

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101286703 B

(45) 授权公告日 2013. 03. 20

(21) 申请号 200810109220. 2

US 5828558 A, 1998. 10. 27,

(22) 申请日 2008. 04. 07

WO 2005109615 A2, 2005. 11. 17,

US 6057665 A, 2000. 05. 02,

(30) 优先权数据

60/922, 191 2007. 04. 06 US

12/058, 539 2008. 03. 28 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 A·B·德詹古里安 E·伯坎

(74) 专利代理机构 北京东方亿思知识产权代理
有限责任公司 11258

代理人 李晓冬 南霆

(51) Int. Cl.

H02M 3/28(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 1114520 A, 1996. 01. 03,

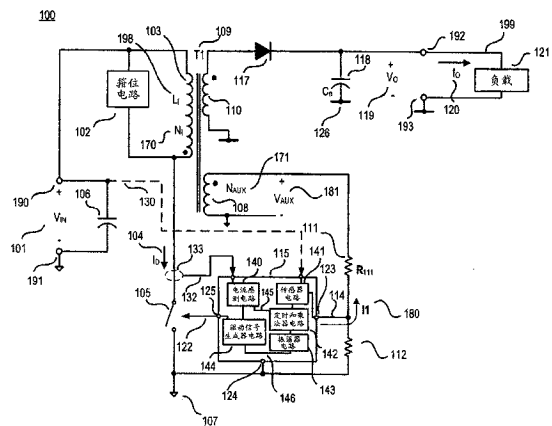
权利要求书 3 页 说明书 9 页 附图 8 页

(54) 发明名称

用于控制功率变换器的最大输出功率的方法和
和设备

(57) 摘要

本发明涉及用于控制功率变换器的最大输出功率的方法和
和设备。公开了一种用于功率变换器的控制器。根据本发明的多方面的实例电路控制器包括输入电压传感器,其被耦合以接收表示功率变换器输入电压的输入信号。还包括电流传感器,其被耦合以感测在电源开关中流动的电流。驱动信号发生器,其被耦合以驱动电源开关在接通时间周期为接通状态以及在关断时间周期为关断状态。该控制器被耦合以调整电源开关的切换周期使其与输入信号乘以时间周期的值成比例。该时间周期为当电源开关处于接通状态时在电源开关中流动的电流在两个电流值之间改变所用的时间。



1. 一种用于功率变换器的控制器,包括:
输入电压传感器,其被耦合以接收表示功率变换器的输入电压的输入信号;
电流传感器,其被耦合以感测在电源开关中流动的电流;以及
驱动信号发生器,其被耦合以驱动电源开关在接通时间周期为接通状态以及在关断时间周期为关断状态,其中该驱动信号发生器被耦合以调整电源开关的切换循环周期使所述切换循环周期与下述两个值的乘积成比例:
 - 1) 输入信号;
 - 2) 当电源开关处于接通状态时在电源开关中流动的电流在第一电流值与第二电流值之间改变所用的时间。
2. 根据权利要求 1 的用于功率变换器的控制器,其中所述第一电流值和第二电流值中的一个基本上为 0。
3. 根据权利要求 1 的用于功率变换器的控制器,其中所述第一电流值和第二电流值中的一个保护电流极限值。
4. 根据权利要求 1 的用于功率变换器的控制器,其中该输入信号是电压。
5. 根据权利要求 1 的用于功率变换器的控制器,其中该输入信号是表示功率变换器的输入电压的电流信号。
6. 根据权利要求 1 的用于功率变换器的控制器,其中该电源开关的切换循环周期响应于功率变换器的能量传输元件的电感的变化。
7. 根据权利要求 1 的用于功率变换器的控制器,进一步包括振荡器电路,其被耦合以提供信号到该驱动信号发生器。
8. 根据权利要求 7 的用于功率变换器的控制器,进一步包括定时和乘法器电路,其被耦合以处理该电流传感器的输出和输入电压传感器的输出,其中该振荡器电路被耦合以响应于该定时和乘法器电路。
9. 一种用于功率变换器的控制器,包括:
输入电压传感器,其被耦合以接收表示该功率变换器的输入电压的输入信号;
电流传感器,其被耦合以感测在电源开关中流动的电流;以及
驱动信号发生器,其被耦合以驱动电源开关在接通时间周期为接通状态以及在关断时间周期为关断状态,其中该驱动信号发生器被耦合以调整该电源开关的占空比使所述占空比与下述两个值的乘积成比例:
 - 1) 输入信号;
 - 2) 当电源开关处于接通状态时在电源开关中流动的电流在第一电流值与第二电流值之间改变所用的时间。
10. 根据权利要求 9 的用于功率变换器的控制器,其中所述第一电流值和第二电流值中的一个基本上为 0。
11. 根据权利要求 9 的用于功率变换器的控制器,其中所述第一电流值和第二电流值中的一个保护电流极限值。
12. 根据权利要求 9 的用于功率变换器的控制器,进一步包括振荡器电路,其被耦合以向该驱动信号发生器提供信号。
13. 根据权利要求 12 的用于功率变换器的控制器,进一步包括定时和乘法器电路,其

被耦合以处理电流传感器的输出和输入电压传感器的输出,其中该振荡器电路被耦合以响应于该定时和乘法器电路。

14. 一种用于功率变换器的控制器,包括:

输入电压传感器,其被耦合以接收表示该功率变换器的输入电压的输入信号;

电流传感器,其被耦合以感测在电源开关中流动的电流;以及

驱动信号发生器,其被耦合以驱动电源开关在接通时间周期为接通状态以及在关断时间周期为关断状态,其中该驱动信号发生器被耦合以响应于下述值来调整该电源开关的切换循环周期:该值是当电源开关处于接通状态和控制时间周期时在电源开关中流动的电流在第一电流值与第二电流值之间发生改变所用的时间之差。

15. 根据权利要求 14 的用于功率变换器的控制器,其中所述第一电流值和第二电流值中的一个基本上为 0。

16. 根据权利要求 14 的用于功率变换器的控制器,其中所述第一电流值和第二电流值中的一个为保护电流极限值。

17. 根据权利要求 14 的用于功率变换器的控制器,其中如果当电源开关处于接通状态时在电源开关中流动的电流在第一电流值与第二电流值之间发生变化所用的时间大于所述控制时间周期,那么该控制器被耦合以增加该电源开关的切换循环周期。

18. 根据权利要求 14 的用于功率变换器的控制器,其中如果当电源开关处于接通状态时在电源开关中流动的电流在第一电流值与第二电流值之间发生变化所用的时间小于控制时间周期,那么该控制器被耦合以减小该电源开关的切换循环周期。

19. 根据权利要求 14 的用于功率变换器的控制器,进一步包括振荡器电路,其被耦合以产生被耦合以被驱动信号发生器接收的信号。

20. 根据权利要求 19 的用于功率变换器的控制器,进一步包括定时和乘法器电路,其被耦合以处理该电流传感器的输出和输入电压传感器的输出,其中该振荡器电路被耦合以响应于该定时和乘法器电路。

21. 一种用于控制功率变换器的方法,包括:

在接通和关断状态之间切换电源开关;

感测表示功率变换器的输入电压的输入信号;

感测在电源开关中流动的电流;以及

调整电源开关的切换循环周期使所述切换循环周期与下述两个值的乘积成比例:

1) 输入信号;

2) 当电源开关处于接通状态时在电源开关中流动的电流在第一电流值与第二电流值之间改变所用的时间。

22. 根据权利要求 21 的用于控制功率变换器的方法,进一步包括确定在电源开关中流动的电流从基本上为 0 改变到所述第一电流值与第二电流值中的第二个值所用的时间。

23. 根据权利要求 21 的用于控制功率变换器的方法,进一步包括确定在电源开关中流动的电流从所述第一电流值与第二电流值中的第一个值改变到保护电流极限值所用的时间。

24. 根据权利要求 21 的用于控制功率变换器的方法,其中感测表示功率变换器的输入电压的输入信号包括感测电压。

25. 根据权利要求 21 的用于控制功率变换器的方法,其中感测表示功率变换器的输入电压的输入信号包括在电源开关处于接通状态的周期期间感测电流。

用于控制功率变换器的最大输出功率的方法和设备

[0001] 相关申请

[0002] 本申请要求 2007 年 4 月 6 日提出的名称为“Method And Apparatus For Controlling The Maximum Output Power Of A Power Converter (用于控制功率变换器的最大输出功率的方法和设备)”的美国临时申请号 No. 60/922, 191 的权益。

技术领域

[0003] 本发明通常涉及功率变换器,更具体地,本发明涉及调整功率变换器的输出。

背景技术

[0004] 许多电子设备例如蜂窝电话、个人数字助理 (PDA)、膝上电脑等,由相对低的电压 DC 电源供电。由于功率通常通过壁装电源插座被传递作为高压 AC 功率,所以需要通常被称为功率变换器的装置来将高压 AC 功率变换为低压 DC 功率。低压 DC 功率可由功率变换器直接提供给所述装置或者它可被用于对可再充电电池充电,其又为所述装置提供能量,但是一旦存储的能量被消耗掉其就需要充电。通常,使用包括功率变换器的电池充电器对电池充电,该功率变换器满足电池所需要的恒定电流和恒定电压的要求。其它电子设备,例如 DVD 播放器、计算机监视器、电视等,也需要用于装置操作的功率变换器。这些设备中的功率变换器还必须提供满足所述装置的要求的输出电压和电流。在操作中,功率变换器可以使用控制器来调节传递到电子设备的输出功率,该电子设备例如是电池,其通常被称为负载。更具体地,为了调节传输到所述负载的功率,该控制器可以耦合到提供功率变换器的输出的反馈信息的传感器。该控制器通过控制电源开关的打开与关闭来调节到负载的功率以响应来自传感器的反馈信息,从而将来自例如电源线的输入电源的能量脉冲传输至输出。

[0005] 功率变换器输出电压和电流的乘积被称作功率变换器的输出功率。在大部分功率变换器应用中,有必要限制最坏情况下的最大输出功率,提供该最大输出功率以确保被提供电力的设备可以免遭过大电力传递的破坏。改进功率变换器传递的最大输出功率容差可以对由功率变换器提供电力的电子设备进行优化以确保故障情况下的安全操作,并且改进了电子设备可靠性,降低了电子设备的全部成本。

[0006] 可以使用的功率变换器的一个特殊的类型是回扫功率变换器。在回扫功率变换器中,能量传输元件导电地将功率变换器的输入端和输出端隔离。电隔离防止 DC 电流流经功率变换器的输入端和输出端之间。

[0007] 回扫功率变换器通过切换电源开关产生输出从而在电源开关的开通时间期间在能量传输元件中存储能量,并且在电源开关被关断的至少一部分时间内传输能量到功率变换器输出。在未隔离的回扫变换器中,仍然需要能量传输元件来存储从功率变换器输入传递到功率变换器输出的能量,但是不需要由能量传输元件提供的电隔离。

[0008] 在操作中,功率变换器可以使用控制器调整传递到负载的输出功率。更具体地,该控制器可以限制功率变换器的最大输出功率以响应通过感测功率变换器的输出的输出电压和或输出电流获得的反馈信息。在功率变换器的输出处感测输出电流通常会降低功率变

换器效率,因为通常会引入电阻元件以提供与功率变换器输出电流成比例的电压信号。如果功率变换器的输出电流没有在功率变换器输出处被感测,则最大功率传输限制会由功率变换器中的特定部件的标准容差确定。

[0009] 其参数影响功率变换器最大输出功率的容差的两个部件是能量传输元件的电感的容差和电源开关处于接通状态时在该电源开关中流动的电流的保护电流极限阈值的容差。控制器可以感测电源开关接通时在该电源开关中流动的电流,并且还可以设置最大保护电流极限阈值。在该情况下,控制器最大保护电流极限阈值的容差将影响功率变换器最大输出功率的容差。

发明内容

[0010] 根据本发明的一个实施例,提供一种用于功率变换器的控制器,包括:输入电压传感器,其被耦合以接收表示功率变换器的输入电压的输入信号;电流传感器,其被耦合以感测在电源开关中流动的电流;以及驱动信号发生器,其被耦合以驱动电源开关在接通时间周期为接通状态以及在关断时间周期为关断状态,其中该驱动信号发生器被耦合以调整电源开关的切换循环周期使其与输入信号乘以当电源开关处于接通状态时在电源开关中流动的电流在两个电流值之间改变所用的时间的值成比例。

[0011] 根据本发明的另一个实施例,提供一种用于功率变换器的控制器,包括:输入电压传感器,其被耦合以接收表示该功率变换器的输入电压的输入信号;电流传感器,其被耦合以感测在电源开关中流动的电流;以及驱动信号发生器,其被耦合以驱动电源开关在接通时间周期为接通状态以及在关断时间周期为关断状态,其中该驱动信号发生器被耦合以调整该电源开关的占空比使其与输入信号乘以当电源开关处于接通状态时在电源开关中流动的电流在两个电流值之间改变所用的时间的值成比例。

[0012] 根据本发明的另一个实施例,提供一种用于功率变换器的控制器,包括:输入电压传感器,其被耦合以接收表示该功率变换器的输入电压的输入信号;电流传感器,其被耦合以感测在电源开关中流动的电流;以及驱动信号发生器,其被耦合以驱动电源开关在接通时间周期为接通状态以及在关断时间周期为关断状态,其中该驱动信号发生器被耦合以响应于当电源开关处于接通状态和控制时间周期时在电源开关中流动的电流在两个电流值之间发生改变所用的时间之差来调整该电源开关的切换循环周期。

[0013] 根据本发明的另一个实施例,提供一种用于控制功率变换器的方法,包括:在接通和关断状态之间切换电源开关;感测表示功率变换器的输入电压的输入信号;感测在电源开关中流动的电流;以及调整电源开关的切换循环周期使其与输入信号乘以当电源开关处于接通状态时在电源开关中流动的电流在两个电流值之间改变所用的时间的值成比例。

附图说明

[0014] 本发明的非限制性和非穷举的实施例参考下面的附图进行描述,除非另有说明,其中所有不同附图中类似的附图标记指代类似的部分。

[0015] 图 1 总体上示出根据本发明的教导的开关功率变换器的一个实例,该开关功率变换器具有回扫拓扑并且包括控制开关变换器的最大输出功率的控制器。

[0016] 图 2 示出根据本发明的教导的实例开关功率变换器操作波形的代表性切换周期。

[0017] 图 3 示出根据本发明的教导的电感和电流极限校正的实例波形。

[0018] 图 4 示出两个曲线实例,其显示根据本发明的教导的显示电源开关切换循环周期和表示输入到功率变换器的电压的信号与电源开关接通时间周期的乘积之间的关系。

[0019] 图 5 示出一流程图,其描述根据本发明的教导的调整开关功率变换器的输出的实例方法。

[0020] 图 6 示出根据本发明的教导的可以实现控制技术的实例集成电路的内部细节。

[0021] 图 7 示出根据本发明的教导的图 6 示出的实例集成电路的时序波形。

[0022] 图 8 示出一流程图,其描述根据本发明的教导的替换方法实例,用以调整开关功率变换器的输出。

具体实施方式

[0023] 公开了根据本发明的涉及控制功率变换器的最大输出功率的实例。在下面的描述中,为了提供对本发明的彻底的理解,阐述了大量特定的细节。然而,对本领域技术人员来说,显而易见的是这些特定的细节不一定用于实践本发明。在其它实例中,为了避免混淆本发明而没有详细描述公知的材料或者方法。

[0024] 在整个说明书中对“一个实施例”、“实施例”、“一个实例”或者“实例”的引用意味着结合实施例描述的特定的特征、结构或者特性被包括在本发明的至少一个实施例或者实例中。因此,贯穿该说明书在不同地方出现的短语“在一个实施例中”、“在实施例中”、“在一个实例中”或者“在实例中”并非必定指代相同的实施例。在一个或者多个实施例或者实例中,所述特定的特征、结构或者特性例如可以组合成任何适当的组合和 / 或子组合。另外,所述特定的特征、结构或者特性可以包括在集成电路、电子电路、组合逻辑电路或者能够提供以上描述的功能的其它适当部件中。另外,应当理解文中提供的附图对于本领域技术人员来说都是用于解释的目的,并且附图没有必要按比例制图。

[0025] 如将要讨论的,根据本发明教导的实例包括用于控制功率变换器的最大输出功率的方法和设备而不必在功率变换器的输出处感测输出电压和 / 或输出电流。另外,根据本发明教导的实例补偿能量传输元件电感容差和在由控制器设定的电源开关中流动的电流的保护电流极限阈值的容差。取消在功率变换器的输出处感测功率变换器的输出电流的必要提高了功率变换器效率,减少了功率变换器部件数量,这导致了与已知的解决方案相比具有改进的功率变换器可靠性。补偿能量传输元件电感和控制器保护电流极限阈值容差进一步改善了功率变换器可靠性并允许更紧凑和更可靠的功率变换器和负载的设计。

[0026] 在一个实例中,在电源开关的每一个切换周期期间,功率变换器的最大输出功率被控制以确保在功率变换器操作期间功率变换器响应于能量传输元件电感和保护电流极限阈值的变化。通过用这种方式控制功率变换器的最大输出功率,功率变换器响应于极限操作条件,例如在功率变换器的初始设计期间不期望出现的非常高的环境温度,还进一步提高了功率变换器和负载的可靠性。

[0027] 为了说明,图 1 示出了根据本发明的教导的被调整的开关功率变换器 100 的一个实例,其有时被称作电源。在图 1 示出的特定实例中,开关功率变换器 100 是具有回扫拓扑的功率变换器。然而可以理解,根据本发明的教导,存在开关电源的许多其它已知的拓扑和结构,其也能控制最大功率变换器输出功率,以及提供图 1 示出的回扫拓扑是用于解释的

目的。应当注意根据本发明的教导,在其它实例中,功率变换器 100 具有一个以上的输出。

[0028] 如所示出的,控制电路 115 耦合到电源开关 105,其在一个实例中是金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)、双极晶体管等。电源开关 105 耦合到能量传输元件 109 的输入绕组 103,其耦合到 DC 输入电压 V_{IN} 101 和输出功率二极管 117。在一个实例中,DC 输入电压 V_{IN} 101 是耦合到未示出的 AC 电压源的整流器电路的未调整的输出。输入电容器 106 耦合到功率变换器输入端 190 和 191 以便当电源开关 105 处于接通状态时为流经第一和第二输入端 190 和 191、能量传输元件 109 绕组 103 和电源开关 105 的开关电流提供低阻抗源。在一个实例中,控制电路 115 和开关 105 可以形成集成电路的一部分,所述集成电路可以被制造为混合或者单片集成电路。控制电路 115 被耦合以接收信号 114,其在一个实例中是电压信号,但是在其它实例中它还可以是电流信号,或者可以是代表功率变换器输出和或输入的其它信号,同时仍然受益于本发明的教导。

[0029] 在图 1 的实例中,控制电路 115 被耦合以调整从功率变换器 100 的第一和第二输入端 190 和 191 传递到耦合于负载 121 的功率变换器输出端 192 和 193 的功率。能量传输元件 109 包括输入绕组 103 和输出绕组 110 以及辅助绕组 108。信号 114 从辅助绕组 108 通过由电阻器 111 和 112 构成的电阻分压器 (resistordivider) 耦合到控制电路 115。如在实例中所示,控制器 115 包括电流感测电路 140,其被耦合以感测通过电源开关 105 的电流、传感器电路 141,其被耦合以接收表示至功率变换器 100 的输入电压的输入信号、以及定时和乘法器电路 142,其处理电流感测电路 140 和传感器电路 141 的输出。控制器 115 还包括振荡器电路,其响应于定时和乘法器电路 142、以及驱动信号发生器电路 144,该驱动信号发生器电路被耦合以驱动电源开关 105 在接通时间周期为接通状态以及在关断时间周期为关断状态。在一个实例中,控制器 115 被耦合以调节电源开关 105 的占空比使其与输入电压信号与时间的乘积值成比例,该时间用于电源开关处于接通状态时在电源开关中流动的电流在两个电流值之间的改变。

[0030] 电路 100 的基本操作现在将参考图 2 中的波形 200 和 201 进行描述。在操作中,响应于信号 114 控制电路 115 通过切换电源开关 105 调整功率变换器 100 的输出。当开关 105 接通时,来自输入电容器 106 的能量被转换成所述能量传输元件 109 的输入绕组 103 的电感。在电源开关 105 中流动的典型电流波形的一个实例在图 2 中以波形 201 示出。当电源开关 105 在时刻 202 接通时,流经电源开关 105 的电流 I_D 203 开始增加。如在示出的实例中所示的那样,电源开关 105 被接通之后电流 I_D 203 基本上线性增加。电流波形 204 随着时间的变化率被给定为:

[0031] $dI_D/dt = V_{IN}/L_T$ (1) 其中 V_{IN} 是图 1 中跨越输入电容器 106 的输入电压 101, L_T 是能量传输元件 109 的输入绕组 103 的电感 L_T 198,其是在能量传输元件 109 的所有其它绕组未与外部电路耦合的情况下测得的。要注意的是,为了不混淆本发明的教导,等式 (1) 中的关系并不能说明跨越电源开关 105 的任何电压降或者其它第二级电压降。

[0032] 在电源开关 105 被关断的时刻 205,电源开关 105 中流动的电流 I_D 203 增加到值 I_{Dpk} 206。存储在能量传输元件 109 的绕组 103 的电感 L_T 198 中的能量通过下式给出:

$$[0033] \quad E_{L_T} = \frac{1}{2} \times L_T \times I_{Dpk}^2 \quad (2)$$

[0034] 当电源开关 105 关断时,存储在输入绕组 103 的电感 L_T 198 中的能量被转换成功率变换器 100 的输出和通过正向偏置的输出功率二极管 117 流到电容器 118 和耦合到输出

端 192 和 193 的负载 121 的电流。在开关 105 的关断周期期间,电流流经输出功率二极管 117 时,跨越负载 121 的输出电压 V_o 。119 加上跨越输出功率二极管 117 的正向压降基本上等于跨越输出绕组 110 的电压。

[0035] 在一些情况下,在电源开关 105 的关断周期期间,电流可以基本上中止从输出绕组 110 通过输出功率二极管 117 的流动。在该情况下,功率变换器的操作被称为不连续模式操作。在不连续模式操作中,在下一个电源开关切换周期开始之时电源开关 105 再次接通之前,基本上存储在能量传输元件 109 的输入绕组 103 的电感 L_T 198 中的所有能量被传输到电源的输出。在图 2 的实例中,由于能量传递周期 t_{ed} 207 小于 t_{off} 208,因此功率变换器以不连续模式操作。在以不连续模式操作的功率变换器中,电源开关 105 中流动的电流 203 在每一个切换周期开始时起始于基本上等于 0 的值。如果功率变换器 105 切换循环周期是 T 209,则传递到电源的输出的功率 (P_{out}) 通过下式给出:

$$[0036] \quad P_{out} = K1 \times 1/2 \times L_T \times I_{DPK}^2 \times 1/T \quad (3)$$

[0037] 其中 $K1$ 是小于 1 的因数,其说明了从功率变换器 100 的输入到输出的能量传输过程中的能量损耗,并且可以例如包括箝位能量(通常被称为泄漏能量)的箝位电路 102 中的损耗,所述箝位电路 102 没有在电感 L_T 198 和功率变换器 100 的输出之间耦合。等式 (3) 中的项 $1/T$ 通常被称为电源开关切换周期频率,它在一个实例中由控制器 115 来决定。

[0038] 以不连续操作模式操作的功率变换器的最大输出功率能力可以通过下式得到:

$$[0039] \quad P_{outmax} = K2 \times 1/2 \times L_T \times I_{DPKMAX}^2 \times 1/T \quad (4)$$

[0040] 其中 I_{DPKMAX} 是由控制器 115 决定的最大保护电流极限电流阈值。 $K2$ 可以是与等式 (3) 中的 $K1$ 不同的因数,这是由于当与等式 (3) 的负载条件相比时,在等式 (4) 的最大负载条件期间能量损耗比例的变化。从一个功率变换器到另一个的 L_T 、 I_{DPKMAX} 和 T 的容差将决定从一个功率变换器到另一个的 P_{outmax} 的容差。另外,在改变例如功率变换器操作的环境温度的操作条件的情况下,单个功率变换器中的 L_T 、 I_{DPKMAX} 和 T 的容差,也将决定 P_{outmax} 的容差。

[0041] 现在重新整理等式 (1):

$$[0042] \quad dI_D \times L_T = V_{IN} \times dt \quad (5)$$

[0043] 最大功率变换器负载条件的替代值给出:

$$[0044] \quad dI_{DPKMAX} \times L_T = V_{IN} \times dt_{onmax} \quad (6)$$

[0045] 因此,根据等式 (6) 的关系, I_{DPKMAX} 或者 L_T 的任何变化将导致 $V_{IN} \times dt_{onmax}$ 乘积的变化。如下面将要描述的,为了生成响应于 $V_{IN} \times dt_{onmax}$ 乘积的内部信号以及调整电源开关 105 的切换循环周期与 $V_{IN} \times dt_{onmax}$ 的乘积成比例,控制器 115 例如可以被耦合以检测和测量 V_{IN} 和 dt_{ONMAX} 。这样,电源开关切换循环周期响应于 I_{DPKMAX} 或者 L_T 的任何变化从而减小由于 I_{DPKMAX} 、 L_T 或者其结合的变化引起的功率变换器的最大输出功率的变化。

[0046] 控制器 115 被耦合以接收表示输入电压 V_{IN} 101 的信号存在很多种方式。在一个实例中,在输入电容器 106 和控制器 115 之间形成直接连接 130。在另一实例中,控制器 115 被耦合以检测在电源开关 105 处于接通状态期间从端子 123 流出的电流 $I1$ 180。在这期间,端子 123 处的电压被箝位成基本上等于端子 107 处的电压。这个电流 $I1$ 180 因此表示输入电压 V_{IN} 101,因为跨越辅助绕组 108 呈现的电压在电源开关 105 处于接通期间基本上等于输入电压 V_{IN} 101 乘以匝数比 N_{AUX} 171/ N_T 170。电阻器 111 的选择因此决定了在电源开关 105 接通期间流动的电流 $I1$ 180 的值。因此,电流 $I1$ 180 是表示输入电压 V_{IN} 101 的

信号。在一个实例中,电流 I_1 180 可以被写成:

$$[0047] \quad I_1 = K V_{IN} \quad (7)$$

[0048] 其中

$$[0049] \quad K = \{N_{AUX}/N_T\} R_{111} \quad (8)$$

[0050] 上面等式 (8) 中的关系假设当电源开关 105 位于接通状态时端子 123 基本上处于接地端子 124 的电势。

[0051] 下面使用图 3 中的波形来描述等式 (6) 中的关系如何用于控制功率变换器的最大输出功率的实例。在该实例中,图 3 中的波形 300 实例示出了两个电源开关 105 电流波形 303 和 304。在两个波形 303 和 304 中,电源开关电流 I_D 302 倾斜到基本上等于 I_{DPKMAX} 305 的最终值,其是保护电流极限阈值,限定了可以在电源开关 105 中流动的最大峰值电流,所述电源开关 105 可以由例如图 1 中的控制器 115 设定。如所示出的,在波形 304 的情况下高 X% 的能量传输元件输入绕组电感 L_T ,要求电源开关 105 处于接通的时间比波形 303 中电源开关 105 处于接通的时间长 X%,以达到相同的保护电流极限阈值 I_{DPKMAX} 305。电源开关 105 接通时间的增加因此直接与能量传输元件输入绕组电感的增加直接成比例,如等式 (1) 中的关系所预测的那样,假设 V_{IN} 恒定。如果响应于电源开关 105 接通时间的增加,等式 (4) 中的电源开关切换循环周期 T 也增加了 X%,那么 P_{outmax} 的值将保持基本恒定,因为 L_T 也高 X%。因此,在能量传输元件输入绕组电感 L_T 容差的情况中,对于因数 K_a 309 的校正值基本上等于 1。

[0052] 图 3 的波形 301 实例示出了两个电源开关 105 电流波形 306 和 307。如所示出的,电源开关 105 处于接通状态时电流波形 306 和 307 基本上呈线性增加直到电流波形 306 和 307 达到保护电流极限阈值为止。在该实例中,波形 306 具有保护电流极限阈值 $I_{DPKMAXnom}$ 309,而波形 307 具有保护电流极限阈值 $I_{DPKMAXY}$ 308,其是比电流极限阈值 $I_{DPKMAXnom}$ 309 高 Y%。因此,当保护电流极限阈值增加了 Y% 时电源开关 105 接通时间基本上增加了 Y%。

[0053] 然而由等式 (4) 中的关系,电流极限阈值增加 Y% 的影响对于功率变换器 100 的最大输出功率能力 P_{outmax} 具有平方律影响。例如,如果等式 (4) 中的 I_{DPKMAX} 值增加了 5%,那么等式 (4) 中的 P_{outmax} 值基本上增加了 10%。平方例如 $\pm 15\%$ 的小百分数变化导致基本加倍整个百分数变化的事实,允许图 3 中的因数 K_a 310 被选择为基本上等于 2 以便基本上消除电源开关保护电流极限阈值改变的影响。

[0054] 图 4 示出了电源开关切换循环周期和表示功率变换器的输入电压的信号与电源开关接通时间周期 t_{on} 之间的乘积的关系的曲线。如上所讨论的,基本上等于 1 的 K_a 的值将基本上消除能量传输元件输入绕组电感 L_T 的变化,同时基本上等于 2 的 K_a 的值将基本上消除控制器 115 的保护电流极限阈值的变化。

[0055] 图 5 示出根据本发明的教导的用于控制功率变换器的最大输出功率的实例方法的流程图。在块 501 中,电源开关接通,在块 502 中定时周期开始。参考上面的描述注意的是,虽然迄今讨论的定时周期是电源开关的接通时间周期,但是当在电源开关中存在两个分离的电流电平时,在电源开关的接通时间期间的任何时间,定时周期都可以开始和结束。在块 512 中,感测表示输入到功率变换器的输入电压的信号。在块 503 中,确定由于定时周期开始电源开关电流是否在两个电流阈值之间发生变化。在到目前为止的描述中,第一电流阈值基本上等于 0,第二电流阈值处于保护电流极限阈值。然而要注意的是,如果

只需要对能量传输元件输入绕组电感的容差的校正,那么可以使用两个其它的电流阈值以确定电源开关接通时间期间电源开关电流波形的斜率。要注意的是如果需要保护电流极限阈值的容差校正,那么块 503 中的电流阈值中的至少一个必须是保护电流极限阈值。在块 504 中,中止定时,并且计算定时器开始和中止之间表示输入电压的信号和测量时间的乘积 ($KV_{IN} \times t$)。块 505、506、507、508 和 509 基于 ($KV_{IN} \times t$) 的计算确定需要的动作。尤其是,如果 ($KV_{IN} \times t$) 大于块 505 中的额定值 (nominal value),那么电源开关切换周期时间在块 507 中增加。在一个实例中,额定值可以在电源设计阶段就被确定。尤其是,设计者可以计算为了获得需要的输出功率额定值将是多少。为了说明,通过选择电阻器 R_{111} ,且因此选择 K ,设计者可以选择额定操作周期用于图 4 中给定的 ($V_{IN} \times t$)。例如,额定周期可以是图 4 中的点 (1,1)。如果 ($KV_{IN} \times t$) 大于该额定值 (例如,图 4 中大于 1),那么周期就会增加。现在回过头参考图 5,如果 ($KV_{IN} \times t$) 小于块 506 中的额定值,那么电源开关切换循环时间在块 508 中就会减小。如果 ($KV_{IN} \times t$) 是额定值,那么块 509 中切换循环周期就不会发生变化。块 510 确定了在块 501 下一个电源开关切换周期开始之前当前的切换循环周期是否完成。

[0056] 要注意的是,虽然上面的描述使用了电源开关切换周期作为基于 ($KV_{IN} \times t$) 乘积的测量值进行调整的控制参数,但是更通常的是在任何电源开关切换循环周期 (被称为电源开关占空比) 期间,电源开关接通时间和电源开关关断时间的比率,是相同控制功能的更宽的描述。通常,电源开关占空比可以通过调整电源开关切换循环周期而被调整,而且可通过其它技术进行调整,包括调整电源开关保护电流极限阈值、在每一个切换循环周期期间直接控制电源开关接通的时间周期、开 / 关控制、脉冲宽度调制或者其它适当的功率变换器切换技术。

[0057] 图 6 示出了控制器 615 的一部份的详细示意图,其在一个实例中与图 1 中的控制器 115 是等效的。电压源 V_{AUX} 603 在一个实例中等效于图 1 中的辅助绕组电压 V_{AUX} 181。在一个实例中,控制器 615 被耦合以驱动等效于图 1 中的电源开关 105 的电源开关。在一个实例中,电阻器 601 等效于图 1 中的电阻器 R_{111} 。在一个实例中接地电势端 605 等效于图 1 中的接地电势端 124。下面对图 6 中的电路 600 的描述参考图 7 中的波形 700。

[0058] 如图 6 所示,表示输入到功率变换器的输入电压 V_{IN} 101 的电流信号 606 在电源开关 105 接通期间流动。晶体管 632 和 633 的栅极耦合保持 FB 端 603 处的电压基本上等于控制器接地电势 605,从而电流信号 606 的值基本上等于 V_{AUX}/R_{601} 。电流源 634 偏置晶体管 633。电流 606 也在晶体管 631 中流动,其与晶体管 637 一起形成电流镜。然而,由于晶体管 636 的出现,其只有在 CLK 线 607 为高时才导通,晶体管 631 的栅极上的电压被采样并且被保持在电容器 663 上直到下次 CLK 线信号 607 变高为止。将要注意的是,在电源开关接通时间 706 开始之后的延迟周期,CLK 线信号波形 703 变高。在一个实例中,这个延迟周期基本上等于 400 纳秒,并且 CLK 线脉冲为高的持续时间基本上等于 100 纳秒。跨越电容器 663 的保持电压设置了当晶体管 639 导通时在晶体管 637 中流动的电流值。电源开关选通驱动信号 608 和 701 为高期间晶体管 639 导通,其在一个实例中等效于图 1 中的信号 122。在晶体管 639 导通期间,因此电容器 642 以固定电流被充电,如由图 7 中的波形 704 所示出的。由于充电电流 610 的值由上述的电流信号 606 的值所确定,因此上升电压 707 的斜率响应于电流信号 606 的值,其代表功率变换器的输入电压。在功率变换器开通时间周期内电容器 642 以该速率被充电,从而电源开关接通时间周期结束时跨越电容器 642 的电压表示输

入电压信号和电源开关接通时间周期的乘积。要注意的是,通过使用只有在电源开关接通时间周期的一部分内为高的信号代替选通信号 608,可以选择除电源开关的完整的接通时间周期以外的时间周期。另一选通信号 CLK-GF 609 在短周期内导通晶体管 641,其在一个实例中基本上等于 100 纳秒,允许电容器 643 采样和保持跨越电容器 642 的电压。CLK-GF 信号 609 的延迟型式被施加到晶体管 640 以重置电容器 642 以准备好用于下一个切换周期期间下一个电源开关接通时间。部件 644、645、646、647、648 和 649 提供高阻抗缓冲电路以确保电容器 643 只耦合到高阻抗从而帮助防止电容器 643 放电。该高阻抗缓冲用于提供跨越电阻器 610 的电压,其基本上等于跨越电容器 643 的电压。由于在已知电阻器 610 两端建立了已知电压,因此已知电流 618 在晶体管 651 中流动并且被镜像为在晶体管 652 中流动的电流 616。施加到晶体管 657 的基极的参考电压电平 $V_{bg}+V_{be}$ 612 跨越电阻器 611 施加电压 V_{bg} ,电阻器 611 在一个实例中基本上等于电阻器 610,设立电流 619,其被晶体管 656 反射一次以及再次被晶体管 655 和 654 反射以提供电流 613。要注意的是二极管 653 被反偏置,并且因此电流 617 基本上等于 0,直到上面描述的电流 616 超过电流 613 的值为止。对于超过电流 613 的电流 616 的值,电流 617 贡献给在电阻器 661 中流动的电流 677,其又调整振荡器电压电平以及振荡器频率,所述振荡器频率是电源开关切换循环周期的倒数。在一个实例中,振荡器 604 包括在电阻器 661 的两个节点电压之间被充电和放电的电容器。

[0059] 注意的是电流 613 和二极管 653 的动作确保电流 616 在阈值以下不会影响电源开关切换循环周期。这限制了可以被补偿的能量传输元件输入绕组电感和控制器保护电流极限阈值的容差。

[0060] 由上面描述的电路,清楚的是由于电流 677 对于振荡器切换频率的影响程度是电阻器 661 的值的函数,因此图 4 中的 Ka 值基本上是固定的。因此有必要选择控制器是否基本上完全对于能量传输元件电感进行校正以及由此仅部分地对于保护电流极限阈值的容差进行校正。可替代的,可以进行电阻器 661 的选择以便基本上完全对于保护电流极限阈值进行校正以及因此对于能量传输元件电感容差补偿。在实际电路中,可以进行选择以提供在图 4 中示出的 $Ka = 1$ 和 $Ka = 2$ 的值之间某处的折中。Ka 值的实际选择的一个实例基本上等于 1.3。

[0061] 参考图 1 中的电路,图 6 中的电路包括传感器电路 699,其在一个实例中等效于传感器电路 141、定时和乘法器电路 698,其在一个实例中等效于定时和乘法器电路 142、和振荡器 604,其在一个实例中等效于振荡器电路 143。图 6 中的电路还示出了信号 691,其在一个实例中等效于图 1 中的信号 146,其被耦合到驱动信号发生电路 144;以及信号 608,其在一个实例中等效于来自图 1 中的电流感测电路 140 的输出信号 145。

[0062] 在图 6 中的特定实例中,由于当达到一保护电流极限阈值时生成控制器选通驱动信号 608,因此电源开关 105 的选通驱动等效于图 1 中的输出信号 145。然而要注意的是,如果除保护电流极限阈值之外的电流阈值用于使用信号 145 来控制定时和乘法器电路 142,那么该信号 145 将不对应于电源开关选通驱动信号 608。

[0063] 上面的描述因此阐述了电路实施方式的详细实现,其可以形成控制器的一部分,该控制器被耦合到电源开关并且被耦合以接收表示到电源的输入电压的输入电压信号。在一个实例中电源开关处于接通状态的时间周期在一个实例中是在电源开关中流动的电流在两个电流值之间改变所用的时间,控制器调整电源开关的切换循环周期以与输入电压信

号和时间周期的乘积成比例。

[0064] 在控制电路 615 的以上描述中,振荡器 604 周期响应于跨越电阻器 661 的电压。然而应当注意,在另一实例中,振荡器周期可替代地响应数字计数器电路的值,同时仍然受益于本发明的教导。在一个实例中,数字计数器电路在高于电源开关切换频率的频率时增加,响应于表示到功率变换器的输入电压的输入信号的值。数字计数器计数的值随后与阈值数进行比较以在后面的切换周期内设定振荡器 604 频率。注意的是也可以使用其它技术作为上面所述的用于控制振荡器周期的替代,同时仍受益于本发明的更广泛的教导。

[0065] 注意的是图 6 中描述的电路实现通过振荡器周期的周期调整提供周期。要注意的是可以使用对上述的替代,其中振荡器周期在多个周期被调整,同时仍然受益于本发明的更宽范围的教导。

[0066] 前面的描述描述了各个技术,由此电源开关切换循环周期响应于表述输入电压的信号与在电源开关中流动的电流在两个阈值之间改变所用的时间的乘积而被调整。然而要注意的是获得相似功能的等效方法可以是测量在电源开关中流动的电流在两个阈值之间改变的时间以及将该时间与预期的或者控制时间周期进行比较,该预期的或者控制时间周期响应于表示到电源的输入电压的输入电压信号。随后响应于测量的和控制时间周期之间的差调整电源开关占空比。在一个实例中,用于调整电源开关占空比的方法是调整电源开关切换循环周期。图 8 的流程示出了这样一种方法。电源开关在块 801 中被接通,并且表示电源输入电压的信号在块 802 中被感测。定时器在块 812 中启动,并且电源开关中的电流在两个阈值之间是否发生改变的确在块 803 中进行。在块 804 中,定时被中止,并且计算 t_{measured} 。在块 811 中,预期的或者控制时间周期, t_{control} 被计算。在块 805、806、807、808 和 809 中,电源开关切换循环周期响应于 t_{control} 和 t_{measured} 之间的比较而被调整。尤其是,如果在块 805 中 $t_{\text{measured}} > t_{\text{control}}$,那么电源开关切换循环周期在块 807 中增加。如果在块 806 中 $t_{\text{measured}} < t_{\text{control}}$,那么电源开关切换循环周期在块 808 中减小。如果 t_{measured} 基本上等于 t_{control} ,那么电源开关切换循环周期在块 809 中保持不变。

[0067] 本发明的所示实例的以上描述,包括摘要中的描述,并不试图穷举或者将本发明限制在所公开的精确的形式中。同时在这里描述的本发明的特定的实施例以及实例都是为了示意性目的,在不偏离本发明的更广的精神和范围的情况下可以对其进行可能的等效修改。实际上,根据本发明的教导,应当理解特定的电压、电流、频率、功率范围值、时间等都是提供用于解释目的以及其它的值也可以用于其它实施例和实例。

[0068] 根据上面的详细描述可以对本发明的实例进行这些修改。下面的权利要求中使用的术语不应当将本发明限制到说明书和权利要求所公开的特定实施例中。相反,范围应当完全由下面的权利要求所限定,其被限制到根据权利要求解释建立的范围中。本说明书和附图因此被认为是示意性的而不是限制性的。

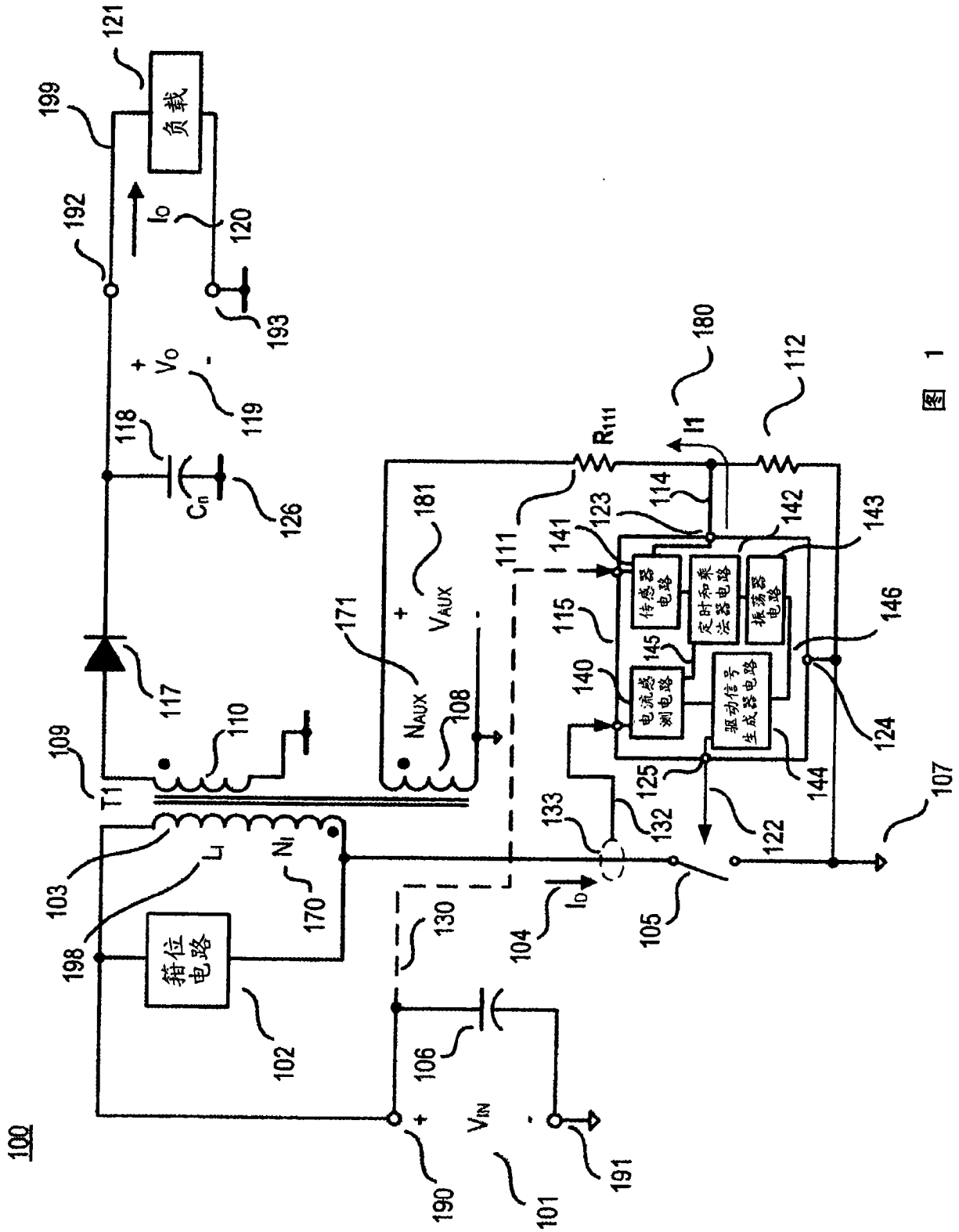


图 1

$$V1 = K \times V_{IN}$$

$$K = N_{AUX} / N_I$$

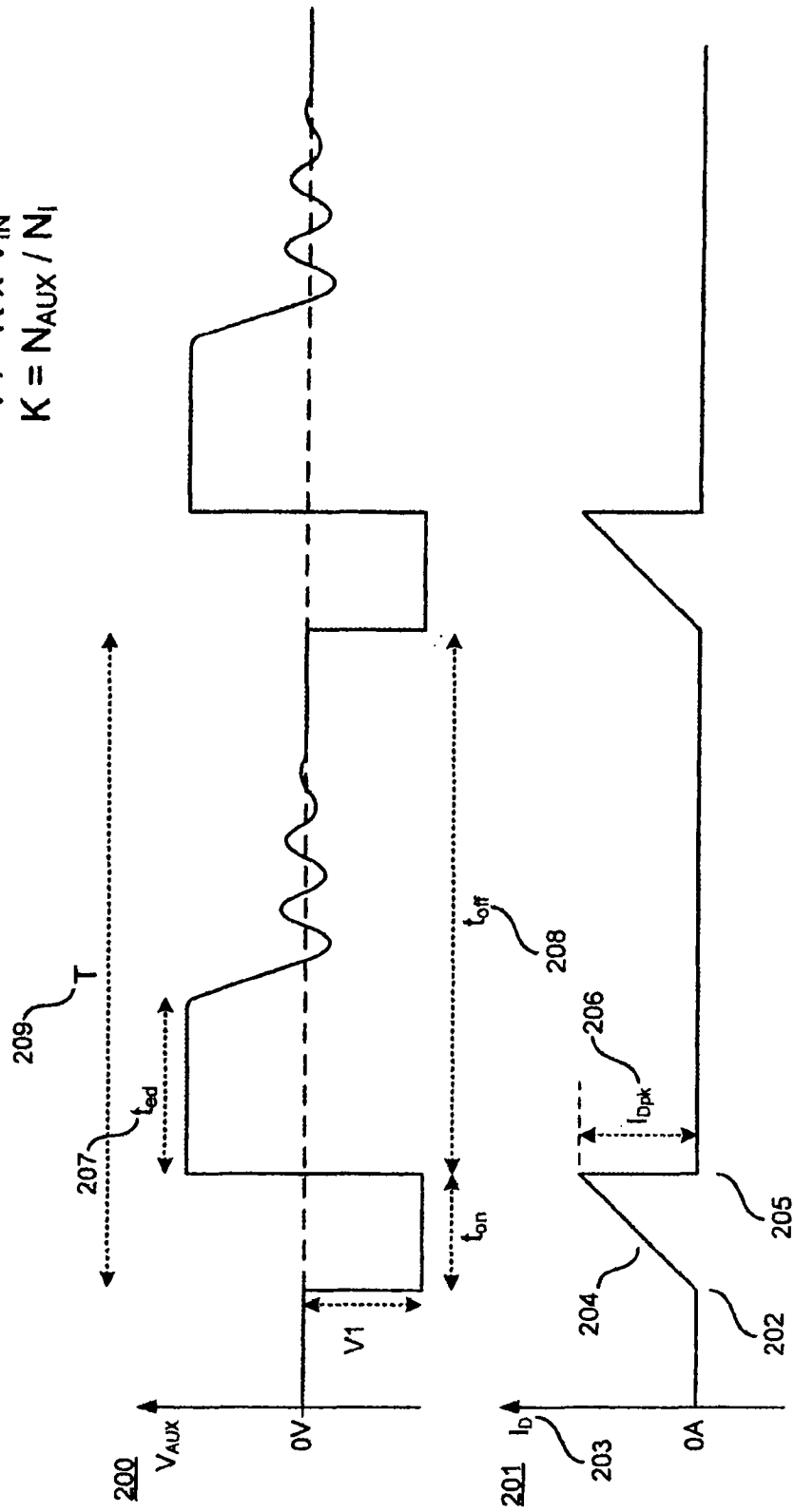


图 2

Inductance & Current Limit correction

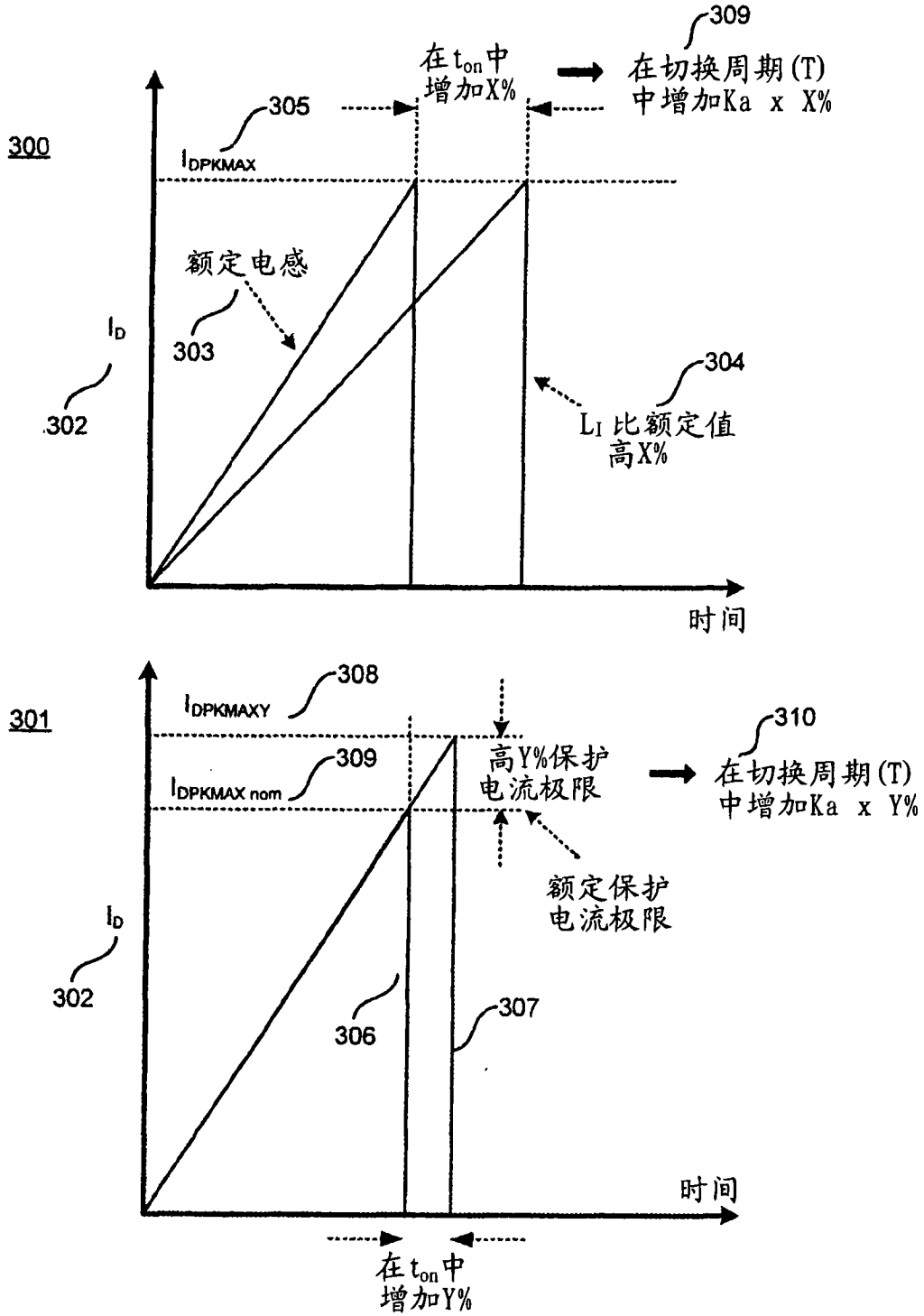


图 3

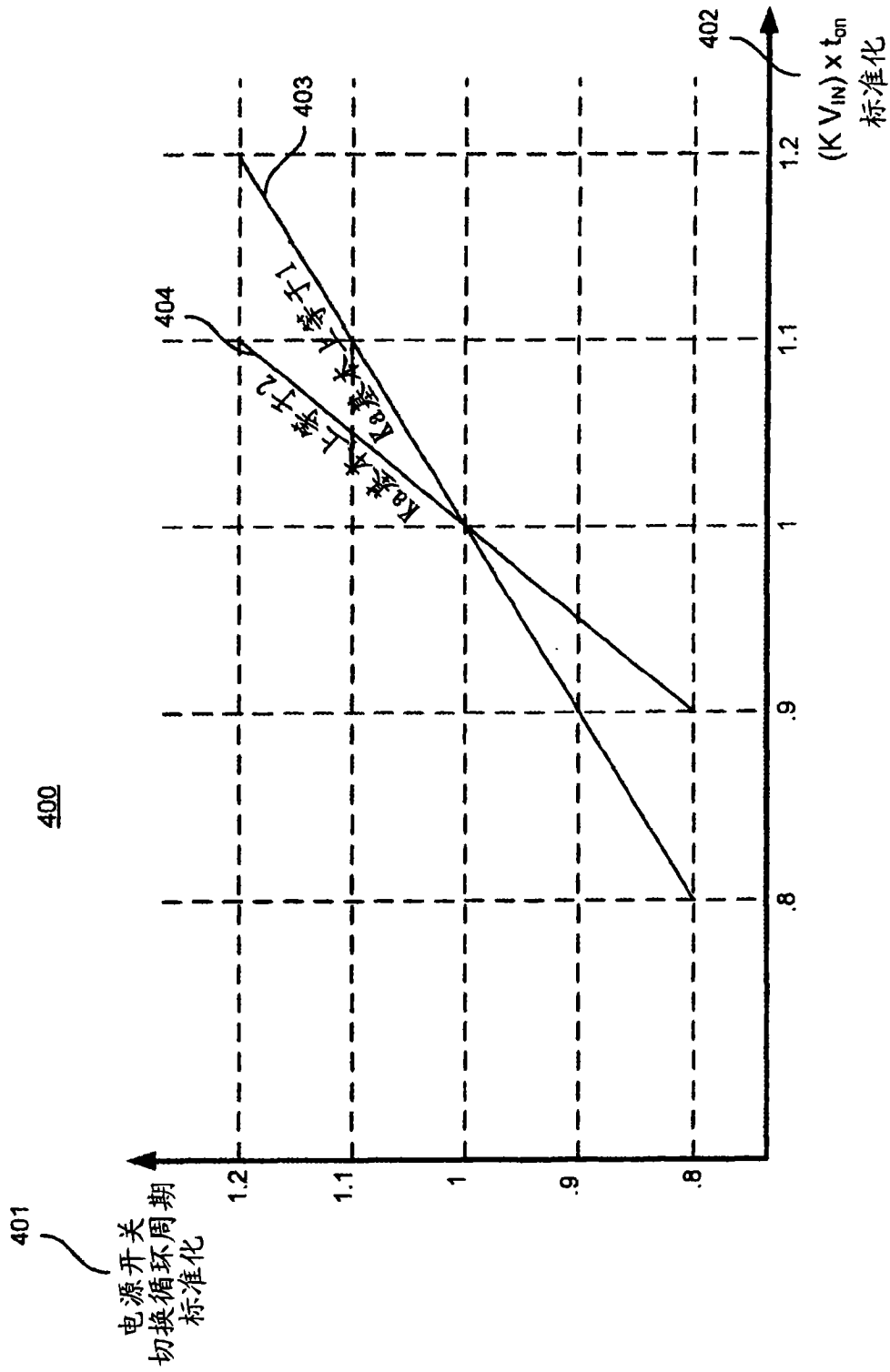


图 4

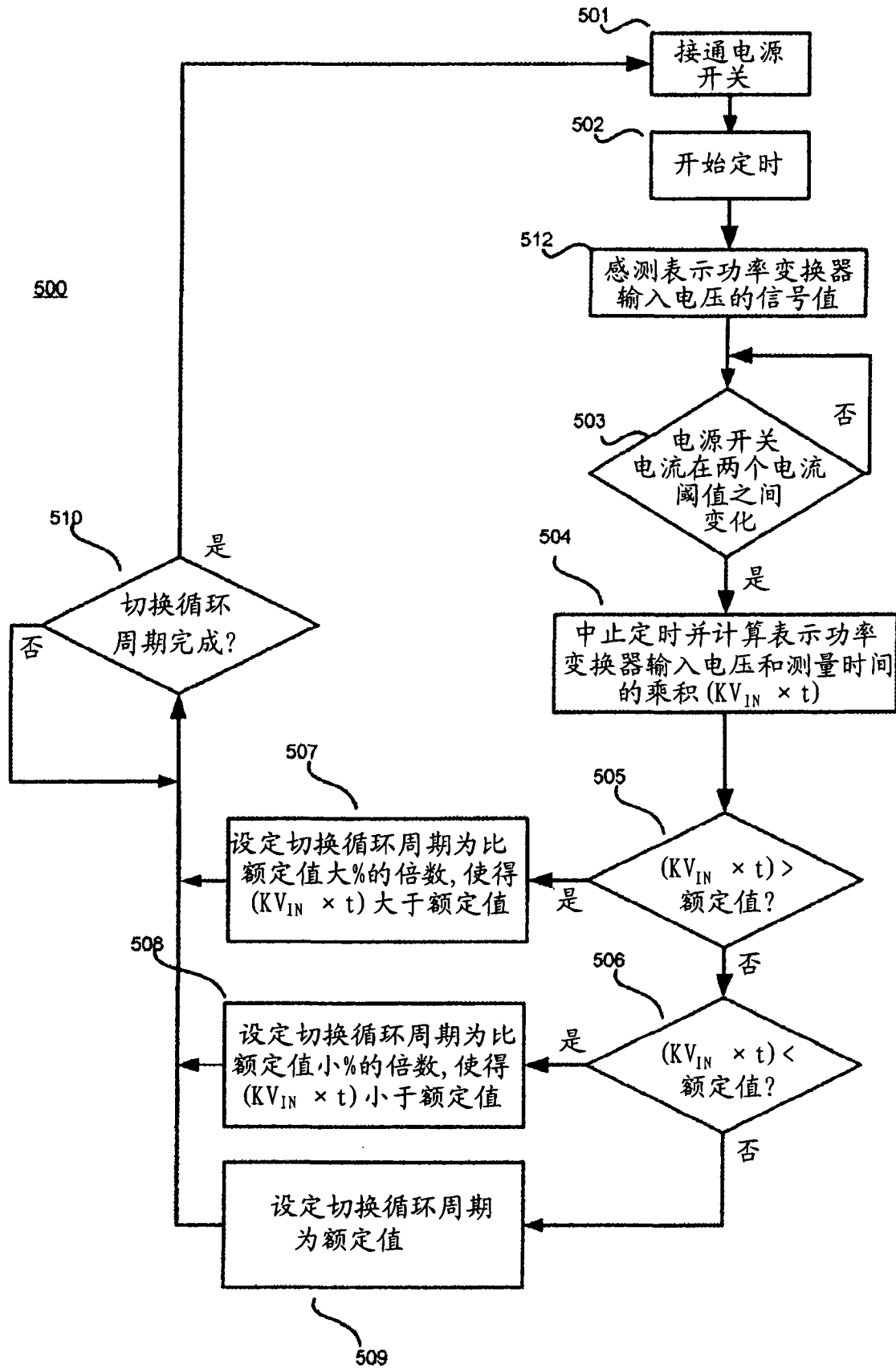


图 5

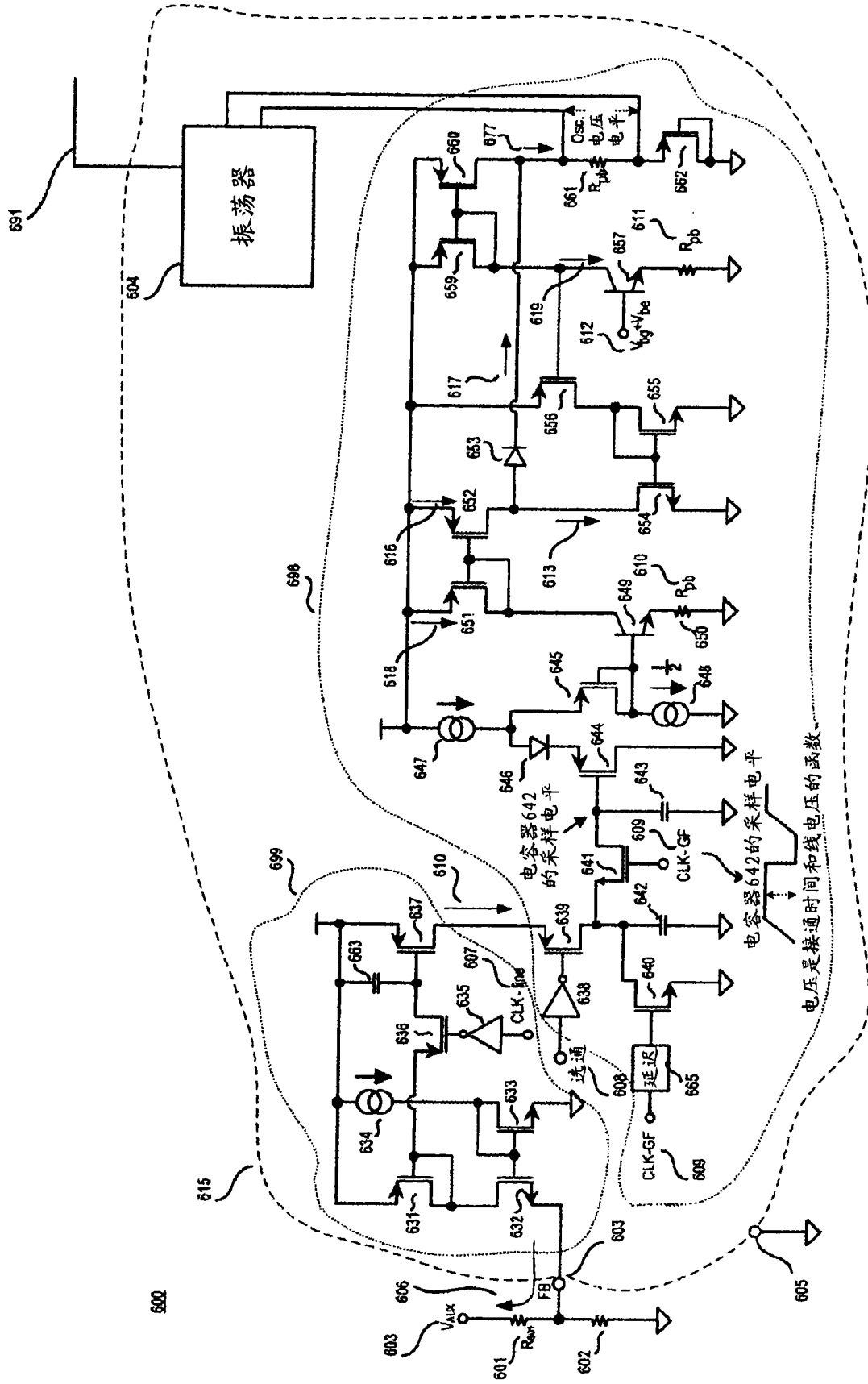


图 6

时序图

700

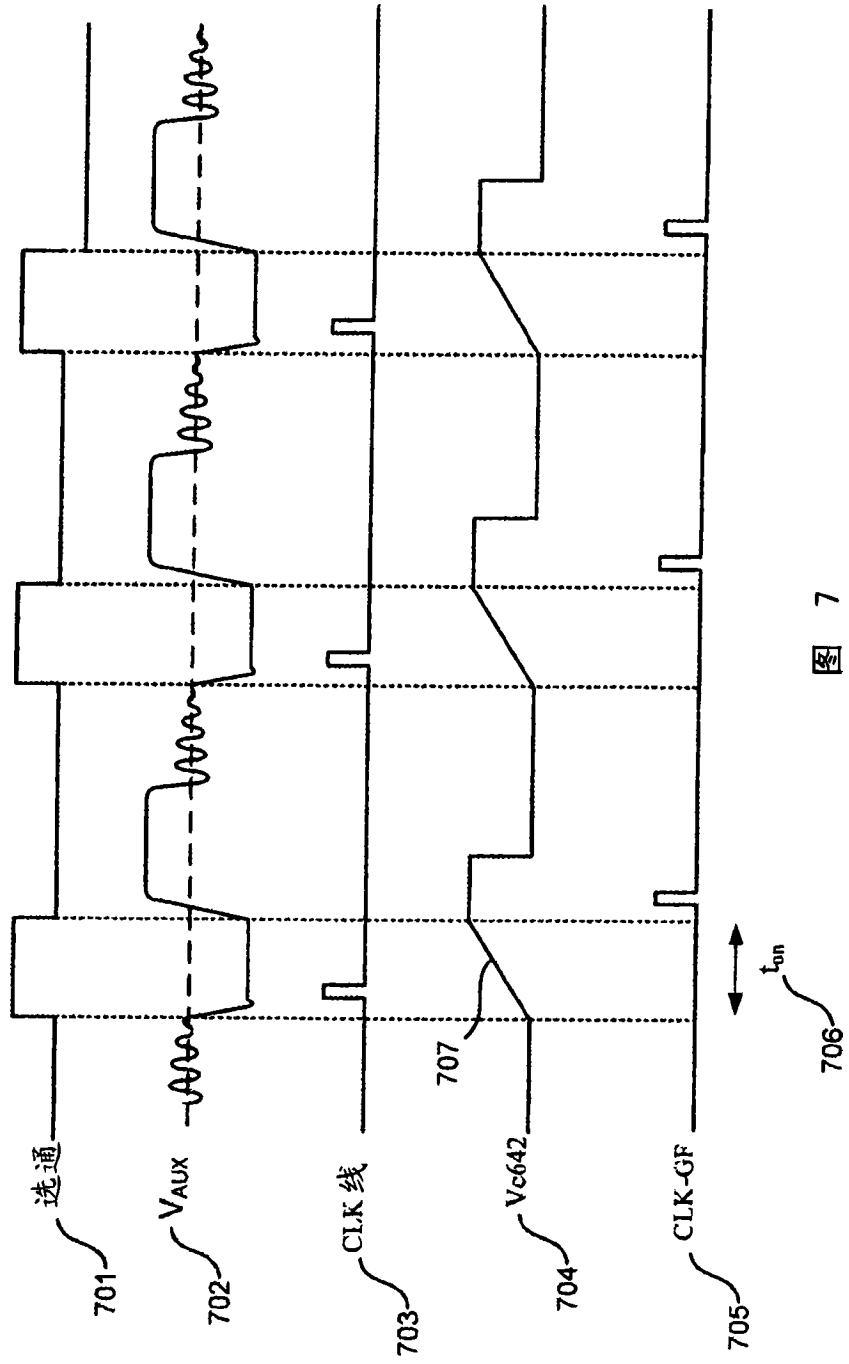


图 7

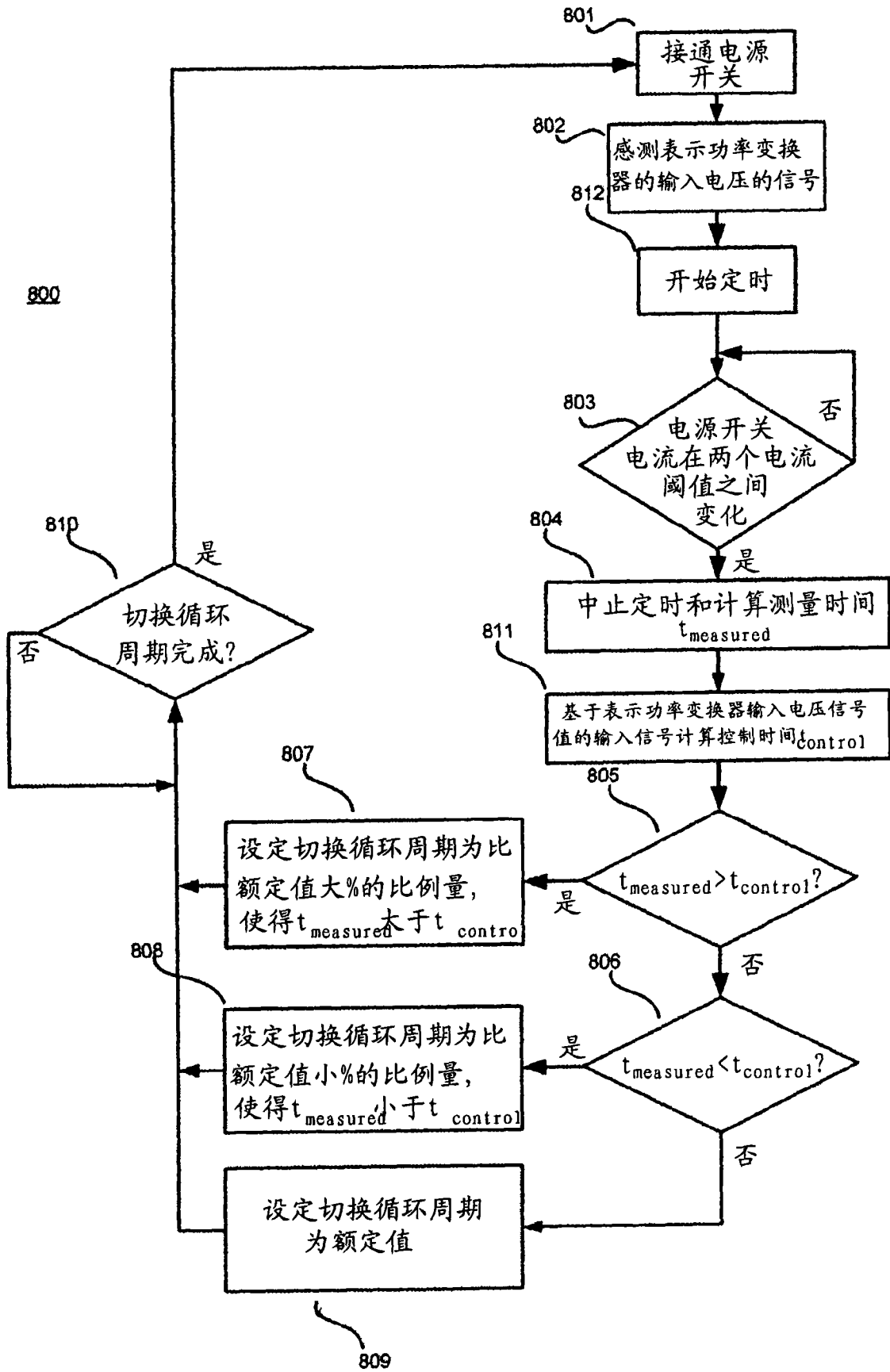


图 8