



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 109428489 B

(45)授权公告日 2020.05.01

(21)申请号 201810998769.5

(51)Int.CI.

(22)申请日 2018.08.30

H02M 3/158(2006.01)

(65)同一申请的已公布的文献号

G06F 1/26(2006.01)

申请公布号 CN 109428489 A

审查员 王璐

(43)申请公布日 2019.03.05

(30)优先权数据

15/691,461 2017.08.30 US

(73)专利权人 苹果公司

地址 美国加利福尼亚

(72)发明人 F·奥迦洛 M·库勒尔

(74)专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专
利商标事务所 11038

代理人 周衡威

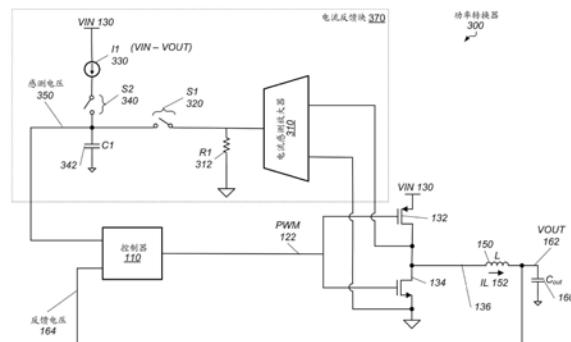
权利要求书3页 说明书8页 附图6页

(54)发明名称

用于在DC-DC转换器中生成反馈电流的系统
和方法

(57)摘要

本发明题为“用于在DC-DC转换器中生成反馈电流的系统和方法”。本发明描述了用于通过检查整个时钟周期内的反馈信息来为一个或多个部件生成稳定输出电压的系统、装置和方法。在各种实施方案中，功率转换器为一个或多个部件生成输出电压。当由一个或多个部件汲取的负载电流改变时，由电流感测放大器监视的低通滤波器的电感器电流也改变。时钟周期分为高相位和低相位，其中所述相位中的一种相位是相对较短的相位。在相对较短的相位期间，电流感测放大器没有足够的时间来测量反馈信息。代替选择电流感测放大器的电压输出，控制逻辑选择电压发生器的电压输出，该电压输出在相对较短的相位期间用电感器电流的斜率仿真电压斜坡。



1.一种电流反馈电路,包括:

电流感测放大器,所述电流感测放大器被配置为基于所测量的通过功率转换器的功率晶体管的电流生成第一电压;

第一开关,所述第一开关被耦合以接收所述电流感测放大器的输出;

电阻器,所述电阻器具有耦合在所述电流感测放大器的输出部与所述第一开关之间的第一端子以及耦合到接地节点的第二端子;

电压发生器,所述电压发生器被配置为生成第二电压;和

控制逻辑,所述控制逻辑被配置为:

响应于确定所述功率转换器处于占空比的长相位,将所述第一电压而不是所述第二电压传送到外部脉冲宽度调制器比较器以与外部误差放大器的输出电压进行比较;以及

响应于确定所述功率转换器处于占空比的短相位,将所述第二电压而不是所述第一电压传送到所述外部脉冲宽度调制器比较器以与所述外部误差放大器的所述输出电压进行比较。

2.根据权利要求1所述的电流反馈电路,其中所述电压发生器包括与电容器串联连接的电流源,其中所述电流源对所述电容器充电生成所述第二电压。

3.根据权利要求2所述的电流反馈电路,其中所述电流源被配置为生成与所述功率转换器的输入电压和输出电压之间的差值成比例的电流。

4.根据权利要求1所述的电流反馈电路,其中电流感测放大器被配置为:

生成感测电流作为所测量的所述电流的按比例缩小版本,其中所测量的所述电流是所述功率转换器的电感器电流;以及

基于所述感测电流生成所述第一电压。

5.根据权利要求1所述的电流反馈电路,其中所述第一开关还被耦合到所述脉冲宽度调制器比较器的输入部,其中所述控制逻辑还被配置为响应于确定所述功率转换器处于所述占空比的所述长相位来闭合所述第一开关。

6.根据权利要求5所述的电流反馈电路,其中所述电压发生器包括与电容器串联连接的电流源,并且所述电流反馈电路还包括位于所述电流源的输出部和所述电容器的输入部之间的第二开关,其中所述控制逻辑还被配置为响应于确定所述功率转换器处于所述占空比的所述短相位来闭合所述第二开关。

7.一种方法,包括:

由电流感测放大器基于所测量的通过功率转换器的功率晶体管的电流来生成第一电压;

由第一开关接收所述电流感测放大器的输出;

由电阻器的第一端子接收所述电流感测放大器的所述输出,其中所述电阻器的所述第一端子被耦合在所述电流感测放大器的输出部与所述第一开关之间,并且所述电阻器的第二端子被耦合到接地节点;

利用电压发生器来生成第二电压;

响应于确定所述功率转换器处于占空比的长相位,将所述第一电压而不是所述第二电压传送到脉冲宽度调制器比较器以与误差放大器的输出电压进行比较;以及

响应于确定所述功率转换器处于占空比的短相位,将所述第二电压而不是所述第一电

压传送到所述脉冲宽度调制器比较器以与所述误差放大器的所述输出电压进行比较。

8. 根据权利要求7所述的方法,其中所述电压发生器包括与电容器串联连接的电流源,其中所述电流源对所述电容器充电生成所述第二电压。

9. 根据权利要求8所述的方法,利用所述电流源来生成与所述功率转换器的输入电压和输出电压之间的差值成比例的电流。

10. 根据权利要求7所述的方法,还包括:

生成感测电流作为所测量的所述电流的按比例缩小版本,其中所测量的所述电流是所述功率转换器的电感器电流;以及

基于所述感测电流生成所述第一电压。

11. 根据权利要求10所述的方法,还包括响应于确定所述功率转换器处于所述占空比的所述长相位,闭合第一开关,其中所述第一开关位于所述电流感测放大器的输出部和所述脉冲宽度调制器比较器的输入部之间。

12. 根据权利要求11所述的方法,其中所述电压发生器包括与电容器串联连接的电流源,并且所述方法还包括响应于确定所述功率转换器处于所述占空比的所述短相位,闭合第二开关,其中所述第二开关位于所述电流源的输出部和所述电容器的输入部之间。

13. 根据权利要求12所述的方法,还包括:

响应于确定所述功率转换器处于所述占空比的所述短相位,打开所述第一开关;以及
响应于确定所述功率转换器处于所述占空比的所述长相位,打开所述第二开关。

14. 一种功率转换器,包括:

两个功率晶体管,所述两个功率晶体管与连接到开关节点的输出件串联连接;

控制器,所述控制器被配置为接通和断开所述两个功率晶体管以改变低通滤波器的开关节点输入件的电压;

电流反馈电路,所述电流反馈电路被配置为至少基于在所述低通滤波器中流动的电感器电流来将电压传送到所述控制器中的脉冲宽度调制器比较器,其中所述电流反馈电路包括:

电流感测放大器,所述电流感测放大器被配置为基于所测量的通过所述两个功率晶体管中的功率晶体管的电流来生成第一电压;

第一开关,所述第一开关被耦合以接收所述电流感测放大器的输出;

电阻器,所述电阻器具有耦合在所述电流感测放大器的输出部与所述第一开关之间的第一端子以及耦合到接地节点的第二端子;

电压发生器,所述电压发生器被配置为生成第二电压;和

控制逻辑,所述控制逻辑被配置为:

响应于确定所述功率转换器处于占空比的长相位,将所述第一电压而不是所述第二电压传送到脉冲宽度调制器比较器以与误差放大器的输出电压进行比较;以及

响应于确定所述功率转换器处于占空比的短相位,将所述第二电压而不是所述第一电压传送到所述脉冲宽度调制器比较器以与所述误差放大器的所述输出电压进行比较。

15. 根据权利要求14所述的功率转换器,其中所述电压发生器包括与电容器串联连接的电流源,其中所述电流源对所述电容器充电生成所述第二电压。

16. 根据权利要求15所述的功率转换器,其中所述电流源被配置为生成与所述功率转

换器的输入电压和输出电压之间的差值成比例的电流。

17. 根据权利要求14所述的功率转换器,其中所述电流感测放大器被配置为:

生成感测电流作为所测量的所述电流的按比例缩小版本,其中所测量的所述电流是所述功率转换器的电感器电流;以及

基于所述感测电流生成所述第一电压。

18. 根据权利要求14所述的功率转换器,其中所述第一开关还被耦合到所述脉冲宽度调制器比较器的输入部,其中所述控制逻辑还被配置为响应于确定所述功率转换器处于所述占空比的所述长相位来闭合所述第一开关。

19. 根据权利要求18所述的功率转换器,其中所述电压发生器包括与电容器串联连接的电流源,并且所述电流反馈电路还包括位于所述电流源的输出部和所述电容器的输入部之间的第二开关,其中所述控制逻辑还被配置为响应于确定所述功率转换器处于所述占空比的所述短相位来闭合所述第二开关。

20. 根据权利要求19所述的功率转换器,其中所述控制逻辑还被配置为:

响应于确定所述功率转换器处于所述占空比的所述短相位来打开所述第一开关;以及
响应于确定所述功率转换器处于所述占空比的所述长相位来打开所述第二开关。

用于在DC-DC转换器中生成反馈电流的系统和方法

技术领域

[0001] 本文描述的实施方案涉及集成电路的领域，并且更特别地，涉及通过监视时钟周期内的反馈信息来为一个或多个部件生成稳定输出电压。

背景技术

[0002] 计算系统通常包括多个部件，该多个部件中的很多部件能够处理数据。这些多个部件包括接口和功能块或单元。在各种实施方案中，这些多个部件是片上系统 (SOC)、多芯片模块 (MCM) 或印刷电路板中的一者上的各个管芯。此类部件的示例是在中央处理单元 (CPU) 中带有一个或多个核的通用处理器、在图形处理单元 (GPU) 和数字信号处理器 (DSP) 中带有一个或多个核的高度并行数据架构处理器、显示控制器、音频处理部件、联网部件、外围接口控制器、存储控制器等。

[0003] 计算系统内的控制逻辑诸如电力管理单元确定不同部件的一个或多个操作状态。操作状态包括电源电压和操作时钟频率。时钟生成电路在一个或多个指定的不同频率下生成不同的时钟信号，而配电网提供一个或多个指定的不同电源电压。该片上网络使用电源和调节电路来生成指定的不同电源电压以供功能单元内的器件使用。附加地，网络可依赖于一对片上平面（例如，金属层），其中一个平面（“电源平面”）专用于电源电压，并且另一平面（“接地平面”）专用于接地值。

[0004] 当部件中的器件汲取来自电源平面和接地平面的电流时，电流需求的改变产生电流电阻 (IR) 降和瞬时电压降。此外，对于电池供电的器件（诸如移动器件），随着存储的能量被消耗，由电池提供的电压值减少。虽然电压变化的持续时间可为临时性的，但是电压变化可导致系统中的器件的不可靠的性能。一般而言，功率转换器用于监视反馈信息，并提供稳定输出电压。然而，在很多情况下，用于提供反馈信息的电路没有充足的时间来正确地提供反馈信息。

[0005] 鉴于上述情况，期望用于通过检查整个时钟周期内的反馈信息来为一个或多个部件生成稳定输出电压的方法和机制。

发明内容

[0006] 公开了用于通过检查整个时钟周期内的反馈信息来为一个或多个部件生成稳定输出电压的系统和方法。在各种实施方案中，功率转换器接收输入电压，并在低通滤波器的电容器上生成输出电压。输出电压被发送到一个或多个部件，诸如中央处理单元 (CPU)、图形处理单元 (GPU) 等。功率转换器包括与连接到低通滤波器的输出件串联连接的两个功率晶体管。功率转换器内的驱动器至少基于电感器电流的改变来接通和断开两个功率晶体管。电感器电流的平均值是所供应的负载电流的值。当由一个或多个部件汲取的负载电流改变而输出电压应保持在相同值时，电感器电流也改变，这是由电流反馈电路监视的。

[0007] 电流反馈电路包括电流感测放大器，电流感测放大器接收电感器电流，并生成感测电流作为将发送到一个或多个比较器的电感器电流的按比例缩小版本。给定电流的按比

例缩小版本是与给定电流相比带有减少的安培数的电流。例如,在一个实施方案中,给定电流的按比例缩小版本是等于给定电流除以因子K的电流。例如,当K是1,000且电感器电流是3安培(A)时,感测电流是3毫安(mA)。时钟周期分为高相位和低相位,其中所述相位中的一个相位是相对较短的相位。当负载电流改变时,电感器电流也改变,因为电感器电流与负载电流成正比。当电感器电流信号超过给定阈值时,比较器中的一个比较器将控制信号调整到两个功率晶体管,当两个功率晶体管的高侧晶体管被接通时,比较器中的一个比较器也调整时钟周期的短相位的时间量。调整高侧晶体管接通的时间量也调整输出电压。

[0008] 在相对较短的相位期间,诸如电流感测放大器的一个或多个部件没有足够的时间来启动和测量反馈信息。因而,当控制逻辑确定功率转换器处于时钟周期的长相位时,电流反馈电路中的控制逻辑选择来自电流感测放大器的第一电压以发送到控制器中的脉冲宽度调制器(PWM)比较器。然而,当控制逻辑确定功率转换器处于时钟周期的相对较短的相位时,控制逻辑选择来自电压发生器的第二电压以发送到控制器中的PWM比较器。因而,在相对较短的相位期间不依赖于电流感测放大器。相反,仿真的电压斜坡模拟了在相对较短的相位期间电感器电流的斜率。

[0009] 在各种实施方案中,电压发生器是与电容器串联连接的电流源。电流源对电容器充电以生成第二电压。电流源生成与功率转换器的输入电压和输出电压之间的差值成比例的电流。由电流源提供的第二电压是电容器上的电压斜坡,该电压斜坡是在时钟周期的相对较短的相位期间电感器电流的图像。因而,基于感测电流的峰值的默认恒定电压值不被发送到一个或多个比较器,该一个或多个比较器用于确定在相对较短的相位期间是否已达到一个或多个阈值。代替地,基于电感器电流的图像的第二电压用于与一个或多个阈值进行比较。在一些实施方案中,利用开关来执行由控制逻辑在第一电压和第二电压之间的选择。在其他实施方案中,多路复用器电路用于该选择。

[0010] 参考以下描述和附图将另外理解这些和其他实施方案。

附图说明

[0011] 通过结合附图参考以下描述,可更好地理解所述方法和机制的上文和另外的优点,其中:

[0012] 图1是功率转换器的一个实施方案的框图。

[0013] 图2是在功率转换器的操作期间的信号波形的一个实施方案的框图。

[0014] 图3是功率转换器的另一实施方案的框图。

[0015] 图4是用于通过检查整个时钟周期内的反馈信息来有效地为一个或多个部件生成稳定输出电压的方法的一个实施方案的流程图。

[0016] 图5是电流源的一个实施方案的框图。

[0017] 图6是电流源的另一实施方案的框图。

[0018] 虽然本公开中所述的实施方案可受各种修改形式和另选形式的影响,但是其具体实施方案在附图中以举例的方式示出并将在本文详细描述。然而,应当理解,附图和对其的详细描述不旨在将实施方案限制为所公开的特定形式,而相反,本发明旨在涵盖落入所附权利要求书的实质和范围内的所有修改、等同物和另选方案。如在整个本专利申请中所使用的那样,以允许的意义(即,意味着具有可能性)而非强制的意义(即,意味着必须)使用字

词“可”。类似地，字词“包括”意味着包括但不限于。

[0019] 各种单元、电路或其他部件可被描述为“被配置为”实行一个或多个任务。在此类上下文中，“被配置为”是一般意味着“具有”在操作期间实行一个或多个任务的“电路”的结构的宽泛表述。如此，即使在单元/电路/部件当前未接通时，单元/电路/部件也可被配置为实行任务。一般来讲，形成对应于“被配置为”的结构的电路可包括硬件电路。类似地，为了描述中方便，可将各种单元/电路/部件描述为实行一个或多个任务。此类描述应当被解释为包括短语“被配置为”。表述被配置为实行一个或多个任务的单元/电路/部件明确地旨在对该单元/电路/部件不调用35U.S.C. §112 (f)。

具体实施方式

[0020] 在以下描述中，阐述了许多具体细节以提供对本公开中描述的实施方案的透彻理解。然而，本领域的普通技术人员应当认识到，可在没有这些具体细节的情况下实践实施方案。在一些实例中，为了便于例示且避免模糊实施方案的描述，尚未详细示出众所周知的电路、结构和技术。

[0021] 现在转向图1，示出了功率转换器100的一个实施方案的概括框图。在例示的实施方案中，功率转换器100包括控制器110、高侧晶体管132、低侧晶体管134、电流反馈块170，以及带有电感器150和电容器160的低通滤波器。控制器110至少包括误差放大器102和脉冲宽度调制器(PWM)比较器120。为了便于例示，未示出用于将电流转换为电压的无源元件，诸如电阻器和电容器。在各种实施方案中，功率转换器100将相对高输入电压(VIN)130转换为低通滤波器的电容器160上的相对较小且调节的输出电压(VOUT)162。输出电压VOUT 162被发送到一个或多个部件，诸如中央处理单元(CPU)、图形处理单元(GPU)、片上系统(SOC)中的一者上的其他各个管芯等。

[0022] 在一些实施方案中，功率转换器100用于移动设备内以尝试使电池寿命最大化，同时供应调节的VOUT 162。在实施方案中，功率转换器100提供谷控制电流模式降压转换器的减压(降压)开关特性。在一个实施方案中，控制器110是用于直流(DC)到DC转换器应用的固定频率脉冲宽度调制(PWM)控制器。由于控制器110以指定的已知频率操作，所以用于抑制电磁干扰(EMI)的其他电路的设计变得相对简单。

[0023] 在一些实施方案中，高侧晶体管132和低侧晶体管134中的每一者是功率场效应晶体管(FET)。例如，高侧晶体管132是功率p型FET(pfet)，并且低侧晶体管134是功率n型FET(nfet)。当晶体管132接通且晶体管134断开时，电流从输入电压(VIN)130流过电感器150，并对电容器160充电。电流以正斜率流动。在另选情况下，当晶体管132断开且晶体管134接通时，电容器160被放电。在另选情况下，电感器电流的大部分从接地基准流到电容器160，并且电流的相对较小部分从电流反馈块170流到电容器160。

[0024] 在一些实施方案中，通过电感器150的峰值电流用于确定电感器150的尺寸，因为两者都与电感器150的饱和电流额定值相关。电容器160使VOUT 162上的电压过冲和纹波最小化。电容器160的尺寸设定取决于避免导致VOUT 162上的电压过冲和电压纹波的输出电容不足。电压纹波也取决于电容器160中的相对较高的等效串联电阻(ESR)。因而，任何串联ESR被设计为相对较低。

[0025] 在各种实施方案中，控制器110内的驱动器至少基于电感器电流IL 152的改变，接

通和断开两个功率晶体管132和134。电感器电流IL 152的平均值是到一个或多个部件的所供应的负载电流的值。当由一个或多个部件汲取的负载电流改变而输出电压VOUT 162保持在相对相同的值时,电感器电流IL 152也改变,这由电流反馈块170监视。

[0026] 如本文所用,当值达到用于启用评估的状态时,确定该值被断言。在一个示例中,具有逻辑低值的脉冲宽度调制(PWM)信号122使得高侧晶体管132能够传导电流,并对其漏极端子上的输出节点136充电,这增加了节点136上的电压。在这样的情况下,确定信号122被断言。逻辑低值被用作该情况下的状态以鉴定信号122被断言。相比之下,具有逻辑高值的信号122禁用高侧晶体管132传导电流。在这样的情况下,确定信号122被否定。

[0027] 在一些实施方案中,当控制器110为输出信号PWM 122生成逻辑高值时,控制器110同时通过断言高侧晶体管132上的栅极电压接通高侧晶体管132,并通过否定低侧晶体管134上的栅极电压断开低侧晶体管134。相反地,当控制器110为输出信号PWM 122生成逻辑低值时,控制器110同时通过否定高侧晶体管132上的栅极电压断开高侧晶体管132,并通过断言低侧晶体管134上的栅极电压接通低侧晶体管134。

[0028] 由于来自控制器110的开关控制,所以在一些实施方案中,节点136上的信号是带有VIN 130的峰值和接地基准的低值的方波。信号VOUT162是节点136上的信号的滤波版本,并且也取决于节点136上的信号的占空比。例如,如果电源VIN 130具有5伏(V)的值,并且控制器110为节点136上的信号生成带有20%占空比的方波,则输出信号VOUT 162具有1.0V的恒定值。在另一示例中,如果控制器110为节点136上的信号生成带有10%占空比的方波,则输出信号VOUT 162具有0.5V的恒定值。电感器150和电容器160用作低通滤波器,该低通滤波器在节点136上提供平均电压值作为输出VOUT 162。在实施方案中,除了来自外部电力管理单元的控制信号(未示出)之外,控制器110从电流反馈块170和输出电压VOUT 162接收反馈信息。由控制器110使用所接收的信息以确定占空比和VOUT 162的所得值。

[0029] 除了被发送到一个或多个部件之外,输出电压VOUT 162被发送到控制器110内的误差放大器102作为反馈电压164。在一些实施方案中,反馈电压164等于输出电压VOUT 162。在其他实施方案中,分压器用于从输出电压VOUT 162产生反馈电压164。接收基准电压102,并将基准电压102与反馈电压164相比较。在实施方案中,误差放大器102是运算跨导放大器(OTA),运算跨导放大器(OTA)基于差动输入电压生成输出电流。

[0030] 在一些实施方案中,所生成的输出电流被发送到PWM比较器120。在其他实施方案中,一个或多个无源元件用于将所生成的输出电流转换为由PWM比较器120接收的电压值。在一个实施方案中,来自误差放大器102的所生成的输出电流和所转换的电压中的一个用于设定PWM比较器120的阈值,以确定两个功率晶体管132和134中的哪个接通。该决定确定节点136的占空比和输出电压VOUT 162。当PWM比较器120的另一输入超过阈值时,PWM比较器为PWM信号122生成逻辑低值,该逻辑低值接通高侧功率晶体管132。在实施方案中,控制器110在PWM比较器120与PWM信号122之间使用设定-重设(SR)锁存器和一个或多个缓冲器。

[0031] 电流反馈块170包括电流感测放大器(未示出),电流感测放大器接收电感器电流IL 152,并生成感测电流作为电感器电流IL 152的按比例缩小版本以发送到一个或多个比较器。在一些实施方案中,感测电流等于电感器电流除以因子K。在一个示例中,当K是1,000且电感器电流是3安培(A)时,感测电流是3毫安(mA)。一个或多个比较器的输出被发送到控制器110。在一个实施方案中,所生成的感测电流在节点108上发送到PWM比较器120。在另一

实施方案中,一个或多个无源元件用于将所生成的感测电流转换为电压,并且所转换的电压在节点108上发送到PWM比较器120。在其他实施方案中,在控制器110内实行电流到电压转换。

[0032] 如前面描述的,电感器电流IL 152的平均值是供应到一个或多个部件的负载电流的值。当由一个或多个部件汲取的负载电流改变而输出电压VOUT 162应保持在相对相同的值时,电感器电流IL 152也改变,这由电流反馈块170监视。时钟周期分为高相位和低相位,其中所述相位中的一个相位是相对较短的相位。在相对较短的相位期间,诸如电流反馈块170内的电流感测放大器的一个或多个部件没有足够的时间在有限时间内启动、从电感器电流IL 152生成感测电流、实行任何电流到电压转换并将信息发送到控制器110。因而,电流反馈块170和控制器110中的一者中的控制逻辑在两个源之间进行选择,以将输入提供到PWM比较器120。

[0033] 在一个实施方案中,用于在两个源之间进行选择的上文的控制逻辑位于电流反馈块170中。当控制逻辑确定功率转换器100处于时钟周期的长相位时,控制逻辑选择从电流感测放大器的输出生成的第一电压以发送到PWM比较器120。然而,当控制逻辑确定功率转换器100处于时钟周期的相对较短的相位时,控制逻辑选择来自电压发生器的第二电压以发送到控制器110中的PWM比较器120。因而,在相对较短的相位期间不依赖于电流感测放大器。相反,仿真的电压斜坡模拟在相对较短的相位期间电感器电流IL 152的斜率。在各种实施方案中,电压发生器是与电容器串联连接的电流源。电流源对电容器充电以生成第二电压。电流源生成与输入电压VIN 130和输出电压VOUT 162之间的差值成比例的电流。

[0034] 现在转向图2,示出了在功率转换器的操作期间信号波形200的一个实施方案的概括框图。在例示的实施方案中,前面描述的信号波形被相同地编号。在各种实施方案中,时钟信号210具有固定频率。于是,时钟信号210具有固定的时钟周期212。时钟周期212适配在时间t1和时间t4之间。时钟周期212分为相对较短相位214和长相位216。短相位214在时间t1和时间t2之间。长相位216在时间t2和时间t4之间。在例示的实施方案中,长相位216约为时钟周期212的四分之三,而短相位214约为时钟周期212的四分之一,但是其他比率是可能的且是预期的。如图所示,信号PWM 122和节点136中的每一者是在电源VIN 130的值和接地基准之间交替的方波。

[0035] 当到达时钟信号210的上升沿时,PWM信号122从逻辑高值转变为逻辑低值。作为结果,低侧功率晶体管134断开,并且高侧功率晶体管132接通。于是,节点136上的信号从逻辑低值转变为逻辑高值,并且在时间t1和时间t2之间保持在逻辑高值。节点136上的信号的占空比被示为小于一半。由于节点136上的信号在短相位214期间处于逻辑高值,所以占空比约为25%。例如,节点136上的信号在时间t1和时间t2之间以及时间t4和时间t5之间处于逻辑高值。

[0036] 如前面所描述的,由于由一对电感器150和电容器160产生低通滤波器,所以为信号VOUT 162(这里未示出)的功率转换器100的输出是节点136上的电压信号的平均值。因而,输出信号VOUT 162是节点136上的信号的峰值电压和节点136上的信号的占空比的乘积。为了生成非零正负载电流,功率转换器100生成电感器电流IL 152。如前面所描述的,电感器电流IL 152的平均值是所供应的负载电流的值。因而,电感器电流IL 152的三角波形的平均值是所供应的负载电流的值。于是,电感器电流IL 152的峰值超过所供应的负载电流

的值,并且电感器电流IL 152的谷值(最低值)低于所供应的负载电流的值。

[0037] 如图所示,在时间t1和时间t2之间(其为当高侧晶体管132接通且低侧晶体管134断开的短相位214),电感器电流IL 152斜升。在时间t2和时间t4之间(其为当高侧晶体管132断开且低侧晶体管134接通时的长相位216),电感器电流IL 152斜降。对于电感器电流IL 152,斜升和斜降的交替重复。例如,在时间t4和时间t5之间,电感器电流IL 152再次斜升。

[0038] 如前面所描述的,在相对较短的相位214期间,电流反馈块170内的电流感测放大器没有足够的时间在有限的时间中启动、从电感器电流IL 152生成感测电流、实行任何电流到电压转换并将信息发送到控制器110。所生成的感测电流被示为ICS 202。在时间t1和时间t2之间以及附加地在时间t4和时间t5之间的短相位214期间,感测电流ICS 202被重设为直流(DC)非零正值。如图2中可见,在时间t1和时间t2之间以及时间t4和时间t5之间,感测电流ICS 202是恒定水平电压值。于是,在短相位214期间从ICS 202生成的电压值也具有恒定值。相比之下,在时间t2和时间t4之间以及附加地在时间t5和时间t7之间的长相位期间,感测电流ICS202跟踪电感器电流IL 152。

[0039] 不是使用短相位214期间的默认的非零电压值用于到PWM比较器的输入,而是控制逻辑选择第二电压值。第二电压值来自电压发生器。在各种实施方案中,电压发生器是与电容器串联连接的电流源。电流源对电容器充电以生成第二电压。电流源生成与输入电压VIN 130和输出电压VOUT 162之间的差值成比例的电流。因而,在相对较短的相位214期间不依赖于电流感测放大器。相反,仿真的电压斜坡模拟在相对较短的相位214期间电感器电流IL 152的斜率。

[0040] 在短相位214期间的时间t1和时间t2之间,仿真的电压斜坡被示出用于感测电压220。感测电压220的斜率与电感器电流IL 152的斜率相对相同。在长相位216期间的时间t2和时间t4之间,选择电流感测放大器的输出,并该输出提供感测电压220。同样,感测电压220的斜率与电感器电流IL 152的斜率相对相同。在长相位216期间,从感测电流ICS 202生成感测电压220,感测电流ICS 202是电感器电流IL 152的按比例缩小版本。在一些实施方案中,在长相位期间(诸如在时间t2和时间t4之间),感测电流ICS 202等于电感器电流IL 152除以因子K。在一个示例中,当K是1,000且电感器电流IL 152是3安培(A),则感测电流ICS 202是3毫安(mA)。在短相位214期间(诸如在时间t1和时间t2之间),从模拟电感器电流IL 152的电压发生器生成感测电压220。

[0041] 参考图3,示出了功率转换器300的另一实施方案的概括框图。前面描述的控制逻辑和电路被相同地编号。如图所示,电流反馈块370包括电流感测放大器310、电阻器R1312、开关S1 320和开关S2340、电流源I1330和电容器C1 342。通过电流感测放大器310将电感器电流IL 152转化为斜坡电压信号。斜坡电压表示电感器电流IL 152。在一些实施方案中,斜坡电压也表示与电感器电流IL 152组合的补偿斜坡信号。从电流感测放大器310或从电压发生器生成感测电压350,电压发生器包括电流源I1330和电容器C1 342。感测电压350被发送到控制器110中的PWM比较器,从而形成内部电流控制环路。

[0042] 如图所示,当开关S1 320闭合且开关S2340打开时,感测电压350接收来自电流感测放大器310的输出。当控制逻辑确定功率转换器300处于时钟周期的长相位时,控制信号可被设定为以该方式打开和闭合开关。相比之下,当开关S1 320打开且开关S2340闭合时,

感测电压350接收由电流源I1 330充电的电容器C1 342上的输出。当控制逻辑确定功率转换器300处于时钟周期的短相位时,控制信号可被设定为以该方式打开和闭合开关。

[0043] 现在参考图4,示出了用于通过检查整个时钟周期内的反馈信息有效地为一个或多个部件生成稳定输出电压的方法400的一个实施方案的概括流程图。为了讨论的目的,以顺序次序示出该实施方案中的步骤。然而,在其他实施方案中,一些步骤能够以与所示次序不同的次序发生,一些步骤可同时实行,一些步骤可与其他步骤组合,并且一些步骤可不存在。

[0044] 功率转换器接收时钟信号(框402)。功率转换器附加地接收输入电压,并在低通滤波器的电容器上生成输出电压。为此,功率转换器每次交替接通两个功率晶体管中的一个(框404),这为一个或多个部件生成电感器电流和负载电流(框406)。如果控制逻辑确定在时钟周期的短相位中发生操作(条件框408的“是”分支),则基于功率转换器的输入电压和输出电压之间的差值生成电流(框410)。基于生成的电流生成电压(框412)。在一些实施方案中,电流源生成用于对电容器充电的电流,该电容器生成电压。所生成的电压被传送到控制器中的PWM比较器作为第一电压(框418)。

[0045] 如果控制逻辑确定在时钟周期的长相位中发生操作(条件框408的“否”分支),则感测电流被生成作为电感器电流的按比例缩小版本(框414)。电感器电流的按比例缩小版本是等于电感器电流除以因子K的电流。在一个示例中,当K为1,000且电感器电流为3安培(A)时,感测电流为3毫安(mA)。基于感测电流生成电压(框416)。在一些实施方案中,一个或多个无源元件用于将感测电流转换为电压值。所生成的电压被传送到控制器中的PWM比较器作为第一电压(框418)。因而,发送到PWM比较器的第一电压的值基于是在时钟周期的短相位中发生操作还是在时间周期的长相位中发生操作。

[0046] 基于功率转换器的输出电压与基准电压之间的差值生成第二电压(框420)。在一些实施方案中,运算跨导放大器(OTA)用于基于差动输入电压生成输出电流,并且一个或多个无源元件用于将输出电流转换为第二电压。将第一电压与第二电压进行比较(框422)。在各种实施方案中,PWM比较器比较第一电压和第二电压。比较的结果确定两个功率晶体管中的哪个被接通。方法400的控制流程返回到框404,其中功率转换器每次交替接通两个功率晶体管中的一个。

[0047] 现在参考图5,示出了电流源500的一个实施方案的概括框图。前面描述的电路和信号被相同地编号。如图所示,电流源500生成电流以流过开关S2 340,以将电容器C1 342充电到感测电压350。电流量基于输入电压VIN 130和输出电压VOUT 162之间的差值。在各种实施方案中,当电流感测放大器测量通过低侧功率晶体管134的电流时,选择电流源500。因而,时钟周期的长相位也是低相位。注意,电流源500(以及电流源600)是用于生成与输入电压VIN 130和输出电压VOUT 162之间的差值成比例的电流的一个实施方案。用于生成与输入电压VIN 130和输出电压VOUT 162之间的差成比例的电流的电流源的其他实施方案是可能的和预期的。

[0048] 在一些实施方案中,放大器540是基于放大器540的差动输入电压生成输出电压的放大器。在其他实施方案中,放大器540是OTA,OTA基于OTA的差动输入电压生成输出电流,并且一个或多个无源元件用于将输出电流转换为电压值。放大器540接收输出电压VOUT 162作为一个输入。附加地,放大器540接收等于输入电压VIN 130与跨电阻器R1 520的电压

降之间的差值的值作为第二输入。在被示为nfet的晶体管530的栅极端子上接收所生成的输出电压。

[0049] 晶体管530的漏极端子连接到电阻器R1520。源极端子连接到二极管连接的晶体管550的漏极端子。晶体管550和晶体管552形成电流镜。晶体管550和晶体管552中的每个是nfet。晶体管552是电流镜的电流流入晶体管。当电流镜的二极管连接的晶体管550和电流镜的电流流入晶体管552的器件宽度匹配时，流过晶体管552的感测电流等于流过二极管连接的晶体管550的基准电流。在器件宽度之间带有非单位比率的情况下，感测电流是基于非单位比率的基准电流的缩放版本。

[0050] 晶体管552的漏极端子连接到二极管连接的晶体管510的漏极端子，二极管连接的晶体管510是pfet。晶体管510和晶体管512形成第二电流镜。晶体管510和晶体管512中的每个是pfet。晶体管512是电流镜的电流流入晶体管。晶体管512的漏极端子连接到开关S2340。类似于第一电流镜，当电流镜的二极管连接的晶体管510和电流镜的电流流入晶体管512的器件宽度匹配时，流过晶体管512的感测电流等于流过二极管连接的晶体管510的基准电流。在器件宽度之间存在非单位比率的情况下，感测电流是基于非单位比率的基准电流的缩放版本。

[0051] 参考图6，示出了电流源600的一个实施方案的概括框图。前面描述的电路和信号被相同地编号。如图所示，电流源600生成电流以从电容器C1 342流过开关S2 340。在各种实施方案中，当电流感测放大器测量通过高侧功率晶体管132的电流时，选择电流源600。因而，时钟周期的长相位也是高相位。

[0052] 类似于电流源500，电流源600包括放大器640，放大器640基于放大器640的差动输入电压在pfet 630的栅极端子上生成输出电压。放大器640接收输出电压VOUT 162作为一个输入。附加地，放大器640接收等于跨电阻器R1 620的电压降的值作为第二输入。pfet 630的源极端子连接到二极管连接的pfet晶体管610的漏极端子。

[0053] pfet 612是由二极管连接的pfet晶体管610形成的电流镜的电流流入晶体管。晶体管610和晶体管612之间的器件宽度的比率确定流过pfet 612的输出电流与流过pfet 610的基准电流的比率。nfet 650的漏极端子连接到pfet 612的漏极端子。电流镜的输出电流接通pfet 650，该输出电流也接通nfet 652。当开关S2 340闭合时，电容器C1 342通过nfet 652放电到接地基准。

[0054] 在各种实施方案中，软件应用程序的程序指令可用于实施先前所描述的方法和/或机制。程序指令可以高级编程语言（诸如C）来描述硬件的行为。另选地，可使用硬件设计语言（HDL），诸如Verilog。程序指令可存储在非暂态计算机可读存储介质上。许多类型的存储介质是可用的。在使用期间可由计算机访问存储介质，以将程序指令和附带数据提供给计算机用于程序执行。在一些实施方案中，合成工具读取程序指令，以便产生包括来自合成库的门列表的网表。

[0055] 应当强调的是，上述实施方案仅是具体实施的非限制性示例。一旦充分了解了上面的公开，许多变型和修改对于本领域的技术人员而言将变得显而易见。本发明旨在使以下权利要求书被解释为包含所有此类变型和修改。

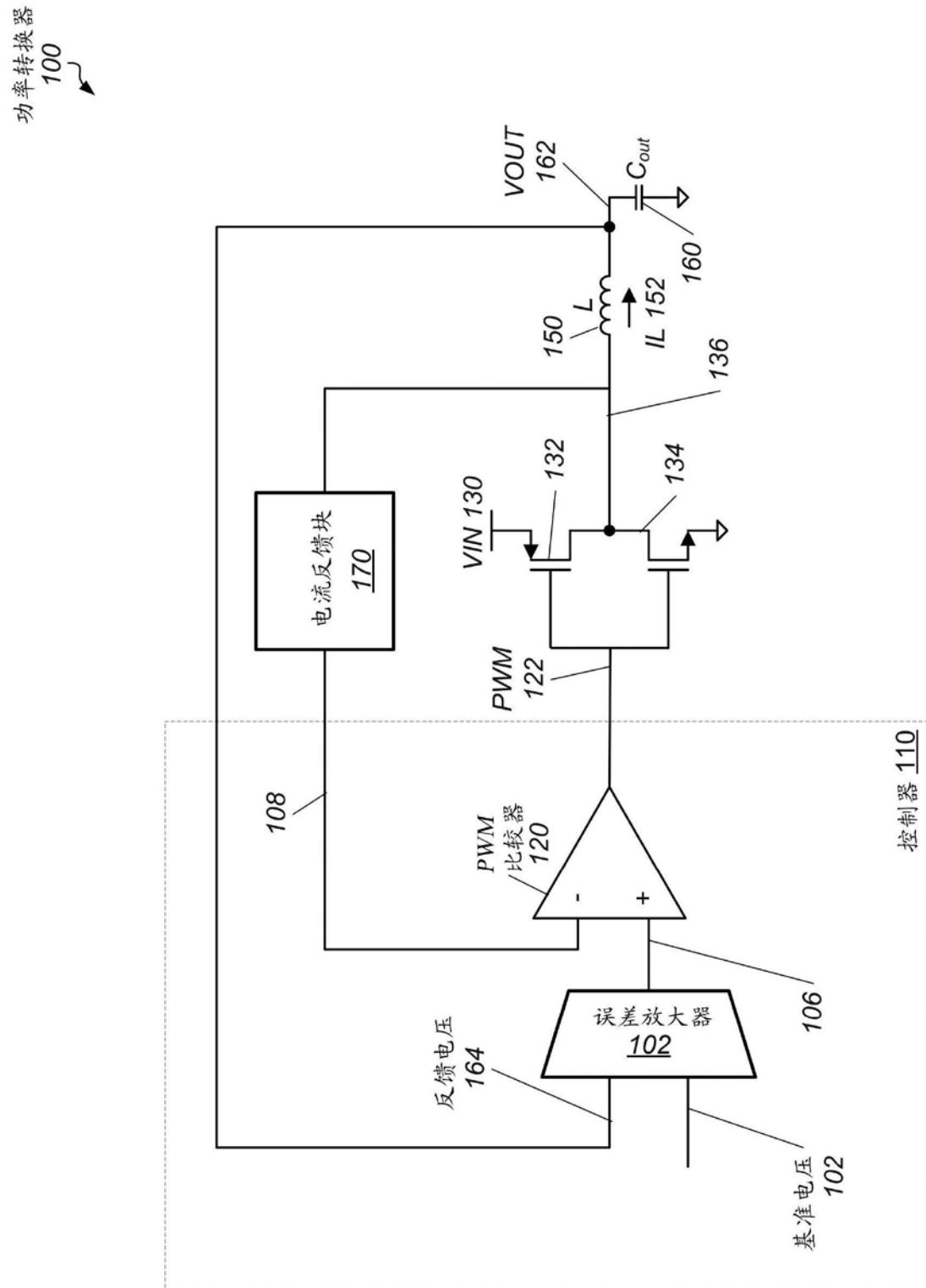


图1

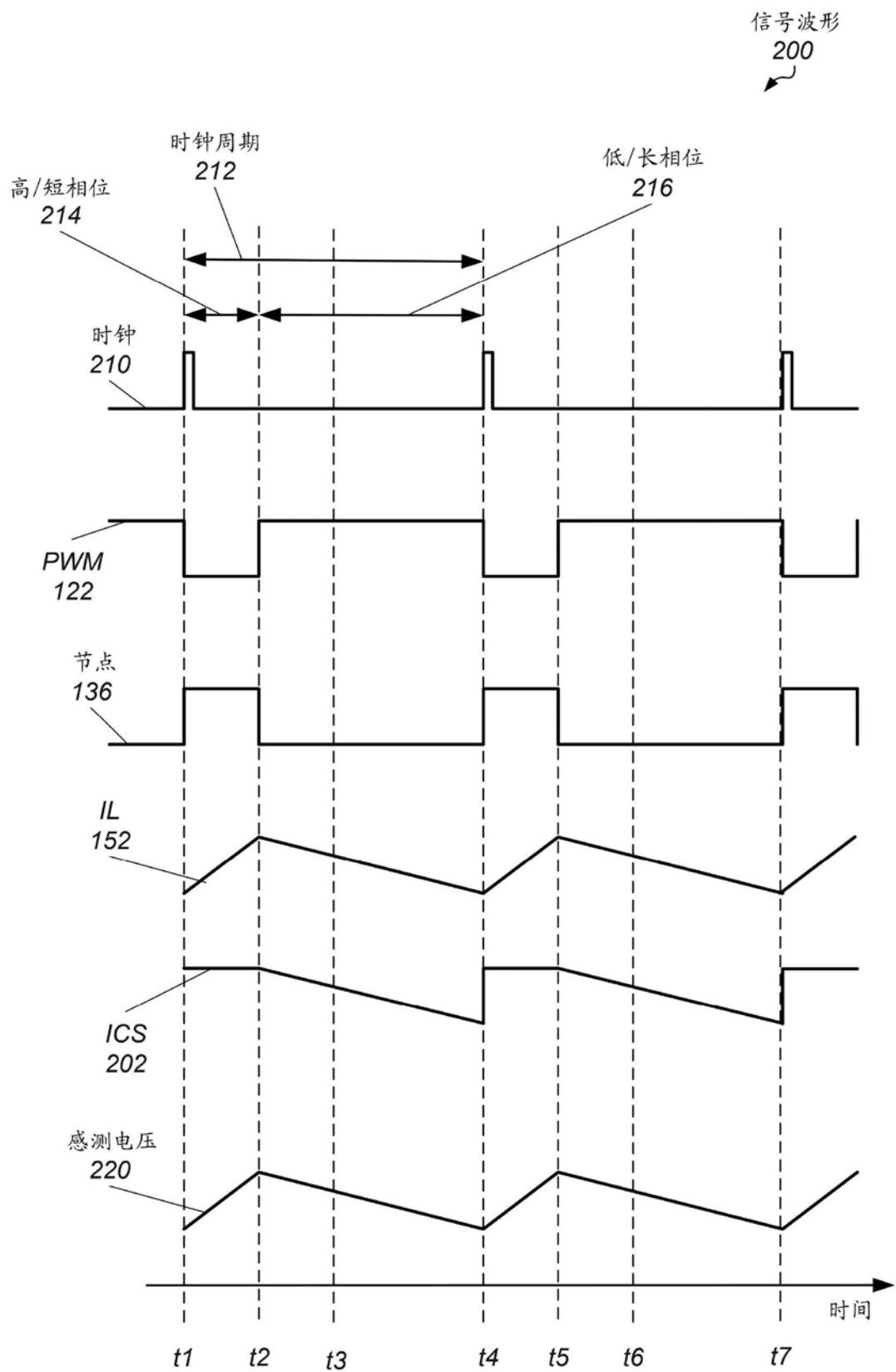


图2

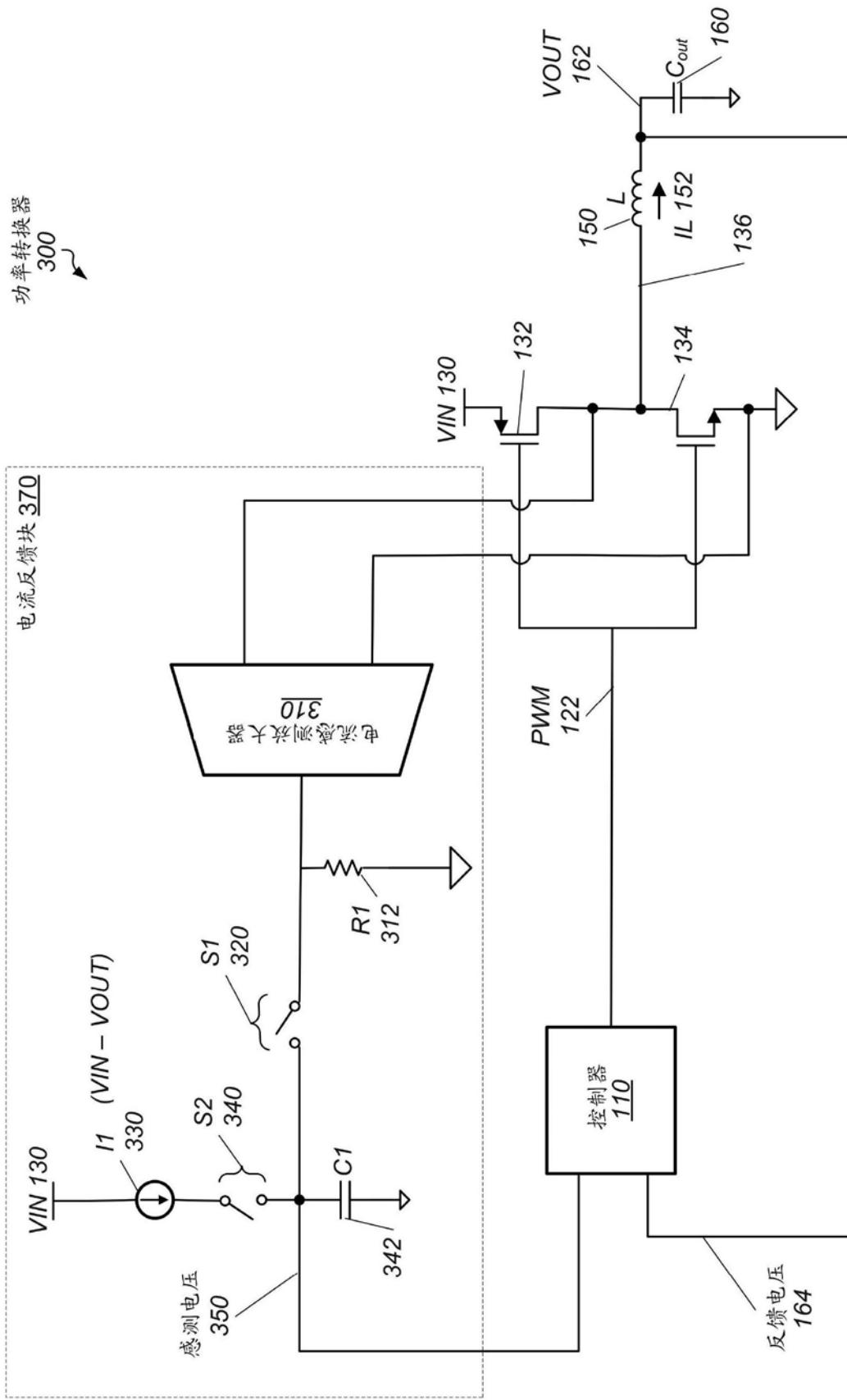


图3

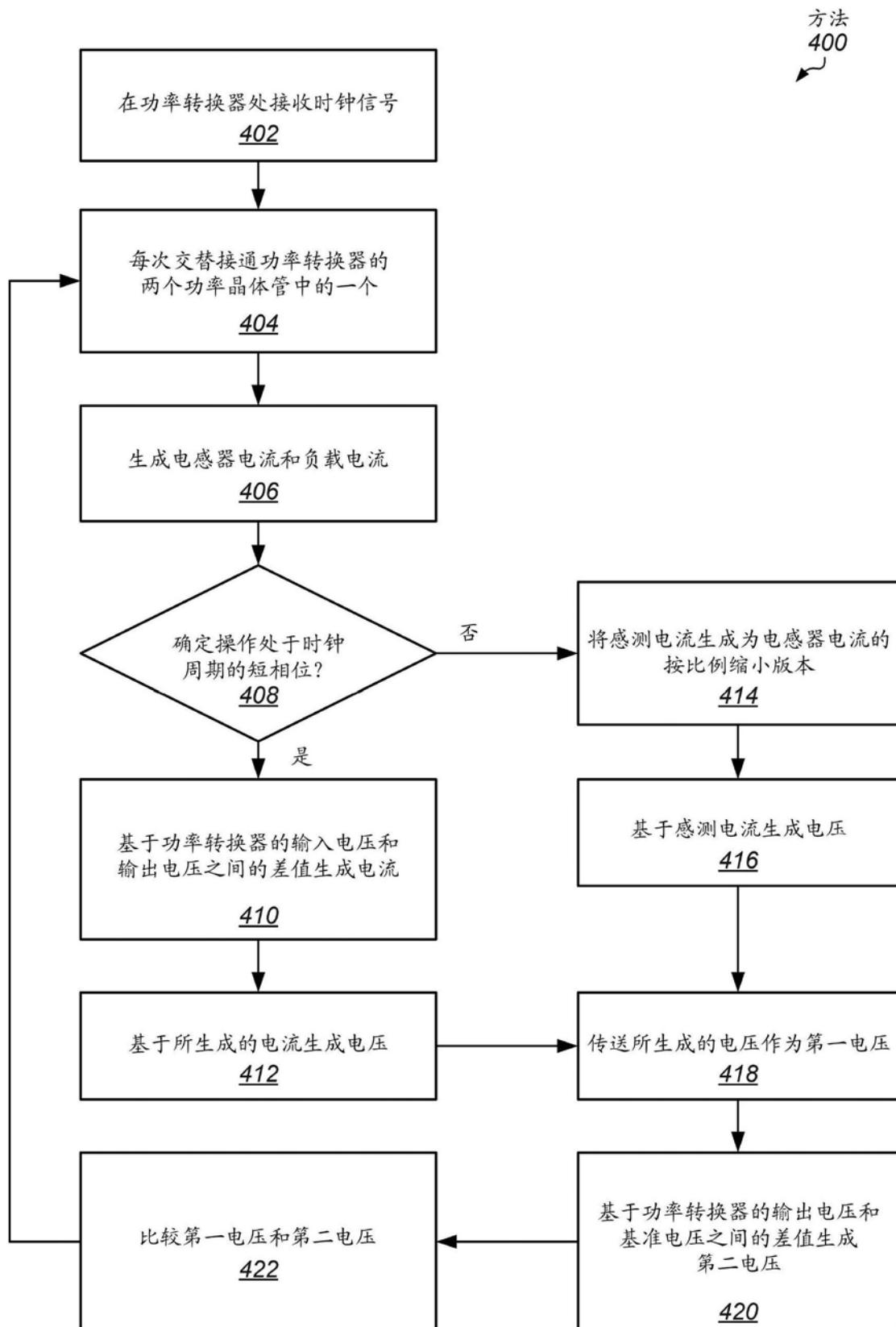


图4

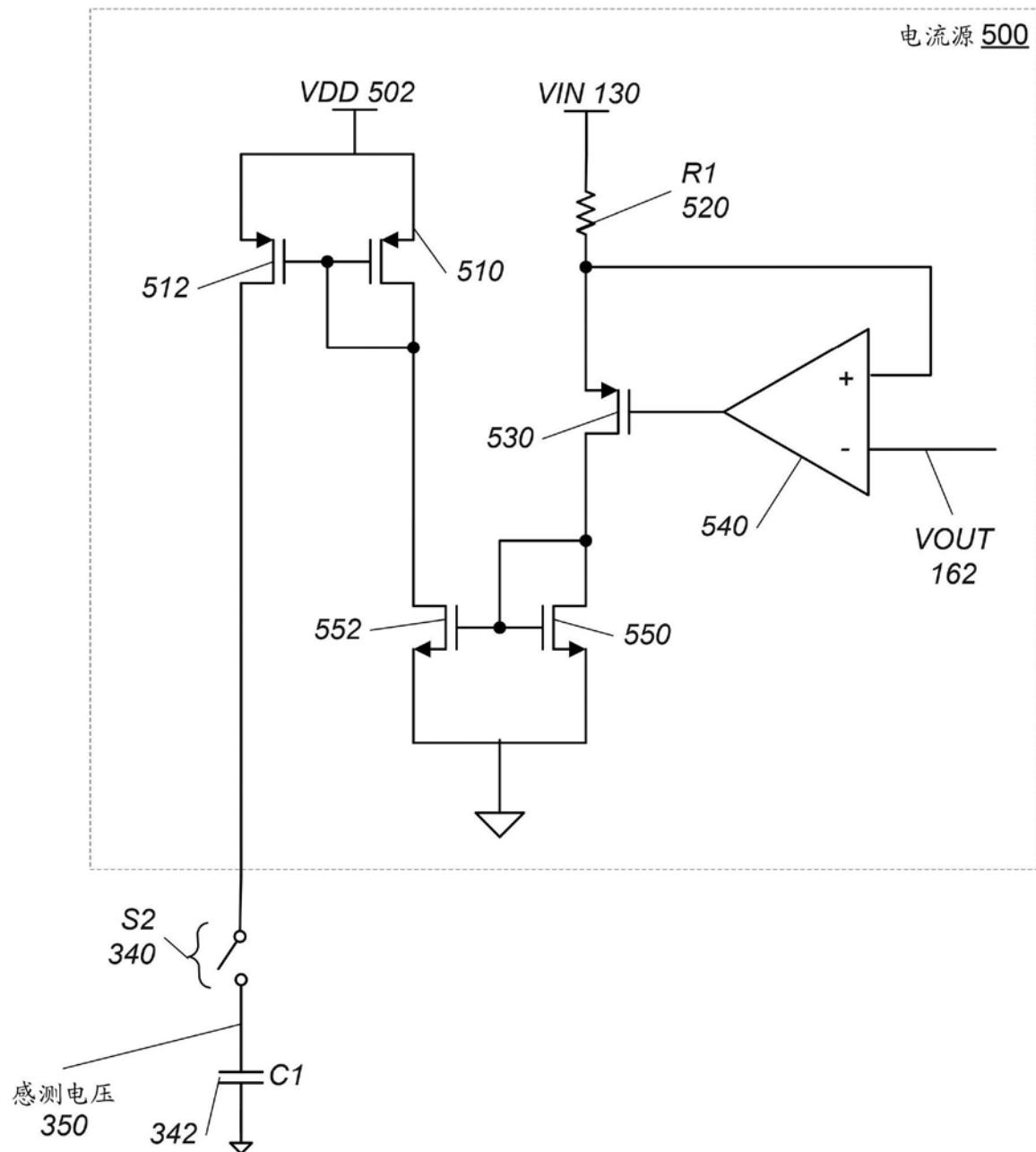


图5

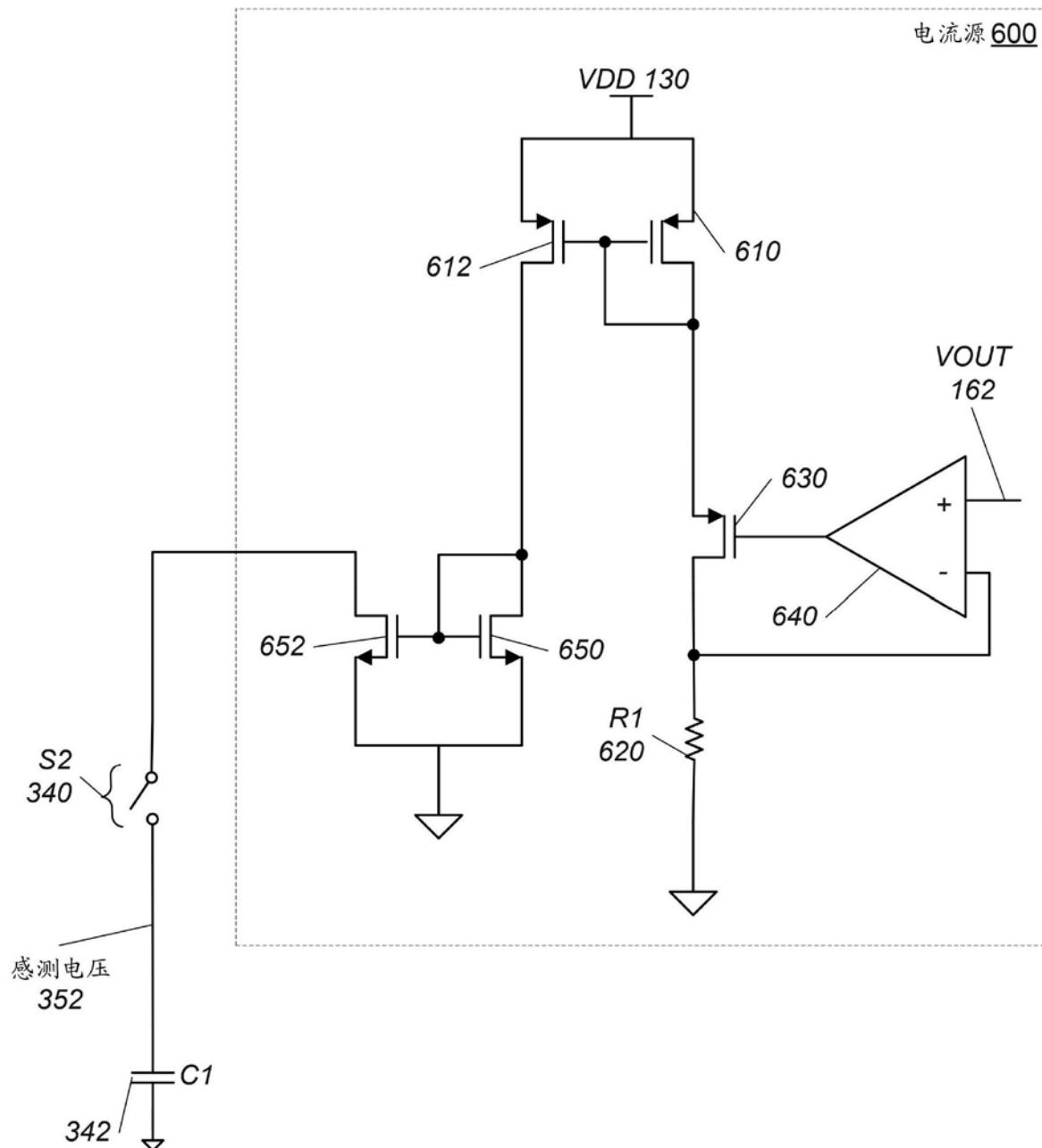


图6