

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102340245 A

(43) 申请公布日 2012. 02. 01

(21) 申请号 201110103994. 6

(22) 申请日 2011. 04. 22

(30) 优先权数据

12/770, 478 2010. 04. 29 US

(71) 申请人 电力集成公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 A·B·詹格里安 A·B·奥戴尔

H·吴

(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)

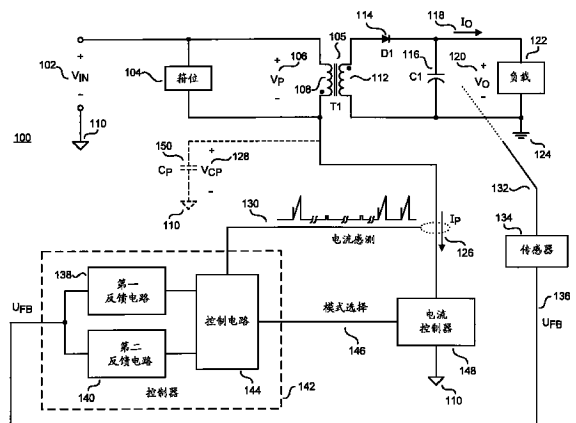
权利要求书 4 页 说明书 9 页 附图 6 页

(54) 发明名称

用于感测隔离式输出的装置和方法

(57) 摘要

本发明涉及包括连接能量传递元件和功率转换器的输入的电流控制器（其产生待被电流控制器相连接的模式选择信号）及控制电路的控制器。响应控制电路对电流控制器的第一、二或三运行模式的选择，使电流控制器中运行第一（其基本为零）、二或三电流（第二电流大于第三电流，第三电流大于第一电流）。第一反馈电路连接控制电路，在电流控制器的第二运行模式的运行周期后的第一运行模式中产生代表功率转换器输出的第一反馈信号。第二反馈电路连接控制电路，在电流控制器的第三运行模式的周期后的第一运行模式中产生代表功率转换器输出的第二反馈信号。控制电路响应第一和二反馈信号控制选择第一、二或三运行模式，以控制输入到输出的能量传递。



1. 用于功率转换器的控制器,其包括:

电流控制器,其用于连接至能量传递元件和功率转换器的输入;

控制电路,其用于产生模式选择信号,该模式选择信号被连接以被所述电流控制器接收,其中分别响应于控制电路对电流控制器的第一、第二或第三运行模式的选择,使电流控制器中运行第一、第二或第三电流,其中第一电流基本为零,第二电流大于第三电流,第三电流大于第一电流;

第一反馈电路,其连接至所述控制电路,并被连接以在电流控制器的第二运行模式的运行周期之后的第一运行模式中产生代表功率转换器的输出的第一反馈信号;

第二反馈电路,其连接至所述控制电路,并被连接以在电流控制器的第三运行模式的运行周期之后的第一运行模式中产生代表功率转换器的输出的第二反馈信号,其中,控制电路被连接以响应于第一反馈信号和第二反馈信号以控制第一、第二或第三运行模式的选择,从而控制从功率转换器的输入到功率转换器的输出的能量传递。

2. 根据权利要求1所述的控制器,其中所述电流控制器包括晶体管,其被连接至所述能量传递元件和所述功率转换器的输入。

3. 根据权利要求2所述的控制器,其中所述电流控制器还包括三电平驱动器,其响应于所述模式选择信号向晶体管的控制端提供具有第一、第二和第三值的电压。

4. 根据权利要求2所述的控制器,其中所述晶体管被连接以在第一运行模式时关断。

5. 根据权利要求2所述的控制器,其中所述晶体管被连接以在第二运行模式时导通。

6. 根据权利要求2所述的控制器,其中所述晶体管被连接以在第三运行模式中提供部分放电电流脉冲。

7. 根据权利要求2所述的控制器,其中一个连接至所述晶体管的电容在第三运行模式中仅部分放电。

8. 根据权利要求2所述的控制器,其中所述晶体管被连接以在第三运行模式中运行在其饱和区。

9. 根据权利要求1所述的控制器,其中所述第一反馈电路被连接至能量传递元件以响应于代表功率转换器的输出的反射信号产生第一反馈信号。

10. 根据权利要求1所述的控制器,其中所述第二反馈电路被连接至能量传递元件以响应于代表功率转换器的输出的反射信号中的衰减震荡的一部分产生第二反馈信号。

11. 控制功率转换器的方法,包括:

使用第一和第二运行模式控制来自功率转换器的输入的电流,以控制从功率转换器的输入到功率转换器的输出的能量传递,其中,连接至功率转换器的输入的电容在第二运行模式中完全放电;

在第二运行模式的运行周期之后的第一运行模式中,感测代表功率转换器的输出的第一量;

使用第一和第三运行模式控制来自功率转换器的输入的电流,以感测功率转换器的输出,其中连接至功率转换器的输入的电容在所述第三运行模式中仅部分放电;以及

在第三运行模式的运行周期之后的第一运行模式中,感测代表功率转换器的输出的第二量。

12. 根据权利要求11的控制功率转换器的方法,还包括响应于感测代表功率转换器的

输出的第一量,将转换器的运行保持在第一和第二运行模式下。

13. 根据权利要求 11 的控制功率转换器的方法,其中使用第一和第二运行模式控制来自功率转换器的输入的电流包括响应于第一运行模式的选择使电流控制器中运行第一电流,以及响应于第二运行模式的选择使电流控制器中运行第二电流,其中第二电流大于第一电流,以及其中第一电流基本为零。

14. 根据权利要求 13 的控制功率转换器的方法,其中使用第一和第三运行模式控制来自功率转换器的输入的电流还包括响应于第三运行模式的选择使电流控制器中运行第三电流,其中第二电流大于第三电流,以及其中第三电流大于第一电流。

15. 根据权利要求 11 的控制功率转换器的方法,其中感测代表功率转换器的输出的第一量包括感测代表功率转换器的输出的反射信号。

16. 根据权利要求 11 的控制功率转换器的方法,其中感测代表功率转换器的输出的第二量包括感测代表功率转换器的输出的反射信号的衰减震荡。

17. 根据权利要求 11 的控制功率转换器的方法,其中使用第一和第二运行模式控制来自功率转换器的输入的电流包括将晶体管切换至关断和导通。

18. 根据权利要求 11 的控制功率转换器的方法,其中使用第一和第三运行模式控制来自功率转换器的输入的电流包括在第一运行模式中将晶体管切换至关断,以及在第三运行模式中对连接至晶体管的电容仅部分放电。

19. 根据权利要求 11 的控制功率转换器的方法,其中使用第三运行模式控制来自功率转换器的输入的电流包括将晶体管运行在其饱和区。

20. 根据权利要求 19 的控制功率转换器的方法,其中当晶体管运行在其饱和区时,晶体管的栅极到源极电压仅略高于晶体管的阈值电压。

21. 一种功率转换器,包括:

能量传递元件,其连接在功率转换器的输入和功率转换器的输出之间;

电流控制器,其连接至所述能量传递元件,该电流控制器具有第一、第二和第三运行模式,其中第二运行模式使得第二电流流过能量传递元件,其中第三运行模式使得第三电流流过能量传递元件,其中第一运行模式使得基本上为零的电流流过能量传递元件,其中所述第二电流大于所述第三电流,以及其中所述第三电流大于基本为零;

控制电路,其连接至电流控制器,以为所述电流控制器选择所述第一、第二或第三运行模式;

第一反馈电路,其连接至所述控制电路,并被连接以在电流控制器的第二运行模式的运行周期之后的第一运行模式中产生代表功率转换器的输出的第一反馈信号;

第二反馈电路,其连接至所述控制电路,并被连接以在电流控制器的第三运行模式的周期之后的第一运行模式中产生代表功率转换器的输出的第二反馈信号,其中,所述控制电路被连接以响应于第一反馈信号和第二反馈信号以控制第一、第二或第三运行模式的选择。

22. 根据权利要求 21 所述的功率转换器,其中电流控制器包括晶体管,其被连接至所述能量传递元件和所述功率转换器的输入。

23. 根据权利要求 22 所述的功率转换器,其中电流控制器还包括三电平驱动器以响应于控制电路向晶体管的控制端提供具有第一、第二和第三值的电压。

24. 根据权利要求 22 所述的功率转换器,其中晶体管被连接以在第一运行模式时关断。

25. 根据权利要求 22 所述的功率转换器,其中晶体管被连接以在第二运行模式时导通。

26. 根据权利要求 22 所述的功率转换器,其中晶体管被连接以在第三运行模式中提供部分放电电流脉冲。

27. 根据权利要求 22 所述的功率转换器,其中一个连接至所述晶体管的电容在第三运行模式中仅部分放电。

28. 根据权利要求 22 所述的功率转换器,其中所述晶体管被连接以在第三运行模式中运行在其饱和区。

29. 根据权利要求 21 所述的功率转换器,其中第一反馈电路被连接至能量传递元件,以响应于代表功率转换器的输出的反射信号产生第一反馈信号。

30. 根据权利要求 21 所述的功率转换器,其中第二反馈电路被连接至能量传递元件,以响应于代表功率转换器的输出的反射信号中的衰减震荡的一部分产生第二反馈信号。

31. 一种控制器,其被用于被连接以接收输入电压的功率转换器中,其包括:

控制电路,其连接至电流控制器,该电流控制器具有连接至能量传递元件的一次绕组的第一端,和连接至功率转换器的输入的第二端,其中连接至一次绕组的第一端具有一次切换节点电容,其中电流控制器中的电流在第一运行模式基本为零,其中第二运行模式中的电流控制器中的电流基本由输入电压、能量传递元件的一次绕组的感应系数以及电流控制器保持在第二模式的时间所确定,其中在第三模式中的电流控制器中的电流被控制为使一次切换节点电容部分放电,其中分别响应于控制电路对电流控制器的第一、第二或第三运行模式的选择,选择电流控制器中的电流;

第一反馈电路,其连接至控制电路,并被连接以在电流控制器的第二运行模式的运行周期之后的第一运行模式中产生代表功率转换器的输出的第一反馈信号;

第二反馈电路,其连接至控制电路,并被连接以在电流控制器的第三运行模式的周期之后的第一运行模式中产生代表功率转换器的输出的第二反馈信号,其中,控制电路被连接以响应于第一和第二反馈信号以控制选择第一、第二或第三运行模式,从而控制从功率转换器的输入到功率转换器的输出的能量传递。

32. 根据权利要求 31 所述的功率转换器,其中电流控制器包括晶体管,该晶体管具有连接至一次绕组的第一端和连接至功率转换器的输入的第二端。

33. 根据权利要求 32 所述的功率转换器,其中电流控制器还包括三电平驱动器,以响应于控制电路向晶体的控制端提供具有第一、第二和第三值的电压。

34. 根据权利要求 32 所述的功率转换器,其中晶体管被连接以在第一运行模式时关断。

35. 根据权利要求 32 所述的功率转换器,其中晶体管被连接以在第二运行模式时导通。

36. 根据权利要求 32 所述的功率转换器,其中晶体管被连接以在第三运行模式中提供部分放电电流脉冲。

37. 根据权利要求 32 所述的功率转换器,其中一个连接至所述晶体管的电容在第三运

行模式中仅部分放电。

38. 根据权利要求 32 所述的功率转换器,其中所述晶体管被连接以在第三运行模式中运行在其饱和区。

39. 根据权利要求 31 所述的功率转换器,其中第一反馈电路被连接至能量传递元件以响应于代表功率转换器的输出的反射信号产生第一反馈信号。

40. 根据权利要求 31 所述的功率转换器,其中第二反馈电路被连接至能量传递元件以响应于代表功率转换器的输出的反射信号中的衰减震荡的一部分产生第二反馈信号。

用于感测隔离式输出的装置和方法

技术领域

[0001] 本发明涉及对开关模式电源的控制。具体而言,涉及如下具有已调节的隔离式输出的低成本电源,该电源在输出端空载时必须符合最大功率消耗的标准,而在突然施加负载时,必须将输出保持在指定限度内。

背景技术

[0002] 用于调节开关式电源的隔离式输出电压的低成本解决方案通常依赖于能量传递元件的隔离式绕组之间的磁耦合,以向控制电路提供关于输出的信息。控制电路通常在向输出端传递能量的切换事件之后随即接收一个代表输出电压的信号。该信号通常接收自能量传递元件的一次参考绕组(primary-referenced winding)而非光耦合器。这类控制通常被称为“一次侧控制”或使用一次侧反馈的控制。

[0003] 虽然这些解决方案消除了光耦合器所消耗的成本和能量,但它们无法感测到在未发生切换时的输出电压。当电源输出端的负载接近零时,将产生问题。这时,电源必须提供指定的经调节的输出电压,但几乎不提供功率。在这样的情况下,电源自身运行中的功率损失即成为了总体能量消耗的一个重要部分。由于在外部负载接近零的情况下要求限制电源的功率消耗,因而在电源中使用内部假负载(dummy internal load)不被看好。该内部假负载——有时称为预负载(pre-load)——在电源中可以用于辅助提供过电压保护,促进多个输出之间的调节,以及防止切换频率降至最小值以下。特别地,内部假负载是电源内部的小型永久性最小负载。然而,使用内部假负载的不利后果是电源效率的降低,因为假负载耗去了无法被度量为输出功率的功率。而且,即使在电源的输出端没有连接负载的情况下,控制器也必须更频繁地切换以向该额外的内部负载供能,这使得电源消耗额外的能量。为了避免这些缺陷,有用的是在空载情况下延长切换事件之间的时间,以降低切换固有的损耗。但是,在这样的情况下,控制器无法在切换事件之间的相对长的间隔中感测到输出电压。

[0004] 当在切换事件之间的其中一个相对长间隔中,向输出端突然施加一个基本负载时,在控制器能够响应该情况之前,输出电压能很轻易地降至指定的调节限度以外。对于这样的情况,通常的补救是在输出端上附加昂贵的大型电容,以提供,会在控制器不能检测输出的时间段内,被施加的负载所需的能量。

附图说明

[0005] 参考下列附图,描述了本发明的非限制性和非排他性实施方案,其中,除非特别指明,在所有附图中,相同参考数字指代相同的部分。

[0006] 图 1 示出了一个示例性功率转换器,该示例性功率转换器包括一个根据本发明教导的提供对隔离式输出的感测的控制器。

[0007] 图 2 示出了一种包括如下一控制器的示例性功率转换器,该控制器根据本发明教导使用耦合线圈上的绕组以感测输出电压,并且提供对隔离式输出的感测。

[0008] 图 3 示出了来自示例性功率转换器的电压和电流波形,其图解了根据本发明教导

提供对隔离式输出电压的感测的控制器的运行。

[0009] 图 4 示出了功率转换器的一个实施例,其图解了根据本发明的教导的电流控制器的一个实施例。

[0010] 图 5 示出了功率转换器的一个实施例,其图解了电流控制器的另一个实施例,该电流控制器根据本发明的教导使用晶体管用于感测隔离式输出电压。

[0011] 图 6 示出了一种示例性方法的流程图,该方法用于根据本发明教导控制提供了对隔离式输出电压的感测的功率转换器。

具体实施方式

[0012] 在此公开了多种用于实现电源控制器的方法和装置,其提供了一些能实现对功率转换器的隔离式输出的感测的成本相对较低的解决方案。在以下描述中,阐释了各种具体细节以使本发明得到彻底的理解。不过,显然的是,对于本领域普通技术人员,并不必须采用这些具体细节以实现本发明。另外,在此并未详细描述公知的材料或方法,以避免模糊本发明。

[0013] 在本说明书中,所指的“一个实施方案”、“实施方案”、“一个实施例”或“实施例”意味着关于所述实施方案或实施例描述的特定特性、结构或特征包括在本发明的至少一个实施方案中。因此,在本说明书中多处出现的短语“在一个实施方案中”、“在实施方案中”、“一个实施例”或“实施例”并不必然均指代同一实施方案或实施例。此外,特定的特性、结构或特征可以被结合在一个或多个实施方案或实施例的任意适合的组合和 / 或子组合中。特定的特性、结构或特征可以被包括在提供所描述的功能的一个集成电路、电子电路、组合逻辑电路或其他适合部件中。此外,应认识到,随此提供的附图用于向本领域普通技术人员进行阐释的目的,且这些附图并不必然按比例绘制。

[0014] 图 1 是总体示出了根据本发明的教导的使用反激式 (flyback) 拓扑的开关式功率转换器 100 的一个实施例的示意图。在所示出的实施例中,为了阐释的目的,功率转换器 100 被示为具有反激式拓扑的电源。不过,应认识到的是,对于开关式电源还有许多其他已知的拓扑和配置。应认识到的是,图 1 示出的示例性反激式拓扑足以解释根据本发明的教导的理论,且这些理论也可以应用至根据本发明的教导的其他类型的开关式调节器 (regulator)。图 1 中省去了下文将更详细讨论的细节,以避免模糊根据本发明的教导。

[0015] 图 1 的示例性功率转换器控制从功率转换器 100 的输入端的未经调节的输入电压 V_{IN} 102 到功率转换器的输出端的负载 122 的能量传递。输入电压 V_{IN} 102 连接至能量传递元件 T1 105 以及电流控制器 148。在图 1 的实施例中,能量传递元件 T1 105 是耦合线圈 (某些时候被指称为变压器),其带有一次绕组 108 和二次绕组 112。在图 1 的实施例中,一次绕组 108 可以被视为输入绕组,二次绕组 112 可以被视为输出绕组。箝位电路 104 连接至能量传递元件 T1 105 的一次绕组 108 以控制电流控制器 148 上的最大电压。

[0016] 在图 1 的实施例中,输入电压 V_{IN} 102 相对于输入返回线路 110 为正,输出电压 V_O 120 相对于输出返回线路 124 为正。通过将输入返回线路 110 和输出返回线路 124 以不同的标记指示,图 1 的实施例示出了输入返回线路 110 和输出返回线路 124 之间的电流隔离。换言之,施加在输入返回线路 110 和输出返回线路 124 之间的 dc 电压将产生基本为零的电流。因此,电连接至一次绕组 108 的电路与电连接至二次绕组 112 的电路电流隔离。

[0017] 在所示出的实施例中, 响应于包括在控制器 142 中的控制电路 144, 电流控制器 148 导通或不导通电流。电流控制器 148 和控制器 142 可以包括集成电路和分立的电路元器件。在一些实施例中, 电流控制 148 和控制器 142 可以被一同集成在单个单片集成电路中。

[0018] 在图 1 的实施例中, 电流控制器 148 响应于控制器 142 控制电流 I_p 126, 以满足功率转换器 100 的特定性能。在运行中, 电流控制器 148 在一次绕组 108 和二次绕组 112 中产生脉动电流。二次绕组 112 中的电流被整流器 D1 114 整流, 并接着被电容器 C1 116 滤波, 以在负载 122 处产生基本恒定的输出电压 V_o 120 或输出电流 I_o 118。电流控制器 148 的运行也在一次绕组 108 的两端之间产生了随时间变化的电压 V_p 106。通过变压器的动作, 在二次绕组 112 的两端之间产生电压 V_p 的成比例的复制, 比例因子是二次绕组 112 的匝数除以一次绕组 108 的匝数的比值。

[0019] 图 1 中示出的实施例在一次绕组 108 的一端和电流控制器 148 之间的节点上以虚线示出了一个电容器 C_p 150。图 1 的实施例中的电容器 C_p 150 代表了所有连接至电流控制器 148 的电容。电容器 C_p 150——其可被称为一次开关式节点电容——可以包括能量传递元件 T1 105 内部的固定电容 (natural capacitance), 也可以包括电流控制器 148 的固定内部电容。电容器 C_p 150 也可以包括故意被放置在电路的各个部分以过滤噪声并且减慢切换电压的转变的分立电容器。电容器 C_p 150 具有电压 V_{CP} 128, 其是一次绕组 108 的一端相对于输入返回线路 110 的电压。电容器 C_p 150 的重要性将在本公开文本的下文中变得更为明显。

[0020] 在图 1 的实施例中, 传感器 134 接收如下一个感测信号 132, 该感测信号代表待要被调节的在功率转换器 100 的输出端处的输出量。待要被控制器 142 调节的输出量通常是输出电压 V_o 120, 不过在一些实施例中是输出电流 I_o 118, 而在另一些实施例中可以是输出电压 V_o 120 和输出电流 I_o 118 的结合。控制器 142 从传感器 134 接收反馈信号 U_{FB} 136。反馈信号 U_{FB} 136 既可以是电压也可以是电流。

[0021] 因为电连接至二次绕组 112 的电路与电连接至一次绕组 108 的电路电流隔离, 则要么感测信号 132 与负载 122 电流隔离, 要么传感器 134 提供感测信号 132 和控制器 142 之间的电流隔离。换言之, 电流隔离可以或者存在于传感器 134 中, 或者存在于图 1 中未示出的感测信号 132 的路径的其他部分上。

[0022] 在图 1 的实施例中, 控制器 142 接收代表电流 I_p 126 的电流感测信号 130。电流感测信号 130 可以是电压信号或电流信号, 并可以使用已知方法获得。例如, 电流感测信号 130 可以是电流变压器的输出、电流感测电阻两端的电压, 或者导通整个电流 I_p 126 或电流 I_p 126 的一部分的金属氧化物场效应晶体管 MOSFET 的导通电阻两端的电压。

[0023] 在图 1 的实施例中, 控制器 142 接收反馈信号 U_{FB} 136 以及电流感测信号 130 以产生模式选择信号 146, 该模式选择信号被电流控制器 148 接收。在一个实施例中, 电流控制器 148 可以具有三个运行模式。第一模式可以是不导通电流的模式, 使得当电流控制器 148 在第一模式时, 电流 I_p 126 基本为零。第二模式可以是导通外部电路所允许的尽可能多的电流的模式, 诸如以下情况下, 其中能量传递元件 T1 105 的一次绕组 108 中的电流由输入电压 V_{IN} 、一次绕组 108 的感应系数, 以及电流控制器 148 保持在第二模式的时间所确定。第三模式可以是根据本发明教导在电流控制器 148 保持在第三模式的时间段内, 将电流的导

通限制到相对较小值的模式。在一个实施例中,用于电流的相对较小值是一个远远小于第二模式中的电流值的恒定电流值。在一个实施例中,第三模式的相对较小的恒定电流值是第二模式中导通的最大电流的 5%。

[0024] 在图 1 的实施例中,根据本发明教导,反馈信号 U_{FB} 136 具有取决于电流控制器 148 的模式变化的相当不同的特征。例如,当电流控制器 148 在第二模式和第一模式之间变化时,反馈信号 U_{FB} 136 包括了当电流控制器 148 在第三模式和第一模式之间变化时不存在的特征。因此,根据本发明的教导,控制器 142 包括第一反馈电路 138 和第二反馈电路 140 以对于电流控制器 148 的不同模式适当地解释反馈信号 U_{FB} 136。根据用于解释因不同运行模式产生的反馈信号的需要,控制器的其他实施例可以包括两个以上的反馈电路。

[0025] 在图 1 的实施例中,包括在控制器 142 中的控制电路 144 接收来自第一反馈电路 138 和第二反馈电路 140 的信号,以如所需地控制功率转换器的输出。包括在控制器 142 中的反馈电路可以使用任意模拟和数字电路——诸如滤波电路、取样和保持电路,以及比较器——以从反馈信号 U_{FB} 136 中提取所需的信息。包括在控制器 142 中的控制电路 144 可以使用任意模拟和数字电路——诸如振荡器、比较器、数字逻辑以及状态机——以如所需地解释和响应从反馈电路接收的信息。

[0026] 图 1 将模式选择信号 146 示出为单线,但其在另一实施例中可以代表多个独立的模拟或数字信号。例如,根据本发明的教导,用于控制信号 146 的两根二进制数字信号线可以选择电流控制器 148 的多达四种不同模式。

[0027] 图 2 是示出了根据本发明教导使用反激式拓扑的开关式功率转换器 200 的另一实施例的示意图。图 2 的实施例包括耦合线圈 205,该耦合线圈 205 具有一次绕组 108、二次绕组 112 以及偏置绕组 210。偏置绕组 210 也可以被称为辅助绕组。在一个实施例中,图 2 中的偏置线圈 210 是图 1 中介绍的产生反馈信号 U_{FB} 136 的传感器 134。偏置线圈 210 产生一个电压 V_B 215,其响应于当二次绕组 112 中的整流器 D1 114 导通时的输出电压 V_O 120。图 1 中示出而图 2 中未示出的感测信号 132 是将偏置绕组 210 耦合至耦合线圈 205 的二次绕组 112 的磁通量。在另一实施例中,偏置绕组 210 也可以向控制器 142 中的电路供电。

[0028] 应认识到的是,对于使用偏置绕组以感测输出电压,并用于提供感测同时还向带有电流隔离的控制器供电的情况,可以存在多种变体。例如,偏置绕组可以分别应用类似于整流器 D1 114 和电容器 C1 116 的整流器和电容器以产生 dc 偏置电压,同时提供来自整流器的阳极的 ac 反馈信号。因此,可在偏置绕组上使用附加的无源部件诸如电阻器以将来自绕组的电压按比例变化至更适合被控制器 142 接收的一个值。

[0029] 使用偏置绕组 210 以感测输出电压 V_O 120 具有在输出电压 V_O 120 和控制器 142 之间提供电流隔离而不需要消费光耦合器的优点。使用耦合线圈 205 上的绕组以感测输出电压 V_O 120 的缺点在于,偏置绕组 210 处的电压 V_B 215 仅代表当输出整流器 D1 114 导通时的输出 V_O 120,而光耦合器可以提供对输出电压 V_O 120 的持续感测。输出整流器 D1 114 仅在二次绕组 112 中存在电流脉冲时导通。因此,二次绕组 112 中的电流脉冲之间的时间是控制器 142 无法感测到输出电压 V_O 120 的时间。换言之,与使用光耦合器连续感测输出电压 V_O 120 相比,使用耦合线圈 205 上的绕组感测输出电压 V_O 120 限于以下脉冲:这些脉冲发生频率还不是非常高,以便提供必要信息以满足对输出电压 V_O 120 的预期控制。因为二次绕组 112 仅在一次绕组 108 具有电流脉冲之后才具有电流脉冲,所期望的是缩短在一

次绕组 108 中的电流脉冲之间的时间,以使控制器 142 可以更频繁地感测输出电压 V_o 120。

[0030] 一次绕组 108 中的脉动电流的频率和大小由控制器 142 控制,从而提供在一个范围的负载 122 值上维持预期输出电压 V_o 120 所需的功率。随着负载接近零,在一次绕组 108 中需要更少的电流来维持所需的输出电压 V_o 120。为此,控制器可以降低一次绕组 108 中的电流的大小,以及增加电流脉冲之间的时间。

[0031] 控制器 142 可以通过以下方法在一次绕组 108 中产生电流脉冲,其方法是向电流控制器 148 提供模式选择信号 146,该模式选择信号将电流控制器 148 从第一模式改变至第二模式,允许电流 I_p 在返回第一模式前以线性斜率增加至所需的最大值。电流控制器 148 在第二模式的运行对电容器 C_p 150 完全放电,以使一次绕组 108 上的电压 V_p 106 等于输入电压 V_{IN} 102。

[0032] 当电流控制器 148 在第二模式运行时,存储在电容器 C_p 150 中的所有能量均被损耗,即使允许最大电流 I_p 126 在返回第一模式之前增加至最低实际值。降低从电容器 C_p 150 的完全放电中耗去的能量的唯一方法是增加放电之间的时间。换言之,增加一次侧电流的脉冲之间的时间将降低负载趋近于零时在功率转换器中的功率损耗,其代价为增加其中控制器 142 无法感测到输出电压 V_o 120 的时间。由此,在控制器 142 能够感测到输出电压并对其响应之前,负载 122 上的骤然增加可能将输出电压 V_o 120 降低至不可接受的值。

[0033] 以下探讨了一种解决方案,其允许控制器 142 足够频繁地感测输出电压 V_o 120 以充分响应负载 122 中的骤然增加,同时还可降低在接近零负载时的功率耗散。这一解决方案在一次绕组 108 中产生电流脉冲,而不使电容器 C_p 150 完全放电。根据本发明的教导,该解决方案通过为电流控制器 148 引入第三运行模式而实现。在一个实施例中,电流控制器 148 的第三模式运行,以仅将足够的电流引入一次绕组 108,从而使得输出整流器 D1 114 在电流控制器 148 返回第一模式之后导通。根据本发明的教导,电流控制器 148 的第三模式以足够低的电流幅值和持续时间来导通电流,以将期望的电流引入一次绕组同时仅使电容器 C_p 150 部分放电。为既定应用确定电流的适合值将在本公开内容的随后部分进行详细探讨。

[0034] 图 3 示出了来自图 2 中的示例性功率转换器的电压和电流波形,其示出了根据本发明教导提供对于隔离式输出电压的感测的示例性控制器的运行。如所描述的实施例所示,对电容器 C_p 150 完全放电的电流脉冲 I_p 126 在 t_0 310、 $t_{(N+1)}$ 350、以及 $t_{(N+2)}$ 360 时刻开始。根据本发明的教导,对电容器 C_p 150 部分放电的电流脉冲 I_p 126 在 t_1 320、 t_2 330 以及 t_N 340 时刻开始。

[0035] 对电容器 C_p 150 完全放电的电流脉冲 I_p 126 和对电容器 C_p 150 部分放电的电流脉冲 I_p 126 之间的区别在 V_{CP} 128 的波形中是清晰的, V_{CP} 128 是电容器 C_p 150 上的电压。当电压 V_{CP} 128 基本为零时,电容器 C_p 150 被完全放电。当电流 I_p 126 大于零时,电压 V_{CP} 128 基本保持在零之上,这时电容器 C_p 150 仅被部分放电。

[0036] 如所示,在电流 I_p 126 的每一个完全放电脉冲和每一个部分放电脉冲的末尾,电压 V_{CP} 128 升高至输入电压 V_{IN} 102 之上,同时来自能量传递元件(例如,图 1 中的能量传递元件 T1 105 和图 2 中的耦合线圈 205)的能量为电容器 C_p 150 充电。电压 V_{CP} 128 一直升高直到输出整流器 D1114 导通,从而将电压 V_{CP} 箝位到输入电压 V_{IN} 加反射输出电压(reflected output voltage) V_{OR} ,其中,所述反射输出电压 V_{OR} 是二次绕组 112 上的电压乘

以一次绕组 108 的匝数然后除以二次绕组 112 的匝数。

[0037] 如所示,电压 V_{CP} 128 保持箝位在 V_{IN} 加 V_{OR} 的值,直到输出整流器 D1 114 停止导通,这发生在当来自二次绕组 112 的电流降低至零时。电容器 C_p 150 中存储的能量——其将电容器的电压提高到 V_{IN} 102 以上——接着通过一次绕组 108 的自感以及电路的有效寄生电阻以衰减震荡耗散。

[0038] 图 3 还示出了图 2 中的电压 V_b 215,其将反馈信号 U_{FB} 136 提供给控制器 142。控制器 142 可以通过偏置电压 V_b 215 感测输入电压 V_{IN} 102 和输出电压 V_o 120。在电流 I_p 126 的完全放电脉冲期间,偏置电压 V_b 215 变为负值达到代表输入电压 V_{IN} 102 的幅值 V_{INS} 。在电流 I_p 126 的一个完全放电脉冲之后,输出整流器 D1 114 导通以允许将输出电压 V_o 120 感测为代表输出电压 V_o 120 的在偏置绕组 210 上的正电压 V_{OS} 。在仅对电容器 C_p 150 部分放电的电流脉冲 I_p 126 之后,输出整流器 D1 114 仅导通恰足以允许以偏置电压 V_b 215 的衰减震荡(如图 3 中所示)感测输出电压 V_o 120。

[0039] 在一个实施例中,当负载 120 大至足以要求完全放电电流脉冲 I_p 126 以将输出电压 V_o 120 维持在所需的值时,完全放电脉冲可能频繁如每个切换周期 T_s 而发生。示例性切换周期 T_s 是图 3 中 $t_{(N+1)}$ 350 和 $t_{(N+2)}$ 360 之间的时间。通常,针对适度的负载,可能需要由多个无电流脉冲的切换周期隔开的完全放电脉冲的图案。

[0040] 在实施例中,根据本发明教导,当负载 122 接近零时,仅部分放电脉冲被用于以远小于完全放电切换脉冲之间的周期的间隔感测输出电压 V_o 120。当负载 122 远大于零时,不需要使用部分放电脉冲以感测输出电压 V_o 120,因为完全放电脉冲在负载远大于零时频繁出现足以提供对输出电压的适当感测。部分放电脉冲可以被认为是确定是否需要完全放电脉冲的唤醒(wake-up)脉冲。部分放电脉冲之间的时间可以被视为唤醒周期。

[0041] 在所图解的实施例中,一个示例性唤醒周期 T_{w1} 是图 3 中的 t_1 320 和 t_2 330 之间的时间。在一个实施例中,唤醒周期 T_{w1} 是 16 个切换周期 T_s 。在另一个实施例中,唤醒脉冲可以被不同持续时间的唤醒周期所间隔。在部分放电脉冲列中的第一个部分放电脉冲可以以不同于唤醒脉冲列内的任何唤醒周期的一个周期跟随完全放电脉冲。图 3 示出了周期 T_1 ,其是在完全放电脉冲的开始处的 t_0 310 和部分放电脉冲列中的第一个部分放电脉冲的开始时间 t_1 320 之间的时间。在一个实施例中,周期 T_1 是 9 个切换周期,而 T_{w1} 是 16 个切换周期。

[0042] 在一个实施例中,根据本发明的教导,根据紧随每个电流脉冲 I_p 126 的反馈信号 U_{FB} 136 的值,包括在控制器 142 中的控制电路 144 可以确定在切换周期 T_s 内对完全放电脉冲、部分放电脉冲或无脉冲的需要。例如,如果一序列完全放电脉冲使得所感测的输出电压 V_{OS} 升高至超过第一阈值,控制电路 144 可以设定模式选择信号 146 以使电流控制器 148 在一些随后的周期 T_s 中不导通电流。如果在下一个完全放电脉冲后,所感测的输出电压 V_{OS} 仍然高于第一阈值,控制器 142 可以推断负载接近于零,并开始使用部分放电脉冲以感测输出电压 V_o 120。图 3 的实施例图解了一个如下的实施例,其中控制电路 144 确定在时间 T_N 340 的部分放电脉冲之后所感测的输出电压 V_{OS} 过低,需要在时间 $t_{(N+1)}$ 350 和 $t_{(N+2)}$ 360 处连续的完全放电脉冲。

[0043] 在图 2 的实施例中,根据本发明的教导,控制电路 144 在完全放电脉冲之后解释从第一反馈电路 138 接收的信号,以及控制电路 144 在部分放电脉冲之后解释从第二反馈电

路 140 接收的信号。在图 2 的实施例中,第一反馈电路 138 对当输出整流器 D1 114 导通时的这一时间段内的反馈信号 U_{FB} 136 取样。在图 2 的实施例中,当输出整流器 D1 114 停止导通后,第二反馈电路 138 在偏置电压 V_B 215 的衰减震荡期间对反馈信号 U_{FB} 136 取样。

[0044] 在一个实施例中,在输出整流器 D1 114 停止导通之后,偏置电压 V_B 215 的衰减震荡的峰值代表了输出电压 V_O 120,因为,当输出整流器 D1 114 在部分放电脉冲之后导通时,电容器 C_p 150 充电至代表输出电压 V_O 120 的值。电容器 C_p 150 上的最大电压设置了在输出整流器 D1 114 停止导通后的衰减震荡的初始情况。因此,偏置电压 V_B 215 的衰减震荡中的每一个峰值均由部分放电脉冲之后在电容器 C_p 150 上的最大电压确定。

[0045] 在图 2 的实施例中,第一反馈电路 138 对反馈信号 U_{FB} 136 取样以在一个较宽负载范围内调节输出电压 V_O 120。与第一反馈电路 138 相反,一个实施例中,第二反馈电路 140 不对反馈信号 U_{FB} 136 取样以在一个较宽负载范围内调节输出电压 V_O 120。相反,根据本发明的教导,该实施例中的第二反馈电路 140 仅被用于确定在一系列部分放电脉冲期间输出电压 V_O 120 是否具有充分的变化从而需要改变运行模式。

[0046] 具体地,在一个实施例中,在一系列连续的部分放电脉冲的第一个部分放电脉冲后,第二反馈电路 140 保持住在反馈信号 U_{FB} 136 的衰减震荡(例如像在图 3 中以 V_B 215 的衰减震荡示出的)中的第二峰的值,并将其与在该列连续的部分放电脉冲的每一随后的部分放电脉冲后的反馈信号 U_{FB} 136 的衰减震荡中的第二峰的取样值相比较。当随后的取样值比第一取样值小一个阈值时,控制电路 144 确定输出电压 V_O 120 过低,并设置模式选择信号 146 以启动一个完全放电脉冲序列。应认识到的是,衰减震荡中的任意峰值都可以被取样用于比较。在一个实施例中,第二峰值可以是一个优选峰,因为其具有最大的幅值并且相对不受输出整流器 D1 114 导通时可能存在于第一峰值中的噪声和失真的干扰。在一个实施例中,所述阈值是 30 毫伏。

[0047] 在一个实施例中,部分放电脉冲的幅值和持续时间仅足以允许输出整流器 D1114 在部分放电脉冲的末尾导通。在另一实施例中,部分放电脉冲的幅值和持续时间超出了足以允许输出整流器 D1 114 在部分放电脉冲的末尾导通的值。当直至与耦合线圈 205 的绕组的非理想耦合相关联的瞬时电压降低至一个可忽略的值,输出整流器 D1 114 才被允许导通时,输出电压 V_O 120 可以被以较大的准确性检测到。当二极管 D1114 开始导通时,非理想耦合——有时被定量描述为漏电感——可以在输出整流器 D1 114 和二次绕组 112 之间产生电压。由漏电感引起的瞬时电压也可以使衰减震荡的第一峰失真。因此,理想的是,允许来自漏电感的电压降低至可忽略的值,使得电容器 C_p 150 充电至一个更准确代表在输出整流器 D1 114 停止导通之前的输出电压 V_O 120 的电压。同样理想的是,不对衰减震荡的第一峰取样,以避免来自漏电感效应的失真。

[0048] 在一个实施例中,部分放电脉冲的幅值是 16 毫安,而完全放电脉冲的峰电流是 250 毫安。因此,与由完全放电脉冲传递给输出的能量相比,由部分放电脉冲传递给输出的能量可以被认为是微小的,因为所传递的能量与一次绕组 108 中的峰电流的平方值成比例。应认识到的是,因为部分放电脉冲可以将有限的能量传递给输出,具有最小切换频率——无论有多小——的控制器可能需要电源具有内部假负载以在输出电流 I_O 118 趋近零时保持输出电压 V_O 120 不升高超过期望值。

[0049] 无论分析或试验手段都可以确定,对于部分放电脉冲,存在如下某个幅值和持续

时间；其在一组特定情况下能使功率转换器具有最小的能量损耗。部分放电脉冲的持续时间通常小于反馈信号 U_{FB} 136 的一个衰减震荡周期的一半，如图 3 所示。一个实施例中，部分放电脉冲的持续时间大约是反馈信号 U_{FB} 136 的一个衰减震荡周期的四分之一。在其中耦合线圈的一次绕组 108 的电感是 2.2 毫亨时，电容器 C_p 150 是约 70 皮法拉的一个实施例中，部分放电脉冲是 16 毫安且其持续时间为约 600 纳秒。应认识到的是，在一个实施例中，根据本发明的教导，控制电路 144 可以调整部分放电脉冲的幅值和持续时间以实现功率转换器的最小功率损耗，并保证输出整流器 D1 144 导通。例如，这样的调整可以响应于控制器 144 所接收的外部信号而进行。所述调整也可以通过选择控制电路 144 中的分立部件的值而进行。在控制电路 144 被包括在一个集成电路中的实施例中，所述调整可以通过修改集成电路的参数而进行。

[0050] 图 4 是功率转换器 400 的示意图，其更详细地示出了电流控制器 148 的一个实施例。在图 4 的实施例中，电流控制器 148 包括模式选择器 410，该模式选择器从控制器 142 接收模式选择信号 146。在图 4 的实施例中，模式选择器 410 响应于模式选择信号 146，要么选择开关 S1 420，要么选择开关 S2 440，要么皆不选择。

[0051] 在图 4 的实施例中，当电流控制器 148 在第一模式时，第一模式将开关 S1 420 和开关 S2 440 断开，以使电流 I_p 126 基本为零。在图 4 的实施例中，第二模式将开关 S1 420 闭合并将开关 S2 440 断开以使电容器 C_p 150 完全放电。在图 4 的实施例中，根据本发明的教导，第三模式将开关 S1 420 断开并将开关 S2 440 闭合，从而使电流 I_p 126 是电流源 430 的值，以将电容器 C_p 150 部分放电。应认识到，在其他实施例中，电流源 430 可以是根据所期望的电容器 C_p 150 的部分放电程度而变化的可变电流源。

[0052] 图 5 是功率转换器 500 的示意图，其示出了电流控制器 148 的另一实施例，该电流控制器包括金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 520 和三电平驱动器 510 以响应于模式选择信号 146 产生完全放电和部分放电的电流脉冲 I_p 126。在图 5 的实施例中，三电平驱动器 510 响应于来自于模式选择器 410 的信号，以响应于模式选择信号 146 在 n 沟道 MOSFET 520 的栅极端和源极端之间产生至少三个不同的电压值。在一个实施例中，MOSFET 520 的栅极端可以被视为 MOSFET 520 的控制端。

[0053] 在图 5 的实施例中，电流控制器 148 的第一模式施加一个远小于 n 沟道 MOSFET 520 的阈值电压的栅极到源极电压 (gate-to-source voltage)。因此，MOSFET 520 在电流控制器 148 的第一运行模式下基本关断。在图 5 的实施例中，电流控制器 148 的第二模式施加一个远大于 n 沟道 MOSFET 520 的阈值电压的栅极到源极电压。因此，MOSFET 520 在电流控制器 148 的第二运行模式下基本导通。在图 5 的实施例中，电流控制器 148 的第三模式施加一个略高于 n 沟道 MOSFET 520 的阈值电压的栅极到源极电压。因此，在第三模式下，MOSFET 520 的控制端的栅极到源极电压相当于 MOSFET 520 对电流 I_p 126 的幅值提供部分放电电流脉冲。换言之，当在第三运行模式中时，MOSFET 520 并不作为闭合或断开的开关运行，而是运行在其饱和区，有时称为活动区，其中漏极电流主要被栅极到源极电压控制，并基本与漏极到源极电压无关。在其中 MOSFET 520 和三电平驱动器 510 被包括在一个集成电路的实施例中，三电平驱动器 510 可以被设计使得在电流控制器 148 的第三模式中施加至栅极的电压跟踪 MOSFET 520 的阈值电压，因此降低了在一个温度和过程变化的范围内的部分放电电流的变化。应认识到，在其他实施例中，三电平驱动器 510 可以具有四个

或更多的驱动电平,以根据所需的电容器 C_p 150 的部分放电程度选择不同的 MOSFET 520 饱和特征。

[0054] 图 6 是一个流程图 600,其示出了根据本发明教导的控制功率转换器以提供对于隔离式输出的感测的一个示例性方法。在框 605 的开始后,在框 610 中,电流控制器运行在完全电容放电模式,以在电流控制器的节点上产生对电容完全放电的电流脉冲。

[0055] 接着,在框 615 中,第一反馈电路感测隔离式输出电压。在框 620 中,来自反馈电路的信息被处理以估算负载的情况。接着,在判别框 625,如果负载接近零,该流程继续至框 630,或者如果负载并非接近于零,则沿支路回到框 610。在一个实施例中,当完全放电脉冲以大于图 3 中的唤醒周期 T_{w1} 的间隔发生时,负载被视为接近零。

[0056] 在框 630 中,电流控制器运行在部分电容放电模式,以产生仅在电流控制器的节点上对电容部分放电的电流脉冲。接着在框 635 中,第二反馈电路感测隔离式输出电压,然后回到框 620,在该处处理来自反馈电路的信息。

[0057] 对本发明所示出的实施例的上述描述——包括摘要中的描述——都并不意在穷举或将本发明限制到所公开的准确形式。虽然在此出于阐释目的描述了本发明的特定实施方案和实施例,在不背离本发明的更宽的宗旨和范围的情况下,各种等同改型都是可能的。事实上,应认识到,特定的电压、电流、频率、功率范围值、时间等均出于解释的目的而提供,根据本发明的教导,其他的实施方案中也可以使用其他的值。

[0058] 这些改型可以根据上述具体描述被应用至本发明的实施例。所附的权利要求中使用的术语不应被理解为将本发明限制到说明书和权利要求中所公开的具体实施方案。相反,本发明的范围由所附权利要求整体确定,这些权利要求待要根据权利要求解释的既定规则被理解。因此本说明书和附图应被视为阐释性而非限制性的。

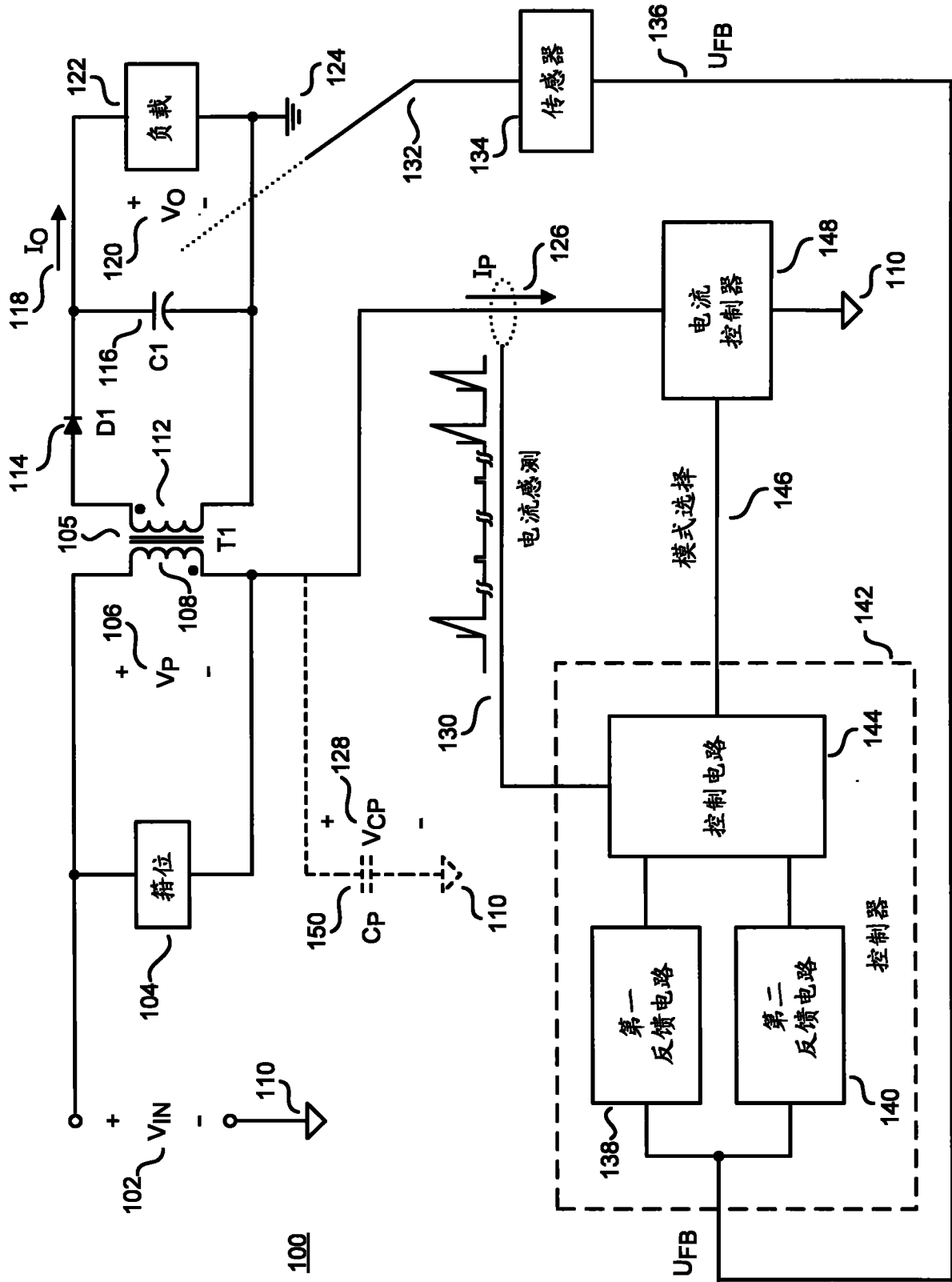


图 1

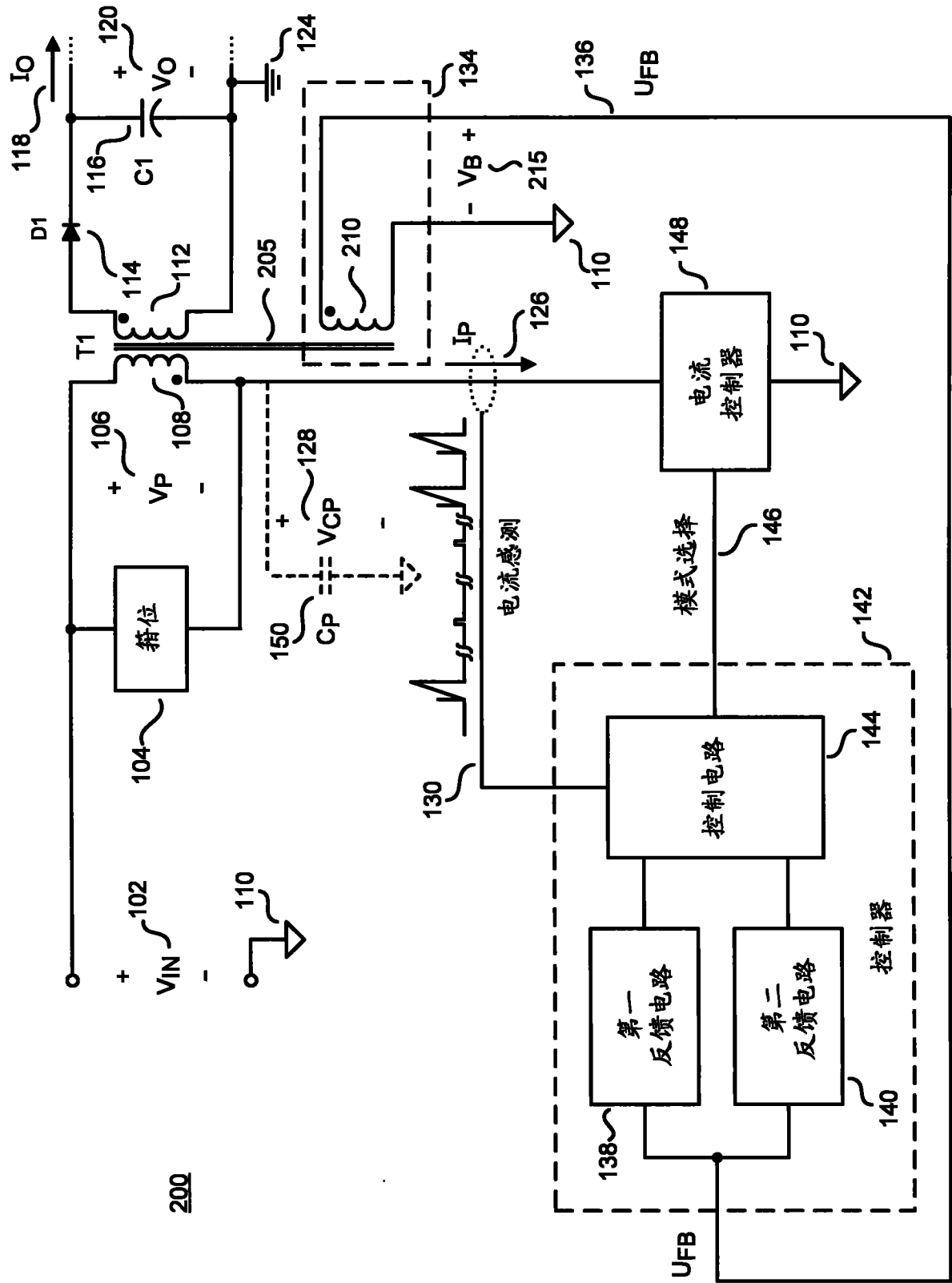


图 2

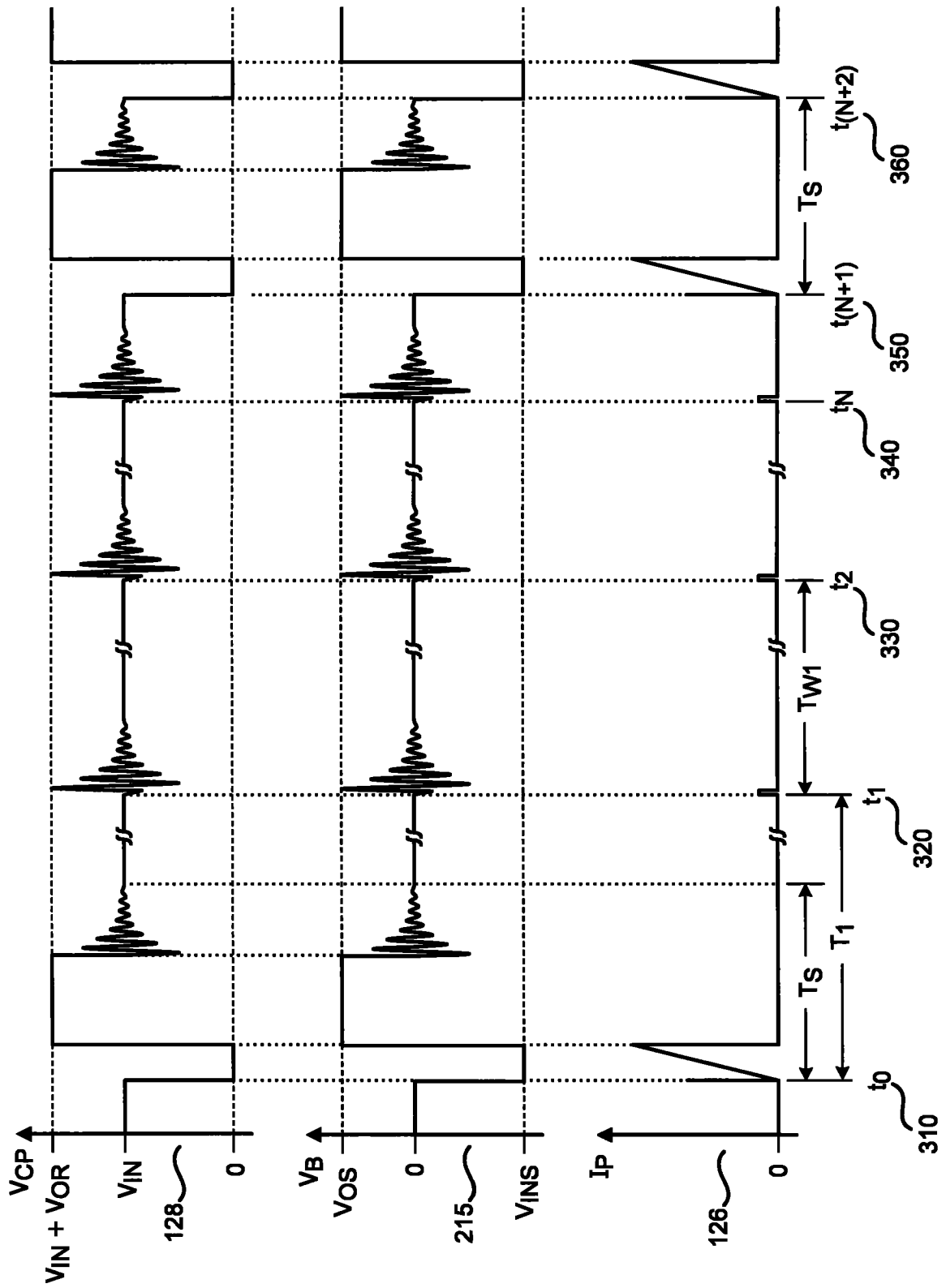
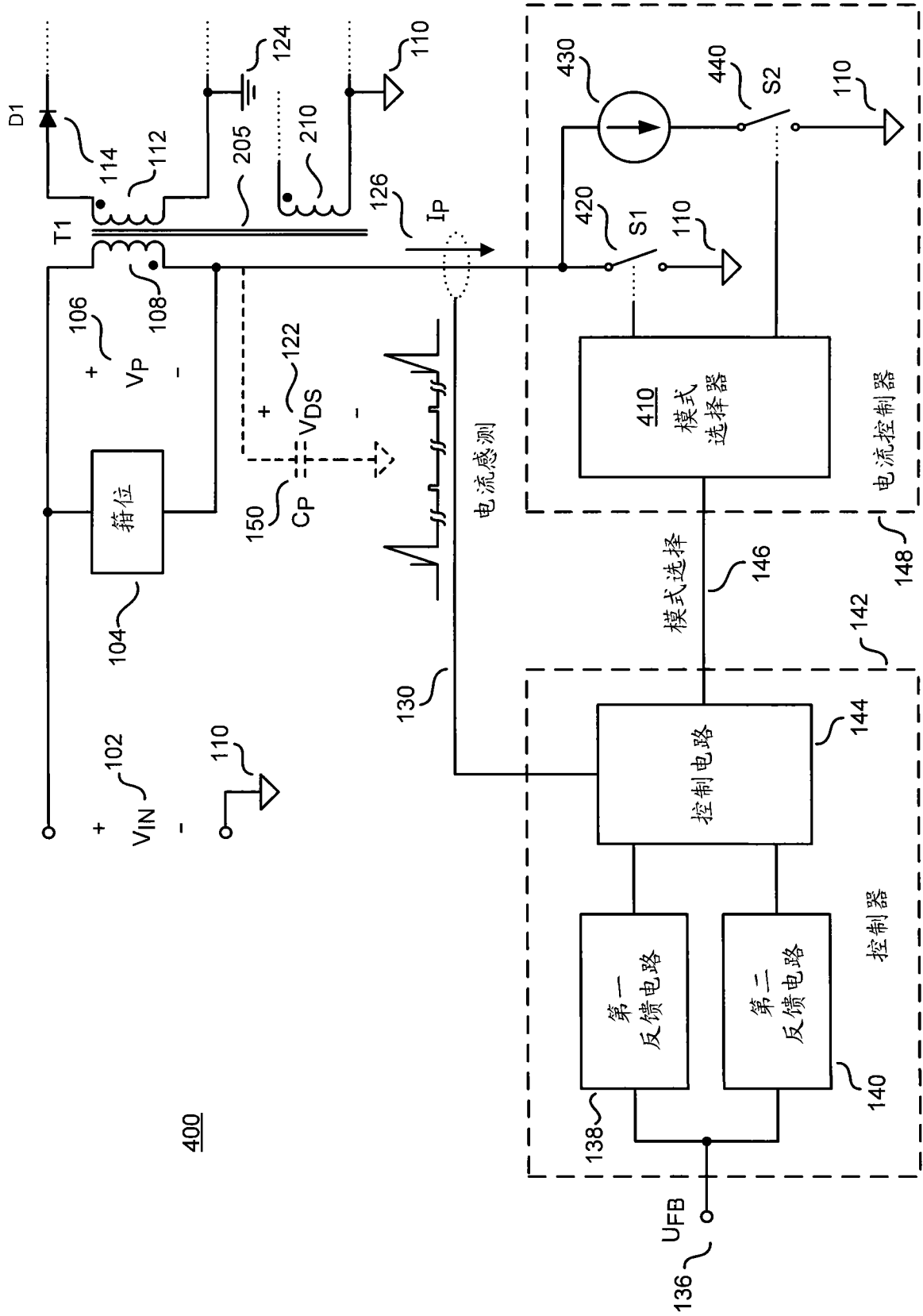


图 3



400

图 4

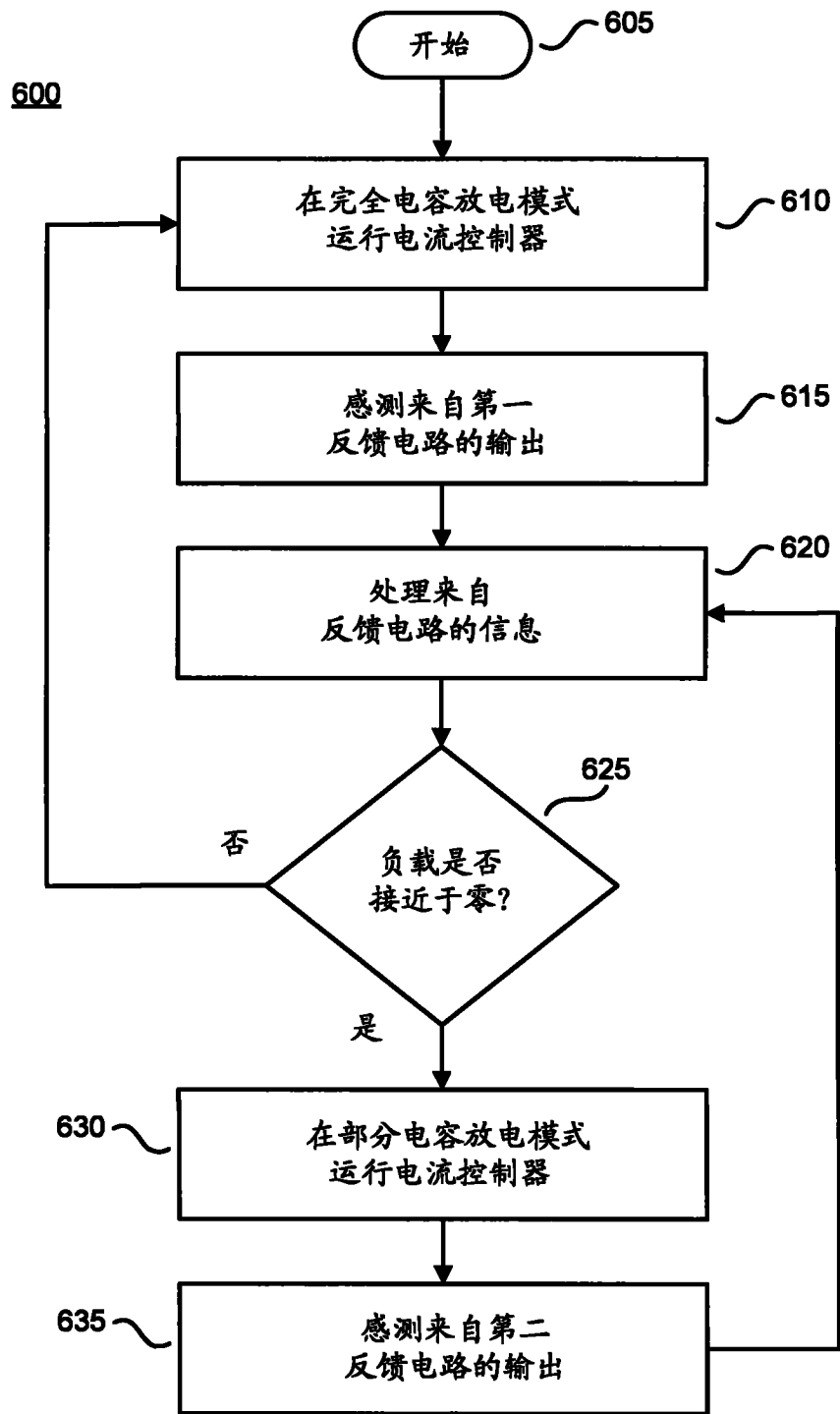


图 6