



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104052298 B

(45)授权公告日 2017.01.11

(21)申请号 201410096853.X

(22)申请日 2014.03.17

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 104052298 A

(43)申请公布日 2014.09.17

(30)优先权数据
13/839115 2013.03.15 US

(73)专利权人 英飞凌科技奥地利有限公司
地址 奥地利菲拉赫

(72)发明人 弓小武

(74)专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
72001
代理人 申屠伟进 胡莉莉

(51)Int.Cl.

H02M 3/335(2006.01)

H05B 37/02(2006.01)

(56)对比文件

CN 102143628 A, 2011.08.03,

US 2009073725 A1, 2009.03.19,

US 2008205103 A1, 2008.08.28,

US 2008259656 A1, 2008.10.23,

审查员 傅远

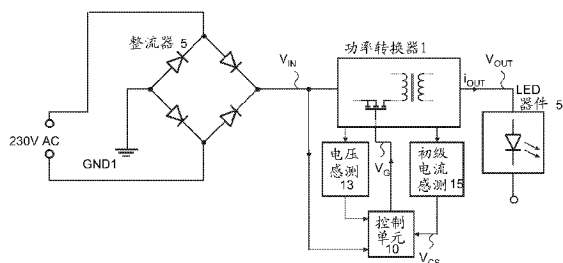
权利要求书3页 说明书12页 附图4页

(54)发明名称

LED电源

(57)摘要

本发明涉及LED电源。一种方法可以用于控制切换功率转换器的切换操作,所述切换功率转换器包括半导体开关与电感器串联耦合。所述切换功率转换器消耗来自电源的输入电流并将输出电流提供给负载。在每个切换循环中,针对所述半导体开关检测接通时刻。所述半导体开关被闭合,因此在检测到的接通时刻处使得输入电流能够经过所述半导体开关。在期望接通时间已经过去之后打开所述半导体开关,在所述期望接通时间期间,输入电流从0上升至峰值。检测在其中瞬时输出电流不为0的时间间隔。在所述接通时间间隔期间获得表示输入电流的峰值的第一值。



1. 一种用于控制切换功率转换器的切换操作的方法,所述切换功率转换器包括与电感器串联耦合的半导体开关,所述切换功率转换器消耗来自电源的输入电流并将输出电流提供给负载,其中,所述方法在每个切换循环中包括:

检测所述半导体开关的接通时刻;

闭合所述半导体开关,因此在检测到的接通时刻处使得输入电流能够经过所述半导体开关;

在期望接通时间已经过去之后打开所述半导体开关,在所述期望接通时间期间,输入电流从0上升至峰值;

检测瞬时输出电流不为0的时间间隔;

获得表示在所述期望接通时间期间输入电流的峰值的第一值;

生成在检测到的时间间隔期间具有第一值且在其他时间间隔期间为0的第一信号;

对第一信号求平均,因此提供作为平均输出电流的估计的平均的信号;以及

调整所述期望接通时间,使得平均的第一信号近似匹配预定义目标值。

2. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述期望接通时间是通过设置输入电流与之相比较的阈值来设置的,所述期望接通时间是输入电流需要以从0上升至阈值的时间跨度。

3. 根据权利要求2所述的方法,其中,调整所述期望接通时间包括:调整输入电流与之相比较的阈值。

4. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述期望接通时间是通过生成具有脉冲长度的脉冲信号来设置的,所述期望接通时间对应于所述脉冲长度。

5. 根据权利要求4所述的方法,其中,调整所述期望接通时间包括:调整所述脉冲信号的脉冲长度。

6. 根据权利要求1所述的方法,其中,生成第一信号和对第一信号求平均包括:

生成与第一值成比例的第一电流;以及

在检测到的时间间隔期间将该电流提供给电容器,所述电容器具有并联耦合的电阻器,跨越所述电容器的电压是平均的信号。

7. 根据权利要求1所述的方法,其中,调整所述期望接通时间或期望阈值包括:

将平均的信号与预定义目标值进行比较;以及

当平均的信号低于预定义目标值时,增大所述期望接通时间,并且当平均的信号低于预定义目标值时,相应地减小所述期望接通时间或所述期望阈值。

8. 根据权利要求1所述的方法,其中,检测接通时刻包括:检测跨越所述半导体开关的电压在所述半导体开关打开时变为最小值的时刻。

9. 根据权利要求1所述的方法,其中,检测瞬时输出电流不为0的时间间隔包括:在所述半导体开关关断时,检测跨越所述半导体开关的电压降中的下降沿。

10. 一种切换功率转换器,包括:

电感器;

与所述电感器串联耦合的半导体开关,其中,根据所述半导体开关的切换状态,输入电流可操作地经过所述电感器;

用于提供输出电流的输出端子,其中,所述输出端子耦合至所述电感器,并且所述输出电流依赖于所述输入电流;

电压感测电路,被配置为至少当所述半导体开关处于关断状态时感测跨越所述半导体开关的电压,并进一步被配置为提供表示所感测到的跨越所述半导体开关的电压的反馈信号;

电流感测电路,被配置为感测经过所述半导体开关的输入电流,并进一步被配置为提供表示经过所述半导体开关的输入电流的电流感测信号;以及

控制电路,被配置为:

检测所述半导体开关的接通时刻,并在检测到的接通时刻处闭合所述半导体开关,从而使得输入电流能够经过所述半导体开关且经过所述电感器;

在期望接通时间已经过去之后打开所述半导体开关,在所述期望接通时间期间,输入电流从0上升至峰值;

检测瞬时输出电流不为0的时间间隔;

获得表示在所述期望接通时间期间输入电流的峰值的第一值;

生成在检测到的时间间隔期间具有第一值且在其他时间间隔期间为0的第一信号;

对第一信号求平均,因此提供作为平均输出电流的估计的平均的信号;以及

调整所述期望接通时间,使得平均的第一信号近似匹配预定义目标值。

11. 根据权利要求10所述的切换功率转换器,其中,所述期望接通时间是通过设置输入电流与之相比较的阈值来设置的,所述期望接通时间是输入电流需要从0上升至阈值的时间跨度。

12. 根据权利要求10所述的切换功率转换器,其中,调整所述期望接通时间包括:调整输入电流与之相比较的阈值。

13. 根据权利要求10所述的切换功率转换器,其中,所述期望接通时间是通过生成具有脉冲长度的脉冲信号来设置的,所述期望接通时间对应于所述脉冲长度。

14. 根据权利要求13所述的切换功率转换器,其中,调整所述期望接通时间包括:调整所述脉冲信号的脉冲长度。

15. 根据权利要求10所述的切换功率转换器,其中,所述控制电路包括被配置为在所述半导体开关已改变到关断状态中之后检测反馈电压中的第一最小值。

16. 根据权利要求10所述的切换功率转换器,其中,跨越所述电感器和所述半导体开关施加整流的线路电压,以及其中,所述控制电路包括正弦波发生器,所述正弦波发生器被配置为提供与线路电压成比例且同相的正弦信号。

17. 根据权利要求16所述的切换功率转换器,其中,所述控制电路包括接收所述电流感测信号以及作为参考信号接收所述正弦信号的比较器,所述比较器被配置为检测所述电流感测信号何时达到所述参考信号。

18. 根据权利要求17所述的切换功率转换器,其中,所述控制电路被配置为:当所述电流感测信号已达到所述参考信号时,关断所述半导体开关。

19. 根据权利要求10所述的切换功率转换器,其中,所述控制电路包括:电流源,耦合至电容器和电阻器的并联电路,并被配置为在一时间跨度期间给所述并联电路提供与在所述期望接通时间期间输入电流的峰值成比例的电流,其中在所述时间跨度期间输入电流不为0且在其他时间期间为0。

20. 根据权利要求19所述的切换功率转换器,其中,所述控制电路包括:触发器电路,接

收所述反馈信号并被配置为检测输入电流不为0所在期间的的时间跨度。

21. 根据权利要求19所述的切换功率转换器,其中,所述控制电路包括:调节器,耦合至所述并联电路以接收跨越所述电容器的电压和目标电压,所述调节器被配置为根据所述目标电压与跨越所述电容器的电压之差来调整所述期望接通时间。

22. 根据权利要求10所述的切换功率转换器,其中,所述电感器是变压器的初级绕组,所述变压器具有提供输出电流的次级绕组。

23. 根据权利要求10所述的切换功率转换器,其中,所述切换功率转换器是浮动降压转换器,并且所述电感器在输出端子处提供输出电流。

LED电源

技术领域

[0001] 本公开涉及具有高功率因数且包括用于高效地驱动LED的输出电流控制的开关式电源。

背景技术

[0002] 由于其在20世纪60年代中在商业上的出现,发光二极管(LED)已经变得在电子器件中随处可见。传统地,LED光输出对指示器应用来说是理想的,但对一般照明来说是不够的。然而,近年来,在高强度LED的开发中已经出现极大进步。这些新LED在比其前身高得多的电流电平(与传统LED的10-50毫安范围相比,350毫安至若干安培)处操作。这些新功率LED产生足够的输出电流以使其实用地作为照明源。

[0003] 目前,新功率LED的高成本使其最适合于在其中LED的独特特性(耐用、寿命长等等)补偿额外费用的应用。然而,这些高功率LED的成本持续下降,而效率(每单位消耗的电力所生成的光通量)持续上升。预测,在不远的将来,LED将成为用于一般照明(优选地,在白炽灯、荧光灯等上)的源。

[0004] LED是需要用于操作的直流电(DC)的半导体器件类型。由于电力网递送交流电(AC),因此线路供电的器件必须将AC转换为DC以对LED供电。线路操作的设备的另一逐渐增加的常见需求是功率因数校正(PFC,也被称作“功率因数控制”)。能够进行功率因数校正的器件能够通过使电力电网所“看到”的负载显现为(近似)纯电阻性从而最小化无功功率来最大化电力电网的效率。电阻性负载的效率由瞬时电压和瞬时电流之间的不变比例产生。

[0005] 此外,LED是电流驱动的而不是电压驱动的器件。因此,与向器件端子供给的电压相比,驱动器电路通常更精确地调节LED器件的负载电流。对电流调节的需要LED电源的设计中施加特殊考虑,这是由于大多数电源被设计为调节输出电压。的确,可商用以控制电源的集成电路(IC)中的大多数的设计用于电压调节。

[0006] 为了安全,期望功率电路的输出(连接至LED)包括与输入电路(连接至公用电力电网)的流电隔离。该隔离防止在输出上短路的情况下从输入源的可能电流汲取,并应当作为设计需求。通常,使用光耦合将表示所调节的输出电流的反馈信号与电源电路的输入电路流电隔离。通过使用变压器来实现功率转换。

[0007] 可以通过由一个切换功率半导体控制的单个转换步骤来实现从传入AC线路功率到所调节的DC输出电流的转换的另一设计目标。单步转换最大化电路效率,降低成本,并提高总体可靠性。电路设计中的切换功率转换是在充分利用固有效率的同时满足单步转换需求所必需但不足够的。

[0008] 存在对提供高功率因数以及所调节的输出电流同时无需在电流输出处抽取任何反馈信号的LED电源电路的需要。因此,可以省略通常用于在提供流电隔离的同时将电流反馈信号传输回到输入电路的光耦合器或类似部件。

发明内容

[0009] 在本公开中,描述了一种用于控制切换功率转换器的切换操作的方法。所述切换功率转换器包括半导体开关与电感器串联耦合,消耗来自电源的输入电流,并将输出电流提供到负载。根据本发明方法的第一方面,所述半导体开关被规律地接通和关断。在所述半导体开关的每个切换循环中,针对所述半导体开关检测接通时刻。在检测到的接通时刻处闭合所述半导体开关,从而使输入电流能够经过所述半导体开关。在期望接通时间已经过去之后打开所述半导体开关,在所述期望接通时间期间,输入电流从0上升至峰值。检测在其中瞬时输出电流不同于0的时间间隔。获得表示在接通时间期间输入电流的峰值的第一值,并且生成在检测到的时间间隔期间具有所述第一值且在其他时间间隔期间为0的第一信号。对所述第一信号求平均,因此提供作为平均输出电流的估计的平均的信号。所述期望接通时间被调整为使得平均的第一信号近似匹配预定义目标值。

[0010] 此外,描述了一种切换功率转换器。根据本发明的另一方面,所述切换功率转换器包括电感器和与所述电感器串联耦合的半导体开关。根据所述半导体开关的切换状态,输入电流可操作地经过所述电感器。在与所述电感器耦合的输出端子处提供输出电流。所述输出电流依赖于所述输入电流。所述切换功率转换器进一步包括电压感测电路,所述电压感测电路被配置为:至少当所述半导体开关处于关断状态时,感测跨越所述半导体开关的电压。所述电压感测电路提供表示所感测到的跨越所述半导体开关的电压的反馈信号。提供了电流感测电路,所述电流感测电路感测经过所述半导体开关的输入电流,并提供表示经过所述半导体开关的输入电流的电流感测信号。控制电路控制所述半导体开关的切换操作。所述控制电路被配置为检测所述半导体开关的接通时刻并在检测到的接通时刻处闭合所述半导体开关,因此使输入电流能够经过所述半导体开关且经过所述电感器。所述控制电路进一步被配置为:在期望接通时间已经过去之后(重新)打开所述半导体开关,在所述期望接通时间期间,所述输入电流从0上升至峰值;以及检测在其中瞬时输出电流不同于0的时间间隔。此外,所述控制电路获得表示在接通时间期间输入电流的峰值的第一值,并生成在检测到的时间间隔期间具有所述第一值且在其他时间间隔期间为0的第一信号。对所述第一信号求平均,其中,平均的信号是平均输出电流的估计。所述控制电路进一步被配置为将所述期望接通时间调整为使得平均的第一信号近似匹配预定义目标值。

附图说明

[0011] 可以参照下面的附图和描述来更好地理解本发明。附图中的部件不一定按比例绘制,而是重点在于图示本发明的原理。此外,在附图中,相似的附图标记表示对应的部分。在附图中:

[0012] 图1图示了包括使用反激式拓扑的输出电流控制的LED电源电路装置的基本结构;

[0013] 图2更详细地图示了图1的示例;

[0014] 图3是图示了在两个切换循环期间在图2的电路中出现的信号的一些波形的时序图;

[0015] 图4图示了对贯穿AC输入电压的一个周期的若干切换循环进行图示的时序图;

[0016] 图5更详细地图示了要在图2的电路中使用的控制电路的一个示例;

[0017] 图6图示了使用浮动降压转换器作为开关转换器的对图2的示例的替换方案的示例;以及

[0018] 图7更详细地图示了要在图6的电路中使用的控制电路的一个示例。

具体实施方式

[0019] 下面讨论的示例涉及开关式电源(SMPS),其提供了高功率因数(即,输入电流(近似)与(整流的)AC输入电压成比例)且此外提供了均值输出电流的估计,该估计使得能够控制(调节)实际均值输出电流而无需对输出电流的直接测量。该估计可以是基于开关电感器电流以及跨越接通和关断电感器电流的电源开关的电压降来实现的。由于不需要对输出电流的直接测量,因此可以(利用某些功率转换器拓扑)容易地实现电源和负载之间的流电隔离,这在一些应用中可能是重要的安全特征。所提及的输出电流控制使SMPS特别适用于出于能量节约照明目的而利用高发光输出来驱动发光二极管(LED)。尽管有实现高功率因数的可能性,应当注意,也可以给本文讨论的SMPS电路供给DC输入电压,这可以是例如汽车应用中的情况。在这种应用中,功率因数不是问题,但是,然而,所提及的对均值输出电流的调节仍可能对确保所连接的LED的所定义的发光强度来说重要。在下面的描述中,反激式转换器用作切换功率转换器的说明性示例。然而,在一些应用中,反激式转换器可以例如被浮动降压转换器替换。本发明的许多方面可以适用于各种功率转换器拓扑。

[0020] 图1图示了根据本发明的一个示例的LED电源电路装置的基本结构。该电路装置包括切换功率转换器1,在本示例中,切换功率转换器1是反激式转换器。然而,在可替换示例中,还可以使用浮动降压转换器。在反激式转换器的情况下,切换功率转换器包括由变压器流电隔离的初级侧和次级侧,该变压器具有初级绕组 L_P 和次级绕组 L_S (还见图2)。初级绕组 L_P 具有 N_P 个匝,并且次级绕组具有 N_S 个匝。在降压转换器的情况下,使用单个电感器 L 代替变压器。

[0021] 反激式转换器1的初级绕组 L_P 或者在降压转换器的情况下电感器 L 耦合至整流器5,整流器5被配置为对由例如电力电网供给的交变线路电压进行整流。因此,对切换功率转换器1施加的(整流的)输入电压 V_{IN} 基本上具有整流的正弦波形。反激式转换器1的次级绕组 L_S 或者在降压转换器的情况下电感器 L 耦合至负载(即,LED器件50)以向其供给输出功率。任何类型的切换功率转换器进一步包括用于控制经过初级绕组 L_P 的电流流动(被表示为初级电流 i_P)或相应经过电感器 L 的电流流动的功率半导体开关 T_1 。即,半导体开关 T_1 被配置为根据相应控制信号 V_G 来接通和关断初级电流 i_P 。该电路装置进一步包括电流感测单元15,电流感测单元15提供表示经过初级绕组 L_P (或者在降压转换器的情况下的电感器 L)的初级电流 i_P 的电流感测信号 V_{CS} 。该电流装置进一步包括控制单元10,控制单元10生成向半导体开关 T_1 供给的控制信号 V_G 。术语初级电流和次级电流通常与具有初级(输入)和次级(输出)侧的变压器相关。在仅具有单个电感器的降压转换器的情况下,本文还使用术语初级电流和次级电流来表示降压转换器的输入和输出电流。

[0022] 一般地,控制单元10控制切换功率转换器1的切换操作。在本示例中,控制单元10被配置为控制切换功率转换器,使得其在准谐振(即,自振荡)模式中操作。出于该目的,控制单元10可以进一步被配置为将电流感测信号 V_{CS} 与参考信号(例如,参考电压 V_{REF})进行比较。然后,将对半导体开关 T_1 的切换状态进行控制的控制信号 V_G 设置为当初级电流感测信号 V_{CS} (例如, $V_{CS} = R_{CS} \cdot i_P$)等于或超过参考信号 V_{REF} 时关断初级电流 i_P 。在准谐振模式中,例如,当跨越开关 T_1 的电压(例如,在MOSFET的情况下,漏极-源极电压)处于(局部)最小值时,

接通半导体开关 T_1 。出于该目的,该电路装置可以包括用于在半导体开关 T_1 被关断的时间期间直接或间接监视跨越半导体开关 T_1 的电压降的电压感测单元13。这允许对当跨越开关 T_1 的电压处于最小值时的时刻的检测。因此,开关损耗和电磁发射被最小化。如上所述,用于关断初级电流的“触发”可以是达到或超过阈值信号的初级电流 i_P (例如, V_{REF}/R_{CS})。可替换地,初级电流 i_P 的关断可以是时间触发的。在这种情况下,半导体开关的接通时间被直接控制。这两种可替换方案具有基本上相同的效果。实质上,设置初级电流的电流阈值可以被视为间接地设置半导体开关的接通时间。然而,在下面的示例中,将更详细地讨论第一可替换方案。

[0023] 图2更详细地图示了图1的基本结构的一个示例性实施方式,其中,切换功率转换器1是反激式转换器。LED器件50可以包括串联连接的若干个发光二极管,使得LED器件的总体正向电压处于必须由反激式转换器1作为输出电压 V_{OUT} 而提供的约15和30伏之间。该输出电压由缓冲电容器 C_{OUT} (输出电容器)提供,缓冲电容器 C_{OUT} 与包括变压器的次级绕组 L_S 以及反激式二极管 D_1 的串联电路并联耦合。在其期间初级电流 i_P 被关断的时间间隔中将能量从变压器的初级侧传递至变压器的次级侧。在相同的时间间隔期间,由流经次级绕组 L_S 的感应电流经由反激式二极管 D_1 来对缓冲电容器 C_{OUT} 进行充电。

[0024] 初级绕组 L_P 连接在提供整流的线路电压 V_{IN} 的整流器5的输出与控制经过初级绕组 L_P 的电流流动(初级电流 i_P)的半导体开关 T_1 之间。在本示例中,半导体开关 T_1 是耦合在初级绕组 L_P 与提供地电势 GND_1 的接地端子之间的MOSFET。电流感测电阻器 R_{CS} (也被称作分路电阻器)可以连接在MOSFET T_1 的源极端子与接地端子之间,使得跨越电流感测电阻器 R_S 的电压降 V_{CS} 表示初级电流 i_P ,即, $V_{CS} = R_{CS} \cdot i_P$ 。应当注意,电流感测电阻器 R_{CS} 仅是图1中所示的电流感测单元15的一个示例性实施方式。任何其他已知电流测量方法和相关电路也适用。跨越电流感测电阻器 R_{CS} 的电压降 V_{CS} 作为电流感测信号而被提供给控制单元10,控制单元10生成向半导体开关的控制端子(即,在MOSFET的情况下,栅电极)供给的控制信号 V_G 以控制其切换状态。

[0025] 当半导体开关 T_1 被接通时,初级电流 i_P 开始上升并且初级绕组 L_P 中存储的能量 E 增加。由于反激式二极管 D_1 在对初级绕组 L_P 的电感进行“充电”的这个阶段期间反向偏置,因此初级绕组 L_P 表现得像单数电感器那样并且初级绕组中存储的能量 E 等于 $E = L_P \cdot i_P^2/2$,其中, L_P 表示该等式中的初级绕组的电感。当初级电流 i_P 被半导体开关 T_1 关断时,反激式二极管 D_1 变为正向偏置并且能量 E 被传递至次级绕组 L_S ,由此,由次级绕组 L_S 中感应的电压引起的次级电流 i_S 对输出电容器 C_{OUT} 进行充电。稍后将解释控制单元10的操作原理,根据该操作原理来确定当半导体开关 T_1 被接通和关断时的时刻。然而,准谐振反激式转换器的设计是本领域中公知的(见例如Fairchild Semiconductor, “Design Guidelines for Quasi-Resonant Converters Using FSCQ-series Fairchild Power Switch,” in AN4146)。

[0026] 为了检测要接通初级电流时的时刻,可以将辅助绕组 L_{AUX} (具有 N_{AUX} 个匝)磁耦合至初级绕组 L_P (以及次级绕组)。辅助绕组 L_{AUX} 的第一端子耦合至接地端子 GND_1 ,而辅助绕组 L_{AUX} 的提供反馈电压 V_{FB} 的第二端子可以经由电阻器 R_1 耦合至控制单元10。辅助绕组 L_{AUX} 可以进一步用于通过供给电路(其由缓冲电容器 C_3 和整流器二极管 D_2 组成)将供给电压 V_{CC} 提供给控制单元10。当初级电流 i_P 被关断时,跨越辅助绕组 L_{AUX} 的电压上升以使得整流器二极管 D_2 被正向偏置,并因此允许对缓冲电容器 C_3 进行充电。然而,这种供给电路是目前反激式转

换器(和其他切换功率转换器)中公知的且这里不会进一步加以讨论。

[0027] 为了控制功率转换器的输出电压 V_{OUT} 或输出电流,可以将相应反馈信号(分别表示输出电压或电流)反馈到控制单元10。为了提供合适的流电隔离,通常在反馈回路中使用光耦合器。为了简化总体开关式电源(SMPS)电路,已经开发了所谓的“初级侧控制”构思,根据该“初级侧控制”构思,使用仅在反激式转换器的初级侧上实现的测量来估计要调节的输出电压(或电流)。特别地,可以根据初级电流 i_P 的测量值和从辅助绕组 L_{AUX} 获得的反馈电压 V_{FB} 来观察(即,估计)次级电流 i_S 和输出电压 V_{OUT} 。

[0028] 图3通过时序图图示了反激式转换器的基本功能,该时序图示出了跨越半导体开关 T_1 的电压降 V_{DS} (例如,漏极-源极电压)、初级电流 i_P 、次级电流 i_S 和跨越辅助绕组 L_{AUX} 的反馈电压 V_{FB} 的示例性波形。假定变压器在时间 t_0 处(在时间 t_3 处类同)被消磁并且半导体开关 T_1 接通。由此,跨越开关 T_1 的电压 V_{DS} 下降至0,并且初级电流开始以速率 $di_P/dt = V_{IN}/L_P$ 斜坡上升,而由于反向偏置的反激式二极管 D_1 ,次级电流 i_S 为0。当在时刻 t_1 处初级电流达到预定义峰值 i_{PP} (其可以由参考信号 V_{REF} 定义,使得 $i_{PP}=V_{REF}/R_{CS}$)时,关断半导体开关 T_1 (在时刻 t_1 和 t_1' 处),并且因此,初级电流 i_P 下降至0。然而,初级绕组 L_P 中存储的能量 $E(t_1) = L_P \cdot i_{PP}^2/2$ 未丢失,而是被传递至变压器的次级侧,导致在 t_1 处具有其峰值 i_{SP} 的次级电流 i_S ,其中

$$[0029] \quad E(t_1) = L_P \cdot i_{PP}^2/2 = L_S \cdot i_{SP}^2/2. \quad (1).$$

[0030] 可以从等式1推断出次级电流 i_S 的峰值 i_{SP} ,即, $i_{PP}^2 \cdot L_P = i_{SP}^2 \cdot L_P$,其等效于

$$[0031] \quad i_{SP} = i_{PP} \cdot N_P/N_S. \quad (2).$$

[0032] 在时刻 t_1 和 t_2 之间,次级电流以速率 $di_S/dt = (V_{OUT}+V_D)/L_S$ 从其峰值 i_{SP} 下降至0,其中, V_{OUT} 是由反激式转换器提供的输出电压,并且 V_D 是跨越正向偏置二极管 D_1 的电压降(见图2)。所得到的输出电流对输出电容器 C_{OUT} 进行充电并供给负载50。将初级峰值电流和参考电压之间的关系($i_{PP}=V_{REF}/R_{CS}$)插入到等式2中得出

$$[0033] \quad i_{SP} = (N_P/N_S) \cdot V_{REF}/R_{CS}. \quad (3).$$

[0034] 从等式3中可见,可以根据参考电压 V_{REF} 、变压器的匝数比 N_P/N_S 和电流感测电阻器的电阻 R_{CS} 来计算次级峰值电流 i_{SP} 。应当注意,等式3表示表示下述理想化情形:其中,泄漏电感被忽略不计,并且由于线路电阻而引起的电压降为0。此外,切换时间被假定为0,即,与切换循环的长度相比,切换操作非常快。

[0035] 继续图3的讨论,跨越半导体开关 T_1 的电压降 V_{DS} 在如上所述当开关 T_1 被关断时的时刻 t_1 处上升至其最大值。甚至在次级电流 i_S 达到0并且电压 V_{DS} 开始振铃(ringing)的时刻 t_2 之后,开关 T_1 也保持关断。在准谐振模式中,当电压 V_{DS} 在时刻 t_3 处达到最小值时,再次接通开关 T_1 。因此,电压 V_{DS} 在时刻 t_3 处再次下降至0,并且切换循环再次重新开始。图3中所示的时刻 t_1' 、 t_2' 和 t_3' 对应于前一切换循环的时刻 t_1 、 t_2 和 t_3 。关断时间被表示为 $T_{OFF}=t_3-t_1$,并且接通时间被表示为 $T_{ON}=t_1'-t_3$ 。可在辅助绕组 L_{AUX} 处测量的反馈电压 V_{FB} 的波形具有与电压 V_{DS} 的波形相同的形状。然而,与 V_{DS} 相比,反馈电压 V_{FB} 具有负偏移,使得 V_{FB} 在时刻 t_3 处为0。因此,在准谐振模式中,可以通过检测反馈电压 V_{FB} 的过零来确定切换时间 t_3 。在关断时间周期 T_{OFF} 期间,次级电流 i_S 需要以下降至0的时间间隔被表示为 T_{FW} ($T_{FW}=t_2-t_1$),而在初级电流 i_P 被再次接通前的在其期间次级电流 i_S 保持为0的时间间隔被表示为 T_R ($T_R=t_3-t_2$)。平均次级电流被表示为 i_{SA} 并可以被计算为:

$$[0036] \quad i_{SA} = (N_P/N_S) \cdot i_{PP} \cdot 0.5 \cdot T_{FW}/(T_{ON}+T_{OFF}), \quad (4)$$

[0037] 或者

$$[0038] \quad i_{SA} = (N_p/N_s) \cdot (V_{REF}/R_{CS}) \cdot 0.5 \cdot T_{FW}/(T_{ON}+T_{FW}+T_R). \quad (5)。$$

[0039] 时间间隔 T_R 依赖于初级绕组的电感和开关 T_1 的电容,该电感和该电容一起形成谐振电路。最后,可以从反馈电压 V_{FB} 导出输入电压 V_{IN} 。当半导体开关 T_1 已被接通(例如,在时刻 t_3 和 t_3' 处)时,跨越开关 T_1 的电压 V_{DS} 降至0,并且跨越辅助绕组 L_{AUX} 的反馈电压降至 $V_{FBmin} = -V_{IN} \cdot N_{AUX}/N_p$,并且因此

$$[0040] \quad V_{IN} = -V_{FBmin} \cdot N_p/N_{AUX}. \quad (6)。$$

[0041] 根据等式6对输入电压 V_{IN} 的计算还基于如上关于等式3提及的相同理想化假定。

[0042] 图4的时序图图示了如何实现功率因数校正以获得接近于1(即,百分之100)的高功率因数。一般地,当正弦输入电压 V_{IN} (其具有整流的正弦波形)与对应输入电流之间的相位滞后接近于0时,实现高功率因数。即,输入电压可以被表达为 $V_{INP} \cdot |\sin(\omega \cdot t)| = V_{INP} \cdot |\sin(\theta)|$,其中, V_{INP} 是幅度(对于230V RMS的线路电压,其为约325V), ω 表示线路电压的角频率(在50Hz AC电压的情况下,其为 100π rad/s),并且 t 是可变时间。由于下述考虑与实际AC频率无关,因此相位角 $\omega \cdot t$ 可以被在区间 $[0, \pi]$ 中考虑的相位角 θ 代替。对于高功率因数,输入电流(即,初级电流 i_p)应当(平均起来)与输入电压 V_{IN} 成比例。即,平均初级电流(在半导体开关 T_1 的一个切换循环上平均) i_{PA} 应当与 $\sin(\theta)$ 成比例。

[0043] 图4的时序图包括初级电流 i_p 和次级电流 i_s 以及对应包络 i_{PENV} 和 i_{SENV} 的波形,该对应包络 i_{PENV} 和 i_{SENV} 可以被表达为

$$[0044] \quad i_{PENV}(\theta) = i_{PKp} \cdot \sin(\theta), \text{ 对于 } \theta \in [0, \pi], \quad (7)$$

[0045] 以及

$$[0046] \quad i_{SENV}(\theta) = i_{PKs} \cdot \sin(\theta), \text{ 对于 } \theta \in [0, \pi], \quad (8)$$

[0047] 其中, i_{PKp} 和 i_{PKs} 是包络的相应峰值(幅度)。图4还包括表示上面提及的初级电流 i_{PA} 的逐循环的平均以及向(一个或多个)LED供给的平均DC输出电流 i_{OUT} 的对应波形。应当注意,图4中描绘的波形是用于实现高功率因数的期望波形。为了实际实现这种波形,上述参考信号 V_{REF} (其在 $i_p=V_{REF}/R_{CS}$ 时触发初级电流 i_p 的关断(见图2))还应当遵循输入电压的正弦波形,即, V_{REF} 还应当与 $\sin(\theta)$ 成比例。图4还图示了开关 T_1 的切换状态(接通和关断),并且可以看出,时间 $T=T_{ON}+T_{FW}+T_R$ 还依赖于相位角,因此进一步被称作 $T(\theta)$ 。

[0048] 根据等式(2)、(3)和(8),其遵循:

$$[0049] \quad i_{SENV}(\theta) = (N_p/N_s) \cdot i_{PENV} = (N_p/N_s) \cdot i_{PKp} \cdot \sin(\theta) \quad (9)。$$

[0050] 为了调节向(一个或多个)LED供给的平均DC输出电流 i_{OUT} ,考虑逐循环的平均次级电流 i_{SA} 。其还依赖于 θ 并可以被计算如下:

$$[0051] \quad i_{SA}(\theta) = (1/2) \cdot i_{SENV}(\theta) \cdot T_{FW}(\theta)/T(\theta) = (N_p/N_s) \cdot (1/2) \cdot i_{PKp} \cdot (T_{FW}(\theta)/T(\theta)) \cdot \sin(\theta) \quad (10)。$$

[0052] 可以在区间 $[0, \pi]$ 上积分 $i_{SA}(\theta)$ 来计算次级电流(即,输出电流 i_{OUT})的“长时间”平均。相应地,平均输出电流 i_{OUT} 可以被计算为:

$$[0053] \quad i_{OUT} = \overline{i_{SA}(\theta)} = \frac{1}{2\pi} i_{PKp} \frac{N_p}{N_s} \int_0^\pi \frac{T_{FW}(\theta)}{T(\theta)} \sin(\theta) d\theta \quad (11)。$$

[0054] 输出电流控制的目标是:在确保逐循环的平均初级电流 i_{PA} (即,输入电流)的正弦

形状以实现高功率因数的同时,与输出电压 V_{OUT} 、输入电压 V_{IN} 的RMS值以及切换频率 $f_{SW}=T(\theta)^{-1}$ 无关地调节值 i_{OUT} 以保持在恒定期望值处。可以通过适当地设置参考电压的峰值 V_{PKREF} 来设置初级峰值电流包络的幅度 i_{PKP} :

$$[0055] \quad V_{REF}(\theta) = V_{PKREF} \cdot \sin(\theta). \quad (12).$$

[0056] 因此,可以连续地调整幅度 V_{PKREF} ,使得平均输出电流 i_{OUT} 被维持在期望恒定值(V_{TARGET}/R_{CS})处。在更详细地解释平均电流调节之前,下面参照图5来讨论控制单元10的一个示例性实施方式。该控制电路10可以例如用在图2中所示的功率转换电路中。

[0057] 在图5的示例中,控制电路10包括栅极驱动器101,栅极驱动器101生成用于驱动晶体管 T_1 的栅极的适当栅极驱动器信号 V_G (即,栅极电压或栅极电流),其接通和关断初级电流 i_P 。栅极驱动器101根据二进制信号ON来输出驱动器信号,在本示例中,二进制信号ON由RS锁存器102的输出提供。即,SR锁存器的输出信号Q被供给到栅极驱动器101的输入,并且,当设置SR锁存器102(锁存器的S输入)时,接通晶体管 T_1 ,而当重置SR锁存器102(锁存器的R输入)时,关断晶体管 T_1 。

[0058] 控制电路10被供给有表示初级电流的电流感测信号 V_{CS} ($V_{CS}=R_{CS} \cdot i_P$)和由辅助绕组 L_{AUX} 提供的电压 V_{FB} (见图2)。如已经参照图2至4讨论的那样,当瞬时初级电流 i_P 超过阈值时,关断晶体管 T_1 ,在本示例中,阈值是 $V_{REF}(\theta)/R_{CS}$ 。相应地,将电流感测信号 V_{CS} 与(可变)电流阈值 $V_{REF}(\theta)$ 进行比较,并且当电流感测信号 V_{CS} 达到或超过阈值 $V_{REF}(\theta)$ 时,重置SR锁存器102。该比较是使用比较器104来实现的,比较器104接收电流感测信号 V_{CS} 和参考信号 $V_{REF}(\theta)$ 。将比较器输出连接至SR锁存器102的重置输入。由此,当下述等式成立时关断初级电流:

$$[0059] \quad V_{CS} \geq V_{REF}(\theta),$$

[0060] 其与下式等效

$$[0061] \quad i_P \geq V_{REF}(\theta)/R_{CS}.$$

[0062] 对于准谐振切换操作,当跨越晶体管 T_1 的电压(例如,漏极-源极电压 V_{DS})达到最小值时,(再次)接通初级电流。该最小值可以通过检测跨越辅助绕组的电压 V_{FB} 变为0的时刻(参见图3中的时刻 t_3)来检测的。该“过零检测”由过零检测器(ZCD)103实现,过零检测器(ZCD)103接收电压 V_{FB} 并在其输出处提供适于设置SR锁存器102的触发脉冲。即,ZCD 103被配置为检测电压 V_{FB} 中的过零并在其输出处发信号通知这种过零。ZCD 103的输出信号被供给到SR锁存器102的设置输入。由此,当检测到电压 V_{FB} 中的过零时,接通初级电流 i_P 。

[0063] 如从图4和等式(7)中可见,初级电流 i_P 的包络具有正弦形状($i_{PENV}(\theta) = i_{PKP} \cdot \sin(\theta)$)。为了实现高功率因数,该包络应当与具有整流的正弦波形的输入电压同相。相应地,参考信号 $V_{REF}(\theta)$ 也具有正弦波形(见等式(12)),其中, $V_{PKREF} = i_{PKP} R_{CS}$ 。相应地,控制电路10包括正弦发生器105,正弦发生器105被配置为生成与输入电压 V_{IN} 同相(即,没有相对于输入电压 V_{IN} 的相位滞后)的正弦信号 $V_{PKREF} \cdot \sin(\theta)$ 作为参考信号 $V_{REF}(\theta)$ 。(整流的)正弦波具有与线路电压相同的频率(例如,50 Hz或60 Hz),并且利用触发器电路106来实现与线路电压 V_{IN} 的同步,触发器电路106可以在其输入处接收电压 V_{FB} 或者可替换地接收表示整流的输入电压 V_{IN} 的信号。触发器电路106可以配置为检测输入电压 V_{IN} (即,线路电压)的过零,并在检测到这种过零时发信号通知新周期的开始(线路电压信号的开始)。由触发器电路106提供的相应触发信号被表示为 $S_{\theta=0}$,由于其发信号通知当相位角为0($\theta=0$)时的时刻。正弦波发生

器105还接收表示参考信号幅度 V_{PKREF} (其确定初级电流包络的幅度)的信号。此外,正弦波发生器105提供与参考电压 $V_{REF}(\theta)$ 成比例的电流 $i_{REF}(\theta)$,即 $i_{REF}(\theta)=V_{REF}(\theta)/R_{INT}$,其中, R_{INT} 表示正弦波发生器105的内部电阻,其确定 $V_{REF}(\theta)$ 与 $i_{REF}(\theta)$ 之间的比例。

[0064] 控制电路10的其余部分(尚未描述)形成控制回路,利用该控制回路,调整参考信号幅度 V_{PKREF} ,使得均值输出(次级)电流匹配期望目标值。该控制回路可以由调节器电路110、包括电容器 C_T 和电阻器 R_T 的平均电路、开关 SW_T 以及触发器电路107形成,触发器电路107控制开关 SW_T 的接通时间,使得其在时间间隔 T_{FW} 期间闭合(见图3)。电容器 C_T 由电流 $i_{REF}(\theta)$ 充电,而开关 SW_T 闭合且经由电阻器 R_T 而放电。跨越电容器 C_T 的电压被表示为 V_C 。在稳态中,下述电荷平衡成立:

$$[0065] \quad (V_C(\theta)/R_T) \cdot T(\theta) = i_{REF}(\theta) \cdot T_{FW}(\theta) = (V_{REF}/R_{INT}) \cdot T_{FW}(\theta) \quad (13)$$

[0066] 其通过代入 V_{REF} (见等式(12))来得到:

$$[0067] \quad (V_C(\theta)/R_T) \cdot T(\theta) = (V_{PKREF}/R_{INT}) \cdot \sin(\theta) \cdot T_{FW}(\theta). \quad (14)$$

[0068] 电容器 C_T 的电容被设计为足够高以使得与被定义为下式的DC分量相比,纹波电压(具有线路电压的频率的两倍)可忽略不计:

$$[0069] \quad V_{CAVG} = V_{PKREF} \frac{R_T}{R_{INT}} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \sin(\theta) \frac{T_{FW}(\theta)}{T(\theta)} d\theta. \quad (15)$$

[0070] 如果所提及的控制回路成功地将该平均电容器电压调节为匹配恒定目标电压($V_{CAVG}=V_{TARGET}$),则参考信号幅度 V_{PKREF} 可以被表达为:

$$[0071] \quad V_{PKREF} = V_{TARGET} \frac{R_{INT}}{R_T} \cdot \pi \cdot \left(\int_0^{\pi} \sin(\theta) \frac{T_{FW}(\theta)}{T(\theta)} d\theta \right)^{-1} \quad (16)$$

[0072] 将等式(11)和(16)相结合得到(其中, $V_{PKREF}/R_{CS}=i_{PKP}$):

$$[0073] \quad i_{OUT} = (1/2) \cdot (N_P/N_S) \cdot (R_{INT}/R_T) \cdot (V_{TARGET}/R_{CS}), \quad (17)$$

[0074] 其在 V_{TARGET} 随着积分抵消而恒定的情况下为恒定值。再次参照图5中所示的控制电路10中包括的所提及的控制回路,在时间跨度 $T_{FW}(\theta)$ 期间对电容器 C_T 进行充电(见图3),而在晶体管 T_1 的整个切换周期 $T(\theta)=T_{ON}(\theta)+T_{FW}(\theta)+T_R(\theta)$ 期间对其进行放电。充电电流 $i_{REF}(\theta)$ (其中, $i_{REF}(\theta)=V_{REF}(\theta)/R_{INT}$)也可以由正弦波发生器105提供且(经由开关 SW_T)被供给到电容器 C_T ,电容器 C_T 连接在正弦波发生器105与接地端子GND1之间。电阻器 R_T 与电容器 C_T 并联耦合。跨越电容器的电压降 V_C 被供给到调节器110,调节器110还接收恒定目标电压 V_{TARGET} 。调节器可以根据预定义控制定律来提供依赖于电容器电压 V_C 和目标电压 V_{TARGET} 的参考电压 $V_{REF}(\theta)=V_{PKREF} \cdot \sin(\theta)$ 的更新的幅度 V_{PKREF} 。可以根据应用来选择在调节器110中实现的控制定律。简单PI调节器(PI=比例积分)可以是适当的以及可以是简单的起停式控制(bang-bang-control)。可替换地,数字控制也可以适用。触发器电路107确保开关 SW_T 仅在时间间隔 T_{FW} 期间(即,在次级电流 i_S 高于0时)闭合。可以从接收自辅助绕组 L_{AUX} 的电压 V_{FB} 导出相应的触发信号。

[0075] 下面概括了用于控制反激式转换器以便实现高功率因数和期望均值输出电流 i_{OUT} 的方法的一些方面。向反激式转换器1的初级绕组 L_P 供给的输入电压 V_{IN} 是具有等于RMS(RMS=均方根)线路电压乘以2的平方根(例如,对于230V RMS线路电压,其为大约325V)的幅度

(即,峰值)的整流的正弦波。正弦波的频率对应于电力电网的频率(通常50 Hz或60 Hz)。可以在准谐振模式中操作反激式转换器1。即,当跨越接通和关断初级电流 i_P 的功率晶体管 T_1 的电压降 V_{DS} 达到最小值时,接通经过初级绕组 L_P 的初级电流 i_P 。当初级电流达到阈值 $V_{REF}(\theta)$ 时,关断经过初级绕组 L_P 的初级电流 i_P 。功率晶体管 T_1 的切换操作的一个切换循环比AC线路电压的一个周期短得多。在图4的示例中,晶体管 T_1 在线路电压的半个周期期间切换十次。实际上,晶体管切换得甚至更快(40至100 kHz)。

[0076] 阈值 $V_{REF}(\theta)$ 依赖于定义整流后的线路电压的一个周期内的处于0与 π 之间的(时间)“位置”的相位角 θ 。因此,变化的阈值 $V_{REF}(\theta)$ 可以被视为应当与整流的线路电压同步(即,具有相同频率)的阈值信号,其中,对于高功率因数,阈值信号 $V_{REF}(\theta)$ 与(整流的)线路电压之间的相位滞后应当为0。该阈值信号的峰值(即,幅度) V_{PKREF} 可以是可调整的,且可以被调谐为使得所得到的均值输出电流 i_{OUT} (其对由输出电流驱动的LED的可感知的亮度有贡献)被调节为匹配给定目标值 V_{TARGET}/R_{CS} 。出于该目的,生成作为表示均值输出电流 i_{OUT} 的估计的信号 V_{CAVG} 。将该信号 V_{CAVG} 与参考值(目标值) V_{TARGET} 进行比较。然后,根据该比较的结果来调整阈值信号 $V_{REF}(\theta)$ 的幅度 V_{PKREF} 。例如,如果信号 V_{CAVG} 高于参考值 V_{TARGET} ,则减小幅度 V_{PKREF} ,并且类似地,如果信号 V_{CAVG} 低于参考值 V_{TARGET} ,则增大幅度 V_{PKREF} 。以这种方式,将可被视为均值输出电流的估计的信号 V_{CAVG} 调节为匹配参考值 V_{TARGET} 。

[0077] 应当注意,不必提供实际次级电流 i_S 的估计。然而,提供均值输出电流 i_{OUT} (见等式(11))的估计(见等式(15))是足够的。在图5的示例性电路中,这是通过对与阈值信号 $V_{REF}(\theta)$ 成比例但在除当 $i_S > 0$ 时(其处于时间间隔 T_{FW} 期间,见图3)外的所有时间内空白的信号(例如,电流信号 $i_{REF}(\theta)$)进行低通滤波来实现的。低通滤波器可以由电容器 C_T 和电阻器 R_T 的并联电路实现(见图5)。根据等式(15)计算的所得到的平均电容器电压 V_{CAVG} 可以被视为均值输出电流估计。上面概括的方法在避免反激式转换器1的次级侧处的直接测量(即,次级电流 i_S 的直接测量)的需求的同时确保高功率因数。电容器电压 V_{CAVG} 和参考值 V_{TARGET} 的比较可以在线路电压的半个循环中被执行一次(即,在 $\theta = \pi$ 、 $\theta = 2\pi$ 、 $\theta = 3\pi$ 等处),并且针对接下来的半个循环调整阈值信号 $V_{REF}(\theta)$ 的幅度 V_{PKREF} 。包括如上所述的功率因数校正的输出电流调节得到功率半导体开关 T_1 的近似恒定接通时间 T_{ON} 。因此,取代调节阈值信号值 $V_{REF}(\theta)$ 的峰值 V_{PKREF} ,调节接通时间 T_{ON} 可以是足够的。在这种情况下,正弦波发生器105可以被省略。这种可替换实施例是关于图6中所示的浮动降压转换器来更接近地描述的。

[0078] 与反激式转换器类似,浮动降压转换器也匹配图1中所示的结构,除了:负载50(LED器件)连接在切换功率转换器输出与供给电压 V_{IN} 之间,而不是连接在切换功率转换器输出与地之间。未在该功率转换器拓扑中提供电流隔离,并且因此,一个电感器 L 是足够的(与图2的反激式相比)。当半导体开关 T_1 闭合时,二极管 D_1 被反向偏置。在该情形中,半导体开关 T_1 与电感器 L 和负载50(LED器件)串联连接。

[0079] 与图2的示例类似,经过半导体开关 T_1 的电流被称作输入或初级电流 i_P (然而,在该示例中不存在次级侧)。在接通时间 T_{ON} (见图3)期间,负载电流 i_L 等于输入电流 i_P 。当半导体开关 T_1 打开时,负载电流 i_L 的电流路径经由与负载50和电感器 L_1 的串联电路并联连接的二极管 D_1 而闭合。二极管电流 i_S 还被称作“次级”电流,由于在先前示例中其对应于次级电流。那么,与本实施例相关的电流波形与在先前示例中和图3中所描绘相同。在本示例中,输出电流 i_L 可以被视为初级和次级电流 i_P 和 i_S 的叠加。

[0080] 在半导体开关 T_1 打开时,二极管 D_1 被正向偏置并使输出电流 i_L 经过。负载50具有并联连接的电容器,其被称为输出电容器 C_{OUT} 。跨越负载50(且因此跨越输出电容器)的电压被称为输出电压 V_{OUT} 。经过负载50的均值电流被称为均值输出电流 i_{OUT} 。切换转换器拓扑(即,浮动降压转换器的拓扑)由此已知,且不在本文中更详细地加以讨论。然而,下面更接近地解释对浮动降压转换器的切换操作进行控制的控制电路10。

[0081] 提供了(初级/输入)电流感测电路15(见图1),该电流感测电路15被配置为生成表示经过半导体开关 T_1 的输入电流 i_P 的电流感测信号 V_{CS} 。与图2的示例类似,电流感测电阻器 R_{CS} 耦合在半导体开关 T_1 与地电势之间,并且跨越电流感测电阻器 R_{CS} 的电压降 V_{CS} 用作电流感测信号。然而,其他类型的电流测量可以适用。如在先前示例中那样,当跨越半导体开关 T_1 的电压处于最小值时,接通半导体开关 T_1 (被称作“波谷切换”)。在本示例中,电压感测电路13(见图1)可以是耦合在电感器 L_1 和半导体开关 T_1 的公共电路节点与控制电路10的相应输入端子之间的单个电容器。出于与在先前示例(见图2和5中的电容器 C_T)中相同的目的,电容器 C_T 耦合在控制电路10与地之间。

[0082] 可以与上面关于图5描述的示例类似地实现控制电路。然而,下面参照图7来描述利用可调整接通时间的上述可替换实施方式。

[0083] 与先前示例(见图5)类似,图7的控制电路10包括栅极驱动器101,栅极驱动器101生成用于驱动晶体管 T_1 的栅极的适当栅极驱动器信号 V_G (即,栅极电压或栅极电流),其接通和关断经过晶体管 T_1 的输入电流 i_P 。栅极驱动器101根据二进制信号ON来生成驱动器信号 V_G ,如在先前示例中那样,二进制信号ON由SR锁存器102的输出提供。即,SR锁存器的输出信号ON被供给到栅极驱动器101的输入,并且当设置SR锁存器102(锁存器的接收设置信号 S_{SET} 的S输入)时,接通晶体管 T_1 ,而当重置SR锁存器102(锁存器的接收重置信号 S_{RES} 的R输入)时,关断晶体管 T_1 。

[0084] 控制电路10还接收表示输入电流的电流感测信号 V_{CS} ($V_{CS}=R_{CS} \cdot i_P$),并且此外还接收电容器 C_0 的第一端子处存在的电压 V_{FB} ,其中电容器 C_0 的第二端子与电感器 L_1 和晶体管 T_1 的公共电路节点相连接(也见图6)。如已经参照图6讨论的那样,当特定接通时间 T_{ON} 已经过去时,关断晶体管 T_1 。接通时间 T_{ON} 由脉冲发生器115确定,脉冲发生器115接收设置信号 S_{RES} ,设置信号 S_{RES} 还触发SR锁存器102的激活。脉冲发生器115被配置为在对应设置信号 S_{SET} 中检测到脉冲之后给重置信号 S_{RES} 提供延迟时间。基本上,该脉冲发生器可以被配置为简单地将设置信号 S_{RES} 延迟等于期望接通时间 T_{ON} 的延迟时间。由此,SR锁存器102的输出在期望接通时间 T_{ON} 内改变至高电平(用于经由栅极驱动器101闭合半导体开关 T_1)。应当注意,脉冲发生器115和SR锁存器102可以被可执行相同功能的单稳态触发器替换。

[0085] 对于准谐振切换操作,当跨越晶体管 T_1 的电压(例如,漏极-源极电压 V_{DS})达到最小值时,(再次)接通初级电流。该最小值可以通过检测跨越辅助绕组的电压 V_{FB} 变为0的时刻(参见图3中的时刻 t_3)来检测的。该“过零检测”由过零检测器(ZCD)103实现,过零检测器(ZCD)103接收电压 V_{FB} 并在其输出处提供适于设置SR锁存器102的触发脉冲 S_{RES} 。即,ZCD 103被配置为检测电压 V_{FB} 中的过零并通过在输出信号 S_{SET} 中生成相应脉冲来在其输出处发信号通知这种过零。ZCD 103的输出信号(设置信号 S_{SET})被供给到SR锁存器102的设置输入。由此,当检测到电压信号 V_{FB} 中的过零时,接通初级电流 i_P 。

[0086] 如从图4中可见,贯穿(整流的)正弦输入电压 V_{IN} 的一个循环,在其期间输入电流 i_P

经过半导体开关 T_1 的接通时间间隔近似恒定(接通时间 T_{ON})。相应地,还可以通过在每个切换循环的恒定时间内闭合半导体开关 T_1 来实现输入电流 i_P 的对应正弦包络。与先前图5示例相比,在本示例中不需要正弦波发生器105和触发器电路106。取而代之,脉冲发生器115确保可调整长度的接通时间间隔 T_{ON} 。出于该目的,脉冲发生器115接收表示期望接通时间 T_{ON} 的信号 S_{TON} (设置信号 S_{SET} 与重置信号 S_{RES} 之间的期望延迟)。

[0087] 控制电路10的其余部分(其将在下面加以描述)形成控制回路,利用该控制回路,(通过生成适当信号 S_{TON})调整期望接通时间 T_{ON} ,使得均值输出(次级)电流匹配期望目标值。该控制回路与在先前图5示例中实质上相同。相应地,控制回路可以由调节器电路110、包括电容器 C_T 和电阻器 R_T 的平均电路、开关 SW_T 和触发器电路107形成,触发器电路107控制开关 SW_T 的接通时间,使得其在时间间隔 T_{FW} 期间闭合(见图3)。电容器 C_T 在开关 SW_T 闭合时由电流 $i_{REF}(\theta)$ 充电,并经由电阻器 R_T 而放电。跨越电容器 C_T 的电压被表示为 V_C 。在稳态中,如等式(13)和(14)中定义的电荷平衡成立。电容器 C_T 的电容被设计为足够高以使得与已在等式(15)中定义的DC分量相比,纹波电压(具有线路电压的频率的两倍)可忽略不计。如果所提及的控制回路成功地将该平均电容器电压 V_{CAVG} 调节为匹配恒定目标电压($V_{CAVG}=V_{TARGET}$),则实际调节经过负载50的平均输出电流 i_{OUT} 。然而,取代阈值信号幅度 V_{PKREF} ,调节接通时间 T_{ON} ,这得到如等式(17)中定义的结果。

[0088] 再次参照图7中所示的控制电路10中包括的所提及的控制回路,在时间跨度 $T_{FW}(\theta)$ (见图3)期间对电容器 C_T 进行充电,而在晶体管 T_1 的整个切换周期 $T(\theta)=T_{ON}(\theta)+T_{FW}(\theta)+T_R(\theta)$ 期间对其进行放电。充电电流 $i_{REF}(\theta)$ (其中 $i_{REF}(\theta)=V_{PKCS}(\theta)/R_{INT}$)可以由可控制的电流源 Q 提供,可控制的电流源 Q 经由开关 SW_T 连接至电容器 C_T 。由可控制的电流源提供的电流 $i_{REF}(\theta)$ 由在一个切换循环期间电流感测信号 V_{CS} 的峰值 $V_{PKCS}(\theta)$ 确定。该峰值由峰值检测器116确定,峰值检测器116接收电流感测信号 V_{CS} 并被配置为提供在一个切换循环期间出现的峰值 $V_{PKCS}(\theta)$ 。

[0089] 电阻器 R_T 与电容器 C_T 并联耦合。跨电容器 C_T 的电压降 V_C 被供给到调节器110,调节器110还接收恒定目标电压 V_{TARGET} 。调节器可以根据预定义控制定律来提供依赖于电容器电压 V_C 和目标电压 V_{TARGET} 的更新的幅度接通时间信号 S_{TON} (与时间间隔 T_{ON} 相对应)。可以根据应用来选择在调节器110中实现的控制定律。简单PI调节器(PI=比例积分)可以是适当的以及可以是简单的起停式控制。可替换地,数字控制也可以适用。触发器电路107确保开关 SW_T 仅在时间间隔 T_{FW} 期间(即,在次级电流 i_S 高于0时)闭合。可以从还向ZCD电路103供给的电压 V_{FB} 导出相应的触发信号。

[0090] 下面概括了用于控制浮动降压转换器以便实现高功率因数和期望均值输出电流 i_{OUT} 的方法的一些方面。向浮动降压转换器的电感器 L_1 供给的输入电压 V_{IN} 是具有等于RMS(RMS=均方根)线路电压乘以2的平方根(例如,对于230V RMS线路电压,其为大约325V)的幅度(即,峰值)的整流的正弦波。正弦波的频率对应于电力电网的频率(通常50 Hz或60 Hz)。可以在准谐振模式中操作浮动降压转换器。即,当跨越接通和关断初级电流 i_P 的功率晶体管 T_1 的电压降 V_{DS} 达到最小值时,接通经过功率晶体管 T_1 的输入电流 i_P 。当可调整的接通时间 T_{ON} 已经过去时,关断输入电流 i_P 。功率晶体管 T_1 的切换操作的一个切换循环比AC线路电压的一个周期短得多。在图4的示例中,晶体管 T_1 在线路电压的半个周期期间切换十次。实际上,晶体管切换得甚至更快(40至100 kHz)。

[0091] 功率晶体管 T_1 的接通时间 T_{ON} 可以是可调整的,且可以被调谐为使得所得到的均值输出电流 i_{OUT} (其对由输出电流驱动的LED的可感知的亮度有贡献)被调节为匹配给定目标值 V_{TARGET}/R_{CS} 。出于该目的,生成作为表示均值输出电流 i_{OUT} 的估计的信号 V_{CAVG} 。将该信号 V_{CAVG} 与参考值(目标值) V_{TARGET} 进行比较。然后,使用调节器110根据该比较的结果来调整期望接通时间。例如,如果信号 V_{CAVG} 高于参考值 V_{TARGET} ,则可以减小接通时间 T_{ON} ,并且类似地,如果信号 V_{CAVG} 低于参考值 V_{TARGET} ,则可以增大接通时间 T_{ON} 。以这种方式,将可被视为均值输出电流的估计的信号 V_{CAVG} 调节为匹配参考值 V_{TARGET} 。

[0092] 应当注意,不必提供实际输出 i_s 的估计。然而,提供均值输出电流 i_{OUT} (见等式(11))的估计(见等式(15))是足够的。在图7的示例性电路中,这是通过对与电流感测信号 $V_{CS}(\theta)$ 成比例但在除当 $i_s > 0$ 时(其处于时间间隔 T_{FW} 期间,见图3)外的所有时间内空白的信号(例如,电流信号 $i_{REF}(\theta)$)进行低通滤波来实现的。低通滤波器可以由电容器 C_T 和电阻器 R_T 的并联电路实现(见图5)。根据等式(15)计算的所得到的平均电容器电压 V_{CAVG} 可以被视为均值输出电流估计。上面概括的方法在避免浮动降压转换器的输出处的直接测量(即,次级电流 i_s 的直接测量)的需求的同时确保高功率因数。电容器电压 V_{CAVG} 和参考值 V_{TARGET} 的比较可以在线路电压的半个循环中被执行一次(即,在 $\theta = \pi$ 、 $\theta = 2\pi$ 、 $\theta = 3\pi$ 等处),并且针对接下来的半个循环调整接通时间 T_{ON} 。

[0093] 在图5和7的示例中使用的触发器电路107被配置为检测时刻 t_2 、 t_2' (见图3),即,跨越半导体开关 T_1 的电压开始下降的那些时刻。触发器电路107在时刻 t_1 、 t_1' 处(即,在功率晶体管 T_1 打开时)闭合开关 SW_T ,并在反馈电压 V_{FB} 中的下降沿出现时重新打开开关 SW_T 。因此,开关 SW_T 仅在图3中被标签为 T_{FW} 的时间间隔期间闭合且在接通时间 T_{ON} 和空载时间 T_R 期间打开。

[0094] 尽管公开了本发明的各种示例性实施例,但是对于本领域技术人员来说将显而易见的是,在不脱离本发明的精神和范围的情况下,可以作出将实现本发明的一些优势的各种改变和修改。对于本领域技术人员来说将明显的是,可以用执行相同功能的其他部件适当地替代。应当提及,可以将参照特定图解释的特征与其他图的特征进行组合,甚至在未显式提及的特征中。此外,可以在使用适当处理器指的全软件实现中实现本发明的方法,或者可以在利用硬件逻辑和软件逻辑的组合以实现相同结果的混合实现中实现本发明的方法。对本发明构思的这种修改意图被所附权利要求所覆盖。

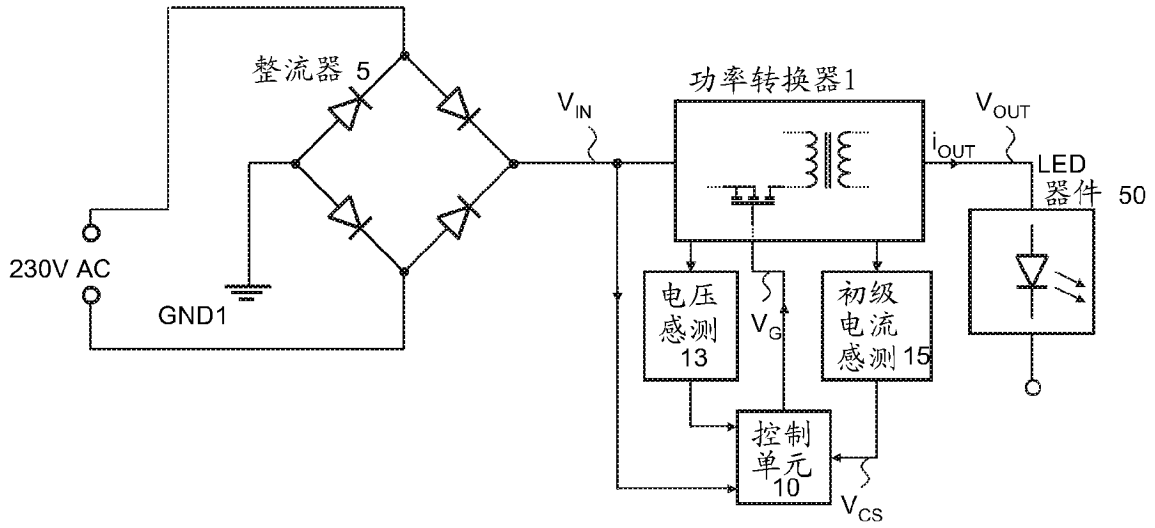


图 1

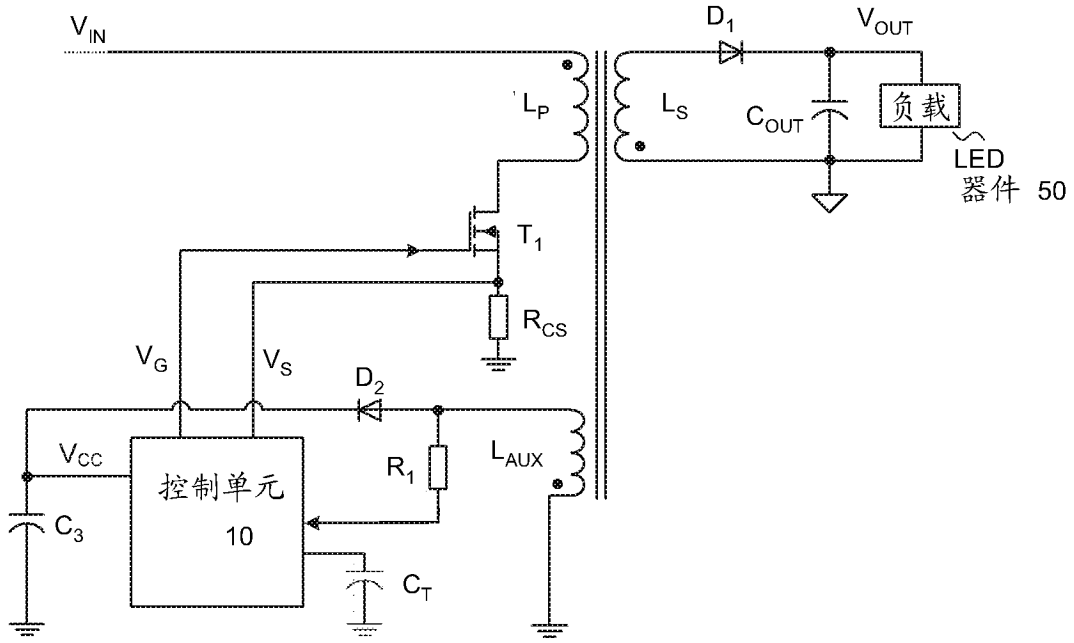


图 2

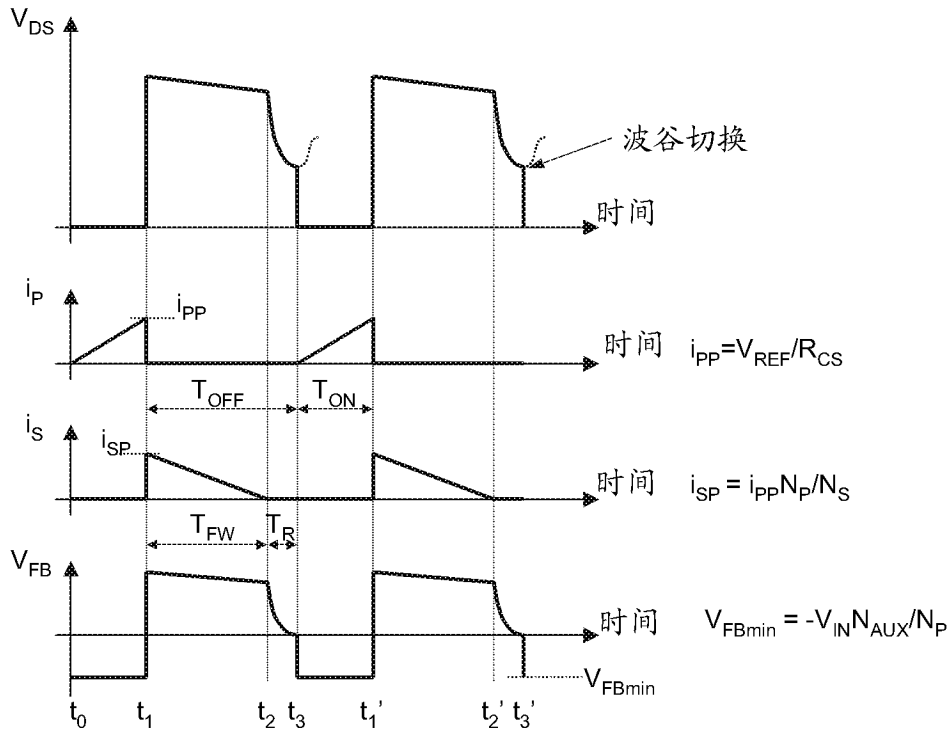


图 3

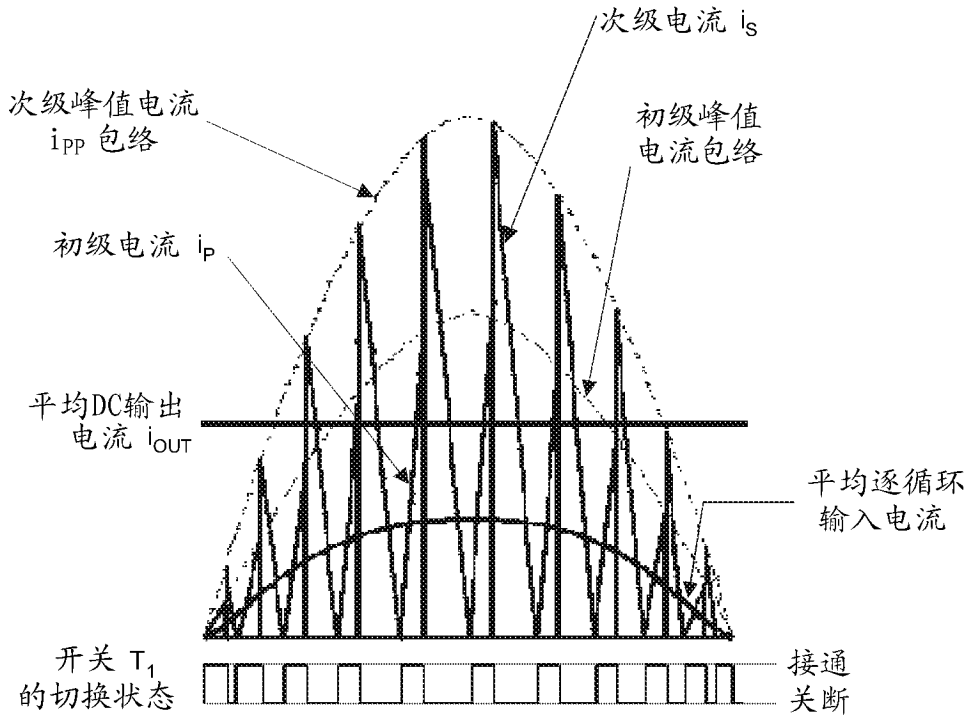
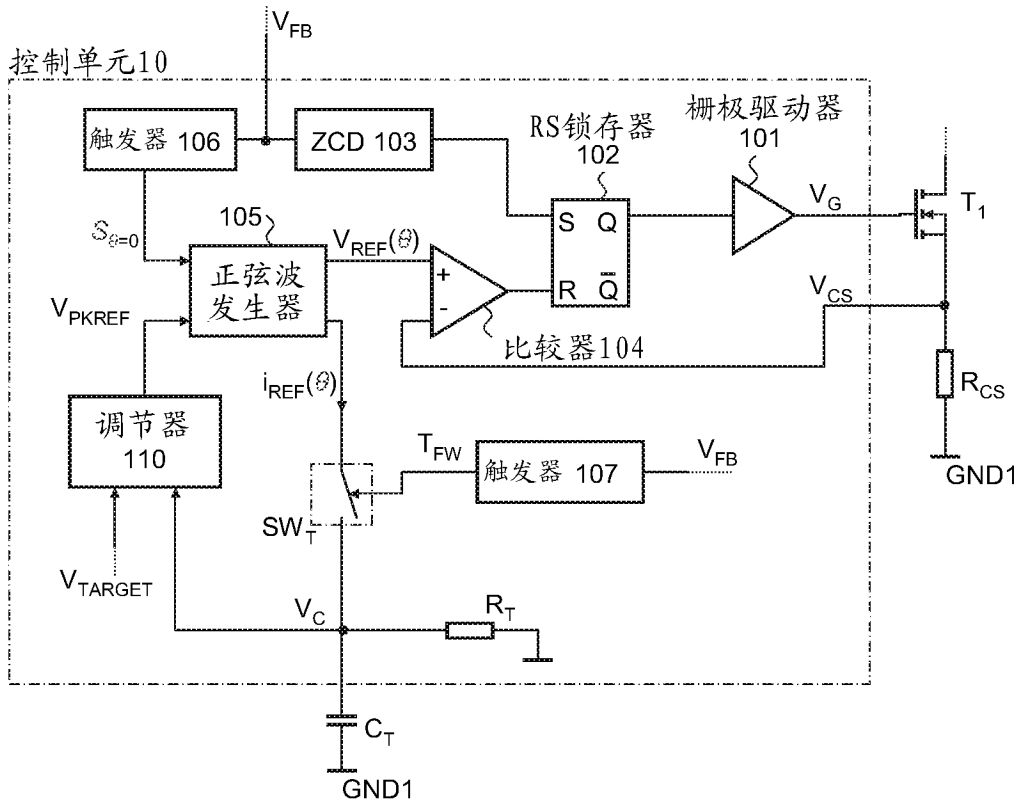


图 4



$$i_{REF}(\theta) = V_{REF}(\theta) / R_{INT}$$

图 5

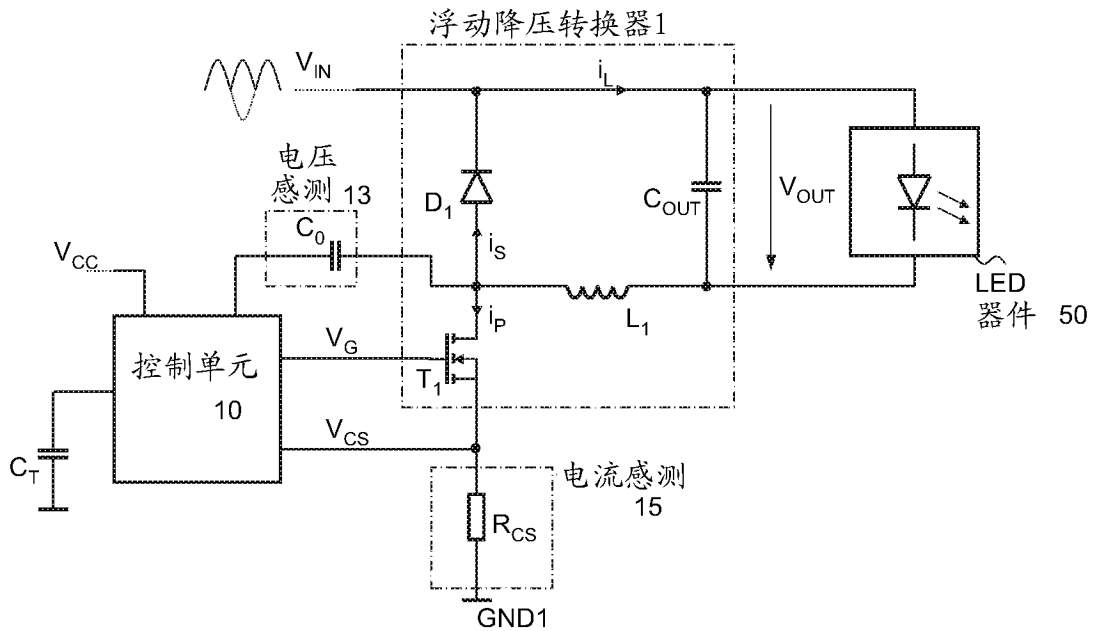
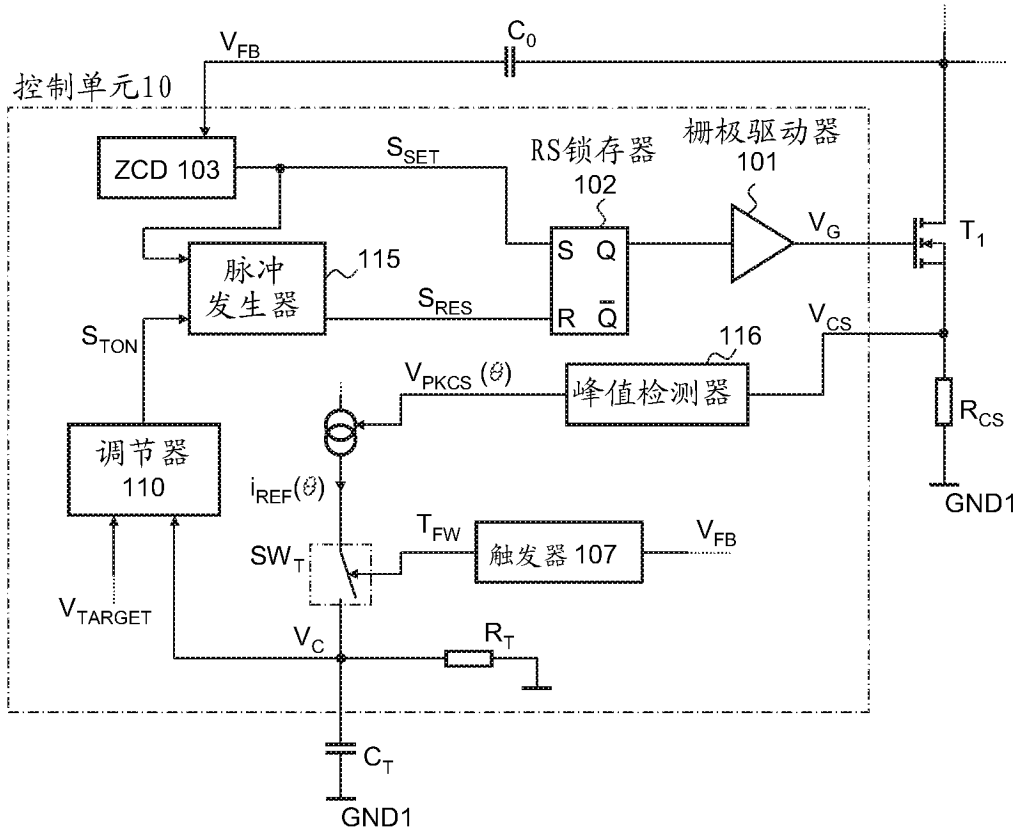


图 6



$$i_{REF}(\theta) = V_{PKCS}(\theta) / R_{INT}$$

图 7