



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104868722 A

(43) 申请公布日 2015. 08. 26

(21) 申请号 201510087945. 6

(22) 申请日 2015. 02. 25

(30) 优先权数据

61/944, 869 2014. 02. 26 US

14/607, 488 2015. 01. 28 US

(71) 申请人 英飞凌科技奥地利有限公司

地址 奥地利菲拉赫

(72) 发明人 T·辛茨 M·法伦坎普

M·克吕格尔 J·巴伦舍恩

(74) 专利代理机构 北京市金杜律师事务所

11256

代理人 王茂华

(51) Int. Cl.

H02M 3/155(2006. 01)

H02M 3/335(2006. 01)

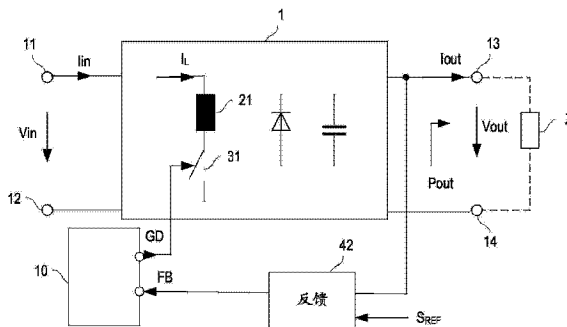
权利要求书3页 说明书12页 附图10页

(54) 发明名称

具有延迟补偿的功率变换

(57) 摘要

提出了一种具有延迟补偿的功率变换。根据一个实施例,一种方法包括在连续的驱动周期中驱动开关模式功率变换器中的电子开关,其中在每一个驱动周期中驱动开关包括在接通期接通电子开关,以及随后在关断期关断电子开关。该方法进一步包括基于接通时间信号和关断阈值的比较建立接通期,基于开关模式功率变换器的输出信号和补偿偏置计算关断阈值,以及基于估计的延迟时间计算在一个驱动周期内的补偿偏置,其中估计的延迟时间基于测量的延迟时间和前一驱动周期内估计的延迟时间计算。



1. 一种方法,包括:

在连续的驱动周期中驱动开关模式功率变换器的电子开关,其中在所述驱动周期中的每一个驱动周期中驱动所述开关包括在接通期接通所述电子开关,并且随后在关断期关断所述电子开关;

基于接通时间信号和关断阈值的比较建立接通期;

基于所述开关模式功率变换器的输出信号和补偿偏置计算所述关断阈值;以及

基于估计的延迟时间计算一个驱动周期内的所述补偿偏置,其中所述估计的延迟时间是基于测量的延迟时间和前一驱动周期中估计的延迟时间计算的。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其中计算所述关断阈值包括将所述估计的延迟时间和所述开关模式功率变换器的操作参数的函数相乘。

3. 根据权利要求 2 所述的方法,其中计算所述关断阈值进一步包括:将所述估计的延迟时间和所述开关模式功率变换器的所述操作参数的相乘的结果与一个常数相加。

4. 根据权利要求 2 所述的方法,其中所述操作参数是所述开关模式功率变换器的输入电压。

5. 根据权利要求 1 所述的方法,其中所述接通时间信号基于流过与所述电子开关串联连接的电感器的电流。

6. 根据权利要求 1 所述的方法,

其中所述接通时间信号和所述关断阈值的所述比较包括在比较器中比较所述接通时间信号和所述关断阈值,以及

其中获得所述测量的延迟时间包括测量所述比较器指示所述接通时间信号已经达到所述关断阈值的时刻和关断检测器指示所述电子开关已经关断的时刻之间的时间差值。

7. 根据权利要求 6 所述的方法,其中检测电子开关已经关断包括:

估计跨电感性耦合至与所述电子开关串联连接的电感器的辅助绕组的电压。

8. 根据权利要求 7 所述的方法,其中获得所述测量的延迟时间进一步包括使用至少一个储存的固定延迟时间来校正所述测量的时间差值。

9. 根据权利要求 1 所述的方法,进一步包括:

在所述开关模式功率变换器启动后的第一驱动周期,用储存在所述开关模式功率变换器中的固定延迟时间替换所述前一驱动周期的所述延迟时间。

10. 根据权利要求 1 所述的方法,其中计算所述估计的延迟时间包括:

计算在所述前一驱动周期中的所述估计的延迟时间之间的差值;

对所述差值进行滤波以获得滤波后的差值;以及

将所述滤波后的差值与所述前一驱动周期中的所述估计的延迟时间相加。

11. 根据权利要求 10 所述的方法,其中对所述差值进行滤波以获得滤波后的差值进一步包括使用由从以下项构成的组中所选择的滤波器:

FIR 滤波器,

IIR 滤波器,以及

中值滤波器。

12. 根据权利要求 1 所述的方法,其中计算所述估计的延迟时间进一步包括:

限制所述估计的延迟时间在预设范围内。

13. 一种用于开关模式功率变换器的驱动电路,其中所述驱动电路被配置为:

在连续的驱动周期中驱动开关模式功率变换器中的电子开关,其中在所述驱动周期中的每一个驱动周期中驱动所述开关包括在接通期接通所述电子开关,并且随后在关断期关断所述电子开关;

基于接通时间信号和关断阈值的比较建立接通期;

基于所述开关模式功率变换器的输出信号和补偿偏置计算所述关断阈值;以及

基于估计的延迟时间计算一个驱动周期内的所述补偿偏置,其中所述估计的延迟时间是基于测量的延迟时间和前一驱动周期中估计的延迟时间计算的。

14. 根据权利要求 13 所述的驱动电路,其中所述驱动电路被配置为基于将所述估计的延迟时间和所述开关模式功率变换器的操作参数的函数相乘来计算所述关断阈值。

15. 根据权利要求 14 所述的驱动电路,其中所述驱动电路进一步被配置为基于将所述估计的延迟时间和所述操作参数的函数相乘的结果与一个常数相加来计算所述关断阈值。

16. 根据权利要求 14 所述的驱动电路,其中所述操作参数是开关模式功率变换器的输入电压。

17. 根据权利要求 14 所述的驱动电路,其中所述接通时间信号基于流过与所述电子开关串联连接的电感器的电流。

18. 根据权利要求 13 所述的驱动电路,包括

比较器,被配置为比较所述接通时间信号和所述关断阈值;以及

关断检测器,其中所述驱动电路进一步被配置为基于测量所述比较器指示所述接通时间信号已经达到所述关断阈值的时刻和关断检测器指示所述电子开关已经关断的时刻之间的时间差值来获得所述测量的延迟时间。

19. 根据权利要求 18 所述的驱动电路,

其中所述关断检测器被配置为基于估计跨电感性耦合至与所述电子开关串联连接的电感器的辅助绕组的电压,检测所述电子开关已经关断。

20. 根据权利要求 19 所述的驱动电路,进一步被配置为

基于使用至少一个储存的固定延迟时间来校正所述测量的时间差值而获得所述测量的延迟时间。

21. 根据权利要求 13 所述的驱动电路,进一步被配置为

在所述开关模式功率变换器启动后的第一驱动周期,用储存在所述驱动电路中的固定延迟时间替换所述前一驱动周期的所述延迟时间。

22. 根据权利要求 13 所述的驱动电路,进一步被配置为基于以下项计算所述估计的延迟时间:

计算在所述前一驱动周期中的所述估计的延迟时间之间的差值;

对所述差值进行滤波以获得滤波后的差值;以及

将所述滤波后的差值与所述前一驱动周期中的所述估计的延迟时间相加。

23. 根据权利要求 22 所述的驱动电路,进一步包括使用由从以下项构成的组中选择的滤波器来获得所述滤波后的差值:

FIR 滤波器,

IIR 滤波器,以及

中值滤波器。

24. 一种开关模式功率变换器,包括电感器;

与所述电感器串联连接的电子开关;以及驱动电路,

其中所述驱动电路被配置为

在连续的驱动周期中驱动所述电子开关,其中在所述驱动周期中的每一个驱动周期中驱动所述开关包括在接通期接通所述电子开关,并且随后在关断期关断所述电子开关;

基于接通时间信号和关断阈值的比较建立接通期;

基于所述开关模式功率变换器的输出信号和补偿偏置计算所述关断阈值;以及

基于估计的延迟时间计算一个驱动周期内的所述补偿偏置,其中所述估计的延迟时间是基于测量的延迟时间和前一驱动周期中估计的延迟时间计算的。

25. 根据权利要求 24 所述的开关模式功率变换器,其中所述开关模式功率变换器具有反激式变换器拓扑。

26. 根据权利要求 24 所述的开关模式功率变换器,其中所述开关模式功率变换器具有升压式变换器拓扑。

具有延迟补偿的功率变换

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本申请要求 2014 年 2 月 26 日提交的第 61/944,869 号美国临时专利申请的优先权,该申请通过引用将其整体结合于此。

技术领域

[0003] 本公开一般而言涉及功率变换,特别涉及具有延迟补偿的功率变换。

背景技术

[0004] 电源系统普遍存在于从计算机到汽车等多种电子应用中。通常,通过操作装载有电感器或变压器的开关来执行 DC-DC、DC-AC 和 / 或 AC-DC 变换产生电源系统中的电压。这种系统中的一种类别包括开关电源 (SMPS)。由于功率变换是通过电感器或变压器的可控充电和放电来执行的,SMPS 一般比其它种类的功率变换系统具有更高的效率并且可以减小由于电阻压降上的功率损耗所导致的能量损失。

[0005] SMPS 一般包括至少一个开关和电感器或变压器。一些具体拓扑包括降压式变换器、升压式变换器和反激式变换器等等。控制电路通常用于接通和关断开关以对电感器充电和放电。在一些申请中,提供至负载的电流和 / 或提供至负载的电压通过反馈回路控制。

发明内容

[0006] 一个实施例涉及一种方法。该方法包括在连续的驱动周期中驱动开关模式功率变换器中的电子开关,其中在每一个驱动周期中驱动开关包括在接通期接通电子开关,以及在随后在关断期关断电子开关。该方法进一步包括基于接通时间信号和关断阈值的比较建立接通期,基于开关模式功率变换器的输出信号和补偿偏置计算关断阈值,以及基于估计的延迟时间计算在一个驱动周期内的补偿偏置,其中估计的延迟时间是基于测量的延迟时间和前一驱动周期内估计的延迟时间计算。

附图说明

[0007] 下面将参考附图描述示例。附图用于示出某些原理,因此仅仅示出有助于理解这些原理所必须的方面。附图不是按比例绘制的。在附图中,相同的附图标记表示相似的特征。

[0008] 图 1 图示了开关模式功率变换器的一个实施例;

[0009] 图 2 示出了开关模式功率变换器中的电子开关的一个实施例;

[0010] 图 3 示出了示出开关模式功率变换器的一种操作方式的时序图;

[0011] 图 4 原理性图示了开关模式功率变换器的控制器的一个实施例;

[0012] 图 5 示出了示出控制器的一种操作方式的时序图;

[0013] 图 6 图示了计算控制器中的延迟补偿关断阈值的一个实施例;

[0014] 图 7 更具体地示出了延迟补偿的一个实施例;

- [0015] 图 8 图示了图 7 所示出的延迟补偿的改进；
- [0016] 图 9 示出了由反激式变换器拓扑实现的开关模式功率变换器的一个实施例；
- [0017] 图 10 示出了图 9 所示的开关模式功率变换器中的整流电路的一个实施例；
- [0018] 图 11 示出了图 9 所示的开关模式功率变换器中的反馈电路的一个实施例；
- [0019] 图 12 示出了图 9 所示的开关模式功率变换器中的一种操作方式的时序图；
- [0020] 图 13 示出了控制器中的关断检测器的一个实施例；
- [0021] 图 14 图示了图 7 所示出的延迟补偿的另一个改进；以及
- [0022] 图 15 示出了由升压变换器拓扑实现的开关模式功率变换器的一个实施例。

具体实施方式

[0023] 在下述具体描述中,可参考附图。附图构成描述的一部分并且以图示的方式示出本发明可以在其中实施的具体实施例。应该理解的是,在此描述的各种实施例的特征可以互相结合,除非特别指明。

[0024] 图 1 示出了开关模式功率变换器的一个实施例。图 1 中示出的开关模式功率变换器包括用于接收输入电压 V_{in} 和输入电流 I_{in} 的输入端 11、12,和用于向可以连接到输出端 13、14 的负载 Z (图 1 中虚线所示) 提供输出电压 V_{out} 和输出电流 I_{out} 的输出端 13、14。输入端可以包括第一输入节点 11 和第二输入节点 12,以及输出端可以包括第一输出节点 13 和第二输出节点 14。根据一个实施例,开关模式功率变换器被设置为产生输出信号,使得输出信号具有基本恒定的信号值,其完全独立于负载 Z 的功率损耗。“输出信号”可以是输出电压 V_{out} ,输出电流 I_{out} 或输出功率 P_{out} 。即,开关模式功率变换器可以被设置为调节输出电压 V_{out} 或输出电流 I_{out} 。在下文中,输出信号被称为 S_{out} 。

[0025] 开关模式功率变换器被配置为通过适当地驱动与电感器 21 串联连接的电子开关 31 来调节输出信号。电感器 21 是网络 1 的一部分,网络 1 除了电感器 21 和电子开关 31,可以包括具有至少一个整流元件和电容器的整流电路。该网络可以包括反激式变换器拓扑、降压式变换器拓扑、升压式变换器拓扑等。网络 1 的一些示例性实施例将参考下面的附图描述。

[0026] 参考图 1,开关模式功率变换器包括被配置为驱动电子开关 31 的控制器 (也可以被称为驱动电路)。具体地,控制器 10 产生在电子开关 31 的控制节点上接收的驱动信号 GD 并接通和关断电子开关 31。控制器可以被设置为以 PWM (脉冲宽度调制) 方式驱动电子开关 31。在这种情况下,驱动信号 GD 是 PWM 信号。

[0027] 控制器 10 被配置为基于输出信号 S_{out} (即,输出电压 V_{out} 或输出电流 I_{out}) 驱动电子开关 31。为此,控制器 10 接收基于来自反馈电路 42 的输出信号的反馈信号 FB 。反馈电路 42 可以包括调节器,该调节器接收输出信号 S_{out} 或接收参考电压 S_{REF} (如图所示),或内部产生基准信号 S_{REF} 。调节器比较输出信号和基准信号 S_{REF} ,并基于比较结果产生反馈信号 FB 。基准信号 S_{REF} 表示输出信号 S_{out} 的期望信号值 (给定值)。调节器 421 可能具有比例 (P) 特性、比例积分 (PI) 特性等之一的特性。

[0028] 反馈电路 42 可以进一步包括适用于在势垒上传输反馈信号 FB 的传输电路。当网络 1 包括电隔离开关模式功率变换器的输入端 11、12 和输出端 13、14 的势垒时,可以使用这种传输电路。传输电路可以包括光耦合器,或适用于跨势垒传输信号的其它类型电路。根

据另一个实施例,传输电路包括变压器。

[0029] 电子开关 31 可以是传统的电子开关。根据图 2 所示的一个实施例,电子开关 31 是 MOSFET (金属氧化物场效应晶体管)。该 MOSFET 包括漏极和源极之间的负载路径,以及栅极作为控制极。当图 2 所示的 MOSFET 作为图 1 所示的开关模式功率变换器中的电子开关 31 使用时,栅极节点接收驱动信号 GD,并且负载路径(漏-源路径)与电感器 21 串联连接。然而,电子开关 31 并不仅限于由 MOSFET 实现。也可以使用另一种类型的晶体管,例如 IGBT (绝缘栅双极晶体管)、BJT (双极结型晶体管)、JFET (结型场效应晶体管) 或者甚至是多个晶体管的组合,例如 JFET 和 MOSFET 的级联电路。

[0030] 开关模式功率变换器的一种操作方式参考图 3 描述。图 3 示出,在开关模式功率变换器的一个驱动周期中,驱动信号 GD 和电感器电流 I_L 的时序图。电感器电流 I_L 是电感器 21 上的电流。根据一个实施例,电感器电流 I_L 对应于输入电流 I_{in} 。

[0031] 控制器 10 被配置为在连续驱动周期中驱动电子开关 31。参考图 3,每个驱动周期包括电子开关 31 接通(在接通状态)的接通期,和随后电子开关 31 关断(在关断状态)的关断期。一个驱动周期的整个持续时间 T_p 通过接通期的持续时间 T_{on} 与关断期的持续时间 T_{off} 相加得到。以下接通期的持续时间 T_{on} 被称为接通时间,以及以下关断期的持续时间 T_{off} 被称为关断时间。整个持续时间 T_p 取决于开关频率 f_{sw} ,其为驱动信号 GD 接通和关断的频率, $T_p = 1/f_{sw}$ 。根据一个实施例,开关频率在 20kHz 和 100kHz 之间。在这种情况下,一个驱动周期的持续时间 T_p 在 10 微秒 (μs) ($= 1/100kHz$) 至 50 微秒 ($= 1/20kHz$) 之间。

[0032] 参考图 3,在接通时间 T_{on} 内,电感器电流 I_L 增加,而在关断时间 T_{off} 内,电感器电流 I_L 减小。增加的斜率可以取决于输入电压 V_{in} 。下面可以进一步参考本文中的实施例描述。

[0033] 电子开关 31 的接通时间 T_{on} 和关断时间 T_{off} 由驱动信号 GD 决定。为了接通电子开关 31,驱动信号 GD 呈现接通电平,以及为了关断电子开关 31,驱动信号 GD 呈现关断电平。仅仅是作为示例的目的,假设驱动信号的接通电平对应于高信号电平,并且关断电平对应于低信号电平。在图 3 中, $T_{on_{GD}}$ 表示当驱动信号 GD 具有接通电平的时间段。以下具有接通电平的驱动信号 GD 的信号脉冲将被称为接通脉冲。由于控制器 10 和电子开关 31 中不可避免的延迟,当驱动信号 GD 的信号值从接通电平变换为关断电平时,电子开关 31 不会立即关断。也就是说,电子开关 31 在驱动信号 GD 的信号值从接通电平变为关断电平的某个时间段(延迟时间) T_{del} 保持接通状态。

[0034] 在图 3 中,只示出了驱动信号 GD 的接通脉冲的终点和接通时间 T_{on} 的终点之间的延迟时间。然而,延迟也可能发生在接通脉冲的起点。即,在接通脉冲的起点和电子开关 31 接通的时刻之间也可能存在延迟时间。但是,在接通脉冲起点的延迟时间对调节输出信号 S_{out} 是不太关键的。因此,在下面将关注在接通脉冲的终点的延迟时间 T_{del} 。

[0035] 在图 3 中,接通时间 T_{on} 的终点是电感器电流 I_L 停止增加的时刻,此时电子开关 31 (完全)关断。在关断电子开关 31 之后的电感器电流 I_L 的特性(即,在关断时间 T_{off} 期间)取决于网络 1 的具体拓扑。电感器电流 I_L 的两种可能的特性如图 3 中的虚线所示。根据这些特性中的一个,电感器电流 I_L 在时间 T_{on} 的终点迅速减小。例如,这是发生在反激式变换器中的情况,其将在下文中具体参考图 9 描述。在反激式变换器中,电感器 21 是

变压器的初级绕组,其中在接通期 T_{on} 期间存储在初级绕组的能量在关断期 T_{off} 被传输到次级绕组,使得在关断期 T_{off} 内电流流过次级绕组。

[0036] 根据图 3 中虚线所示的这些特性中的另一个,电感器电流 I_L 在关断期 T_{off} 逐渐减小。例如,这是发生在升压变换器中的情况,其将在下文中具体参考图 15 描述。

[0037] 可以通过在单独的驱动周期内控制开关模式电源的平均输入功率控制开关模式功率变换器的输出信号 S_{out} 。在一个驱动周期中的平均输入功率 P_{AVG} 通过下式得到:

$$[0038] \quad P_{AVG} = \frac{V_{in}}{T} \cdot \int_{T_p} I_{in} dt, \quad (1)$$

[0039] 其中 P_{AVG} 是一个驱动周期中的平均输入功率, T_p 是驱动周期的持续时间, V_{in} 是输入电压,以及 I_{in} 是输入电流。公式 (1) 是基于输入电压 V_{in} 相对持续时间 T_p 改变很慢的假设,因此可以认为输入电压 V_{in} 在一个驱动周期内是恒定的。

[0040] 在图 3 所示的实施例中,在电感器电流 I_L 减小到零后开始新的驱动周期。在本实施例中,在一个驱动周期中的平均输入功率 P_{AVG} 可以随接通时间 T_{on} 改变或随关断时间 T_{off} 改变。

[0041] 根据一个实施例,控制器 10 基于反馈信号 FB 控制接通时间 T_{on} 。在本实施例中,控制器 10 基于反馈信号 FB 间断地产生关断阈值,比较关断阈值和表示自电子开关 31 接通后逝去的时间的接通时间信号,以及当信号达到关断阈值时关断电子开关。可以通过计数器或在接通时间的起点重置的锯齿波信号发生器产生接通时间信号;或者接通时间信号可以是表示电感器电流 I_L 的信号。这将在下文中进一步具体描述。

[0042] 可以使用不同标准分别设置接通期和接通时间 T_{on} 的起点。根据一个实施例,控制器 10 使开关模式功率变换器操作在断续电流模式 (DCM)。在这种情况下,电子开关 31 是周期性接通的,其中选择的开关频率使得电感器电流 I_L 在每个驱动周期的关断时间期间减小到零。根据另一个实施例,控制器 10 使开关模式功率变换器操作在准谐振 (QR) 模式。在这种操作模式下,基于电感器电流 I_L 减小到零或电感器 21 去磁的时间点分别选择新的驱动周期的起点。

[0043] 根据一个实施例,开关模式功率变换器被配置为从具有变化的电压值的输入电压 V_{in} 提供输出信号 S_{out} 。例如,输入电压 V_{in} 的范围为 70V 到 380V。

[0044] 图 4 原理性示出了基于反馈信号 FB 产生驱动信号 GD 的控制器 10 的一个实施例。控制器 10 包括被设置为检测电子开关 31 关断时刻的关断检测器 6。该检测可以基于电感器电流 I_L (其在关断时刻停止增加)、电感器 21 上的电压 V_{21} (其在关断时刻改变极性)、电子开关上的电压、或适用于指示电子开关 31 关断时刻的开关模式功率变换器的任何其它操作参数。关断检测器被配置为产生指示电子开关 31 关断时刻的检测器信号 OFF_DET。关断检测器可以被配置为产生检测器信号 OFF_DET 使得检测器信号 OFF_DET 在电子开关 31 关断时刻具有预设的边沿 (例如,下降沿或上升沿)。控制器 10 的控制单元 5 接收反馈信号 FB 和检测器信号 OFF_DET,并被配置为基于这些信号驱动电子开关 31。

[0045] 参考图 4,控制单元 5 包括处理单元 50。根据一个实施例,处理单元 50 是数字处理单元,例如微控制器。处理单元 50 接收反馈信号 FB。如果处理单元 50 是数字处理单元,可选地模拟-数字转换器 (ADC) 54 可以接收反馈信号 FB 和提供代表反馈信号 FB 的数字至处理单元 50。控制单元 5 进一步包括基于接通信号 S_{on} 和关断信号 S_{off} 产生驱动信号 GD

的触发器 51。触发器 51 的输出信号是呈现为接通电平和关断电平之一的逻辑信号。接通电平接通电子开关 31, 以及关断电平关断电子开关 31。可选择地, 驱动器 52 连接在触发器 51 的输出端和电子开关之间。驱动器 52 被配置为将触发器 51 输出信号的信号电平适配为适用于驱动电子开关 31 的信号值。在图 4 所示的实施例中, 触发器 51 由 SR 触发器实现。然而, 这仅仅是一个示例。也可以使用能够呈现两种不同状态的任何其它类型的触发器或任何其它类型的设备。

[0046] 接通信号 S_{on} 由处理单元 50 或能够由处理单元 50 控制的可选接通电路 7 提供。控制单元 5 进一步包括产生关断信号 S_{off} 的关断电路 8, 其中关断信号被配置为通过触发器 51 关断电子开关 31。处理单元 50 或接通电路 7 被配置为通过产生预设信号电平或接通信号 S_{on} 的预设边沿设置触发器 51 (以便接通电子开关 31)。等效地, 关断电路 8 被配置为通过产生预设信号电平或关断信号 S_{off} 的预设边沿重置触发器 51 (以便关断电子开关 31)。

[0047] 关断电路 8 接收来自处理单元的关断阈值 OFF_{th} 和接通时间信号 ON_{time} 。在每个接通时间 T_{on} 内的接通时间信号 ON_{time} 表示自电子开关 31 接通后流逝的时间。根据一个实施例, 控制器 10 使开关模式功率变换器操作在电压控制模式。在这种操作模式中, 接通时间信号 ON_{time} 仅仅取决于自电子开关 31 接通后流逝的时间。在这种实施例中, 例如, 可以使用计数器在控制器 10 内部产生接通时间信号 ON_{time} 。

[0048] 根据另一个实施例, 控制器 10 使开关模式功率变换器操作在电流控制模式。在这种操作模式中, 接通时间信号是基于电感器 21 的电流 I_L 。在整个接通时间 T_{on} , 可以认为该电流是基本线性增加的。

[0049] 关断电路 8 包括比较器 81, 比较器 81 接收接通时间信号 ON_{time} 和关断阈值 OFF_{th} , 以及在接通时间信号 ON_{time} 达到关断阈值 OFF_{th} 时产生关断信号 S_{off} 的关断电平。

[0050] 图 4 所示的控制器 10 的一种操作方式参考下面的图 5 描述。为了描述可能发生在控制器 10 和电子开关 31 中的不同时间延迟, 图 5 显示了在一个驱动周期内电感器电流 I_L 、接通时间信号 ON_{time} 、关断阈值 OFF_{th} 和驱动信号 GD 的时序图。在图 5 中, t_1 表示在接通时间 T_{on} 期间接通时间信号 ON_{time} 达到关断阈值 OFF_{th} 的时刻。然而, 由于不同的时间延迟, 电子开关 31 没有在第一时间 t_1 关断。第一时间延迟 T_{int} , 在下面被称为内部时间延迟, 包括比较器延迟。比较器延迟表示比较器 81 中在接通时间信号 ON_{time} 达到关断阈值 OFF_{th} 的时刻和当比较器 81 的输出信号反映接通时间信号 ON_{time} 达到关断阈值的时刻之间的时间延迟。关断电路 8 基于该比较器输出信号产生关断信号。比较器 81 可以包括可能产生包括内部时间延迟 T_{int} 的其它延迟时间的其它电路元件。在内部延迟时间 T_{int} 后, 在时刻 t_2 的驱动信号 GD 呈现为关断电平。

[0051] 在图 5 中, T_{ext} 表示由可选驱动器 52 和开关 31 产生的外部时间延迟。在本实施例中, T_{ext} 对应于在此之前参考图 3 描述的延迟时间 T_{del} 。外部延迟时间 T_{ext} 至少包括所谓的电子开关 31 的开关延迟。“开关延迟”是应用于电子开关 31 的控制端 (栅极) 的驱动信号改变信号值的时刻和电子开关基于驱动信号 GD 改变开关状态的时刻之间的延迟。例如, 在图 4 所示的 MOSFET 中, 通过对内部电容, 例如栅-源电容和输出电容 (通常称为 C_{oss}) 充电和放电产生开关延迟。在图 5 中, t_3 表示电子开关 31 完全关断的时刻。由于关断检测电路 6 中的延迟, 电子开关 31 关断的时刻和检测器信号 OFF_{DET} 反映电子开关 31 关断的

时刻之间存在延迟时间 T_{det} 。因此,在时刻 t_4 ,检测器信号 OFF_DET 将开关“报告”给处理单元 50。Text 可以根据电子开关 31 的操作状态(操作点)改变,其中电子开关的操作状态取决于开关模式功率变换器的操作参数,例如,输入电压 V_{in} 的电压值、电感器电流 I_L 的电流值、开关模式功率变换器的温度或驱动信号(驱动电压、栅极电压)GD 的信号电平(电压电平)。

[0052] 在图 5 中, ΔT 表示在接通时间信号 ON_time 达到关断阈值 OFF_th 的时刻 t_1 和电子开关 31 关断的时刻之间的延迟时间。在该延迟时间期间,电感器电流 I_L 进一步增加,使得开关模式功率变换器从输入端 11、12 持续接收输入功率。为了能够基于反馈信号尽可能精确控制输入功率,希望在关断阈值的计算中考虑时间延迟 ΔT 。即,希望补偿时间延迟 ΔT 。

[0053] 图 6 原理性地示出了在产生关断阈值 OFF_th 时处理单元 50 如何补偿时间延迟 ΔT 的一个实施例。参考图 6,处理单元 50 基于反馈信号 FB 产生第一关断阈值 OFF_FB。为了使控制器 10 能够适配开关模式功率变换器的输入功率,反馈信号 FB 可以随着负载 Z (见图 1) 的功率损耗的改变而改变,使得输出信号 S_{out} 基本恒定。根据一个实施例,关断阈值 OFF_FB 对应于反馈信号 FB。根据另一个实施例,根据预设的计算方法,处理单元 50 基于反馈信号 FB 计算第一关断阈值 OFF_FB。根据又一个实施例,处理单元 50 包括查找表,在查找表中第一关断阈值 OFF_FB 的信号电平被指定为反馈信号 FB 的信号电平的。基于该查找表和基于反馈信号 FB 的信号电平,处理单元 50 可以产生第一关断阈值 OFF_FB 的信号电平。图 6 中的模块 510 表示基于反馈信号 FB 计算和查找关断阈值 OFF_FB 的信号值。当反馈信号 FB 直接作为第一关断阈值 OFF_FB 使用时,可以省略该功能模块。

[0054] 参考图 6,处理单元进一步计算考虑参考图 5 所描述的时刻 t_1 和 t_3 之间的时间延迟 ΔT 的补偿偏置 ΔOFF_{th} 。参考图 5,接通时间信号 ON_time 达到关断阈值 OFF_th 时的时刻 t_1 与关断阈值 OFF_th 相关联,而电子开关 31 最终关断的时刻 t_3 与较高的关断阈值相关联。补偿偏置 ΔOFF_{th} 表示与时刻 t_1 相关联的关断阈值 OFF_th 和与时刻 t_3 相关联的较高的关断阈值之间的差值。参考图 6,为了获得关断阈值 OFF_th,延迟时间补偿包括基于第一阈值 OFF_FB 从反馈信号减去补偿偏置 ΔOFF_{th} 。这样,电子开关 31 在与基于反馈信号 FB 的第一阈值 OFF_FB 相关联的时刻(图 5 中的时刻 t_3)关断。这样,电子开关 31 的接通时间 T_{on} 完全独立于延迟时间 ΔT 。

[0055] 参考图 6,处理单元基于关断信号 S_{off} 和关断检测器信号 OFF_DET 计算补偿偏置 ΔOFF_{th} 。关断信号 S_{off} 包括时刻 t_2 的信息,驱动信号 GD 在时刻 t_2 呈现关断电平。关断检测器信号 OFF_DET 表示电子开关 31 关断的时刻 t_4 ,处理单元 50 在时刻 t_4 接收来自关断检测器 6 的信息。下面参考图 7 更具体地描述了基于关断信号 S_{off} 和关断检测器信号 OFF_DET 计算补偿偏置 ΔOFF_{th} 。

[0056] 为了示出处理单元 50 的延迟补偿功能,图 6 示出了三个功能块,即表示计算或查找第一关断阈值 OFF_FB 的第一功能块 510、表示计算补偿偏置 ΔOFF_{th} 的第二功能模块 520、和表示组合补偿偏置 ΔOFF_{th} 和第一关断阈值 OFF_FB 的第三功能块 530。根据一个实施例,该组合包括从第一关断阈值 OFF_FB 减去补偿偏置 ΔOFF_{th} 。应当注意的是,这些功能块示出了处理单元 50 的功能而不是实现方式。例如,在基于微处理器的数字处理单元 50 中,图 6 所示的单独功能块可以使用硬件和软件实现。即,微处理器的硬件可以被用于实

现图 6 所示的功能,使得图 6 所示的每一个功能块不是使用专用电路实现。

[0057] 在图 6 中, k 和 $k+1$ 表示驱动周期。 $t_2(k)$ 和 $t_4(k)$ 表示一个驱动周期 k 中的第二时刻和第四时刻,以及 $\Delta OFF_th(k+1)$ 和 $OFF_th(k+1)$ 表示在后续驱动周期 $k+1$ 中补偿偏置和关断阈值。即,在一个驱动周期 $k+1$ 中的关断阈值 OFF_th 是基于前一驱动周期 k 中的时间测量 $t_2(k)$ 和 $t_4(k)$ 的。根据一个实施例,处理单元 50 在每个驱动周期计算用于下个驱动周期的关断阈值 OFF_th 。根据另一个实施例,补偿偏置 ΔOFF_th 是基于一个驱动周期内的时间测量计算的,并在多个后续驱动周期内保持恒定直到计算新的补偿偏置 ΔOFF_th 。根据一个实施例,在一个驱动周期内计算的补偿偏置 ΔOFF_th 在若干个驱动周期内保持恒定,可选择的驱动周期的范围从 5 变化到 20,尤其是从 10 变化到 20。

[0058] 在每个驱动周期内重新计算反馈信号 FB。在这种情况下,由于第一阈值 OFF_FB 在整个驱动周期范围变化,尽管补偿偏置 ΔOFF_th 是保持恒定的,关断阈值 OFF_th 可以在驱动周期内改变。根据又一个实施例,反馈信号 FB 也在若干个后续驱动周期内保持恒定,例如 5 到 20,或 10 到 20 个驱动周期。在这种情况下,在若干个后续驱动周期中使用相同的关断阈值 OFF_th 。

[0059] 图 7 示出了计算补偿偏置 ΔOFF_th 的一种实施例。参考图 7,计算用于一个驱动周期 $k+1$ 的补偿偏置 $\Delta OFF_th(k+1)$ 包括基于在前一驱动周期 k 中使用的估计的时间延迟 $\Delta T(k)$,以及在基于前一驱动周期 k 中的测量的时间延迟 $\Delta T_m(k)$,估计用于该驱动周期 $k+1$ 的时间延迟 $\Delta T(k+1)$ 。以下时间延迟 $\Delta T_m(k)$ 被称为测量的时间延迟 $\Delta T_m(k)$ 。依赖于开关模式功率变换器的具体实现,估计的时间延迟 $\Delta T(k+1)$ 可以被用作补偿偏置 $\Delta OFF_th(k+1)$,或者基于该时间延迟 $\Delta T(k+1)$ 计算补偿偏置 $\Delta OFF_th(k+1)$ 。

[0060] 在电压控制的开关模式功率变换器中,接通时间信号 ON_time 仅仅表示在接通期 T_{on} 内自电子开关 31 接通后的时间,估计的时间延迟 $\Delta T(k+1)$ 可以被用作补偿偏置 $\Delta OFF_th(k+1)$ 。在电流控制的开关模式功率变换器中,基于估计的时间延迟 $\Delta T(k+1)$ 和其它操作参数,例如输入电压 V_{in} ,计算补偿偏置 $\Delta OFF_th(k+1)$ 。下面将进一步具体描述。

[0061] 参考图 7,在一个驱动周期 k 内获得测量的时间延迟 $\Delta T_m(k)$ 包括计算关断检测器 6 检测到电子开关 31 关断的第四时刻 $t_4(k)$ 和驱动信号 GD 呈现关断电平的第二时刻 $t_2(k)$ 之间的时间差值 $t_4(k)-t_2(k)$ 。获得测量的时间延迟 $\Delta T_m(k)$ 进一步包括考虑内部延迟 T_{int} 和检测器延迟 T_{det} 。根据一个实施例,从时间差值 $t_4(k)-t_2(k)$ 减去检测器延迟 T_{det} 以及将内部延迟 T_{int} 和该时间差值 $t_4(k)-t_2(k)$ 相加,以此获得测量的时间延迟 $\Delta T_m(k)$ 。即,根据一个实施例,

$$[0062] \quad T_m(k) = t_4(k) - t_2(k) + T_{int} - T_{det} \quad (2)$$

[0063] 如图 7 所示,计算单元 521,例如加法器计算从单独的时间参数测量的时间延迟 $\Delta T_m(k)$ 。内部延迟 T_{int} 和检测器延迟 T_{det} 基本取决于控制器 10 的具体设计,特别是关断电路 8 和检测器电路 6 的设计。这些时间延迟 T_{int} 、 T_{det} 完全独立于开关模式功率变换器的操作参数,例如温度。这些时间延迟可以在设计或制造过程期间计算和测量,并分别储存在控制器 10 的存储器 522 和处理单元 50 中。

[0064] 参考图 7,处理单元 50 进一步包括另一个存储器 527,例如储存来自前一驱动周期 k 的估计的延迟时间 $\Delta T(k)$ 的寄存器。减法器 523 从测量的时间延迟减去所储存的估计的时间延迟 $\Delta T(k)$,滤波器 524 接收差值 $\Delta T_m(k) - \Delta T(k)$,以及加法器 525 将该时间差值滤

波后的版本与所储存的估计的时间差值 $\Delta T(k)$ 相加。

[0065] 根据一个实施例,滤波器 524 包括 FIR(有限脉冲响应)滤波器和 IIR(无限脉冲响应)滤波器、中值滤波器等。滤波器 524 可以具有积分特性。

[0066] 用于下个驱动周期 $k+1$ 的估计的时间延迟 $\Delta T(k+1)$ 对应于前一个驱动周期 k 的估计的延迟时间 $\Delta T(k)$ 加上滤波器 524 提供的滤波后的时间差值。可选择地,限制器 526 限制估计的时间延迟 $\Delta T(k+1)$,使得估计的时间延迟 $\Delta T(k+1)$ 不能小于预设的较低阈值且不能高于预设的较高阈值。这有助于防止估计的时间延迟 $\Delta T(k+1)$ 在测量误差或计算估计的时间延迟 $\Delta T(k+1)$ 回路中的其它误差的情况下可能呈现不合理的高等级或不合理的低等级。

[0067] 参考图 7,基于在前一驱动周期 k 获得的测量的时间差值 $\Delta T_m(k)$ 和在前一驱动周期 k 中使用的估计的时间差值 $\Delta T(k)$ 计算估计的时间差值 $\Delta T(k+1)$ 以提供延迟补偿,其中可能已经基于在另一个之前的驱动周期 $k-1$ 中的测量结果获得 $\Delta T(k)$ 。根据一个实施例,在开关模式功率变换器启动时,保持前一驱动周期 k 的估计的时间差值 $\Delta T(k)$ 的存储器 527 被预加载储存在另一个存储器 528 中的延迟时间 ΔT_{DESIGN} 。该延迟时间 ΔT_{DESIGN} 基于控制器 10 和电子开关 31 的设计计算,或在制造过程中测量该延迟时间并且在制造过程结束时储存在控制器 10 中。因此,在开关模式功率变换器的启动时刻,用于计算估计的延迟时间 $\Delta T(k+1)$ 的相对精确的延迟时间是可用的,使得基于时间测量结果只能调节延迟时间 ΔT_{DESIGN} 和实际延迟时间之间的差值。

[0068] 根据图 8 所示的一个实施例,计算补偿偏置 $\Delta OFF_th(k+1)$ 包括将估计的时间延迟 $\Delta T(k+1)$ 乘以在接通时间期间表示电感器电流 I_L 斜率的外部参数 OP。根据一个实施例,外部参数 OP 是输入电压 V_{in} 的函数。该函数可以是比例函数。即,外部参数可以是与输入电压 V_{in} 成比例的。

[0069] 图 9 显示了包括具有反激式变换器拓扑的网络 1 的开关模式功率变换器的一个实施例。在该实施例中,电感器 21 是变压器的初级绕组。具有初级绕组 21 和电子开关 31 的串联电路耦接到开关模式功率变换器的输入端 11、12。

[0070] 变压器进一步包括感性耦合到初级绕组 21 的次级绕组 22。整流器电路 41 连接在次级绕组 22 和输入端 13、14 之间。变压器的初级绕组 21 和次级绕组 22 具有相反的缠绕方向。变压器进一步包括感性耦合到初级绕组 21 和次级绕组 22 的辅助绕组 23。辅助绕组 23 可以具有与次级绕组 22 相同的缠绕方向。关断检测器 6 接收跨辅助绕组 23 的辅助电压 V_{aux} 和被配置为基于辅助电压 V_{aux} 检测电子开关 31 的关断时刻。以下将进一步具体描述。

[0071] 根据一个实施例,控制器 10 被配置为基于在本实施例中对应输入电流 I_{in} 的电感器电流 I_L 驱动电子开关 31。电流传感器 32 测量输入电流 I_{in} 和提供代表输入电流 I_{in} 的电流感测信号 CS 至控制器 10。电流传感器 32 可以是被配置为测量流过电子开关的电流的普通电流传感器 32。电流传感器 32 的实施例包括但不限于和电子开关 31 串联连接的分流电阻器(图 1 中未示出)、基于霍尔效应的电流传感器、感性电流传感器。根据又一个实施例,电子开关 31 是 MOSFET 以及电流传感器包括耦合至电子开关 MOSFET 并且基本操作在和电子开关 31 相同的操作点的另一个 MOSFET(通常称为感测 FET)。在该电流传感器中,测量表征流过电子开关 31 的负载电流的流过感测 FET 的电流。在分流电阻器的情况下,分流电

阻器上的电压可以被用作电流感测信号 CS。

[0072] 整流器电路 41 可以由普通整流器电流拓扑实现。图 10 示出了这种整流器电路 41 的一个实施例。根据本实施例的整流器电路 41 包括具有整流器元件 411 和电容器 412 的串联电路,其中串联电路与变压器的次级绕组 22 并联连接,并且其中可以在电容器 412 上得到输出电压 V_{out} 。在图 10 中整流器元件 411 被绘制为二极管。然而,可以替代使用另一种类型的整流器元件,例如作为同步整流器 (SR) 的 MOSFET。

[0073] 根据另一个实施例,整流器电路 41 具有比之前描述的拓扑更复杂的拓扑。根据一个实施例,图 10 中虚线所示出的,具有电感器 413 和其它电容器 414 的串联电路与之前描述的电容器 412 并联连接。在这种情况下,可以跨其它电容器 414 上得到输出电压 V_{out} 。

[0074] 图 11 示出了反馈电路 42 的一个实施例。参考图 11,反馈电路 42 包括接收输出信号或者接收基准信号 S_{REF} (如图所示) 或者内部产生基准电压 S_{REF} 的调节器 421。调节器 421 比较输出信号 S_{out} 和基准信号 S_{REF} ,以及基于该比较产生反馈信号 FB。调节器 421 可以具有比例 (P) 特性、比例 - 积分 (PI) 特性等中的一个特性。根据一个实施例,调节器 421 设置在开关模式功率变换器的次级侧,并且反馈电路 42 包括被配置为跨变压器提供的势垒 (隔离垒) 传输来自开关模式功率变换器的次级侧的反馈信号 FB 到初级侧。控制器 10 设置在本实施例中的初级侧。传输电路 422 可以包括光耦合器或适用于跨势垒传输信号的任何其它类型的电路。根据另一个实施例,传输器 422 包括另一个变压器。

[0075] 参考示出一个驱动周期内的输入电流 I_{in} 、辅助电压 V_{aux} 和驱动信号 GD 的时序图的图 12,描述图 9 所示的开关模式功率变换器的一种操作方式。

[0076] 参考图 12,在接通时间 T_{on} 期间,输入电流 I_{in} 增加以及在关断时间 T_{off} 期间,输入电流 I_{in} 减小。在接通时间 T_{on} 期间,参考图 9,电子开关 31 连接变压器的初级绕组 21 到输入电压 V_{in} 可用的输入端 11、12。在接通时间 T_{on} 期间,输入电流 I_{in} 增加的斜率分别地基本和输入电压 V_{in} 的电压电平成正比,以及基本与初级绕组 21 和变压器的电感 L 成反比。即

$$[0077] \quad dI_{in}/dt = V_{in}/L. \quad (2)$$

[0078] 在接通时间 T_{on} 期间,跨初级绕组的电压 V_{21} 基本对应于输入电压 V_{in} ,以及跨次级绕组 22 的电压 V_{22} 基本对应于 $-N_{22}/N_{21} \cdot V_{in}$,其中 N_{21} 表示初级绕组 21 的绕组数,以及 N_{22} 表示次级绕组 22 的绕组数。由于在接通时间段期间,跨次级绕组 22 的电压 V_{22} 是负的 (由于初级绕组 21 和次级绕组 22 具有相反的缠绕方向),流过次级绕组 22 的电流 I_{22} 在接通期间是零。

[0079] 结果,在关断时间 T_{off} 的起点,跨初级绕组的电压 V_{21} ,以及跨次级绕组 22 的电压 V_{22} 翻转极性并增大直到跨次级绕组 22 的电压 V_{22} 基本对应于输出电压 V_{out} 加上跨整流器电路 41 的电压 V_{41} 。在图 10 所示的整流器电路 41 中,电压 V_{41} 基本对应于整流器元件 411 的正向电压。在关断时间期间,初级绕组 21 被去磁并分别传输在接通时间期间电感性储存在初级绕组 21 上的能量到次级绕组 22 和输出端 13、14。

[0080] 参考图 12,在接通时间的终点 (即,当电子开关 31 关断时) 输入电流 I_{in} 减小到零。接通时间 T_{on} 在关断时间 T_{off} 的起点跳变为启动电平的期间,流过次级绕组 22 的电流 I_{22} 为零并随后减小。

[0081] 由于感性耦合在辅助绕组 23 和初级绕组 21 之间,在接通时间 T_{on} 期间的辅助电

压 V_{aux} 的电压值基本对应于

$$[0082] \quad V_{aux} = N_{23}/N_{21} \cdot V_{in} \quad (3a)$$

[0083] 其中 N_{23} 表示辅助绕组 23 的绕组数。在关断时间期间, 辅助电压 V_{aux} 的电压电平基本对应于

$$[0084] \quad V_{aux} = N_{23}/N_{22} \cdot (V_{out} + V_{41}) \quad (3b)$$

[0085] 只要流过次级绕组 22 的电流 I_{22} 没有减小到零。当次级侧电流 I_{22} 减小到零时, 即, 当变压器完全去磁时, 因此, 次级侧电压 V_{22} 以及辅助电压 V_{aux} 变成零。寄生效应, 例如, 变压器的寄生电容可能引起辅助电压 V_{aux} 振荡, 特别是在关断时间 T_{off} 的起点和变压器去磁之后。图 12 原理性地示出了这些振荡。

[0086] 参考图 12, 辅助电压 V_{aux} 和初级电压 V_{21} 以及次级电压 V_{22} 一样, 分别在接通时间 T_{on} 的终点和关断时间 T_{off} 的起点改变极性。根据一个实施例, 关断检测器 6 被配置为检测辅助电压 V_{aux} 改变极性的时刻, 即当辅助电压穿越零 (0V) 时, 基于该检测产生关断检测器信号 OFF_DET 。因此, 更具体地, 辅助电压 V_{aux} 以及辅助绕组 23 的过零点用于检测电子开关 31 的关断时刻。该时刻对应于图 5 所示的时刻 t_3 。图 5 所示的延迟时间 T_{det} 对应于辅助电压 V_{aux} 的过零点和关断检测器信号 OFF_DET 指示过零点的时刻之间的时间差值。

[0087] 图 13 示出了关断检测器 6 的一个实施例。关断检测器包括接收辅助电压 V_{aux} 或与辅助电压 V_{aux} 成比例的电压的比较器 61。根据一个实施例, 分压器 62、63 接收辅助电压 V_{aux} 并提供与辅助电压 V_{aux} 成比例的电压 V_{63} 至比较器 61。比较器 61 将辅助电压 V_{aux} 或电压 V_{63} 与代表零值的基准电位比较。基准电位是辅助电压作为参考的电路节点的电气电位。根据一个实施例, 比较器 61 的输出信号是检测器信号 OFF_DET , 其中每次比较器 61 的输出信号改变信号电平, 辅助电压 V_{aux} 就减小到零。比较器信号的边沿可以用于指示辅助电压 V_{aux} 达到零的时刻。

[0088] 参考图 12, 辅助电压 V_{aux} 在一个驱动周期内可能多次过零。为了使检测器信号 OFF_DET 只在接通时间的终点指示过零点, 关断检测器可选地包括触发器 64, 例如 SR 触发器 (如图 13 中的虚线所示)。在接通时间的起点使用例如驱动信号 GD 重置该触发器, 并使用比较器信号设置。在本实施例中, 检测器信号 OFF_DET 是触发器的输出信号。在本实施例中, 检测器信号 OFF_DET 在由驱动信号 GD 触发的接通时间 T_{on} 的起点从第一电平变为第二电平, 例如从高电平变为低电平, 以及在由比较器信号触发的接通时间的终点从第二电平变为第一电平。从第二电平变为第一电平指示了电子开关 31 关断的时刻 (图 5 中的 t_3)。

[0089] 辅助绕组 23 不仅仅用于检测电子开关 31 的关断。根据一个实施例, 辅助电压也用于产生用于控制器的供电电压。根据又一个实施例, 辅助绕组用于测量输入电压 V_{in} 。如上所述, 辅助电压 V_{aux} 在接通时间 T_{on} 期间是与输入电压 V_{in} 成比例的。根据一个实施例, 控制器 10 被配置为在接通时间 T_{on} 期间基于测量的辅助电压 V_{aux} 获得输入电压 V_{in} 的信号值, 并考虑绕组比率 N_{23}/N_{21} 。

[0090] 根据一个实施例, 控制器 10 使开关模式功率变换器操作在电流控制模式。在本实施例中, 控制器 10 接收电流感测信号 CS , 当接通时间信号 ON_time 信号在此之前是参考图 5 描述的。作为输入电流 I_{in} , 并且因此电流感测信号 CS 在整个接通时间 T_{on} 增加, 电流感测信号 CS 可以用于基于与关断阈值 OFF_th 的比较结果控制接通时间 T_{on} 。可能发生在电

流传感器 32 的延迟可以被认为独立于操作参数,并构成之前所描述的内部延迟 T_{int} 的一部分。

[0091] 当输入电流 I_{in} 和电流感测信号 CS 的斜率分别取决于输入电压 V_{in} 、延迟补偿,根据一个实施例,参考图 8 所描述的操作参数 OP,考虑输入电压 V_{in} 。即,估计的延迟时间 $\Delta T(k+1)$ 与表示输入电压 V_{in} 的数值相乘以获得补偿偏置 $\Delta OFF_{th}(k+1)$ 。

[0092] 图 14 示出了计算补偿偏置 $\Delta OFF_{th}(k+1)$ 的另一个实施例。图 14 所示的实施例是基于图 8 所示的实施例的,并且还包含将常数 C 与估计的延迟时间 $\Delta T(k+1)$ 和操作参数 OP 相乘的结果相加,以获得补偿偏置 $\Delta OFF_{th}(k+1)$ 。常数 C 考虑到,比较接通时间信号 ON_{time} 和关断阈值的比较器 81 的延迟可以取决于接通时间信号 ON_{time} 的斜率。在电流控制模式中,即当电流感测信号 CS 被用作接通时间信号 ON_{time} 时,斜率可以随输入电压 V_{in} 改变。具体地,当接通时间信号 ON_{time} 的斜率增加时,比较器延迟可能减小。因此,在输入电压 V_{in} 的较高电平处,比较器延迟比在控制器 10 中储存的内部延迟 T_{int} 所考虑的要小。另一方面,在给定延迟时间 $\Delta T(k+1)$,当输入电压 V_{in} 增加时,补偿偏置 $\Delta OFF_{th}(k+1)$ 也增加。为了补偿这些相反的效果,在补偿偏置 $\Delta OFF_{th}(k+1)$ 中可以考虑常数 C。

[0093] 应当注意的是,在此之前描述的原理并不限于用于反激式变换器中,也可以用于其它类型的变换器。图 15 示出了包括例如与电子开关 31 串联连接的扼流圈的电感器 21 的升压式变换器的一个实施例,其中串联电路连接到输入端 11、12。辅助绕组 23 感性耦合至电感 21,以及测量电路 6 接收辅助电压 V_{aux} 。辅助绕组 23 和电感器 21 具有相同的缠绕方向,使得辅助电压表示跨电感 21 的电压。当电子开关 31 接通时,电感 21 与输入节点 11、12 之间的电子开关 31 串联连接,并被去磁。当电子开关 31 关断时,跨电感器的电压 V_{21} 改变极性,并且电感器 21 驱动流过整流器 41 的电流至输出端 13、14。正如参考图 9 所描述的实施例,辅助电压 V_{aux} 的过零点发生在电子开关 31 关断时,使得辅助电压 V_{aux} 可以被用于检测关断电子开关的关断时刻。

[0094] 控制器 10 可以被配置为使升压式变换器操作在电流控制模式。在这种情况下,控制器 10 接收电流感测信号 CS 作为接通时间信号 ON_{time} ,并且在延迟补偿中,输入电压 V_{in} 可以被考虑作为操作参数 OP。

[0095] 尽管公开了本发明的各种示例性实施例,各种改变和修改对本领域技术人员而言是显而易见的,其将实现本发明的多个优点而不脱离本发明的精神和范围。对本领域技术人员而言是显而易见的,可以适当地替换执行相同的功能的其它元件。值得一提的是,即使在没有明确提及的那些情况下,参考具体附图所描述的特征可以和其它附图的特征相结合。进一步的,可以在使用合适的处理器指令的所有软件实施方式中实现本发明的方法,或在使用硬件逻辑和软件逻辑的结合的混合实施方式中实现相同的结果。对本发明构思的这种修改旨在包括在所附的权利要求中。

[0096] 在一个或多个示例中,在此描述的功能的至少一部分可以在硬件中实现,例如具体的硬件部件或处理器。更一般地,这些技术可以在硬件、处理器、软件、固件或它们的任意组合中实现。如果在软件中实现,则功能可作为一个或多个指令或代码在计算机可读介质上存储或传输,并由基于硬件的处理单元执行。计算机可读介质可以包括计算机可读存储介质,其对应于有形介质诸如数据存储介质,或通信介质包括便于将计算机程序从一个

地方传输到另一个地方的任何介质,例如根据通信协议。以这种方式,计算机可读介质通常可以对应于(1)有形计算机可读存储介质,也就是非临时性的;或(2)通信介质,如信号或载波。数据存储介质可以是可由一个或多个计算机或一个或多个处理器进行访问以检索指令、代码和/或数据结构为实施本公开中所描述的技术的任何可用介质。计算机程序产品可以包括计算机可读介质。

[0097] 以举例而非限制的方式,这种计算机可读存储介质可以包括RAM、ROM、EEPROM、CD-ROM或其它光盘存储、磁盘存储或其它磁存储设备、闪存、或可以以指令或数据结构的形式来存储期望的程序代码且可由计算机访问的任何其它介质。此外,任何连接被适当地称为计算机可读介质,即计算机可读传输介质。例如,如果指令是从网站、服务器或使用同轴电缆、光纤电缆、双绞线、数字用户线(DSL)或例如红外、无线电和微波的无线技术的其它远程源传输的,那么介质的定义也包含同轴电缆、光纤电缆、双绞线、DSL或例如红外、无线电和微波的无线技术。但是应当理解,计算机可读存储介质和数据存储介质不包括连接、载波、信号或其它临时介质,而是涉及非瞬时的、有形的存储介质。磁盘和光盘,如本文中所使用的,包括压缩光盘(CD)、激光光盘、光学光盘、数字多功能光盘(DVD)、软盘和蓝光光盘,其中磁盘通常磁性地再现数据,而光盘用激光来光学地再现数据。上述的组合也应包括在计算机可读介质的范围之内。

[0098] 指令可以由一个或多个处理器执行,例如一个或多个中央处理单元(CPU)、数字信号处理器(DSPs)、通用微处理器、专用集成电路(ASICs)、现场可编程逻辑阵列(FPGAs)或者其它等效的集成或离散逻辑电路。因此,本文所使用的术语“处理器”可指代任何前述结构或适合于实施本文中所描述的技术的任何其它结构。此外,在一些方面中,可在被配置为编码和解码的专用硬件和/或软件模块中或者包含在组合编码器中提供本文中所描述的功能。此外,这些技术可以在一个或一个以上电路或逻辑元件完全实现。

[0099] 本公开的技术可以在各种装置或设备中实现,包括无线手机、集成电路(IC)或一组IC(例如,芯片组)。本公开中描述了各种元件、模块或单元,以强调被配置为执行所公开的技术的设备的功能方面,但并不一定需要由不同硬件单元实现。相反,如上所述,各种单元可以组合在单个硬件单元中或由可以互相操作的硬件单元的集合提供,包括如上所述的一个或多个处理器,结合合适的软件和/或固件。

[0100] 空间相对术语,例如“位于……下面”、“位于……下方”、“下部”、“上方”、“上部”等用于方便描述,以解释一个元件相对第二元件的位置。除了附图中所示的这些器件的不同方向,这些术语旨在涵盖器件的不同方向。进一步的,术语例如“第一”、“第二”之类的,也被用于描述各种元件、区域、部分等,并且也并非意在限制。在整个描述中,类似的术语指代相同的元件。

[0101] 如本文所使用,术语“具有”、“含有”、“包含”、“包括”等是开放式术语,其表明所述元件或特征的存在,但不排除其它元素或特征。冠词“一”、“一个”和“该”意在包括复数和单数,除非上下文另有明确说明。

[0102] 理解变型和应用的上述范围,应该理解的是,本发明并不限于上述说明,也不限于附图。而是,本发明仅由以下权利要求及其合法等同物限定。

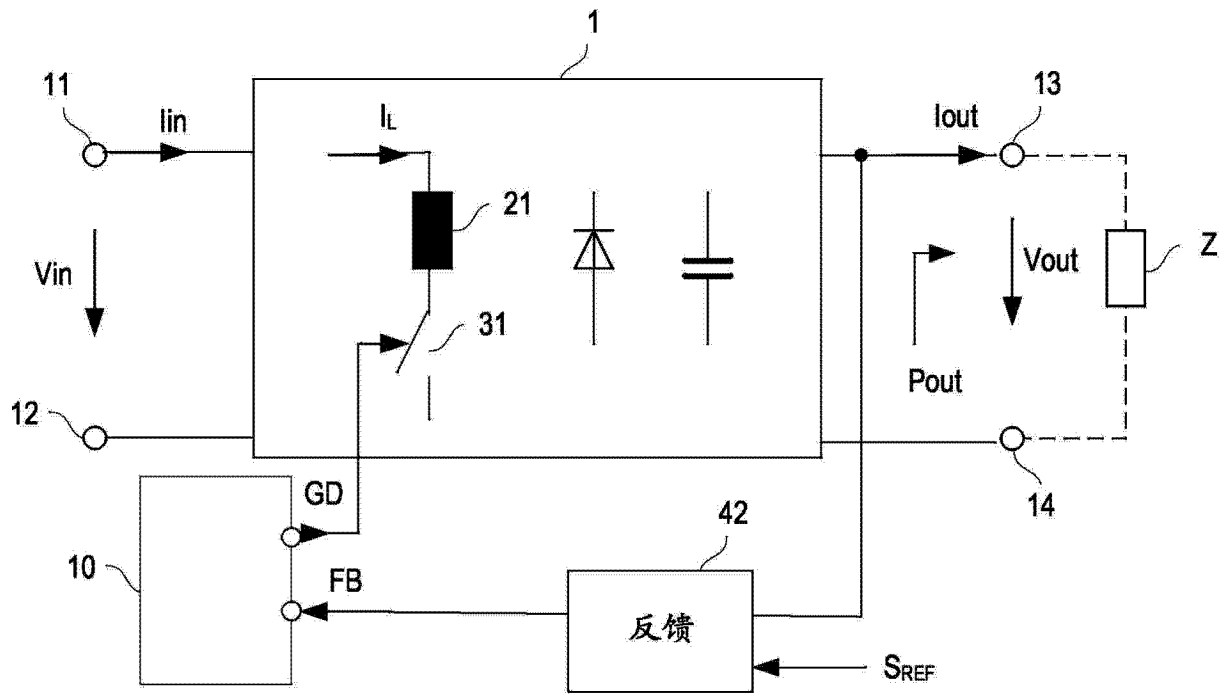


图 1

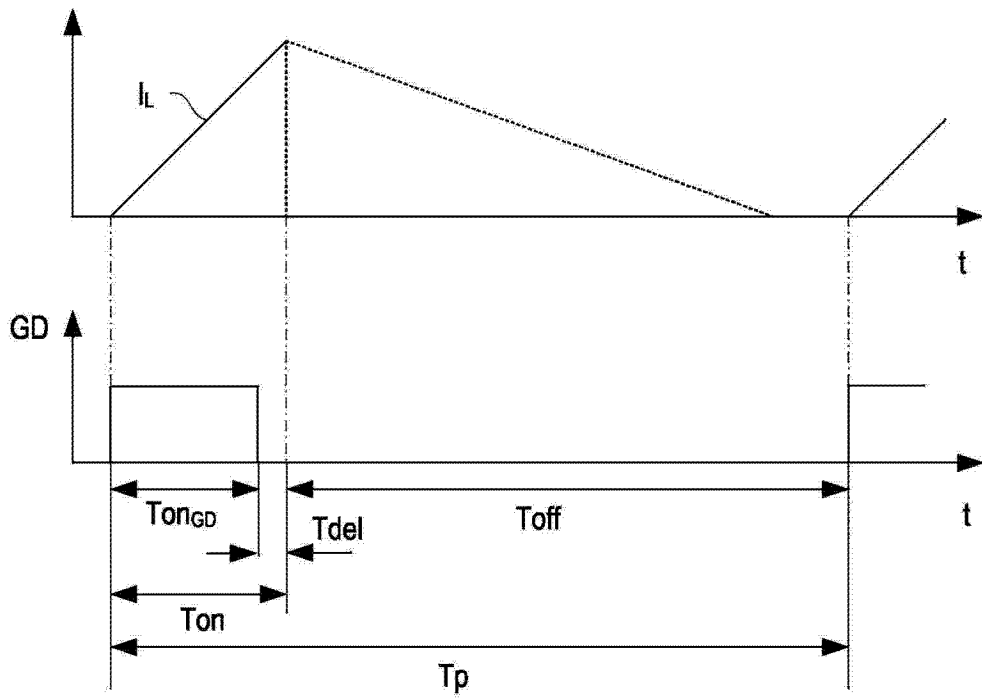
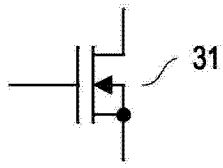


图2

图3

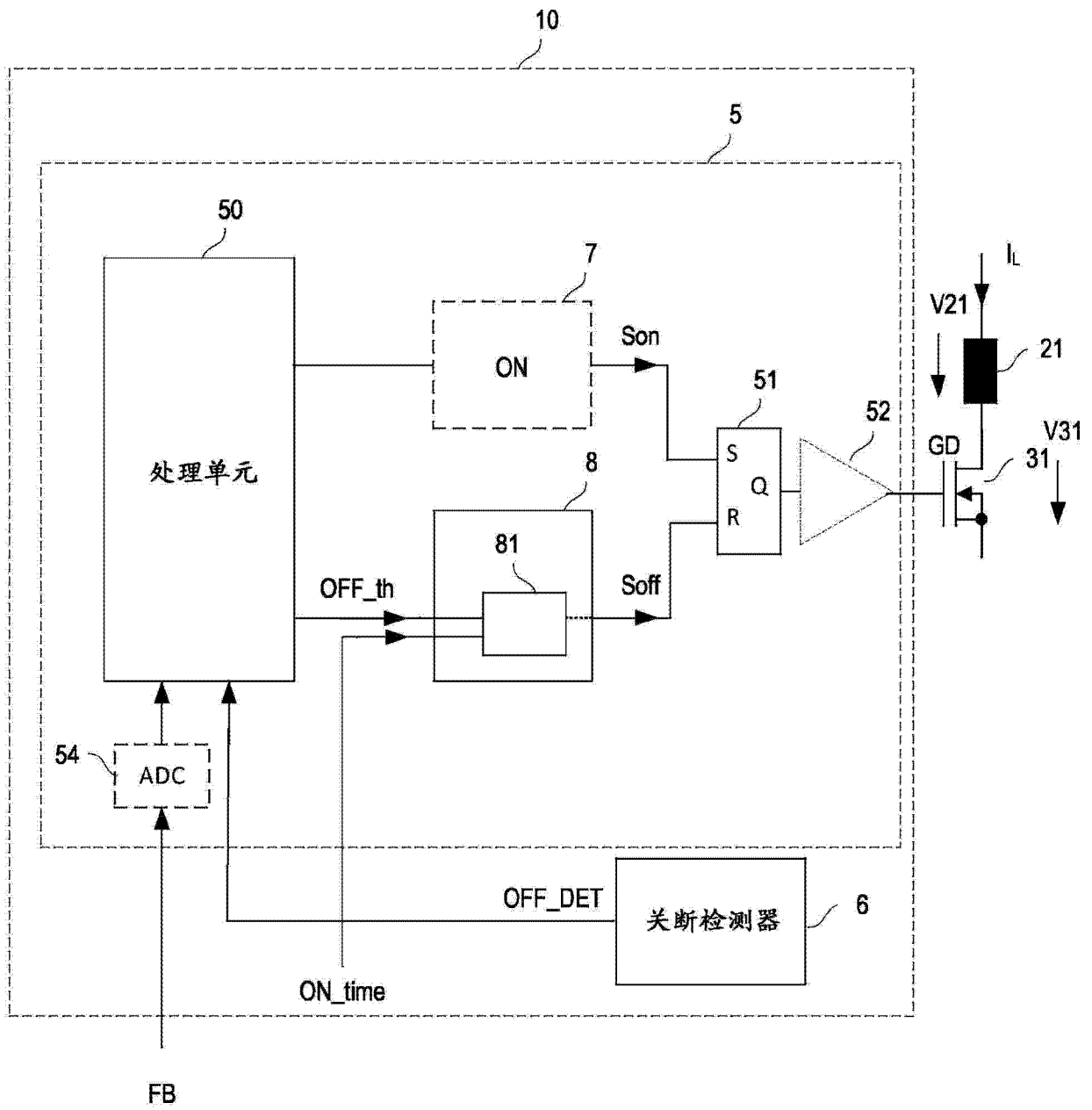


图 4

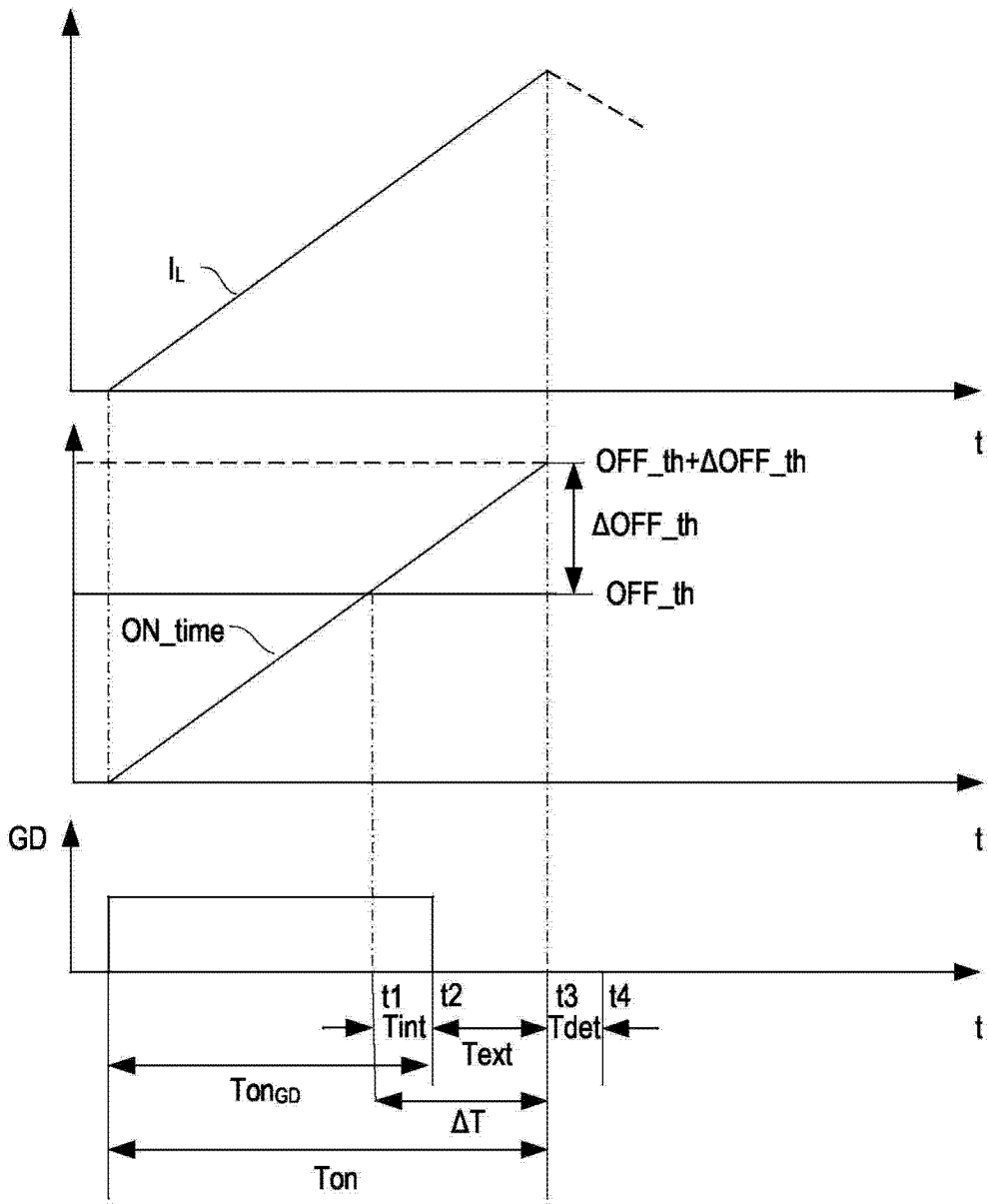


图 5

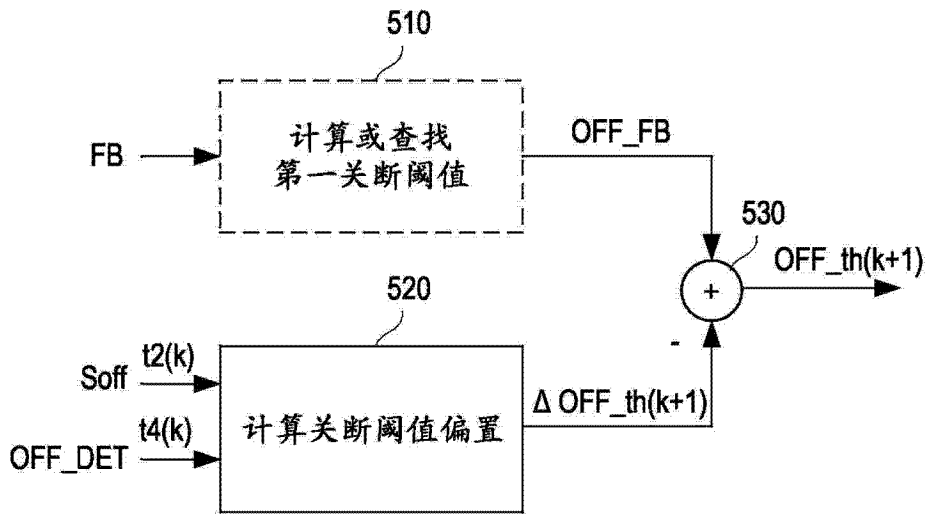


图 6

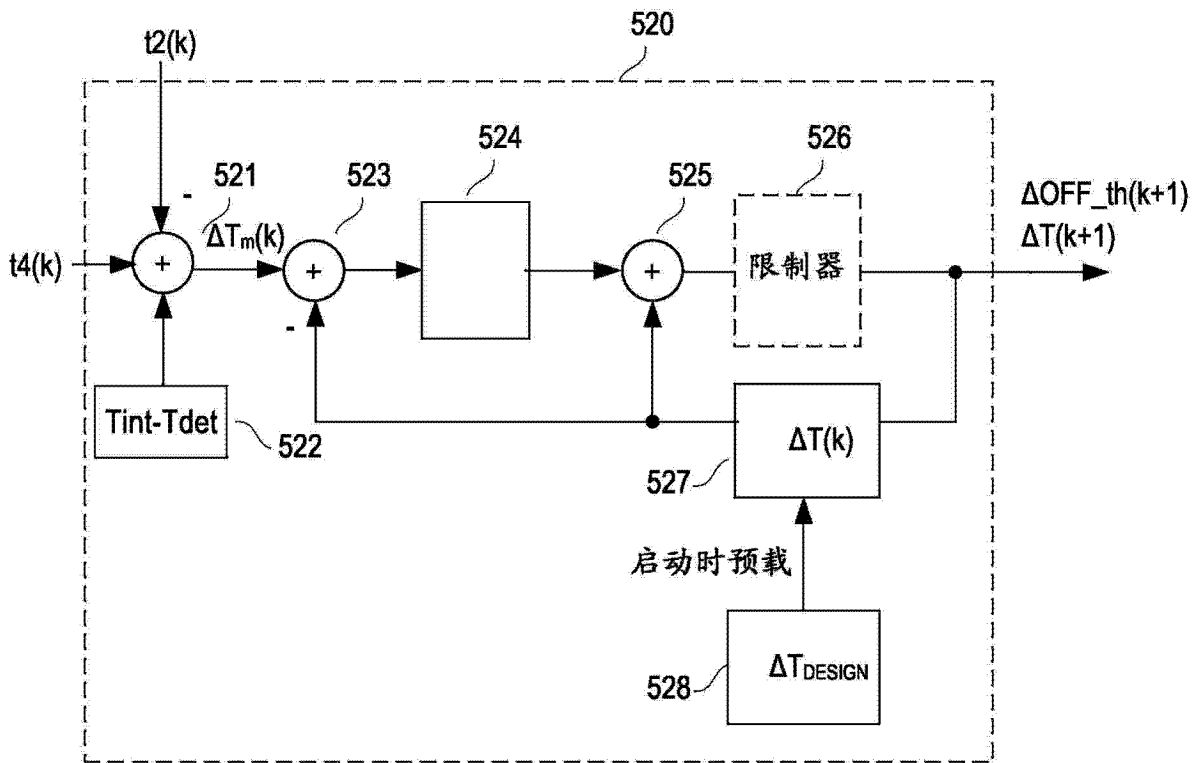


图 7

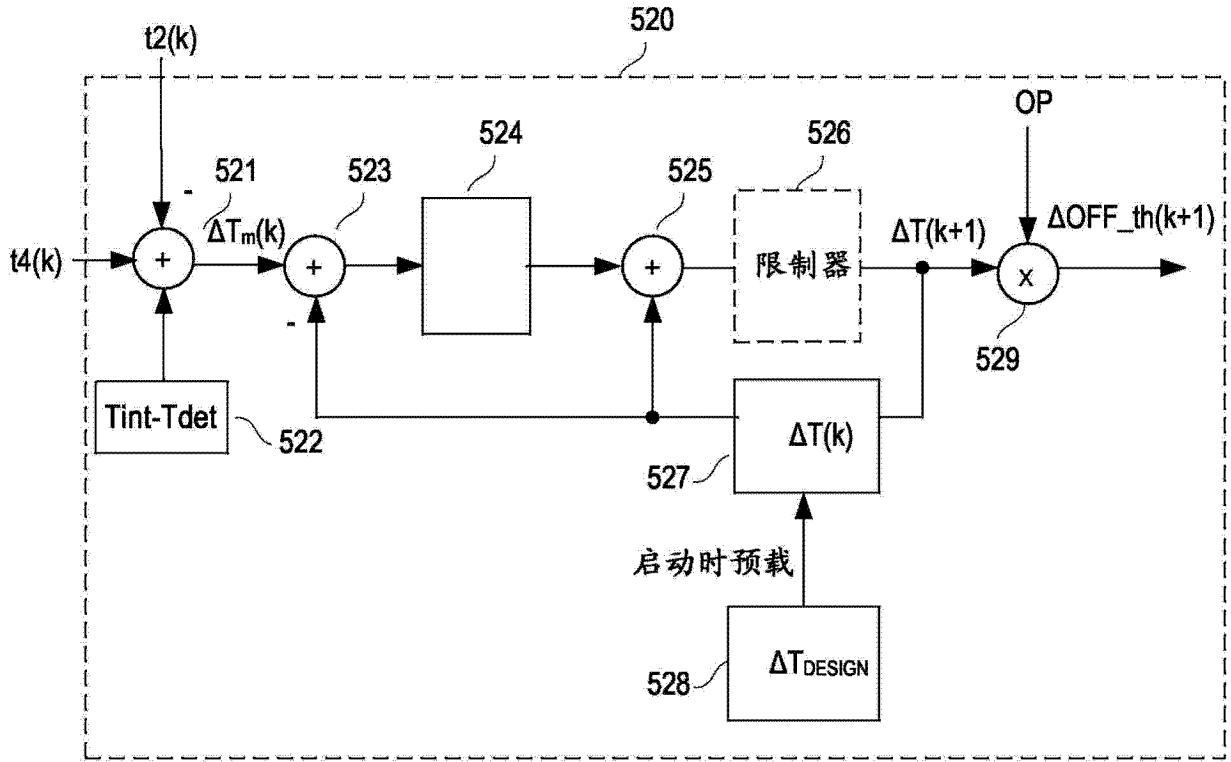


图 8

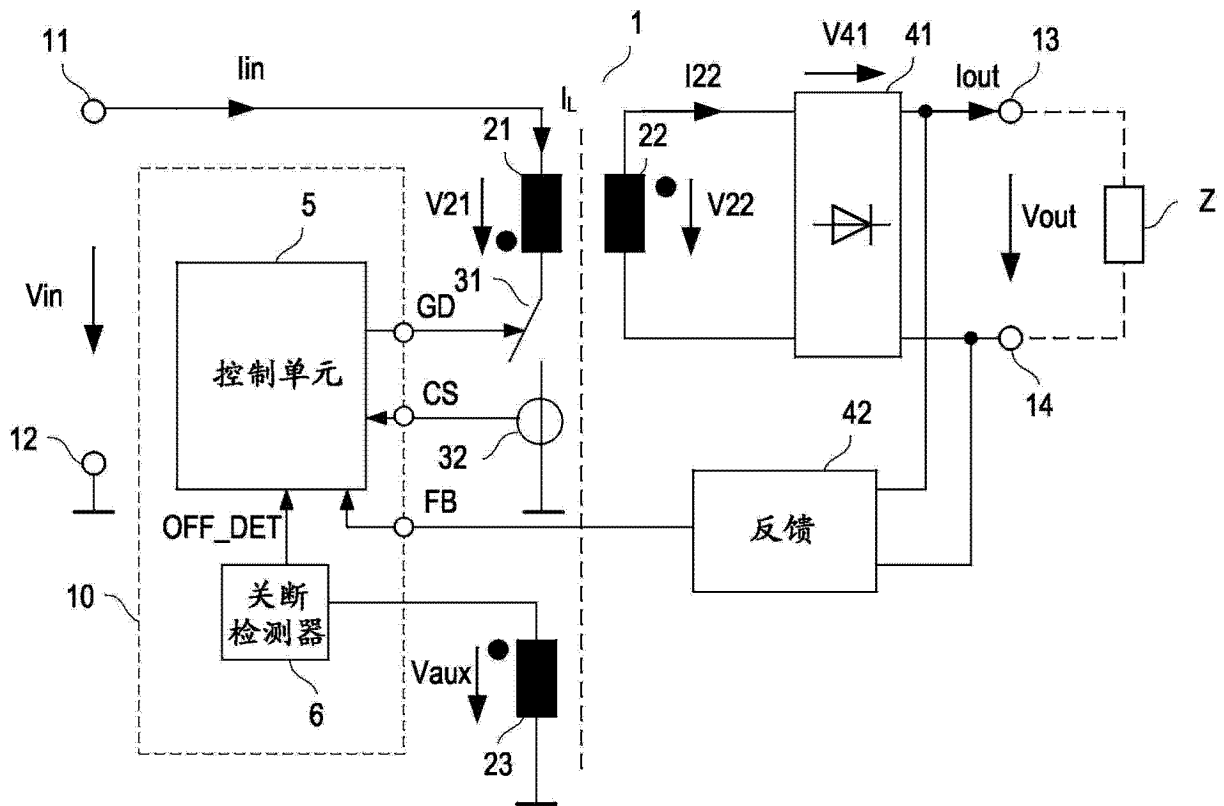


图 9

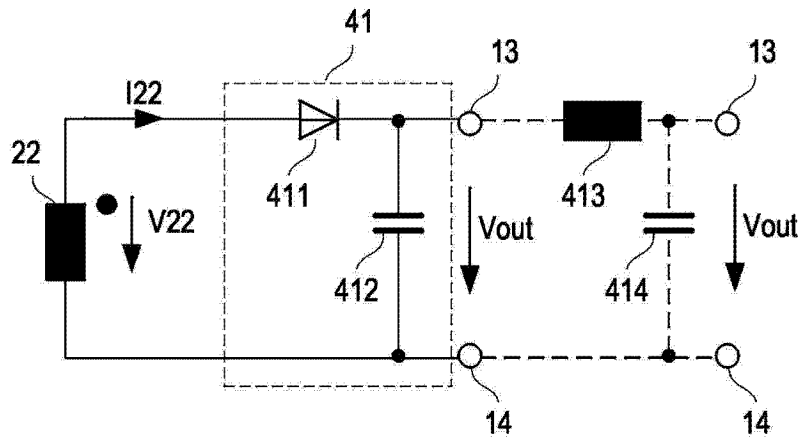


图 10

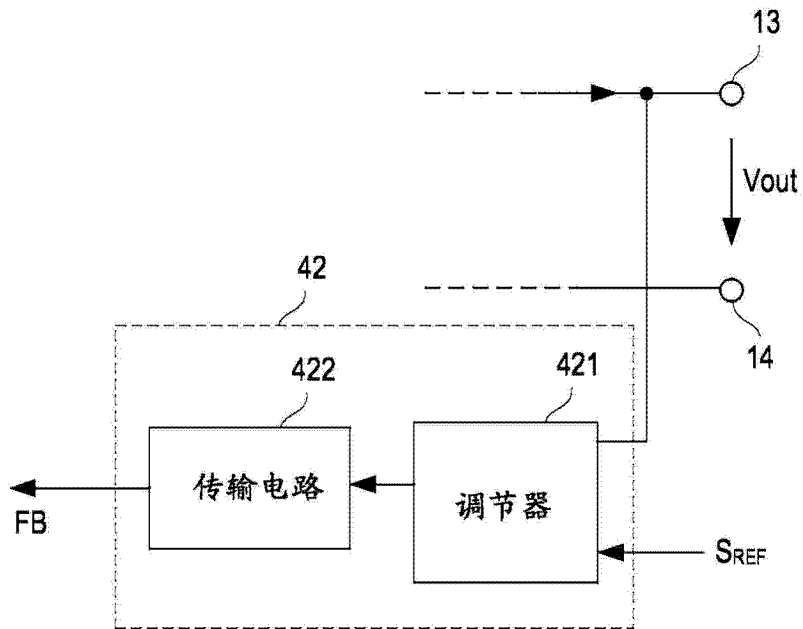


图 11

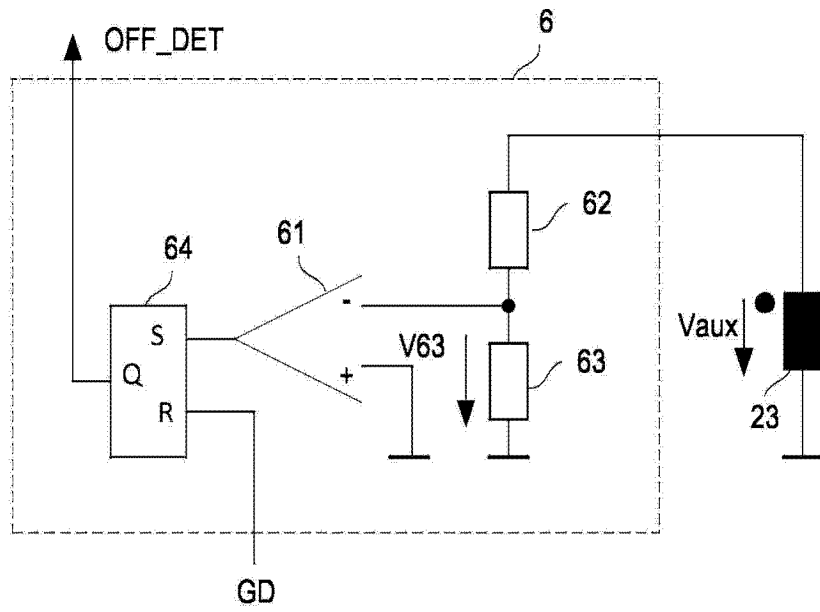


图 13

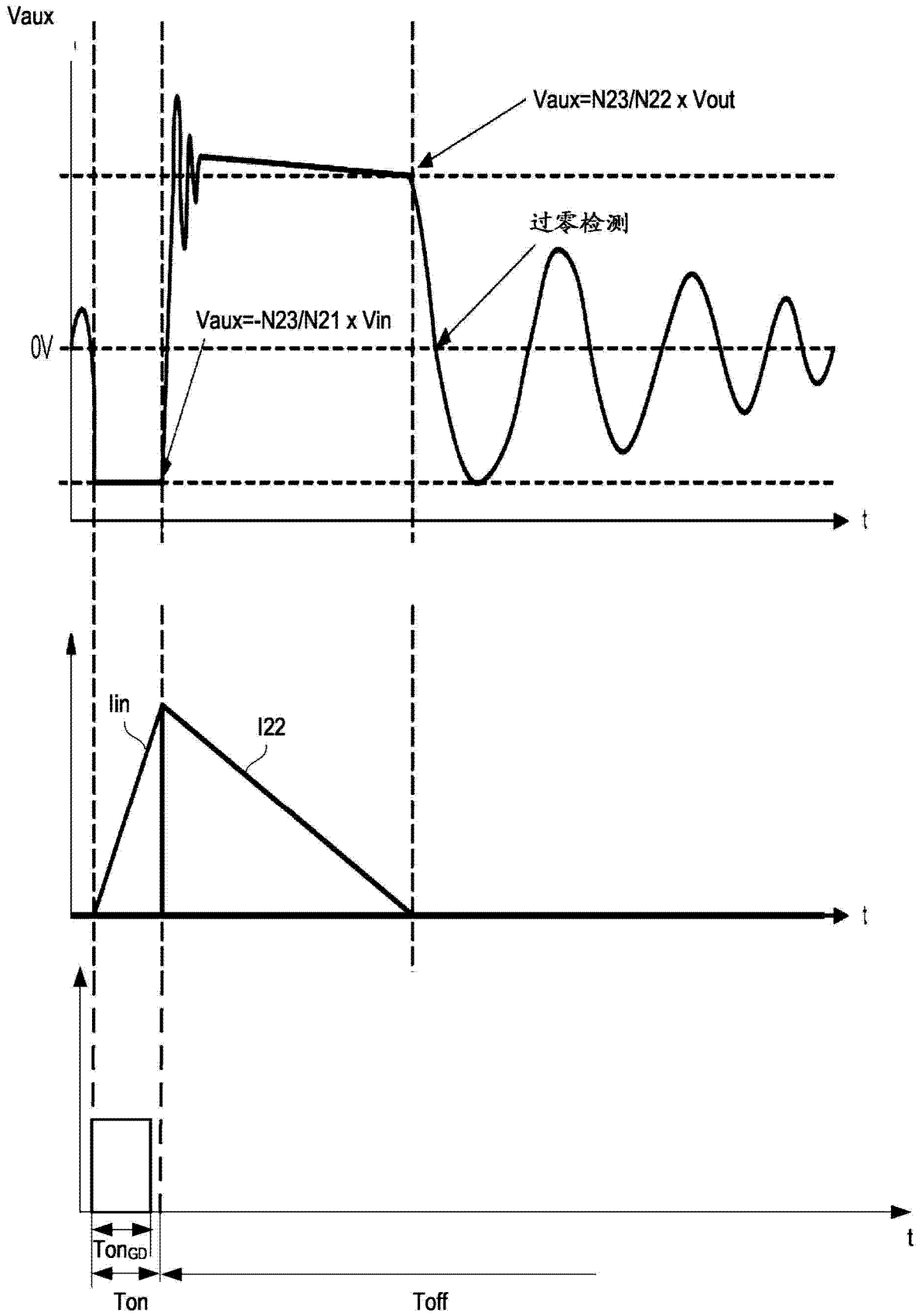


图 12

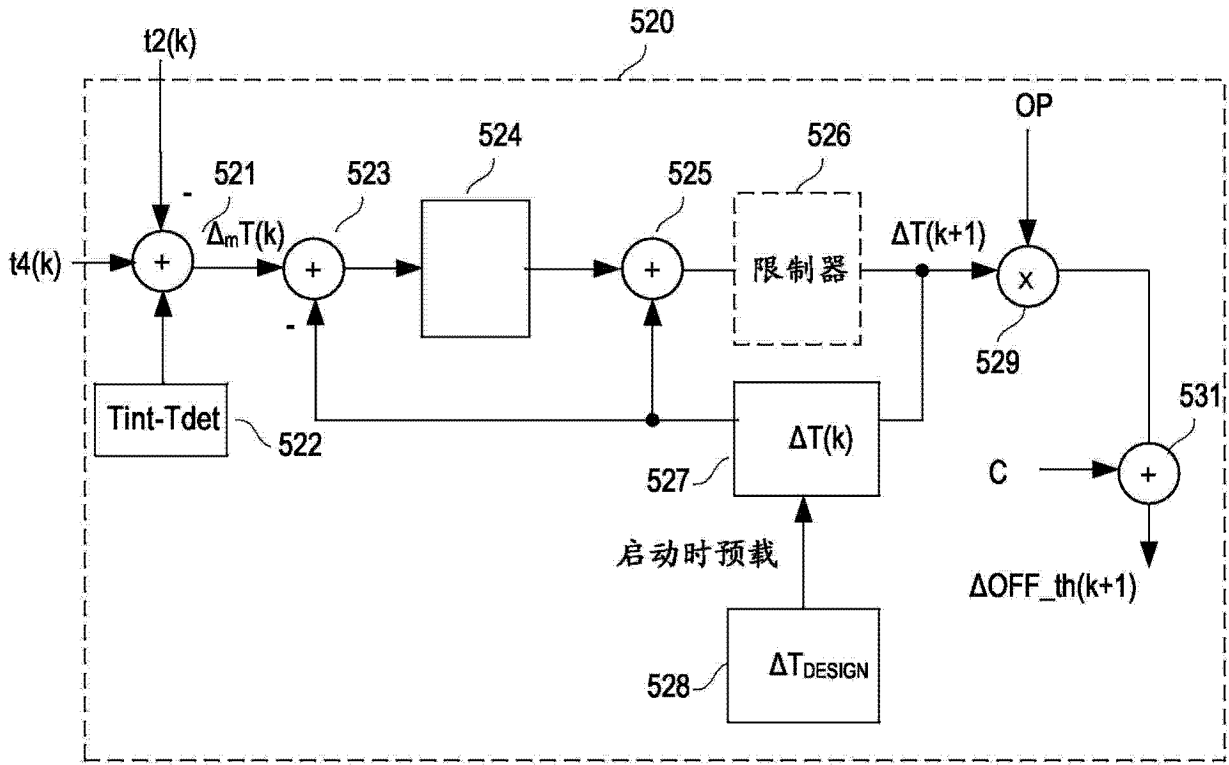


图 14

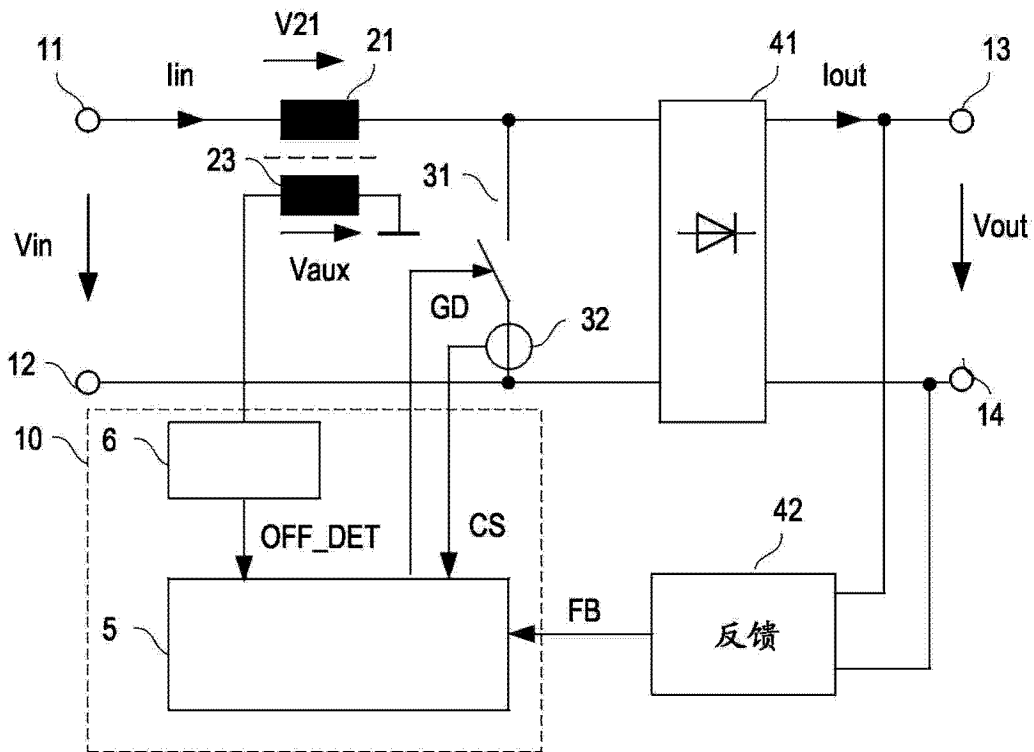


图 15