



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103262398 B

(45)授权公告日 2017.06.30

(21)申请号 201180053469.6

(72)发明人 约翰·L·梅兰松 埃里克·J·金

(22)申请日 2011.11.04

(74)专利代理机构 北京市金杜律师事务所

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 103262398 A

11256

代理人 王茂华

(43)申请公布日 2013.08.21

(51)Int.Cl.

(30)优先权数据

H02M 3/00(2006.01)

61/410,168 2010.11.04 US

H05B 33/08(2006.01)

13/289,967 2011.11.04 US

H05B 37/02(2006.01)

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2013.05.06

(56)对比文件

CN 1509431 A,2004.06.30,

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/US2011/059459 2011.11.04

US 2007182338 A1,2007.08.09,

(87)PCT国际申请的公布数据
W02012/061781 EN 2012.05.10

WO 2010011971 A1,2010.01.28,

(73)专利权人 飞利浦照明控股有限公司
地址 荷兰艾恩德霍芬市

CN 100381018 C,2008.04.09,

CN 1291001 A,2001.04.11,

US 5963023 A,1999.10.05,

审查员 李楠

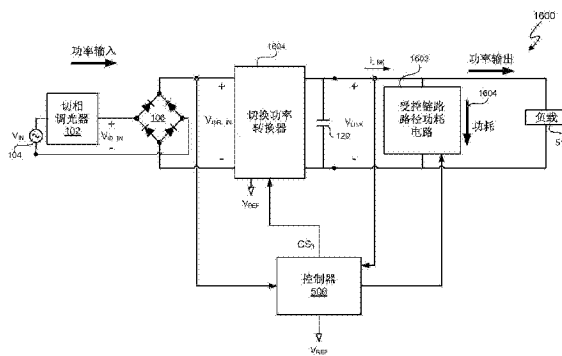
权利要求书3页 说明书14页 附图15页

(54)发明名称

照明系统的链路路径中的受控功耗

(57)摘要

在至少一种实施方式中,一种照明系统包括链路路径功耗电路,用于主动且选择性地控制照明系统的切换功率转换器中的多余能量的功耗。链路路径功耗电路通过控制切换功率转换器的链路电流来通过切换功率转换器的链路路径消耗功率。在至少一种实施方式中,控制器对链路路径功耗电路进行控制以便利用电流源来限制链路电流并消耗电流源中的功率。在至少一种实施方式中,链路路径功耗电路包括用于限制链路电流并消耗链路路径中的功率的开关。



1. 一种与调光器一同使用的照明设备,包括:
切换功率转换器(1604),适于连接到所述调光器;
在所述切换功率转换器和负载之间的链路路径;
有源电路(1602),用于确定切换功率转换器何时从所述调光器接收到比提供给与所述切换功率转换器耦合的负载的能量的量更多的能量并且用于消耗所述链路路径处的所述照明设备中的多余功率。
2. 根据权利要求1所述的设备,其中,所述有源电路包括:
电阻器,与所述切换功率转换器的链路电容器耦合;以及
控制电路,用于当所述控制电路确定所述切换功率转换器接收到比提供给与所述切换功率转换器耦合的负载的能量的量加上所述切换功率转换器的固有能量损耗更多的能量时通过所述电阻器消耗能量。
3. 根据权利要求2所述的设备,其中,所述控制电路包括:
开关,与所述电阻器耦合;
比较器,具有与所述开关耦合的输出端、用于对在所述切换功率转换器和负载之间的所述切换功率转换器的链路电压采样的第一输入端、和用于接收参考电压的第二输入端,其中,所述比较器被配置为当所述链路电压大于所述参考电压时使所述开关导通,且当所述开关导通时,通过所述电阻器消耗所述切换功率转换器的所述链路路径中的能量。
4. 根据权利要求2所述的设备,其中,所述控制电路包括:
开关,与所述电阻器耦合;
其中,所述控制电路被配置为接通和关断所述开关,以便当所述切换功率转换器接收到比提供给与所述切换功率转换器耦合的负载的能量的量加上所述切换功率转换器中的固有功率损耗更多的能量时消耗所述切换功率转换器的所述链路路径中的功率。
5. 根据权利要求4所述的设备,其中,所述控制电路被配置为对所述开关的占空比进行控制以便控制功率耗散。
6. 根据权利要求1所述的设备,其中,所述有源电路包括:
电阻器,与所述切换功率转换器的链路电容器耦合;
开关,与所述电阻器耦合;以及
控制电路,用于当所述控制电路确定所述切换功率转换器接收到比提供给与所述切换功率转换器耦合的负载的能量的量加上所述切换功率转换器的固有能量损耗更多的能量时通过所述电阻器、所述开关或者通过所述电阻器和所述开关两者来消耗能量。
7. 根据权利要求1所述的设备,其中,所述有源电路包括:
简并的串联耦合的一组电阻器,与所述切换功率转换器的链路电容器耦合;以及
控制电路,用于当所述控制电路确定所述切换功率转换器接收到比提供给与所述切换功率转换器耦合的负载的能量的量更多的能量时选择所述电阻器的子集以利用所选择的所述电阻器的子集来消耗能量。
8. 根据权利要求1所述的设备,其中,所述有源电路包括在保持大致恒定的电压的同时抽取电流的装置。
9. 根据权利要求1所述的设备,其中,提供与所述负载的所述能量的量是由模拟白炽灯的亮度输出的发光二极管使用的能量的量。

10. 一种用于切换功率转换器和调光器的方法,包括:

对从所述调光器接收的能量进行转换,并将所转换的能量提供到负载;

确定切换功率转换器何时从所述调光器接收到比提供给与所述切换功率转换器耦接的负载的能量的量更多的能量,以及

主动消耗链路路径处的照明设备中的多余功率,其中所述链路路径位于所述切换功率转换器和所述负载之间。

11. 根据权利要求10所述的方法,其中,主动消耗所述切换功率转换器的所述链路路径中的功率还包括:

确定所述切换功率转换器接收到比提供给与所述切换功率转换器耦接的负载的能量的量加上所述切换功率转换器中的固有功率损耗更多的能量的时间;以及

控制通过电阻器的能量耗散。

12. 根据权利要求11所述的方法,其中:

确定所述切换功率转换器接收到比提供给与所述切换功率转换器耦接的负载的能量的量加上所述切换功率转换器中的固有功率损耗更多的能量的时间还包括:

对所述切换功率转换器的链路电压采样;

接收参考电压;以及

比较所述链路电压与所述参考电压;以及

控制通过电阻器的能量耗散还包括:

当所述链路电压大于所述参考电压时使开关导通,且当所述开关导通时,通过所述电阻器消耗所述切换功率转换器的所述链路路径中的能量。

13. 根据权利要求11所述的方法,其中,主动消耗切换功率转换器的链路路径中的功率还包括:

接通和关断开关,以便当所述切换功率转换器接收到比提供给与所述切换功率转换器耦接的负载的能量的量加上所述切换功率转换器中的固有功率损耗更多的能量时,消耗所述切换功率转换器的所述链路路径中的功率。

14. 根据权利要求13所述的方法,还包括:

对所述开关的占空比进行控制以便控制功率耗散。

15. 根据权利要求10所述的方法,其中,主动消耗所述切换功率转换器的所述链路路径中的功率还包括:

确定所述切换功率转换器接收到比提供给与所述切换功率转换器耦接的负载的能量的量加上所述切换功率转换器的固有能量损耗更多的能量的时间;以及

其中,主动消耗所述切换功率转换器的链路路径中的功率包括当所述切换功率转换器接收到比提供给与所述切换功率转换器耦接的负载的能量的量加上所述切换功率转换器的固有能量损耗更多的能量时通过电阻器、耦接至所述电阻器的开关或者通过所述电阻器和所述开关两者来消耗能量。

16. 根据权利要求10所述的方法,其中,主动消耗所述切换功率转换器的所述链路路径中的功率还包括:

确定所述切换功率转换器接收到比提供给与所述切换功率转换器耦接的负载的能量的量加上所述切换功率转换器的固有能量损耗更多的能量的时间;以及

当所述切换功率转换器接收到比提供给与所述切换功率转换器耦接的负载的能量的量更多的能量时,选择与所述切换功率转换器的链路电容器耦接的简并的串联耦接的一组电阻器的子集以利用所选择的所述电阻器的子集来消耗能量。

17. 根据权利要求10所述的方法,其中,提供与所述负载的所述能量的量是由模拟白炽灯的亮度输出的发光二极管使用的能量的量。

18. 一种与调光器一同使用的照明设备,包括:

切换功率转换器(1604),适于连接到所述调光器;

在所述切换功率转换器和负载之间的链路路径;

用于主动消耗所述切换功率转换器的链路路径处的所述照明设备中的功率的装置;以及

用于进行以下各项的装置:确定所述切换功率转换器何时从所述调光器接收到比提供给与所述切换功率转换器耦接的负载的能量的量更多的能量、以及控制所述用于主动消耗所述链路路径处的多余功率的装置。

19. 根据权利要求18所述的设备,其中所述用于确定的装置还用于:

用于确定所述切换功率转换器接收到比提供给与所述切换功率转换器耦接的负载的能量的量加上所述切换功率转换器中的固有功率损耗更多的能量的时间的装置;以及

所述设备还包括:

用于控制通过电阻器的能量耗散的装置。

照明系统的链路路径中的受控功耗

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本申请根据35U.S.C. §119(e) 和37C.F.R. §1.78要求于2010年11月4日提交的美国临时申请第61/410,168号的权益,将其整体结合于此供参考。本申请根据35U.S.C. §120和37C.F.R. §1.78还要求于2011年11月4日提交的美国专利申请第13/289,967号的权益,将其整体结合于此供参考。

技术领域

[0003] 本发明总体上涉及电子领域,更具体地,涉及一种用于控制照明系统的链路路径中的能量消耗的方法和系统。

背景技术

[0004] 切换电力转换器将从电源(诸如电压源)接收的电力转换为适用于负载的电力。从电压源接收的电力被称为“功率输入(Power IN)”,以及提供给负载的电力被称为“功率输出(Power OUT)”。所有切换功率转换器例如因非理想组件特性而具有一些固有功率损耗。这些固有功率损耗倾向于最小化以提高切换功率转换器的效率。固有功率损耗在本文中用“ P_{INH} ”表示。在某些场景中,提供给切换功率转换器的功率量可超过由切换功率转换器提供给负载的功率量,即,功率输入 $>$ 功率输出 $+P_{INH}$ 。当功率输入大于功率输出 $+P_{INH}$ 时,切换功率转换器利用无源电阻器被动消耗多余能量。

[0005] 包括低功率灯(诸如一个或多个发光二极管(LED))的可调照明系统表示在到切换功率转换器的功率输入可以大于切换功率转换器的功率输出 P_{INH} 时的一种情形。在该示例性情形下,切换功率转换器通过基于交流用三极管(“三端双向可控硅开关(triac)”)的调光器接收电流。一旦基于triac的调光器在交流(“AC”)供电电压的周期期间开始导通以防止triac在供电电压的中周期期间不利地、过早地断开,切换功率转换器即抽取被称为“保持电流”的最小电流。只要到切换功率转换器的输入电流大于或等于保持电流,则基于triac的调光器不应过早断开。对于前沿调光器来说,当调光器开始导通并在到达供电电压的过零之前停止导通时会出现过早断开。过早断开可能会导致照明系统出问题,诸如闪烁和不稳定。

[0006] 因此,为防止基于triac的调光器过早断开,到切换功率转换器的最小功率输入等于到切换功率转换器的保持电流(“ i_{HOLD} ”)乘以输入电压“ V_{IN} ”。传统的基于triac的调光器被设计为给白炽灯泡供电。对于所需的调光水平,白炽灯泡通常会抽取至少等于用于所有可用调光水平的保持电流的电流。然而,其他灯(诸如LED)在功率相对于光输出方面比白炽灯泡更高效,并因此在利用比白炽灯泡更少的功率的同时提供等效光输出。因此,具有LED的照明系统利用的功率和电流通常比白炽灯泡更少。为在照明系统抽取比照明系统固有消耗和作为功率输出提供给灯的更多的功率输入时使功率平衡,照明系统使用一个或多个无源电阻器来内部消耗多余的功率。

[0007] 图1示出了包括前沿切相调光器102的照明系统100。图2示出了与照明系统100相

关联的理想示例性电压曲线图200。参照图1和图2,照明系统100从电压源104接收AC供电电压 V_{IN} 。用电压波形202表示的供电电压 V_{IN} 是例如美国的标称60Hz/110V线路电压,或者是欧洲的标称50Hz/220V线路电压。前沿调光器102对供电电压 V_{IN} 的每半个周期的前沿(诸如前沿204和206)进行相位切割。由于供电电压 V_{IN} 的每半个周期是输入供电电压 V_{IN} 的180度,所以前沿调光器102以大于0度且小于180度的角对供电电压 V_{IN} 进行相位切割。通常,前沿调光器102的电压相位切割范围为10度至170度。对供电电压进行“相位切割”处理是指对交流(“AC”)供电电压的每个周期的前沿相位角进行调制。供电电压的“相位切割”通常也被称为“斩波”。对供电电压进行相位切割减少了提供给负载(诸如照明系统)的平均功率,并由此控制提供给负载的能量。

[0008] 到照明系统100的输入信号电压 V_{Φ_IN} 表示调光水平,它使照明系统100调整输送至灯122的功率,并因此根据调光水平来增加或降低灯122的亮度。存在许多不同类型的调光器。一般地,调光器使用指示所需调光水平的数字或模拟编码调光信号。例如,基于triac的调光器102对AC输入供电电压 V_{IN} 的前沿进行相位切割。前沿调光器102可以是任何类型的前沿调光器,诸如可从美国宾夕法尼亚州库珀斯堡路创电子公司(Lutron Electronics, Inc. of Coopersberg, PA) (“路创(Lutron)”)购买的基于triac的前沿调光器。在于2010年8月17日提交的题为“调光器输出模拟(Dimmer Output Emulation)”、发明人为John L. Melanson的美国专利申请第12/858,164号的背景部分中描述了基于triac的前沿调光器。

[0009] 切相调光器102将如由切相调光器102修改的输入电压 V_{Φ_IN} 提供给全桥二极管整流器106。全桥整流器106将AC整流电压 $V_{\Phi R_IN}$ 提供给切换功率转换器108。电容器110对来自整流电压 $V_{\Phi R_IN}$ 的高频分量进行滤波。为控制切换功率转换器108的操作,控制器110生成用于控制场效应晶体管(FET)开关112的导电性的控制信号 CS_0 。控制信号 CS_0 是脉冲宽度调制信号。控制信号 CS_0 波形114表示示例性控制信号 CS_0 。控制器110生成具有如波形114中所示的两个状态的控制信号 CS_0 。控制信号 CS_0 的每个脉冲接通开关112(即导通),表示使开关112高效操作并利用开关112最小化功耗的第一状态。在控制信号 CS_0 的每个脉冲期间,电感器电流 i_L 增加(如示例性电感器电流波形115中所示)以便在充电阶段 T_c 期间给电感器116充电。二极管118防止电流从链路电容器120流入开关112。当控制信号 CS_0 的脉冲结束时,控制信号 CS_0 处于第二状态,且电感器116使电压极性反转(通常称为“回扫”)。电感器电流 i_L 在回扫阶段 T_{FB} 期间减小,如电感器电流波形115中所示。电感器电流 i_L 通过二极管118使跨链路电容器120上的链路电压升高。回扫阶段 T_{FB} 结束的时间和下一充电阶段 T_c 开始的时间取决于切换功率转换器的操作模式。在不连续导电模式(DCM)下,在下一充电阶段 T_c 开始之前,回扫阶段 T_{FB} 结束。然而,不管切换功率转换器108是在不连续导电模式、连续导电模式、还是在临界导电模式下操作,只要充电阶段 T_c 结束,回扫阶段 T_{FB} 就开始。

[0010] 切换功率转换器108是升压型转换器,且因此,链路电压 V_{LINK} 大于整流输入电压 $V_{\Phi R_IN}$ 。控制器110感测节点124处的整流输入电压 $V_{\Phi R_IN}$ 并感测节点126处的链路电压 V_{LINK} 。控制器110对切换功率转换器108进行操作以保持用于灯122的大致恒定的链路电压 V_{LINK} ,提供功率因数校正,并使链路电流 i_{LINK} 与整流输入电压 $V_{\Phi R_IN}$ 的切相角相关联。灯132包括一个或多个发光二极管。

[0011] 图3示出了将用于示例性白炽灯和示例性发光二极管(LED)的每瓦功率的光输出

进行比较的示例性光输出/功率曲线图300。对于每瓦功率,LED提供比白炽灯泡更多的光输出。与用于白炽灯泡的操作电流相比,LED的低功率使用与相对低的操作电流相关。由于LED的光输出与功率大致成线性关系,且LED以大致恒定的电压操作,所以用于LED的操作电流随光输出和功率减少而大致线性减少。

[0012] 参照图1、图2和图3,为减少灯122的光输出,切相调光器102使整流输入电压 V_{Φ_IN} 的切相角增加,即时间 T_{OFF} 增加且时间 T_{ON} 减少。控制器110通过减少提供给灯122的电流 i_{LINK} 来响应增加的切相角,这减少了灯122的光输出。

[0013] 切换功率转换器108包括功耗电阻器128,使得调光器电流 i_{DIM} 不低于保持电流值并在整流输入电压 V_{Φ_IN} 的周期内不会过早断开。提供给切换功率转换器108的“功率输入”等于 $V_{\Phi_IN} \cdot i_{DIM}$ 。由切换功率转换器108提供的“功率输出”等于 $V_{LINK} \cdot i_{LINK}$ 。由于基于LED的灯122的功率需求相对较低,特别是处于低光输出水平,所以若功率输入等于功率输出+ P_{INH} ,则调光器电流 i_{DIM} 可能低于保持电流值并使切相调光器102过早断开。在该情况下,为防止调光器电流 i_{DIM} 低于保持电流值,控制器110使切换功率转换器108将调光器电流 i_{DIM} 保持在保持电流值以上,这使功率输入大于功率输出+ P_{INH} 。由于功率输入大于功率输出+ P_{INH} ,所以切换功率转换器108通过功耗电阻器128消耗多余功率。

[0014] 由于组件的非理想状态,切换功率转换器108包括固有功率损耗。固有功率损耗包括导体电阻和开关112的开关损耗。然而,电路通常被设计为最小化固有功率损耗,且这些固有功率损耗通常可忽略不计,且因此不足以消耗足够的功率以按照一些功率输出水平来补偿功率输入与功率输出+ P_{INH} 之间的差。为提高切换功率转换器的功率损耗使得调光器电流 i_{DIM} 甚至在灯122的较低功率需求的情况下也保持在保持电流值以上,切换功率转换器108包括用于在开关112传导电感器电流 i_L 时产生被动功率损耗(passive power loss,无源功率损耗)的电阻器128。对于可忽略不计的固有功率损耗,电阻器128的电阻值被选择为使得当切换功率转换器正在提供最小链路电流 i_{LINK} 时,功率输入=功率输出+ P_{INH} +被动功耗(PASSIVE POWER DISSIPATE)。

[0015] 电阻器128作为切换功率转换器108的一部分来实施相对廉价。然而,当链路电流 i_{LINK} 足够高使得功率输入等于功率输出+ P_{INH} 时,可将调光器输入电流 i_{DIM} 维持在保持电流值以上,而无需通过电阻器128消耗功率。然而,由于开关108导通时调光器输入电流 i_{DIM} 总是流过电阻器128,所以无论功率输入是否等于功率输出+ P_{INH} ,电阻器128仍被动消耗功率,这降低了照明系统100的效率。

发明内容

[0016] 在本发明的一种实施方式中,一种设备包括有源电路,用于当切换功率转换器接收到比提供与与所述切换功率转换器耦合的负载的能量的量更多的能量时,消耗切换功率转换器的链路路径中的功率。

[0017] 在本发明的另一实施方式中,一种方法包括当切换功率转换器接收到比提供与与所述切换功率转换器耦合的负载的能量的量更多的能量时,主动消耗切换功率转换器的链路路径中的功率。

[0018] 在本发明的又一实施方式中,一种设备包括用于当切换功率转换器接收到比提供与与所述切换功率转换器耦合的负载的能量的量更多的能量时主动消耗切换功率转换器

的链路路径中的功率的装置。

附图说明

[0019] 通过参照附图可更好地理解本发明,并使本发明的多个目的、特征和优势对于本领域技术人员而言显而易见。在整个这几幅图中,所用的相同附图标记表示相同或相似的元件。

[0020] 图1(标有现有技术)示出了包括前沿调光器的照明系统。

[0021] 图2(标有现有技术)示出了与图1的照明系统相关联的示例性电压曲线图。

[0022] 图3(标有现有技术)示出了针对示例性白炽灯泡和发光二极管的功率相对于光输出。

[0023] 图4示出了包括至少一个或多个功耗电路的照明系统。

[0024] 图5示出了包括开关路径功耗电路的照明系统。

[0025] 图6示出了图5的开关路径功耗电路的一种实施方式。

[0026] 图7和图8示出了在图6的开关功耗电路的示例性操作期间存在的示例性波形。

[0027] 图9示出了图5的开关路径功耗电路的另一实施方式。

[0028] 图10示出了包括回扫路径功耗电路的照明系统。

[0029] 图11和图12分别示出了图10的回扫路径功耗电路的实施方式。

[0030] 图13和图14示出了在图11和图12的回扫路径功耗电路的示例性操作期间存在的示例性波形。

[0031] 图15示出了图10的回扫路径功耗电路的另一实施方式。

[0032] 图16示出了包括链路路径功耗电路的照明系统。

[0033] 图17和图18示出了图16的链路路径功耗电路的相应示例性实施方式。

[0034] 图19示出了示例性功耗相位穿插时间表。

[0035] 图20示出了示例性功耗混合和穿插时间表。

具体实施方式

[0036] 照明系统包括当从前沿切相调光器进入切换功率转换器的功率大于切换功率转换器的功率输出时用于控制照明系统中的多余功率的消耗的一种或多种方法和系统。在至少一种实施方式中,照明系统包括控制器,该控制器控制照明系统中的多余能量的消耗以防止切相调光器过早断开。在至少一种实施方式中,控制器通过生成一个或多个信号来主动控制功耗以便主动地且选择性地控制照明系统中的功耗。通过主动地且选择性地控制照明系统中的功耗,控制器在进入照明系统的功率应大于向照明系统的灯的功率输出时有意消耗功率。然而,当“功率输入”可以等于“功率输出”加上任何固有功率损耗而不导致切相调光器过早断开时,控制器通过减少或消除照明系统中的有意的功耗来使照明系统更高效地操作。

[0037] 为控制多余能量的消耗,控制器在一个或多个受控功耗阶段期间对一个或多个功耗电路进行控制。在至少一种实施方式中,控制器产生与一个或多个切换功率转换器充电和/或回扫阶段混合和/或穿插(intersperse,散布)的一个或多个功耗阶段。“混合”是指将一个或多个功耗阶段与一个或多个充电和/或回扫阶段混合。“穿插”是指将一个或多个功

耗阶段穿插在一个或多个充电和/或回扫阶段之间。在充电阶段开始之后且在切换功率转换器的后继回扫阶段结束之前出现受控制的功耗阶段。在至少一种实施方式中,对于升压型切换功率转换器,充电阶段是当切换功率转换器的电感器电流增加并给切换功率转换器的升压电感器充电时的阶段。回扫阶段是当电感器电流减少并使切换功率转换器的链路电压升高时的阶段。

[0038] 在至少一种实施方式中,照明系统包括开关路径功耗电路、链路路径功耗电路和回扫路径功耗电路中的一个、一些或全部以便主动地且选择性地控制照明系统的切换功率转换器中的多余能量的功耗。开关路径功耗电路通过照明系统的切换功率转换器中的开关路径来消耗功率。在至少一种实施方式中,控制器被配置为控制切相兼容的可调光系统的切换功率转换器中的升压开关。该控制器被配置为在高效模式下和在功耗模式下对升压开关进行控制。在高效模式下,控制器被配置为对升压开关进行操作以最小化升压开关中的功耗,以及在功耗模式下,控制器被配置为对升压开关进行操作以便使升压开关中的能量耗散相对于在高效模式下操作期间的升压开关中的任何功耗而增加。在至少一种实施方式中,开关路径包括用于通过升压开关限制电感器电流的电流源。通过升压开关限制电感器电流会使电流源和/或升压开关耗散功率。

[0039] 在至少一种实施方式中,照明系统对流过升压开关的电流的时序、顺序和/或大小中的一个或多个或者其任何组合进行控制,以通过照明系统控制功耗。在至少一种实施方式中,控制电流的时序是指电流受限制或约束的持续时间。在至少一种实施方式中,控制流过升压开关的电流的顺序是指选择哪个充电和回扫阶段时间帧和/或到切换功率转换器的输入电压的周期来控制照明系统中的功耗。在至少一种实施方式中,每个充电和回扫时间帧出现在当紧随先前回扫阶段之后的第一充电阶段开始时与紧接在下一充电阶段之前的回扫阶段结束时之间。在至少一种实施方式中,这一系列周期是连续的一系列周期,且在至少一种实施方式中,这一系列时间帧或周期是不连续的一系列时间帧或周期。在至少一种实施方式中,控制电流的大小包括控制升压开关的内电阻和/或控制对流过升压开关的电流的一种或多种电流限制。

[0040] 回扫路径功耗电路通过切换功率转换器的回扫路径来消耗功率。在至少一种实施方式中,照明系统通过控制回扫路径中的变压器初级电流,且例如利用电流源限制初级电流并消耗电流源中的功率来通过回扫路径控制功耗。在至少一种实施方式中,回扫路径功耗电路包括用于限制回扫开关中的回扫电流的回扫开关。在至少一种实施方式中,回扫路径包括用于限制回扫电流的电流源。通过回扫开关限制回扫电流会使电流源和/或回扫开关消耗功率。在至少一种实施方式中,照明系统对流过回扫开关的电流的时序、顺序和/或大小中的一个或多个或者其任何组合进行控制,以通过照明系统控制功耗。

[0041] 链路路径功耗电路通过控制切换功率转换器的链路电流而通过切换功率转换器的链路路径来消耗功率。在至少一种实施方式中,控制器对链路路径功耗电路进行控制以便与电流源一起限制链路电流并消耗电流源中的功率。在至少一种实施方式中,链路路径功耗电路包括用于通过控制开关的内电阻来限制链路电流的输出开关。在至少一种实施方式中,链路路径包括用于限制链路电流的电流源。限制流过输出开关的链路电流会使电流源和/或输出开关消耗功率。在至少一种实施方式中,照明系统对流过输出开关的电流的时序、顺序和/或大小中的一个或多个或者其任何组合进行控制,以通过照明系统控制功耗。

[0042] 图4示出了照明系统400,该照明系统400包括受控开关路径功耗电路402、受控链路路径功耗电路404、受控回扫路径功耗电路406和用于主动地且选择性地控制照明系统400的切换功率转换器410中的功耗的控制器408中的至少一个、一些或全部。用点线示出功耗电路402、404和406,因为功耗电路402、404和406中的一个或两个是可选的。是否包括功耗电路402、404和406中的一个、两个或三个以及哪一个或哪几个功耗电路包括在照明系统400中是设计选择的问题。包括功耗电路402、404和406中的两个或三个允许功耗在所包括的功耗电路中的分布。在至少一种实施方式中,功率分布由控制器408主动控制。在至少一种实施方式中,功率分布是固定的或预编程的。然而,包括多于一个的功率分布电路402、404和406可增加切换功率转换器410的复杂度和成本和/或控制器408的复杂度和成本。另外,尽管功率分布电路402、404和406被视为切换功率转换器410的一部分,但在至少一种实施方式中,功耗电路402、404和406的全部或部分位于控制器408中。

[0043] 如前所述,切相调光器102可对由电压源104提供的输入电压 V_{IN} 进行相位切割。全桥二极管整流器106对相位切割输入电压 V_{Φ_IN} 进行整流以生成整流的输入电压 $V_{\Phi R_IN}$ 。在某些情况下,特别是在较低的功率输出水平下,为将调光器电流 i_{DIM} 维持在保持电流值以上,切换功率转换器410从电压源104抽取的功率输入比切换功率转换器410的 P_{INH} 加上功率输出更大。假设切换功率转换器410的固有损耗不足以消耗等于功率输入与功率输出+ P_{INH} 之差的足够的功率,则照明系统400对功耗电路402、404和406中的一个或多个进行控制,使得功率输入等于功率输出+ P_{INH} 加上由功耗电路402、404和/或406中的一个或多个消耗的功率。切换功率转换器410向灯418供电。在至少一种实施方式中,灯418包括一个或多个发光二极管(LED),诸如串联连接的一串 N 个LED420。“ N ”表示正整数。

[0044] 控制器408生成分别用于照明系统400中包括的每个功耗电路402、404和406的一个或多个控制信号。控制信号CS、CO和CF分别控制开关路径功耗电路402、链路路径功耗电路404和回扫路径功耗电路406中的功耗。开关路径功耗电路402根据控制信号CS通过照明系统400的切换功率转换器410中的开关路径412来消耗功率。链路路径功耗电路404根据控制信号CO通过切换功率转换器410中的链路路径414来消耗功率。回扫路径功耗电路406根据控制信号CF通过切换功率转换器410中的回扫路径416来消耗功率。用于实施功耗电路402、404和406并通过开关路径412控制功率耗散的特定方法和电路是设计选择的问题。另外,控制功耗电路402、404和406中的功耗的时序、顺序和/或大小是设计选择的问题。后续对功耗电路402、404和406的示例性实施方式进行描述。在图4中示出了如整体位于控制器408外侧的功耗电路402、404和406。然而,在至少一种实施方式中,控制器408内包括一个或多个功耗电路402、404和406中的全部或部分。

[0045] 控制器408的具体实施是设计选择的问题。例如,控制器408可(i)被实施为包括例如用于执行存储器中存储的软件或固件指令的处理器集成电路,(ii)利用分立组件来实施,或(iii)利用前述的任何组合来实施。在至少一种实施方式中,控制器408通常调节链路电压,如在于2007年12月31日提交的题为“Power Control System Using a Nonlinear Delta-Sigma Modulator With Nonlinear Power Conversion Process Modeling”、发明人为John L.Melanson的美国专利申请第11/967,269号(本文中称为“Melanson I”)、于2007年12月31日提交的题为“Programmable Power Control System”且发明人为John L.Melanson的美国专利申请第11/967,275号(本文中称为“Melanson II”)、于2009年6月30

日提交的题为“Cascode Configured Switching Using at Least One Low Breakdown Voltage Internal, Integrated Circuit Switch to Control At Least One High Breakdown Voltage External Switch”且发明人为John L. Melanson的美国专利申请第12/495,457号(本文中称为“Melanson III”)、以及于2011年6月30日提交的题为“Constant Current Controller With Selectable Gain”且发明人为John L. Melanson、Rahul Singh和Siddharth Maru的美国专利申请第12,174,404号中所述,将这些申请整体结合于此供参考。切换功率转换器410可以是任何类型的切换功率转换器,诸如升压型、降压型、升降压型或Cuk型切换功率转换器。切换功率转换器410包括其他组件,诸如EMI电容器、电感器和链路电容器,这些组件为了图4的清楚起见而未被示出,但随后将在具体实施方式中进行描述。

[0046] 确定功率输入是否大于 P_{INH} +功率输出的方式是设计选择的问题。在至少一种实施方式中,控制器408包括功率监测电路422。当灯418的功率需求增加时,链路电压 V_{LINK} 减少,这表示功率输出增加。相反地,当灯418的功率需求下降时,链路电压 V_{LINK} 增加,这表示功率输出减少。因此,功率监测电路422的比较器424将链路电压 V_{LINK} 与参考链路电压 V_{LINK_REF} 进行比较。在至少一种实施方式中,将参考链路电压 V_{LINK_REF} 设定为电压电平,该电压电平比灯418设定的标称电压高几伏特或者几个百分点。若链路电压 V_{LINK} 减少到参考链路电压 V_{LINK_REF} 以下,则比较器424的输出 P_{HIGH} 为高,这表示功率输出增加。若链路电压 V_{LINK} 增加到参考链路电压 V_{LINK_REF} 以上,则比较器424的输出 P_{HIGH} 为低,这表示功率输出减少。在至少一种实施方式中,若切换功率转换器410的正常操作无法防止链路电压 V_{LINK} 增加到参考链路电压 V_{LINK_REF} 以上,则功率输入大于功率输出+ P_{INH} ,且控制器408对一个或多个功耗电路412、414和416进行操作以消耗由功率输入与功率输出+ P_{INH} 之差表示的多余能量。

[0047] 图5示出了表示照明系统400的一种实施方式的照明系统500。照明系统500包括用于消耗照明系统500中的多余功率的开关路径功耗电路502。开关路径功耗电路502表示开关路径功耗电路402的一种实施方式。开关路径功耗电路502的具体实施和控制是设计选择的问题。开关路径功耗电路502包括升压型切换功率转换器508中的FET升压开关504并包括可控制电流源509。在至少一种实施方式中,控制器506在功耗阶段期间通过限制电感器电流 i_L 来主动消耗开关功率转换器508中的功率,并由此主动地并选择性地消耗照明系统500中的功率。通过升压开关504限制电感器电流 i_L 会使电流源509和/或升压开关504通过开关路径511消耗多余功率。

[0048] 当功率输入大于到负载518的 P_{INH} +功率输出时,控制器506对开关路径功耗电路502进行控制以至少通过升压开关504来控制多余能量的消耗。负载518包括一个或多个LED。在至少一种实施方式中,栅电压 V_G 使升压开关504的栅极偏压,使得控制器506利用源控制信号 CS_1 对升压开关504的导电性进行控制,例如,通常如Melanson III中所述。在其他实施方式中,控制器506对升压开关504的栅电压 V_G 进行控制,以控制升压开关504的导电性,例如,通常如Melanson I和Melanson II中所述。控制器506表示控制器408的一种实施方式。在至少一种实施方式中,控制信号 CS_1 对电感器电流 i_L 的值进行控制,如由示例性可变电感器电流波形510所示。

[0049] 电感器电流波形510表示在通过升压开关504控制能耗期间的示例性电感器电流 i_L 的波形。在充电阶段 T_c 期间,控制器506生成控制信号 CS_1 以使升压开关504导通。当升压开

关504导通时,电感器电流 i_L 增加。当功率输入大于功率输出 $+P_{INH}$ 时,控制器506有意限制电感器电流 i_L 而不是最小化功率损耗,这使得在功耗阶段 T_{PD} 期间至少通过升压开关504来消耗多余能量。假设切换功率转换器508的固有损耗可忽略不计,则“多余能量”等于功率输入减去(功率输出 $+P_{INH}$)。在功耗阶段 T_{PD} 期间限制电感器电流 i_L 会使电感器电流的变化 di_L/dt 接近0。由于跨电感器116上的电压 V_L 等于 $L \cdot di_L/dt$,所以电压 V_L 直接与电感器电流的变化率 di_L/dt 成比例。“L”是电感器116的电感。因此,当电感器电流的变化率 di_L/dt 接近0时,电感器116的能量存储率向0减小,且升压开关功耗电路502消耗更多功率。

[0050] 参照控制信号 CS_1 的波形513,在至少一种实施方式中,控制器506被配置为在高效模式下和在功耗模式下对升压开关504进行控制。在高效模式下,控制器506生成双态控制信号 CS_1 (诸如控制信号 CS_0 的两个状态(图1)),以对升压开关504进行操作从而最小化升压开关504中的功耗。在功耗模式下,控制器506被配置为对升压开关504进行操作,以便使升压开关中的能量耗散相对于在高效模式操作期间的升压开关504中的任何功耗而增加。在至少一种实施方式中,为使升压开关504在功耗模式下操作,控制器506生成在波形513中具有至少三个(3)状态(诸如状态“1”、“2”和“3”)的控制信号 CS_1 。在状态1和2期间,控制器506使升压开关504在高效模式下操作,以便通过升压开关504最小化功耗。在状态3期间,控制器506使升压开关504在功耗模式下操作。在状态3中,控制器506限制电感器电流 i_L 并使控制信号 CS_1 具有大于状态“2”但小于状态“1”的电压。因此,升压开关504在状态3中无法完全关断。状态3不简单地是瞬时状态,即,控制信号 CS_1 在状态1与2之间连续过渡。状态3是通过升压开关504改变功耗的意向非瞬时状态。因此,在状态3中,控制器506通过限制电感器电流 i_L 来生成控制信号 CS_1 以便在电流 i_L 流过升压开关504的同时,在升压开关504上产生非零电压 V_{DS} 。升压开关504上的电压 V_{DS} 和流过升压开关504的电流 i_L 的同时出现使升压开关504产生功耗。状态的数量是设计选择的问题且可例如通过控制电感器电流 i_L 的不同极限来增加或减少。

[0051] 例如,在至少一种实施方式中,电感器电流的变化率 di_L/dt 被控制器506驱动为大致为0。当电感器电流 i_L 的变化 di_L/dt 为0时,电感器电流 i_L 保持在恒定值,且电感器116上的电压 V_L 大致为0。在充电阶段期间,电感器电流 i_L 增加。为在充电阶段 T_c 期间消耗功率,电感器电流的变化率 di_L/dt 减小,这降低了电感器116上的电压 V_L 。当电感器电压 V_L 降低时,由开关路径功耗电路502消耗的功率的比例增加。在回扫阶段期间,电感器电流的变化率 di_L/dt 和电感器电压 V_L 为负。因此,为在回扫阶段期间消耗功率,电感器电流的变化率 di_L/dt 增加至0,这使电感器电压 V_L 增加至0并使由开关路径功耗电路502消耗的功率的比例增加。

[0052] 在至少一种实施方式中,电流源509将电感器电流限制为电感器电流极限值 i_{LIM} 。因此,当通过升压开关504的电感器电流 i_L 的值达到电感器电流极限值 i_{LIM} 时, di_L/dt 降低至0或更小值,该更小值是在没有功耗阶段 T_{PD} 的情况下会另外出现的值。功耗阶段 T_{PD} 出现在充电阶段 T_c 之后以及后继回扫阶段 T_{FB} 之前。在至少一种实施方式中,控制器506将功耗阶段 T_{PD} 穿插在充电阶段 T_c 与回扫阶段 T_{FB} 之间并使开关路径功耗电路502消耗能量,直至回扫阶段 T_{FB} 在关断升压开关504时开始为止。

[0053] 在至少一种实施方式中,电感器电流极限值 i_{LIM} 可由控制器506控制,以便对功耗阶段 T_{PD} 的持续时间进行调整。在至少一种实施方式中,当充电阶段 T_c 和回扫阶段 T_{FB} 在整流输入电压 $V_{\Phi R_IN}$ 的每个周期内开始时,源控制信号 CS_1 进行控制。在至少一种实施方式中,当

回扫阶段 T_{FB} 开始时,功耗阶段 T_{PD} 结束。因此,由于控制器506生成源控制信号 CS_1 ,所以控制器506通过控制何时开始回扫阶段 T_{FB} 来控制功耗阶段 T_{PD} 的持续时间。

[0054] 控制器506控制将一个或多个功耗阶段与一个或多个充电和/或回扫阶段穿插和/或混合。在至少一种实施方式中,控制器506通过随着时间减少电感器电流 i_L 的变化(即 di_L/dt),通过将 di_L/dt 降至零将功耗阶段 T_{PD} 穿插在充电阶段或回扫阶段之间。当将 di_L/dt 降至零时,通过升压开关504产生功耗。在至少一种实施方式中,控制器通过将 di_L/dt 降至非零值来将功耗阶段 T_{PD} 与充电阶段 T_c 或回扫阶段 T_{FB} 混合。当将 di_L/dt 降至非零值时,充电阶段 T_c 或回扫阶段 T_{FB} 结合由开关路径功耗电路502通过升压开关504的功耗而继续。

[0055] 图6示出了开关路径功耗电路600,其表示开关路径功耗电路502的一种实施方式。图7示出了针对示例性电感器电流 i_L 、升压开关504的漏至源极电压 V_{DS} 和在开关功耗电路600的示例性操作期间存在的控制信号 CS_1 的示例性波形700。参照图5、图6和图7,开关路径功耗电路600包括可控电流源602,该可控电流源表示可控电流源509的一种实施方式。电流源602包括FET604和606,它们被配置为电流镜。在至少一种实施方式中,控制器506对控制信号 CS_1 进行调制以利用至少三个(3)状态来控制流过开关504的电流。状态1和2是当最小化由升压开关504的功耗时的高效状态。状态3是当控制器506有意且主动地使升压开关504消耗功率时的低效或功耗状态。

[0056] 当控制器506使源控制信号 CS_1 变为逻辑0时,升压开关504接通,且电感器电流 i_L 在充电阶段 T_{c_0} 开始时开始上升。当电感器电流 i_L 上升时,控制信号 CS_1 处于状态2,这允许升压开关504高效操作,即,最小化升压开关504的内部功率损耗。在至少一种实施方式中,升压开关504在状态2下接通,且电感器电流 i_L 流过升压开关504和FET604。电流源608提供流过FET606的参考电流 i_{REF} 。在至少一种实施方式中,控制信号 CS_1 在状态2下利用充足的电压接通升压开关504以最小化升压开关504的内部电阻。按标度因子 Z 将FET604的大小缩放到FET606的大小。标度因子 Z 的值为正数且是设计选择的问题。标度因子 Z 的值乘以参考电流 i_{REF} 的值设定了电感器电流极限值 i_{LIM} 。因此,当电感器电流 i_L 达到电感器电流极限值 i_{LIM} 时,电感器电流 i_L 将停止增加。在至少一种实施方式中,当电感器电流 i_L 达到电感器电流极限值 i_{LIM} 时,充电阶段 T_{c_0} 结束且功耗阶段 T_{PD_0} 开始。在电流极限 i_{LIM} 下,控制信号 CS_1 处于非瞬时状态3,并由开关504消耗功率。一旦电感器电流 i_L 达到电流极限值 i_{LIM} 时,电感器电流 i_L 即变为等于 i_{LIM} 的恒量,且升压开关504和FET604消耗切换功率转换器508中的多余能量。

[0057] 当升压开关504关断时,功耗阶段 T_{PD_0} 结束,且回扫阶段 T_{FB_0} 开始。在不连续导电模式(DCM)和临界导电模式(CRM)下,回扫阶段 T_{FB_0} 继续,直至电感器电流 i_L 达到零为止。在连续导电模式(CCM)下,在电感器电流 i_L 达到零之前,下一充电阶段 T_{c_1} 开始。波形700示出了在DCM下操作的切换功率转换器508。切换功率转换器508也可在CCM和CRM下操作。在至少一种实施方式中,当在DCM下操作时,一旦链路电压 V_L 下降至预定值,控制器506即生成控制信号 CS_1 以使升压开关504导通并启动下一充电阶段 T_{c_1} 。当电感器电流 i_L 达到电感器电流极限值 i_{LIM} 时,下一功耗阶段 T_{PD_1} 开始,以此类推。

[0058] 功耗阶段 T_{PD_0} 、 T_{PD_1} 等的持续时间由控制器506进行控制且是设计选择的问题。在至少一种实施方式中,功耗阶段的持续时间在整流输入电压 $V_{\Phi R_IN}$ 的单个周期内足以消耗所有多余能量。在至少一种实施方式中,功耗阶段的持续时间被改变并被排序以便在整流输入电压 $V_{\Phi R_IN}$ 的连续或非连续周期内消耗所有多余能量。

[0059] 另外,在至少一种实施方式中,电流源608可根据由控制器506生成的可选的电流参考控制信号 C_{iREF} 来改变参考电流 i_{REF} 的值。改变参考电流 i_{REF} 的值还根据标度因子 Z 来改变电感器极限电流 i_{LIM} 。通过改变整流输入电压 $V_{\Phi R_IN}$ 的单个周期内的参考电流 i_{REF} 以及由此的电感器极限电流 i_{LIM} ,控制器506可分阶段进行功耗。控制器506也可改变整流输入电压 $V_{\Phi R_IN}$ 的连续或非连续周期内的电感器极限电流 i_{LIM} 以管理切换功率转换器508中的功耗。

[0060] 另外,在至少一种实施方式中,电流源608可根据由控制器506生成的可选的标度因子控制信号 C_{SCALE} 来改变标度因子 Z 的值。改变标度因子 Z 也根据标度因子 Z 来改变电感器极限电流 i_{LIM} 。通过改变整流输入电压 $V_{\Phi R_IN}$ 的单个周期内的标度因子 Z 以及由此的电感器极限电流 i_{LIM} ,控制器506可分阶段进行功耗。控制器506也可改变整流输入电压 $V_{\Phi R_IN}$ 的连续或非连续周期内的电感器极限电流 i_{LIM} 以管理切换功率转换器508中的功耗。在至少一种实施方式中,FET604和/或606利用多个并联连接的FET(未示出)来实施。在至少一种实施方式中,标度因子控制信号 C_{SCALE} 改变用于实施FET604和/或606的FET的数量,并因此改变标度因子。例如,在至少一种实施方式中,一个FET被用于实施FET606,且与用于实施FET606的这一个FET相同的200个FET被用于实施FET604,这提供标度因子200。通过禁用用于实施FET604的一个或多个FET,该控制器改变标度因子 Z 。另外,在至少一种实施方式中,控制器506对参考电流 i_{REF} 和标度因子 C_{SCALE} 进行控制以便控制电感器电流 i_L 。

[0061] 图8示出了关于当控制器506使开关路径功耗电路502消耗多余能量时的示例性电感器电流 i_L 和控制信号 CS_1 的波形800。参照图5、图6和图8,充电阶段和回扫阶段可根据需要穿插和混合有功耗阶段,以控制升压开关504中的功耗的时序、顺序和大小。在开关路径功耗电路600中混合并穿插功耗的具体时序和量是设计选择的问题。波形800表示示例性选择。

[0062] 在至少一种实施方式中,控制器506对控制信号 CS_1 进行调制以利用至少四个(4)状态来控制流过开关504的电流。状态1和2是当控制器506使升压开关504在高效模式下操作并由此通过升压开关504最小化功耗时的高效状态。状态3和4是当控制器506使升压开关504在功耗模式下操作时的低效状态。在功耗模式下的状态3和4期间,控制器506有意且主动地使升压开关504消耗功率。

[0063] 参照波形800和开关路径功耗电路600,在充电阶段 T_{C_1} 期间,控制信号 CS_1 使升压开关504饱和且电感器电流 i_L 随时间增加。在混合有充电阶段 T_{C_2} 和功耗阶段 T_{PD_1} 的开始,控制器506生成电流参考控制信号 C_{iREF} 和/或标度控制信号 C_{SCALE} 以减少电感器电流 i_L 的增长率,即减少 di_L/dt ,且控制信号 CS_1 处于状态3。

[0064] 在第三充电阶段 T_{C_3} 的开始,控制器506重新进入针对升压开关504的高效模式并增加电感器电流 i_L 的变化率 di_L/dt ,这减少升压开关504中的功耗。在状态3中,控制器504使升压开关504在功耗模式下操作。控制器506通过将电感器电流 i_L 的变化率 di_L/dt 限制为0来将第二功耗阶段 T_{PD_2} 穿插在混合的第二充电阶段 T_{C2} 与第一功耗阶段 T_{PD_1} 之间。将 di_L/dt 限制为0能保持电感器电流 i_L 恒定并消耗通过升压开关504和电流源602中的多余功率。控制器506生成微弱地使升压开关504保留接通但允许回扫阶段 T_{FB_1} 与第三功耗阶段 T_{PD_3} 混合的控制信号 CS_1 。在穿插的功耗阶段 T_{PD_4} 期间,控制器506关断升压开关504,且控制器506使电感器电流 i_L 受到限制并使 di_L/dt 等于零。在第二回扫阶段 T_{FB_2} 期间,控制器502接通升压开关504以允许全电感器电流 i_L 给链路电容器120充电。

[0065] 在功耗阶段 T_{PD_4} 期间,控制器506通过在状态4中生成控制信号 CS_1 来使升压开关504在功耗模式下操作。状态4对应于将电感器电流 i_L 限制在比与状态3相关联的极限更小的极限。

[0066] 图9示出了开关路径功耗电路900,其表示开关路径功耗电路502的一种实施方式。运算放大器902提供反馈路径以控制升压开关504的栅电压 V_G 和源电压 V_S 。控制器506控制参考电压 V_{REF} ,且比较器902驱动栅电压 V_G ,使得升压开关504的源电压 V_S 等于参考电压 V_{REF} 。源电压 V_S 和控制信号 CS_1 的电压电平构成跨功耗电阻器904上的电压差,这设定了电感器电流 i_L 的值。电感器电流 i_L 流过升压开关504和功耗电阻器904。由于控制器506控制源电压 V_S 和控制信号 CS_1 的电压电平,所以控制器506控制电感器电流 i_L 的值。因此,控制器506可控制电感器电流 i_L 并混合和/或穿插例如结合图7和图8所描述的功耗阶段。在开关路径功耗电路502、600和900中混合并穿插功耗的具体时序和量是设计选择的问题。

[0067] 图10示出了照明系统1000,其表示照明系统400的一种实施方式。照明系统1000包括受控回扫路径功耗电路1002,该电路1002表示受控回扫路径功耗电路406的一种实施方式。在至少一种实施方式中,照明系统1000通过控制回扫路径1002中的变压器初级电流 i_P 并限制初级电流 i_P 以控制功耗来通过回扫路径1004控制功耗。

[0068] 照明系统1000还包括对回扫路径功耗电路1002进行控制并生成控制信号 CS_2 以控制切换功率转换器1008的控制器506。在至少一种实施方式中,切换功率转换器1008是升压型切换功率转换器,诸如切换功率转换器108(图1),且控制器506对例如Melanson I和Melanson II中通常描述的切换功率转换器1008进行控制。

[0069] 在至少一种实施方式中,回扫路径功耗电路1002对初级电流 i_P 进行调制以便给变压器1012的初级侧线圈1010供电。变压器1012从初级侧线圈1010将能量转移到次级侧线圈1014以使次级电流 i_S 流过二极管1016并将负载电压电容器1018充电至负载电压 V_{LD} 。负载电压 V_{LD} 在灯1020上提供电压。

[0070] 当功率输入大于功率输出 $+P_{INH}$ 时,控制器506对回扫路径功耗电路1002进行操作以消耗多余能量。用于消耗多余能量的回扫路径功耗电路1002的具体实施和操作是设计选择的问题。

[0071] 图11示出了回扫功耗电路1100,其表示回扫功耗电路1002的一种实施方式。回扫功耗电路1100包括用于控制流过回扫FET1104的初级电流 i_P 的可控电流源1102。控制器506生成一个或多个电流源控制信号 $CSCS$ 和控制信号 CS_2 来控制流过回扫开关1104的初级电流。控制初级电流 i_P 允许回扫功耗电路1100以与控制开关路径功耗电路502(图5)的功耗类似的方式来控制功耗。

[0072] 图12示出了回扫路径功耗电路1200,其表示回扫路径功耗电路1002的一种实施方式。在至少一种实施方式中,控制器506通过控制变压器初级电流 i_P 并例如限制电流源1202中的初级电流 i_P 以及消耗电流源1202中的功率来通过回扫路径1004控制功耗。在至少一种实施方式中,电流源1202与电流源602(图6)相同,并如结合电流源602所述来起作用。在至少一种实施方式中,电流源1202限制流过回扫FET1104的初级电流 i_P 以限制初级电流 i_P (也称为“回扫电流”)。限制流过回扫开关1104的初级电流 i_P 会使电流源1202消耗功率。在至少一种实施方式中,控制器506通过回扫开关1104和电流源1202来控制功耗的穿插、混合和排序,以利用照明系统1000(图10)控制功耗。与照明系统500一样,在至少一种实施方式中,当

不利用回扫开关1104消耗功率时,控制器506生成控制信号CS₂来使回扫开关1104在高效模式下操作。同样与照明系统500一样,控制器506通过限制初级电流 i_P 来生成控制信号CS₂以使回扫开关1104在功耗模式下操作。因此,控制器506生成具有至少三个(3)状态的控制信号CS₂。状态的数量是设计选择的问题,且例如通过控制初级电流 i_P 的不同极限可增加或减少。

[0073] 图13示出了波形1302和1304,其示出了针对回扫功耗电路1000和1100的示例性初级侧和次级侧电流。参照图12和图13,波形1302中的电流 i_{P_0} 和 i_{S_0} 分别表示初级侧电流和次级侧电流。当没有利用控制器506对回扫路径功耗电路1200中的功耗进行的主动控制时,回扫开关1104在初级侧电流 i_{P_0} 上升的充电阶段 T_C 期间接通。当控制器506关断回扫开关1104时,回扫阶段 T_{FB_0} 开始。与照明系统500一样,在至少一种实施方式中,当未由回扫开关1104消耗功率时,控制器506生成控制信号CS₂以使回扫开关1104在高效模式下操作。

[0074] 参照波形1304,当控制器506主动控制回扫路径功耗电路1200中的功耗时,在至少一种实施方式中,电流源1202生成初级侧极限电流 i_{LIM_FB} 以限制初级侧电流 i_P 并延迟回扫阶段 T_{FB_1} ,直至完成功耗阶段 T_{PD} 。在功耗阶段 T_{PD} 期间,初级侧电流 i_P 是恒定的,因此初级侧线圈1010上的电压为零,并通过回扫FET1104和电流源1202消耗功率。

[0075] 图14示出了波形1400,其示出了针对回扫功耗电路1000和1100的示例性初级侧和次级侧电流。在至少一种实施方式中,控制器506对多个初级侧极限电流(诸如极限电流 $i_{LIM_FB_1}$ 和 $i_{LIM_FB_2}$)进行协调,以利用回扫路径功耗电路1200进行分阶段功耗。控制器506可通过设定参考电流 i_{REF} 与控制信号 C_{IREF} 、设定标度因子 Z 与控制信号 C_{SCALE} 或设定参考电流 i_{REF} 和标度因子 Z 来控制多个极限电流 $i_{LIM_FB_1}$ 和 $i_{LIM_FB_2}$,如结合电流源602(图6)所述。利用回扫功耗电路1200分阶段进行功耗例如是利用回扫开关1104和电流源1202对功耗进行热管理。

[0076] 图15示出了回扫路径功耗电路1500,其表示回扫路径功耗电路1002的一种实施方式。在至少一种实施方式中,回扫路径功耗电路1500通过电阻器1502消耗功率。辅助功率绕组1504在初级侧线圈的回扫阶段期间从初级侧线圈1210接收能量。栅电压 V_G 使FET1506的栅极偏压,且控制器506利用源控制信号CS₃对FET1506的导电性进行控制。当控制器506确定功率输入不等于功率输出+ P_{INH} 时,控制器506开启FET1506,这允许来自辅助绕组1504的电流 i_{AUX} 流过二极管1508和电阻器1502。在至少一种实施方式中,控制器506在辅助电流 i_{AUX} 的一个或多个周期内消耗等于功率输入与功率输出+ P_{INH} 之差的功率量。

[0077] 图16示出了照明系统1600,其表示照明系统400的一种实施方式。照明系统1600包括用于消耗照明系统1600中的多余功率的链路路径功耗电路1602。链路路径功耗电路1602是有源电路,其表示链路路径功耗电路404的一种实施方式。一般地,当功率输入超过功率输出+ P_{INH} 时,链路路径功耗电路1602通过输出功耗路径1604来主动消耗多余能量。有源电路包括除无源组件(诸如电阻器)之外的电路组件。有源电路响应一个或多个信号,诸如链路电压信号。在至少一种实施方式中,链路路径功耗电路1602监测链路电压 V_{LINK} 。当功率输入超过功率输出+ P_{INH} 时,若照明系统1600不消耗多余能量,则链路电压 V_{LINK} 将增加。因此,在至少一种实施方式中,链路路径功耗电路1602监测链路电压 V_{LINK} ,且当链路电压 V_{LINK} 超过预定参考链路电压时,链路路径功耗电路1602消耗多余能量。链路路径功耗电路1602的具体实施和控制是设计选择的问题。

[0078] 图17示出了示例性链路路径功耗电路1700,其表示链路路径功耗电路1602的一种实施方式。链路路径功耗电路1700包括形成基于电阻器的分压器以生成标度链路电压 V_{LINK_SCALE} 的串联连接的电阻器1702和1704。链路路径功耗电路1700通过比较标度链路电压 V_{LINK_SCALE} 与参考链路电压 V_{LINK_REF} 来监测链路电压 V_{LINK} 。参考链路电压 V_{LINK_REF} 利用链路路径功耗电路1700来建立针对功耗的阈值。标度链路电压 V_{LINK_SCALE} 使比较器1706的正相输入端偏压,且参考链路电压 V_{LINK_REF} 使比较器1706的反相输入端偏压。当标度链路电压 V_{LINK_SCALE} 超过参考链路电压 V_{LINK_REF} 时,比较器1706使开关1708偏压,这使初级电流 i_P 流过功耗电阻器1710和开关1708。开关1708的实施是设计选择的问题。在至少一种实施方式中,开关1708是双极结型晶体管(BJT),且比较器1706使BJT开关1708的基极偏压。在至少一种实施方式中,开关1708是FET,且比较器1706使FET开关1708的栅极偏压。相反地,当标度链路电压 V_{LINK_SCALE} 小于参考链路电压 V_{LINK_REF} 时,比较器1706关断开关1708,这停止电流流入功耗电阻器1710以及由功耗电阻器1710产生功率消耗。与参考链路电压 V_{LINK_REF} 相对应的特定链路电压 V_{LINK} 是设计选择的问题,且例如是正常操作的链路电压 V_{LINK} 的105%–120%。在至少一种实施方式中,参考链路电压 V_{LINK_REF} 约为输入电压 V_{IN} 的115%,等于110V_{rms},以及是输入电压 V_{IN} 的107%,等于230V_{rms}。

[0079] 图18示出了示例性链路路径功耗电路1800,其表示链路路径功耗电路1602的一种实施方式。链路路径功耗电路1800包括形成基于电阻器的分压器以生成标度链路电压 V_{LINK_SCALE} 的串联连接的电阻器1802和1804。链路路径功耗电路1800通过使用用于将模拟标度链路电压 V_{LINK_SCALE} 转换为数字值标度链路电压 $V_{LINK_SCALE}(n)$ 的模数转换器1806来监测链路电压 V_{LINK} 。逻辑1808通过确定标度链路电压 V_{LINK_SCALE} 是否表示链路电压 V_{LINK} 大于特定阈值来确定链路路径功耗电路1800是否应消耗多余能量。特定阈值是设计选择的问题,且例如是标准操作的链路电压 V_{LINK} 的105%–120%。若逻辑1808确定链路路径功耗电路1800应消耗多余能量,则逻辑1808对开关1812的导电性进行控制。在至少一种实施方式中,开关1812是BJT,且逻辑1808对电流源1812进行控制以便使BJT开关1812的发射极偏压并对初级电流 i_P 通过功耗电阻器1814的流通进行控制。在至少一种实施方式中,开关1812是FET,且逻辑1808对电流源1812进行控制以便使FET开关1812的源极偏压并对初级电流 i_P 通过功耗电阻器1814的流通进行控制。

[0080] 逻辑1808和电流源1810的实施是设计选择的问题。在至少一种实施方式中,电流源1810与电流源602(图6)相同,且逻辑1808可对电流源1810的参考电流(未示出)和/或标度因子(未示出)进行控制。在至少一种实施方式中,逻辑1808包括处理器(未示出),该处理器执行代码以根据预定算法在功耗期间确定初级电流的特定混合、穿插和极限。在至少一种实施方式中,算法作为可执行代码被存储在逻辑1808的存储器(未示出)中。具体算法是设计选择的问题。在至少一种实施方式中,算法使功耗电阻器1814消耗功率,直至标度链路电压 V_{LINK_SCALE} 表示链路电压 V_{LINK} 已降至预定值,诸如灯418(图4和图16)的正常操作水平。

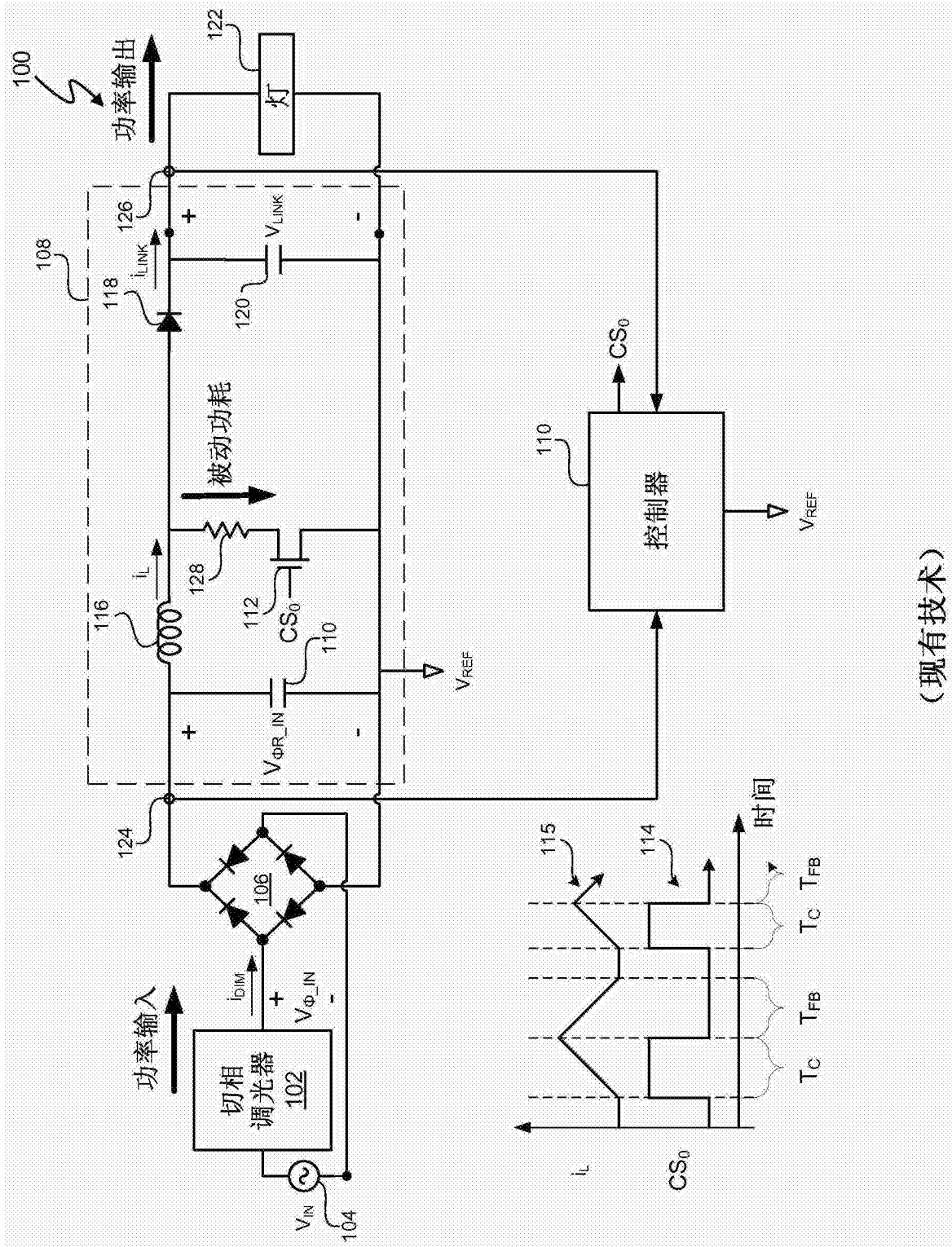
[0081] 参照图4,在至少一种实施方式中,控制器408控制开关路径功耗电路402、链路路径功耗电路404和/或回扫路径功耗电路406以便在功率输入大于功率输出+ P_{INH} 加上照明系统400的固有损耗时消耗功率。在至少一种实施方式中,控制器408可根据需要引入功耗阶段以消耗多余能量。图19示出了针对三个示例性时间帧A、B和C的示例性功耗阶段穿插时间表1900。在至少一种实施方式中,单个时间帧(诸如时间帧A、B或C)是指在紧随先前回扫阶

段之后的第一充电阶段开始时与紧接在下一充电阶段之前的回扫阶段结束之间的时间。在时间帧A中,功耗阶段1902穿插在充电阶段1904与回扫阶段1906之间。在整流输入电压 $V_{\Phi R_IN}$ 的后续时间帧B中,回扫阶段1908紧随充电阶段1910,且时间帧B中不存在功耗阶段。时间帧B可以是在时间帧A之后的连续时间帧或非连续时间帧。控制器506(图5)诸如在功率输入等于功率输出+ P_{INH} 时可能由于各种原因而避免包括时间帧B中的功耗阶段,或者在发起另一功耗阶段之前允许组件冷却。在整流输入电压 $V_{\Phi R_IN}$ 的时间帧C中,控制器506将功耗阶段1912穿插在充电阶段1914与回扫阶段1916之间。

[0082] 图20示出了针对单个时间帧的示例性功耗混合和穿插时间表2000。在至少一种实施方式中,单个时间帧是指在紧随先前回扫阶段之后的第一充电阶段开始时与紧接在下一充电阶段之前的回扫阶段结束之间的时间。功耗阶段2002与充电阶段2004混合并与后续充电阶段2006穿插。后续功耗阶段2008出现在充电阶段2006之后。功耗阶段2010穿插在回扫阶段2012与2014之间,且还与回扫阶段2014混合。功耗阶段2009在充电阶段2006开始之后以及后续回扫阶段2012结束之前开始。穿插和混合的充电阶段和回扫阶段以及功耗阶段的数量和时序是设计选择的问题,且例如取决于消耗的功率的量和组件的热管理。

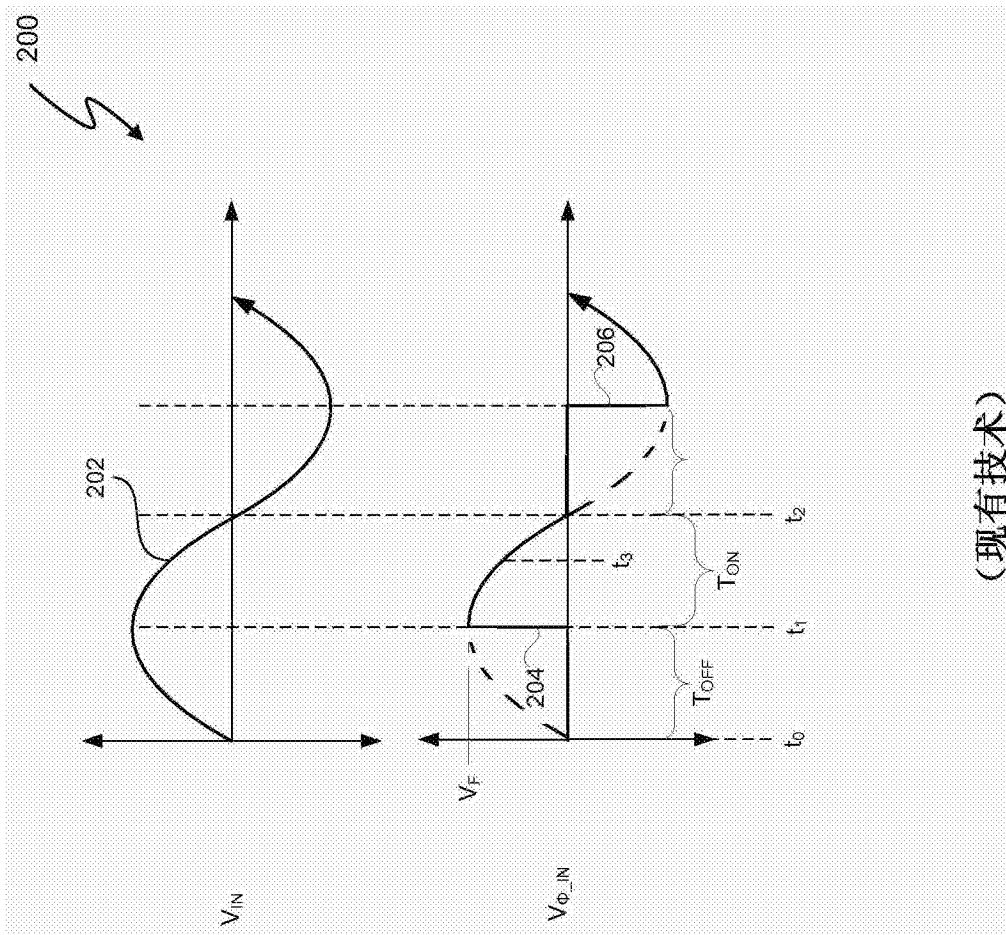
[0083] 因此,照明系统包括当从前沿切相调光器进入切换功率转换器的功率大于切换功率转换器的功率输出时用于控制照明系统中的多余功率的消耗的一种或多种方法和系统。在至少一种实施方式中,为控制多余能量的消耗,控制器在一个或多个受控功耗阶段期间,对一个或多个功耗电路进行控制。在至少一种实施方式中,控制器产生与一个或多个切换功率转换器充电和/或回扫阶段混合和/或穿插的一个或多个功耗阶段。

[0084] 尽管已详细描述了实施方式,但应当理解,在不背离由所附权利要求限定的本发明的精神和范围的情况下,可对其进行各种修改、替代和改变。



(现有技术)

图1



(现有技术)

图2

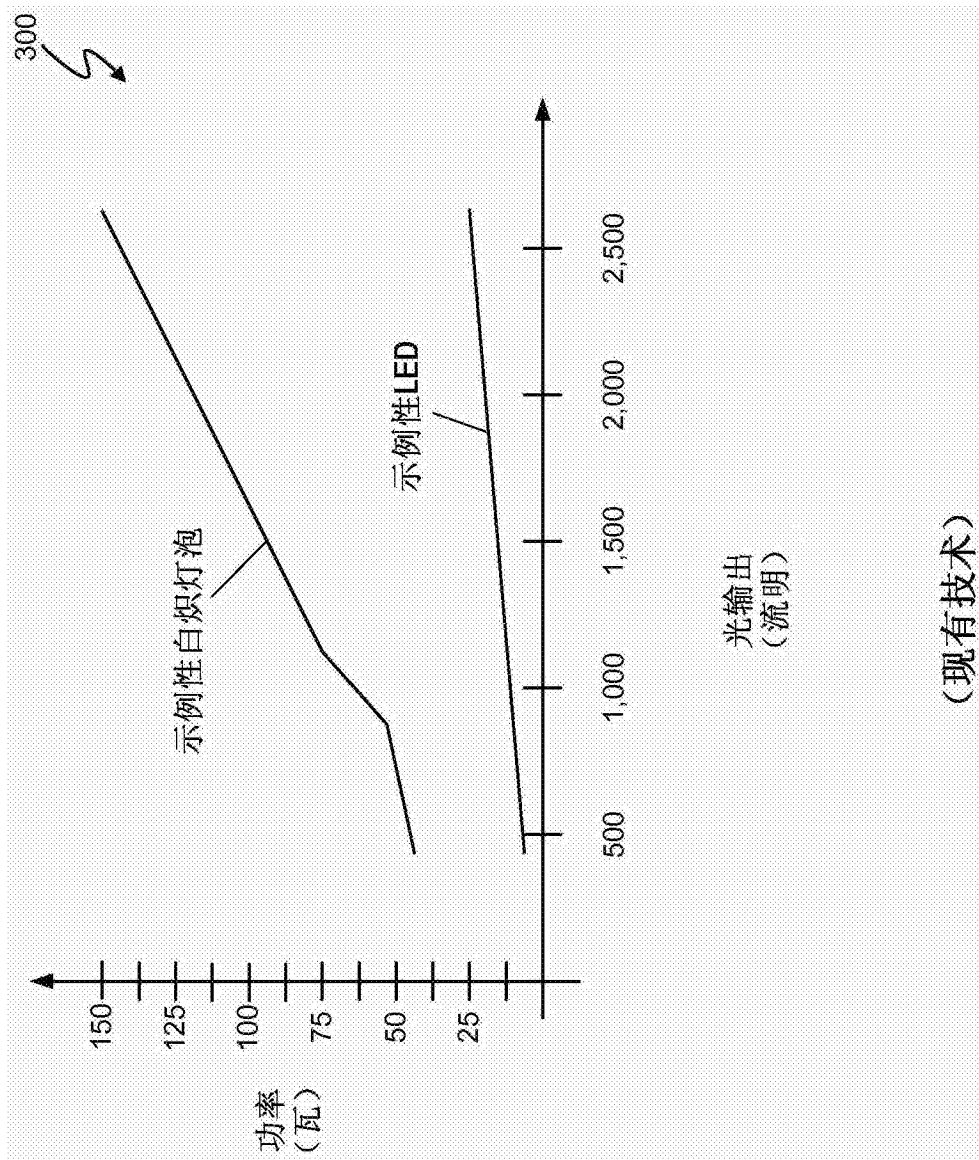


图3

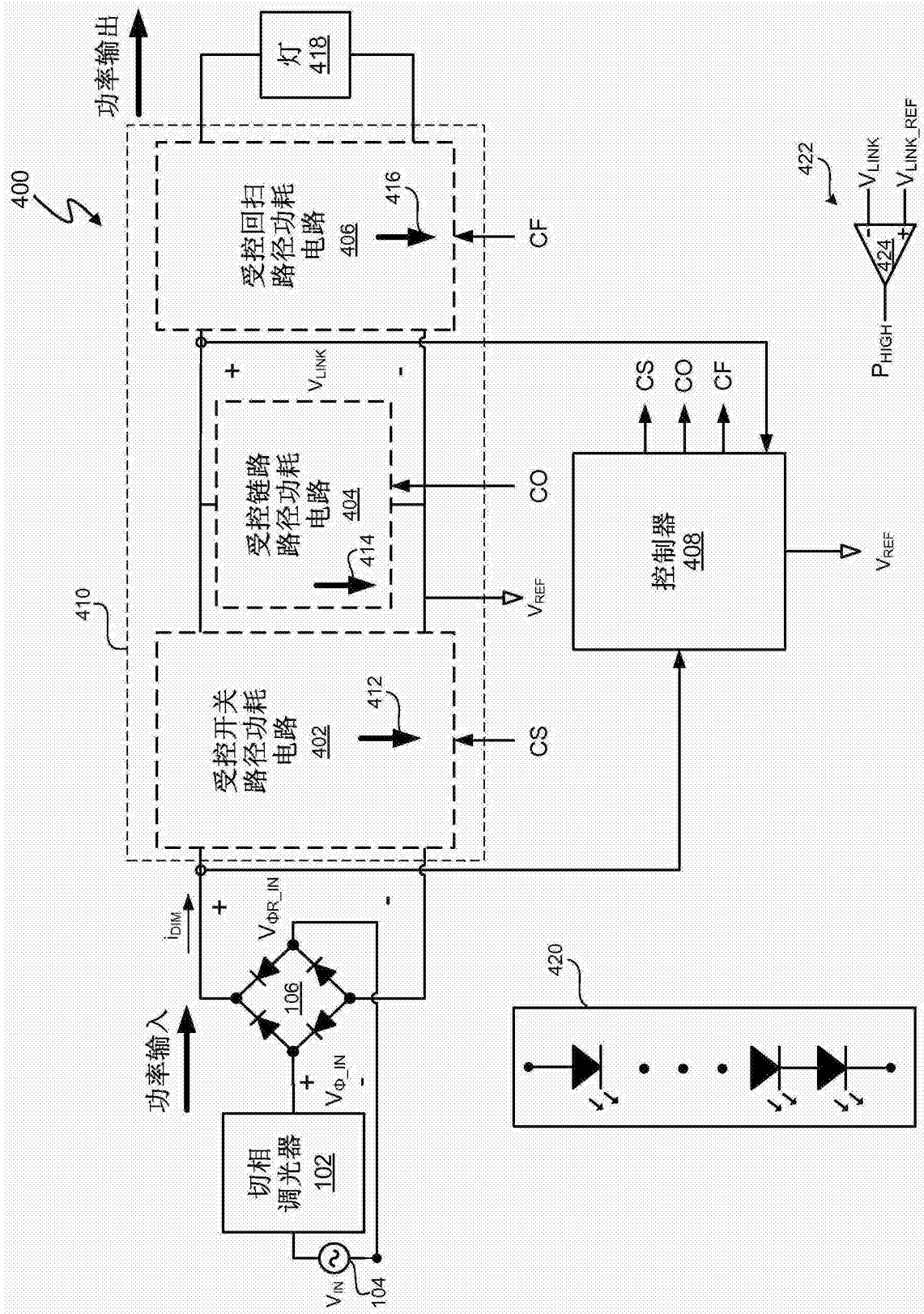


图4

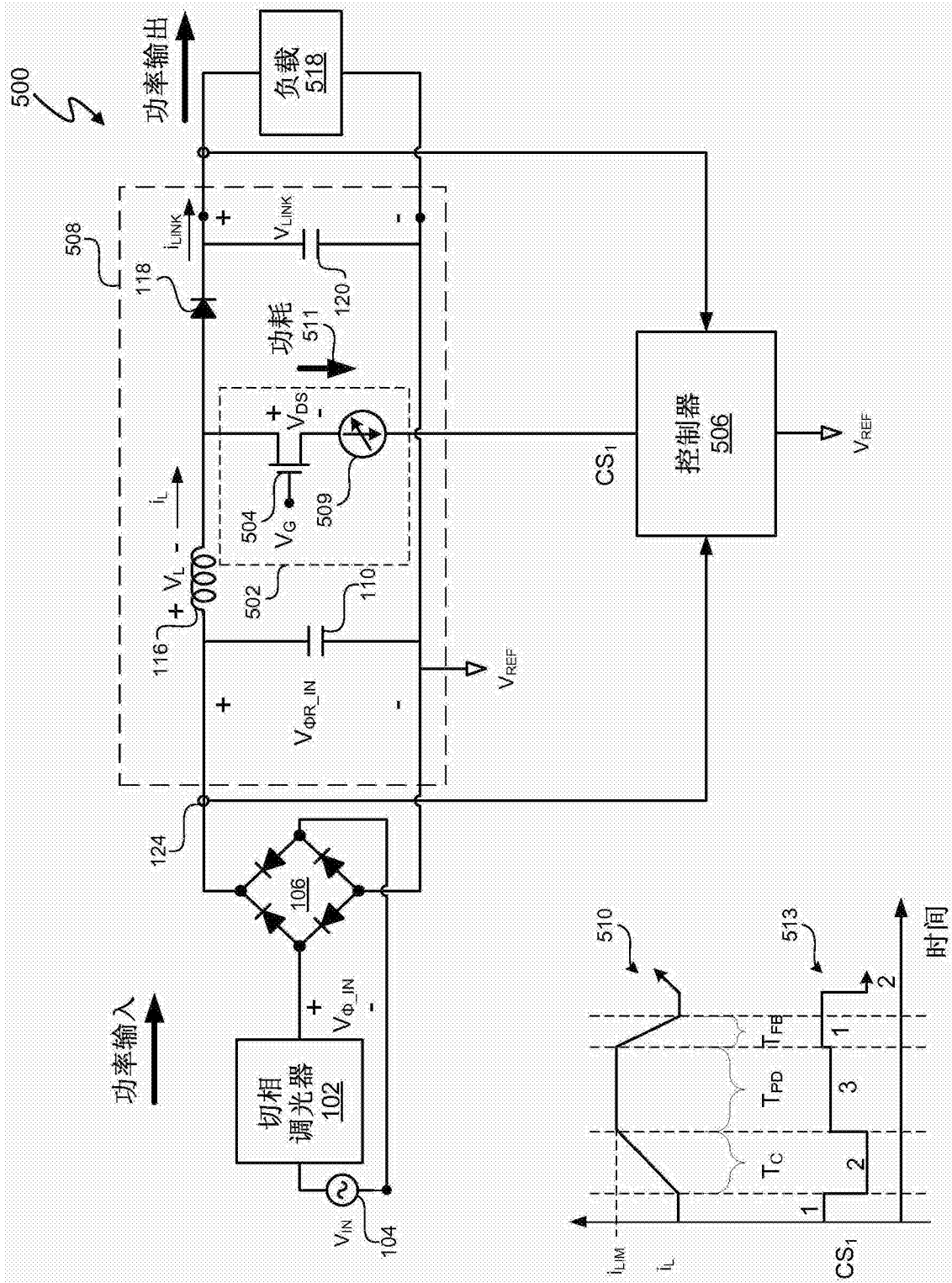


图5

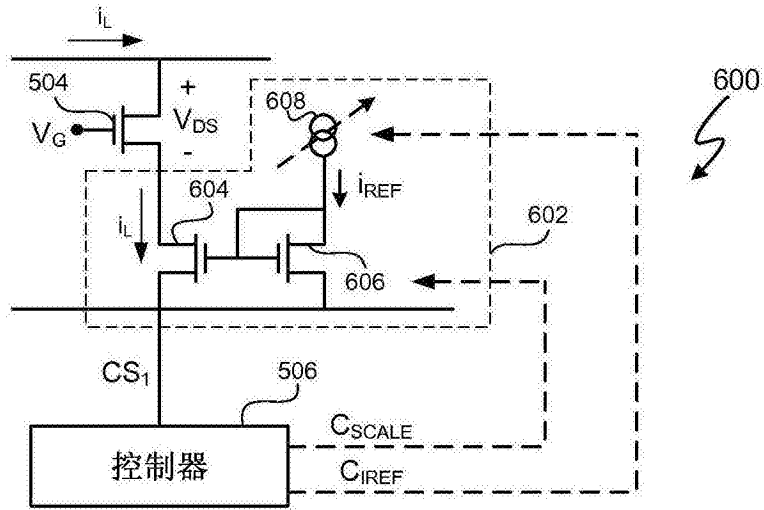


图6

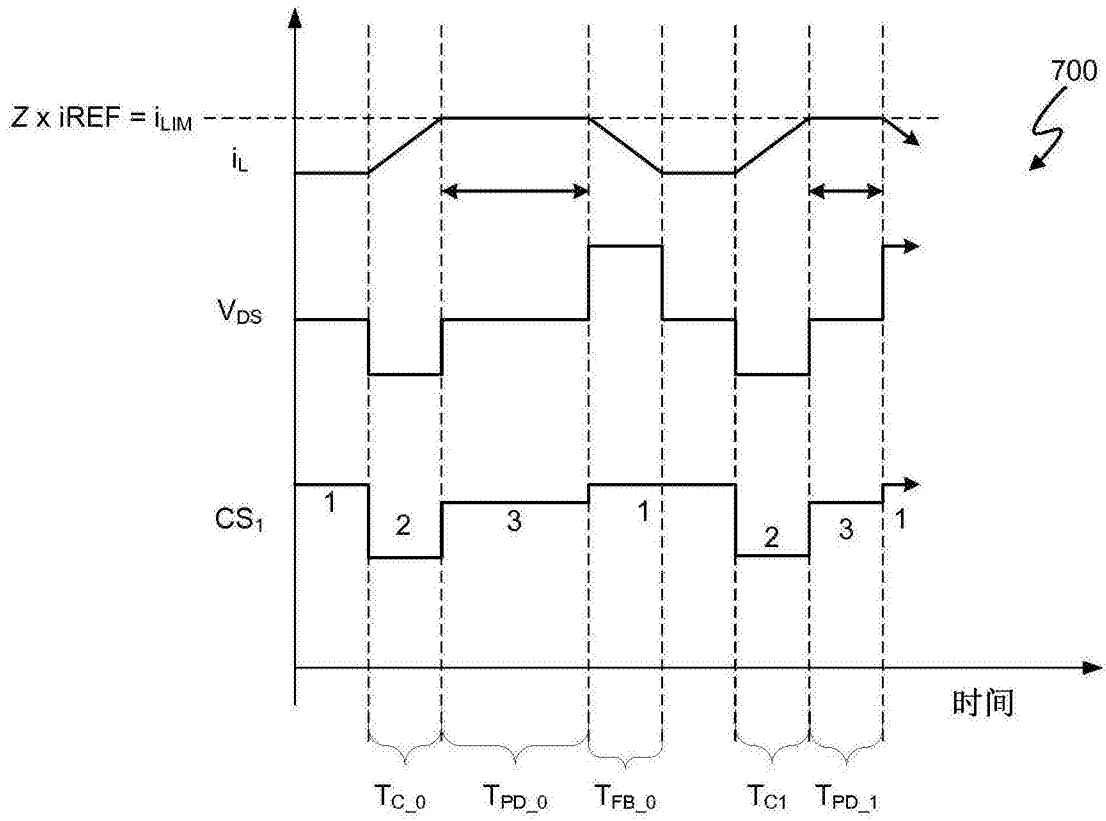


图7

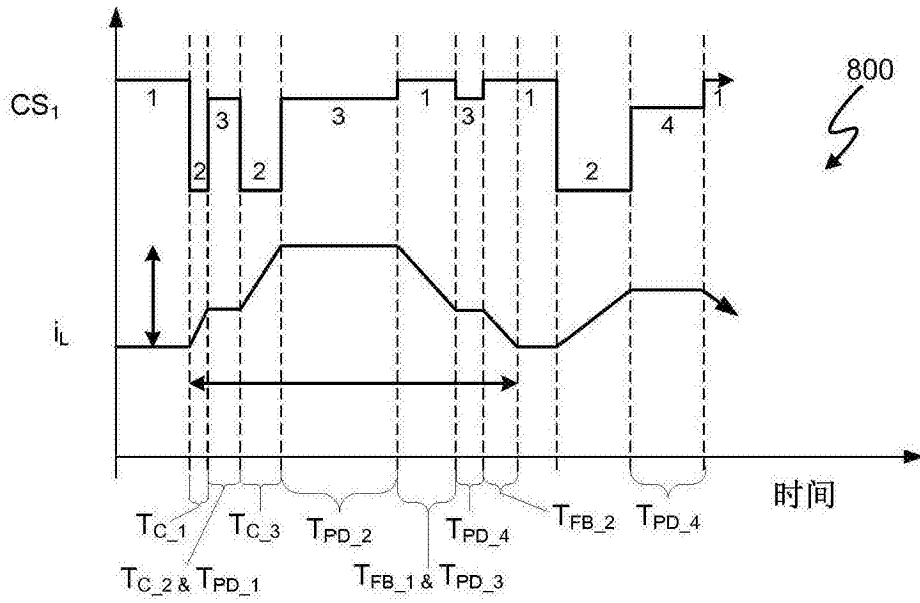


图8

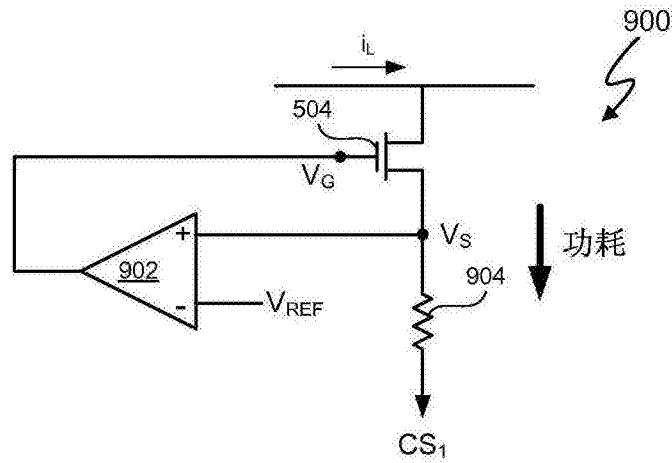


图9

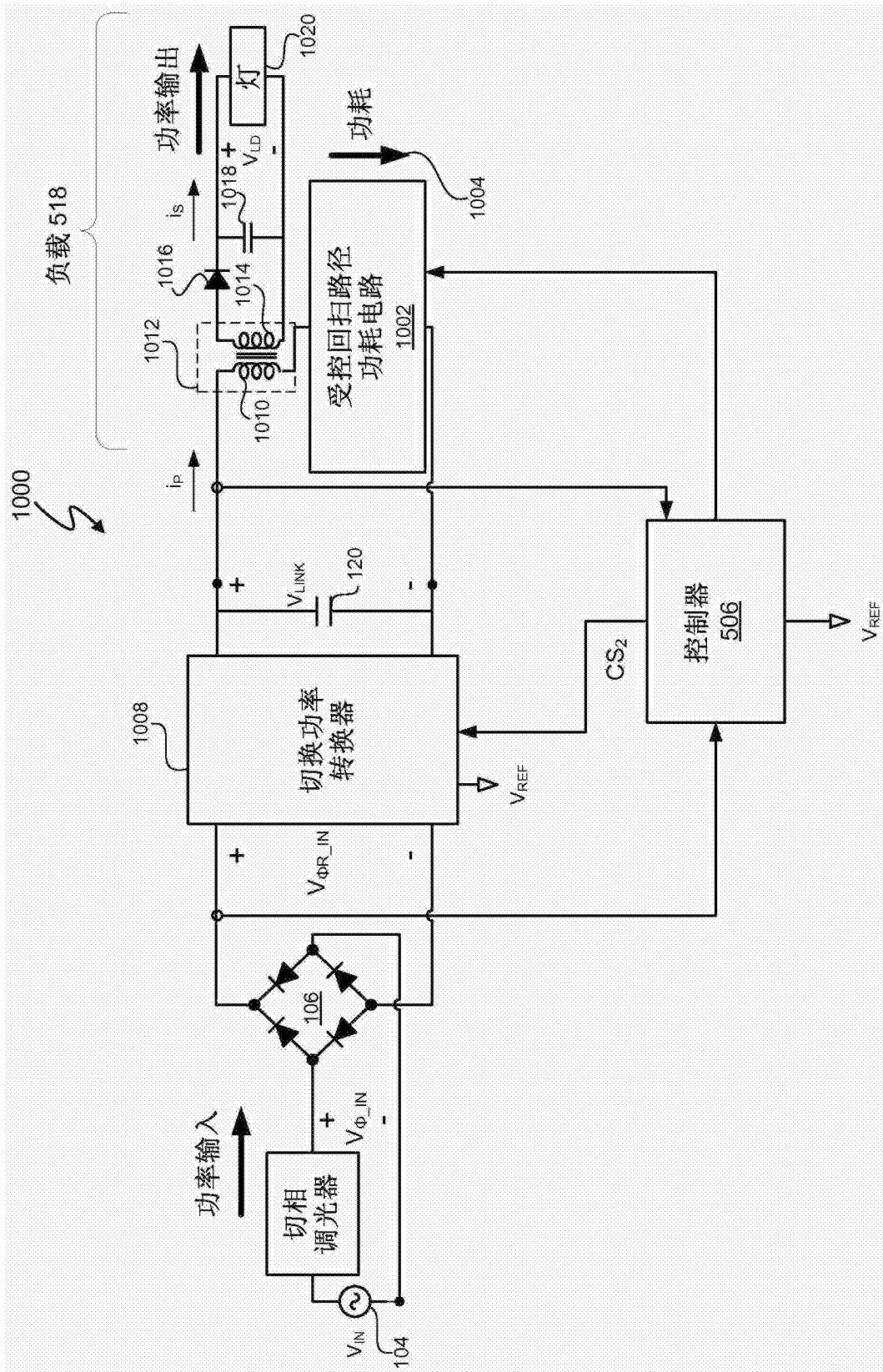


图10

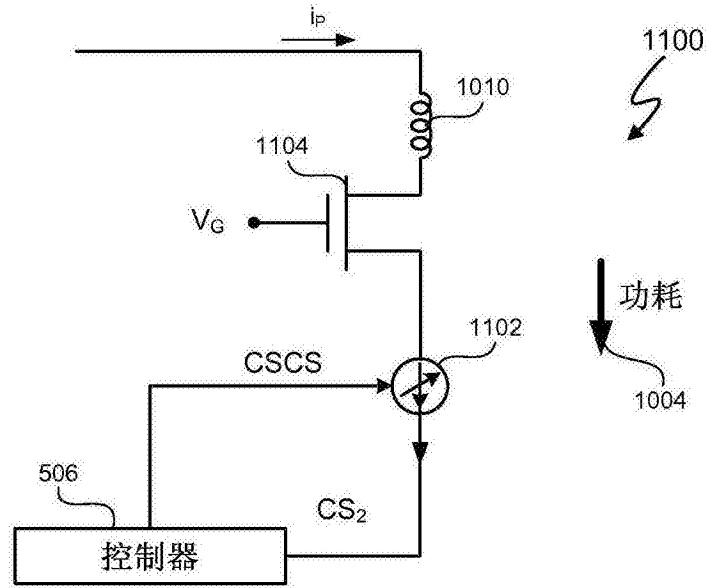


图11

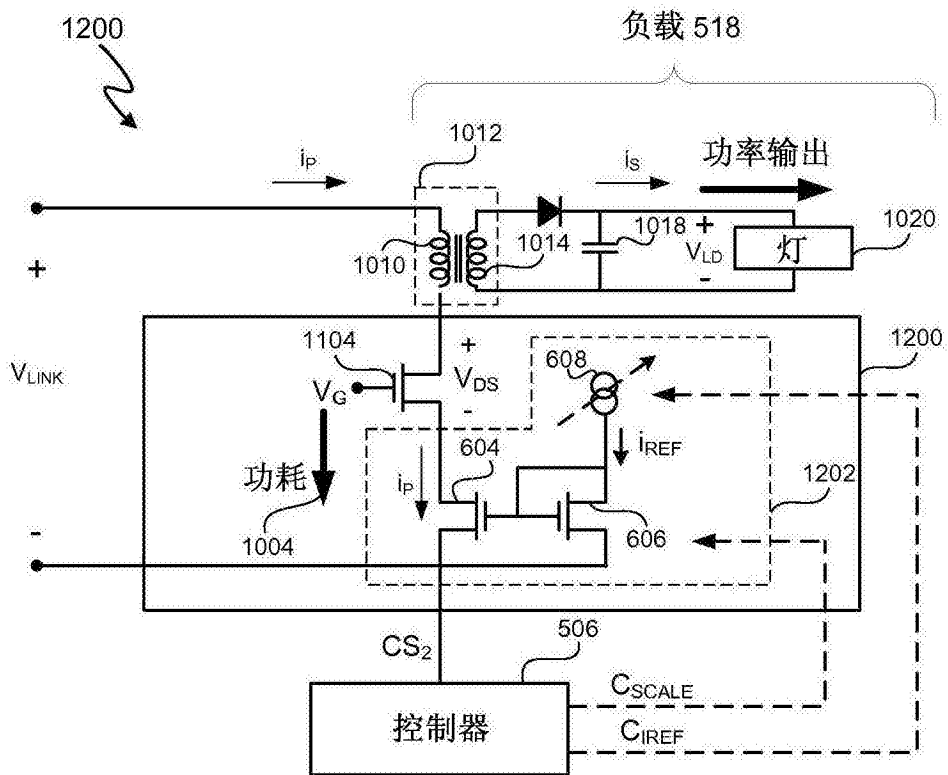


图12

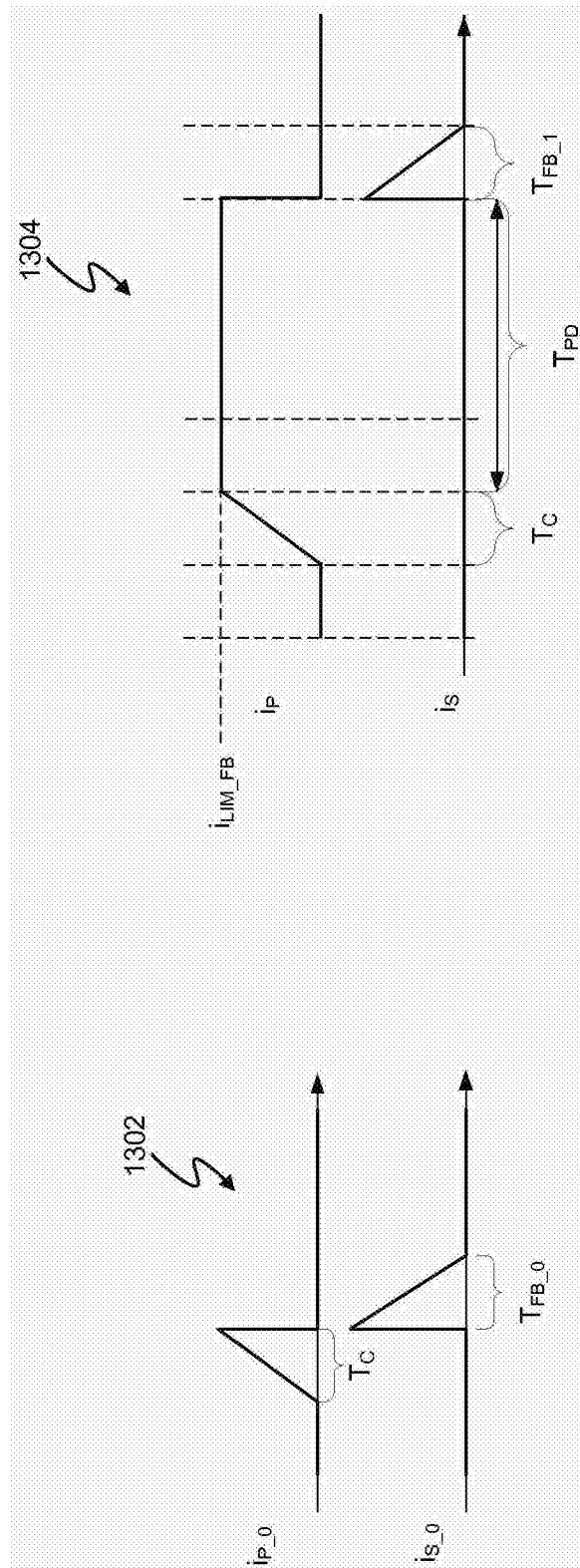


图13

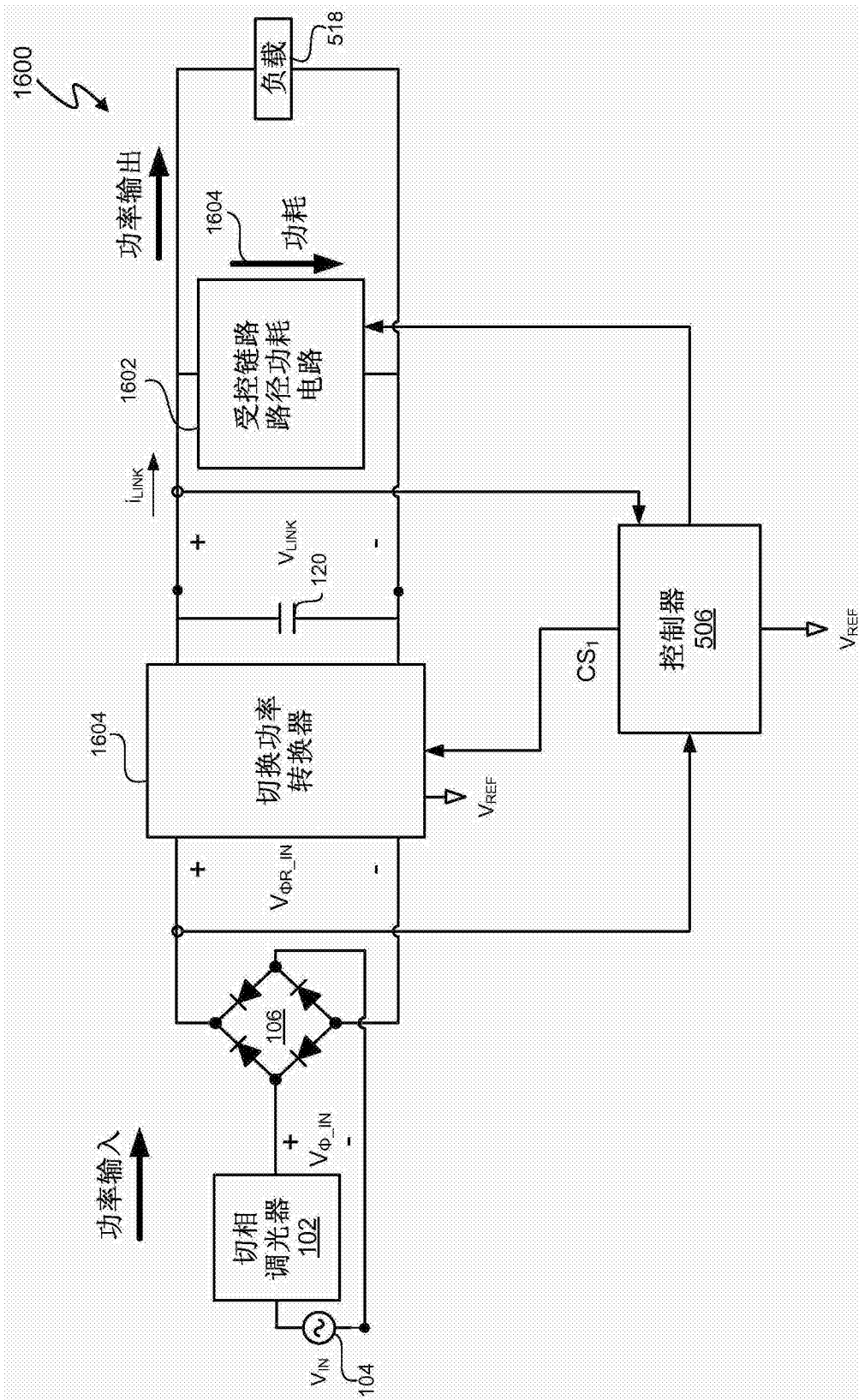


图16

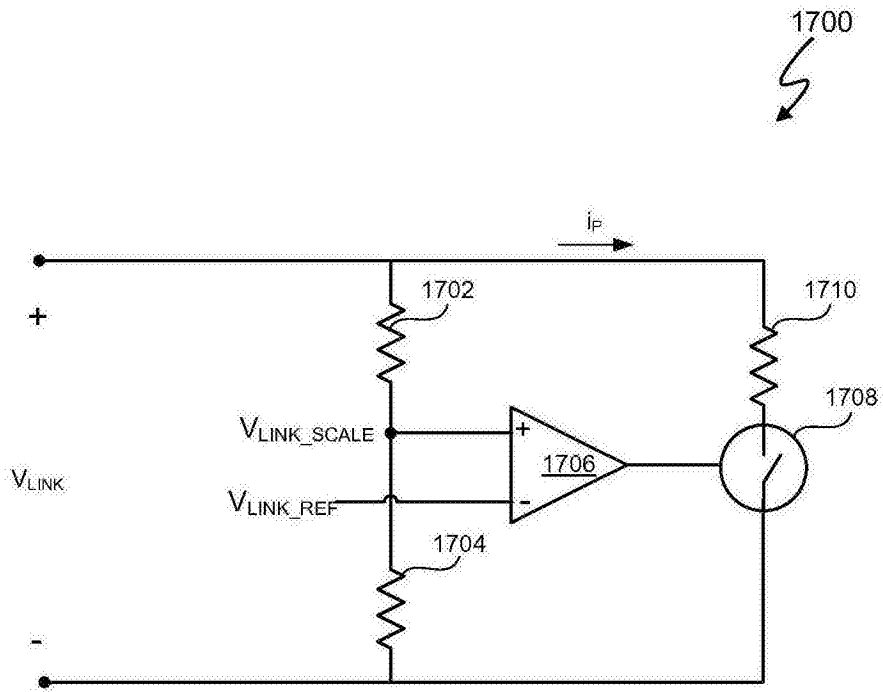


图17

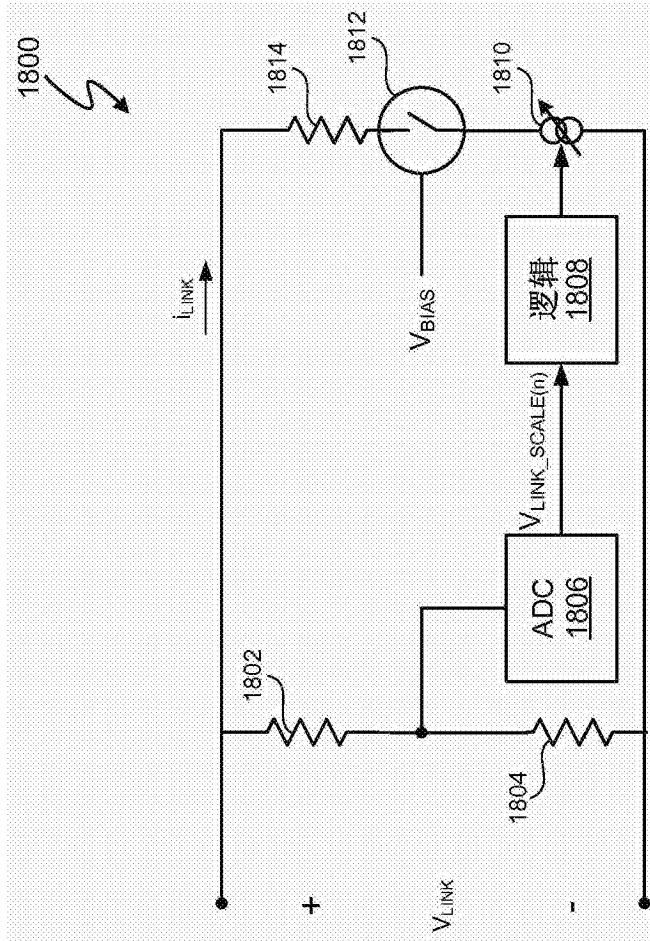


图18

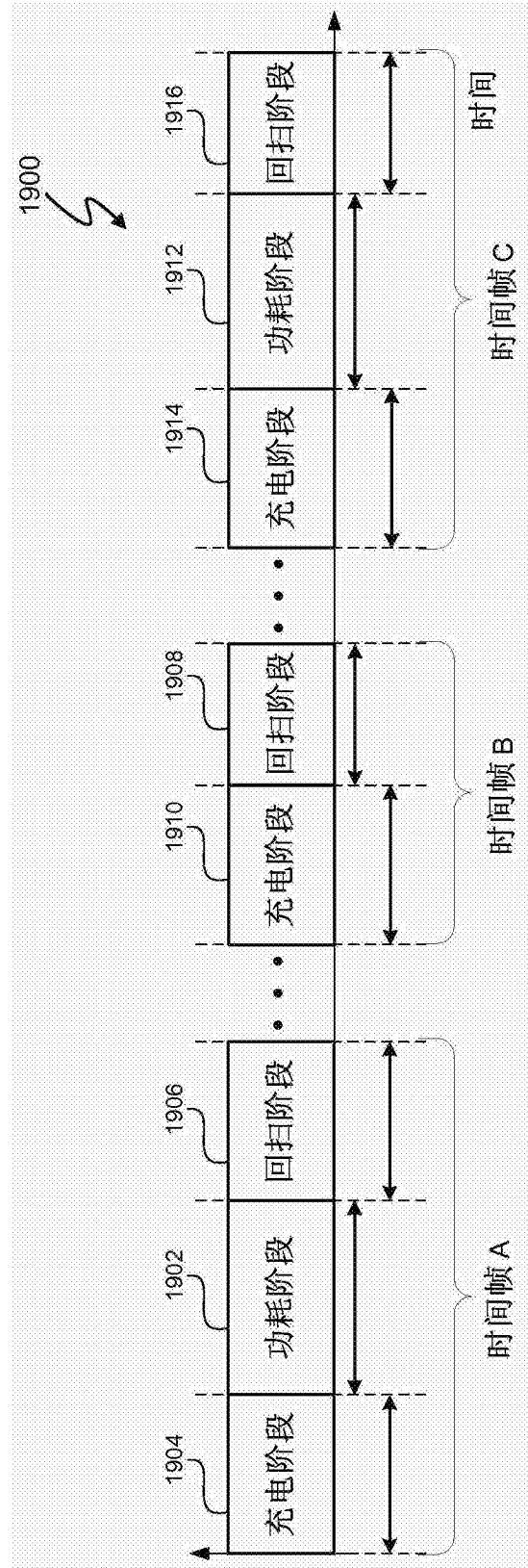


图19

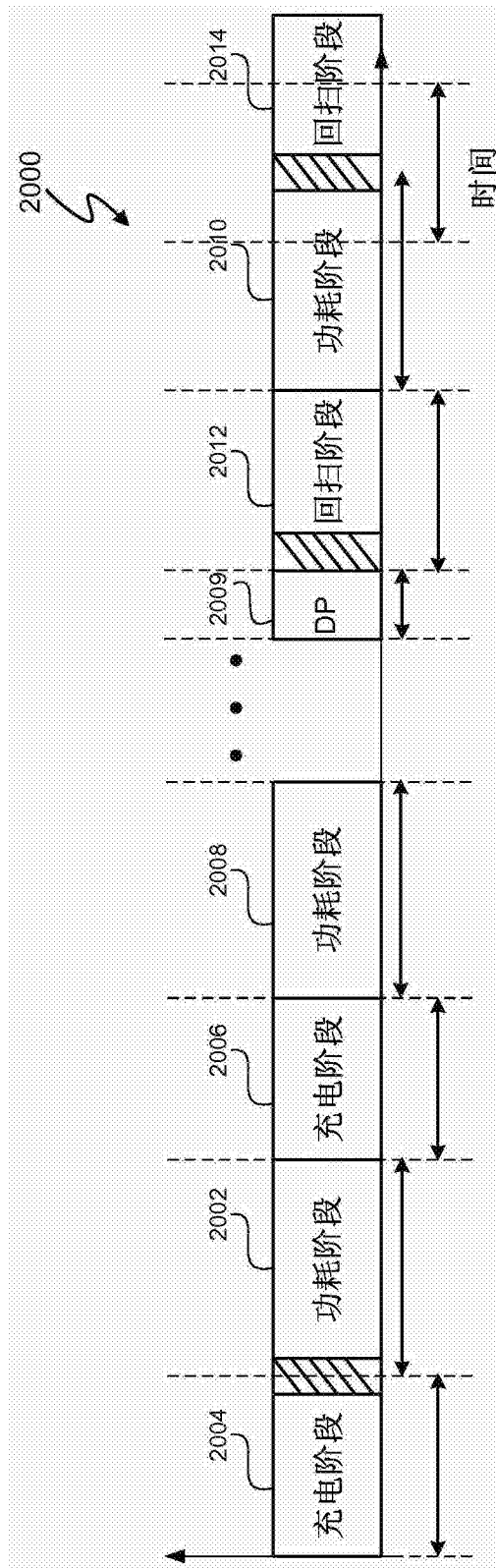


图20