包括关闭显示器和 / 或微处理器。虽然显示器和微处理器是重要功率消耗源，电源也还消耗着相当大量的功率。

[0006] 在一个开关稳压器中，在低负载时，通过减小占空比，功率消耗可以被降低。然而，仍然有一个相对高的功率消耗在交换网络中，由于晶体管的电容和偏置电流。偏置电流是保持电路的活性所需的电流。即使电路不切换，偏置电流也是晶体管反相器网络需要的电流。

[0007] 美国专利中，专利号 5028861 佩斯等人描述了一种通过一个直流 - 直流转换器，减少电源功率消耗的方法。这种方法包括一种调节装置，从而功率转换的接通和关断取决于输出电压。当输出电压增至超过预定阈值时，转换器被关断，从而允许电容放电到一个下限值。在该下限，功率转换被重新激活，从而使电容充电。在高电流负载和低电流负载期间，功率转换开和关之间的改变导致了一个相对比较大的纹波电压。具有很大的纹波电压是不

利的,因为它把一个较大的过滤负担放到了设备的功能电路上。

[0008] 此外,美国专利中,专利号为 5028861 的文件中,阐述的在低负载时的技术是相对低效的,因为甚至在低负载时,功率转换也要被打开和关闭,因此需要在晶体管的栅极和偏置电路上施加一个电压。

[0009] 此外,被描述在美国专利,专利号为 5028861 的文件中,由控制器产生的输出电压波形一直在变频。

[0010] 另一种节能技术的例子由加利福尼亚州,米尔皮塔斯的凌力尔特公司(Linear Technology Corporation)的 LTCL148 系列开关稳压控制器阐述。在高电流负载时,LTCL 148 展示了一个脉宽调制控制器的行为。在低电流负载时,LTCL 148 允许输出电压打破常规地抵达一个上限。在这个阶段,LTCL 148 与美国专利,专利号 5028861 中描述的控制器的类似,在上限时,功率转换被关断,电容被允许放电,直到输出电压下降到下限。当输出电压下降到低于下限时,LTCL 148 返回到脉宽调制模式,即它通过接通和关断开关晶体管的栅极电压来控制功率转换。因此,LTCL 148 在低电流负载操作期间是低效的,因为它接通和关断开关晶体管的栅极电压。

[0011] 所述 LTCL 148 依靠外部设备进行电流检测。它依赖一个用于确定流过开关电路电流的感测电阻器。该电阻是在低负载和高载时,产生功耗的进一步原因。此外,当输入电压改变时,LTCL 148 改变开关频率,这给电路加上了一个更大范围的噪声滤波负担。

[0012] 因此,需要提供一种系统和方法,用于直流-直流功率转换,在低负载时,节省电量,以及参考现有技术,克服上述问题。

发明内容:

[0013] 本发明的一个目的是延长电池供电的电子设备的电池寿命。

[0014] 本发明的进一步目的在于,在电源负载光电流时节省功耗。

[0015] 本发明的再一个目的,在电源负载电流时,提供芯片上的感测。

[0016] 本发明的又一目的是,它使用电流负载的芯片上的感测,在一个高电流负载功率转换电路和一个低负载的功率转换电路之间选择。

[0017] 本发明的再一个目的,是为电池供电设备提供双模直流-直流功率转换。

[0018] 本发明的又一个目的,是在高电流负载时提供一个低输出纹波电压。

[0019] 本发明的再一个目的,是在高电流负载时,提供一个恒定的脉宽调制的开关频率。

[0020] 本发明的又一个目的是,在节能模式期间,提供一个直线充电。

[0021] 本发明的再一个目的,是提供在一个高电流负载的功率转换电路和一个低电流负载的功率转换电路之间自动选择。

[0022] 本发明的进一步的目的,是在轻负载时完全关闭脉宽调制的功率转换。

[0023] 本发明的进一步目的,是提供一个低负载的直流-直流功率转换方案,并与高电流负载模式的直流-直流功率转换方案相独立。

[0024] 本发明的进一步的目的,在于提供外部的装置,以调整,用于在高电流负载的功率转换电路和低电流负载的功率转换电路之间进行选择的阈值。

[0025] 本发明的技术解决方案:

[0026] 根据本发明,提供了一种直流-直流功率转换器,它包括一个高功率直流-直流转

换器和一个低功率的直流-直流转换器。该直流-直流功率转换器还包含用于检测该直流-直流功率转换器上的电流负载的电路。它还包括选择电路,用于执行在高功率直流-直流转换器和低功率直流-直流转换器之间的开关操作。在高电流负载的情况下,该选择电路选择高功率直流-直流转换器,在低电流负载时,则选择低功率直流-直流转换器。

[0027] 本发明还有其它的目的和优点,对于本领域技术人员,它们将从下面的详细描述中变得显而易见,其中,所述的优选实施例将被示出和描述,通过对实现该发明的最佳模式的简单阐述。正如将会意识到的那样,本发明可以有其他不同的实施例,它的若干细节能够在各个明显的方面得到修改,所有这些都不背离本发明。因此,附图和说明书应被认为是说明性的,而不是限制性的。

[0028] 对比专利文献:CN201663547U 直流-直流转换器 200920002362.9

附图说明:

[0029] 图 1 是一个手提电脑的体系结构的示意图。

[0030] 图 2(a) 是脉宽调制开关稳压器直流-直流电源转换器的示意图。

[0031] 图 2(b) 是由反相器电路产生的电压的波形。

[0032] 图 2(c) 是由一个低通滤波器过滤之后的电压波形。

[0033] 图 3 是根据本发明的功率转换器的方框图。

[0034] 图 4 是根据本发明的功率转换器的示意图。

[0035] 图 5(a) 示出了根据本发明的一个直流-直流转换器的休眠模式的输出电压的波形的曲线图。

[0036] 图 5(b) 示出本发明的迟滞转换器的输出信号的波形曲线图。

[0037] 图 5(c) 示出了本发明所使用的感测电容两端的电压波形的曲线图。

[0038] 图 6(a) 是一个曲线图,它示出一个直流-直流转换器上的电流负载,一个直流-直流转换器上的平均电流负载,以及根据本发明,一个直流-直流转换器所使用的一个脉宽调制脉冲。

[0039] 图 6(b) 是根据本发明的振荡器斜波波形。

[0040] 图 6(c) 是根据本发明,为振荡器斜波的一倍的波形。

具体实施方式:

[0041] 图 1 是一个手提电脑 100 的示意图。虽然在手提电脑的上下文中,本发明已描述,但是本技术领域的技术人员会将其实现到许多其它的应用中,例如,移动电话,寻呼机,电子计算器,便携式数据库设备,全球卫星定位(GPS)系统,以及其它电池供电的电子设备中。

[0042] 手提电脑 100 包括一个连接到的显示屏 103 的中央处理单元 101,一个随机存储器(RAM) 105,一个只读存储器 107,一个外部磁盘驱动器 109 和一个内部磁盘驱动器 111。手提电脑 100 是由电池 113 供电。电池 113 可能是可再充电的镍镉(ni-cad)电池,它包括一个或多个单元,每个单元生产约 1.5 伏的电压。通过串联多个镍镉电池,电池 113 可以产生更大的电压,例如,1.5 伏,3.0 伏,4.5 伏,6 伏,9 伏和 12 伏。此外,在手提电脑 100 的操作过程中,由手提电脑 100 消耗的功率会导致电池的电压输出在一定范围内变化。举一个例子,在一个实施例中,电池 113 包括 8 个串联的镍镉电池,它组合产生的电压在 0 至 12 伏的

范围内,其中,0 伏表示完全耗尽的电池,12 伏表示完全充电的电池。电池 113 的输出电压通过电源线 115 被提供。

[0043] 中央处理单元 101,外部磁盘驱动器 109 和显示屏 103 各自对电压进行操作,电压可能是彼此不同的,而且都来自电池 113 的输出电压。电源线 115 上的输出电压由直流-直流功率转换器 117a,分别经过 117c,转换成中央处理单元 101,外部磁盘驱动器 109,显示屏 103 所需要的电压。根据本发明,每一个直流-直流功率转换器 117a 至 117c 可以是功率转换器,正如下面结合图 3 所描述的那样。

[0044] 电池 113 的输出可能是在不同的范围,例如,从 0 伏到 12 伏。来自直流-直流转换器 117a 至 117c 的输出电压都是相对稳定的,因此,要分别提供设备的电源所需要的电压。通常情况下,像中央处理单元 101 这样的集成电路,额定电压是 3.3 伏或 5.5 伏。其他电压,例如 2.0 伏,也是可以运行的。因此,根据中央处理单元 101 的电压要求,连接直流-直流转换器 117a 和中央处理单元 101 的电源线 119 上的输出电压是一个稳定电压。同样,连接直流-直流转换器 117b 和外部磁盘驱动器 109,以及连接直流-直流转换器 117c 和显示屏 103 的电源线 121 和 123 上的输出电压,分别对应外部磁盘驱动器 109 和显示屏 103 的电压要求。

[0045] 中央处理单元经由导线 125,为显示屏 103 提供数据和控制信号,并通过导线 131,为外部磁盘驱动器 109 提供数据和控制信号。此外,中央处理单元 101 分别通过导线 127,129,和 133,为 RAM 105,ROM 107,以及内部磁盘驱动器 111 提供数据,控制和电源。

[0046] 电池 113 通过导线 137 被电池充电器 135 充电。该电池充电器 135 通过电线 141,被连接到一个交流/直流电源 139。该交流/直流电源通过连接器 143 和导线 145 被连接到一个交流电压源。该交流电压源可作为家庭或办公室内,提供 120 伏交流电的电源插座。交流/直流电源 139 的输出假如是 7.5 伏的直流。来自交流/直流电源 139 的直流输出,可直接经由导线 147 提供到直流-直流电源转换器 117a 至 117c。

[0047] 图 2(a) 是一个脉宽调制的开关稳压器的直流-直流功率转换器 200 的一个简化原理图。脉宽调制的开关稳压器包括一个直流电源 201。直流电源 201 可能是由一些串联的镍镉电池组成的电池。直流电源 201 被连接到一个反相网络 203,该反向网络由两个反相开关 205 和 207 组成。开关 205 和 207 可以是场效应管。开关的频率是由一个开关控制信号 Q 进行控制的。信号 Q 被反相器 208 反相。在这个例子中,开关 205 和 207 都是场效应管,开关控制信号 Q 由一个脉宽调制器(PWM)产生,图中未示出。信号 Q 被发送到对应开关 205 的场效应管,Q 的倒数被发送到栅极 207,从而交替接通和关断场效应管。反相网络 203 有两个输出端,209 和 211。当 Q 为高电平(逻辑 1)时,开关 205 被关闭,开关 207 被打开,从而在端子 209 和 211 之间产生一个电压。当 Q 为低电平(逻辑 0),开关 205 被打开,开关 207 被关闭,从而端子 209 和 211 之间直接导通。后一种情况会导致端子 209 和 211 之间的电压为零。

[0048] 在高电流负载,高 Q 的脉冲的频率高。

[0049] 图 2(b) 是在高电流负载时,开关控制信号 Q 的波形曲线图。在图 2(b) 的描述中,高电平 Q (逻辑 1) 表示脉冲 223a 至 223d。空间 225a 至 225d 代表低电平 Q (逻辑 0)。

[0050] 返回图 2(a),反相网络 203 连接到一个低通滤波器 213。低通滤波器 213 包括一个电感器 215 和一个电容 217。端子 209 也连接到电感器 215,而后者又连接到电容 217。端

子 211 也被连接到电容 217。低通滤波器 213 的输出电压可以通过接线端 219 和 221 之间获得。端子 219 被连接到电感器 215, 电容 217 和端子 221 之间的低通滤波器, 而端子 211 被连接到电容 217 和端子 211 之间的低通滤波器 213。

[0051] 在高电平 Q 的期间, 端子 209 和 211 导致电容 217 开始充电。在低电平 Q 期间, 电容 217 放电。图 2(c) 中示出端子 219 和 221 之间的结果电压 (V_{out}) 的波形为波形 231。图 2(c) 是一个曲线图, 它示出了在连续操作模式期间, 直流-直流电源转换器 200 的输出电压图形。

[0052] 在连续操作模式期间, 电压波形保持相对平滑及恒定, 如波形 231 所示, 接近 5.0 伏。如果反相网络 203 不连接到低通滤波器 213, 那么端子 209 和 211 之间的电压波形, 将具有类似 Q 的波形的形状, 正如图 2(b) 中所示的波形 227。

[0053] 图 3 是根据本发明, 一个功率转换器 300 的方框图。功率转换器 300 将输入端 319 的输入电压 V_{in} 转换为输出端 321 上的输出电压 V_{out} , 并包括一个自选直流-直流电源转换器 301, 它连接到由电感器 303 和电容 305 组成的低通滤波器。该自选直流-直流转换器 301 包含一个脉宽调制器 (PWM) 307 和一个迟滞转换器 309。该自选直流-直流转换器 301 在高电流负载时使用脉宽调制 307, 并在低负载时使用迟滞转换器 309, 分别驱动了由场效应晶体管 313 和 315 组成一个交换网络 311。交换网络 311 的输出端被连接到由电感器 303 和电容 305 组成的低通滤波器。

[0054] 自选直流-直流电源转换器 301 进一步由一个负载电流测量仪和转换器选择逻辑电路 317 组成, 它同时连接到脉宽调制 307 和迟滞转换器 309。该负载测量电路和转换器选择电路 317 测量了输出端 321 上的电流负载, 并可以选择脉宽调制转换器 307 或迟滞转换器 309。负载测量电路和转换器选择逻辑电路 317 在高电流负载期间选择了脉宽调制转换器 307, 并在低电流负载期间选择了迟滞转换器 309。当迟滞转换器被使用时, 脉宽调制转换器 307 被完全关闭, 迟滞转换器 309 为场效应管 313 和 315 的栅极提供了所有的控制信号。负载电流测量仪和转换器选择逻辑电路 317, 在脉宽调制 307 和迟滞转换器 309 之间的选择方式, 在下面的图 4 至 6 会有更详细的描述。

[0055] 图 4 是根据本发明的功率转换器 300 的一个实施例的示意图。通过图 1 中的连接 115 提供的输入功率, 即电池 113 的功率, 通过端子 319, 被提供到电源转换器 300, 则可得到输出电压, 即通过端子 321 的中央处理单元 101 的电压。

[0056] 以上所讨论的要结合图 3 来看, 在根据本发明的实施例中, 一个功率转换器由一个脉宽调制转换器, 一个迟滞转换器, 以及一个电流负载感测电路组成。在图 4 的原理图中, 脉宽调制转换器 307 包括脉宽调制器 401, 该调制器被振荡器 403 和一个误差放大器 405 驱动。从振荡器 403 来看, 脉宽调制 401 的反相输入是一个锯齿电压波形。而脉宽调制的非反相输入是来自误差放大器 405 的输出。脉宽调制转换器的一条输出线 481 通过“或”门 427 连接到反相网络, 并负载一个 Q' 信号。

[0057] 该脉宽调制转换器 307 驱动一个反相电路 402, 它由驱动 407 和 409 的栅极组成, 其中, 407 和 409 分别连接到场效应管 411 和 413 栅极的 407 和 409。在线 481 上, 来自脉宽调制 401 的一个逻辑高电平 Q' 信号, 通过栅极驱动器 407 被发送, 使得场效应管 411 导通, 从而允许来自端子 319 的电流, 流到一个由电感器 415 和电容 417 组成的低通滤波器, 最后流到接地端 419。场效应管 413 与整流二极管 414 并联。该场效应管 413 降低了整流

二极管 414 的功耗。

[0058] 将误差放大器 405 的输出电压除以电阻器 407 和 409, 再与一个参考电压 V_r 进行比较。在一个实施例中, 参考电压被设定为 1.25 伏, 这是硅的初始带隙电压。

[0059] 电阻器 407 和 409 被选择, 以使输出电压 V_{out} 可以与参考电压 V_r 进行比较。误差放大器 405 输出一个信号, 该信号控制脉宽调制 401 是输出高电平 Q , 还是输出低电平 Q' 。如果误差放大器 405 感测到的 V_{out} 是低于参考电压 V_r 的, 则误差放大器 405 输出一个信号到脉宽调制 401, 来打开功率场效应管 411。因此, 如果 V_{out} 下降到低于 V_r 时, 反向网络 402 的占空比就增加。如果误差放大器 405 感测到 V_{out} 高于参考电压 V_r , 则误差放大器 405 就输出一个信号到脉宽调制 401, 来关闭功率场效应管 411, 从而减少反相电路 402 的占空比。

[0060] 脉宽调制转换器 307 还包括一个电阻器 421 和一个电容 423。电阻器 421 连接在误差放大器 405 的输出端和脉宽调制 401 的非反相输入端之间。电阻器 421 连接到电容 423, 电容 423 连接到位于电阻 407 和 409 之间的引脚 473。电阻器 421 与电容 423 一起为误差放大器 405 提供补偿。

[0061] 电源 300 还包括一个迟滞功率转换器 309。迟滞功率转换器 309 可能是一个迟滞比较器。迟滞功率转换器 309 与反向网络 402 结合时, 就成为了一个变频直流 - 直流功率控制器。迟滞转换器 309 具有一条输出线 483, 它用来传送的 Q 信号, 并通过或门 427 连接到反相网络 402。

[0062] 迟滞转换器 309 允许输出电压除以电阻器 407 和 409 在阈值大小的上下波动, 例如, $5V \pm 25mV$ 。这个比较参考了连接到迟滞转换器 309 的非反相输入端的一个参考电压 N_2 。当迟滞转换器 309 检测到分频输出电压下降到低于阈值下限时, 迟滞转换器 309 就输出一个高电平 Q' 到反向网络 402, 然后与脉宽调制转换器 307 一起操作, 如上所述。当迟滞转换器感测到分频输出电压高于阈值上限时, 它发送一个低电平 Q' 到反相网络 402, 从而允许电容 417 放电。

[0063] 脉宽调制转换器 307 和迟滞转换器 309 不同时工作。脉宽调制转换器 307 在高电流负载期间被使用, 而迟滞转换器 309 在低电流负载期间被使用。脉宽调制转换器 307 的输出线 483 和迟滞转换器 309 的输出线 481 都连接到或门 427 的输入端。或门 427 的一个输出信号 Q 被发送到反向网络 402 的输入端。

[0064] 脉宽调制转换器的开启和关闭由控制逻辑模块 429 的 PWMON 信号控制。该 PWMON 信号作为一个控制信号, 被提供到脉宽调制转换器 307, 误差放大器 405, 以及振荡器 403 中。当误差放大器 405 感测到高电平 PWMON 信号, 误差放大器 405 就变得有效。此外, 高电平 PWMON 信号打开振荡器 403, 从而激活脉宽调制 401。当 PWMON 信号为低电平时, 误差放大器 405 无效, 振荡器 403 被关闭, 因此没有信号被提供到脉宽调制 401。

[0065] 控制逻辑 429 的 PWMON 信号输出, 作为第三输入端被连接到迟滞转换器 309。当 PWMON 信号为低电平时, 迟滞转换器被激活, 并且当 PWMON 信号为高电平时, 迟滞转换器被停用。高电平 PWMON 信号对应一个高电流负载, 一个低电平 PWMON 信号对应一个低电流负载。在低电流负载期间, 功率转换器 300 进入休眠模式, 这就需要关闭脉宽调制转换器 307, 打开迟滞转换器 309。

[0066] 控制逻辑电路 429 从外休眠电路 431 和内休眠电路 433 中获得输入。外休眠电路 431, 内休眠电路 433 和控制逻辑 429 的组合, 等效于图 3 中, 负载电流测量仪和转换选择逻

辑 317 的结合。当外休眠电路 431 检测到, 电流负载升高到超过一个外休眠阈值, 外休眠电路 431 就提供一个逻辑高电平信号到控制逻辑 429。这种逻辑高信号指示控制逻辑 429 在下一个可用实例中, 将 PWMON 升高至高电平。控制逻辑 429 不会瞬间将 PWMON 信号从低电平改变到高电平, 反之亦然, 因为这样会中断迟滞转换器 309 或脉宽调制转换器 307 的操作。

[0067] 外休眠电路通过电容 435 的放电电压与参考电压 V_i 的比较, 测量了高脉冲从迟滞转换器 309, 到反向网络 402 之间的关断时间的持续时间。

[0068] 图 5(a) 是曲线图, 它示出了在休眠模式期间, 直流 - 直流控制器 300 的输出电压的波形, 即在迟滞转换器 309 的操作模式下。在图 5(a) 的曲线图中, 纵轴表示输出电压, 即图 3 和图 4 中端子 321 上的 V_{out} , 横轴表示时间。虚线 501 表示的上限阈值电压, 虚线 503 表示下限阈值电压。

[0069] 图 5(b) 是一个曲线图, 它示出了迟滞转换器的输出信号 Q'' 的波形, 纵轴表示信号的逻辑状态, 横轴表示时间。

[0070] 当迟滞转换器 309 感测到输出电压 V_{out} 大于或等于上限阈值电压 501 时, 正如时刻 505 所示, 它就发送一个逻辑低电平到反相网络 402, 从而使电容 417 放电。电容 417 一直放电, 直到迟滞转换器 309 感测到电压小于或等于下限阈值电压 503, 正如时刻 507 所示。点 505 和 507 之间的图形部分表示电容 417 放电的时间。当电压下降到或低于下限阈值电压 503 时, 迟滞转换器 309 发送一个高电平 Q'' 信号到反相网络, 如图 5(b) 中 507' 所示。迟滞转换器 309 保持 Q'' 信号为高电平, 直到输出电压再次等于或高于阈值电压 501, 如时刻 509 所示。在那个时候, 迟滞转换器降低了 Q'' 信号, 如图 5 中时刻 509'' 所示。

[0071] 迟滞频率是电流负载的一个很好的指标。要测量迟滞频率, 外休眠电路 431 让电容 435 在 Q'' 保持低电平时充电, 电容 435 被连接到一个电流源 438, 它提供了电容 435 的充电电流, 电容 435 在充电期间的速率由外休眠调整电阻器 437 进行调整。电容 435 允许通过场效应管 439 进行放电。当 Q'' 被迟滞比较器降低时, 场效应管 439 导通, 如图 5(b) 中时间 505' 所示。场效应管 439 被单发脉冲 441 打开, 它连接到场效应管 439 的栅极。

[0072] 单发脉冲 441 的输入端被连接到反相器 442, 反相器 442 被连接到输出线 483, 从而从迟滞转换器 309 接收输出信号 Q'' , 因此, 当 Q'' 降低时, 反相器 442 反转 Q'' 信号, 并提供该反转信号到单发脉冲 441。单发脉冲 441 在上升沿触发并接收反转 Q'' 的信号, 给场效应管 439 提供了足够的栅极电压, 以允许电流通过场效应管 439, 从而非常迅速地使电容放电。

[0073] 图 5(c) 是一个曲线图, 它示出了电容 435 两端的电压的波形。在时刻 505'', 对应图 5(b) 中的时间 505', 它在时刻 505' 响应以降低的 Q'' 信号, 电容两端的电压下降得非常快, 正如时刻 505'' 所示。在时刻 505' 和 509' 之间, 电容将被重新充电。在时刻 505' 和 509' 之间的时间期间, 没有栅极电压被施加到场效应管 439 上。因此, 来自电流源 438 的输出电流给电容 435 充电。

[0074] 电流源 438 产生的电流量由外休眠调整电阻器 437 控制。外休眠调整电阻器 437 连接到管脚 477, 而管脚 477 又连接到电流源 438。一个电压被施加到管脚 477, 例如, 1.25 伏。该电压产生的电流通过外休眠调整电阻器 437。电流源 438 反射该电流, 即电流源 438 产生的电流量, 使之与发送到通过调整电阻器 437 的电流量大致相同。

[0075] 电流源 438 也被连接到场效应管 447。场效应管 447 对电流源 438 来说, 起开关的

作用。场效应管 447 的栅极被连接到迟滞转换器 309 的输出线 483。输出线 483 上的信号 Q”，在进入场效应管 447 的栅极之前被反转。因此，当 Q”为低电平时，场效应管 447 导通，这又导通了电流源 438。因此，在时刻 505”和 507”之间，电容 435 充电。反之，当 Q”为高电平时，在时刻 507”和 509”之间，场效应管 447 被关闭，而这又关断了电流源 438，这使在 Q”为高电平时，电容 435 上的电荷保持不变，正如图 5(c) 中，时刻 507”和 509”之间的图形所示。

[0076] 电容 435 两端的电压由电压比较器 441 不断监测。电压比较器 441 将电容 435 两端的电压与参考电压 N_i 进行比较。在本发明的一个实施例中， N_i 被设置为 2.0 伏。比较器 441 的输出端连接到一个 D 型触发器 443 的 D 端子。比较器 441 的输出是判断电容 435 两端的电压 V_c 是否低于或高于参考电压 N_i 的指示，例如，如果 N_c 高于 N_i ，比较器 441 的输出就会被设置逻辑 1，如果 N_c 低于 N_i ，比较器 441 的输出就会被设置为逻辑 0。D 型触发器 443 的时钟输入端通过单发脉冲 445 连接到输出线 483，从而由迟滞比较器 309 获得的 Q”信号输出，单发脉冲 445 在其输入端的正边沿触发。因此，在 Q”的上升沿，正如图 5(b) 中，时刻 507 所示，比较器 441 的输出被锁定到 D 型触发器 443。因为比较器 441 的输出连续比较电容 435 两端的电压 N_c 与参考电压 N_i ，被单发脉冲 445 锁定到 D 型触发器 443 的比较器 441 的输出，导致 D 触发器 443 在迟滞比较器 309 的输出信号 Q”的上升沿时刻，存储了电容 435 两端电压的测量值 N_c 。被锁定到 D 触发器 443 的测量电压是迟滞频率的表示，因为时刻 505”和 507”之间的时间可以来自于下面的关系：

$$[0077] \quad I = C \frac{d_v}{d_t} \quad (1)$$

[0078] 因为电流源 438 产生的电流由外休眠调整电阻器 437 控制，被施加到电容 435 的电流 I 是已知的，并可以通过改变调整电阻器 437 的电阻对其进行调整。电容 435 的电容 C 也是已知的。电压变化的 d_v ，是由比较器 441 决定的。由于 I, C 和 d_v 是已知的，电容 435 的充电时间 d_t ，可以根据公式 (1) 确定。一个简短的 d_t 是高电流负载的指示，反之亦然。D 触发器 443 的输出表示了 d_t 是否足够短以被认为是一个高电流负载的指示。

[0079] 控制逻辑 429 也从内休眠电路 433 中获得了输入。内休眠电路 433 在脉宽调制模式期间监控的电流负载。电路 433 包括感测晶体管 449，该晶体管的漏极连接到功率场效应管的漏极 411。因此，感测晶体管与功率场效应管 411 并联。感测晶体管 449 的大小是按照能通过功率场效应管 411 上电流的千分之一来制造的。感测晶体管 449 是一面镜子，在这个意义上，它负载的电流正比于通过功率场效应管 41 的电流。因此，通过监测通过感测晶体管的电流，就能确定功率场效应管 411 上的电流负载。

[0080] 感测晶体管 449 的漏极连接到一个 PNP 晶体管 451 的集电极上。功率场效应管 411 的源极连接到二极管 453 的阳极。二极管 453 的阴极连接到 PNP 晶体管 451 的基极。二极管 453 的阴极也连接到一个电流源 455，而这又连接到地。该 PNP 晶体管 451 的发射极连接到一个电流源 457，而这又是连接到地。电流源 457 的输出电流通过内休眠电阻 459 的方式被调节。电流源 457 产生的电流，与被发送通过传感晶体管 449 与 PNP 晶体管 451 的电流竞争。被发送通过传感晶体管 449 的电流与电流源 457 的电流进行比较，由此被内休眠调整电阻器 459 控制，通过将连接 PNP 晶体管发射极的线上的节点 461 处的电压，与电流

源 457 的一个参考电压 V_3 进行比较。PNP 晶体管 451 和二极管 453 作为一个电压缓冲器，确保功率场效应管 411 导通时，节点 461 上的电压保持不变。节点 461 连接到比较器 463。比较器 463 的第二输入端连接到参考电压 V_3 。当通过感测晶体管 449 和 PNP 晶体管 451 的电流降低时，节点 461 处的电压降低。当在节点 461 处的电压已经下降到低于电压 V_3 时，比较器 463 的状态从逻辑 1 改变到逻辑 0。

[0081] 电流源 457 产生的电流由内休眠调整电阻器 459 控制。内休眠调整电阻器 459 连接到管脚 475，而管脚又连接到电流源 457。

[0082] 被施加到管脚 475 的电压，例如，1.25 伏。该电压产生一个电流，流过内休眠调整电阻器 459。电流源 457 镜像了这个电流，即电流源 457 产生了与发送到流过内休眠调整电阻器 459 的电流，大致相同量的电流。

[0083] 在功率场效应管 411 导通周期的中间，对比较器 463 的输出进行采样。图 6(a) 是曲线图，它示出了瞬时开关电流（由脉冲 601 表示），功率场效应管 411（由图 603 表示）上的负载电流，和平均负载电流（由线 605 表示）。功率场效应管 411 导通时间的一个脉冲出现在时刻 607 和 609 之间。在时刻 611，平均负载电流和负载电流在脉冲 601 的中间相交。因此，比较器 463 所测得的负载电流，在功率场效应管 411 的导通时间的中间被采样。

[0084] 功率场效应管 411 的导通时间的中间，是由比较振荡器 403 的振荡斜波的双倍与误差放大器 405 的误差放大电压所决定的。图 6(b) 示出了振荡器 403 的振荡斜波（锯齿 613 表示），以及误差放大器 405 的误差放大电压（由线 615 表示）的曲线图。在振荡斜波的开始，即在时刻 607'，功率场效应管 411 导通。在振荡器 613 的斜波误差放大电压 615 相交时，如图 609' 所示，功率场效应管 411 关断。

[0085] 返回到图 4，振荡器 403 具有一个加倍振荡器斜波的第二输出端，即振荡器 403 的第二输出端的振荡器斜波，是连接到脉宽调制 465 的振荡器输出的振荡斜波的双倍。振荡器 403 的第二输出端连接到脉宽调制 465。图 6(c) 是振荡器 403（由锯齿 617 表示）的双倍斜波输出的图形。锯齿 617 的斜率是图 6(b) 中锯齿 613 的斜率的两倍。图 6(c) 中还包含了误差放大电压 615 的图形。误差放大电压 615 在图 6(b) 和图 6(c) 中是相同的。双倍斜波振荡输出 617 与误差放大电压 615 在时刻 611" 相交，这是图 6(a) 中时刻 607 和 609 之间一半。当双倍振荡斜波 617 大于误差放大电压 615 时，脉宽调制 465 输出一个逻辑高电平信号，脉宽调制 465 的输出端被连接到单发脉冲 467 的一个正边沿触发，它的输出端连接到一个 D 触发器 469 的时钟输入端。比较器 463 的输出端连接的 D 触发器 469 的 D 输入端。因此，当脉宽调制 465 检测到双倍振荡斜波 617 大于误差放大电压 615 时，比较器 463 输出被锁存到 D 触发器 469。

[0086] D 型触发器 443 和 469 的 Q 输出端都连接到控制逻辑电路 429。控制逻辑 429 具有一个输出信号 PWMON/PWMOFF，它在线 485 上被传送到迟滞转换器 309 和脉宽调制转换器 307。控制逻辑 429 保持直流 - 直流转换器 300 是操作在脉宽调制模式下还是操作在滞后模式下的状态信息。如果在脉宽调制模式下，控制逻辑 429 监测 D 型触发器 443 的 Q 输出端。如果 D 触发器的 Q 输出端在脉宽调制模式中变为低电平，那么控制逻辑 429 将 PWMON/PWMOFF 信号降为低电平，从而关闭脉宽调制转换器 307，打开迟滞转换器 309。

[0087] 如果在迟滞模式下，控制逻辑 429 监测 D 型触发器 469 的 Q 输出端。如果在迟滞模式期间，D 触发器 469 的 Q 输出端变为低电平，则控制逻辑 429 将 PWMON/PWMOFF 信号变

为高电平,从而导通的脉宽调制转换器 307,关闭迟滞转换器 309。

[0088] 控制逻辑 429 包含延迟,所以从脉宽调制模式到迟滞模式的转换只在适当的时候执行。例如,控制逻辑 429 可以防止迟滞模式和脉宽调制模式之间的过多的切换,通过只允许在直流-直流功率转换器 300 的切换在一定量的时间保持一个模式,例如,一种模式至少 1 毫秒。

[0089] 在一个实施例中,由直流-直流转换器 300 在一个模块中实现,例如,作为一个集成电路。在本实施例中,直流-直流转换器 300 的某些元素可能被放置在主模块之外。在图 4 所示的实施例中,内部和外部元件是由端子 319 和 321,管脚 471,473,475,477,和 479 连接的。引脚 471 和 473 提供一个装置,将电感器 415 连接到功率场效应管 411 和电容 417 之间的电路。管脚 475 提供了一个装置,将内休眠调整电阻器 459 连接到电流源 457。管脚 477 提供了一种装置,用于连接外休眠电阻 437 和电流源 438。管脚 479 提供了一个连接,将电阻器 421 连接到误差放大器 405 和脉宽调制 401 的非反相输入端之间的线路上。

[0090] 虽然本发明参照具体实施例进行了描述,该描述并不意味着解释具有限制意义。公开的实施例的各种修改,以及本发明的替代实施例,通过参考描述,在本领域中,对本领域技术人员将变得显而易见。例如,使用场效应管完成的开关,也可以使用其他的开关技术。例如,场效应晶体管和双极晶体管。本技术领域的技术人员将认识到,当一个 PNP 晶体管被使用时,将允许使用一个 NPN 晶体管在电路重组。本领域的技术人员将认识到,当迟滞转换器被用于低电流负载情况下,其他的直流-直流转换器,只要是适用于地电流负载情况下的,也可以被使用。同样,在本技术领域的技术人员将认识到,脉宽调制转换器的替代品。作为内部部件描述的元件可以被实现为外部部件,反之亦然。因此,可以设想的是,所附的权利要求将覆盖本发明的真实范围内的修改。

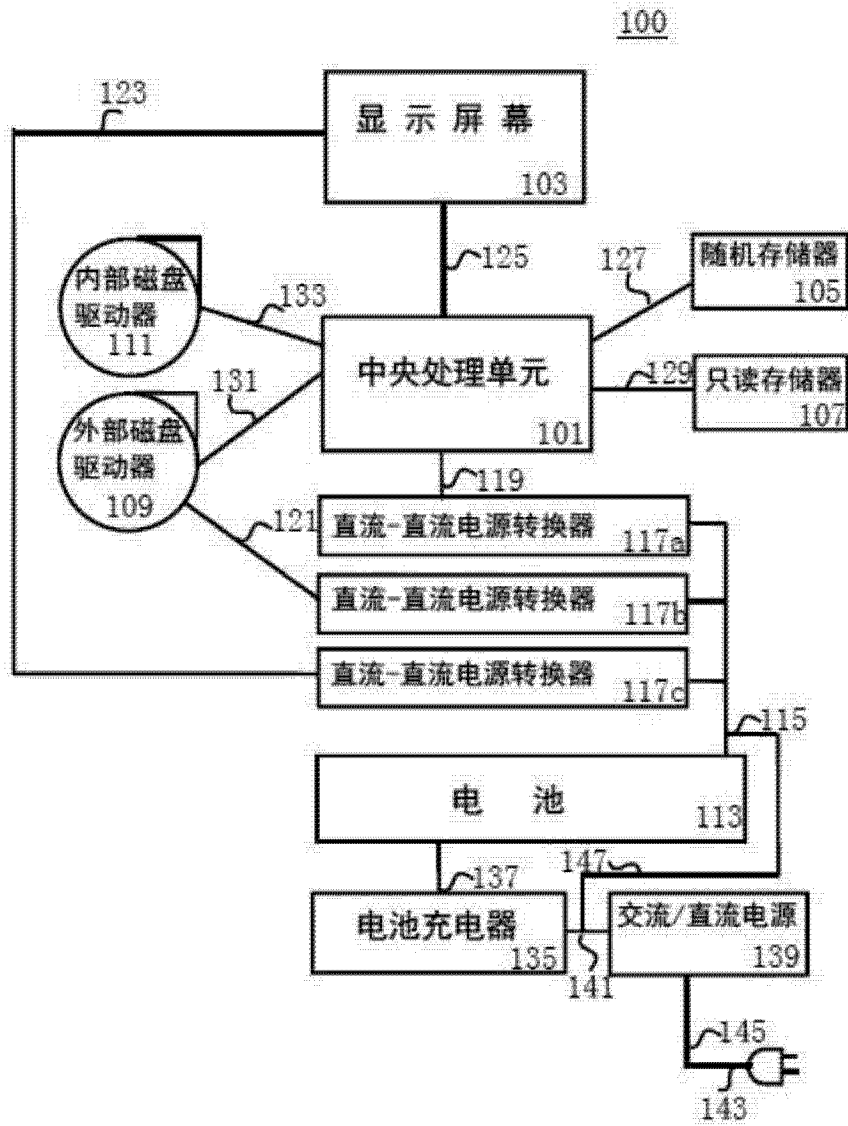


图 1

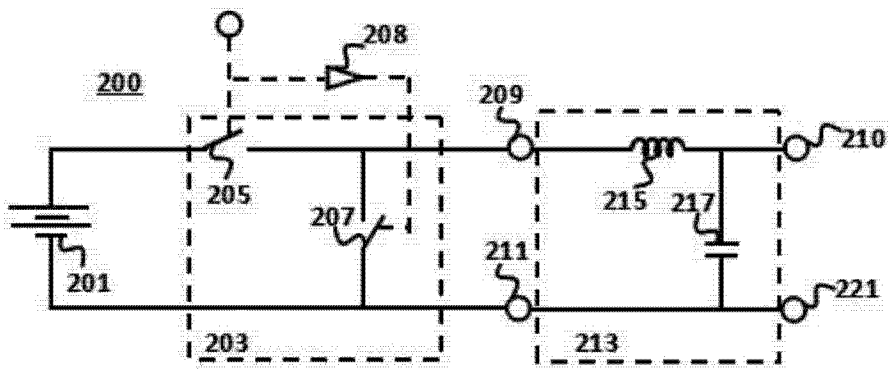


图 2(a)

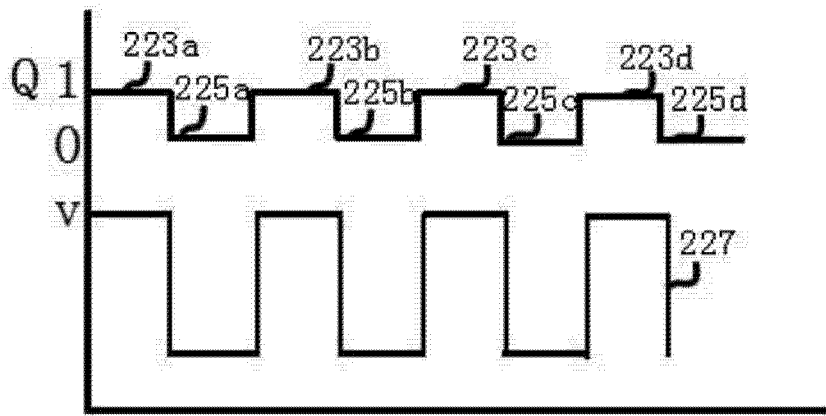


图 2(b)

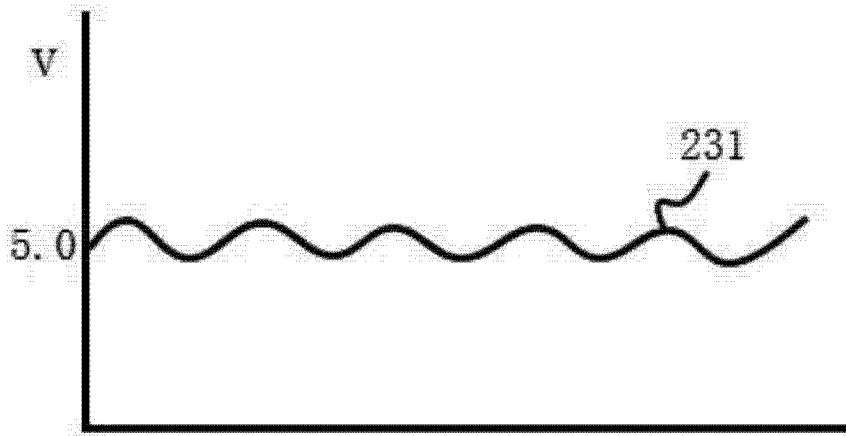


图 2(c)

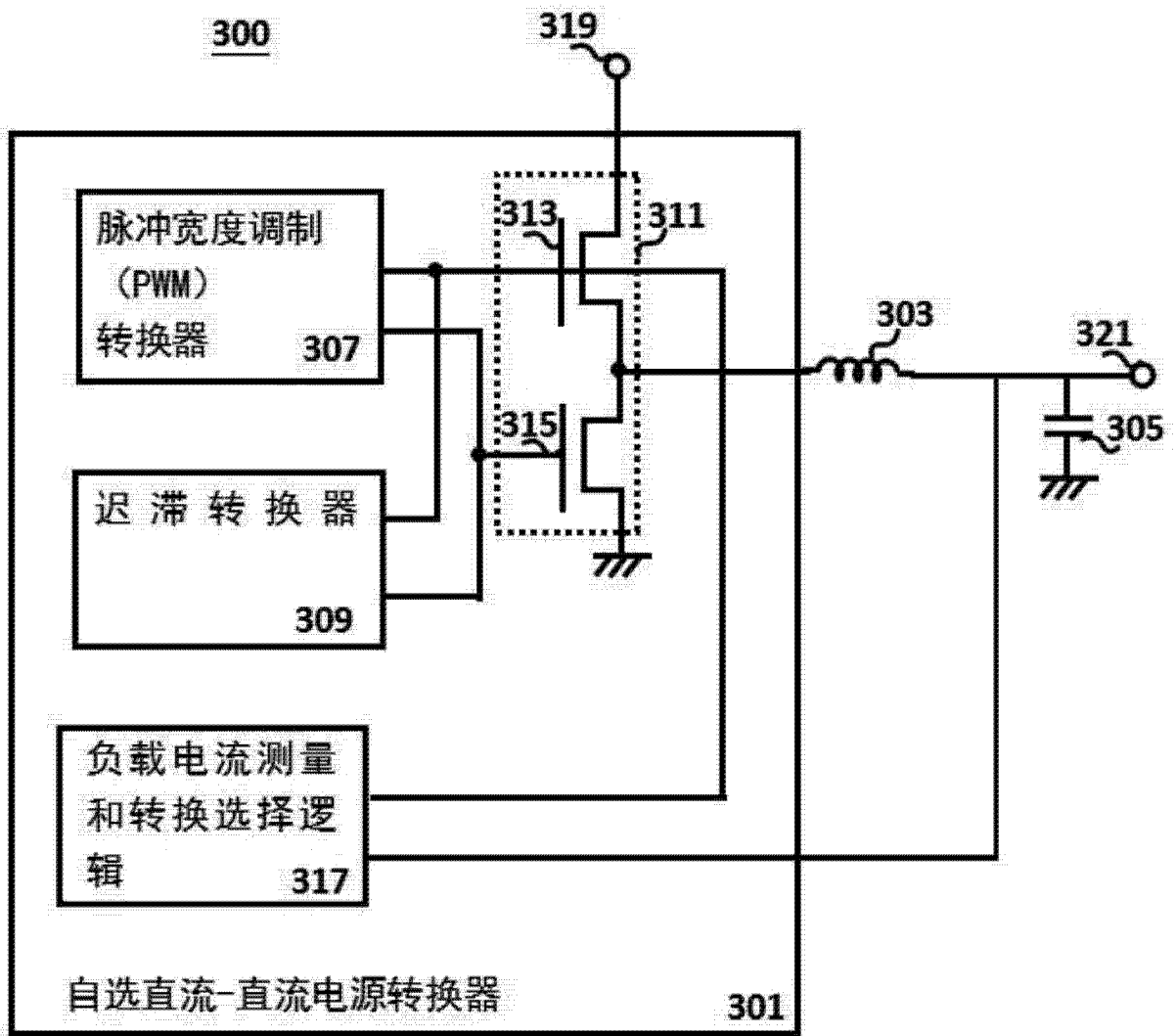


图 3

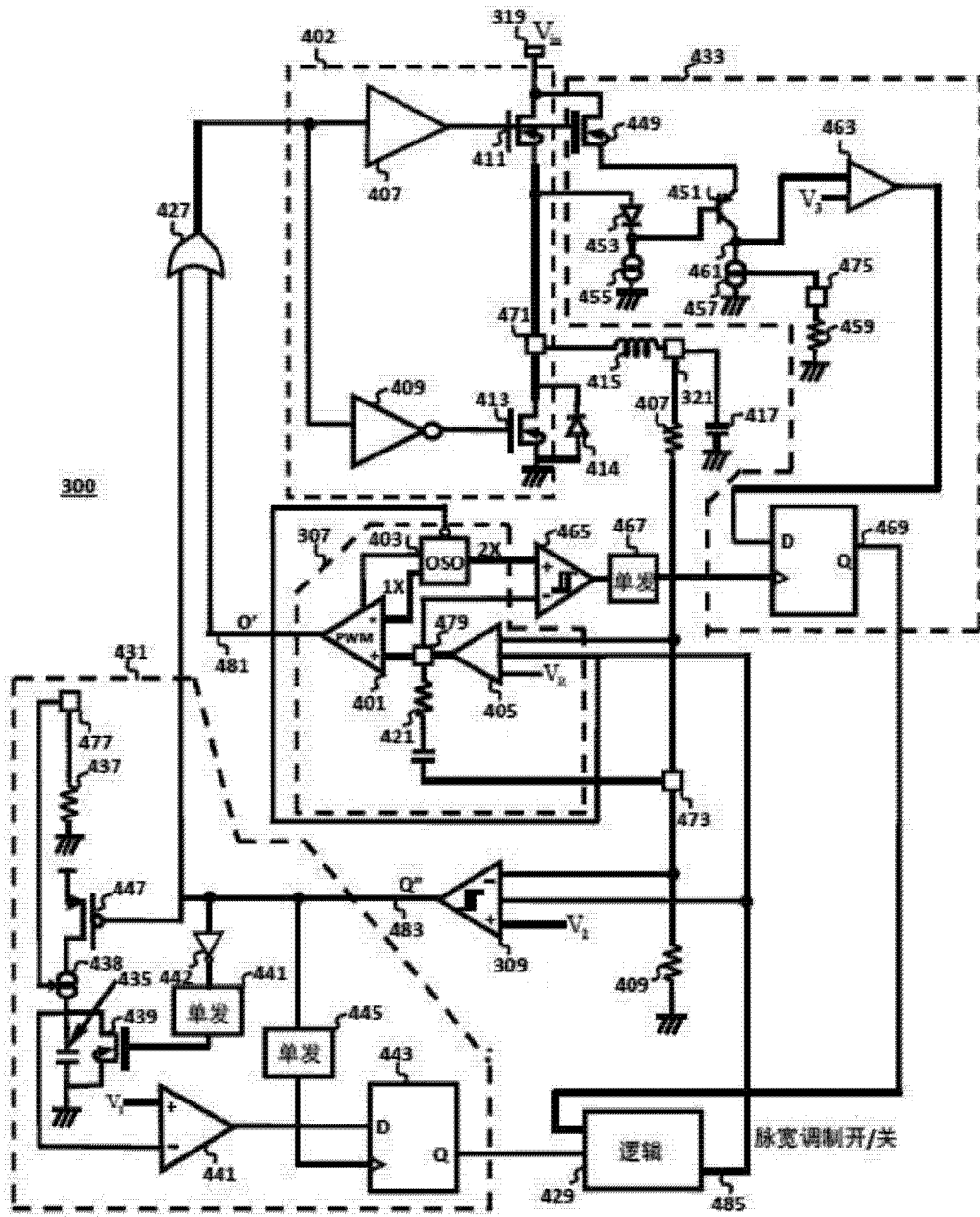


图 4

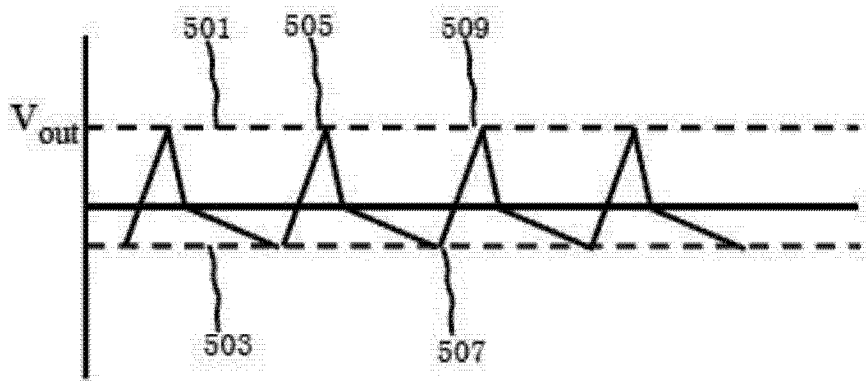


图 5(a)

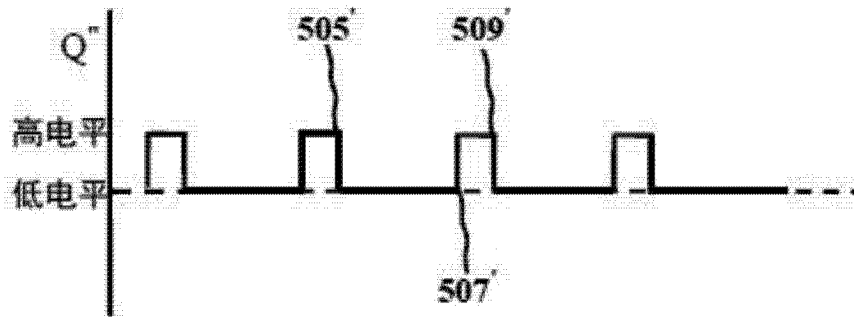


图 5(b)

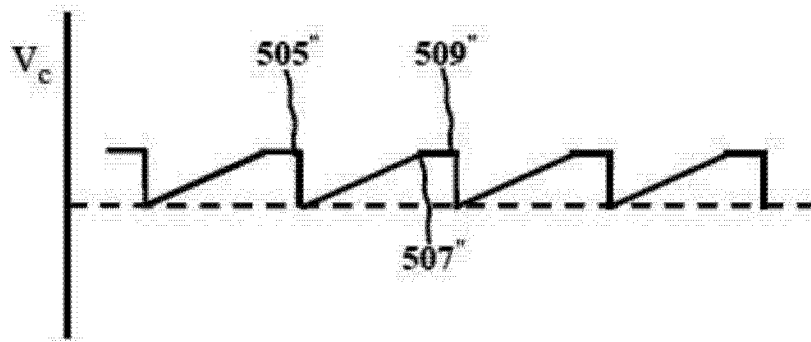


图 5(c)

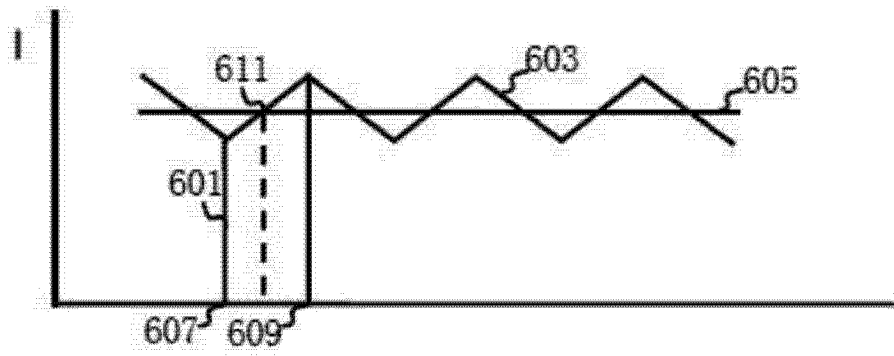


图 6(a)

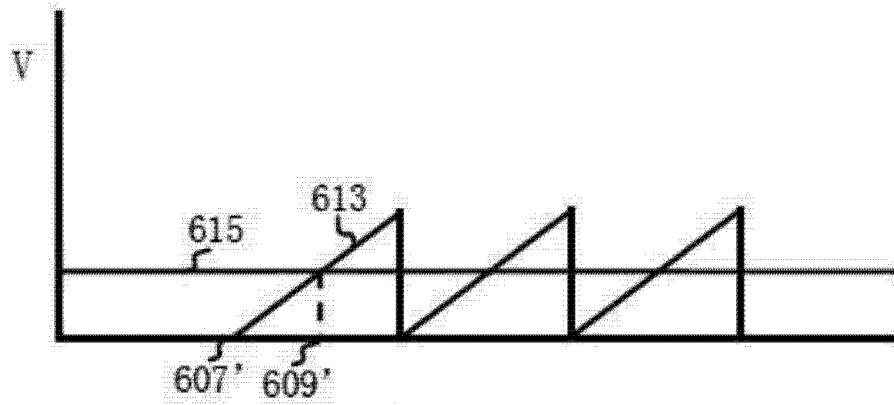


图 6(b)

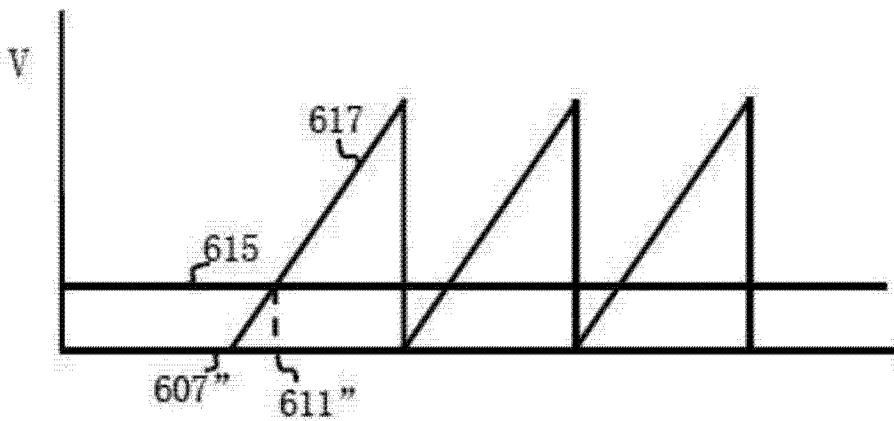


图 6(c)