



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101795075 B

(45) 授权公告日 2014. 07. 16

(21) 申请号 201010107598. 6

US 2008298095 A1, 2008. 12. 04,

(22) 申请日 2010. 01. 29

CN 1365181 A, 2002. 08. 21,

EP 1211793 A2, 2002. 06. 05,

(30) 优先权数据

12/363, 657 2009. 01. 30 US

审查员 黄珊

(73) 专利权人 电力集成公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 L·伦德 A·B·詹格里拉

W·M·波利夫卡

(74) 专利代理机构 北京北翔知识产权代理有限

公司 11285

代理人 杨勇 郑建晖

(51) Int. Cl.

H02M 3/335 (2006. 01)

(56) 对比文件

CN 1337084 A, 2002. 02. 20,

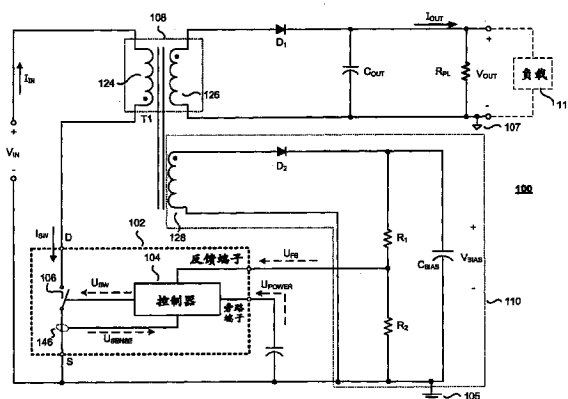
权利要求书3页 说明书12页 附图11页

(54) 发明名称

用于调节轻载 / 空载下的功率变换器输出电压的方法和装置

(57) 摘要

一种示例性装置,用于调节在轻载 / 空载状态下的功率变换器的输出电压,该装置包括一驱动电路、一反馈电路和一可调整的基准电压电路。所述驱动电路被连接以输出一驱动信号,以将电源开关在接通状态和断开状态之间切换,以调节所述功率变换器的输出。所述反馈电路被连接至所述驱动电路,并且其还被连接以响应于一输出电压信号输出一允许信号,以将所述电源开关切换至接通状态。所述可调整的基准电压电路被连接以调整基准电压,从而使得功率变换器的偏置绕组电压,响应于要被连接至功率变换器的输出端的负载,被非线性地调整。



1. 用于于初级侧控制功率变换器的控制器,该功率变换器从电源的输入侧间接检测输出电压,所述控制器包括:

一驱动电路,其被连接以输出一驱动信号,用以将电源开关在接通状态和断开状态之间切换,从而调节所述功率变换器的输出;

一反馈电路,其被连接至所述驱动电路,其中所述反馈电路被连接,以将代表偏置绕组电压的一反馈信号和一基准相比较以及输出一允许信号,该偏置绕组电压间接代表功率变换器的输出电压,该允许信号允许驱动电路将所述电源开关切换至接通状态,所述允许信号确定一开关周期是被允许还是被禁止;以及

一可调整的基准电压电路,其被连接以调整所述基准,从而使得功率变换器的偏置绕组电压,响应于要被连接至功率变换器的输出端的负载,被非线性地调整。

2. 根据权利要求1的控制器,其中一电流传感器输出一电流检测信号,该电流检测信号代表通过所述电源开关的开关电流,其中所述驱动电路响应于负载限制电源开关中的电流。

3. 根据权利要求1的控制器,还包括一振荡器,其被连接至所述驱动电路,其中所述振荡器输出一时钟信号以设置所述电源开关的基本恒定的开关周期。

4. 根据权利要求3的控制器,其中所述可调整的基准电压电路还被连接,以响应于所述电源开关的有效开关频率,来确定被连接至功率变换器的输出端的负载。

5. 根据权利要求4的控制器,其中响应开关的有效开关频率调整所述基准电压。

6. 根据权利要求3的控制器,其中所述可调整的基准电压电路还包括第一阈值调整电路,其中所述阈值调整电路响应第一负载状态对所述基准电压调整一个第一量。

7. 根据权利要求6的控制器,其中所述可调整的基准电压电路还包括第二阈值调整电路,其中所述第二阈值调整电路响应于第二负载状态对所述基准电压调整一个第二量,其中从第一量到第二量的百分数变化大于从第一负载状态到第二负载状态的百分数变化。

8. 根据权利要求7的控制器,其中所述可调整的基准电压电路还包括如下一平均电路,该平均电路响应一个或多个阈值调整电路产生的阈值调整信号来改变所述基准电压的值。

9. 用于功率变换器的集成电路,所述集成电路包括:

一电源开关,其被连接以在接通状态和断开状态之间切换;

一控制器,其被连接以将所述电源开关在接通状态和断开状态之间切换,从而调节所述功率变换器的输出,其中所述控制器适于响应流经所述电源开关达到开关电流阈值的开关电流,禁止该电源开关;

一反馈端子,其被连接至所述控制器以接收代表了功率变换器的输出电压的偏置绕组电压,其中所述控制器被连接以响应要被连接至功率变换器的输出端的负载,非线性地调整所述偏置绕组电压,

其中所述控制器被连接以非线性地调整被包括在该集成电路中的反馈电路的可调整的基准电压,从而调整所述偏置绕组电压,所述反馈电路被连接以将代表所述偏置绕组电压的一反馈信号和所述可调整的基准电压相比较。

10. 根据权利要求9的集成电路,其中所述偏置绕组电压是在一基本大于电源开关的开关周期的时间段内的平均电压。

11. 根据权利要求 9 的集成电路,其中所述控制器是初级侧控制器。
12. 根据权利要求 9 的集成电路,其中所述控制器被连接以在一定范围的负载状态期间,调整偏置绕组电压。
13. 根据权利要求 9 的集成电路,其中所述功率变换器从电源的输入侧间接检测输出电压。
14. 功率变换器,包括:
  - 一电源开关;
  - 一控制器,其被连接至所述电源开关,以将电源开关在接通状态和断开状态之间切换,从而调节所述功率变换器的输出;
  - 一能量传输元件,其连接至所述电源开关,以使功率变换器的输入与输出电流绝缘,并且在功率变换器的输入和输出之间传输能量;
  - 一偏置绕组,其被连接至所述能量传输元件,其中所述偏置绕组上的偏置绕组电压代表功率变换器的输出端的输出电压,并且其中所述控制器响应于要被连接至所述电源输出端的负载,对所述偏置绕组电压进行非线性调整,其中所述控制器被连接以非线性地调整被包括在集成电路中的反馈电路的可调整的基准电压,从而调整所述偏置绕组电压,所述反馈电路被连接以将代表所述偏置绕组电压的一反馈信号和所述可调整的基准电压相比较。
15. 根据权利要求 14 的功率变换器,其中所述偏置绕组电压是所述偏置绕组上的在一基本大于电源开关的开关周期的时间段内的平均电压。
16. 根据权利要求 14 的功率变换器,其中所述控制器被包含在一集成电路中。
17. 根据权利要求 14 的功率变换器,其中所述电源开关和所述控制器被集成为单片集成器件。
18. 根据权利要求 14 的功率变换器,其中所述控制器响应于所述电源开关的有效开关频率,确定要被连接至所述功率变换器的输出端的负载。
19. 根据权利要求 14 的功率变换器,其中所述控制器响应于对多个禁止周期的探测,对反馈基准电压进行调整。
20. 根据权利要求 14 的功率变换器,其中该功率变换器从电源的输入侧间接检测输出电压。
21. 一种用于调整电源的偏置绕组电压的方法,所述方法包括:
  - 通过将电源开关在接通状态和断开状态之间进行切换,对初级反馈功率变换器的输出电压进行调节,该功率变换器从电源的输入侧间接检测输出电压,其中当通过电源开关的开关电流超过一开关电流阈值时,所述电源开关被调整为回复至断开状态;
  - 确定要被连接至所述功率变换器的输出端的负载的负载状态;以及
  - 响应于所述负载状态非线性地调整偏置绕组电压,其中响应于所述负载状态非线性地调整偏置绕组电压包括,非线性地调整一可调整的基准电压,以及将该可调整的基准电压与代表所述偏置绕组电压的反馈信号相比较,所述方法还包括,如果偏置绕组电压大于所述可调整的基准电压,就禁止所述电源开关的切换。
22. 一种用于功率变换器的集成电路控制器,所述控制器包括:
  - 一驱动电路,其被连接以输出一驱动信号,用以控制电源开关的切换,从而调节所述功

率变换器的输出；

一反馈电路,其被连接至所述驱动电路,以在偏置绕组电压大于可调整的基准电压时,禁止所述电源开关的切换;以及

一可调整的基准电压电路,其被连接以响应于功率变换器的输出端的负载状态,对所述可调整的基准电压进行非线性调整,其中所述反馈电路被连接以将代表所述偏置绕组电压的一反馈信号和所述可调整的基准电压相比较。

23. 根据权利要求 22 所述的控制器,其中所述可调整的基准电压电路包括:

第一阈值调整电路,其被连接以响应于功率变换器的输出端处的第一负载状态而输出第一阈值调整信号;

第二阈值调整电路,其被连接以响应于功率变换器的输出端的第二负载状态而输出第二阈值调整信号;以及

平均电路,其被连接以产生可调整的基准电压,并且响应于所述第一和第二阈值调整信号来调整该可调整的基准电压。

24. 根据权利要求 23 所述的控制器,其中所述平均电路包括一电容器,该电容器被连接以存储所述可调整的基准电压,其中所述电容器还被连接以响应于所述第一和第二阈值调整信号而被选择性放电。

25. 根据权利要求 24 所述的控制器,其中平均电路还包括第一和第二电流源,其中所述第一电流源被连接以响应于所述第一阈值调整信号来选择性地以第一速率减少电容器上的平均电压,并且其中所述第二电流源被连接以响应于所述第二阈值调整信号,以第二速率减少电容器上的平均电压。

26. 根据权利要求 23 所述的控制器,其中所述第一阈值调整电路被连接以响应于所述驱动信号的第一数目的连续地禁止的开关周期,输出所述第一阈值调整信号,并且其中所述第二阈值调整电路被连接以响应于所述驱动信号的第二数目的连续地禁止的开关周期,输出所述第二阈值调整信号。

27. 根据权利要求 22 所述的控制器,其中所述电源开关被集成进所述集成电路控制器中。

28. 根据权利要求 22 所述的控制器,其中该功率变换器从电源的输入侧间接检测输出电压。

## 用于调节轻载 / 空载下的功率变换器输出电压的方法和装置

### 技术领域

[0001] 本发明总体涉及功率变换器 (power converter), 更具体而言, 本发明涉及对轻载 / 空载状态下的输出电压的调节进行改进。

### 背景技术

[0002] 许多电气设备, 例如蜂窝电话、个人数字助理 (PDA)、膝上电脑等都由直流电源供电。因为功率通常以高压交流功率通过墙上插座来传送, 所以需要诸如功率变换器之类的设备来将高压交流功率转化为对许多电气设备可用的直流功率。在运行过程中, 功率变换器可使用一控制器来对被传送至电气设备的能量进行调节, 该电气设备一般可被称为负载。有一情形是, 控制器可通过响应输出电压的反馈信息以将电源开关接通或断开, 来控制能量脉冲的传输, 以不断对功率变换器输出端处的输出电压进行调节。

[0003] 在某些应用中, 功率变换器可包括一能量传输元件, 以将功率变换器的输入侧和输出侧分隔开。更具体而言, 能量传输元件可提供如下的电流绝缘, 即防止直流电流在功率变换器的输入端和输出端之间流动, 由于一些特定的安全规定, 可能要求有这种电流绝缘。能量传输元件的常见实施例是耦合电感, 其中由输入侧上的输入绕组所接收的电能被存储为磁能, 然后再在功率变换器的输出侧被转化为跨于输出绕组上的电能。

[0004] 对于某些功率变换器设计, 可能需要将输出电压调节在指定电压范围内。为了实现该目标, 一些功率变换器可能使用“初级反馈”以允许从功率变换器的输入侧间接检测输出电压, 从而将输出电压调节在指定范围内。为了降低成本, 可能使用初级反馈, 而不是使用直接检测功率变换器输出端处的输出电压的电路。初级反馈的一个实例是将一偏置绕组电连接至功率变换器的输入侧, 使得偏置绕组也被磁耦合 (非直接连接) 至能量传输元件的输出绕组。这使得偏置绕组能够产生一个跨于偏置绕组上的代表了功率变换器的输出电压的电压, 该偏置绕组与功率变换器的输入侧电连接。以这样的方式, 功率变换器获取一个代表了输出电压的反馈信号, 而不直接检测在功率变换器的输出端处的输出电压。

[0005] 然而, 当对基本轻载 / 空载状态下 (其中负载需要非常小的功率或不需要功率) 的功率变换器的调节应用初级反馈时, 输出电压会相当大地偏离其所需值。这会阻止输出电压在轻载 / 空载状态下落在指定的输出电压范围内。

### 附图说明

[0006] 参照附图描述了本发明的非限制性且非穷举的实施方案和实施例, 若非另有说明, 则其中多个不同附图中的相同参考数字指的是相同部分。

[0007] 图 1A 示出了根据本发明教导的示例性功率变换器的功能方框图。

[0008] 图 1B 是一个根据本发明教导的示例性波形, 该波形示出了通过图 1A 的电源开关 106 的开关电流  $I_{sw}$ 。

[0009] 图 2 是一个根据本发明教导的示例性波形, 该波形示出了没有调整偏置绕组电压

波形下,初级反馈功率变换器的输出电压。

[0010] 图 3A 和 3B 示出了根据本发明教导的,经调整的偏置电压的示例波形。

[0011] 图 4 是根据本发明教导的用于调整基准电压以改变偏置电压的示例性控制器的功能方框图。

[0012] 图 5 是根据本发明教导的用于调整限流以改变偏置电压的示例性控制器的功能方框图。

[0013] 图 6 是示出了根据本发明教导的示例性的可调整的基准电压电路的功能方框图。

[0014] 图 7 是示出了根据本发明教导的包括了电源开关和控制器的示例性集成电路的功能方框图。

[0015] 图 8 是根据本发明教导的可调整的基准电压电路的示例性示意图。

[0016] 图 9 是一曲线图,示出了根据本发明教导的图 8 的被调基准电压对功率变换器的输出电流的响应关系。

[0017] 图 10 是一个流程图,示出了一种根据本发明教导的响应输出电流来调整偏置电压的方法。

### 具体实施方式

[0018] 公开了一种用于对一定负载状态下的功率变换器的输出电压的调节进行改进的方法和装置。更具体而言,公开了一种响应于功率变换器的变动负载状态来非线性调整偏置电压的方法和装置。在下面的说明中,列出了许多具体细节以便提供对本发明的彻底理解。然而,对于本领域普通技术人员显而易见的是,实施本发明并不必需使用这些具体细节。在其他情况下,那些众所周知的材料或方法没有被详细描述,以免混淆本发明。

[0019] 所提及的贯穿该说明书的“一个实施方案”、“一实施方案”、“一个实施例”或“一实施例”意味着,针对所述实施方案或实施例所描述的特定特征、结构或特性被包括在本发明的至少一个实施方案中。由此,贯穿该说明书的在各个位置中出现的短语“在一个实施方案中”、“在一实施方案中”、“一个实施例”或“一实施例”未必全指的是相同的实施方案或实施例。而且,在一个或多个实施方案或实施例中,具体的多个特征、结构或特性可被结合到任何合适的组合和/或子组合中。另外,应理解的是,此处所提供的附图是用于对本领域普通技术人员进行解释的目的的,所述附图未必按比例画出。

[0020] 现在参照图 1A,一功能方框图示出了根据本发明教导的功率变换器 100。在所出示的实施例中,功率变换器 100 包括集成电路 102、能量传输元件 108、反馈电路 110、二极管  $D_1$ 、输出电容器  $C_{OUT}$ 、以及预负载电阻器 (pre-load resistor)  $R_{PL}$ , 所述集成电路 102 进一步包括控制器 104 和电源开关 106。集成电路 102 还包括漏极端子 D、源极端子 S、反馈端子 FB, 以及旁路端子 BP。如所示的,反馈电路 110 被示为包括偏置绕组 128、二极管  $D_2$ 、第一电阻器  $R_1$  和第二电阻器  $R_2$ , 以及偏置电容器  $C_{BIAS}$ 。

[0021] 如所示的,功率变换器 100 被配置为逆向变换器 (flyback converter)。在运行中,功率变换器 100 从一个未调节的直流输入电压  $V_{IN}$ ——自此被称为“输入电压”——向负载 119 提供输出功率。在图 1 的实施例中,能量传输元件 108 是耦合电感,该耦合电感自此被称为“变压器”,该耦合电感具有输入绕组 124 和输出绕组 126。“输入绕组”也可被称为“初级绕组”,“输出绕组”也可被称为“次级绕组”。在一个实施例中,能量传输元件 108 可

提供电流绝缘。更具体而言,电流绝缘防止直流电流在功率变换器 100 的输入侧和输出侧之间流动,并且通常需要有电流绝缘,以满足安全规定。如所示的,输入返回 105 电连接至功率变换器 100 “输入侧”上所指示的电路。类似地,输出返回 107 被电连接至功率变换器 100 “输出侧”上的电路。

[0022] 在一个实施例中,初级绕组 124 连接至电源开关 106,使得在运行中,当电源开关 106 处于接通状态时,能量传输元件 108 接收输入电流为  $I_{IN}$  的能量,当电源开关 106 处于断开状态时,能量传输元件 108 将能量输送至功率变换器 100 的输出端。

[0023] 如所示的,电源开关 106 可在“接通 (on)”状态和“断开 (off)”状态之间切换,在“接通”状态时,使电流传导通过该开关,在“断开”状态时,阻止电流传导通过该开关。在运行中,控制器 104 输出一开关信号  $U_{sw}$ ,以使电源开关 106 在接通状态和断开状态之间切换。在一个实施例中,控制器 104 可操作该开关 106 以将输出电压  $V_{OUT}$  调节至其所需值。在一个实施例中,控制器 104 包括一个振荡器(未示出),该振荡器限定了基本规则的、开关 106 在其间可为导通或不导通的开关周期  $T_s$ 。更具体地,对输出电压  $V_{OUT}$  的调节是这样实现的:响应反馈信号  $U_{FB}$ ——它间接代表了输出电压  $V_{OUT}$ ——而切换电源开关 106 以控制从功率变换器 100 的输入端传递至输出端的能量的量。在一个实施例中,反馈信号  $U_{FB}$  可直接将偏置电压  $V_{BIAS}$  调节至所需的代表了所需输出电压  $V_{OUT}$  值的电压。例如,偏置电压  $V_{BIAS}$  可被调节为 20V,以便间接地将输出电压  $V_{OUT}$  调节为 5V。

[0024] 在一个实施例中,电源开关 106 是金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)。在一个实施例中,集成电路 102 可被实现为单片集成电路,或者可使用分立的电气元件、或者分立的元件与集成电路的组合来实现。在一个实施例中,集成电路 102 被制造为包括控制器 104 和电源开关 106 的混合集成电路或单片集成电路。在另一实施例中,电源开关 106 不包括在集成电路 102 中,其中,控制器 104 将被连接至一如下的电源开关,该电源开关被制造为一个与控制器 104 分立的器件。在功率变换器 100 的运行中,电源开关 106 的切换在二极管  $D_1$  中产生脉动电流,该脉动电流被输出电容器  $C_{OUT}$  滤波以产生基本恒定的输出电压  $V_{OUT}$ 。

[0025] 如所示的,反馈电路 110 适于提供初级反馈,所述初级反馈允许从电源的输入侧间接检测输出电压  $V_{OUT}$ 。在运行中,反馈电路 110 将反馈信号  $U_{FB}$  提供至控制器 104。在一个实施例中,反馈信号  $U_{FB}$  可代表偏置电压  $V_{BIAS}$ 。如所示的,偏置绕组 128 磁耦合至输出绕组 126。由于磁耦合,在运行中,能量传输元件 108 将能量传送至输出绕组 126,当电源开关 106 处于断开状态时,将能量传送至偏置绕组 128。更具体而言,所感应的跨于输出绕组 126 上的电压可与跨于偏置绕组 128 上的电压基本成比例。以这种方式,在电源开关 106 处于断开状态期间,二极管  $D_2$  导通以向电容器  $C_{BIAS}$  充电时,偏置电压  $V_{BIAS}$ ——其被限定为电容器  $C_{BIAS}$  上的电压——增加至一个代表了输出电压  $V_{OUT}$  的电压。

[0026] 如所示的,二极管  $D_2$  连接在偏置绕组 128 和偏置电容器  $C_{BIAS}$  之间,以防止当电源开关 106 导通时,该偏置电容器  $C_{BIAS}$  放电。在一实施例中,偏置绕组电压  $V_{BIAS}$  包括一直流电压,并且还包含一随时间而变化的电压分量——其也被称为波纹电压。在一实施例中, $V_{BIAS}$  的波纹电压由于电容器  $C_{BIAS}$  的充电和放电而发生。更具体而言,电容器  $C_{BIAS}$  的充电发生在当能量被传送至偏置绕组 128 且二极管  $D_2$  导通时。电容器  $C_{BIAS}$  的放电发生在当二极管  $D_2$  未导通且能量以基本恒定的速率通过  $R_1$  和  $R_2$  释放时。如所示出的,包括电阻器  $R_1$  和电阻

器  $R_2$  的电阻分压器连接在偏置电容器  $C_{BIAS}$  上。在一实施例中,所述电阻分压器被连接以提供一被分割的偏置电压  $V_{BIAS}$  至集成电路 102 的反馈引脚 FB。

[0027] 在运行中,功率变换器 100 通过直接调节间接地(通过磁耦合)代表了所需的输出电压  $V_{OUT}$  值的偏置电压  $V_{BIAS}$  来实施初级反馈。因此,如果输出电压  $V_{OUT}$  相对其所需值开始改变,那么输出电压中的改变将成比例地改变偏置电压  $V_{BIAS}$ 。控制器 104 将相应地切换电源开关 106,以通过调整输送至输出端的能量从而将偏置电压  $V_{BIAS}$  恢复至其所需值。以这种方式,输出电压  $V_{OUT}$  被偏置绕组电压  $V_{BIAS}$  间接调节。

[0028] 在一实施例中,对于调节输出电压  $V_{OUT}$  的电源开关 106,控制器 104 决定是否使电源开关 106 在开关周期  $T_S$  内响应反馈信号  $U_{FB}$  而导通。如上所述,开关周期  $T_S$  可以由控制器 104 中的振荡器(未示出)所设置的恒定时间周期。其中允许开关 106 导通的开关周期  $T_S$  是“允许(enabled)”周期。其中不允许开关 106 导通的开关周期  $T_S$  是“禁止(disabled)”周期。换言之,控制器 104 决定在每个开关周期内是将电源开关 106 导通还是将电源开关 106 断开,以控制传送至功率变换器 100 的输出的能量。以这样的方式,控制器 104 可响应于反馈信号  $U_{FB}$  来调节功率变换器 100 的输出电压  $V_{OUT}$ 。

[0029] 现在参照图 1B,示出了根据本发明教导的用于多个允许和禁止开关周期  $T_S$  的图 1A 的开关电流  $I_{SW}$  的示例性波形。如所示的,图 1B 中示出了用于多个允许和禁止开关周期  $T_S$ ——从  $T_0$  到  $T_{N+1}$ ——的开关 106 中的开关电流  $I_{SW}$  的示例性波形。在图 1B 的实施例中,开关 106 在每个允许开关周期  $T_0$ 、 $T_1$  和  $T_N$  的开始处导通。开关 106 导通直到开关 106 中的开关电流  $I_{SW}$  达到限流  $I_{LIMIT}$ 。当开关电流  $I_{SW}$  达到限流  $I_{LIMIT}$  时,开关电流位于其峰值,该值被称为峰值开关电流  $I_{SWPEAK}$ 。通过调整限流  $I_{LIMIT}$ ,开关电流  $I_{SW}$  在开关周期  $T_S$  内的峰值被改变,从而改变了电源开关在一个允许开关周期内的接通时间期间所存储的能量的量。所存储的能量和峰值电流之间的关系被表示为:

$$[0030] \quad E_{TS} = \frac{1}{2} L I_{SWPEAK}^2 \quad \text{等式 1}$$

[0031] 其中  $E_{TS}$  是在开关周期  $T_S$  内所存储的能量,  $L$  是初级绕组 124 的电感,  $I_{SWPEAK}$  是电源开关 106 中的峰值电流。继续来讲所示的实施例,开关 106 在禁止开关周期  $T_2$ 、 $T_{N-2}$ 、 $T_{N-1}$  和  $T_{N+1}$  内不导通。

[0032] 再次参照图 1A,如所绘实施例中所示的,电流传感器 146 被连接以检测流过电源开关 106 的开关电流  $I_{SW}$ 。更具体而言,电流传感器 146 可被用于测量开关电流  $I_{SW}$ ,所述电流传感器在各种实施例中可以是变流器、或者分立电阻、或者当晶体管导通时的晶体管的主导电沟道、或者构成了晶体管的一部分的敏感场效应晶体管元件(senseFETelement)。在运行中,电流传感器 146 产生一代表了开关电流  $I_{SW}$  的电流检测信号  $U_{SENSE}$ 。在一实施例中,电流检测信号  $U_{SENSE}$  被控制器 104 用于确定,在图 1B 所示的每个允许开关周期  $T_S$  内,开关电流  $I_{SW}$  何时达到限流  $I_{LIMIT}$ 。

[0033] 在运行中,控制器 104 可连续检测功率变换器 100 的输出端的负载状态,并响应于负载状态调整偏置电压  $V_{BIAS}$ 。在一实施例中,可响应于开关信号  $U_{SW}$  而检测负载状态。例如,当开关信号  $U_{SW}$  表明电源开关 106 在几乎所有开关周期  $T_S$  均被允许时,这可对应于高负载状态,因为功率变换器 100 正向功率变换器 100 的输出端发送几近大量的功率。相反,如果开关信号  $U_{SW}$  表明电源开关 106 在几乎所有开关周期  $T_S$  均被禁止,这可对应于轻载/空



载状态,因为功率变换器 100 正在向功率变换器 100 输送少量功率。空载状态可被限定为当连接至功率变换器 100 的输出端的负载 119 基本不需要输出电流  $I_{OUT}$  时。高负载状态可被限定为当负载 119 需要几近大量的输出电流  $I_{OUT}$  时。更清楚地说,当负载需要更多功率时,传送至功率变换器 100 的输出端的输出电流  $I_{OUT}$  增加。当连接至输出端的负载要求较少功率时,传送至功率变换器 100 的输出端的输出电流  $I_{OUT}$  减少。在特定情况下,例如空载 / 轻载状态下,功率变换器 100 可能仍需要在功率变换器 100 的输出端保持一个所需的输出电压。然而,在空载状态下,当负载 119 需要少量功率时,在开关周期  $T_s$  内被传送至功率变换器 100 的输出端的能量可能会大大增加电容器  $C_{OUT}$  上的输出电压  $V_{OUT}$ 。

[0034] 在一实施例中,预负载电阻器  $R_{PL}$  可跨接到功率变换器 100 的输出端,以向功率变换器 100 的输出端的输出电流  $I_{OUT}$  提供一额外通路,使得输出电压  $V_{OUT}$  在轻载 / 空载状态下(当负载 119 接收较少 / 不接收输出电流  $I_{OUT}$  时)不会大大增加。换言之,预负载电阻器  $R_{PL}$  可被设计为总是允许功率变换器 100 的输出端处有一最少量的输出电流  $I_{OUT}$  可以用。

[0035] 如上所讨论的,控制电源开关 106 的切换以调节所述偏置电压  $V_{BIAS}$ ,该偏置电压被设计用于代表输出电压  $V_{OUT}$ 。在运行中,当偏置电压  $V_{BIAS}$  位于所需值之上时,其代表输出电压  $V_{OUT}$  位于所需值之上。在该情况中,反馈信号  $U_{FB}$  将指示控制器 104,使电源开关 106 在接下来的各开关周期内被禁止,直到偏置电压  $V_{BIAS}$  降低到其所需值以下(例如,在二极管  $D_2$  不导通时通过借助于电阻器  $R_1$  和  $R_2$  的放电来实现)——这表明输出电压  $V_{OUT}$  已降低至其所需值以下。

[0036] 在轻载 / 空载状态下,偏置电压  $V_{BIAS}$  可以以较快速率降低至所需值,该速率比输出电压  $V_{OUT}$  降低至其所需值的速率更快。偏置电压降低的速率基于电阻电容 (RC) 时间常数,且相关于  $R_1$ 、 $R_2$  和  $C_{BIAS}$  的值。由此,在所有负载状态下,从电容器  $C_{BIAS}$  中释放出特定量电荷所需的时间将是基本恒定的。然而,从电容器  $C_{OUT}$  中释放出特定量电荷所需的时间将取决于在功率变换器 100 的输出端的负载状态。更具体而言,功率变换器 100 基于运行需要而改变被传送至负载 119 的功率。由此,负载 119 可被视为一如下的可变电阻,该可变电阻被调整以允许将变化的输出电流  $I_{OUT}$  传送至功率变换器 100 的输出端。在轻载 / 空载状态下,输出电压  $V_{OUT}$  的减少速率可大大低于偏置绕组电压  $V_{BIAS}$  的减少速率。从而,当由于偏置电压  $V_{BIAS}$  已降到其所需值以下,反馈信号  $U_{FB}$  指示控制器 104 使开关周期为允许开关周期时,输出电压  $V_{OUT}$  可能仍在其所需值以上,并将接收更多的高出所需的能量。以这种方式,输出电压  $V_{OUT}$  进一步在其为轻载 / 空载状态时的所需值上增加。

[0037] 现在参照图 2,曲线图 200 示出代表了输出电压  $V_{OUT}$  的一条输出电压曲线 202。如图所示的,曲线 202 示出输出电压  $V_{OUT}$  响应于输出电流  $I_{OUT}$  的非线性变化。该关系通过如下的等式 2 描述:

$$[0038] \quad \frac{V_{OUT}}{V_{OUTDESIRE}} = 1 + \frac{LI_{SWpeak}^2}{2V_{BIAS}^2 C_{BIAS}} \left( \frac{1}{1 + \frac{P_{OUT}}{P_{BIAS}}} \right) \text{等式 2}$$

[0039] 其中  $V_{OUTDESIRE}$  代表所需(被调节的)输出电压(如图 2 中所示), $V_{OUT}$  代表在功率变换器 100 的输出端的实际输出电压, $L$  代表初级绕组 124 的电感值, $I_{SWPEAK}$  代表通过电源开关 106 的峰值开关电流(在图 1B 中示出), $V_{BIAS}$  是偏置电压, $C_{BIAS}$  是偏置电容器的电容,

$P_{OUT}$  是被传送至功率变换器 100 的输出的功率 ( $V_{OUT}$  乘以  $I_{OUT}$ ) 量,  $P_{BIAS}$  是被传送至功率变换器 100 的偏置绕组 128 的功率的量。

[0040] 如等式 2 中所示, 括号内的表达式表明输出电压随着输出功率  $P_{OUT}$  接近于零而非线性增加。更具体而言, 在所需输出电压  $V_{OUTDESIRE}$  和输出电压  $V_{OUT}$  之间的最大差值出现在轻载 / 空载状态下。当功率变换器 100 运行时, 目标是保持  $V_{OUT}/V_{OUTDESIRE}$  比率基本为 1, 换言之, 保持输出电压  $V_{OUT}$  基本相同于所需输出电压  $V_{OUTDESIRE}$ 。

[0041] 现在参照图 3A 和图 3B, 示出了根据本发明教导的偏置电压波形。如图 3A 中所示, 将第一偏置电压波形 302 与第二偏置绕组电压 304 相比较以示出, 基准电压调整时, 第一平均偏置电压  $V_{AVGBIAS1A}$  和第二平均偏置电压  $V_{AVGBIAS2A}$  之间的变化。如所示的, 偏置电压波形 302 和 304 示出电容器  $C_{BIAS}$  上的电压的波纹部分。在一实施例中, 偏置电压  $V_{BIAS}$  的直流值可为大约 20V, 波纹电压可为大约 1V。如进一步示出的, 偏置电压波形 302 和 304 存在周期性。一个周期被限定为一波纹周期  $T_{RIP}$ 。更具体而言, 波纹周期  $T_{RIP}$  表明在偏置电压  $V_{BIAS}$  的调节过程中在电源开关 106 的接通状态之间的时间。更具体而言, 当偏置电压波形 302 达到第一可调整的基准值  $V_{ADJREF1}$  时, 电源开关 106 切换至接通状态。在一实施例中, 基准电压  $V_{ADJREF1}$  可被用于调节偏置电压  $V_{BIAS}$ , 使得输出电压  $V_{OUT}$  被间接调节。

[0042] 在一实施例中, 在轻载 / 空载状态下, 波纹周期  $T_{RIP}$  基本大于一个开关周期  $T_s$ 。例如, 波纹周期  $T_{RIP}$  可由 50 至 200 个连续的跳动的开关周期  $T_s$  组成。如所示的, 在波纹周期  $T_{RIP}$  的开始处, 波形 302 接近电压峰值  $V_{PEAK1A}$ 。更具体而言, 电压峰值  $V_{PEAK1A}$  在当功率变换器 100 的二极管  $D_2$  导通时的一开关周期内达到。在一实施例中, 电压从第一基准  $V_{ADJREF1}$  到电压峰值  $V_{PEAK1A}$  的变化可代表在一开关周期  $T_s$  内被传送至功率变换器 100 的偏置电容器  $C_{BIAS}$  的能量的量。

[0043] 在波纹周期  $T_{RIP}$  的剩余部分内, 波形 302 中的电压一直减少直到达到基准电压  $V_{ADJREF1}$ 。更具体而言, 波形 302 的偏置电压以基于 RC 时间常数的速率减少, 所述 RC 时间常数由  $R_1$ 、 $R_2$  和  $C_{BIAS}$  的值决定。在一个实施例中, 如波形 302 所示, 在功率变换器 100 运行中, 当电源开关 106 未导通时, 偏置电容器  $C_{BIAS}$  通过电阻器  $R_1$  和  $R_2$  放电。平均偏置绕组电压  $V_{AVGBIAS1A}$  是偏置电压波形 302 的平均电压。

[0044] 如所示的, 电压波形 304 类似于电压波形 302 但向下移动。如进一步示出的, 代表了偏置电压波形 304 的平均电压的平均偏置电压  $V_{AVGBIAS2A}$ , 是从平均偏置电压  $V_{AVGBIAS1A}$  向下移动的。该向下移动的发生是因为第二基准电压  $V_{ADJREF2}$  相对于第一基准电压  $V_{ADJREF1}$  较低。在一示例性运行中, 当偏置电压波形 304 达到第二基准值  $V_{ADJREF2}$  时, 电源开关 106 切换至接通状态。如示出的, 在波纹周期  $T_{RIP}$  的开始处, 波形 304 达到电压峰值  $V_{PEAK2A}$ 。更具体而言, 电压峰值  $V_{PEAK2A}$  是在当功率变换器 100 的二极管  $D_2$  导通时的一个开关周期内达到的。在波纹周期  $T_{RIP}$  的剩余部分内, 波形 304 的电压一直减少直到达到基准电压  $V_{ADJREF2}$ 。如所示的, 通过将基准电压从第一基准电压  $V_{ADJREF1}$  降低至第二基准电压  $V_{ADJREF2}$ , 电压波形 304 的波纹已从第一电压峰值  $V_{PEAK1A}$  减少到第二电压峰值  $V_{PEAK2A}$ 。如所示的, 第一基准电压  $V_{ADJREF1}$  和第一峰值电压  $V_{PEAK1A}$  之间在电压上的变化相同于第二基准电压  $V_{ADJREF2}$  和第二峰值电压  $V_{PEAK2A}$  之间在电压上的变化。这是因为每个开关周期  $T_s$  被传送至偏置电容器  $V_{BIAS}$  的能量基本上未变化。换言之, 只有峰值电压的大小从第一峰值电压  $V_{PEAK1A}$  变化至第二峰值电压  $V_{PEAK2A}$ 。以这种方式, 第一平均偏置电压  $V_{AVGBIAS1A}$  已被降低至第二平均偏置电压  $V_{AVGBIAS2A}$ 。在根据本发

明的教导的一个实施例中,响应于负载状态调整偏置电压  $V_{BIAS}$ ,换言之,响应于负载 119 所要求的输出功率  $P_{OUT}$  调整偏置电压  $V_{BIAS}$ 。由于输出电压  $V_{OUT}$  被调节,负载变化也可被看作输出电流  $I_{OUT}$  变化。在一个实施例中,控制器 104 中的反馈基准电压可被非线性地调整以基本补偿在轻载 / 空载条件下输出电压  $V_{OUT}$  的升高。

[0045] 现在参照图 3B,将第一偏置电压波形 310 与第二偏置电压波形 312 进行比较以示出当控制峰值开关电流  $I_{SWPEAK}$  的限流  $I_{LIMIT}$  被调整时,在第一平均偏置电压  $V_{AVGBIAS1B}$  和第二平均偏置电压  $V_{AVGBIAS2B}$  之间的变化。如所示的,偏置电压波形 310 和 312 示出电容器  $C_{BIAS}$  上的电压的波纹部分。如进一步示出的,偏置电压波形 310 和 312 存在周期性。第一波纹周期  $T_{RIP1}$  相应于电压波形 310,第二波纹周期  $T_{RIP2}$  相应于电压波形 312。在运行中,当偏置电压波形 302 达到基准值  $V_{ADJREF}$  时,允许所述电源开关 106 在接下来的开关周期  $T_s$  内切换至接通状态。在一实施例中,限流  $I_{LIMIT}$  可被用于调节偏置电压  $V_{BIAS}$ ,使得输出电压  $V_{OUT}$  被间接调节。

[0046] 如所示的,在波纹周期  $T_{RIP1}$  的开始处,波形 310 接近电压峰值  $V_{PEAK1B}$ 。更具体而言,电压峰值  $V_{PEAK1B}$  是在当功率变换器 100 的二极管  $D_2$  导通时的一个开关周期内达到的。在一实施例中,波形 310 中的从基准电压  $V_{ADJREF}$  到第一电压峰值  $V_{PEAK1B}$  的电压变化,可代表在一开关周期  $T_s$  内被传送至功率变换器 100 的偏置电容器  $C_{BIAS}$  的能量。在波纹周期  $T_{RIP1}$  的剩余部分,电压波形 310 上升直至达到基准电压  $V_{ADJREF}$ 。平均偏置绕组电压  $V_{AVGBIAS1B}$  是偏置电压波形 310 的平均电压。

[0047] 如所示的,电压波形 312 的平均值从电压波形 310 向下移动,因为峰值电压  $V_{PEAK1B}$  向下移动至电压峰值  $V_{PEAK2B}$ 。如进一步示出的,平均偏置电压  $V_{AVGBIAS2B}$ ——其代表偏置电压波形 312 的平均电压——也向下移动。在接通状态,电源开关 106 响应于限流  $I_{LIMIT}$  来限制开关电流  $I_{SW}$ 。在一个实施例中,对控制器 104 中的限流  $I_{LIMIT}$  的调整,改变了在一允许开关周期  $T_s$  中,被传送至偏置绕组 128 的能量的量。能量和峰值电流之间的这种关系被表示为如下的等式 3:

$$[0048] \quad E = \frac{1}{2} LI_{SWPEAK}^2 \text{ 等式 3}$$

[0049] 其中  $E$  是在一个开关周期内被传送的能量,  $L$  是初级绕组 124 的电感,  $I_{SWPEAK}$  是电源开关 106 中的峰值电流。以这种方式,可控制偏置电容器  $C_{BIAS}$  上的峰值电压的变化,从而控制平均偏置电压。

[0050] 如所示的,在波纹周期  $T_{RIP2}$  的开始处,波形 312 接近电压峰值  $V_{PEAK2B}$ 。更具体而言,电压峰值  $V_{PEAK2B}$  是在当功率变换器 100 的二极管  $D_2$  导通时的一个开关周期内达到的。在波纹周期  $T_{RIP2}$  的剩余部分,波形 312 的电压减少直到达到基准电压  $V_{ADJREF}$ 。如所示的,通过降低控制器 104 中的限流  $I_{LIMIT}$  以限制通过电源开关 106 的开关电流  $I_{SW}$ ,电压波形 312 的波纹已从第一电压峰值  $V_{PEAK1B}$  降低至第二电压峰值  $V_{PEAK2B}$ 。

[0051] 在根据本发明的教导的一个实施例中,响应于负载状态调整偏置电压  $V_{BIAS}$ ,换言之,响应于负载 119 所要求的输出功率  $P_{OUT}$  的量而调整偏置电压  $V_{BIAS}$ 。由于输出电压  $V_{OUT}$  一直被调节,负载的变化也可被看作是输出电流  $I_{OUT}$  的变化。在一个实施例中,控制器 104 中的反馈基准电压可被非线性地调整,以基本降低在轻载 / 空载状态下的输出电压  $V_{OUT}$  的增加。

[0052] 现在参照图 4, 示出了根据本发明教导的一示例性控制器 400。更具体而言, 根据本发明的教导, 控制器 400 可被纳入到功率变换器中, 以通过调整反馈基准电压来调整偏置绕组电压。所示出的功率变换器 400 实施例包括控制器电源 402、保护电路 404、驱动电路 406、振荡器 408、反馈电路 410 以及可调整的基准电压电路 412。如所示的, 控制器 400 接收功率信号  $U_{\text{POWER}}$ 、反馈信号  $U_{\text{FB}}$ , 并输出一开关信号  $U_{\text{SW}}$  以切换一电源开关。在一个实施例中, 控制器 400、功率信号  $U_{\text{POWER}}$ 、反馈信号  $U_{\text{FB}}$  以及开关信号  $U_{\text{SW}}$  可分别代表图 1A 的控制器 104、功率信号  $U_{\text{POWER}}$ 、反馈信号  $U_{\text{FB}}$  以及开关信号  $U_{\text{SW}}$  的可行的实施形式。

[0053] 如所示的, 控制器电源 402 连接至电源以使保护电路 404、驱动电路 406、振荡器 408、反馈电路 410 和可调整的基准电压电路 412 运行。在一个实施例中, 保护电路 404 连接至驱动电路 406, 并输出一保护信号  $U_{\text{PROTECT}}$ , 以在控制器 400 的电路恰好接收了不足的电压或过量的电压的情况下, 阻止开关信号  $U_{\text{SW}}$  的运行。如所示的, 振荡器 408 连接至驱动电路 406。在运行中, 振荡器 408 输出一时钟信号  $U_{\text{CLOCK}}$ , 该时钟信号设定功率变换器中的电源开关的开关周期的时间段。在一个实施例中, 时钟信号  $U_{\text{CLOCK}}$  指示每个开关周期的开始, 使得驱动电路 406 能够决定允许或禁止接下来的开关周期。“允许”开关周期可限定为其中功率变换器的电源开关能够在该开关周期的一部分内传导电流的开关周期。“禁止”开关周期可被限定为其中功率变换器的电源开关不能传导电流的开关周期。

[0054] 如所示的, 反馈电路 410 反馈信号  $U_{\text{FB}}$ 。在一个实施例中, 反馈信号  $U_{\text{FB}}$  代表一个间接代表了功率变换器的输出电压的偏置电压  $V_{\text{BIAS}}$ 。反馈电路 410 被连接至驱动电路 406, 且该反馈电路被连接以输出判决信号  $U_{\text{DECISION}}$ 。在运行中, 判决信号可被驱动电路 406 用于调节偏置电容器上的电压, 由此间接调节功率变换器的输出电压。在一个实施例中, 反馈电路 410 将反馈信号  $U_{\text{FB}}$ ——其代表一偏置电压——与一基准电压 (未示出) 进行比较。如果偏置电压低于基准电压, 则判决信号  $U_{\text{DECISION}}$  将指示驱动电路 406 切换功率变换器的电源开关, 以对输出端传送更多能量。以这种方式, 判决信号  $U_{\text{DECISION}}$  决定是应允许还是应禁止一开关周期。如所示的, 可调整的基准电压电路 412 被连接至驱动电路 406 和反馈电路 410。在运行中, 可调整的基准电压电路 412 输出一个调整反馈电路 410 中的反馈基准电压的可调整的基准电压信号  $U_{\text{ADJREF}}$ 。可调整的基准电压电路 412 从驱动电路 406 接收开关信号  $U_{\text{SW}}$  以确定在功率变换器的输出端的负载。在一个实施例中, 响应连接至功率变换器的输出端的负载所引起的输出电流, 可调整的基准电压电路 412 确定反馈电路 410 中的基准电压的调整量。在运行中, 可调整的基准电压电路 412 可基于有效开关频率确定负载所引起的输出电流。更具体而言, 有效开关频率可被限定为电源开关在多个开关周期内的平均开关频率。可调整的基准电压电路 412 所接收的开关信号使得可以确定一有效的开关频率。在一个实施例中, 响应于连接至功率变换器的输出端的负载的负载状态, 可调整的基准电压电路 412 非线性地调整反馈电路 410 的基准电压。

[0055] 现在参照图 5, 示出了根据本发明教导的一示例性控制器 500。更具体而言, 根据本发明的教导, 控制器 500 可被纳入到功率变换器中, 以通过调整电源开关的限流来调整偏置绕组电压。在运行中, 控制器 500 控制通过功率变换器的电源开关的峰值电流。通过调整控制器 500 中的限流, 可控制通过电源开关的峰值电流, 从而调节偏置绕组电压。在一个实施例中, 当电流检测信号  $U_{\text{SENSE}}$  检测到电源开关中的已达到限流的开关电流时, 将从驱动电路 506 输出开关信号  $U_{\text{SW}}$ , 以禁止电源开关。所示的功率变换器实施例包括控制器电源 502、

保护电路 504、驱动电路 506、振荡器 508、反馈电路 510 和限流调整电路 512。如所示的, 控制器 500 接收功率信号  $U_{\text{POWER}}$ 、反馈信号  $U_{\text{FB}}$  和电流检测信号  $U_{\text{SENSE}}$ , 并输出一开关信号  $U_{\text{SW}}$  以切换电源开关。在一个实施例中, 控制器电源 502、保护电路 504、驱动电路 506、振荡器 508 以及反馈电路 510、功率信号  $U_{\text{POWER}}$ 、反馈信号  $U_{\text{FB}}$  以及开关信号  $U_{\text{SW}}$  可分别代表图 4 的控制器电源 402、保护电路 404、驱动电路 406、振荡器 408 以及反馈电路 410、功率信号  $U_{\text{POWER}}$ 、反馈信号  $U_{\text{FB}}$  以及开关信号  $U_{\text{SW}}$  等的可行的实施形式。

[0056] 如所示的, 驱动电路 506 接收检测信号  $U_{\text{SENSE}}$ 。在一个实施例中, 检测信号  $U_{\text{SENSE}}$  代表传导通过功率变换器的电源开关的开关电流。在运行中, 驱动电路 506 控制通过电源开关的电流以调整功率变换器上的偏置绕组电压。在一个实施例中, 响应于被传送至功率变换器的输出端的负载的输出电流, 驱动电路 506 调整电源开关的限流。如所示的, 限流调整电路 512 连接至驱动电路 506。在运行中, 限流调整电路 512 输出一调整驱动电路 506 中的限流的被调整的限流信号  $U_{\text{ADJLIMIT}}$ 。限流调整电路 512 接收来自驱动电路 506 的开关信号  $U_{\text{SW}}$ , 以确定在功率变换器的输出端的负载。在一个实施例中, 响应于由连接至功率变换器的输出端的负载所引起的输出电流, 限流调整电路 512 确定将驱动电路 506 中的限流调整多少。在运行中, 限流调整电路 512 可基于开关信号  $U_{\text{SW}}$  确定由负载所引起的输出电流。在一个实施例中, 限流调整电路可从开关信号  $U_{\text{SW}}$  确定电源开关的有效开关频率。在一个实施例中, 响应于连接至功率变换器的输出端的负载的负载状态, 限流调整电路 512 非线性地调整驱动电路 506 的限流。

[0057] 现在参照图 6, 其示出了根据本发明教导的一示例性可调整的基准电压电路 600。所示出的可调整的基准电压电路 600 的实施例包括第一阈值调整电路 602、第二阈值调整电路 604、“第 N” 阈值调整电路 608 以及平均电路 606。如所示的, 可调整的基准电压电路 600 被连接以接收代表了电源开关的切换的一个开关信号  $U_{\text{SW}}$ , 并且该可调整的基准电压电路被连接以输出一可调整的基准电压信号  $U_{\text{ADJREF}}$ 。在一个实施例中, 可调整的基准电压 600 可以是图 4 中的可调整基准电压的可行的实施形式。在另一个实施例中, 可调整的基准电压信号  $V_{\text{ADJREF}}$  和开关信号  $U_{\text{SW}}$  可分别代表图 1 和图 4 的可调整基准电压信号  $V_{\text{ADJREF}}$  和开关信号  $U_{\text{SW}}$  的可行的实施形式。如所示的, 第一阈值调整电路 602 连接至平均电路 606, 并且该第一阈值调整电路被连接以接收一代表了功率变换器的电源开关的切换的开关信号。在运行中, 第一阈值调整电路 602 输出一代表对基准阈值的第一调整的第一阈值调整信号  $U_{\text{THRESH1}}$ 。在一实施例中, 第一阈值调整电路 602 确定第一负载状态, 并向平均电路 606 输出第一阈值调整信号  $U_{\text{THRESH1}}$ ——其代表低于第一负载状态的负载。在另一实施例中, 第二阈值调整电路 604 确定第二负载状态, 并向平均电路 606 输出第二阈值调整信号  $U_{\text{THRESH2}}$ ——其代表低于第二负载状态的负载。第一调整电路 602 和第二调整电路 604 可分别响应有效的开关频率确定负载状态。

[0058] 如所示的, 平均电路 606 响应第一阈值调整信号  $U_{\text{THRESH1}}$  和第二阈值调整信号  $U_{\text{THRESH2}}$  输出一被调整的基准信号  $U_{\text{ADJREF}}$ 。在一个实施例中, 响应于在相当大数量的开关周期上对阈值调整信号的平均值的计算, 平均电路 606 输出被调整的基准电压信号  $U_{\text{ADJREF}}$ 。由此, 被调整的基准电压信号  $U_{\text{ADJREF}}$  在大小上逐渐改变, 并且可被认为在很多开关周期内基本恒定。如所示的, 可添加另外的阈值电路, 使得存在“N”个阈值调整电路, 以作用于可调整的基准电压  $U_{\text{ADJREF}}$ 。通过添加第二阈值调整电路, 平均电路 606 响应开关信号非线性地调整可调整的

基准电压  $U_{ADJREF}$ 。更具体而言,开关信号可被用于确定连接至功率变换器的输出端的负载状态。

[0059] 现在参照图 7,其示出了根据本发明教导的用于功率变换器的示例性集成电路 700 的示意图。如所示的,集成电路 700 包括漏极端子 D、源极端子 S、旁路端子 BP,以及反馈端子 FB。集成电路 700 还包括电源开关 701、调节器 702(以调节  $V_{SUPPLY}$ )、保护电路 704、可调整的基准电压电路 706、驱动电路 708、振荡器 710、信号变换器 711 以及反馈电路 712。在一个实施例中,保护电路 704、驱动电路 708、可调整的基准电压电路 706、振荡器 710 和反馈电路 712 可代表图 4 和图 5 中的相应的对应部分的可行的实施形式。保护电路 704 还包括第一比较器 714 和第二比较器 716。驱动电路 708 还包括限流比较器 718、前沿消隐 LEB 电路 720、第一与门 722 和第二与门 724、第三与门 726、一个或门 728 以及一个 RS 触发器 730。

[0060] 如所示的,电源开关 701 连接在漏极端子 D 和源极端子 S 之间。在运行中,当电源开关处于接通状态且能够导电时,开关电流流过电源开关 701。调节器 702 直接连接至漏极端子 D,以接收待要供给至集成电路 700 中的电路的功率。尽管未示出,调节器 702 被连接以提供一被调节的供电电压,以向集成电路 700 中的多个组件提供运行用的电。第一比较器 714 连接至调节器 702。在运行中,比较器 714 将电源电压  $V_{SUPPLY}$  与欠压基准  $V_{UNDER}$  相比较。在电源电压  $V_{SUPPLY}$  降低到欠压基准  $V_{UNDER}$  以下的情况中,比较器 714 将向与门 722 输出一低信号,从而禁止电源开关 701 的切换。如所示的,第二比较器 716 连接至调节器 702。在运行中,比较器 716 将电源电压  $V_{SUPPLY}$  与过压基准  $V_{OVER}$  相比较。在电源电压  $V_{SUPPLY}$  大于过压基准  $V_{OVER}$  的情况下,比较器 716 将向与门 726 输出一低信号,以禁止电源开关 701 接通。

[0061] 如所示的,可调整的基准电压电路 706 连接至反馈电路 712,并且该可调整的基准电压电路被连接以从信号变换器 711 中接收允许信号  $U_{ENABLE}$ 。在一个实施例中,允许信号  $U_{ENABLE}$  是根据开关信号  $U_{SW}$  而确定的,该允许信号对于整个允许开关周期  $T_s$  是高的,对于整个禁止开关周期  $T_s$  是低的。在另一实施例中,基准电压电路 706 可直接接收开关信号  $U_{SW}$ 。在另一运行中,响应于功率变换器的输出端的负载状态,可调整的基准电压电路 706 调整反馈电路 712 的基准电压。更具体而言,响应于从信号变换器 711 中接收的允许信号  $U_{ENABLE}$ ,可调整的基准电压电路 706 确定负载状态。如所示的,反馈电路 712 连接至反馈引脚 FB 和可调整的基准电压电路 706。在运行中,当偏置绕组电压信号  $U_{VBias}$  大于可调整的基准电压  $U_{ADJREF}$  时,反馈电路 712 输出一低信号以禁止电源开关 701 的切换。如所示的,振荡器 710 连接至与门 726 和 RS 触发器 730。在运行中,振荡器 710 输出一时钟信号  $U_{CLOCK}$  以设置电源开关 701 的开关频率。在一个实施方案中, $U_{CLOCK}$  是固定信号。振荡器 710 还被连接以输出一最大占空比信号  $DC_{MAX}$ ,以防止电源开关 701 在接通状态下持续一限定时间。更具体而言,占空比是电源开关 701 的接通时间与开关周期  $T_s$  的总时间之比。

[0062] 如所示的,限流比较器 718 连接至与门 724。在运行中,限流比较器 718 将开关电流  $I_{SW}$  与限流  $I_{LIMIT}$  相比较。当开关电流达到限流  $I_{LIMIT}$  时,比较器 718 输出一高信号以将电源开关 701 转向闭合状态。以这种方式,控制通过电源开关 701 的开关电流。如所示的,前沿消隐 (LEB) 电路 720 连接至与门 722 的输出端和与门 724 的输入端。在运行中,当电源开关 701 导通时,前沿消隐电路 720 防止电源开关 701 由于电流中的尖峰而断开。更具体而言,LEB 电路 720 在每个接通时间的开始处提供一延迟,使得电流中的过冲不导致限流比

较器 718 过早地将电源开关切换至断开状态。

[0063] 如所示的,或门 728 被连接以输出一信号从而将电源开关 701 从接通状态切换至断开状态。与门 726 被连接以输出一信号从而将电源开关 701 从断开状态切换至接通状态。如所示的,RS 触发器 730 连接至与门 726 和或门 728。在运行中,RS 触发器 730 被连接以响应于来自与门 726 和或门 728 的输出来输出一开关信号  $U_{sw}$ 。电流源 732 被连接以从反馈端子 FB 灌入电流。

[0064] 现在参照图 8,示出了根据本发明教导的一示例性的可调整基准电压电路 800。如所示的,可调整基准电压电路 800 包括第一阈值调整电路 802、第二阈值调整电路 804、反相器 805 和平均电路 806。在一个实施例中,阈值调整电路 802、阈值调整电路 804、调整器电路 806 可以分别是图 6 的第一阈值调整电路 602、第二阈值调整电路 604 和平均电路 606 的可行的实施形式。如所示的,阈值调整电路 802 包括 n 沟道晶体管 808、p 沟道晶体管 810、电流源 812、电容器 814 和反相器 816。类似地,阈值调整电路 804 包括 n 沟道晶体管 818、p 沟道晶体管 820、电流源 822、电容器 824 和反相器 826。如进一步示出的,平均电路 806 包括电流源 828、电流源 830、电流源 832、电流源 834、电阻器 836、电阻器 838、电容器 840、n 沟道晶体管 842、n 沟道晶体管 844 以及 n 沟道晶体管 846。更具体而言,n 沟道晶体管和 p 沟道晶体管执行相反功能,从而导致 n 沟道导通的逻辑信号将导致 p 沟道截止。

[0065] 如所示的,晶体管 842 被连接以接收一反相允许信号  $U_{EN}$ 。根据一个实施方案,允许信号  $U_{ENABLE}$  代表一允许开关周期或禁止开关周期。更具体而言,允许信号  $U_{ENABLE}$  在其中电源开关已导通(允许周期)的整个开关周期内是高的,而在当电源开关未导通时的整个开关周期(禁止开关周期)内是低的。在运行中,反相允许信号  $U_{EN}$  在禁止开关周期中变为高(即,电源开关在开关周期中未开启),晶体管 842 被接通以导通电流。更具体而言,电流源 828 提供传导通过晶体管 842 的电流。以这种方式,电阻器 836 上的电压被降低,因为通过该电阻器 836 的电流将因电流源 828 而减少一定量的电流。根据所示例的实施方案,每当电源开关在开关周期内不切换时,电阻器 836 上的电压将被减少以一特定量。在运行中,电容器 840 将电阻器 836 上的电压平均。在一实施例中,当允许信号  $U_{ENABLE}$  在一禁止开关周期之后被允许时,晶体管 842 截止,允许电流源 834 的全电流为电容器 840 充电,且将可调整的基准电压  $V_{ADJREF}$  增加至最大值。如果“x”个数目的开关周期被连续禁止,则晶体管 844 将接通,电阻器 836 上的电压将在任意接下来的连续禁止的开关周期内被减少以一更大量,从而以更大速率减少电压  $V_{ADJREF}$ 。如果“x”个数目的开关周期是被连续地禁止的,则晶体管 846 将接通,电容器 840 在每个禁止开关周期将以更大量进行放电。在一个实施例中,“x”个数目的开关周期少于“y”个数目的开关周期。例如,开关周期“x”数目可以是 5,而开关周期的“y”数目可以是 10。所述“x”和“y”的值可分别由电容器 814 和 824 的大小确定。更具体而言,如果电容器 814 或 824 的大小增加,则在电容器 814 或 824 上的电压变得足够低以触发晶体管 844 或 846 之一,从而进一步降低可调整的基准电压  $V_{ADJREF}$  之前,将需要通过一些附加的禁止的开关周期。从而,由于被传送至功率变换器的输出端的输出电流被减小,通过以此方式调整基准电压,偏置电压将被非线性地调整,从而将功率变换器的输出端的输出电压保持在其所需值。在一个实施例中,可调整的电压电路 800 可包括额外的阈值调整电路,以提高反馈基准电压的改变速率的分辨率(resolution)。

[0066] 如所示的,第一电压阈值调整器 802 被连接以接收一反相允许信号  $U_{EN}$ 。如所示的,

电压源  $V_{\text{SUPPLY}}$  连接至晶体管 810。在运行中,当允许信号  $U_{\text{EN}}$  高时,晶体管 808 导通,晶体管 810 截止,电容器 814 从电压源  $V_{\text{SUPPLY}}$  的初始电压开始放电。当电容器 814 已放电达“x”个开关周期时,反相器 816 将输出一高信号。以这种方式,晶体管 844 被触发导通,晶体管 836 上的电压在接下来的禁止开关周期被进一步减少,以进一步增加反馈基准电压  $V_{\text{REF}}$  的改变速率。类似地,第二阈值电压调整器 804 被连接以接收反相允许信号  $U_{\text{EN}}$ 。如所示的,电压源  $V_{\text{SUPPLY}}$  连接至晶体管 820。在运行过程中,当反相允许信号  $U_{\text{EN}}$  为高时,晶体管 818 接通,晶体管 820 截止,电容器 824 从电压源  $V_{\text{SUPPLY}}$  放电。当电容器 824 已放电达“y”个开关周期时,反相器 826 将输出一个高信号。以这种方式,晶体管 846 被触发以接通,电容器 840 上的电压被降低,以进一步增加反馈基准电压  $V_{\text{REF}}$  的改变速率。如所示的,电容器 840 被连接以通过电阻器 838 和电阻器 836 放电。在一个实施例中,电容器 840 相对于电源开关的开关周期的时间帧具有相对高的时间常数。这允许基准电压  $V_{\text{REF}}$  在多个开关周期内逐渐改变。在一个实施例中,电阻器 838 的值是  $14\text{M}\Omega$ ,电容器 840 的值是  $14\text{pF}$ 。

[0067] 现在参照图 9,曲线图 900 示出了响应于负载状态的图 8 的基准电压  $V_{\text{REF}}$ 。如所示的,对于越接近于零的输出电流而言,没有输出电流  $I_{\text{OUT}}$  的基准电压波形 902 的变化就越大。也就是说,在示出的实施例中,基准电压波形 902 的斜度对于在零和第二阈值之间的输出电流是最大的。基准电压波形 902 还包括对于在第二阈值和第一阈值之间的输出电流的不同的(例如,较小的)斜度,以及对于大于第一阈值的输出电流的第三斜度(例如,更小的)。由此,在一个实施例中,基准电压的非线性调整可包括每个都具有不同斜度的多个线性段。以这种方式,可调整的基准电压被以分段的线性方式设计,以更准确地保持功率变换器的输出端处的所需的输出电压。

[0068] 现在参照图 10,一流程图示出了用于对初级侧反馈功率变换器的调节进行改进的方法 1000。更具体而言,方法 1000 非线性地降低可调整的基准电压,使得偏置电压响应于负载状态而非线性地降低。在处理方框 1010 中,控制器响应于可调整的基准电压调节功率变换器的输出电压。在决定方框 1020 中,如果负载小于第一负载状态,则方法 1000 继续至决定方框 1030。否则,方法 1000 继续返回至决定方框 1010。在一个实施例中,可响应于功率变换器中的电源开关的开关频率而确定第一负载状态。在处理方框 1030 内,响应于负载,控制以第一速率对所述可调整的基准电压进行降低。在处理方框 1040 中,确定所述负载是否低于第二负载状态。如果负载低于第二负载状态,方法 1000 继续至方框 1050。否则,方法 1000 继续返回至 1030。在处理方框 1050 中,可响应于负载进一步增加调整基准电压的降低速率。在一个实施例中,第二速率高于第一速率。在运行中,随着负载状态移向空载状态(负载消耗零输出功率),将响应于负载以更高速率降低可调整的基准电压。在一个实施例中,可使用不止两个速率来调整所述可调整的基准电压。如上所述,通过调整反馈基准电压,偏置绕组电压被调整。由于在可调整的基准电压和偏置电压之间存在比例关系,以这种方式,方法 1000 响应于负载状态而非线性地调整偏置电压。



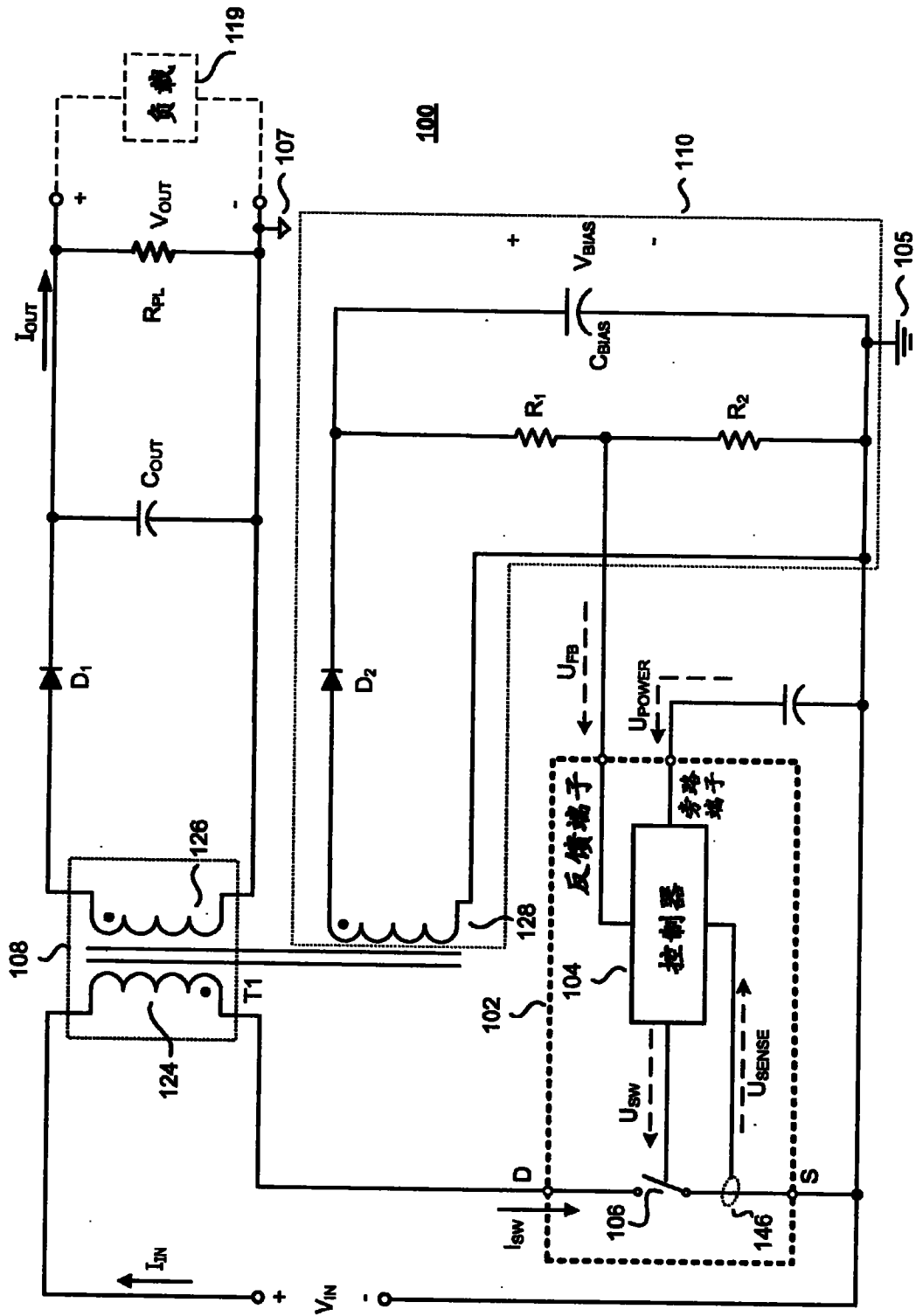


图 1A

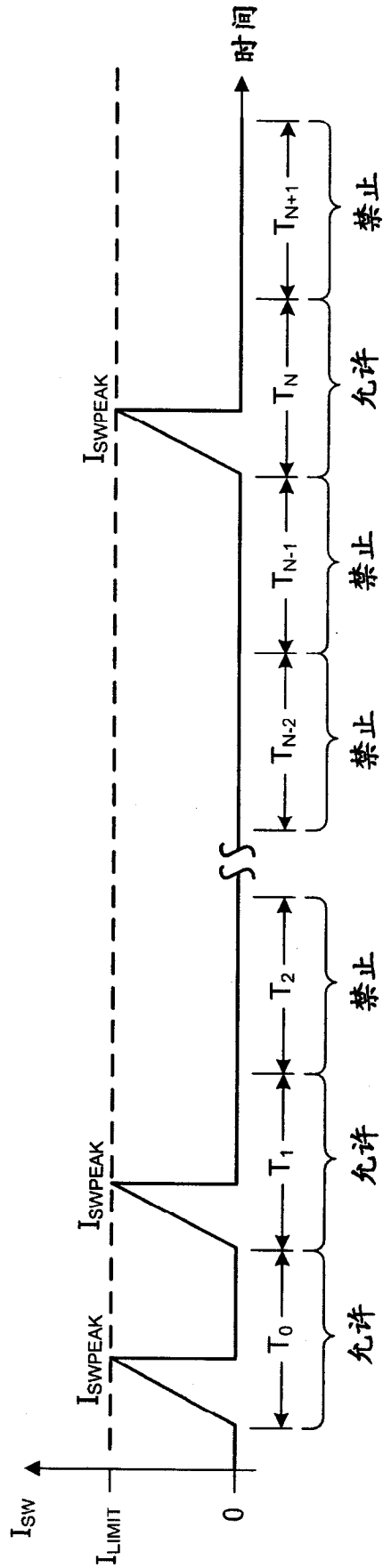


图 1B

200

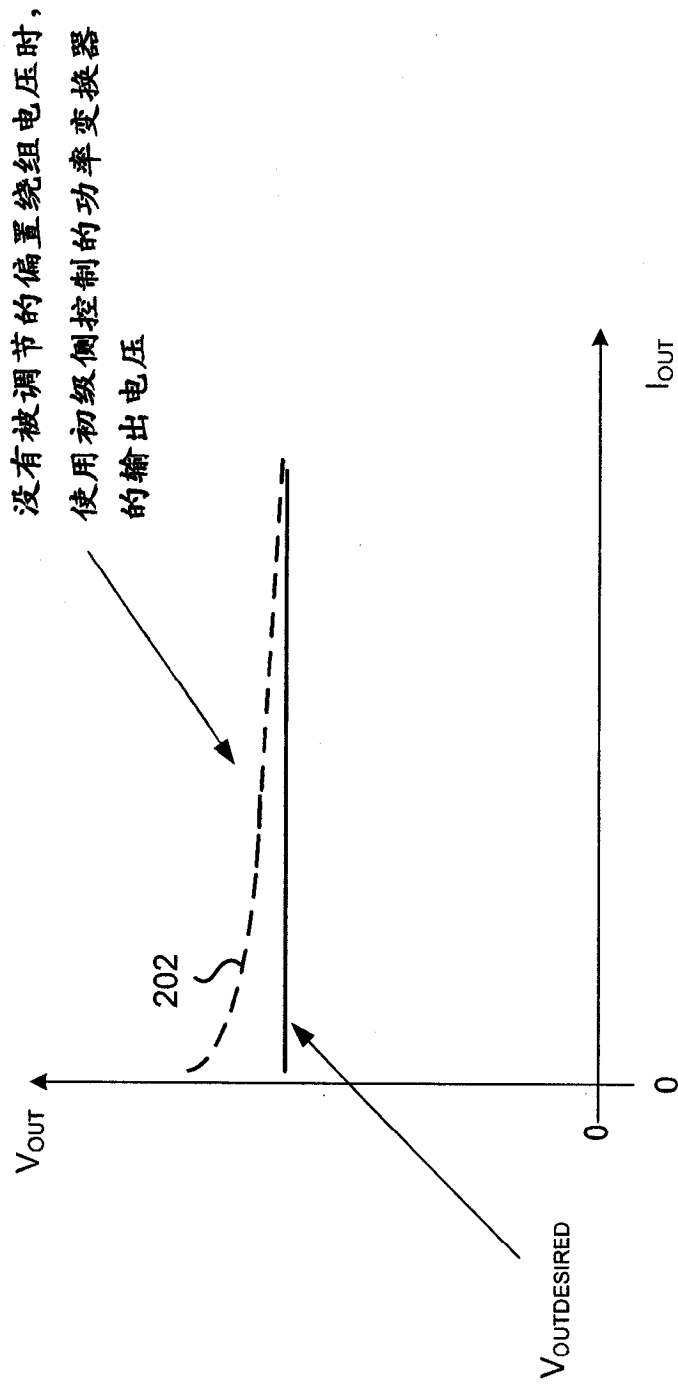


图 2

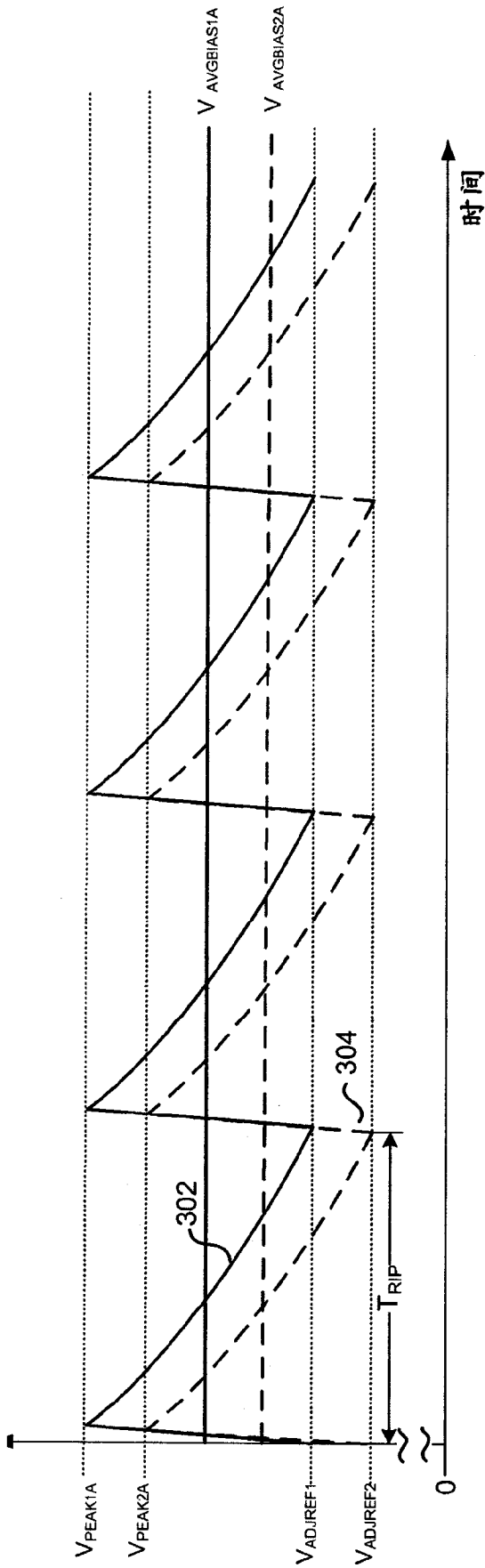


图 3A

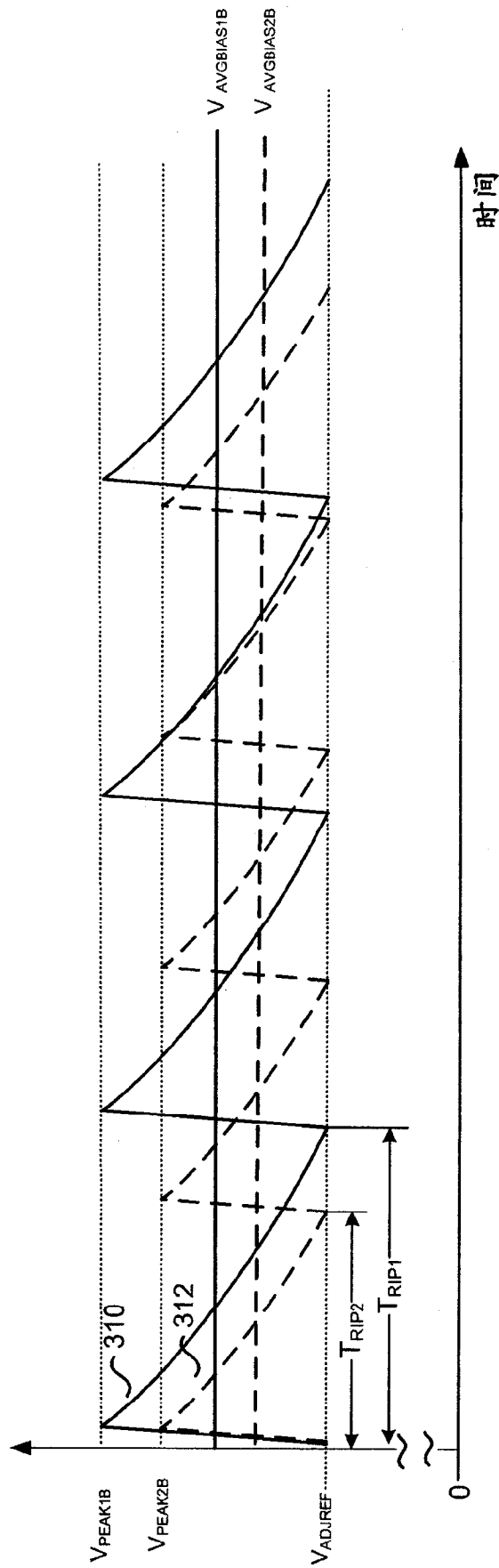


图 3B

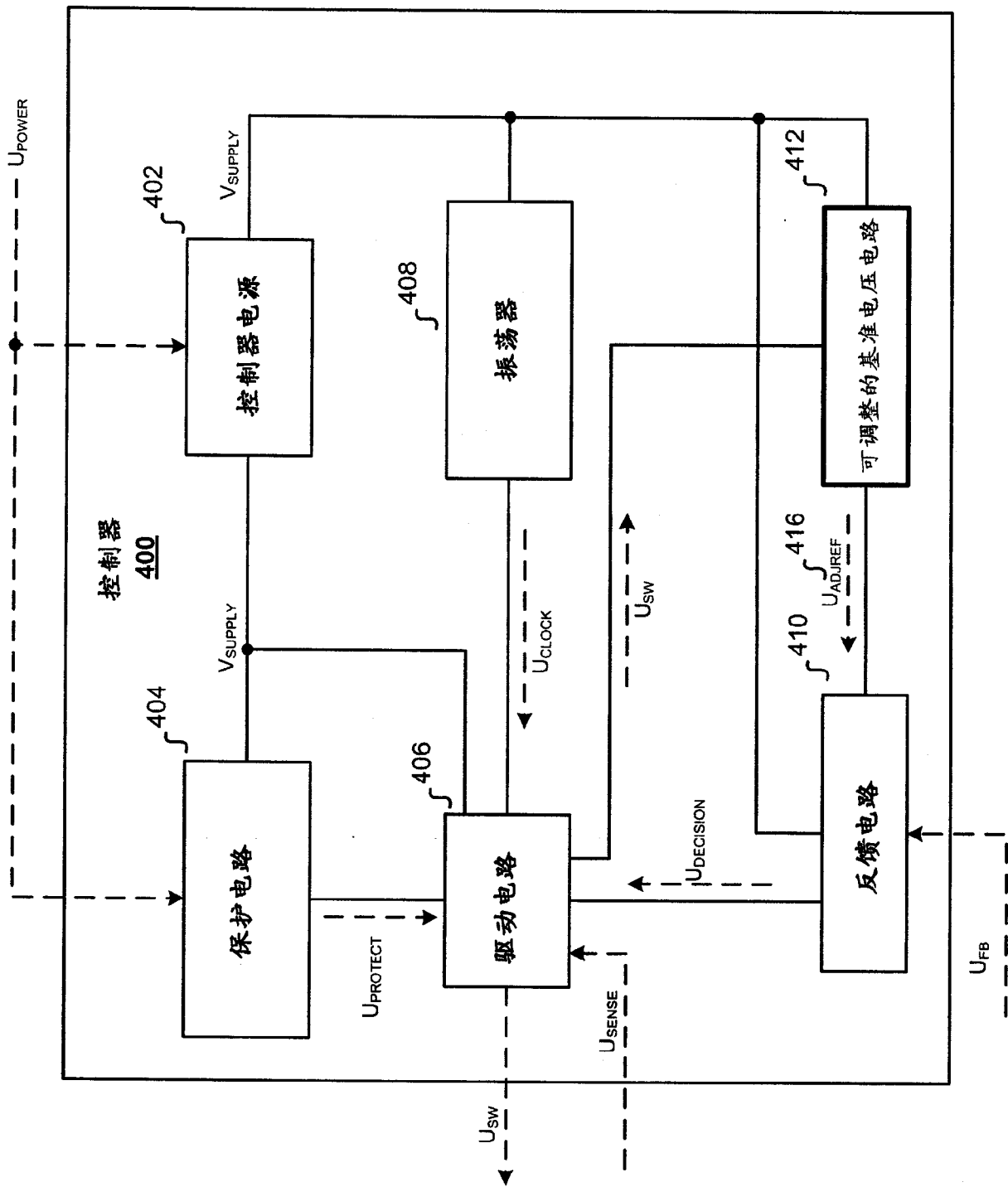


图 4

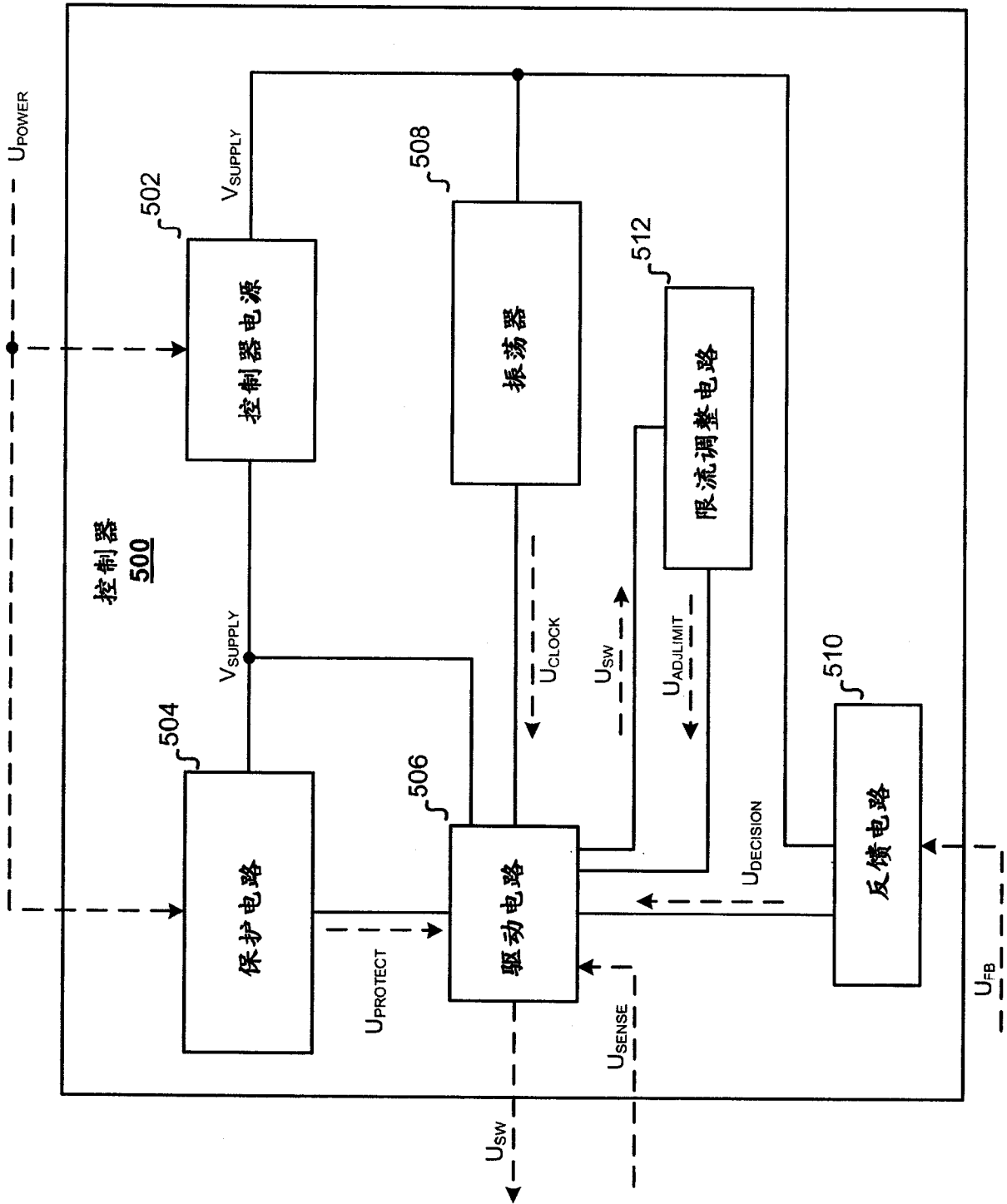


图 5

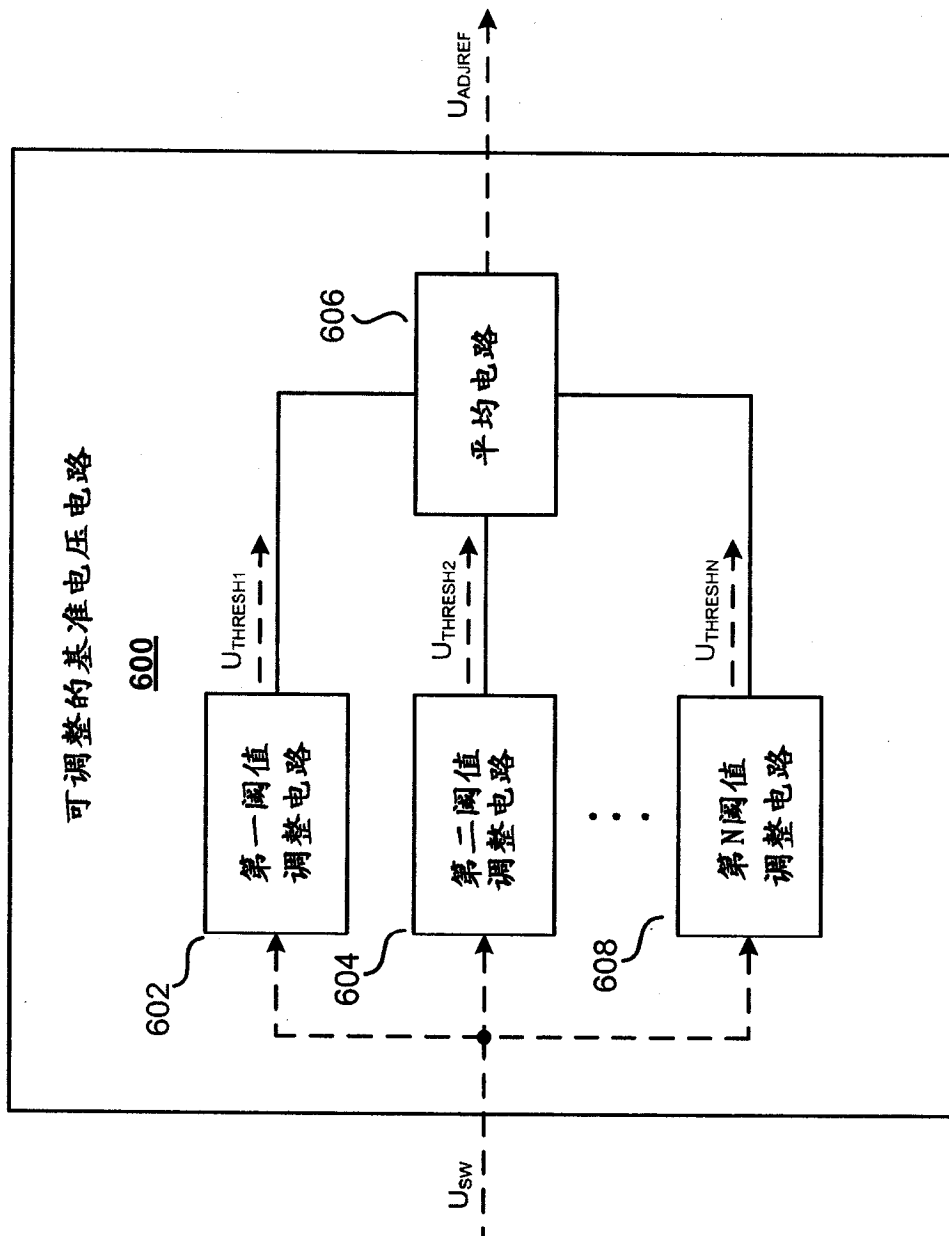


图 6

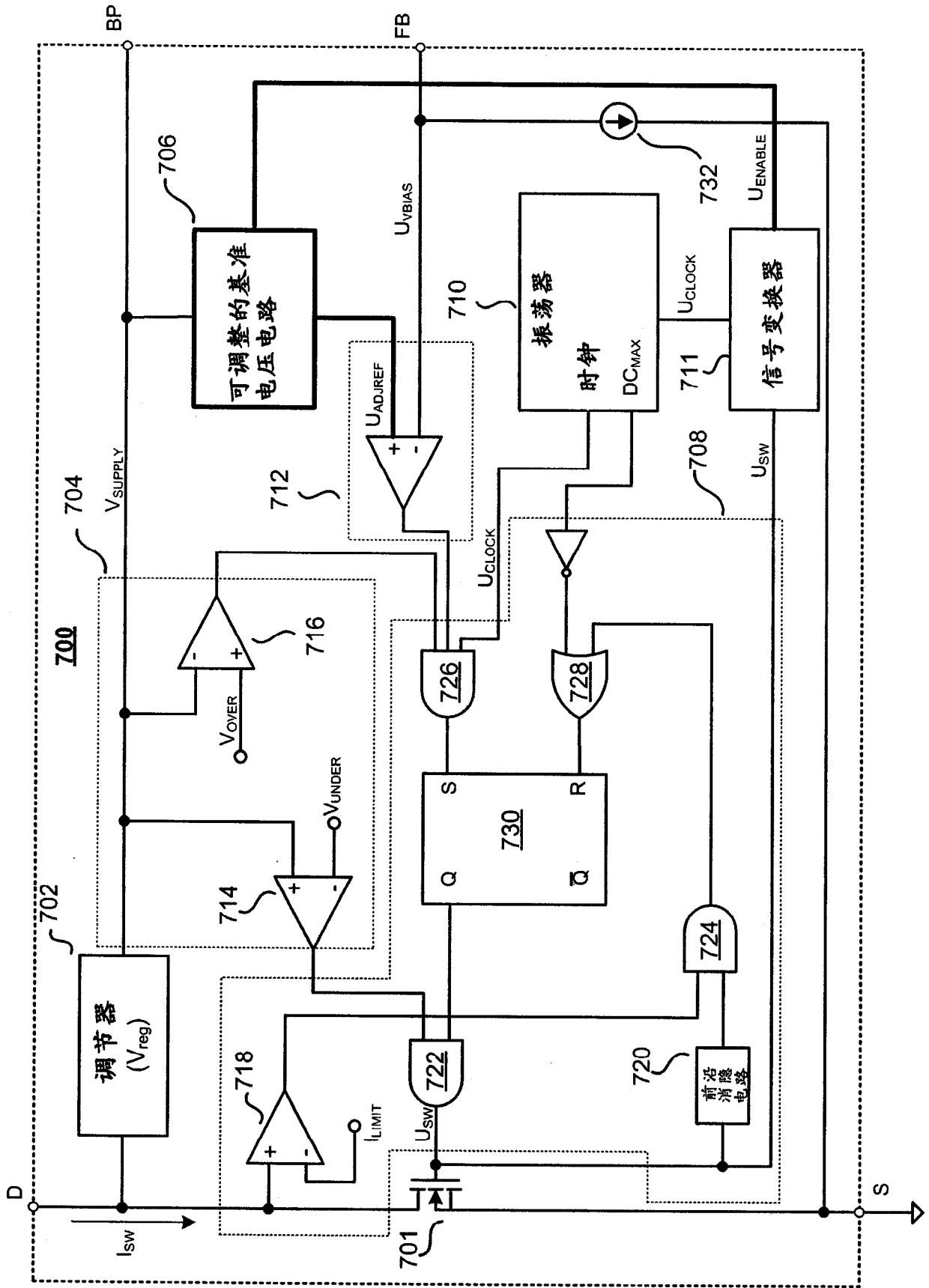


图 7



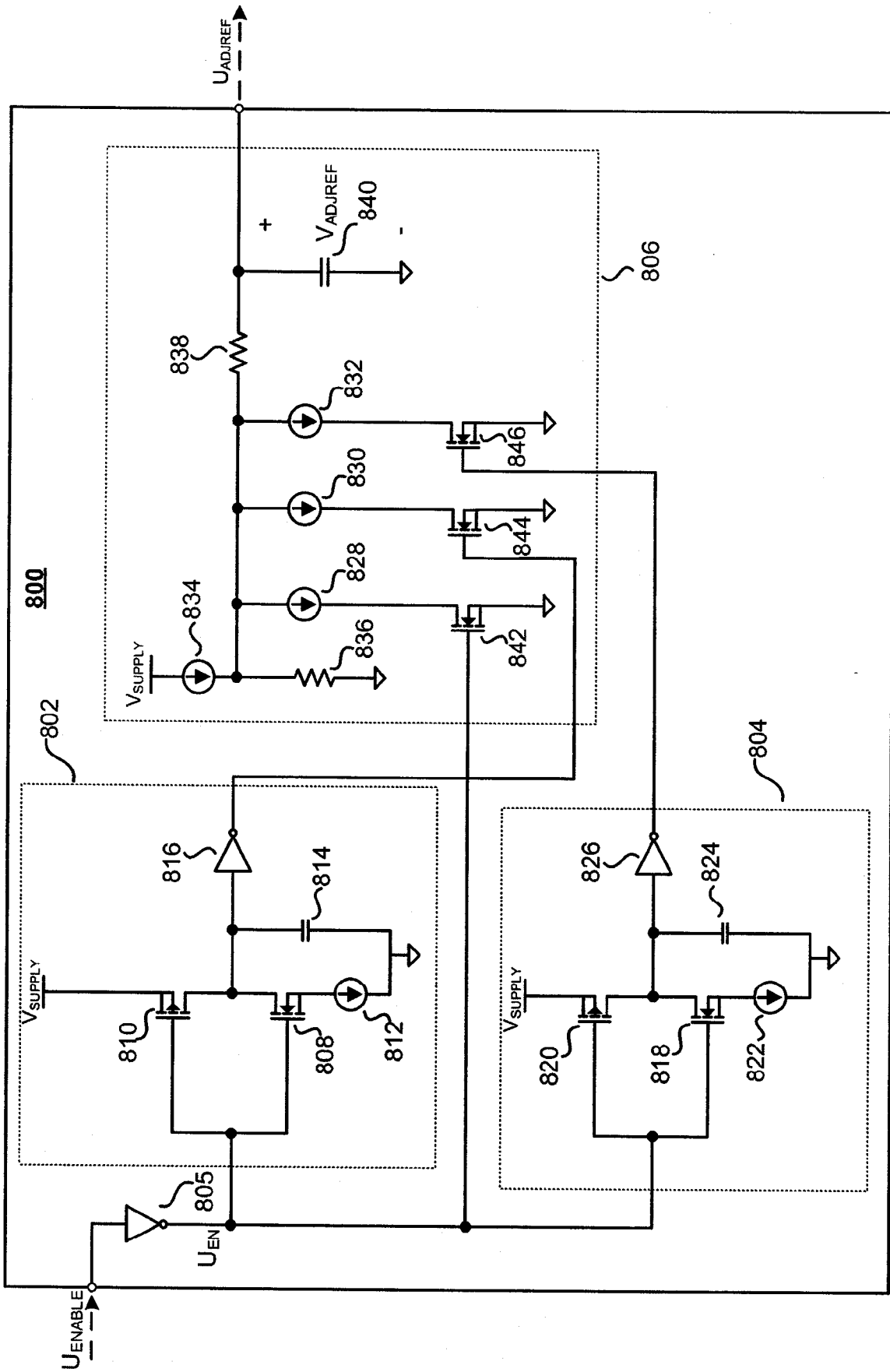


图 8

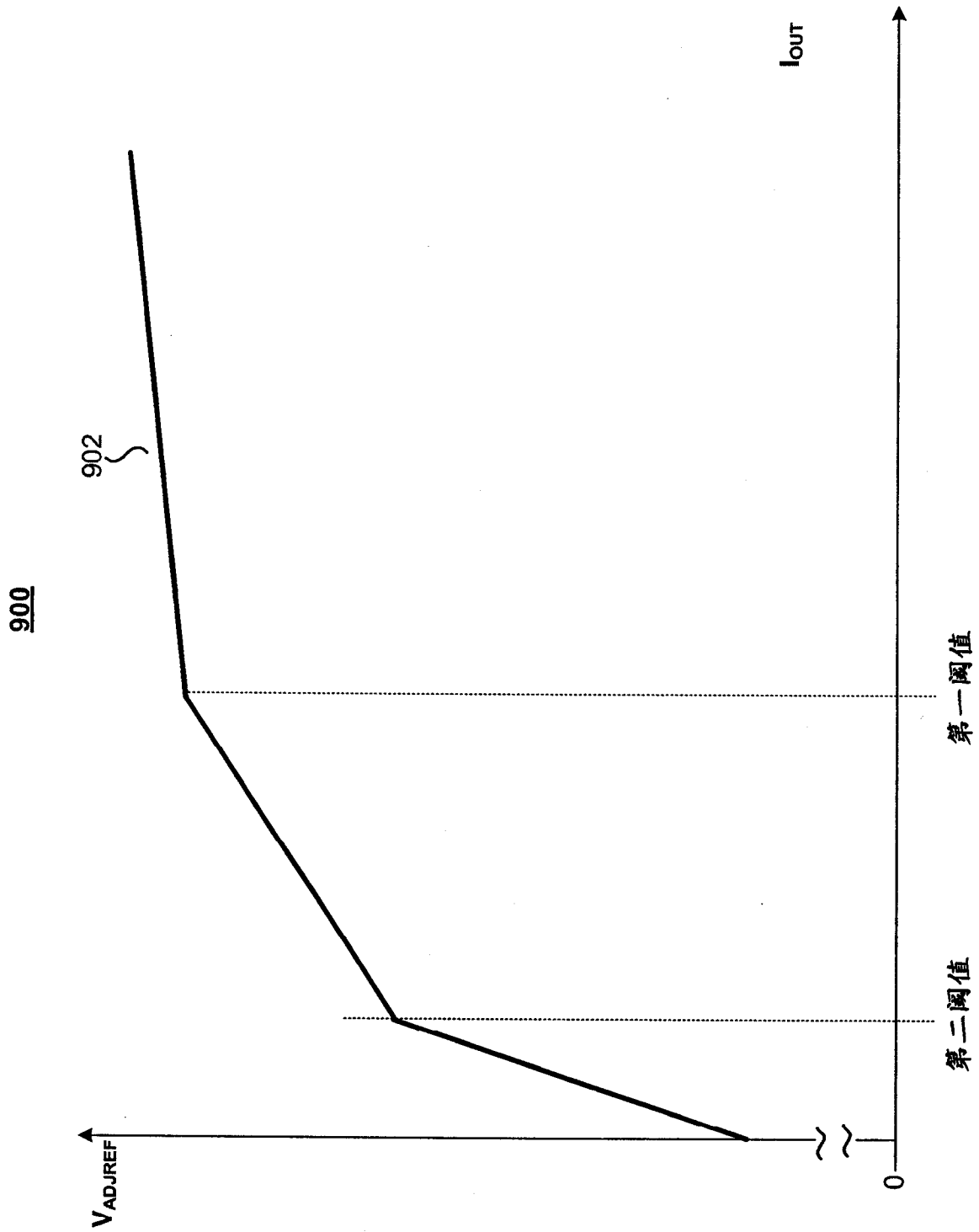


图 9

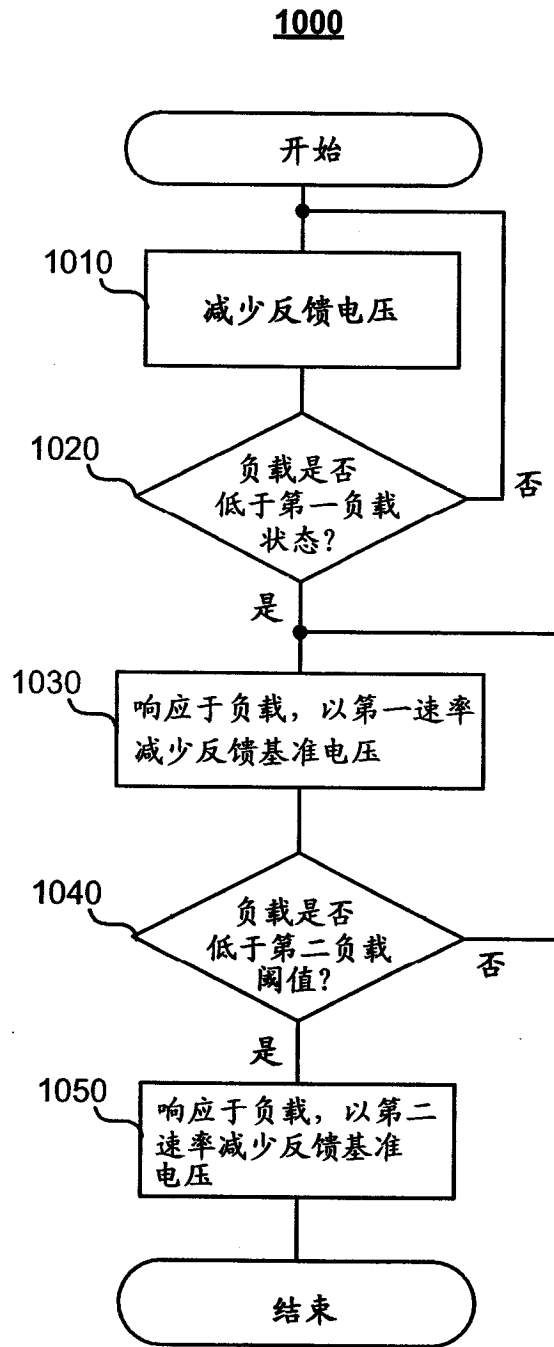


图 10