



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103229401 A

(43) 申请公布日 2013. 07. 31

(21) 申请号 201180045955. 3

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2011. 07. 19

H02M 3/156(2006. 01)

(30) 优先权数据

12/841, 608 2010. 07. 22 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2013. 03. 22

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2011/044572 2011. 07. 19

(87) PCT申请的公布数据

W02012/012456 EN 2012. 01. 26

(71) 申请人 E·W·小麦克卡尼

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 E·W·小麦克卡尼

(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

11127

代理人 吕俊刚 刘久亮

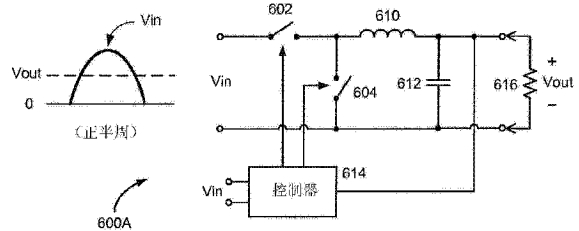
权利要求书3页 说明书6页 附图7页

(54) 发明名称

AC/DC 电力转换方法和设备

(57) 摘要

一种将 AC 输入电压 V_{in} 转换为 DC 输出电压 V_{out} 的 AC/DC 转换器包括电感器、选择性地耦接到电感器的电容器、多个开关和控制器。控制器将多个开关、电感器和电容器配置为在 $V_{in} > V_{out}$ 期间用作降压转换器,并且在 $V_{in} < -V_{out}$ 期间用作反相降压转换器。控制器调制多个开关的占空比以将 DC 输出电压 V_{out} 调节到想要的恒定输出电平。



1. 一种用于将 AC 输入电压 V_{in} 转换为 DC 输出电压 V_{out} 的 AC/DC 转换器, 所述 AC/DC 转换器包括:

电感器;

第一开关和第二开关, 在 $V_{in} > V_{out}$ 的 AC 输入电压的正半周期间, 所述第一开关和所述第二开关将所述电感器交替地配置为存储能量和提供电流;

第三开关和第四开关, 在 $V_{in} < -V_{out}$ 的 AC 输入电压的负半周期间, 所述第三开关和所述第四开关将所述电感器交替地配置为存储能量和提供电流; 以及

控制器, 所述控制器被构造为控制所述第一开关、所述第二开关、所述第三开关和所述第四开关。

2. 根据权利要求 1 所述的 AC/DC 转换器, 其中, 所述控制器包括比较电路, 所述比较电路被构造为比较 AC 输入电压 V_{in} 和 DC 输出电压 V_{out} 。

3. 根据权利要求 2 所述的 AC/DC 转换器, 其中, 所述控制器进一步包括开关控制电路, 所述开关控制电路根据 AC 输入电压 V_{in} 与 DC 输出电压 V_{out} 的比较控制所述第一开关、所述第二开关、所述第三开关和所述第四开关的切换。

4. 根据权利要求 1 所述的 AC/DC 转换器, 其中, 所述控制器包括开关控制电路, 所述开关控制电路根据与 DC 输出电压 V_{out} 比较的 AC 输入电压 V_{in} 控制所述第一开关、所述第二开关、所述第三开关和所述第四开关的切换。

5. 根据权利要求 1 所述的 AC/DC 转换器, 其中, 在 $V_{in} > V_{out}$ 的 AC 输入电压的正半周期间, 所述控制器被构造为以频率 f 和占空比 D 切换所述第一开关的接通和关断, 并且被构造为以频率 f 和占空比 $(1-D)$ 切换所述第二开关的接通和关断。

6. 根据权利要求 5 所述的 AC/DC 转换器, 其中, 在 $V_{in} < -V_{out}$ 的 AC 输入电压的负半周期间, 所述控制器被构造为以频率 f 和占空比 D 切换所述第三开关的接通和关断, 并且被构造为以频率 f 和占空比 $(1-D)$ 切换所述第四开关的接通和关断。

7. 根据权利要求 6 所述的 AC/DC 转换器, 其中, 所述控制器包括脉宽调制器, 所述脉宽调制器被构造为调制 D 和调节 DC 输出电压 V_{out} 。

8. 一种用于将 AC 输入电压 V_{in} 转换为 DC 输出电压 V_{out} 的 AC/DC 转换器, 所述 AC/DC 转换器包括:

电感器;

电容器, 所述电容器选择性地耦合到所述电感器;

多个开关; 以及

控制器, 所述控制器将所述多个开关、所述电感器和所述电容器配置为在 $V_{in} > V_{out}$ 期间用作降压转换器, 并且将所述多个开关、所述电感器和所述电容器配置为在 $V_{in} < -V_{out}$ 期间用作反相降压转换器。

9. 根据权利要求 8 所述的 AC/DC 转换器, 其中, 所述多个开关包括第一开关和第二开关, 所述第一开关和所述第二开关在 $V_{in} > V_{out}$ 期间用作降压转换器的开关晶体管。

10. 根据权利要求 9 所述的 AC/DC 转换器, 其中, 所述多个开关进一步包括第三开关和第四开关, 所述第三开关和所述第四开关在 $V_{in} < -V_{out}$ 期间用作反相降压转换器的开关晶体管。

11. 根据权利要求 10 所述的 AC/DC 转换器, 其中, 所述控制器被构造为:

在 $V_{in} > V_{out}$ 期间,以公共频率 f 并且分别以占空比 D 和占空比 $(1-D)$ 切换所述第一开关和所述第二开关的接通和关断;以及

在 $V_{in} < -V_{out}$ 期间,以公共频率 f 并且分别以占空比 D 和占空比 $(1-D)$ 切换所述第三开关和所述第四开关的接通和关断。

12. 根据权利要求 11 所述的 AC/DC 转换器,其中,所述控制器包括脉宽调制器,所述脉宽调制器被构造为通过调制第一开关和第三开关的占空比 D 并且通过调制第二和第四开关的占空比 $(1-D)$ 来调节 DC 输出电压。

13. 一种将 AC 输入电压 V_{in} 转换为 DC 输出电压 V_{out} 的方法,所述方法包括:
使用降压转换器将正半周期间的 AC 输入电压转换为 DC 输出电压 V_{out} ;以及
使用反相降压转换器将负半周期间的 AC 输入电压转换为 DC 输出电压 V_{out} 。

14. 根据权利要求 13 所述的方法,其中,通过调制所述降压转换器和所述反相降压转换器的开关的占空比来执行在正半周和负半周期间将 AC 输入电压转换为 DC 输出电压的步骤。

15. 根据权利要求 13 所述的方法,其中,使用降压转换器将正半周的 AC 输入电压转换为 DC 输出电压 V_{out} 的步骤包括:

确定 $V_{in} > V_{out}$ 的时间;以及

在确定了 $V_{in} > V_{out}$ 的时间,将 AC 输入电压转换为 DC 输出电压 V_{out} 。

16. 根据权利要求 13 所述的方法,其中,使用反相降压转换器将负半周的 AC 输入电压转换为 DC 输出电压 V_{out} 的步骤包括:

确定 $V_{in} < -V_{out}$ 的时间;以及

在确定了 $V_{in} < -V_{out}$ 的时间,将 AC 输入电压转换为 DC 输出电压 V_{out} 。

17. 根据权利要求 13 所述的 AC/DC 转换器,其中,降压转换器和反相降压转换器包括共享公共电感器的结合的降压和反相降压转换器电路。

18. 一种用于将 AC 输入电压 V_{in} 转换为 DC 输出电压 V_{out} 的 AC/DC 转换器,所述 AC/DC 转换器包括:

用于确定 $V_{in} > V_{out}$ 的时间以及 $V_{in} < -V_{out}$ 的时间的装置;

第一转换装置,所述第一转换装置用于在 $V_{in} > V_{out}$ 期间将正半周期间的 AC 输入电压转换为 DC 输出电压 V_{out} ;以及

第二转换装置,所述第二转换装置用于在 $V_{in} < -V_{out}$ 期间将负半周期间的 AC 输入电压转换为 DC 输出电压 V_{out} 。

19. 根据权利要求 18 所述的 AC/DC 转换器,所述 AC/DC 转换器进一步包括用于控制所述第一转换装置和所述第二转换装置的装置。

20. 根据权利要求 19 所述的 AC/DC 转换器,其中:

所述第一转换装置包括第一切换装置;

所述第二转换装置包括第二切换装置;以及

所述控制器被构造为控制所述第一切换装置和所述第二切换装置以将 DC 输出电压 V_{out} 保持在恒定电平。

21. 一种用于将 AC 输入电压 V_{in} 转换为 DC 输出电压 V_{out} 的 AC/DC 转换器,所述 AC/DC 转换器包括:

电感器；

电容器；以及

多个开关，所述多个开关被构造为将所述电容器与所述电感器选择性地耦接和解除耦接，以将 AC 输入电压 V_{in} 转换为 DC 输出电压 V_{out} 。

22. 根据权利要求 21 所述的 AC/DC 转换器，其中，所述 AC/DC 转换器被构造为在不使用桥式整流器的情况下将 AC 输入电压 V_{in} 转换为 DC 输出电压 V_{out} 。

23. 根据权利要求 21 所述的 AC/DC 转换器，其中，所述 AC/DC 转换器被构造为在不使用降压变压器的情况下将 AC 输入电压降压到 DC 输出电压 V_{out} 。

24. 根据权利要求 21 所述的 AC/DC 转换器，其中，所述电感器、电容器和所述多个开关中的开关被构造为在 $V_{in} > V_{out}$ 期间用作降压转换器。

25. 根据权利要求 21 所述的 AC/DC 转换器，其中，所述电感器、电容器和所述多个开关中的开关被构造为在 $V_{in} < -V_{out}$ 期间用作反相降压转换器。

26. 根据权利要求 21 所述的 AC/DC 转换器，其中，所述多个开关中的一个或更多个开关被构造为在轻负载状况期间将所述电容器与所述电感器隔离，从而允许所述电容器在所述轻负载状况期间用作用于负载的电源。

AC/DC 电力转换方法和设备

技术领域

[0001] 本发明一般地涉及电力转换并且特别地涉及用于将交流(AC)转换为直流(DC)的方法和设备。

背景技术

[0002] 很多家用电器和工业机器和装置由已经从由 AC 交流电源提供的交流(AC)电力整流获得的直流(DC)电力进行供电。AC 至 DC 整流通常使用由如图 1 中所示地构造的四个二极管 102-1、102-2、102-3、102-4 构成的桥整流器 104 (或“二极管桥”)来实现。桥式整流器 104 将 AC 输入电压 V_{in} 的正和负半周转换为恒定极性的全波整流波形。(参见图 2A 和图 2B)。为了在负载 108 上产生想要的稳定 DC 输出电压 V_{out} , 利用平滑电路对整流波形进行滤波, 该平滑电路的最简单形式包括耦合到桥式整流器 104 的输出的平滑电容器 106。平滑电容器 106 用于在 AC 输入电压 V_{in} 的下部期间将 DC 输出电压 V_{out} 保持在峰电压 V_{peak} 附近, 如图 2C 中所示。即使通过平滑电容器 106 进行之后的滤波, 一些 AC 纹波叠加在 DC 输出 V_{out} 上。根据应用, 纹波可以是或可以不是可容许的。在其是不可容许的应用中, 能够采用额外的滤波来将其降低到可接受水平。

[0003] 图 1 中的 AC/DC 转换器 100 生成处于 AC 输入电压 V_{in} 的峰电压 V_{peak} 附近的 DC 输出电压 V_{out} (参见图 2C)。然而, 很多应用要求更低的电压。例如, 很多机制和装置要求 12 伏特 DC 或更低, 但是中心抽头的峰电压 V_{peak} 120 伏特 RMS(均方根)住宅电源接近 170V。为了将 DC 电压降低到所要求的水平, 使用降压变压器或 DC-DC 转换器 302 (即, 降压转换器)。图 3 示出了 DC-DC 转换器 302 的使用。DC-DC 转换器 302 包括开关(通常为金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET))304、二极管(或替代地, 第二 MOSFET)306、电感器 308、滤波电容器 310 和脉宽调制器(PWM)控制 312。PWM 控制 312 以比 60Hz 线路频率高得多的固定频率 f (通常大于 1kHz)控制开关 304 的接通和关闭。当开关 304 被接通时, 电流从其流过, 并且流到电感器 308、并且然后流到滤波电容器 310 和负载 108。增大的电流导致电感器 308 的磁场的堆积并且使得能量存储在电感器的磁场中。当开关 304 被关断时, 电感器 308 上的电压下降快速地反转极性并且由电感器 308 存储的能量用作用于负载 108 的电流源。与每个周期 T 中开关 304 接通的时间成比例地确定 DC 输出电压 V_{out} , 其中, $T=1/f$ 。更具体地, $V_{out}=D V_{in}(dc)$, 其中, $D=t_{on}/T$ 已知为“占空比”并且 $V_{in}(dc)$ 是设置在桥式整流器 104 的输出处的源 DC 输入电压。PWM 控制 312 被配置在反馈路径中, 允许通过调节占空比 D 来调节 DC 输出电压 V_{out} 。

[0004] 虽然图 3 中的 AC/DC 转换器 300 解决了图 1 中的 AC/DC 转换器 100 不能够将 DC 电压降压到较低的 DC 电压的问题, 但是其没有解决传统的 AC/DC 转换器 - 低功率因数的另一已知问题。AC/DC 转换器的功率因数是表示来自 AC 电源的电力有多高效真实地传输到负载的处于 0 和 1 之间的无量纲数。对于同样量的有用电力的传输, 与具有高功率因数的 AC/DC 转换器相比, 具有较低的功率因数的 AC/DC 转换器从电源提取了更多的电流。能够由于输入电压 V_{in} 与输入电流 I_{in} 异相或通过破坏输入电流 I_{in} 的形状的非线性负载的动作来获

得较低的功率因数。后一种情况出现在非功率因数校正 AC/DC 转换器(例如,如上所述使用二极管桥 104 的图 1 和图 3 中描述的转换器)中。图 1 中的 AC/DC 转换器 100 的滤波电容器 106 (并且,类似地,图 3 中的 AC/DC 转换器 100 的滤波电容器 310)在大部分时间内保持在峰电压 V_{peak} 附近。这意味着瞬时 AC 线路电压 V_{in} 在大部分时间低于滤波电容器 106。因此桥式整流器 104 的二极管 102-1、102-2、102-3、102-4 仅在各 AC 半周的小部分内导通,导致从电源提取的输入电流 I_{in} 是一系列窄脉冲,如图 4 中所示。注意的是,虽然输入电流 I_{in} 与 AC 输入电压 V_{in} 同相,但是其被劣化,并且因此,存在大量线频率的谐波。谐波降低了功率因数,导致了转换效率的降低并且导致了 AC 电源生成器和分配系统中的不想要的发热。谐波还产生了能够与其它电子设备的性能发生干扰的噪声。

[0005] 为了减少谐波并且增加功率因数,传统的 AC/DC 转换器常常配备有功率因数校正(PFC)预调节器。能够以各种方式形成 PFC 预调节器。一种方法采用耦接在桥式整流器 104 与 DC-DC 转换器 302 之间的 PFC 升压转换器 502,如图 5 中的功率因数校正 AC/DC 转换器 500 中所示。PFC 升压转换器 502 包括电感器 504、开关 506、二极管 508、输出电容器 510 和 PFC 控制 512。PFC 控制 512 控制开关 506 的接通和关断状态。当开关 506 被接通时,电流从电源流动通过电感器 504,使得能量积聚并且存储在电感器的磁场中。在该期间,通过电容器 510 中的充电提供到 DC-DC 转换器 302 和负载 108 的电流。当开关 506 被关断时,电感器 504 两端的电压快速地反转极性以抑制任何电流的降低,并且电流流过电感器 504、二极管 508 并且流到 DC-DC 转换器 302,也对电容器 510 进行再充电。利用极性反转,电感器 504 上的电压被与源输入 DC 电压相加,从而对输入 DC 电压进行升压。PFC 升压转换器 502 输出电压依赖于由 PFC 控制电路 512 提供的接通-关闭开关控制信号的占空比 D 。更具体地,PFC 升压转换器 502 输出电压与 $1/(1-D)$ 成比例,其中, D 是占空比,并且 $(1-D)$ 是开关周期 T (即,整流周期)的开关 506 被关断的部分。除了设置占空比 D 之外,PFC 控制 512 强制 DC-DC 转换器 302 和负载 108 提取平均上与 AC 输入电压 V_{in} 的正弦形状一致的电流,从而减少了谐波并且增加了 AC/DC 转换器 500 的功率因数。

[0006] 功率因数校正 AC/DC 转换器 500 适合于很多应用。然而,其具有很多缺点。首先,AC/DC 转换器的效率低于预期,特别是由于 AC 至 DC 功率转换要求两级-PFC 升压转换器 502 前端和 DC-DC 转换器 302 终端。其次,转换器 500 具有较大的部件数量,其包括实施两个控制电路(PFC 控制 512 和 PWM 控制 312)所需的部件,这增加了设计复杂性和成本,并且使得转换器 500 更易于出现故障。第三,PFC 升压转换器 502 产生非常高的电压,这对于转换器的部件施加了压力并且增加的安全隐患。

[0007] 因此,期望的是具有一种 AC/DC 转换方法和设备,其高效地将 AC 转换为 DC,避免了由于使用桥式整流器导致的功率因数劣化,不要求电压升压器来应对功率因数劣化,并且不具有大量部件。

发明内容

[0008] 公开了用于将交流(AC)转换为直流(DC)的方法和设备。将例如可以由 AC 电源提供的 AC 输入电压 V_{in} 转换为 DC 输出电压的示例性 AC/DC 转换器包括电感器、电容器、多个开关和控制器。控制器将多个开关、电感器和电容器构造为在 $V_{in} > V_{out}$ 期间用作降压转换器并且在 $V_{in} < -V_{out}$ 期间用作反相降压转换器。控制器调制多个开关的占空比以将

DC 输出电压 V_{out} 调节到想要的恒定输出电平。

[0009] 本发明的 AC/DC 转换器将 AC 输入电压 V_{in} 直接转换为 DC 输出电压 V_{out} 而无需桥式整流器或变压器来完成 AC 至 DC 转换。直接的 AC 至 DC 转换避免了由于桥式整流器的使用导致的功率因数劣化问题,避免了专用功率因数校正预调节器电路的需要,并且导致了减少的部件数目和节能设计。

[0010] 现在将参考附图详细描述包括本发明的上述概括的以及其它示例性实施方式的结构和操作的描述的本发明的进一步的特征和优点,在附图中,使用相同的附图标记来表示相同或功能上类似的元件。

附图说明

[0011] 图 1 是传统的交流至直流 (AC/DC) 转换器的电路图;

[0012] 图 2A 是施加到图 1 中的 AC/DC 转换器的 AC 输入的 AC 输入电压 V_{in} 的信号图;

[0013] 图 2B 是图 1 中的 AC/DC 转换器的桥式整流器的输出处产生的未滤波的全波整流电压波形的信号图;

[0014] 图 2C 是已经由平滑电容器进行了滤波之后的图 1 中的 AC/DC 转换器的 DC 输出电压的信号图;

[0015] 图 3 是配备有用于将 DC 输出电压降压到低于仅使用桥式整流器和平滑电容器的情况的缓降降压转换器的 AC/DC 转换器;

[0016] 图 4 是示出图 1 和图 3 中的 AC/DC 转换器所使用的桥式整流器如何以存在大量谐波的窄脉冲的方式从 AC 电源提取电流的信号图;

[0017] 图 5 是具有补偿了由于 AC/DC 转换器的桥式整流器引起的功率因数劣化的缓降降压转换器和功率因数校正升压转换器;

[0018] 图 6 是根据本发明的实施方式的 AC/DC 转换器的电路图;

[0019] 图 7 是提供到图 6 中的 AC/DC 转换器的 AC 输入电压 V_{in} 以及与由 AC/DC 转换器生成的 DC 输出电压 V_{out} 及其负数 $-V_{out}$ 的关系的信号图;

[0020] 图 8 是示出如何根据与图 6 中的 AC/DC 转换器生成的 DC 输出电压 V_{out} 及其负数 $-V_{out}$ 相比的 AC 输入电压 V_{in} 的瞬时值切换和驱动图 6 中的 AC/DC 转换器的开关的表;

[0021] 图 9 是示出当 $V_{in} > V_{out}$ 时在 AC 输入电压的正半周期间如何将图 6 中的 AC/DC 转换器减少并且用作降压转换器的电路图;

[0022] 图 10 是示出当 $V_{in} < -V_{out}$ 时在 AC 输入电压的负半周期间如何将图 6 中的 AC/DC 转换器减少并且用作反相降压转换器的电路图;

[0023] 图 11 是比较电路的电路图,其形成了图 6 中的 AC/DC 转换器的控制器的一部分并且将 AC 输入电压 V_{in} 与 DC 输出电压 V_{out} 进行比较来确定是否 $V_{in} > V_{out}$ 和 $V_{in} < -V_{out}$; 以及

[0024] 图 12 是形成了图 6 中的 AC/DC 转换器的控制器的一部分并且用于控制图 6 中的 AC/DC 转换器的开关的切换的开关控制电路的电路图。

具体实施方式

[0025] 参考图 6, 示出了根据本发明的实施方式的交流到直流 (AC/DC) 转换器 600。AC/

DC 转换器 600 包括第一、第二、第三和第四开关 602、604、606 和 608、电感器 610、平滑电容器 612 和控制器 614。第一开关 602 耦接在 AC 输入的一个端子与电感器 610 的第一端子之间；第二开关 604 耦接在电感器 610 的第一端子与 AC 输入的相反极性端子之间；第三开关 606 耦接在 AC 输入和电感器 610 的第二端子之间；并且第四开关 608 耦接在电感器 610 的第二端子与正 DC 输出端子之间。控制器 614 根据与 DC 输出电压比较的瞬时 AC 输入电压 V_{in} 生成用于控制第一、第二、第三和第四开关 602、604、606 和 608 的切换的开关驱动信号，并且选择性地调制第一、第二、第三和第四开关 602、604、606 和 608 切换的占空比，从而 V_{out} 的 DC 输出电压保持在想要的电平，如下面更详细地描述的。

[0026] AC/DC 转换器 600 的组件包括离散器件、一个或多个集成电路 (IC) 芯片或离散器件与 IC 芯片的组合。在一个实施方式中，控制器 614 和第一、第二、第三和第四开关 602、604、606 和 608 集成在根据标准互补金属氧化物半导体 (CMOS) 制造处理制造的单个 IC 芯片中，其中，第一、第二、第三和第四开关 602、604、606 和 608 包括金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)。在另一实施方式中，第一、第二、第三和第四开关 602、604、606 和 608 形成在第一 IC 芯片中并且控制器形成在第二 IC 芯片中。而第一、第二、第三和第四开关 602、604、606 和 608 包括刚刚描述的示例性实施方式中的硅基 MOSFET，也可以使用其它类型的切换装置，例如传统的开关、二极管、继电器或其它半导体基或非半导体基开关装置。例如，在要求快速切换速度的应用中，可以使用例如高电子迁移率晶体管 (HEMT) 或异质结双极晶体管 (HBT)，并且可以用于实施第一、第二、第三和第四开关 602、604、606 和 608 来代替硅基 MOSFET。为了本公开的目的，以最宽泛的意义使用术语“开关”来包括所有三种类型的开关并且可以具有适合的切换装置。电感器 610 和电容器 612 也可以集成在一个或多个 IC 芯片中，或者这些器件中的一个或两者可以是耦合到一个或多个 IC 芯片的外部引脚。

[0027] AC/DC 转换器 600 用于将例如可以由 AC 电源提供的 AC 输入电压 V_{in} 直接转换为 DC 输出电压 V_{out} ，而无需二极管桥或降压变压器。通过使用控制器 614 控制和调节第一、第二、第三和第四开关 602、604、606 和 608 的接通 / 关断状态来实线该直接转换。更具体地，根据与 DC 输出电压 V_{out} 相比的瞬时 AC 输入电压 V_{in} ，通过利用占空比 D 的开关驱动信号驱动或者利用占空比 $(1-D)$ 的互补开关驱动信号驱动来接通 (闭合)、关断 (断开) 开关。开关驱动信号 (在图 6 中标记为“ D ”) 和互补开关驱动信号 (在图 6 中标记为“ $1-D$ ”) 是周期性的 (或半周期性的)，并且具有共同的固定的切换频率 $f=1/T$ ，其中， T 是切换周期。如图 7 中的信号图中所示并且如图 8 中的切换表中所示，当 $V_{in} > V_{out}$ 时，第一开关 602 由占空比 $t_{on}/T=D$ 的开关驱动信号驱动，第二开关 604 由占空比 $(T-t_{on})/T=(1-D)$ 的开关驱动信号驱动，第三开关 606 关断，并且第四开关 608 接通。当 $V_{in} < -V_{out}$ 时，第一开关 602 关断，第二开关 604 接通，第三开关 606 由占空比 D 的开关驱动信号驱动，并且第四开关由占空比 $(1-D)$ 的互补开关驱动信号驱动。最终，当 V_{in} 大于 $-V_{out}$ 但是小于 V_{out} 时，即，当 $|V_{in}| < V_{out}$ 时，第一、第二、第三和第四开关 602、604、606 和 608 被关断。

[0028] AC/DC 转换器 600 的 DC 输出电压等于 $D|V_{in}|$ ，其中 $|V_{in}|$ 是瞬时 AC 输入电压的绝对值。根据一个实施方式，控制器 614 对占空比 D 进行调制，对 DC 输出电压 V_{out} 进行调节，从而使其保持在恒定水平。在这里描述的示例性实施方式中，也可以对占空比 D 进行管理以改进 AC/DC 转换器 600 的功率因数。而对 D 进行调制以将 DC 输出电压 V_{out} 保持在恒定电平，一般来说， V_{out} 、 D 和 V_{in} 都是变量。因此，不必将 V_{out} 保持在恒定水平。

[0029] 通过理解 AC/DC 转换器 600 包括集成的(即,结合的)降压转换器和反相降压转换器能够使得 $V_{out}=D|V_{in}|$ 更明显。在 $V_{in} > V_{out}$ 的 AC 输入波形的正半周期间,第三开关 606 关断,第四开关 608 接通,并且 AC/DC 转换器 600 降低并且用作降压转换器 600A,如图 9 中所示,第一和第二开关 602 和 604 用作降压转换器的高侧和底侧开关并且分别由占空比 D 的开关驱动信号和占空比 $(1-D)$ 的互补开关驱动信号驱动。因此,第一和第二开关 602 和 604 将电感器 610 在 $V_{in} > V_{out}$ 的 AC 输入电压的正半周期间交替地配置为存储能量和提供电流,并且 DC 输出电压 $V_{out}=Dv_{in}$ 。

[0030] 在 $V_{in} < -V_{out}$ 的 AC 输入波形的负半周期间,开关 604 接通,并且 AC/DC 转换器 600 降低并且用作所谓的“反相”降压转换器 600B,如图 10 中所示。第三和第四开关 606 和 608 分别由开关驱动信号 D 和互补开关驱动信号 $(1-D)$ 驱动。反相降压转换器 600B 反转负输入电压 V_{in} ,由第三和第四开关 606 和 608 交替地将电感器 610 在 $V_{in} < -V_{out}$ 的 AC 输入电压的负半周期间交替地配置为存储能量和提供电流,以产生等于 $D|V_{in}|$ 的输出电压 V_{out} 。因此,考虑正和负半周,AC/DC 转换器 600 产生 DC 输出电压 $V_{out}=D|V_{in}|$ 。

[0031] AC/DC 转换器 600 的控制器 614 包括比较电路,其连续地比较 AC 输入电压 V_{in} 与 DC 输出电压 V_{out} 以确定是否 $V_{in} > V_{out}$ 或 $V_{in} < -V_{out}$ 。图 11 是执行该任务的示例性比较电路 1100 的图。比较电路 1100 包括第一和第二比较器 1102 和 1104、反相放大器 1106、第一分压器(包括电阻器 1108 和 1110)和第二分压器(包括电阻器 1112 和 1114)。第一分压器将 AC 输入电压按比例减小为按比例减小的 AC 输入电压 αV_{in} ,从而该电压处于第一比较器 1102 的可接受的输入电压范围限制内。第二分压器将 DC 输出电压以相同的量按比例减小以产生按比例减小的 DC 输出电压 αV_{out} 。第一比较器 1102 比较按比例减小的 AC 输入电压 αV_{in} 和按比例减小的 DC 输出电压 αV_{out} ,当 $V_{in} > V_{out}$ 时产生高输出电压并且当 $V_{in} < V_{out}$ 时产生低输出电压。反相放大器 1106 反转按比例减小的 DC 输出电压 αV_{out} 以产生按比例减小的反转的 DC 输出电压 $-\alpha V_{out}$ 。第二比较器 1104 比较按比例减小的反转的 DC 输出电压 $-\alpha V_{out}$ 和按比例减小的 AC 输入电压 αV_{in} ,当 $V_{in} < -V_{out}$ 时产生高输出电压,并且当 $V_{in} > -V_{out}$ 时产生低输出电压。

[0032] AC/DC 转换器 600 的控制器 614 还包括图 12 中所示的开关控制电路 1200,其控制第一、第二、第三和第四开关 602、604、606 和 608 的切换。开关控制电路 1200 包括误差放大器 1202、脉宽调制器(PWM)1204 和具有控制第一、第二、第三和第四开关 602、604、606 和 608 的切换的接通/关闭状态的开关 1206-1216。误差放大器 1202 比较 DC 输出电压 V_{out} 和等于并且限定想要的 DC 输出电压 V_{out} 的精确的基准电压 V_{ref} 以基于 V_{ref} 和 V_{out} 之间的差产生误差信号 ϵ 。PWM1204 基于该误差信号 ϵ 产生上述开关驱动信号(在图 12 中标记为“D”)和互补开关驱动信号(在图 12 中标记为“1-D”),并且对 D 进行调节,从而为开关控制电路 1200 提供调节 DC 输出电压 V_{out} 的能力。通过图 11 中的比较器电路 1100 的第一和第二比较器 1102 和 1104 的输出来控制开关 1206-1216,并且根据图 8 中的切换表来控制第一、第二、第三和第四开关 602、604、606 和 608 的切换状态。

[0033] 在上述示例性实施方式中,开关控制电路 1200 被描述为根据图 8 中的切换表来控制开关 606、604、606 和 608 的断开和闭合。在另一示例性实施方式中,控制器 614 替代地或进一步配置为在轻负载状态下将开关 608 保持为断开。(轻负载状态依赖于应用并且在设计过程中进行设置)。剩余的开关 602、604 和 606 被配置为根据图 8 中的切换表进行操

作,或者被配置为不全部切换,对负载 616 没有影响。因此,在轻负载状态下,电容器 612 作用于负载 616 的电源。

[0034] 虽然已经描述了本发明的各种实施方式,但是仅借助于示例示出了这些实施方式并且不是限制性的。对于本领域技术人员来说显而易见的是,在不偏离本发明的真实精神和范围的情况下,能够对示例性实施方式进行形式和细节上的各种改变。因此,本发明的范围不应受到示例性实施方式的细节的限制。相反地,本发明的范围应该由包括权利要求的等价物的全部范围的所附权利要求来确定。

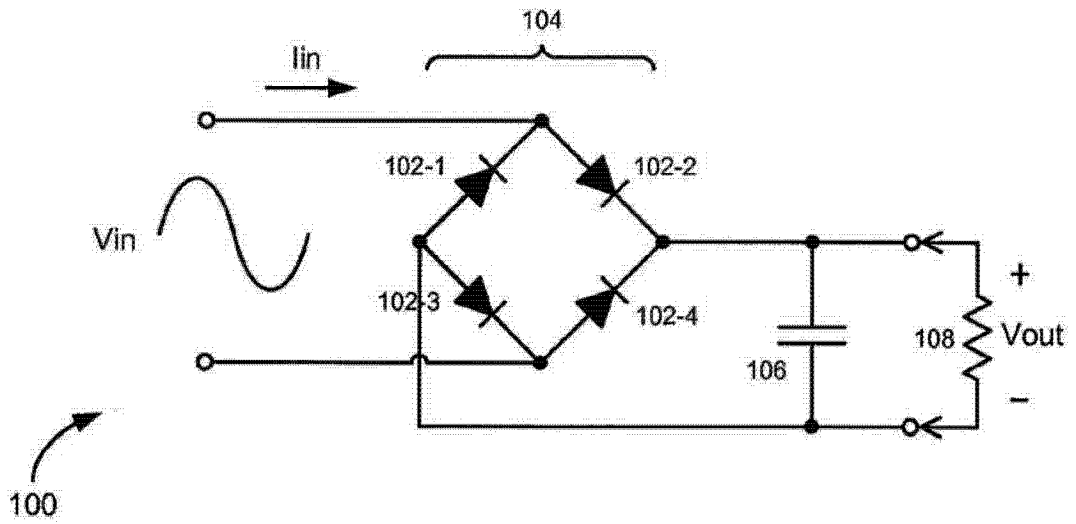


图 1(现有技术)

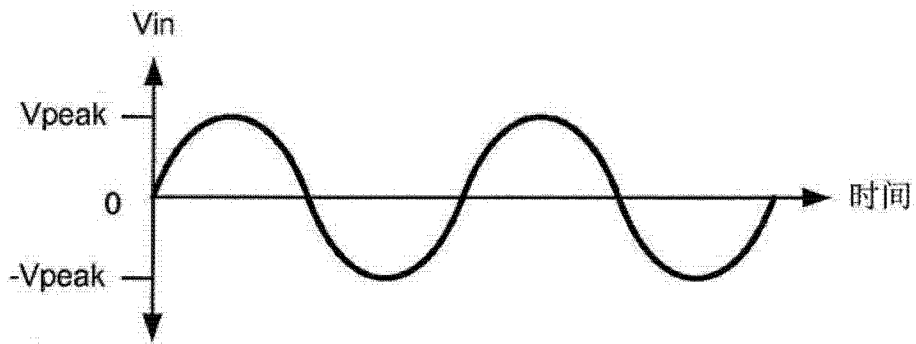


图 2A(现有技术)

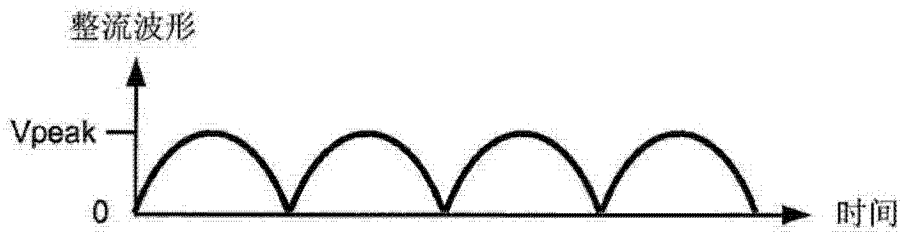


图 2B(现有技术)

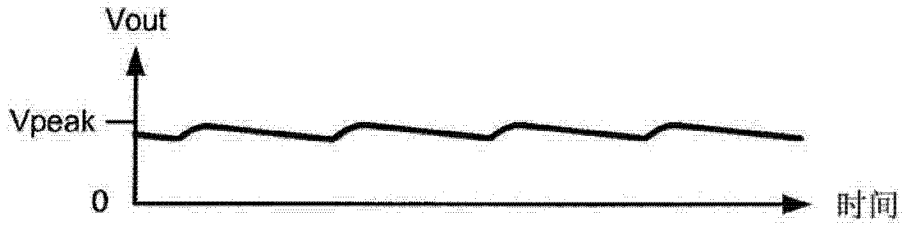


图 2C(现有技术)

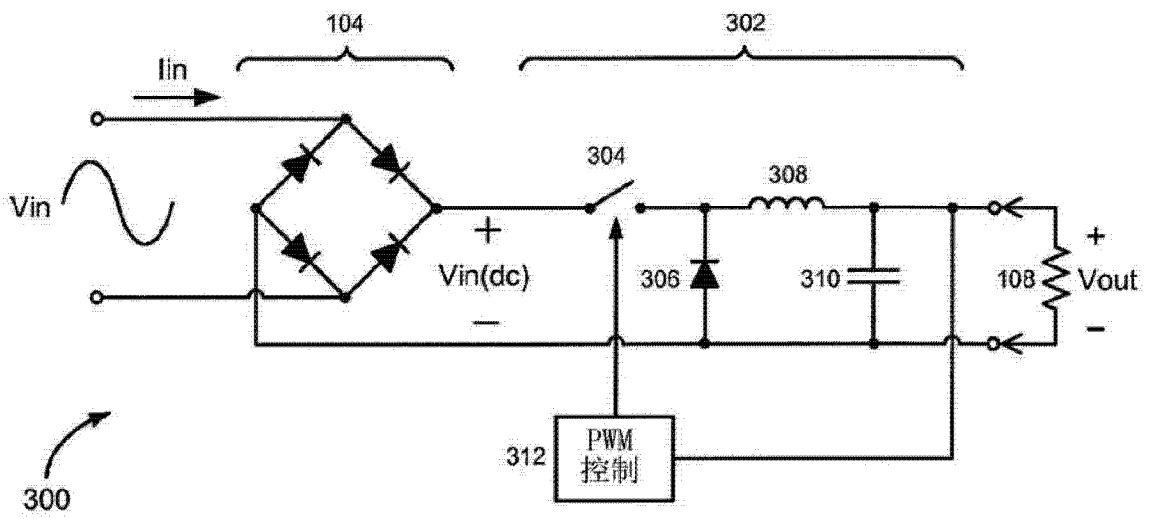


图 3(现有技术)

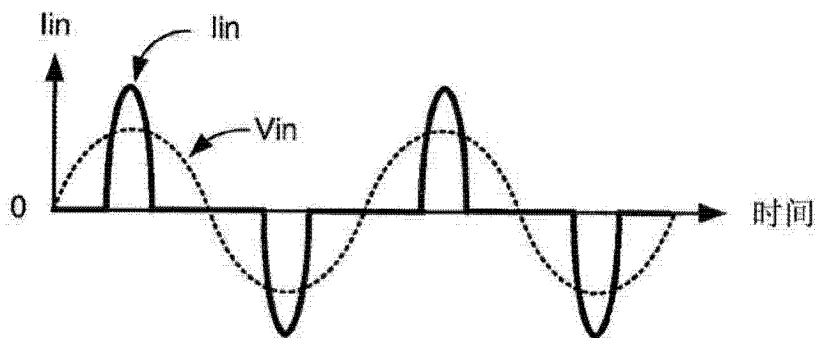


图 4(现有技术)

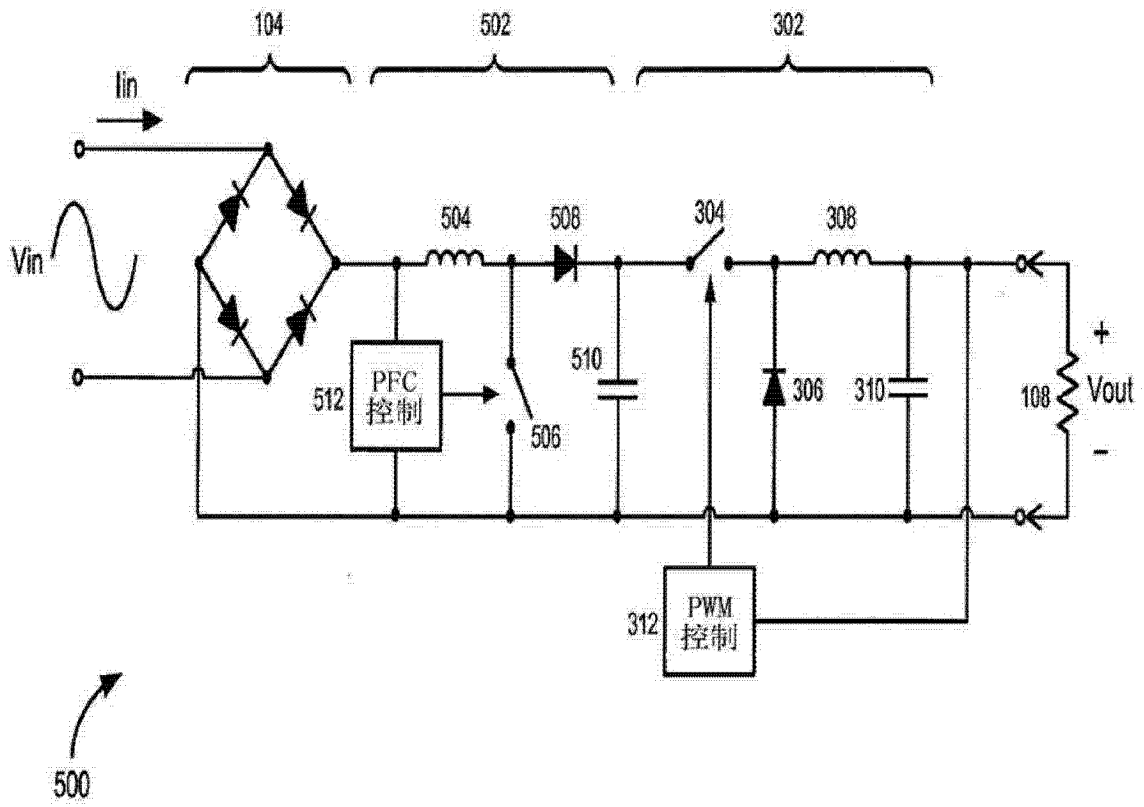


图 5(现有技术)

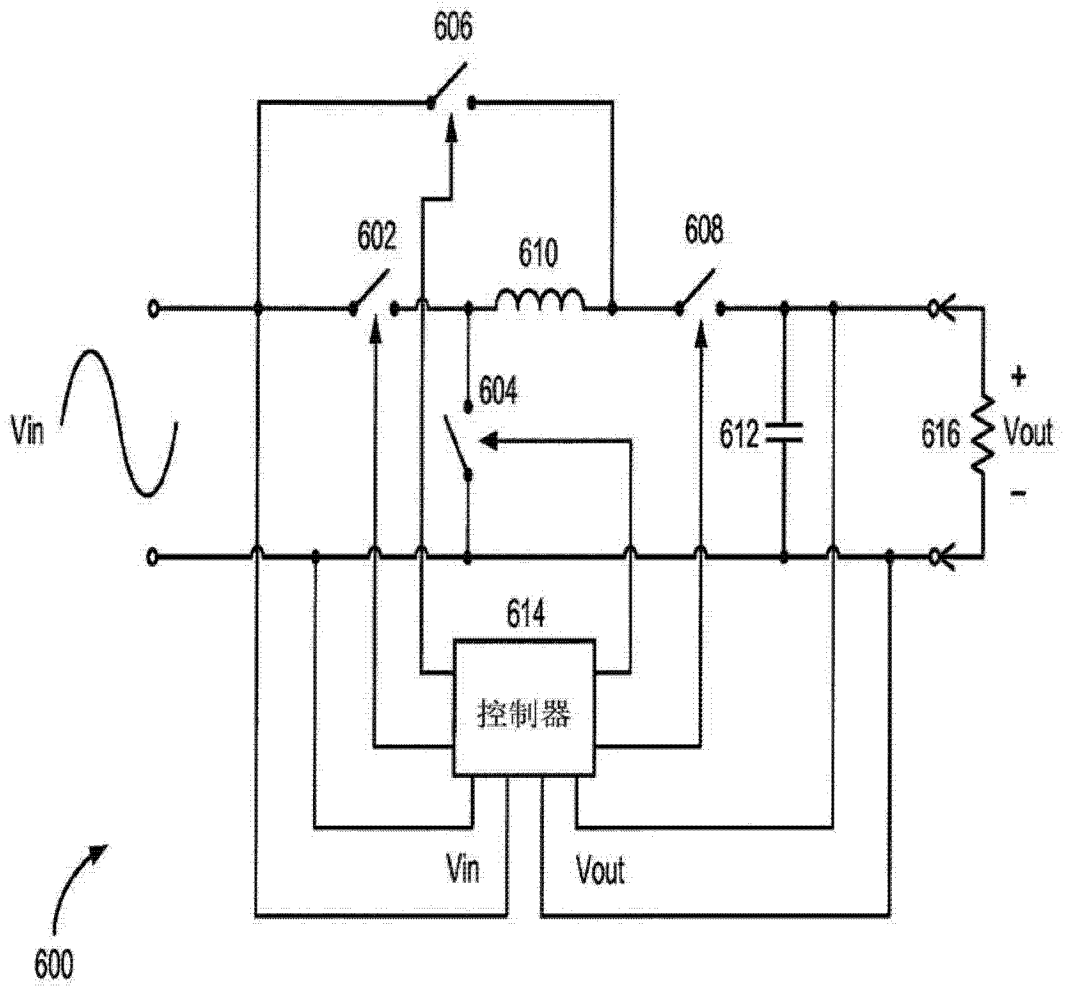


图 6

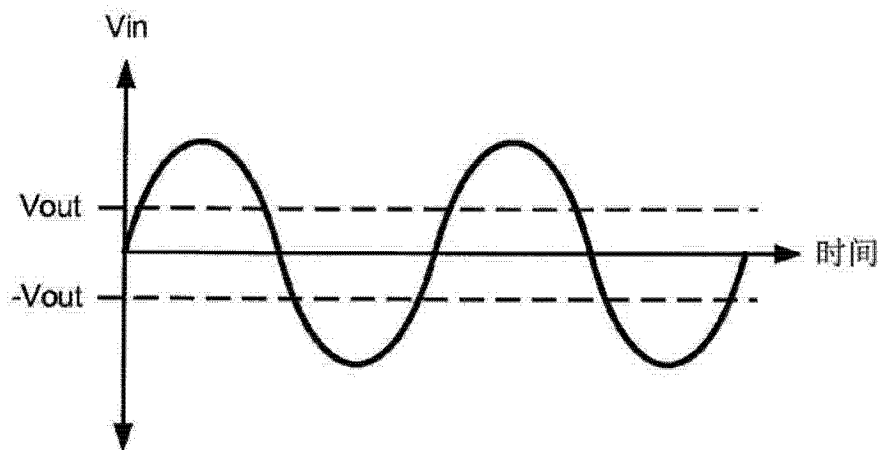


图 7

开关	$V_{in} > V_{out}$	$V_{in} < -V_{out}$	$ V_{in} < V_{out}$
602	D	关断	关断
604	1-D	接通	关断
606	关断	D	关断
608	接通	1-D	关断

图 8

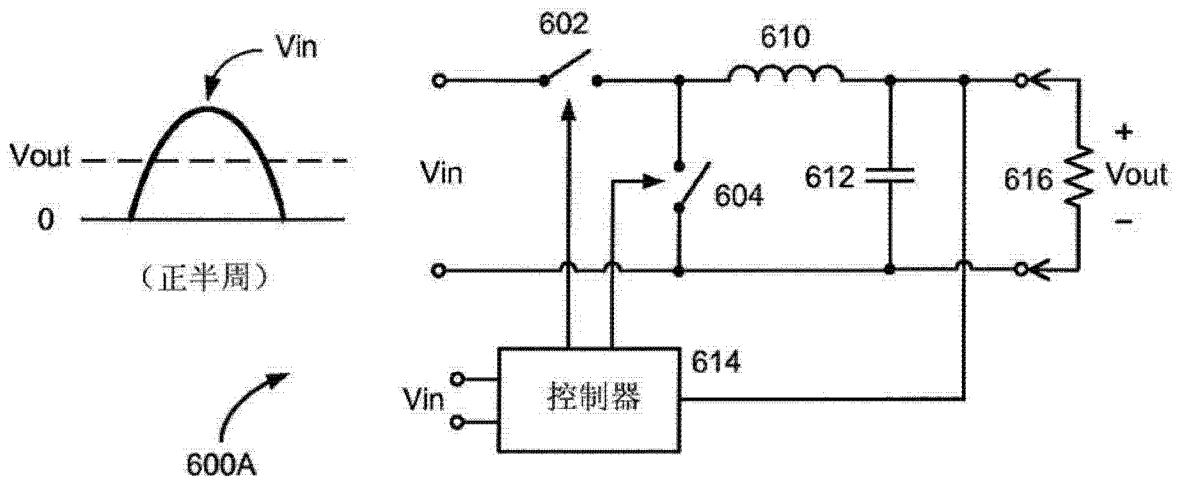


图 9

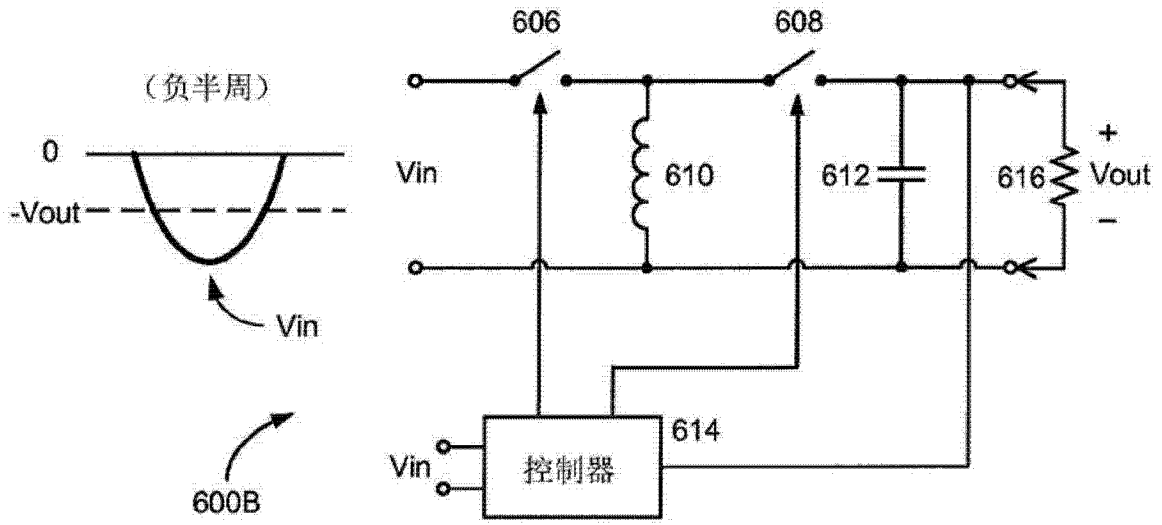


图 10

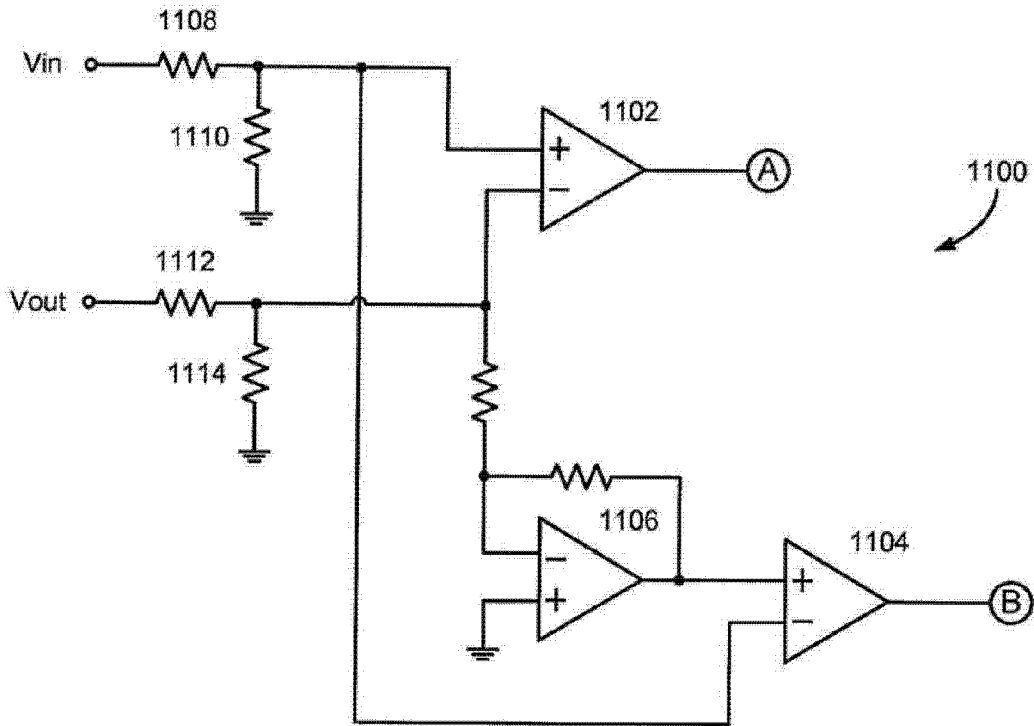


图 11

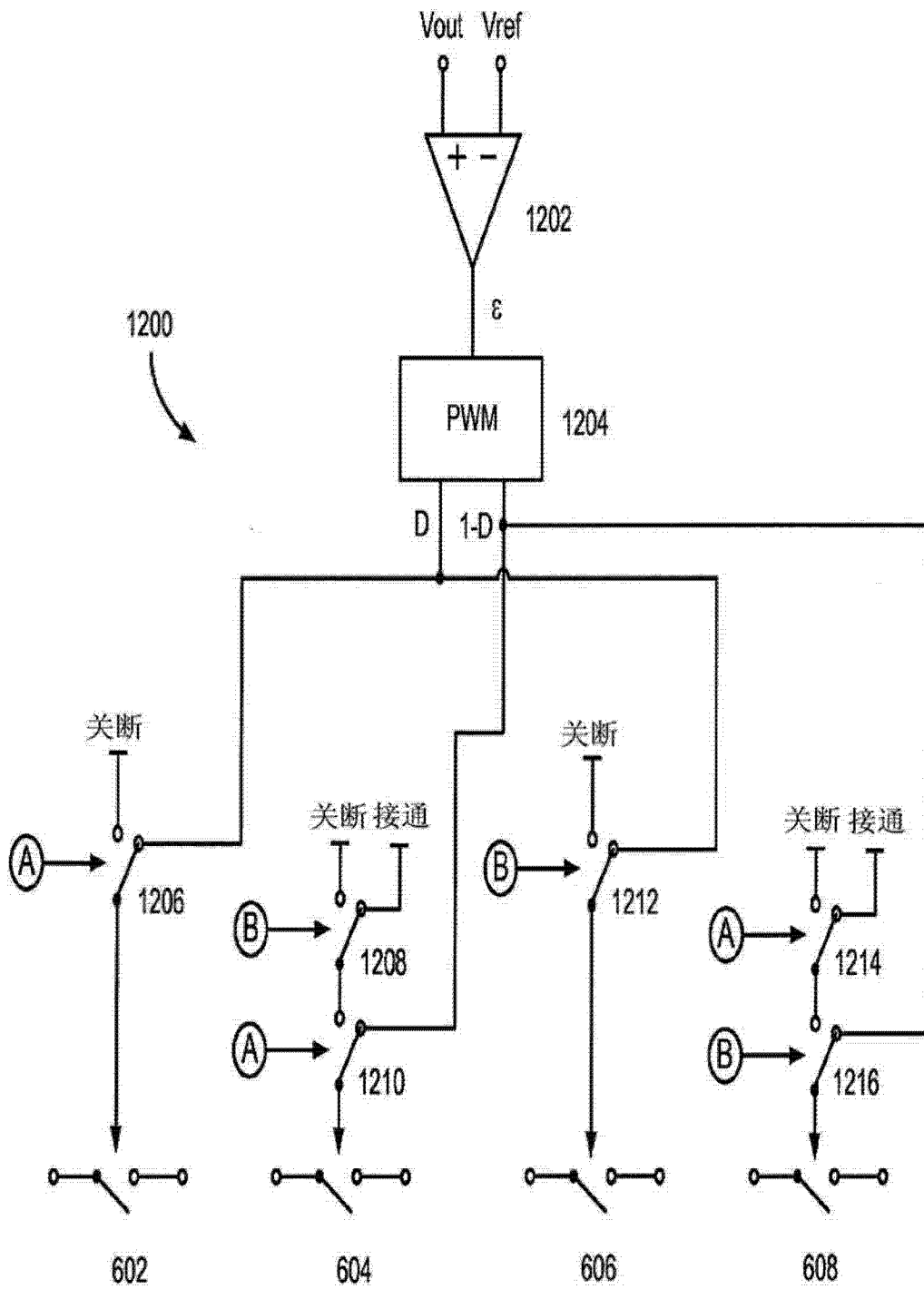


图 12