



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105471230 B

(45)授权公告日 2018.05.22

(21)申请号 201610008434.5

CN 203278651 U, 2013.11.06,

(22)申请日 2016.01.07

CN 203911745 U, 2014.10.29,

(65)同一申请的已公布的文献号

CN 204131395 U, 2015.01.28,

申请公布号 CN 105471230 A

CN 103475216 A, 2013.12.25,

(43)申请公布日 2016.04.06

审查员 王宇

(73)专利权人 成都芯源系统有限公司

地址 611731 四川省成都市成都高新区综合  
保税区科新路8号成都芯源系统有限  
公司

(72)发明人 李伊珂

(51)Int.Cl.

H02M 1/08(2006.01)

H02M 3/157(2006.01)

(56)对比文件

CN 101924469 A, 2010.12.22,

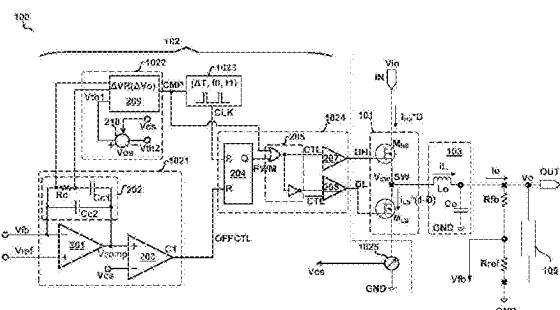
权利要求书3页 说明书13页 附图5页

(54)发明名称

开关型功率变换器及其控制方法

(57)摘要

提出了一种功率变换器以及相关控制方法。根据本公开各实施例的功率变换器包括负载响应控制单元，其通过检测功率变换器的输出电压偏离其期望值的变化量并将该变化量与第一阈值比较以判断是否发生负载瞬态变化，并提供负载响应控制信号。若检测到变化量小于该第一阈值则基于负载响应控制信号将系统时钟信号重置，并在所述变化量小于该第一阈值的期间或者在设定的时间内持续驱动主开关导通。这样本公开实施例的负载响应控制单元可以及时有效地在负载突然变重时，维持主开关导通以尽快满足负载所需，使输出电压快速恢复至其稳定的期望值，改善了功率变换器的负载瞬态响应能力。



1. 一种开关型功率变换器，包括：

输入端，用于接收输入电压；

输出端，用于提供输出电压；

开关单元，包括主开关，基于驱动信号进行导通和关断切换以将输入电压转换为所述输出电压，其中所述开关单元的导通和关断切换产生开关电流；

脉冲宽度调制单元，用于分别接收表征输出电压的第一反馈信号，表征开关电流的第二反馈信号和表征所述输出电压的期望值的参考信号，并基于所述第一反馈信号、第二反馈信号和参考信号提供关断触发信号；

负载响应控制单元，被构建用于检测所述输出电压偏离其期望值的变化量，并将该变化量与第一阈值比较以提供负载响应控制信号；

时钟发生单元，基于该负载响应控制信号调整时钟信号的产生；和

逻辑控制单元，用于接收所述关断触发信号、负载响应控制信号和时钟信号，基于所述关断触发信号和时钟信号提供脉冲宽度调制信号，并基于该脉冲宽度调制信号和所述负载响应控制信号产生所述驱动信号，其中该脉冲宽度调制信号响应于时钟信号触发所述驱动信号驱动主开关导通，响应于关断触发信号触发所述驱动信号驱动主开关关断；若所述变化量小于所述第一阈值，则所述时钟发生单元基于所述负载响应控制信号将所述时钟信号重置，并且所述逻辑控制单元基于该负载响应控制信号维持所述驱动信号在所述变化量小于所述第一阈值的期间持续驱动主开关导通。

2. 根据权利要求1所述的开关型功率变换器，其中，所述第一阈值随所述开关电流增大而增大，并随所述开关电流减小而减小。

3. 根据权利要求2所述的开关型功率变换器，其中，所述负载响应控制单元通过将设定的第二阈值叠加调节偏量以提供所述第一阈值，该调节偏量随所述开关电流增大而增大，并随所述开关电流减小而减小。

4. 根据权利要求1所述的开关型功率变换器，其中，所述负载响应控制单元包括：

负载响应检测比较电路，用于检测所述输出电压偏离其期望值的变化量，并将该变化量与第一阈值比较以提供负载响应控制信号；和

阈值调制电路，用于接收设定的第二阈值和与所述开关电流成比例的阈值调制信号，并基于该阈值调制信号提供受该阈值调制信号调制的调节偏量，将该设定的第二阈值与该调节偏量叠加以提供所述第一阈值。

5. 根据权利要求4所述的开关型功率变换器，其中所述负载响应检测比较电路具有失调电阻；所述阈值调制电路包括：

检测电流生成模块，耦接于所述开关单元或接收所述阈值调制信号以生成与所述开关电流成比例的检测电流；

检测电流复制模块，接收所述检测电流，并以设定的复制比例复制该检测电流以提供复制电流；和

该失调电阻，其第一端耦接所述设定的第二阈值，其第二端耦接于所述检测电流复制模块以接收该复制电流，并将该复制电流流过该失调电阻引起的压降提供为所述调节偏量，实现所述设定的第二阈值与该调节偏量的叠加。

6. 根据权利要求5所述的开关型功率变换器，其中所述检测电流生成模块包括：

检测电阻，具有第一端和第二端，其第一端耦接所述开关单元或接收所述阈值调制信号；

检测运算放大器，具有第一输入端、第二输入端和输出端，其第一输入端耦接所述检测电阻的第二端，其第二输入端耦接参考地；和

检测晶体管，具有第一端、第二端和控制端，其第一端耦接所述检测电阻的第二端，其控制端耦接所述检测运算放大器的输出端，其第二端提供所述检测电流。

7. 根据权利要求1所述的开关型功率变换器，其中，所述脉冲宽度调制单元包括：

运算放大器，具有第一输入端、第二输入端和输出端，其第一输入端用于接收所述第一反馈信号，其第二输入端用于接收所述参考信号，其输出端用于提供表征所述第一反馈信号和所述参考信号之差值的差值放大信号；和补偿电路，包括串联耦接于运算放大器的第一输入端与运算放大器的输出端之间的第一补偿电阻和第一补偿电容；和

脉宽调制比较器，具有第一比较输入端、第二比较输入端和比较输出端，其中该脉宽调制比较器在该第一比较输入端接收所述差值放大信号，在该第二比较输入端接收所述第二反馈信号，并且将该第二反馈信号与所述差值放大信号比较以提供所述关断触发信号。

8. 根据权利要求7所述的开关型功率变换器，其中所述负载响应控制单元耦接于所述补偿电路，用于检测所述第一补偿电阻上的电压，并提供表征该第一补偿电阻上电压降的电压检测信号作为所述变化量。

9. 根据权利要求1所述的开关型功率变换器，其中，若所述变化量小于所述第一阈值，则所述时钟发生单元基于所述负载响应控制信号将时钟信号的频率从第一频率增大到第二频率，并在设定的期间内保持在该第二频率，在所述设定的期间过后恢复至所述第一频率。

10. 根据权利要求1所述的开关型功率变换器，其中，若所述变化量小于所述第一阈值，则所述时钟发生单元基于所述负载响应控制信号将时钟信号的频率从第一频率增大到第二频率，并在设定的期间内使时钟信号的频率从该第二频率逐渐降低至所述第一频率。

11. 根据权利要求1所述的开关型功率变换器，其中，所述逻辑控制单元包括：

用于接收所述关断触发信号和所述时钟信号，并基于该关断触发信号和该时钟信号提供驱动信号，所述时钟信号触发该逻辑控制单元将所述驱动信号置为第一逻辑状态，所述关断触发信号触发该逻辑控制单元将所述驱动信号置为第二逻辑状态；当所述驱动信号为第一逻辑状态时控制所述主开关导通，当所述驱动信号为第二逻辑状态时控制所述主开关关断。

12. 一种控制开关型功率变换器的方法，该开关型功率变换器至少包括主开关，并基于该主开关的导通和关断切换将输入电压转换为输出电压，其中该主开关的导通和关断切换产生开关电流，所述控制功率变换器的方法包括：

检测所述输出电压偏离其期望值的变化量，并将所述变化量与第一阈值比较以提供负载响应控制信号；

基于所述负载响应控制信号调整时钟信号的发生，在所述变化量小于所述第一阈值时将时钟信号重置；以及

基于所述负载响应控制信号在所述变化量小于所述第一阈值的期间维持所述主开关导通。

13. 根据权利要求12所述的方法,其中:所述第一阈值随所述开关电流增大而增大,并随所述开关电流减小而减小。

14. 根据权利要求12所述的方法,其中,通过将设定的第二阈值与调节偏量叠加以提供所述第一阈值,该调节偏量随所述开关电流增大而增大,并随所述开关电流减小而减小。

15. 根据权利要求12所述的方法,其中将所述变化量与第一阈值比较包括:

提供具有调节偏量的负载响应检测比较电路,该调节偏量随所述开关电流增大而增大,并随所述开关电流减小而减小;

在该负载响应检测比较电路的第一比较输入端检测或接收所述输出电压偏离其期望值的变化量;

在该负载响应检测比较电路的第二比较输入端接收设定的第二阈值,并将该第二阈值与所述调节偏量叠加以产生所述第一阈值;

该负载响应检测比较电路将所述输出电压偏离其期望值的变化量与所述第一阈值比较以输出所述负载响应控制信号。

## 开关型功率变换器及其控制方法

### 技术领域

[0001] 本公开的实施例涉及功率变换器，尤其涉及开关型功率变换器及其负载响应控制。

### 背景技术

[0002] 开关型功率变换器已经被广泛应用于各种工业电子设备及消费电子设备中。

[0003] 通常开关型功率变换器包括控制电路，用于控制开关单元的导通和关断，以实现将该功率变换器接收的供电电压转换为合适的输出电压在其输出端输出的目的。开关单元的导通和关断切换一般会产生开关电流。开关单元一般至少包括可控的主开关，控制电路可以通过控制该主开关的导通和关断切换对输出电压进行调整，该主开关的导通和关断切换产生开关电流。开关型功率变换器的控制电路通常采用的控制模式之一包括峰值电流控制脉冲宽度调制模式。简言之，在峰值电流控制脉冲宽度调制模式，控制电路一般将表征输出电压的反馈信号与表征输出电压期望值的参考信号进行运算，以提供表征该反馈信号与该参考信号之差值的差值放大信号，并将表征开关电流的采样信号与该差值放大信号比较以输出驱动信号，用于控制开关单元的导通和关断。然而，在这种控制模式下，由于通过检测输出电压的反馈信号以判断负载对输出电流(由开关电流反映)的需求，因而在负载瞬态快速变化时，例如负载突然变重(即负载所需输出电流突然增大)或者变轻(即负载所需输出电流突然减小)，控制电路可能无法及时对输出电流的供给按需求作出迅速调整，导致输出电压波动且不能及时恢复至期望的稳定值。

[0004] 因而，希望对开关型功率变换器的负载响应能力(即输出电压对负载所需输出电流变化的响应能力)进行改善，以在负载瞬态快速变化时能够及时调整输出电压恢复至其期望的稳定值。

### 发明内容

[0005] 针对现有技术中的一个或多个问题，本公开的实施例提供一种功率变换器及控制功率变换器的方法。

[0006] 在本公开的一个方面，提出了一种功率变换器，可以包括：输入端，用于接收输入电压；输出端，用于提供输出电压；开关单元，至少包括主开关，基于驱动信号进行导通和关断切换以将输入电压转换为所述输出电压，其中所述开关单元的导通和关断切换产生开关电流；脉冲宽度调制单元，用于分别接收表征输出电压的第一反馈信号，表征开关电流的第二反馈信号和表征所述输出电压的期望值的参考信号，并基于所述第一反馈信号、第二反馈信号和参考信号提供关断触发信号；负载响应控制单元，被构建用于检测所述输出电压偏离其期望值的变化量，并将该变化量与第一阈值比较以提供负载响应控制信号；时钟发生单元，基于该负载响应控制信号调整时钟信号的产生；和逻辑控制单元，用于接收所述关断触发信号、负载响应控制信号和时钟信号，基于所述关断触发信号和时钟信号提供脉冲宽度调制信号，并基于该脉冲宽度调制信号和所述负载响应控制信号产生所述驱动信号，

其中该脉冲宽度调制信号响应于时钟信号触发所述驱动信号驱动主开关导通，响应于关断触发信号触发所述驱动信号驱动主开关关断；若所述变化量小于所述第一阈值，则所述时钟发生单元基于所述负载响应控制信号将所述时钟信号重置，并且所述逻辑控制单元基于该负载响应控制信号维持所述驱动信号在所述变化量小于所述第一阈值的期间持续驱动主开关导通。

[0007] 在本公开的另一方面，提出了一种控制开关型功率变换器的方法，该开关型功率变换器至少包括主开关，并基于该主开关的导通和关断切换将输入电压转换为输出电压，其中该主开关的导通和关断切换产生开关电流，所述控制功率变换器的方法包括：检测所述输出电压偏离其期望值的变化量，并将所述变化量与第一阈值比较以提供负载响应控制信号；基于所述负载响应控制信号调整时钟信号的发生，在所述变化量小于所述第一阈值时将时钟信号重置；以及基于所述负载响应控制信号在所述变化量小于所述第一阈值的期间维持所述主开关导通。

[0008] 利用上述技术方案，根据本公开的各实施例，负载响应控制单元通过检测功率变换器的输出电压偏离其期望值的变化量以及判断该变化量是否小于第一阈值以判断是否发生负载瞬态变化，并提供负载响应控制信号。若检测到变化量小于该第一阈值则基于负载响应控制信号将系统时钟信号重置，并在所述变化量小于该第一阈值的期间或者在设定的时间内持续驱动主开关导通。这样本公开实施例的负载响应控制单元可以及时有效地在负载突然变重时，维持主开关导通以尽快满足负载所需，使输出电压快速恢复至其稳定的期望值，改善了功率变换器的负载瞬态响应能力。该第一阈值随所述开关电流增大而增大，并随所述开关电流减小而减小，有利于补偿电压负反馈控制环路，从而消除输出电压的震荡以使功率变换器在负载瞬态变化时不仅能使输出电压 $V_o$ 快速恢复至其稳定的期望值，而且能够避免输出电压在负载响应调整过程中发生震荡。

## 附图说明

[0009] 下面的附图有助于更好地理解接下来对本公开不同实施例的描述。这些附图并非按照实际的特征、尺寸及比例绘制，而是示意性地示出了本公开一些实施方式的主要特征。这些附图和实施方式以非限制性、非穷举性的方式提供了本公开的一些实施例。为简明起见，不同附图中具有相同功能的相同或类似的组件或结构采用相同的附图标记。

[0010] 图1示出了根据本公开一个实施例的功率变换器100及其控制电路102的电路架构示意图；

[0011] 图2示出了根据本公开一个实施例的可以用作图1中补偿电路202的又一种电路架构示意图；

[0012] 图3示出了根据本公开一个实施例的可用作图1示意的负载响应控制单元1022的一种电路架构示意图；

[0013] 图4示出了根据本公开另一个实施例的可用作图1示意的负载响应控制单元1022的另一种电路架构示意图；

[0014] 图5示出了根据本公开一个实施例的可用作图1示意的阈值调制电路210的一种电路架构示意图；图6示出了根据本公开一个实施例的可用作图1示意的时钟发生单元1023的一种电路架构示意图；

[0015] 图7示出了根据本公开另一个实施例的可用作图1示意的时钟发生单元1023的一种电路架构示意图；

[0016] 图8示出了根据本公开再一个实施例的可用作图1示意的时钟发生单元1023的一种电路架构示意图；

[0017] 图9示出了根据本公开一个实施例的控制功率变换器的方法900的示意图。

## 具体实施方式

[0018] 下面将详细说明本公开的一些实施例。在接下来的说明中，一些具体的细节，例如实施例中的具体电路结构和这些电路元件的具体参数，都用于对本公开的实施例提供更好的理解。本技术领域的技术人员可以理解，即使在缺少一些细节或者其他方法、元件、材料等结合的情况下，本公开的实施例也可以被实现。

[0019] 在本公开的说明书中，提及“一个实施例”时均意指在该实施例中描述的具体特征、结构或者参数、步骤等至少包含在根据本公开的一个实施例中。因而，在本公开的说明书中，若采用了诸如“根据本公开的一个实施例”、“在一个实施例中”等用语并不用于特指在同一个实施例中，若采用了诸如“在另外的实施例中”、“根据本公开的不同实施例”、“根据本公开另外的实施例”等用语，也并不用于特指提及的特征只能包含在特定的不同的实施例中。本领域的技术人员应该理解，在本公开说明书的一个或者多个实施例中公开的各具体特征、结构或者参数、步骤等可以以任何合适的方式组合。另外，在本公开的说明书及权利要求中，“耦接”一词意指通过电气或者非电气的方式实现直接或者间接的连接。“一个”并不用于特指单个，而是可以包括复数形式。“在……中”可以包括“在……中”和“在……上”的含义。除非特别明确指出，“或”可以包括“或”、“和”及“或/和”的含义，并不用于特指只能选择几个并列特征中的一个，而是意指可以选择其中的一个或几个或其中某几个特征的组合。除非特别明确指出，“基于”一词不具有排它性，而是意指除了基于明确描述的特征之外，还可以基于其它未明确描述的特征。“电路”意指至少将一个或者多个有源或无源的元件耦接在一起以提供特定功能的结构。“信号”至少可以指包括电流、电压、电荷、温度、数据、压力或者其它类型的信号。若“晶体管”的实施例可以包括“场效应晶体管”或者“双极结型晶体管”，则“栅极/栅区”、“源极/源区”、“漏极/漏区”分别可以包括“基极/基区”、“发射极/发射区”、“集电极/集电区”，反之亦然。本领域的技术人员应该理解，以上罗列的对本公开中描述用语的解释仅仅是示例性的，并不用于对各用语进行绝对的限定。

[0020] 图1示出了根据本公开一个实施例的功率变换器100的电路架构示意图。该功率变换器100可以包括：输入端IN，用于接收输入电压Vin；输出端OUT，用于提供输出电压Vo，以为负载105供电，并为负载105提供输出电流Io；开关单元101，至少包括一主开关（例如图1中示意的主开关M<sub>HS</sub>），具有用于耦接所述输入端IN的第一端、用于耦接所述输出端OUT的第二端，以及用于接收驱动信号（例如至少包括图1中示出的高侧驱动信号DH）的控制端，该开关单元101被配置为基于驱动信号进行导通和关断切换，以将输入电压Vin转换为合适的输出电压Vo；以及控制电路102，至少具有第一控制输入端、第二控制输入端、第三控制输入端和第一控制输出端，其中该第一控制输入端检测/接收表征输出电压Vo的第一反馈信号V<sub>fb</sub>，该第二控制输入端检测/接收反映输出电流Io的第二反馈信号V<sub>cs</sub>，该第三控制输入端接收表征输出电压Vo的期望值的参考信号V<sub>ref</sub>。控制电路102被构建用于至少基于所述第

一反馈信号Vfb、第二反馈信号Vcs和参考信号Vref在其第一控制输出端提供前述高侧驱动信号DH至开关单元101。

[0021] 根据本公开的一个示例性实施例，功率变换器100的开关单元101还可以包括从开关，例如图1中示意的从开关M<sub>LS</sub>。在图1的示例性实施例中，主开关M<sub>HS</sub>和从开关M<sub>LS</sub>串联耦接于输入端IN和参考地GND之间，主开关M<sub>HS</sub>包括可控开关元件，例如示意为MOSFET，从开关M<sub>LS</sub>也包括可控开关元件，例如示意为MOSFET。在从开关M<sub>LS</sub>采用可控开关元件的实施例中，所述控制电路102还具有第二控制输出端，用于提供低侧驱动信号DL至开关单元101以驱动从开关M<sub>LS</sub>进行导通和关断切换。在其它的实施例中从开关M<sub>LS</sub>可以采用二极管代替MOSFET，这时控制电路102无需为采用二极管的从开关M<sub>LS</sub>提供控制信号，即可以不再提供低侧驱动信号DL。在控制电路102的作用下，从开关M<sub>LS</sub>进行与主开关M<sub>HS</sub>互补的导通和关断切换，即主开关M<sub>HS</sub>导通时从开关M<sub>LS</sub>关断，主开关M<sub>HS</sub>关断时从开关M<sub>LS</sub>导通。开关单元101在开关节点SW(可以看作开关单元101的第二端)处提供切换信号V<sub>SW</sub>。

[0022] 根据本公开的一个示例性实施例，功率变换器100还可以包括储能滤波单元103，被配置为在开关单元的主开关M<sub>HS</sub>导通时电耦接至输入端IN并储存能量，并在主开关M<sub>HS</sub>关断时电耦接至输出端OUT以释放能量至负载105。在图1示意的实施例中，滤波单元103示例性地包括感性储能元件Lo和容性储能元件Co。感性储能元件Lo至少耦接所述开关单元101，例如图1中示意为其一端耦接开关单元101(例如开关节点SW)，其另一端耦接输出端OUT，该感性储能元件Lo被配置为在主开关M<sub>HS</sub>导通时电耦接至输入端IN并储存能量，并在主开关M<sub>HS</sub>关断时电耦接至输出端OUT以释放能量，其储存和释放能量时产生电感电流IL。容性储能元件Lo的一端耦接输出端OUT，另一端连接至参考地GND，用于对开关单元101的输出(例如切换信号V<sub>SW</sub>)滤波(或者可以看作对输出电压V<sub>O</sub>滤波)以使输出端OUT提供平滑的输出电压V<sub>O</sub>。因此，图1示意的示例性实施例中，功率变换器100具有降压型变换器拓扑结构，也可以称为降压型功率变换器100。该降压型功率变换器100的输入端IN接收的输入电压V<sub>in</sub>为未经调整的直流(DC)电压，输出端OUT提供经调整的DC输出电压V<sub>O</sub>。本领域的普通技术人员应该理解图1中将功率变换器100示意为降压型DC-DC功率变换器并不用于对本公开进行限定，而仅提供示例以方便说明与理解，在其它实施例中功率变换器100可以为任何合适的其它类型的功率变换器，例如具有升压型、升压-降压型、反激式等不同拓扑结构的功率变换器，以及交流-直流型功率变换器等。

[0023] 根据本公开的一个示例性实施例，功率变换器100还可以包括反馈电路，用于检测输出电压V<sub>O</sub>并提供表征输出电压V<sub>O</sub>的第一反馈信号Vfb。例如，图1中的反馈电路示意为包括串联耦接在输出端OUT与参考地GND之间的第一反馈电阻R<sub>fb</sub>与第二反馈电阻R<sub>ref</sub>，在该第一反馈电阻R<sub>fb</sub>与第二反馈电阻R<sub>ref</sub>的公共节点处提供第一反馈信号V<sub>fb</sub>。在其它的实施例中，也可以采用其它合适的反馈电路，甚至也可以不包括反馈电路，而是可以通过直接反馈输出电压V<sub>O</sub>以提供第一反馈信号V<sub>fb</sub>。

[0024] 根据本公开的一个示例性实施例，功率变换器100的控制电路102采用峰值电流控制脉冲宽度调制模式对开关单元101进行导通和关断切换控制。一般主开关M<sub>HS</sub>导通时认为开关单元101导通，主开关M<sub>HS</sub>关断时认为开关单元101关断，并可以将开关单元101中主开关M<sub>HS</sub>的导通时间占整个导通和关断切换周期的比例称为占空比或功率变换器100的占空比，本公开中用D表示。控制电路102通过调节占空比D对输出电压V<sub>O</sub>进行调整。开关单元101的

导通和关断切换产生开关电流，包括主开关M<sub>HS</sub>导通时流过主开关M<sub>HS</sub>的主开关电流I<sub>HS</sub>和从开关M<sub>LS</sub>导通时流过从开关M<sub>LS</sub>的从开关电流I<sub>LS</sub>。在峰值电流控制脉冲宽度调制模式下，控制电路102采用的第二反馈信号V<sub>cs</sub>可以通过(例如采用电流采样电路1025)检测主开关电流I<sub>HS</sub>、或者从开关电流I<sub>LS</sub>或者电感电流IL获得，因而第二反馈信号V<sub>cs</sub>正比于主开关电流I<sub>HS</sub>、或者从开关电流I<sub>LS</sub>或者电感电流IL，并包含了主开关电流I<sub>HS</sub>、或者从开关电流I<sub>LS</sub>或者电感电流IL的峰值信息。由于输出电流I<sub>o</sub>通常可以看作主开关电流I<sub>HS</sub>、或者从开关电流I<sub>LS</sub>或者电感电流IL的平均，因而主开关电流I<sub>HS</sub>、或者从开关电流I<sub>LS</sub>或者电感电流IL事实上也反映了输出电流I<sub>o</sub>的值。

[0025] 以下将参考图1至图8对根据本公开实施例的功率变换器100和控制电路102进行进一步说明。

[0026] 根据本公开的一个示例性实施例，控制电路102可以包括脉冲宽度调制单元1021、负载响应控制单元1022、时钟发生单元1023和逻辑控制单元1024。

[0027] 根据本公开的一个实施例，脉冲宽度调制单元1021用于分别接收第一反馈信号V<sub>fb</sub>、参考信号V<sub>ref</sub>和第二反馈信号V<sub>cs</sub>，并基于该第一反馈信号、第二反馈信号和参考信号提供关断触发信号OFFCTL。在一个实施例中，脉冲宽度调制单元1021将所述第一反馈信号V<sub>fb</sub>与所述参考信号V<sub>ref</sub>进行运算以提供表征该第一反馈信号V<sub>fb</sub>和该参考信号V<sub>ref</sub>之差值的差值放大信号V<sub>comp</sub>，并将所述第二反馈信号V<sub>cs</sub>与该差值放大信号V<sub>comp</sub>进行比较以提供第一比较信号C1，并将该第一比较信号C1输出为所述关断触发信号OFFCTL。在图1示意的实施例中，脉冲宽度调制单元1021示例性地包括运算放大器201、补偿电路202和第一比较器203。其中，运算放大器201的第一输入端(图1中示意为“-”输入端)用于接收第一反馈信号V<sub>fb</sub>，其第二输入端(图1中示意为“+”输入端)用于接收参考信号V<sub>ref</sub>，其输出端则用于提供所述差值放大信号V<sub>comp</sub>。补偿电路202耦接于运算放大器201的第一输入端与输出端之间，用于对运算放大器201的输出信号进行积分补偿。在图1的示例性实施例中，补偿电路202示意为包括串联耦接于运算放大器201的第一输入端与输出端之间的第一补偿电阻R<sub>c</sub>和第一补偿电容C<sub>c1</sub>，以及与该第一补偿电阻R<sub>c</sub>和第一补偿电容C<sub>c1</sub>并联耦接于运算放大器201的第一输入端与输出端之间的第二补偿电容C<sub>c2</sub>。图1示意的这种补偿电路202通常称为II型补偿电路，但本公开并不限于此。例如，在一个实施例中补偿电路202也可以不包括所述第二补偿电容C<sub>c2</sub>，这时通常称为I型补偿电路。在又一个实施例中，补偿电路202还可以在图1示意的结构及元件基础上进一步包括串联耦接于输出端OUT和运算放大器201的第一输入端之间的第二补偿电阻R<sub>c2</sub>和第三补偿电容C<sub>c3</sub>，请参见图2。图2示意的这种补偿电路202通常称为III型补偿电路。第一比较器203的第一输入端(图1中示意为“-”输入端)用于接收第二反馈信号V<sub>cs</sub>，其第二输入端(图1中示意为“+”输入端)用于接收差值放大信号V<sub>comp</sub>，其输出端用于提供所述第一比较信号C1。

[0028] 根据本公开的一个实施例，仍参考图1，负载响应控制单元1022用于检测输出电压V<sub>o</sub>偏离其期望值的变化量ΔV<sub>o</sub>，并将该变化量ΔV<sub>o</sub>与第一阈值V<sub>th1</sub>比较，以基于其比较结果提供负载响应控制信号CMP。在图1的示例性实施例中，负载响应控制单元1022耦接于补偿电路202的第一补偿电阻R<sub>c</sub>，通过检测该第一补偿电阻R<sub>c</sub>上的电压降以提供电压检测信号ΔVR(参见图1和图3示意)，该电压检测信号ΔVR实质上可以快速实时地反映出输出电压V<sub>o</sub>偏离其期望值的变化量ΔV<sub>o</sub>，延时很小，反应速度非常快。虽然脉冲宽度调制单元1021中

的运算放大器201输出的差值放大信号 $V_{comp}$ 也可以反映输出电压 $V_o$ 偏离其期望值的变化量 $\Delta V_o$ ,但是其反应速度相对较慢,对于由于负载突变引起的输出电压 $V_o$ 的大幅波动,运算放大器201输出的差值放大信号 $V_{comp}$ 并不能迅速实时反映,并且响应范围受到运算放大器201的带宽的限制。本领域的普通技术人员应该理解,无论补偿电路202采用第I型补偿电路、第II型补偿电路和第III型补偿电路中的哪一种,补偿电路202实质上均包括所述第一补偿电阻 $R_c$ ,因而通过检测该第一补偿电阻 $R_c$ 两端的电压/该第一补偿电阻 $R_c$ 上的压降便可以方便地实现对所述变化量 $\Delta V_o$ 的检测。

[0029] 根据本公开的一个实施例,若负载突然变重(例如所需输出电流 $I_o$ 突然增大),则会导致输出电压 $V_o$ 大幅下降,由此负载响应控制单元1022检测到输出电压 $V_o$ 偏离其期望值的变化量 $\Delta V_o$ 小于第一阈值 $V_{th1}$ 时则判定负载瞬态变化发生,使输出的负载响应控制信号CMP具有触发逻辑状态(例如高电平逻辑状态);若变化量 $\Delta V_o$ 大于所述第一阈值 $V_{th1}$ ,则负载响应控制信号CMP具有非触发逻辑状态(例如低电平逻辑状态)在一个示例性实施例中,负载响应控制信号CMP具有触发逻辑状态时,触发时钟发生单元1023将时钟信号CLK重置,并且触发所述逻辑控制单元1024基于该负载响应控制信号CMP维持所述驱动信号(例如高侧驱动信号DH)在所述变化量 $\Delta V_o$ 小于所述第一阈值 $V_{th1}$ 的期间或者在设定的时间 $T_{on}$ 内持续驱动主开关 $M_{HS}$ 导通。在采用设定的时间 $T_{on}$ 内持续驱动主开关 $M_{HS}$ 导通的实施例中,若该设定的时间 $T_{on}$ 结束后,负载响应控制信号CMP仍具有触发逻辑状态(即所述变化量 $\Delta V_o$ 仍小于所述第一阈值 $V_{th1}$ ),则逻辑控制单元1024继续基于该负载响应控制信号CMP维持所述驱动信号驱动主开关 $M_{HS}$ 导通,直至负载响应控制信号CMP变为非触发逻辑状态。这样本公开实施例的负载响应控制单元1022可以及时有效地在负载突然变重时,维持主开关 $M_{HS}$ 导通以尽快满足负载所需,使输出电压 $V_o$ 快速恢复至其稳定的期望值,改善了功率变换器100的负载瞬态响应能力。负载瞬态响应能力一般指负载瞬态变化(尤其是突变,例如从零负载到满负载变化)时,功率变换器对由此引起的输出电压 $V_o$ 的波动的调整能力及使输出电压 $V_o$ 快速恢复至其稳定值的能力。负载响应控制信号CMP具有触发逻辑状态时,不触发时钟发生单元1023和逻辑控制单元1024,即时钟发生单元1023和逻辑控制单元1024的工作状态不受负载响应控制信号CMP的影响。

[0030] 根据本公开的一个实施例,所述第一阈值 $V_{th1}$ 包含开关电流(例如主开关电流 $I_{HS}$ 、从开关电流 $I_{LS}$ )或者电感电流 $I_L$ 信息,随所述开关电流增大而增大,并随所述开关电流减小而减小。若该第一阈值 $V_{th1}$ 为固定阈值,则在发生负载瞬态变化时,负载响应控制单元1022及逻辑控制单元1024构成电压负反馈控制环路对开关单元101采用类似恒定导通时间模式的控制。然而这种采用类似恒定导通时间模式的电压负反馈控制环路未经补偿,存在双极点,因而会导致输出电压 $V_o$ 在谐振频率附近震荡。根据本公开的实施例,该第一阈值 $V_{th1}$ 随所述开关电流增大而增大,并随所述开关电流减小而减小有利于补偿上述电压负反馈控制环路,从而消除输出电压 $V_o$ 的震荡以使功率变换器100在负载瞬态变化时不仅能使输出电压 $V_o$ 快速恢复至其稳定的期望值,而且能够避免输出电压 $V_o$ 在负载响应调整过程中发生震荡。

[0031] 根据本公开的一个实施例,所述第一阈值 $V_{th1}$ 可以通过采样所述开关电流(主开关电流 $I_{HS}$ 或者从开关电流 $I_{LS}$ )或者电感电流 $I_L$ 提供。例如,在一个示例中,所述第一阈值 $V_{th1}$ 可以采用所述第二反馈信号 $V_{cs}$ 或者与该第二反馈信号 $V_{cs}$ 成比例的信号。

[0032] 根据本公开的一个实施例，所述负载响应控制单元1022也可以通过将设定的第二阈值Vth2叠加调节偏量Vos以提供所述第一阈值Vth1，该调节偏量Vos随所述开关电流增大而增大，并随所述开关电流减小而减小。在一个示例性实施例中，该调节偏量Vos受所述第二反馈信号Vcs控制。参考图1示例，负载响应控制单元1022示意为包括负载响应检测比较电路209，用于检测所述输出电压Vo偏离其期望值的变化量 $\Delta V_o$ ，并将该变化量 $\Delta V_o$ 与第一阈值Vth1比较以提供所述负载响应控制信号CMP；和阈值调制电路210，用于接收设定的第二阈值Vth2和与所述开关电流成比例的阈值调制信号（例如第二反馈信号Vcs），并基于该阈值调制信号提供受该阈值调制信号调制的调节偏量Vos，将该设定的第二阈值Vth2与该调节偏量Vos叠加以提供所述第一阈值Vth1。

[0033] 图3示意出了根据本公开一个实施例的可用作图1示意的负载响应控制单元1022的一种更详细的电路架构示意图。在这一示例性实施例中，时钟控制单元1022中的负载响应检测比较电路209示意为包括电压检测电路301和第一比较器302。电压检测电路301具有第一检测输入端、第二检测输入端和检测输出端，其中第一检测输入端耦接至第一补偿电阻Rc的一端，第二检测输入端耦接至第一补偿电阻Rc的另一端，该电压检测电路301通过其第一检测端和第二检测端上的输入信号检测所述第一补偿电阻Rc上的电压降，并提供表征该第一补偿电阻Rc上的压降的电压检测信号 $\Delta V_R$ ，该电压检测信号 $\Delta V_R$ 可以表示为 $\Delta V_R \approx K * \Delta V_o$ ，其中K是与补偿电阻Rc的阻值、电压检测电路301的检测系数等有关的比例因子。电压检测电路301可以为任何合适的可以用于感测第一补偿电阻Rc上的压降或者检测第一补偿电阻Rc两端的电压并计算该补偿电阻Rc上的压降的电路，电压检测电路的结构和组成对于本领域的普通技术人员是已知的，因而本公开不对此进行详细描述。第一比较器302的第一输入端（图3中示意为“+”输入端）用于接收电压检测信号 $\Delta V_R$ ，其第二输入端（图3中示意为“-”输入端）用于接收所述第一阈值Vth1，该第二比较电路302将所述电压检测信号 $\Delta V_R$ 与所述第一阈值Vth1比较后在其输出端提供所述负载响应控制信号CMP。

[0034] 本领域的普通技术人员应该理解，图3示意的负载响应控制单元1022及以上参考图3对负载响应控制单元1022的描述仅仅是示例性的，本公开并不限于此。例如，参考图4，在一个实施例中，负载响应控制单元1022中的负载响应检测比较电路209也可以不包括独立的电压检测电路301，而是可以采用具有电压检测功能的第二比较器303代替图3中示意的电压检测电路301和第一比较器302的结合。在图4示意的实施例中，第二比较器303具有第一输入端（图4中示意为第一个“+”输入端）、第二输入端（图4中示意为第二个“+”输入端）、第三输入端（图4中示意为“-”输入端）和输出端，其第一输入端耦接于第一补偿电阻Rc的一端，第二输入端耦接于第一补偿电阻Rc的另一端，第三输入端用于接收所述第一阈值Vth1，其输出端用于提供所述负载响应控制信号CMP。图4示意的第二比较器303直接检测第一补偿电阻Rc两端的电压并且获得表征第一补偿电阻Rc上压降的电压检测信号 $\Delta V_R$ ，将该电压检测信号 $\Delta V_R$ 与所述第一阈值Vth1比较，并根据比较结果提供所述负载响应控制信号CMP。在其它的变形实施例中，图3中示意的电压检测电路301和第一比较器302的功能还可以通过其它的方式来实现。

[0035] 根据本公开的一个实施例，所述负载响应检测比较电路209具有失调电阻Ros，通过调节流过该失调电阻Ros上的电流来提供所述调节偏量Vos。例如在图3或图4示例的实施例中，该负载响应检测比较电路209中的第一比较器302或第二比较器303具有失调电阻

Ros，且该失调电阻Ros耦接于第一比较器302或第二比较器303的一个输入端。图5示意出了根据本公开一个实施例的可用作图1、图3及图4示意的阈值调制电路210的一种电路架构示意图。该阈值调制电路210可以包括：检测电流生成模块501，耦接于所述开关单元101或接收所述阈值调制信号(例如第二反馈信号Vcs)以生成与所述开关电流(高侧开关电流I<sub>HS</sub>或低侧开关电流I<sub>LS</sub>)成比例的检测电流IS1；检测电流复制模块502，接收所述检测电流IS1，并以设定的复制比例KM复制该检测电流IS1以提供复制电流IS2，即IS2=KM\*IS1；和该失调电阻Ros，其第一端耦接所述设定的第二阈值V<sub>th2</sub>，其第二端耦接于所述检测电流复制模块502以接收该复制电流IS2，并将该复制电流IS2流过该失调电阻Ros引起的压降提供为所述调节偏量Vos，实现所述设定的第二阈值V<sub>th2</sub>与该调节偏量Vos的叠加以产生所述第一阈值V<sub>th1</sub>。在图5示例中，所述检测电流生成模块501示意为包括：检测电阻5013，具有第一端和第二端，其第一端耦接所述开关单元101或接收所述阈值调制信号(例如第二反馈信号Vcs)；检测运算放大器5011，具有第一输入端、第二输入端和输出端，其第一输入端(例如图5示意的5011的“+”输入端)耦接所述检测电阻5013的第二端，其第二输入端(例如图5示意的5011的“-”输入端)耦接参考地GND；和检测晶体管5012，具有第一端、第二端和控制端，其第一端耦接所述检测电阻5013的第二端，其控制端耦接所述检测运算放大器5011的输出端，其第二端提供所述检测电流IS1。所述检测电流复制模块502示意为包括电流镜，例如由第一晶体管5021和第二晶体管5022构成。

[0036] 根据本公开的一个实施例，返回参考图1，时钟发生单元1023用于接收所述负载响应控制信号CMP，并响应于该负载响应控制信号CMP调整时钟信号CLK的状态。在一个实施例中，若所述负载响应控制信号CMP具有触发逻辑状态，则时钟发生单元1023受该负载响应控制信号CMP触发而将时钟信号CLK重置，若所述负载响应控制信号CMP具有非触发逻辑状态，则时钟发生单元1023不受该负载响应控制信号CMP触发，时钟信号CLK的状态不受该负载响应控制信号CMP影响。在又一实施例中，若所述负载响应控制信号CMP具有触发逻辑状态，则时钟发生单元1023受该负载响应控制信号CMP触发而将时钟信号CLK重置，并且将该时钟信号CLK的频率从所述第一频率f<sub>0</sub>增大到所述第二频率f<sub>1</sub>，使该时钟信号CLK的频率在所述设定的期间ΔT内保持该第二频率f<sub>1</sub>，在该设定的期间ΔT过后恢复至所述第一频率f<sub>0</sub>。在再一实施例中，若所述负载响应控制信号CMP具有触发逻辑状态，则时钟发生单元1023受该负载响应控制信号CMP触发而将时钟信号CLK重置，并且将该时钟信号CLK的频率从所述第一频率f<sub>0</sub>增大到所述第二频率f<sub>1</sub>，使该时钟信号CLK的频率在所述设定的期间ΔT内从所述第二频率f<sub>1</sub>逐步降低至所述第一频率f<sub>0</sub>，在该设定的期间ΔT过后恢复至所述第一频率f<sub>0</sub>。

[0037] 根据本公开的一个实施例，仍参考图1，逻辑控制单元1024用于分别接收所述关断触发信号OFFCTL、负载响应控制信号CMP和时钟信号CLK，基于该关断触发信号OFFCTL和该时钟信号CLK提供脉冲宽度调制信号PWM，并基于该脉冲宽度调制信号PWM和所述负载响应控制信号CMP产生所述驱动信号(例如图1中示意为包括高侧驱动信号DH和低侧驱动信号DL)以驱动开关单元101(例如图1中示意为包括高侧开关M<sub>HS</sub>和低侧开关M<sub>LS</sub>)进行导通和关断切换。在一个实施例中，逻辑控制单元1024被配置为使脉冲宽度调制信号PWM响应于时钟信号CLK触发所述驱动信号(通过高侧驱动信号DH)驱动主开关M<sub>HS</sub>导通，并使脉冲宽度调制信号PWM响应于关断触发信号OFFCTL触发所述驱动信号(通过高侧驱动信号DH)驱动主开关M<sub>HS</sub>关断。该逻辑控制单元1024还被配置为在输出电压Vo偏离其期望值的变化量ΔVo小于所

述第一阈值Vth1(即负载响应控制信号CMP具有触发逻辑状态)时,基于该负载响应控制信号CMP维持所述驱动信号(例如高侧驱动信号DH)在所述变化量 $\Delta V_o$ 小于所述第一阈值Vth1的期间或者在设定的时间Ton内持续驱动主开关M<sub>HS</sub>导通。在采用设定的时间Ton内持续驱动主开关M<sub>HS</sub>导通的实施例中,若该设定的时间Ton结束后,负载响应控制信号CMP仍具有触发逻辑状态(即所述变化量 $\Delta V_o$ 仍小于所述第一阈值Vth1),则逻辑控制单元1024继续基于该负载响应控制信号CMP维持所述驱动信号驱动主开关M<sub>HS</sub>导通,直至负载响应控制信号CMP变为非触发逻辑状态。

[0038] 根据本公开的一个实施例,所述时钟信号CLK触发该逻辑控制单元1024将所述脉冲宽度调制信号PWM置为第一逻辑状态(例如高电平逻辑状态),所述关断触发信号OFFCTL触发该逻辑控制单元1024将所述脉冲宽度调制信号PWM置为第二逻辑状态(例如低电平逻辑状态)。在一个实施例中,当所述脉冲宽度调制信号PWM为第一逻辑状态时触发所述高侧驱动信号DH控制所述主开关M<sub>HS</sub>导通,当所述脉冲宽度调制信号PWM为第二逻辑状态时触发所述高侧驱动信号DH控制所述主开关M<sub>HS</sub>关断。在图1的示例中,逻辑控制单元1024示意为可以包括RS触发单元204,在其置位端S接收所述时钟信号CLK,在其复位端R接收所述关断触发信号OFFCTL,在其输出端Q提供所述脉冲宽度调制信号PWM。

[0039] 根据本公开的一个实施例,逻辑控制单元1024在所述脉冲宽度调制信号PWM具有第一逻辑状态或者所述负载响应控制信号CMP具有触发逻辑状态时,使所述驱动信号(高侧驱动信号DH)驱动所述主开关M<sub>HS</sub>导通,否则驱动所述主开关M<sub>HS</sub>关断。逻辑控制单元1024还提供所述低侧驱动信号DL,与所述高侧驱动信号DH逻辑互补。这里的“逻辑互补”指所述高侧驱动信号DH为高电平逻辑状态时,所述低侧驱动信号DL为低电平逻辑状态,当所述高侧驱动信号DH为低电平逻辑状态时,所述低侧驱动信号DL为高电平逻辑状态。在一些实施例中,所述高侧驱动信号DH与所述低侧驱动信号DL之间还设定有死区时间,即高侧驱动信号DH和低侧驱动信号DL在该死区时间内同时为相同的逻辑状态,以使所述高侧开关M<sub>HS</sub>和低侧开关M<sub>LS</sub>同时保持关断。

[0040] 根据本公开的一个实施例,如图1示意,逻辑控制单元1024还可以包括逻辑运算电路205、高侧驱动器207和低侧驱动器208。所述逻辑运算电路205分别接收所述脉冲宽度调制信号PWM和所述负载响应控制信号CMP,并对该脉冲宽度调制信号PWM和该负载响应控制信号CMP进行逻辑运算,以提供高侧控制信号CTL和低侧控制信号 $\overline{CTL}$ ,其中该高侧控制信号CTL具有第一逻辑状态(例如高电平逻辑状态)和第二逻辑状态(例如低电平逻辑状态),该低侧控制信号 $\overline{CTL}$ 也具有第一逻辑状态(例如高电平逻辑状态)和第二逻辑状态(例如低电平逻辑状态),该高侧控制信号CTL与该低侧控制信号 $\overline{CTL}$ 逻辑互补,这里的“逻辑互补”指所述高侧控制信号CTL为第一逻辑状态时,所述低侧控制信号 $\overline{CTL}$ 为第二逻辑状态,当所述高侧控制信号CTL为第二逻辑状态时,所述低侧控制信号 $\overline{CTL}$ 为第一逻辑状态。在一个实施例中,所述脉冲宽度调制信号PWM具有第一逻辑状态或者所述负载响应控制信号CMP具有触发逻辑状态时,逻辑运算电路205使所述高侧控制信号CTL具有第一逻辑状态,否则使所述高侧控制信号CTL具有第二逻辑状态。图1示意的实施例中,运算电路205包括:或门用于分别接收所述脉冲宽度调制信号PWM和所述负载响应控制信号CMP,并将它们进行“或”逻辑运算以提供所述高侧控制信号CTL,以及反相器,用于接收该高侧控制信号CTL,进行反相以

提供所述低侧控制信号 $\overline{CTL}$ 。所述高侧驱动器207用于接收所述高侧控制信号 $CTL$ ,并基于该高侧控制信号 $CTL$ 提供所述高侧驱动信号 $DH$ 。所述低侧驱动器208用于接收所述所述低侧控制信号 $\overline{CTL}$ ,并基于该低侧控制信号 $\overline{CTL}$ 提供所述低侧驱动信号 $DL$ 。然而本公开并不限于此,在一些实施例中,逻辑控制单元1024可以不提供所述所述低侧控制信号 $\overline{CTL}$ 和所述低侧驱动信号 $DL$ ,比如,若开关单元101中的从开关 $M_{LS}$ 是续流二极管时,那么相应的反相器和低侧驱动器208也可以省去。

[0041] 图6示意出了根据本公开一个实施例的可用作图1示意的时钟发生单元1023的一种更详细的电路结构示意图。在这一示例性实施例中,时钟发生单元1023示意为包括:第一电流源IS1,具有恒定的第一电流值;振荡电容 $C_{osc}$ ,具有电容第一端和电容第二端,其中电容第一端耦接第一电流源IS1以接收所述第一电流,电容第二端接参考地GND;振荡比较器CMP,具有第一比较输入端(如图6示意的“+”输入端)、第二比较输入端(如图6示意的“-”输入端)和比较输出端,其中第一比较输入端耦接振荡电容 $C_{osc}$ 的电容第一端,第二比较输入端用于接收比较阈值 $V_{th3}$ ,振荡比较器CMP用于将电容第一端上的电压与比较阈值 $V_{th3}$ 比较后在比较输出端提供时钟信号CLK;以及第一开关N1,具有开关第一端、开关第二端和开关控制端,开关第一端耦接振荡电容 $C_{osc}$ 的电容第一端,开关第二端接参考地GND,开关控制端耦接振荡比较器CMP的比较输出端,用于接收时钟信号CLK,该第一开关N1在时钟信号CLK为高电平时导通,在时钟信号CLK为低电平时关断。在一个实施例中,所述第一开关N1可以包括第一N沟道晶体管(例如MOSFET),其栅极为所述开关控制端,漏极为所述开关第一端、源极为所述开关第二端。第一电流源IS1、振荡电容 $C_{osc}$ 、振荡比较器CMP以及第一开关N1事实上构成了时钟发生单元1023的振荡模块,该振荡模块为时钟发生单元1023的基础模块,用于产生具有所述第一频率 $f_0$ (即功率变换器100在正常稳定的工作状态下所需的时钟频率)的时钟信号CLK,该第一频率 $f_0$ 由振荡电容 $C_{osc}$ 的电容值以及第一电流源IS1提供的所述第一电流值决定。另外,本领域的普通技术人员应该理解,时钟发生单元1023一般由功率变换器100内部的其它模块提供的内部电压 $V_{dd}$ 供电,该内部电压 $V_{dd}$ 相对稳定并且具有相对较低的值,例如5V或者3V等,适合为功率变换器100内部的低压器件供电。

[0042] 仍参考图6,时钟发生单元1023还进一步包括时钟重置模块。图6的示意中,该时钟重置模块包括:第二电流源IS2,具有第二电流值,该第二电流值远大于所述第一电流值;以及第二开关N2,具有开关第三端、开关第四端和第二开关控制端,其中开关第三端耦接第二电流源IS2以接收所述第二电流,开关第四端耦接振荡电容 $C_{osc}$ 的电容第一端,第二开关控制端用于接收来自负载响应控制单元1022的所述负载响应控制信号CMP。当所述负载响应控制信号CMP具有触发逻辑状态(例如高电平单脉冲)时触发该第二开关N2导通,从而将所述第二电流源耦接至振荡电容 $C_{osc}$ 的电容第一端,则第二电流源IS2以所述的第二电流值为振荡电容 $C_{osc}$ 充电。在第一电流源IS1与第二电流源IS2的共同充电作用下,振荡电容 $C_{osc}$ 上的电压快速上升至超过所述比较阈值 $V_{th3}$ ,以达到使振荡比较器CMP的比较输出端立即响应于负载响应控制信号CMP产生时钟信号CLK的高电平脉冲的目的。这样便简单的实现了对时钟信号CLK的快速重置。当所述负载响应控制信号CMP具有非触发逻辑状态时触发第二开关N2关断,从而将所述第二电流源IS2与振荡电容 $C_{osc}$ 断开。在一个实施例中,所述第一开关N2可以包括第二N沟道晶体管(例如MOSFET),其栅极为所述第二开关控制端,漏极

为所述开关第三端、源极为所述开关第四端。

[0043] 图7示意出了根据本公开一个实施例的又一种可用作图1示意的时钟发生单元1023的电路结构示意图。这一示例性实施例示出的时钟发生单元1023与图6示意的不同在于，除包括所述振荡模块(第一电流源IS1、振荡电容Cosc、振荡比较器CMP以及第一开关N1)和时钟重置模块(第二电流源IS2和第二开关N2)外，还进一步包括RS触发器601和计数器602。对于振荡模块和时钟重置模块的架构及工作原理参考如上基于图6的描述。RS触发器601具有置位端S1、复位端R1和输出端Q1，其置位端S1用于接收所述负载响应控制信号CMP，复位端R1用于接收来自计数器602输出端提供的复位信号(也采用R1表示)，输出端Q1用于为所述第二开关N2的控制端提供控制信号(也采用Q1表示)。计数器602具有使能端、时钟输入端、复位端和输出端，其使能端接收所述负载响应控制信号CMP，时钟输入端接收所述时钟信号CLK，复位端耦接至其输出端接收所述复位信号R1。在图7示意的连接关系下，当负载响应控制信号CMP具有触发逻辑状态时，通过置位端S1将触发器601置位，使RS触发器601在输出端提供的控制信号Q1具有第一逻辑状态(例如高电平逻辑状态)，从而驱动所述第二开关N2导通。第二开关N2导通后将所述第二电流源IS2耦接至所述振荡电容Cosc的第一端，与所述第一电流源IS1一起为该振荡电容Cosc充电，从而增大了对电容Cosc的充电速率，使所述时钟信号CLK的频率从第一频率f0增大到第二频率f1。与此同时，负载响应控制信号CMP具有触发逻辑状态时，通过计数器602的使能端触发计数器602开始计时，当计数器602基于时钟信号CLK的脉冲计时满设定的期间 $\Delta T$ 后，在其输出端提供所述复位信号R1，将所述RS触发器601复位，同时也将计数器602本身复位(清零)。RS触发器601被复位后，其提供至第二开关N2的控制信号Q1跳变为第二逻辑状态(例如低电平逻辑状态)，从而驱动第二开关N2关断，将所述第二电流源IS2与所述振荡电容Cosc的连接断开，则振荡电容Cosc恢复至仅通过第一电流源IS1充电，从而使时钟信号CLK的频率恢复至所述第一频率f0。计数器602也可以采用计时器替换。

[0044] 图8示意出了根据本公开一个实施例的又一种可用作图1示意的时钟发生单元1023的电路结构示意图。这一示例性实施例示出的时钟发生单元1023与图6示意的不同在于，不包括基于图6描述的所述时钟重置模块(第二电流源IS2和第二开关N2)，而是除包括基于图6描述的所述振荡模块(第一电流源IS1、振荡电容Cosc、振荡比较器CMP以及第一开关N1)外，还进一步包括电流源控制电路701和可控电流源702。对于振荡模块的架构及工作原理参考如上基于图6的描述。电流源控制电路701接收所述负载响应控制信号CMP，并响应于该负载响应控制信号CMP的触发逻辑状态提供一在所述设定的期间 $\Delta T$ 内由设定的电流值逐步减小到零的控制电流IN3。示例性地，电流源控制电路701包括反相器Inv、第一P沟道晶体管P1、控制电容CC、第三电流源IS3、运算放大器AMP、第三N沟道晶体管N3(例如MOSFET)以及控制电阻RR。反相器Inv在其输入端接收所述负载响应控制信号CMP，并在其输出端提供与该负载响应控制信号逻辑状态相反的信号至第一P沟道晶体管P1的栅极。例如，在本公开的一个实施例中，负载响应控制信号CMP的触发逻辑状态为高电平逻辑状态或高电平的单脉冲，那么经反相器Inv后输出低电平逻辑状态或低电平单脉冲，从而可以驱动所述第一P沟道晶体管P1响应于负载响应控制信号CMP的触发逻辑状态导通一小段时间(可以认为基本上等于负载响应控制信号CMP的高电平单脉冲的持续时间)，然后关断。本领域的普通技术人员应该理解，若负载响应控制信号CMP的触发逻辑状态本身为低电平逻辑状态或低电

平的单脉冲，则不必采用该反相器Inv。第一P沟道晶体管P1的源极接收所述内部电压Vdd，其漏极耦接所述控制电容CC的第一端。所述控制电容CC的第二端接参考地GND，在所述第一P沟道晶体管P1导通的时间内，该控制电容CC被充电，例如其两端的电压可达到所述内部电压Vdd。所述第三电流源IS3的第一端与所述控制电容CC的第一端耦接，第三电流源IS3的第二端与控制电容CC的第二端耦接，即该第三电流源IS3与控制电容CC并联，在所述第一P沟道晶体管P1关断后对控制电容CC放电。运算放大器AMP的第一运算输入端(图8中示意为“+”输入端)耦接控制电容CC的第一端，其第二运算输入端(图8中示意为“-”输入端)耦接第三N沟道晶体管N3的源极，其运算输出端耦接第三N沟道晶体管N3的栅极。控制电阻RR的第一端耦接第三N沟道晶体管N3的源极，其第二端接参考地GND。第三N沟道晶体管N3的漏极提供控制电流IN3。第三N沟道晶体管N3工作在线性区域，在控制电容CC第一端上的电压由内部电压Vdd逐步下降至零的过程中，控制电流IN3也由所述设定的电流值逐步下降至零。事实上，所述设定的电流值由所述内部电压Vdd和控制电阻RR决定，例如在图8的示例中，大约等于Vdd/RR。所述设定的期间 $\Delta T$ 由第三电流源IS3对控制电容CC的放电速率决定，在图8的示例中，大约等于控制电容CC第一端的电压由Vdd被放电至零所需的时间。可控电流源702在图8中示意为包括一个电流镜，具有镜像输入端和镜像输出端，该镜像输入端用于接收所述控制电流IN3，该电流镜复制控制电流IN3，并在其镜像输出端提供第三电流IP2，该第三电流IP2基本上与控制电流IN3相同。因而，可以认为可控电流源702在控制电流IN3的作用下，响应于负载响应控制信号CMP的触发逻辑状态提供在所述设定的期间 $\Delta T$ 内由设定的电流值逐步减小到零的镜像电流IP2。在图8中，所述电流镜示意为包括第二P沟道晶体管P2和第三P沟道晶体管P3，晶体管P2和P3的源极均耦接所述内部电压Vdd，晶体管P2的栅极连接晶体管P3的栅极和源极，晶体管P3的源极用作镜像输入端接收所述控制电流IN3，晶体管P2的源极用作镜像输出端用于提供所述镜像电流IP2。所述振荡模块中的振荡电容Cosc的电容第一端耦接所述可控电流源702的镜像输出端，用于接收所述镜像电流IP2。因此，从负载响应控制信号CMP变为触发逻辑状态的时刻开始，在所述设定的期间 $\Delta T$ 内，该振荡电容Cosc除受所述第一电流源IS1的充电作用外，还受镜像电流IP2的充电作用，并且该镜像电流IP2在所述设定的期间 $\Delta T$ 内是由设定的电流值逐步减小到零，所以振荡模块输出的时钟信号CLK的频率也会响应于负载响应控制信号CMP的触发逻辑状态从正常的第一频率f0增大到第二频率f1，并且在所述设定的期间 $\Delta T$ 内由该第二频率f1逐步降低至第一频率f0，在该设定的期间 $\Delta T$ 过后恢复至第一频率f0。

[0045] 本领域的普通技术人员应该理解，实现根据本公开的时钟发生单元1023可以有多种不同的电路结构和方式，以上图6至图8示意的时钟发生单元1023及相应描述仅仅是示例性的，本公开并不限于此。

[0046] 图9示出了根据本公开一个实施例的控制功率变换器的方法900的示意图。所述功率变换器(例如图1至图8示意的各实施例所涉及的功率变换器100)至少包括主开关(例如图1至图8所示实施例中的主开关M<sub>HS</sub>)，并基于该主开关的导通和关断切换将输入电压转换为输出电压，其中该主开关的导通和关断切换产生开关电流(例如图1至图8中示意的高侧开关电流I<sub>HS</sub>和低侧开关电流I<sub>LS</sub>)。所述控制功率变换器的方法包括：步骤901，检测所述输出电压偏离其期望值的变化量，并将所述变化量与第一阈值比较以基于比较结果提供负载响应控制信号；步骤902，基于所述负载响应控制信号调整时钟信号的发生，该负载响应控

制信号在所述变化量小于所述第一阈值时将时钟信号重置；以及步骤903，基于所述负载响应控制信号CMP在所述变化量小于所述第一阈值的期间维持所述主开关M<sub>HS</sub>导通。

[0047] 根据本公开的一个实施例，控制功率变换器的方法900还包括：基于所述开关电流调整所述第一阈值，使所述第一阈值随所述开关电流增大而增大，并随所述开关电流减小而减小。根据本公开的一个实施例，通过将设定的第二阈值与调节偏量叠加以提供所述第一阈值，该调节偏量随所述开关电流增大而增大，并随所述开关电流减小而减小。

[0048] 根据本公开的一个实施例，在步骤901，将所述变化量与第一阈值比较包括：提供具有调节偏量的负载响应检测比较电路，该调节偏量随所述开关电流增大而增大，并随所述开关电流减小而减小；在该负载响应检测比较电路的第一比较输入端检测或接收所述输出电压偏离其期望值的变化量；在该负载响应检测比较电路的第二比较输入端接收设定的第二阈值，并将该第二阈值与所述调节偏量叠加以产生所述第一阈值；该负载响应检测比较电路将所述输出电压偏离其期望值的变化量与所述第一阈值比较以输出所述负载响应控制信号。

[0049] 以上对根据本公开各实施例及其变形实施方式的控制功率变换器的方法及步骤的描述仅为示例性的，并不用于对本公开进行限定。另外，一些公知的控制步骤及所用控制参数等并未给出或者并未详细描述，以使本公开清楚、简明且便于理解。发明所属技术领域的技术人员应该理解，以上对根据本公开各实施例的控制电压转换电路的方法及步骤的描述中所述使用的步骤编号并不用于表示各步骤的绝对先后顺序，这些步骤并不按照步骤编号顺序实现，而可能采用不同的顺序实现，也可能同时并列地实现，并不仅仅局限于所描述的实施例。

[0050] 因此，上述本公开的说明书和实施方式仅仅以示例性的方式对本公开实施例的负载响应控制单元单元及包含该负载响应控制单元的功率变换器及其控制方法进行了说明，并不用于限定本公开的范围。对于公开的实施例进行变化和修改都是可能的，其他可行的选择性实施例和对实施例中元件的等同变化可以被本技术领域的普通技术人员所了解。本公开所公开的实施例的其他变化和修改并不超出本公开的精神和保护范围。

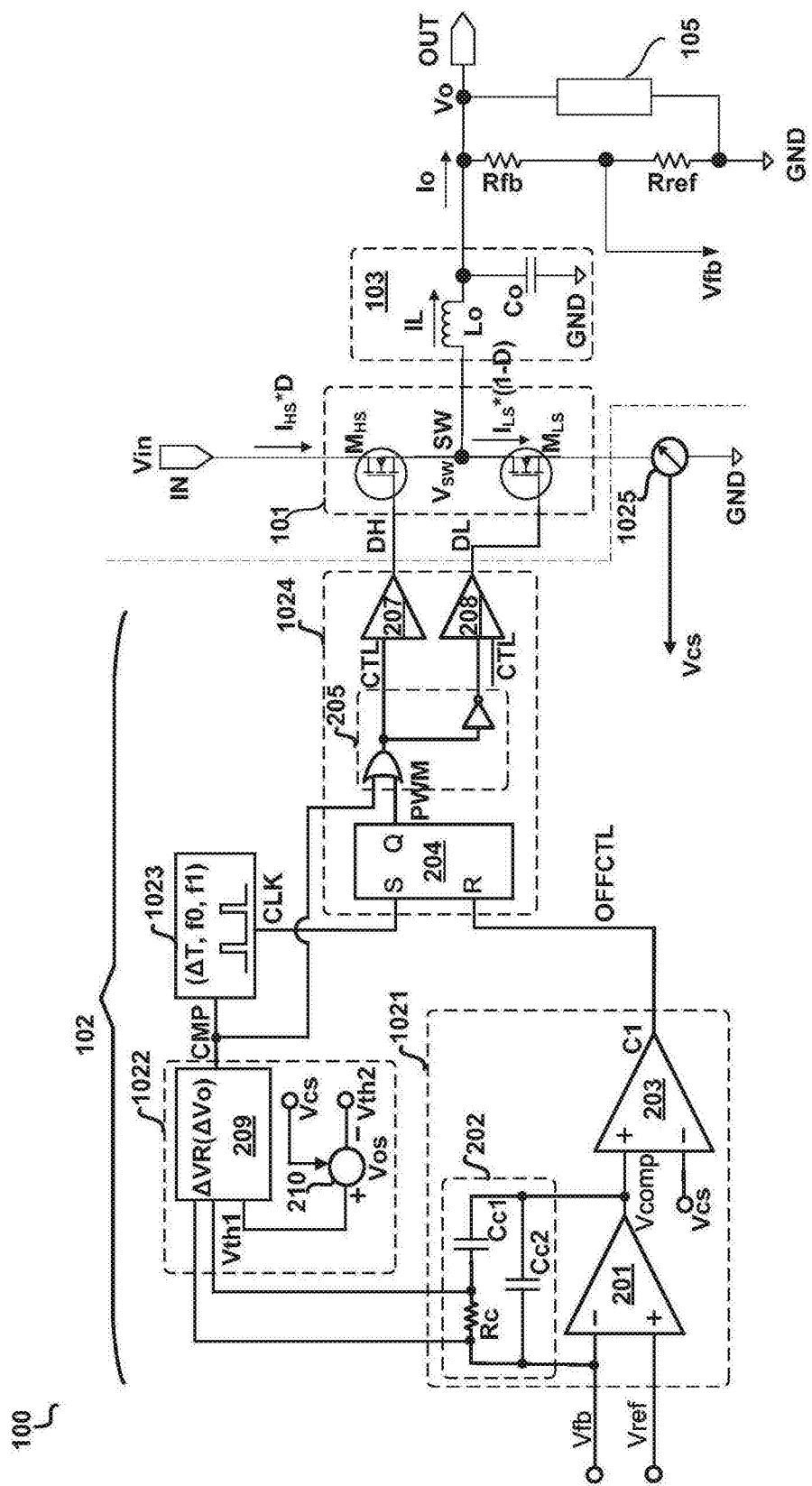


图1

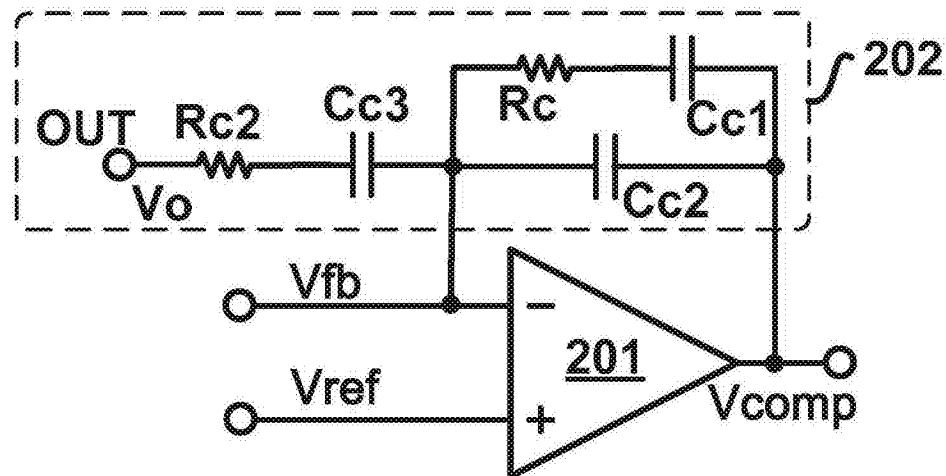


图2

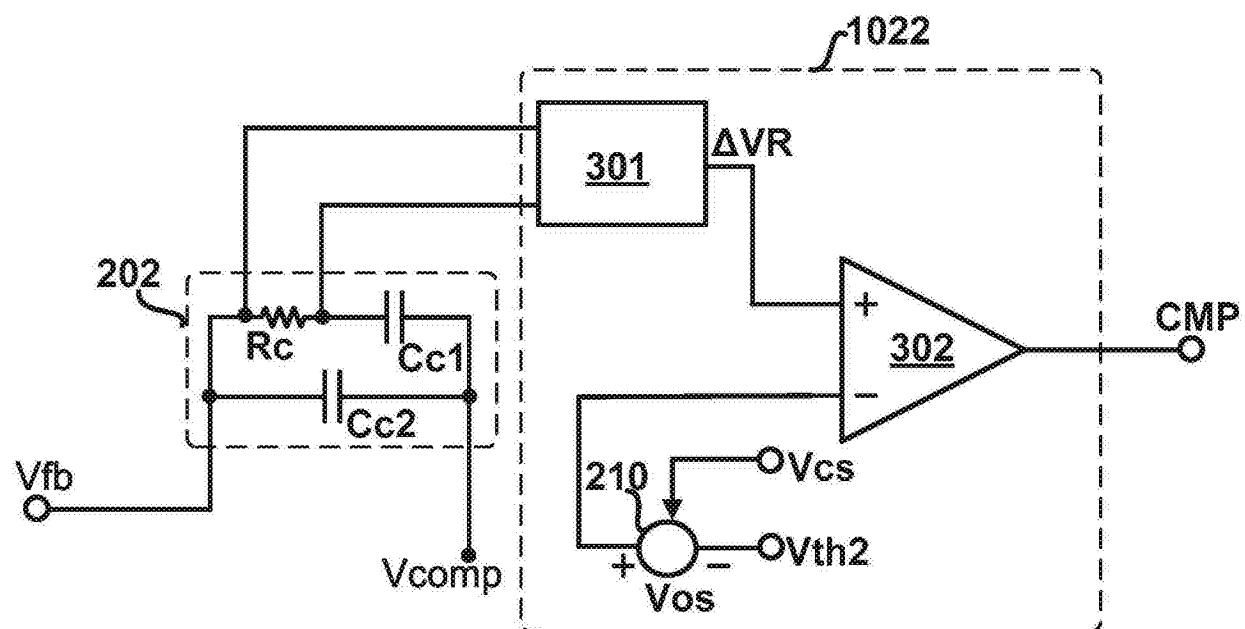


图3

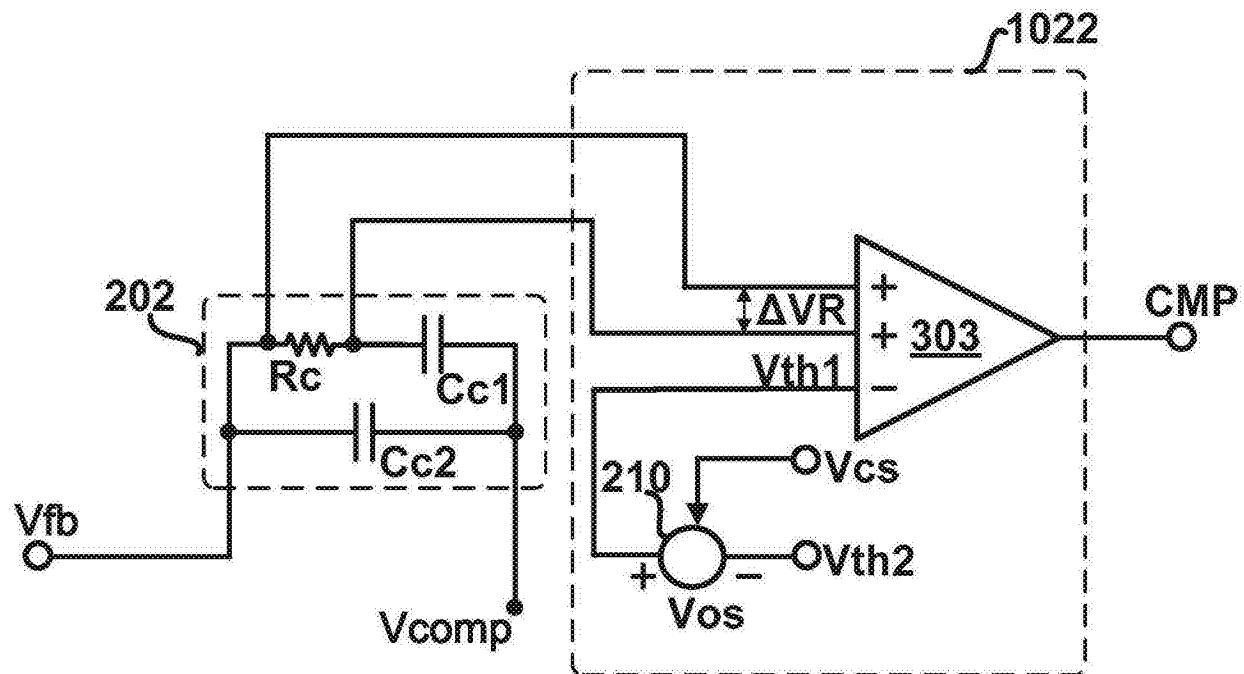


图4

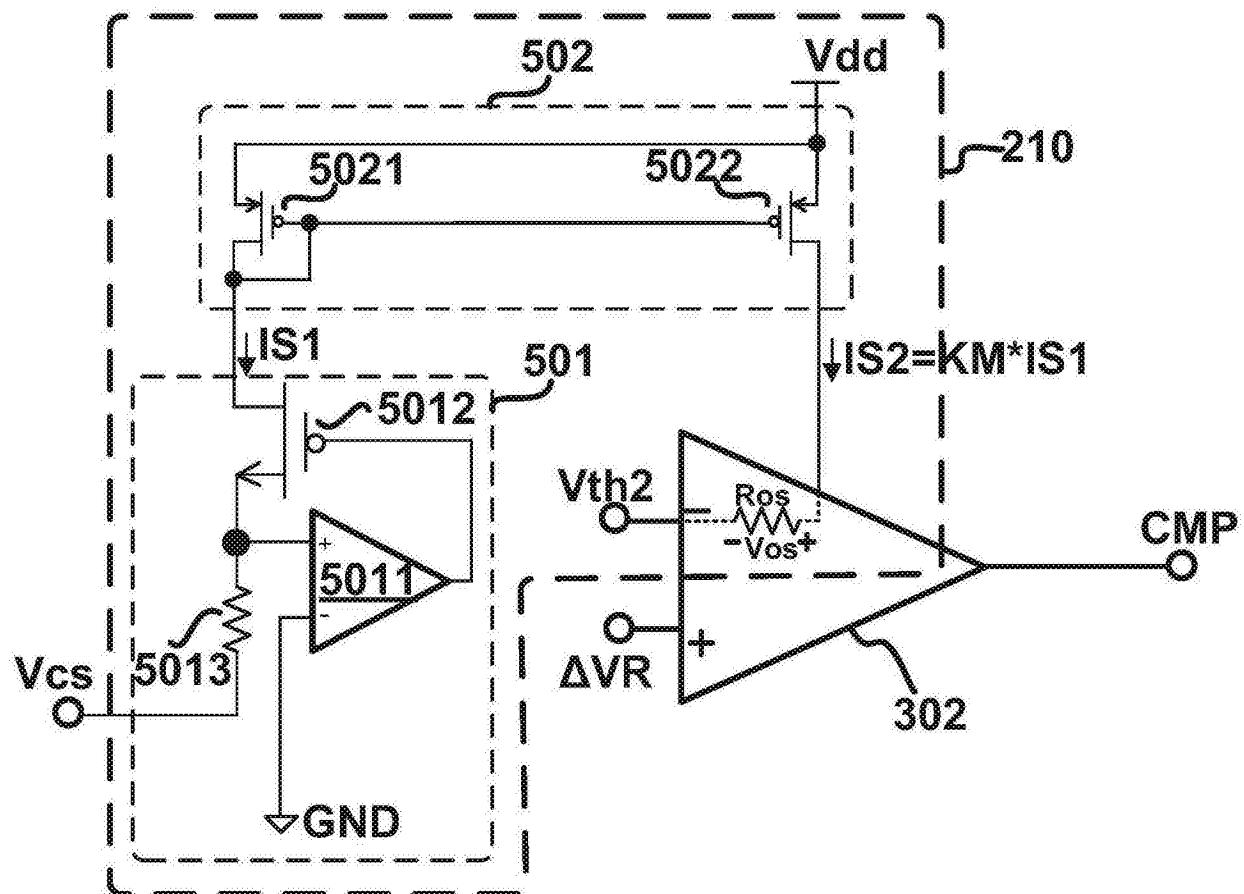


图5

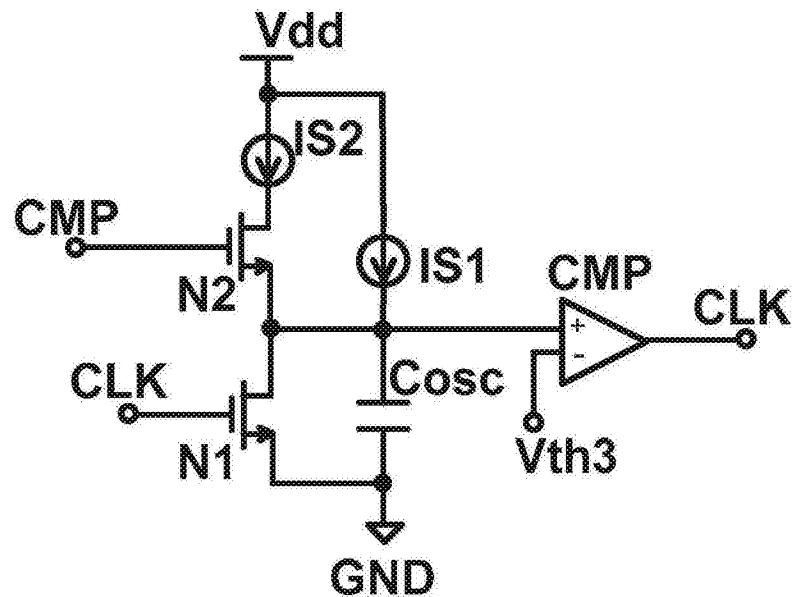


图6

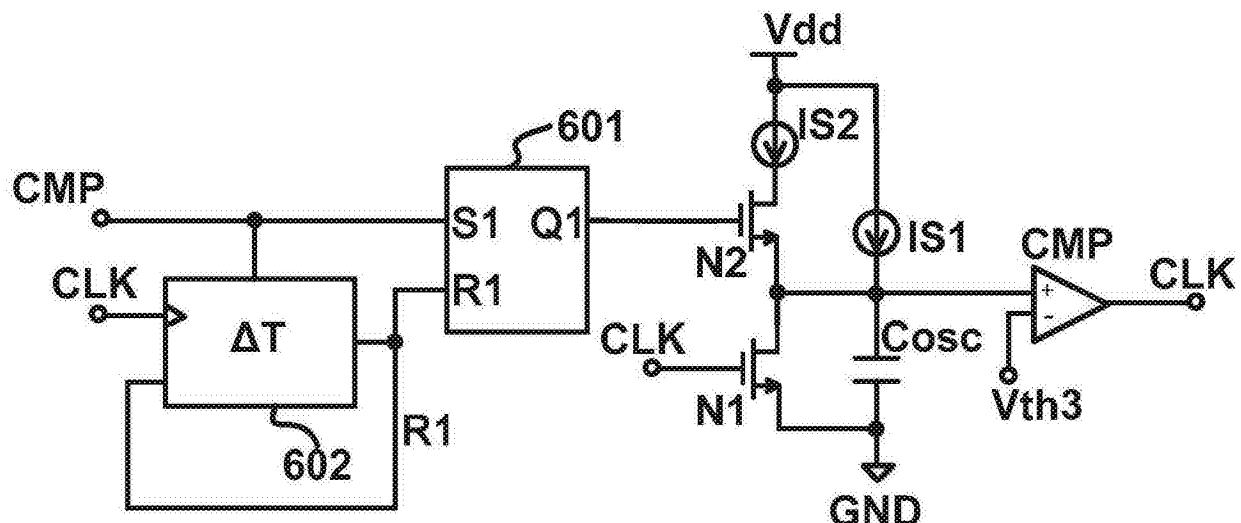


图7

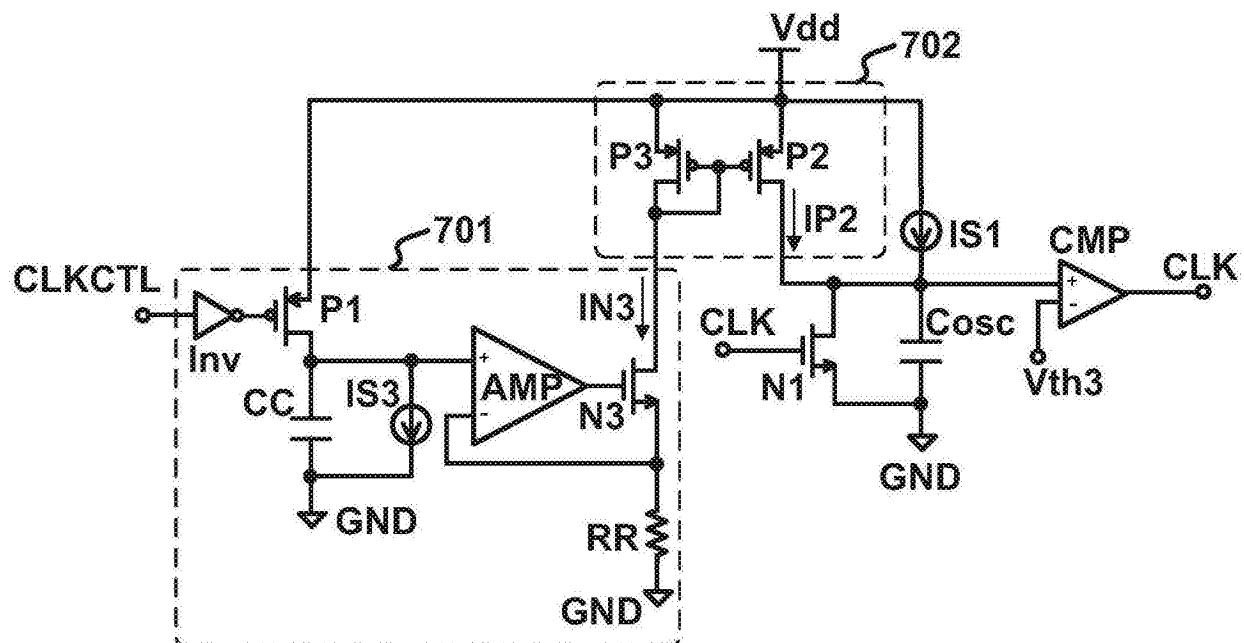


图8

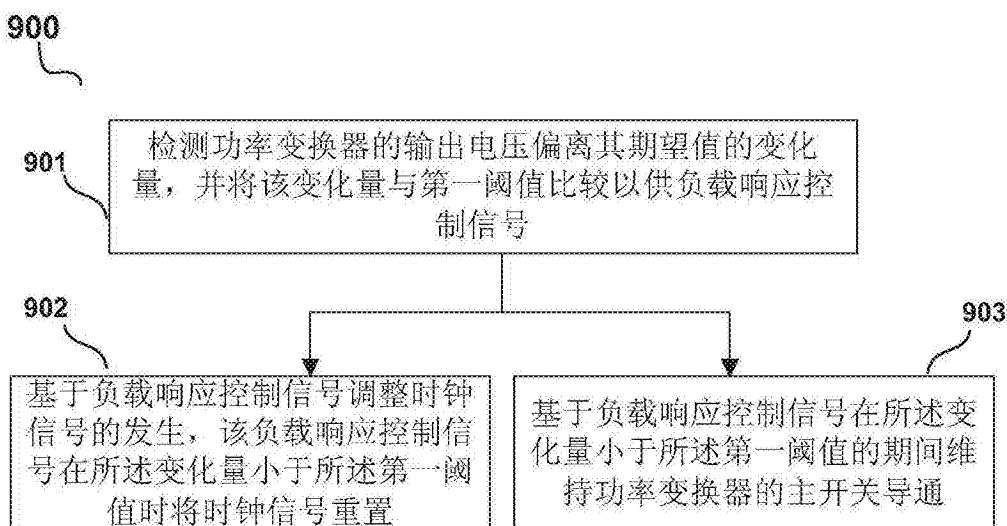


图9