



# (12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105493633 B

(45)授权公告日 2018.07.10

(21)申请号 201380077370.9

(72)发明人 胡志敏 任雪刚

(22)申请日 2013.05.10

(74)专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限公司 11227

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 105493633 A

代理人 康建峰 陈炜

(43)申请公布日 2016.04.13

(51)Int.Cl.

(85)PCT国际申请进入国家阶段日  
2015.12.11

H05B 37/02(2006.01)

(86)PCT国际申请的申请数据  
PCT/CN2013/075496 2013.05.10

审查员 倪亚萍

(87)PCT国际申请的公布数据  
W02014/179994 EN 2014.11.13

(73)专利权人 上海新进半导体制造有限公司  
地址 200241 上海市徐汇区宜山路800号  
专利权人 BCD半导体制造有限公司

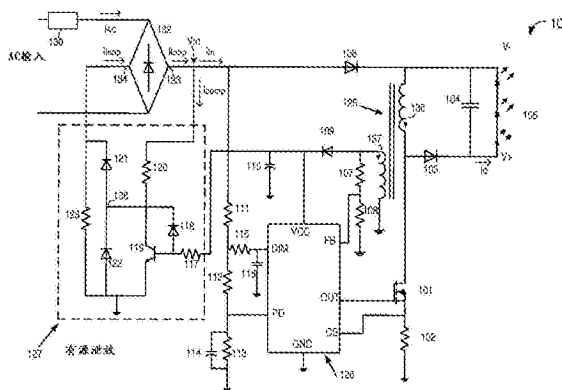
权利要求书5页 说明书13页 附图17页

## (54)发明名称

用于具有TRIAC调光器的LED灯的电源

## (57)摘要

在开关式电源(SMPS)中设置了泄放电路(127),该泄放电路(127)在回路电流下降至TRIAC的保持电流以下时提供补偿电流以减轻光闪烁问题。此外,在本发明的实施例中还提供了能够使输出电流与输入电压同相位的自动功率因数校正。功率因数校正不仅提高了电源的效率,还可以减小补偿电流和补偿电流流动的持续时间,从而降低泄放电路(127)中的功耗。



1. 一种用于具有TRIAC调光器的发光二极管LED照明系统的电源,所述TRIAC是用于交变电流的三极管,所述电源包括:

整流电路,所述整流电路用于通过TRIAC调光器耦接至AC输入电压,所述TRIAC调光器的特征在于保持电流,所述整流电路具有第一输出端子和第二输出端子;

变压器,所述变压器耦接至所述整流电路的第一输出端子以接收经整流的DC输入电压,所述变压器具有初级绕组和次级绕组;

电力开关,所述电力开关耦接至所述变压器的所述初级绕组;

控制器,所述控制器耦接至所述电力开关以用于控制所述初级绕组中的电流流动以向LED负载提供受控的输出,所述控制器被配置成控制所述初级绕组中的电流脉冲,使得由所述电流脉冲的峰值点形成的包络波形与所述AC输入电压同相位,从而提高所述电源的功率因数;以及

泄放电路,所述泄放电路耦接至所述整流电路,其中,所述泄放电路被配置成当整流电路的输出电流小于预设限度时提供补偿电流,将流过所述整流电路的电流维持于等于或大于所述TRIAC的保持电流,

其中,所述泄放电路包括:

串联地耦接在所述整流电路的第一输出端子与地之间的第一电阻器和双极型晶体管,所述第一电阻器连接至所述整流电路的第一输出端子和所述双极型晶体管的集电极,所述双极型晶体管的发射极连接至地,所述双极型晶体管的基极耦接至偏置电压;

耦接在所述整流电路的所述第二输出端子与地之间的第二电阻器;以及

串联地耦接在所述整流电路的所述第二输出端子与所述双极型晶体管的基极之间的第一二极管和第二二极管,所述第一二极管的阴极连接至所述整流电路的第二输出端子,所述第一二极管的阳极连接至所述第二二极管的阴极,所述第二二极管的阳极连接至所述双极型晶体管的基极;

其中,对所述第二电阻器的电阻R进行选择,使得

$$R = \frac{V_{d1} + V_{d2} - V_{BE}}{I_{hold}}$$

其中:

$V_{d1}$ 是所述第一二极管的正向电压降,

$V_{d2}$ 是所述第二二极管的正向电压降,

$V_{BE}$ 是所述双极型晶体管的正向基极发射极电压,以及

$I_{hold}$ 是所述TRIAC调光器的保持电流。

2. 根据权利要求1所述的电源,其中,所述控制器包括:

第一输入端子,所述第一输入端子用于从所述次级绕组接收工作电力;

第二输入端子,所述第二输入端子用于感测来自所述整流电路的平均电流,以确定输出至所述LED负载的所述受控的输出的幅度;

第三输入端子,所述第三输入端子用于感测所述经整流的DC输入电压以用于控制所述初级绕组中的所述电流脉冲;以及

输出端子,所述输出端子用于控制所述电力开关的通断。

3. 根据权利要求1所述的电源,其中,所述变压器的所述初级绕组通过二极管和电容器耦接至所述LED负载。

4. 根据权利要求1所述的电源,其中,所述控制器和所述泄放电路被包括在单个集成电路IC中。

5. 根据权利要求1所述的电源,其中:

$$R = \frac{0.7V}{I_{hold}}$$

其中,R是所述第二电阻器的电阻以及 $I_{hold}$ 是所述TRIAC的保持电流。

6. 根据权利要求1所述的电源,还包括耦接在所述第一二极管与地之间的第三二极管,所述第三二极管的阴极连接至所述第一二极管的阳极,所述第三二极管的阳极连接至地。

7. 根据权利要求1所述的电源,其中,所述控制器被配置成生成具有与所述经整流的DC输入电压同相位的幅度的相位参考电压;以及

所述控制器被配置成在与所述初级绕组中的电流关联的电压信号达到所述相位参考电压时断开所述初级绕组中的电流流动。

8. 根据权利要求7所述的电源,其中,所述相位参考电压包括正弦电压信号,所述正弦电压信号的特征在于:

与所述AC输入电压的频率匹配的频率;以及

与期望输出电流成比例的幅度。

9. 一种用于具有TRIAC调光器的发光二极管LED照明系统的电源,所述TRIAC是用于交变电流的三极管,所述电源包括:

整流电路,所述整流电路用于通过TRIAC调光器耦接至AC输入电压,所述TRIAC调光器的特征在于保持电流,所述整流电路具有第一输出端子和第二输出端子;

变压器,所述变压器耦接至所述整流电路的第一输出端子以接收经整流的DC输入电压,所述变压器具有初级绕组和次级绕组;

电力开关,所述电力开关耦接至所述变压器的所述初级绕组;

控制器,所述控制器耦接至所述电力开关以用于控制所述初级绕组中的电流流动以向LED负载提供受控的输出,所述控制器被配置成控制所述初级绕组中的电流脉冲,使得由所述电流脉冲的峰值点形成的包络波形与所述AC输入电压同相位,从而提高所述电源的功率因数;以及

泄放电路,所述泄放电路耦接至所述整流电路,其中,所述泄放电路被配置成当整流电路的输出电流小于预设限度时提供补偿电流,将流过所述整流电路的电流维持于等于或大于所述TRIAC的保持电流,

其中,所述泄放电路包括:

串联地连接在所述整流电路的第一输出端子与地之间的第一电阻器和MOS晶体管,所述第一电阻器连接至所述整流电路的第一输出端子和所述MOS晶体管的漏极,所述MOS晶体管的源极连接至地,所述MOS晶体管的栅极耦接至偏置电压;

耦接在所述MOS晶体管的栅极与所述晶体的第二输出端子之间的第一齐纳二极管,所述第一齐纳二极管的阳极连接至所述整流电路的第二输出端子,所述第一齐纳二极管的

阴极连接至所述MOS晶体管的栅极;以及

耦接在所述整流电路的所述第二输出端子与地之间的第二电阻器;

其中,所述MOS晶体管的栅极耦接至偏置电压,并且对所述第二电阻器的电阻R进行选择,使得

$$R = \frac{V_{zener} - V_{TH}}{I_{hold}}$$

其中, $V_{zener}$ 是所述第一齐纳二极管的齐纳电压,以及 $I_{hold}$ 是所述TRIAC的保持电流。

10. 根据权利要求9所述的电源,其中,所述控制器包括:

第一输入端子,所述第一输入端子用于从所述次级绕组接收工作电力;

第二输入端子,所述第二输入端子用于感测来自所述整流电路的平均电流,以确定输出至所述LED负载的所述受控的输出的幅度;

第三输入端子,所述第三输入端子用于感测所述经整流的DC输入电压以用于控制所述初级绕组中的所述电流脉冲;以及

输出端子,所述输出端子用于控制所述电力开关的通断。

11. 根据权利要求9所述的电源,其中,所述变压器的所述初级绕组通过二极管和电容器耦接至所述LED负载。

12. 根据权利要求9所述的电源,其中,所述控制器和所述泄放电路被包括在单个集成电路IC中。

13. 根据权利要求9所述的电源,其中,所述控制器被配置成生成具有与所述经整流的DC输入电压同相位的幅度的相位参考电压;以及

所述控制器被配置成在与所述初级绕组中的电流关联的电压信号达到所述相位参考电压时断开所述初级绕组中的电流流动。

14. 根据权利要求13所述的电源,其中,所述相位参考电压包括正弦电压信号,所述正弦电压信号的特征在于:

与所述AC输入电压的频率匹配的频率;以及

与期望输出电流成比例的幅度。

15. 一种用于发光二极管LED照明系统的控制电路,所述LED照明系统包括:用于通过TRIAC调光器耦接至AC输入电压的整流电路,所述TRIAC是用于交变电流的三极管,所述TRIAC调光器的特征在于保持电流,所述整流电路被配置成向用于向LED负载提供恒定电流的电感器提供经整流的DC输入电压,所述控制电路包括:

控制器,所述控制器耦接至电力开关以用于控制所述电感器中的电流流动,所述控制器被配置成控制所述电感器中的电流脉冲,使得由所述电流脉冲的峰值点形成的包络波形与所述AC输入电压同相位;以及

泄放电路,所述泄放电路耦接至所述整流电路,其中,所述泄放电路被配置成当整流电路的输出电流小于预设限度时提供补偿电流,将流过所述整流电路的电流至少维持在所述TRIAC的保持电流的幅度,

其中,所述泄放电路包括:

串联地连接在所述整流电路的第一输出端子与地之间的第一电阻器和双极型晶体管,所述第一电阻器连接至所述整流电路的第一输出端子和所述双极型晶体管的集电极,所述

双极型晶体管的发射极连接至地,所述双极型晶体管的基极被配置成接收偏置电压;

耦接在所述整流电路的第二输出端子与地之间的第二电阻器;以及

串联地耦接在所述整流电路的所述第二输出端子与所述双极型晶体管的基极之间的第一二极管和第二二极管,所述第一二极管的阴极连接至所述整流电路的第二输出端子,所述第一二极管的阳极连接至所述第二二极管的阴极,所述第二二极管的阳极连接至所述双极型晶体管的基极;

其中,对所述第二电阻器的电阻R进行选择,使得

$$R = \frac{V_{d1} + V_{d2} - V_{BE}}{I_{hold}}$$

其中:

$V_{d1}$ 是所述第一二极管的正向电压降,

$V_{d2}$ 是所述第二二极管的正向电压降,

$V_{BE}$ 是所述双极型晶体管的基极发射极电压,以及

$I_{hold}$ 是所述TRIAC调光器的保持电流。

16. 根据权利要求15所述的控制电路,其中,所述控制器和所述泄放电路被包括在单个集成电路IC中。

17. 根据权利要求15所述的控制电路,其中,所述控制器被配置成提高所述LED照明系统的功率因数并且减小所述泄放电路中的功率消耗。

18. 根据权利要求15所述的控制电路,其中,所述控制器包括:

第一输入端子,所述第一输入端子用于从变压器的次级绕组接收工作电力;

第二输入端子,所述第二输入端子用于感测来自所述整流电路的平均电流以确定输出至所述LED负载的受控的输出的幅度;

第三输入端子,所述第三输入端子用于感测所述经整流的DC输入电压以用于控制初级绕组中的电流脉冲;以及

输出端子,所述输出端子用于控制所述电力开关的通断。

19. 一种用于降低用于发光二极管LED照明系统的开关式电源SMPS中的泄放电流消耗的方法,所述LED照明系统包括用于通过TRIAC调光器耦接至AC输入电压的整流电路,所述TRIAC是用于交变电流的三极管,所述TRIAC调光器的特征在于保持电流,所述整流电路具有第一输出端子和第二输出端子,所述整流电路被配置成向用于向LED负载供给电力的电感器提供经整流的DC输入电压,所述方法包括:

提供控制器,所述控制器耦接至电力开关以用于控制所述电感器中的电流流动,所述控制器被配置成根据所述经整流的DC输入电压向所述LED负载提供受控的输出电流;

提供耦接至所述整流电路的泄放电路,其中,所述泄放电路被配置成在流过所述整流电路的电流下降至所述TRIAC的保持电流以下时提供补偿电流;以及

将所述控制器配置成控制所述电感器中的电流脉冲,使得由所述电流脉冲的峰值点形成的包络波形与所述AC输入电压同相位,从而减小由所述泄放电路中的补偿电流引起的电流消耗,

其中,所述泄放电路包括:

串联地耦接在所述整流电路的第一输出端子与地之间的第一电阻器和双极型晶体管，所述第一电阻器连接至所述整流电路的第一输出端子和所述双极型晶体管的集电极，所述双极型晶体管的发射极连接至地，所述双极型晶体管的基极被配置成接收偏置电压；

耦接在所述整流电路的所述第二输出端子与地之间的第二电阻器；以及

串联连接在所述整流电路的所述第二输出端子与所述双极型晶体管的基极之间的第一二极管和第二二极管，所述第一二极管的阴极连接至所述整流电路的第二输出端子，所述第一二极管的阳极连接至所述第二二极管的阴极，所述第二二极管的阳极连接至所述双极型晶体管的基极；

其中，对所述第二电阻器的电阻R进行选择，使得

$$R = \frac{V_{d1} + V_{d2} - V_{BE}}{I_{hold}}$$

其中：

$V_{d1}$ 是所述第一二极管的正向电压降，

$V_{d2}$ 是所述第二二极管的正向电压降，

$V_{BE}$ 是所述双极型晶体管的正向基极发射极电压，以及

$I_{hold}$ 是所述TRIAC调光器的保持电流。

20. 根据权利要求19所述的方法，其中，所述电感器是以反激配置的变压器中的初级绕组。

21. 根据权利要求19所述的方法，其中，所述电感器是变压器中的初级绕组，以及所述电感器通过二极管和电容器耦接至所述LED负载。

22. 根据权利要求19所述的方法，其中，所述控制器包括：

第一输入端子，所述第一输入端子用于从变压器的次级绕组接收工作电力；

第二输入端子，所述第二输入端子用于感测来自所述整流电路的平均电流，以确定输出至所述LED负载的所述受控的输出的幅度；

第三输入端子，所述第三输入端子用于感测所述整流的DC输入电压以用于控制初级绕组中的电流脉冲；以及

输出端子，所述输出端子用于控制所述电力开关的通断。

## 用于具有TRIAC调光器的LED灯的电

### 技术领域

[0001] 本发明涉及LED照明技术领域,特别是涉及用于驱动具有TRIAC(用于交变电流的三极管)调光器(dimmer)的LED照明系统的电源的方法和装置。

### 背景技术

[0002] 作为第四代光源的LED(发光二极管)照明系统已逐渐取代在各种领域中广泛应用的常规荧光灯和白炽灯照明。与常规照明技术相比,LED灯具有许多优点,例如光效率高、寿命长、功耗低等。然而,在使用LED灯取代常规光源方面仍存在挑战。例如,常规照明系统常常包括用于调节输出的光的亮度的TRIAC(三端双向可控硅开关元件)调光器。当使用LED灯来取代荧光灯或白炽灯时,LED灯经常遭受闪烁。还可能难以实现大范围的调光控制。

[0003] 如本领域公知的,TRIAC是的双向半导体开关器件,在其栅极电极被正电流或负电流触发时其允许大电流在任一方向上流动。一旦被触发,则该器件持续导通直到电流下降至被称为保持电流的某一阈值以下为止。因而,为了使TRIAC开关正常工作,需要触发电流 $I_L$ 和保持电流 $I_{holding}$ 。触发电流是在栅极处的使电流在TRIAC中流动的触发信号的最小电流,而保持电流是在TRIAC被触发之后维持导通的最小电流。一旦流过TRIAC的电流不足以维持保持电流,则TRIAC将关断并且可能会导致TRIAC再次被触发。作为结果,光闪烁常常发生。

[0004] 因此,存在对用于驱动LED光源并且维持与常规TRIAC调光器的兼容性的改进的电源的需求。

### 发明内容

[0005] 本发明人已经发现LED灯固有地比常规的灯消耗更少的电流并且可能无法提供足够的电流来维持针对常规照明系统设计的TRIAC调光器的保持电流。结果,当使用LED灯直接取代具有TRIAC调光器的常规白炽灯或卤素灯时,可能会发生光闪烁。此外,该问题可能变得更糟,原因是TRIAC导通角较小,导致输入电流甚至更小。此外,来自不同制造商的TRIAC调光器的性能特性可能不同,使得LED驱动器难以维持与包括TRIAC调光器的常规照明系统的兼容性。

[0006] 根据本发明的实施例,在开关式电源(SMPS)中设置泄放电路,该泄放电路在回路电流下降至TRIAC的保持电流以下时提供补偿电流以减轻光闪烁问题。此外,在本发明的实施例中还提供了使输出电流能够与输入电压同相位的自动功率因数校正。功率因数校正不仅提高了电源的效率,还可以减小补偿电流和补偿电流流动的持续时间,从而降低泄放电路的功耗。

[0007] 根据本发明的实施例,提供了一种用于具有TRIAC(用于交变电流的三极管)调光器的LED(发光二极管)照明系统的电源。该电源包括用于通过TRIAC调光器耦接至AC输入电压的整流电路。TRIAC调光器的特征在于保持电流,并且整流电路具有第一输出端子和第二输出端子。变压器耦接至整流电路的第一输出端子以接收经整流的DC输入电压。变压器具

有初级绕组和次级绕组。电力开关耦接至变压器的初级绕组。电源还具有控制器,该控制器耦接至电力开关以用于控制初级绕组中的电流流动以向LED负载提供受控的输出。控制器被配置成控制初级绕组中的电流脉冲,使得由电流脉冲的峰值点形成的包络波形与AC输入电压同相位,从而提高电源的功率因数。此外,电源还具有耦接至整流电路的泄放电路,该泄放电路被配置成将流过整流电路的电流维持于等于或大于TRIAC的保持电流。

[0008] 根据本发明的一些实施例,提供了一种用于LED(发光二极管)照明系统的控制电路,该LED照明系统包括用于通过TRIAC(用于交变电流的三极管)调光器耦接至AC输入电压的整流电路。TRIAC调光器的特征在于保持电路,并且整流电路被配置成向用于向LED负载供给电力的电感器提供经整流的DC输入电压。控制电路包括控制器,该控制器耦接至电力开关以用于控制电感器中的电流流动。控制器被配置成控制电感器中的电流脉冲,使得由电流脉冲的峰值点形成的包络波形与AC输入电压同相位。控制电路还包括耦接至整流电路的泄放电路,该泄放电路被配置成将流过整流电路的电流至少维持在TRIAC的保持电流的幅度。在一些实施例中,控制器和泄放电路被包括在单个集成电路(IC)中。

[0009] 根据一些实施例,提供了一种用于维持电路回路的第一端子和第二端子之间的最小电流流动的泄放电路。该泄放电路包括串联地连接在电路回路的第一端子与内部节点之间的第一电阻器和双极型晶体管。双极型晶体管的基极耦接至偏置电压。第二电阻器耦接在电路回路的第二端子与内部节点之间。此外,第一二极管和第二二极管串联地连接在电路回路的第二端子与双极型晶体管的基极之间。对第二电阻器的电阻R进行选择,使得:

$$[0010] \quad R = \frac{V_{d1} + V_{d2} - V_{BE}}{I_{min}}$$

[0011] 其中:

[0012]  $V_{d1}$ 是第一二极管的正向电压降,

[0013]  $V_{d2}$ 是第二二极管的正向电压降,

[0014]  $V_{BE}$ 是双极型晶体管的正向基极发射极电压,以及

[0015]  $I_{min}$ 是最小电流。

[0016] 在可选实施例中,提供了一种用于降低用于LED(发光二极管)照明系统的开关式电源(SMPS,switched mode power supply)中的泄放电流消耗的方法,该LED照明系统包括用于通过TRIAC(用于交变电流的三极管)调光器耦接至AC输入电压的整流电路。TRIAC调光器的特征在于保持电流,并且整流电路具有第一输出端子和第二输出端子。整流电路被配置成向用于向LED负载供给电力的电感器提供经整流的DC输入电压。该方法包括提供控制器,该控制器耦接至电力开关以用于控制电感器中的电流流动,该控制器被配置成根据所述经整流的DC输入电压向LED负载提供受控的输出电流。该方法还提供耦接至整流电路的泄放电路,其中,该泄放电路被配置成在流过整流电路的电流下降至TRIAC的保持电流以下时提供补偿电流。此外,该方法还包括将控制器配置成控制电感器中的电流脉冲,使得由电流脉冲的峰值点形成的包络波形与AC输入电压同相位,这使输出电流能够与输入电压同相位。这提高了系统的功率因数并且降低了由泄放电路中的补偿电流引起的电流消耗。

[0017] 通过参照说明书的剩余部分和附图可以实现对本发明的本质和优点的进一步理解。

## 附图说明

[0018] 图1是图示根据本发明的实施例的包括TRIAC调光器的LED照明系统的简化示意图。

[0019] 图2A是根据本发明的实施例的有源泄放电路的电路实现；

[0020] 图2B是根据本发明的可选实施例的有源泄放电路的电路实现；

[0021] 图3A图示了来自在具有泄放电路但不具有功率因数校正 (PFC, power factor correction) 的电源中的整流桥的输出电流的波形。

[0022] 图3B图示了来自在具有泄放电路且具有功率因数校正 (PFC) 的电源中的整流桥的输出电流的波形；

[0023] 图3C是图示根据本发明的实施例的用于降低包括TRIAC调光器的LED照明系统的电源中的泄放电流消耗的方法的流程图；

[0024] 图4A是图示根据本发明的实施例的SMPS中的初级电流和次级电流的波形的波形图；

[0025] 图4B是图示根据本发明的实施例的SMPS中的初级电流和次级电流的通断时间的波形图；

[0026] 图5A和图5B是图示根据本发明的实施例的与调光器装置一起操作的SMPS中的初级电流和次级电流的通断时间的波形图；

[0027] 图6是图示根据本发明的实施例的电源控制器600的一部分的简化框图；

[0028] 图7是图示根据本发明的另一实施例的电源控制器的一部分的简化示意/框图；

[0029] 图8示出了图示根据本发明的实施例的图7的电源控制器的操作的示例性波形；

[0030] 图9示出了图示根据本发明的实施例的可用于图7的过零检测电路的电路模块的简化电路图；

[0031] 图10和图11是图示与图9所描绘的电路关联的各种信号的波形图；

[0032] 图12A是图示根据本发明的实施例的图7中的前沿消隐电路的示例性实现的简化框/电路图；

[0033] 图12B是图示图12A中的前沿消隐电路中的信号的波形图；

[0034] 图13是图示根据本发明的实施例的AC参考信号的生成中所涉及的信号的波形图；  
以及

[0035] 图14是图示用于生成图13所描绘的AC参考电压的电路的简化电路图。

## 具体实施方式

[0036] 根据本发明的实施例,提供了一种用于具有TRIAC(用于交变电流的三极管)调光器的LED(发光二极管)照明系统的电源。该电源包括控制器,该控制器耦接至电力开关以用于控制变压器中的电流流动以向LED负载提供受控的输出电流。该控制器被配置成使输出电流与输入AC电压同相,从而改善电源的功率因数。此外,该电源还具有耦接至整流电路的泄放电路,该泄放电路被配置成将通过整流电路的电流流动维持于等于或大于TRIAC的保持电流。此外,示出了功率因数校正特征还减小了泄放电路的功率消耗。

[0037] 图1是图示根据本发明的实施例的包括TRIAC调光器的LED照明系统的简化示意

图。如图1所示,LED照明系统100包括通过TRIAC调光器130连接至AC输入电源的整流电路132,该整流电路132具有第一端子133和第二端子134。开关式电源包括变压器125,该变压器125耦接至整流电路132以向LED灯负载105提供电力。

[0038] 如图1所示,变压器125包括初级绕组136和次级绕组137。变压器125连接至由控制器126控制的电力开关101。当电力开关101导通时,输入电流流过二极管106将能量存储在初级绕组中。当电力开关101关断时,存储在初级绕组中的能量通过快恢复二极管103和滤波电容器104转移至LED灯105。次级绕组137经由整流二极管109在端子VCC处向控制器126提供工作电力。次级绕组137还通过由电阻器107和电阻器108构成的分压电路来提供反馈电压FB。控制器126使用反馈电压FB以控制电源。由控制器126确定的参数中的一个二极管103导通时间信号 $T_{ons}$ 。

[0039] 在图1中,控制器126还通过连接至电力开关101的电流感测电阻器102来接收反映初级绕组的峰值电流的电流感测信号CS。控制器126还提供控制信号OUT以控制电力开关101的通断。此外,控制器126通过电阻器111、112和113来监视来自整流电路132的电压。电阻器113与电容器114并联耦接。控制器126还具有通过电阻器111和电阻器115以及电容器116来监视来自整流电路132的电流的平均幅度的端子DIM。在本发明的实施例中,控制器126被配置成使用上面提及的信号来向受调光器控制的LED灯105提供恒定的电流输出。

[0040] 在图1所示的实施例中,控制器126包括以下端子:

[0041] 第一输入端子(VCC),其用于从次级绕组接收工作电力,

[0042] 第二输入端子(DIM),其用于感测来自整流电路的平均电流,以确定输出至LED负载的受控的输出的幅度,

[0043] 第三输入端子(PD),其用于感测经整流的DC输入电压以用于控制初级绕组中的电流脉冲,以及

[0044] 输出端子(OUT),其用于控制电力开关的通断。

[0045] 在控制器126的控制下,图1中的电源根据以下关系来提供恒定的输出电流 $I_o$ 。

$$[0046] \quad I_{pk} = \frac{V_{cs}}{R_{cs}}$$

$$[0047] \quad I_o = \frac{T_{ons}}{2 * T_{sw}} * I_{pk} = \frac{T_{ons} * V_{cs}}{2 * T_{sw} * R_{cs}}$$

[0048] 其中, $I_{pk}$ 是峰值初级绕组电流, $V_{cs}$ 是参考电压, $R_{cs}$ 是峰值电流感测电阻器, $T_{ons}$ 是二极管的导通时间,以及 $T_{sw}$ 是PFM(脉冲频率调制,pulse frequency modulation)控制信号的周期。

[0049] 在一些实施例中,通过利用调光器电路的调光器角改变输入电压的平均幅度来实现调光器功能。控制器通过电力开关的导通和关断来控制作为快恢复二极管103的导通时间的 $T_{ons}$ 从而改变LED灯的亮度。

[0050] 根据以下来确定整流桥 $I_{in}$ 的输出处的输入电流。

$$[0051] \quad \text{使输入电压为 } V_{in} = \sqrt{2} V_{in\_rms} * \sin \theta$$

$$[0052] \quad I_{in} = \frac{I_{pk} * T_{onp}}{2 * T_{sw}}$$

$$[0053] \quad T_{onp} = \frac{L * I_{pk}}{V_{in}}$$

$$[0054] \quad I_{in} = \frac{\frac{V_{cs} * L * I_{pk}}{R_{cs} * V_{in}}}{2 * \frac{T_{ons}}{K}} = \frac{L * K * V_{cs}^2}{2 * R_{cs}^2 * T_{ons} * V_{in}} = \frac{V_{out} * K * V_{cs}}{2 * R_{cs} * \sqrt{2} V_{in\_rms} * \sin \theta}$$

$$[0055] \quad V_{cs} = \frac{V_{pd}}{V_{dim}} * V_{CS\_REF} = K_{LINE} * V_{CS\_REF} * \sin \theta$$

$$[0056] \quad I_{in} = \frac{V_{out} * K * V_{cs}}{2 * R_{cs} * \sqrt{2} V_{in\_rms} * \sin \theta} = \frac{V_{out} * V_{CS\_REF} * K_c * K_{LINE}^2}{2 \sqrt{2} * R_{cs} * V_{in\_rms}} * \sin \theta$$

[0057] 其中 $T_{onp}$ 是一个周期中电力开关的导通时间， $L$ 是初级侧电感器， $V_{pd}$ 是经整流的输入电压的采样瞬时值， $V_{dim}$ 是经整流的输入电压的采样平均值，以及 $K_c$ 、 $V_{CS\_REF}$ 、 $V_{CS\_REF}$ 和 $K_{LINE}$ 是由控制器使用的参数。可以看出，输入电流 $I_{in}$ 与输入电压 $V_{cs}$ 具有相同的相位角。因而，实现了功率因数校正(PFC)功能。在一些实施例中，控制器被配置成控制初级绕组中的电流脉冲，使得由电流脉冲的峰值点形成的包络波形与AC输入电压同相位，从而提高电源的功率因数。下面结合图4A至图14来描述功率因数校正(PFC)功能的其他细节。

[0058] 同样如图1所示，本发明的实施例提供了泄放电路127来克服在维持TRIAC保持电流时的这些困难，以解决在具有TRIAC调光器的LED照明系统中的光闪烁问题。

[0059] 如图1所示，泄放电路127连接至桥式整流器132的输出以在整流器132的输出电流 $I_{loop}$ 下降至预设限度以下时提供补偿电流 $I_{comp}$ ，整流器132的输出电流 $I_{loop}$ 下降至预设限度以下造成通过TRIAC的电流 $I_{AC}$ 下降至TRIAC保持电流 $I_{holding}$ 以下。如图1所示，泄放电路127包括电阻器120，该电阻器120连接至整流桥132的输出正极端子133和NPN晶体管119的集电极。偏置电压由VCC提供并且通过电阻器117连接至晶体管119的基极，该晶体管119的发射极连接至地。整流桥132的负极端子134连接至电阻器123和串联连接的二极管121和122。二极管121与122之间的节点138通过二极管118连接至晶体管119的基极。假设二极管的正向电压降为0.7V，则在二极管121和二极管118之间的电压降等于1.4V。假设 $V_{be}$ 为晶体管119的正向基极发射极电压并且 $V_{R123}$ 为电阻器123两端间的电压，则

$$[0060] \quad V_{R123} + V_{be} = 1.4V。$$

[0061] 换言之，电阻器123两端间的电压降与 $V_{be}$ 之和被箝位于二极管121和二极管118的基极发射极电压之和，例如，约1.4V。

[0062] 在正常操作中，晶体管119关断，整流器输出电流 $I_{loop}$ 流过电阻器123并且假设在电阻器123两端间的电压足以维持串联连接的二极管121和122的正向二极管电压降。当整流器输出电流 $I_{loop}$ 减小时，则在电阻器123两端间的电压降低。当在电阻器123两端间的

电压低于0.7V时,这引起 $V_{be}$ 变得大于约0.7V并且晶体管119导通。结果,补偿电流 $I_{comp}$ 开始流过泄放电路的晶体管119,从而使通过电阻器123的电流增加。当在电阻器123两端间的电压变得大于0.7V时, $V_{be}$ 小于0.7V并且晶体管119关断。因此,通过泄放电路将在电阻器123两端间的电压维持于0.7V。在本发明的一些实施例中,对电阻器123的电阻 $R_{123}$ 进行选择,使得

$$[0063] \quad R_{123} = \frac{0.7V}{I_{hold}}$$

[0064] 其中, $I_{hold}$ 是TRIAC的保持电流。换言之,泄放电路127被配置成提供补偿回路电流 $I_{comp}$ 以维持TRIAC的保持电流。

$$[0065] \quad I_{hold} = \frac{0.7V}{R_{123}}$$

[0066] 其中, $R_{123}$ 是电阻器123的电阻。

[0067] 当回路电流大于保持电流时, $V_{be}$ 小于0.7V,并且晶体管119无法导通。此时,泄放电路不提供额外的电流。要指出的是,在图1中,大的冲击电流可能导致大的反向电压 $V_{be}$ 并且损坏晶体管119。因此,在二极管121与地之间连接有二极管122,以将电阻器123上的最大电压降限制于1.4V,从而保护晶体管119。在一些实施例中,控制器和泄放电路被包括在单个集成电路(IC,integrated circuit)中。在可选实施例中,控制器和泄放电路可以被包括在单独的集成电路(IC)封装中。

[0068] 图2A是图示根据本发明的实施例的有源泄放电路200的电路图。如图2A所示,泄放电路200与图1中的泄放电路127相似。泄放电路200被配置成用于维持电路回路的第一端子与第二端子之间的最小电流流动。在图2A所示的实施例中,电路回路包括第一端子281和第二端子282。电路回路还包括在不同的时间消耗不同的电流的电路块290和内部节点284。在该示例中,内部节点284是接地端子,但内部节点284还可以是处于不同电势的节点。电路回路具有通过第一端子281与第二端子282之间的电路块290流动的回路电流 $I_{loop}$ 。与图1中的泄放电路127相似,泄放电路200被配置成用于维持电路回路中的最小电流流动。在一种实施例中,当 $I_{loop}$ 下降至最小电流 $I_{min}$ 以下时,泄放电路提供补偿电流 $I_{comp}$ ,以将 $I_{loop}$ 维持于最小电流水平 $I_{min}$ 。

[0069] 如图2A所示,泄放电路200包括串联地连接在电路回路的第一端子281和内部节点284之间的第一电阻器240和双极型晶体管250。第一电阻器的第一端连接至双极型晶体管的集电极并且晶体管250的基极连接至偏置电压 $V_{bias}$ 。泄放电路200还包括连接在电路回路的第二端子282与内部节点284之间的第二电阻器210。此外,第一二极管220和第二二极管260串联连接在电路回路的第二端子282与双极型晶体管250的基极之间。在泄放电路200中,对第二电阻器210的电阻 $R$ 进行选择,使得

$$[0070] \quad R = \frac{V_{d1} + V_{d2} - V_{BE}}{I_{min}}$$

[0071] 其中:

[0072]  $V_{d1}$ 是第一二极管220的正向电压降,

[0073]  $V_{d2}$ 是第二二极管260的正向电压降，

[0074]  $V_{BE}$ 是双极型晶体管250的正向基极发射极电压，以及

[0075]  $I_{min}$ 是最小电流。

[0076] 在一些实施例中，泄放电路200还包括连接在第一二极管220与内部节点284之间的第三二极管230。

[0077] 图2B是图示根据本发明的可选实施例的有源泄放电路300的电路图。图2B包括具有两个端子281和282的桥式整流器280以及包括负载电路290的电路回路。在图2B的泄放电路300中，整流器295的正极端子281耦接至串联连接至地的第一电阻器340和MOSFET 350。整流器282的负极端子耦接至并联连接的第一齐纳二极管310和第二电阻器320。电阻器360连接至MOSFET 350的栅极和偏置电压 $V_{bias}$ 。此外，第二齐纳二极管330连接至MOSFET 350的栅极端子和整流器的负极端子282。齐纳二极管330用于箝位在电阻器320两端间的电压和MOSFET 350的栅极源极电压 $V_{GS}$ ，即

[0078]  $V_{zener330} = V_{GS} + V_{320}$ ，

[0079] 其中， $V_{320} = R_{320} * I_{loop}$ 。当流过电阻器320的 $I_{loop}$ 降低，即在电阻器320两端间的电压降 $V_{320}$ 减小时，则 $V_{GS}$ 增加并且MOSFET 350导通以提供回路补偿电流。对 $R_{320}$ 的电阻进行选择，使得

[0080] 
$$R_{320} = \frac{V_{zener330} - V_{Gsth}}{I_{hold}}$$

[0081] 其中， $R_{320}$ 是电阻器320的电阻， $I_{hold}$ 是TRIAC保持电流， $V_{zener 330}$ 是齐纳二极管330的电压以及 $V_{Gsth}$ 是MOSFET 350的阈值电压。当回路电流大于保持电流时， $V_{GS}$ 小于 $V_{Gsth}$ 并且MOSFET 350无法导通。结果，不提供泄放电流。

[0082] 在图2B中，齐纳二极管310与电流感测电阻器320并联连接在整流桥280的负极端子与地之间，主要用于箝位电阻器320的电压。当冲击电流过大时，齐纳二极管310防止MOSFET 350的栅极与源极之间的大反向电压，从而保护MOSFET 350。

[0083] 在图3A中，曲线371图示了来自在不具有功率因数校正(PFC)的电源中的整流桥124的输出电流的波形。曲线372示出了在回路电流低于保持电流时泄放电路回路中所提供的补偿电流。补偿电流的持续时间被示出为 $t_1$ 。

[0084] 在图3B中，曲线375图示了来自在具有功率因数校正(PFC)的电源中的整流桥的输出电流的波形。曲线376示出了在回路电流低于保持电流时泄放电路回路所提供的补偿电流。补偿电流的持续时间被示出为 $t_2$ 。从图3A和图3B可以看出 $t_2 < t_1$ 。在本发明的实施例中，电源包括使输出电流能够与输入电压同相位的有源功率因数校正(APFC, active power factor correction)。此处示出了功率因数校正不仅提高了电源的效率，还降低了补偿电流和补偿电流流动的持续时间，从而降低了泄放电路中的功耗。

[0085] 如以上结合图3A和图3B所描述的，本发明的实施例提供了用于降低用于LED(发光二极管)照明系统的开关式电源(SMPS, switched mode power supply)中的泄放电流消耗的方法。SMPS包括用于通过TRIAC(用于交变电流的三极管)调光器耦接至AC输入电压的整流电路。TRIAC调光器的特征在于保持电流，以及具有第一输出端子和第二输出端子的整流电路。整流电路被配置成向用于向LED负载供给电力的电感器提供经整流的DC输入电压。如

图3C的流程图所示,用于降低泄放电流消耗的方法380包括:在步骤382处提供用于耦接至用于控制电感器中的电流流动的电力开关的控制器。控制器被配置成根据经整流的DC输入电压来向LED负载提供受控的输出电流。在步骤384处,方法还提供了泄放电路,该泄放电路耦接至整流电路并且被配置成将流过整流电路的电流至少维持于TRIAC的保持电流的幅度。在一些实施例中,泄放电路被配置成在流过整流电路的电流下降至TRIAC的保持电流以下时提供补偿电流。此外,在步骤386处,该方法还包括将控制器配置成控制电感器中的电流脉冲,使得由电流脉冲的峰值点所形成的包络波形与AC输入电压同相位,从而减小由泄放电路中的补偿电流引起的电流消耗。

[0086] 在以上方法的一些实施例中,电感器是具有反激式配置的变压器的初级绕组。在方法的一些可选实施例中,电感器是变压器的绕组,并且如以图1中的非隔离配置中所示,电感器通过二极管和电容器连接至LED负载。以上结合图1至图3B描述了控制器和泄放电路的其他细节。下面结合图4A至图14来描述功率因数校正(PFC,power factor correction)功能的其他细节。

[0087] 在本发明的实施例中,LED照明系统可以被配置成与恒定的平均电流一起工作并且实现良好的功率因数。在一些实施例中,系统可以在不需要改变控制器部件或用于供电电压选择的附加电路的参数的前提下在给定的电力输出额定值下在宽范围输入AC电压范围内工作。

[0088] 在驱动LED照明系统诸如照明或背光灯应用中所使用的那些LED照明系统时,期望电源向LED提供恒定的电流以维持稳定的亮度。由于视觉暂留效应,人眼通常无法检测到在短于一毫秒的时间段中的亮度改变。在本发明的一些实施例中,恒定的亮度可以由被配置成以10毫秒或10毫秒以上的时间尺度提供基本恒定的平均输出电流的电源来维持。在一些实施例中,输出电流不具有频率高于100Hz的谐波分量。在使用这样的电源的LED驱动器应用中,LED装置的亮度可以表现为恒定,而无人眼可检测到的亮度变化。在小于10毫秒的时间尺度中,平均输出电流可以随时间变化。变化的电流的幅度的特征在于与经整流的输入AC电压同相位的包络波形。

[0089] 在其中输入AC电源的特征在于局部正弦波形的应用中,(例如,当相位角的一部分被可调节的调光器IC切断时),某些实施例的控制电路在正弦波形缺失的相位区域期间停止能量传递。因此,平均输出电流是根据缺失的正弦区域与完整的正弦波形之比来调节的,从而使控制电路能够与常规的可调节的硅调光器装置一起使用以控制LED的亮度。下面结合图4A、图4B、图5A和图5B使用具有PFM(脉冲频率调制)反激式变换器的SMP作为示例来描述在具有调光器的系统中用于提供高功率因数的电源系统的操作。应当理解的是,下面描述的功率因数校正功能(PFC)功能和实现可以应用于非隔离的系统,例如图1所示的并且结合图2、图3A和图3B在上面所描述的系统100。

[0090] 图4A是图示根据本发明的实施例的SMPS中的初级电流和次级电流的波形的示图。在该实施例中,反激式变换器具有变压器,该变压器具有初级绕组和次级绕组。电力开关耦接至初级绕组并且输出由次级绕组提供。在图4A中,下图示出了仅在电力开关导通时流动的初级电流( $I_p$ )脉冲201以及初级电流 $I_p$ 的峰值电流的包络203。图4A中的上图图示了次级电流的波形。流过整流二级管的瞬时次级电流211被示出为 $I_s$ (211)。短持续时间平均电流 $I_{o1}$ 被示出为213。长持续时间平均电流215被示出为 $I_o$ 。在本发明的一些实施例中,“短持续

时间平均电流”是指在短于10毫秒的时段内被平均的电流,以及“长持续时间平均电流”是指在等于或长于10毫秒的时段内被平均的电流。可以看出,短持续时间平均次级电流脉冲213与初级电流脉冲203的包络基本上同相位。此外,长持续时间平均次级电流215基本上恒定。

[0091] 根据本发明的实施例,用于控制开关式电源的方法包括选择合适的次级电流 $I_s$  (211),使得平均次级电流的包络波形接近上述 $I_{o1}$  (213)的形状。在一种实施例中,给定LED的亮度,可以确定驱动LED所需的平均输出电流 $I_o$  (215)。然后,可以基于系统功率因数要求和所测量的AC输入电压相位角来推导短持续时间(低于10毫秒)平均输出电流 $I_{o1}$  (213)。在一个示例中, $I_{o1}$ 的期望波形,短持续时间平均次级电流可以被表示成 $(1/2) * \pi * I_o * |\sin(2\pi ft)|$ ,其中 $f$ 是基于50Hz至60Hz的商业AC电源的经整流的AC电源电压的频率,例如100至120Hz。基于次级电流 $I_s$ 的曲线和与系统部件诸如变压器相关联的参数,可以如下所述来确定初级电流 $I_p$ 的形状。

[0092] 图4B图示了根据本发明的实施例的SMPS中的初级电流和次级电流的通断时间。此处,电力开关的通断时间基于所需次级电流并且电力开关导通时间的持续时间基于峰值初级电流的包络。如图3的上图所示,次级侧导通时间 $T_{ons}$ 与切断时间 $T_{off}$ 之比 $T_{ons}/T_{off}$ 由电源控制器维持于恒定值 $K$ 。令次级电流 $I_{ps}(t)$ 的峰值点的包络波形通过等式(1)来描述,

$$[0093] \quad I_{ps}(t) = (1+1/K) * (1/2) * \pi * I_o * |\sin(2\pi ft)| \quad (1)$$

[0094] 然后,次级电流的短持续时间(小于10毫秒)平均可以通过等式(2)来描述,

$$[0095] \quad I_{o1} = (1/2) * I_o * \pi * |\sin(2\pi ft)| \quad (2)$$

[0096] 在长持续时间尺度下,平均系统输出电流被示出为等式(3),

$$[0097] \quad (f) * \int_0^{1/f} (I_{o1}) dt = (f) * (1/2) * \pi * I_o * \int_0^{1/f} |\sin(2\pi ft)| dt = I_o \quad (3)$$

[0098] 为了满足等式(1),初级电流 $I_{pp}(t)$ 的峰值点需要被包括在通过等式(4)描述的包络波形中,

$$[0099] \quad I_{pp}(t) = (N_s/N_p) * (1+1/K) * (1/2) * \pi * I_o * |\sin(2\pi ft)| \quad (4)$$

[0100] 其中 $N_s$ 和 $N_p$ 分别是变压器的次级线圈和初级线圈的线圈匝数。因而,根据本发明的实施例,通过控制如图(4)所规定的初级侧峰值电流 $I_{pp}(t)$ ,电源可以被配置成以良好的功率因数向负载诸如LED串提供恒定的平均驱动电流。

[0101] 令 $V_a(t)$ 表示经整流的输入AC电压的幅度,则经整流的输入电压可以被表示成如下:

$$[0102] \quad V_{in}(t) = V_a(t) * |\sin(2\pi ft)| \quad (5)$$

[0103] 初级传导的接通时间可以根据等式(5)和上述目标初级峰值电流 $I_{pp}(t)$ 来确定, $V_{in}(t) = L_p * I_{pp}(t) / T_{onp}$ ,其中 $L_p$ 是初级绕组的电感。由于初级电流的接通时间被确定成提供期望的次级输出电流,所以AC源电压 $V_s$ 的峰值不影响SMPS的输出。因此,同一控制器可以与不同的AC源例如110V或220V一起使用。

[0104] 在不具有调光器装置的系统,在无调光器的情况下,等式(5)中的 $V_a$ 是独立于时间的恒定值。在具有调光器装置的系统,  $V_a(t)$ 在相位角的某一范围中可以为零。在具有调光器的应用中,  $V_a(t)$ 在某一相位范围期间为零。控制器可以使开关关断以防止在 $V_a(t)$ 为零时进行传导。在本发明的实施例中,不论是否存在调光器,峰值初级电流 $I_{pp}(t)$ 的包络

与 $V_{in}(t)$ 成比例。在不具有调光器的情况下, $V_{in}(t)$ 是完整的经整流的正弦曲线并且 $I_{pp}(t)$ 的包络是完整的经整流的正弦曲线。在具有调光器的情况下, $V_{in}(t)$ 是不完整的经整流的正弦曲线并且 $I_{pp}(t)$ 的包络也是具有相同的调光相位角的不完整的经整流的正弦曲线。因而,在一些实施例中,可以实现较高的系统功率因数并且同时使输出的平均电压能够由调光器来控制。

[0105] 图5A和图5B是图示根据本发明的实施例的与调光器电路一起操作的SMPS中的初级电流和次级电流的通断时间的波形图。如图5A和图5B所示, $V_{in}$ 是经整流的输入电压, $V_p$ 是初级电流以及 $V_s$ 是次级电流。经整流的正弦曲线 $V_{in}$ 的某些相位角被调光器装置切断。在图5A中,输入的AC输入电压在AC周期的后部中被调光器切断。在图5B中,输入的AC输入电压在AC周期的前部中被调光器切断。可以看出在两种情况下,初级电流脉冲和次级电流脉冲的包络与AC输入电压同相位。

[0106] 图6是图示根据本发明的实施例的电源控制器600的一部分的简化框图。在一些实施例中,控制器600可以被用作图1中的电源100中的控制器126。在一些实施例中,控制器600是具有六个端子的单片机控制器:

[0107] -与图1中的PD对应的整流输入电压感测端子(VS);

[0108] -次级侧反馈端子(FB);

[0109] -初级侧电流感测端子(CS);以及

[0110] -用于驱动电力开关的输出端子(OUT)。

[0111] -电源端子(VCC)——在图6中未示出;

[0112] -接地端子(GND)——在图6中未示出;

[0113] 如图6所示,控制器600包括输入电压相位检测模块601,该输入电压相位检测模块601耦接至VS端子,用于检测如图1所示的经整流的输入电压 $V_{in}$ 的相位角。输入电压相位检测模块601耦接至AC电压参考模块602,该AC电压参考模块602被配置成用于生成参考电压信号,该参考电压信号与输入至电源 $V_{ac}$ 的输入AC电压具有相同相位角。如图1所示,从负载电路105和电容器104导出 $V_{in}$ 。为了利于对 $V_{in}$ 的相位检测,期望 $V_{in}$ 保留 $V_{ac}$ 的某些时间变化特性。因此,为电容器104选择相对低的电容。在一些实施例中,电容器104的电容可以在10nF至100nF之间。与此相反,在一些常规的电源中,整流电容器可以具有大约5 $\mu$ F的电容。当然,根据实施例,电容器104可以大于100nF或小于10nF。

[0114] 在图6中,关断时间控制模块603耦接至AC电压参考模块602以接收参考电压,关断时间控制模块603还可以耦接至CS引脚以接收初级侧电流感测信号。关断时间控制模块603向驱动器模块604提供第一信号608。此外,次级侧感测模块605耦接至FB引脚以接收与次级侧的输出状况有关的反馈信号FB。次级侧感测模块605耦接至导通时间控制模块606,该导通时间控制模块606向驱动器模块604提供第二信号609。如图6所示,驱动器模块604耦接至OUT引脚以提供用于控制电力开关的控制信号OUT。在特定实施例中,控制器600可以被实现在诸如SOT23-6封装的低成本封装中。

[0115] 图7是图示根据本发明的另一实施例的电源控制器700的一部分的简化示意/框图700。图8示出了图示在图7中的电源控制器的工作期间的各种信号的示例性波形图。在图7中,VS过零检测电路701耦接至输出参考电压 $V_{refA}$ 的AC参考电压电路702,该参考电压 $V_{refA}$ 是与端子VS处的经整流的输入信号具有相同的相位角的经整流的正弦信号。 $V_{refA}$ 耦

接至比较器704的正极输入端。前沿消隐电路703接收初级侧电流感测信号CS并且向比较器704的负极输入提供经修正的感测信号CS<sub>L</sub>。当CS<sub>L</sub>达到参考电压V<sub>refA</sub>时,电力开关将关断。此时,比较器输出OFF<sub>N</sub>信号,该OFF<sub>N</sub>信号提供负脉冲以重置D触发器电路713。在一种实施例中,V<sub>refA</sub>与等式(4)中所描述的峰值初级电流脉冲的期望包络波形相关。比较器704被配置成确保峰值电流脉冲符合期望包络波形。

[0116] 在图7中,次级侧导通时间检测电路705在FB引脚处从次级侧接收反馈信号V<sub>fb</sub>并且输出反映次级侧整流器的状况的信号Tons。例如,当次级侧电流正在流动时,Tons被设置在高电压电平。高电压电平Tons使开关709导通并且通过反相器706使开关708关断,使电容器711通过恒定的电流源710进行放电。另一方面,当次级侧整流器关断时,Tons处于低电压电平,开关709关断并且开关708导通,使电容器711通过恒定的电流源707进行充电。如图7所示,比较器712耦接至电容器711以接收电容器电压A和参考电压V<sub>refB</sub>。当电容器711的电压A达到参考信号V<sub>refB</sub>时,比较器输出信号ON变为高并且使D触发器电路713的输出Q为高,输出Q通过驱动器电路714产生用于使电力开关导通的控制信号OUT。此处,对V<sub>refB</sub>进行选择,使得电容器711的充放电曲线由三角形波形来描述。在这种情况下,次级侧整流器导通时间与关断时间之比“K”是由电流源707和电流源710确定的恒定值。

[0117] 图9示出了图示根据本发明的实施例的可用于图7的过零检测电路701的电路模块的简化电路图。在图9中,最大电压感测模块910包括二极管901、电容器902、开关903和反相器904。输入电压V<sub>S</sub>通过二极管901耦接至电容器902。当V<sub>S</sub>上升时,电容器902处的电压V<sub>P</sub>被充电并且跟随V<sub>S</sub>。当V<sub>S</sub>达到其最大值并且开始下降时,二极管901将V<sub>S</sub>与电容器902断开连接并且V<sub>P</sub>由电容器902来维持。因此,一个周期中V<sub>S</sub>的最大电压被记录在电容器902处。此外,如电路块910所示,电容器902可以在通过反相器904的信号INI1的控制下通过开关903放电。

[0118] 在图9中,电压越过检测模块(voltage crossing detection module)920包括比较器905,该比较器905在其正极输入端子处耦接至V<sub>S</sub>并且在其负极输入端子处耦接至参考电压V<sub>refC</sub>。比较器905的输出信号被标记为Tracker,在V<sub>S</sub>越过V<sub>refC</sub>时,即在V<sub>S</sub>从高于V<sub>refC</sub>改变成低于V<sub>refC</sub>时或者在V<sub>S</sub>从低于V<sub>refC</sub>改变成高于V<sub>refC</sub>时,Tracker改变状态。延迟电路906和与门907用于在V<sub>S</sub>从低电平上升至高电平并且越过V<sub>refC</sub>时产生脉冲信号PD1。类似地,反相器908、延迟电路909和与门910用于在V<sub>S</sub>从高电平下降至低电平并且越过V<sub>refC</sub>时产生第二脉冲信号PD2。

[0119] 图10和图11是图示与图9所描绘的电路关联的信号的时间变化的波形图。图10示出了在AC输入电压的前部被调光器电路切断(也被称为“前切断”)时的信号波形,以及图11示出了在AC输入电压的后部被调光器电路切断(也被称为“后切断”)时的波形。此处,在输入的AC输入电压的完整周期内的波形用于确定是AC电压的前部被切断还是后部被切断。如图10和图11所示,当信号PD1(或PD2)脉冲到达时,信号INI1从低变为高。当下一PD2(或PD1)信号在INI1变为高之后到达时,INI2从低变为高。

[0120] 在一种实施例中,图9中的电压越过检测电路920中的V<sub>refC</sub>被选择成接近零,使得比较器905可以确定V<sub>S</sub>的过零。在图10和图11中,T1是V<sub>S</sub>从V<sub>refC</sub>增加至峰值V<sub>S</sub>电压(被命名为V<sub>P</sub>)所花费的时间,而T2是V<sub>S</sub>从V<sub>P</sub>减小至V<sub>refC</sub>所花费的时间。如果T1大于T2,则可以确定AC输入电压的后部被斩断。相反地,如果T1小于T2,则可以确定AC输入电压的前部被斩断。

[0121] 在图9中,调光器电路相位检测电路930包括比较器911,该比较器911的正极输入端耦接至由最大电压感测电路910产生的峰值电压 $V_P$ 并且其负极输入端耦接至 $V_S$ 。比较器911的输出可用于确定 $V_S$ 从 $V_{refC}$ 上升至 $V_P$ 的持续时间和 $V_S$ 从 $V_P$ 下降至 $V_{refC}$ 的持续时间。比较器911的输出耦接至与门912,该与门912还具有信号 $INI1$ 作为另一输入。低比较器输出电压和高 $INI1$ 信号表示 $V_S$ 处于从 $V_{refC}$ 上升至 $V_P$ 的过程。此时,开关916关断并且开关915导通,从而使电容器917由电流源913进行充电。相反,高比较器输出电压和高 $INI1$ 信号表示 $V_S$ 处于从 $V_P$ 下降至 $V_{refC}$ 的过程。此时,开关916导通并且开关915关断,从而使电容器917通过电流源914进行放电。

[0122] 当 $INI2$ 信号为低时,比较器920的正极输入最初被设置成 $V_{refD}$ 。在跟踪器为高的时间期间,比较器920输出信号可以反映充放电时间的长度以及上述两个时间段 $T1$ 和 $T2$ 。比较器920的输出耦接至D触发器电路921,该D触发器电路921还在其时钟端子 $CLK$ 处耦接至 $INI2$ 。当 $INI2$ 信号从低变为高时, $CLK$ 端子触发D触发器电路并且比较器920的输出信号输入到D触发器的D端子并且被锁存。假设调光器电路切断输入电压周期的后部,则 $V_S$ 从 $V_{refC}$ 上升至峰值电压 $V_P$ 所花费的时间与 $V_S$ 从 $V_P$ 下降至 $V_{refC}$ 所花费的时间相比更长。在这种情况下,比较器920的输出为高并且D触发器921的输出被锁存为高,表示脉冲信号 $PD1$ 应当用于确定输入AC电压的过零点。相反,如果调光器电路切断输入电压周期的前部,则应当使用脉冲信号 $PD2$ 。在图10和图11中图示了这些信号的波形图。

[0123] 图12A是图示根据本发明的实施例的在图7中的前沿消隐电路703的示例性实现的简化框/电路图。图12B是图示图12A中的各种信号的波形图。图12B图示了 $CS$ 信号中的尖峰脉冲,该尖峰脉冲表示电力开关中的电流。当电力开关从关断状态改变成导通状态时,尖峰脉冲出现在 $OUT$ 信号脉冲的前沿处。图7中的前沿消隐电路块703被配置成从 $CS$ 信号中滤除该尖峰脉冲,该前沿消隐电路块703具有图12A所描绘的细节。如图12A所示,在 $CS$ 信号与比较器704之间布置有电阻器732和开关730。开关730在脉冲信号 $LEB$ 的控制下将 $CS$ 信号连接至地,该脉冲信号 $LEB$ 在 $OUT$ 信号的前沿处被触发并且持续了短持续时间 $T_{LEB}$ 。如图12B所示, $CS$ 信号中的尖峰脉冲在其到达比较器704之前被移除。

[0124] 图13是图示根据本发明的实施例的在生成AC参考信号时所涉及的各种信号的波形图。在图13中, $V_{ac}$ 是输入至电源系统的AC输入电压并且可以通过例如城市电力系统中的电源插座来提供。 $V_S$ 是经整流的AC信号,并且 $PD$ 和 $PV$ 分别是表示 $V_{ac}$ 的过零点和峰值点的脉冲信号。 $RI$ 是根据 $PD$ 和 $PV$ 导出的信号。此处, $RI$ 的高电平表示AC参考信号从最小 $V_L$ 上升至最大 $V_H$ 的时间段。相反, $RI$ 的低电平表示AC参考信号从最大 $V_H$ 下降至最小 $V_L$ 的时间段。在图13中,时钟是具有固定脉冲宽度但频率可变的脉冲信号。时钟信号是从端子 $V_S$ 处的经整流的输入电压 $V_{in}$ 导出并且用于生成与 $V_{in}$ 具有相同相位的 $V_{refA}$ 信号。时钟信号用于控制对电容器的充电以用于生成 $V_{refA}$ 参考信号。当 $RI$ 为高时,每个时钟脉冲使电容器以固定的电压 $\Delta V$ 被充电至更高。相反,当 $RI$ 为低时,每个时钟脉冲使电容器以固定的电压 $\Delta V$ 被放电至更低。因而,时钟脉冲的频率确定参考信号 $V_{refA}$ 的上升和下降形状。作为结果, $V_{refA}$ 将跟随 $V_S$ 的形状并且维持与 $V_S$ 相同的相位。

[0125] 图14是图示用于生成如图13所描绘的AC参考电压的电路的简化电路图。如所示出的,电路1400包括电流源1401和电流源1403,该电流源1401和电流源1403提供用于对电容器1407进行充电和放电的相等电流。电流源1401和电流源1403分别由开关1402和开关1404

来控制,进而由输入信号RI和逆变器1408来控制。当RI为高时,开关1402导通并且开关1404关断。在这种情况下,每个时钟脉冲使电流源1401以固定量的电荷 $Q=I \cdot T_{on}$ 对电容器1407充电,并且使VrefA上升了电压 $\Delta V=Q/C$ ,其中I为电流源1401和1403中的电流, $T_{on}$ 是时钟脉冲的导通时间或者脉冲宽度,以及C是电容器1407的电容。相反,当RI为低时,开关1404导通并且开关1402关断。每个时钟脉冲使电流源1403以固定量的电荷 $Q=I \cdot T_{on}$ 将电容器1407放电并且使VrefA下降了电压 $\Delta V=Q/C$ 。通过控制时钟脉冲的频率,可以生成呈现经整流的正弦波的形状的VrefA。

[0126] 以上描述包括用于说明各种实施例的特定示例。然而,要理解的是,本文所描述的示例和实施例仅用于说明的目的。鉴于实施例的各种修改和改变将被建议给本领域技术人员并且要被包括在本发明的思想和范围内。

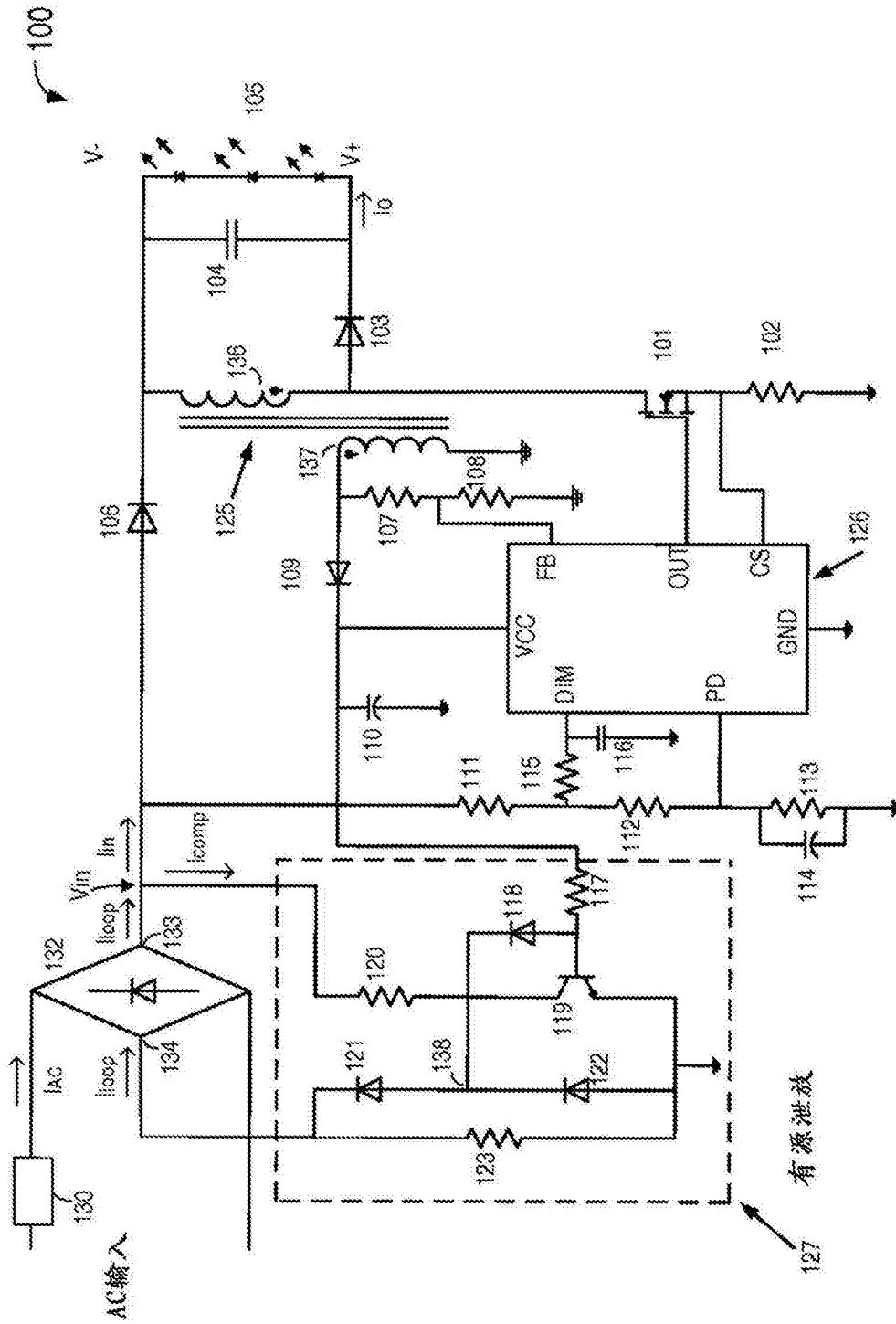


图1

200

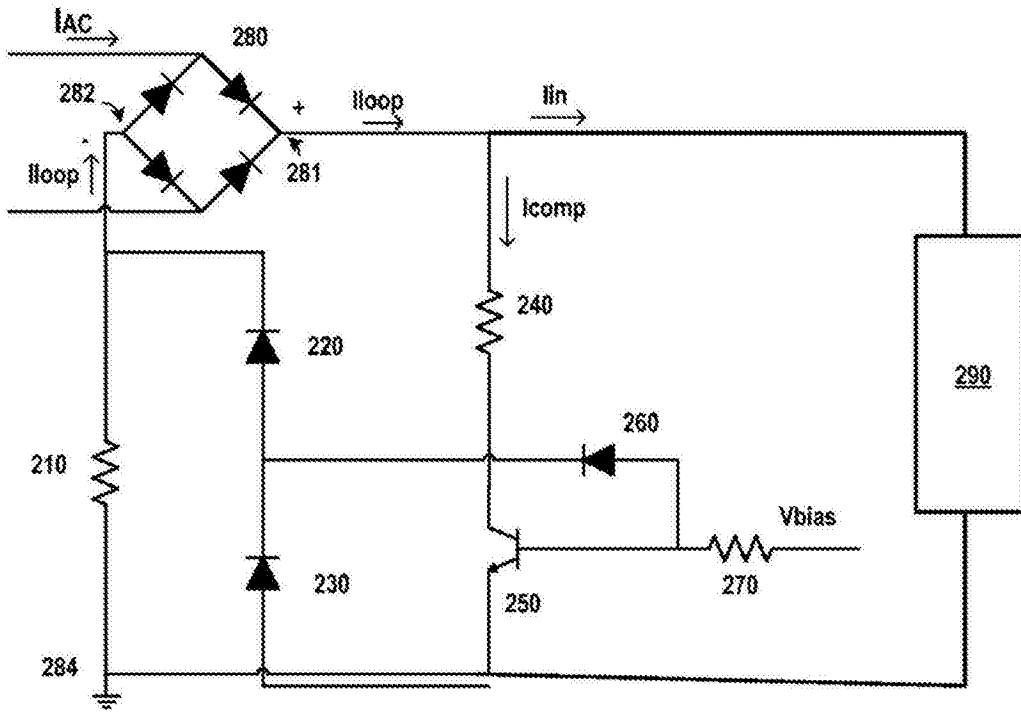


图2A

300

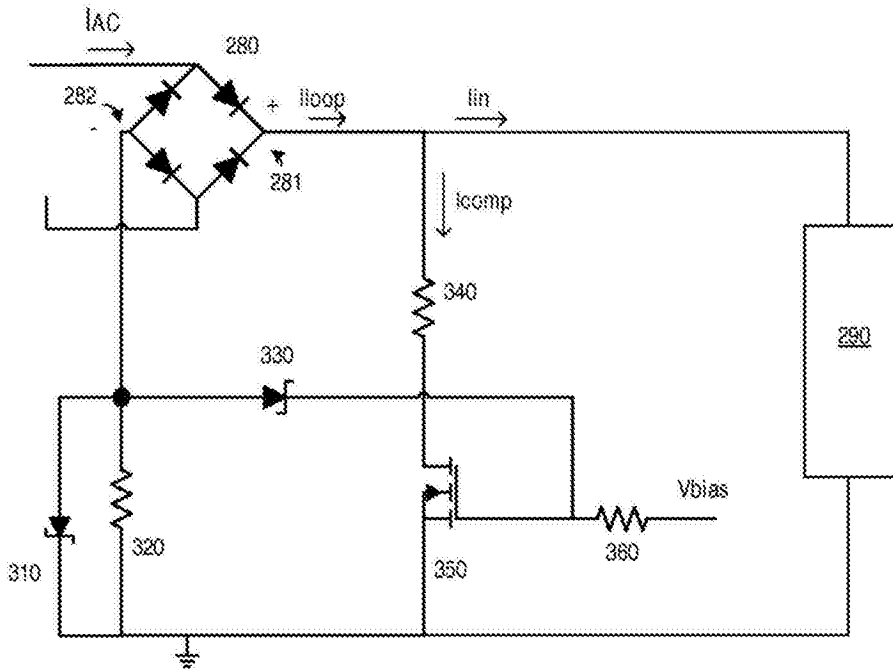


图2B

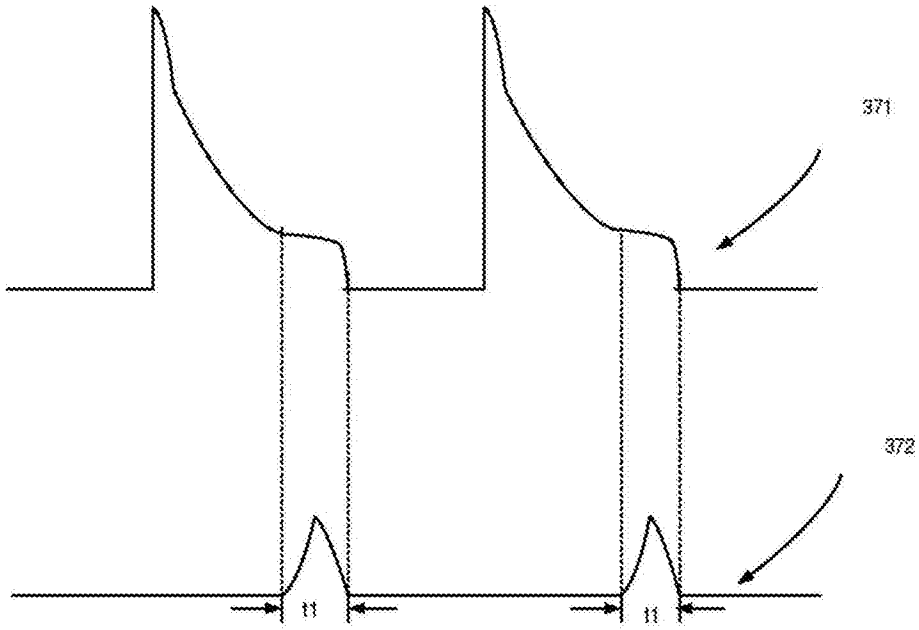


图3A

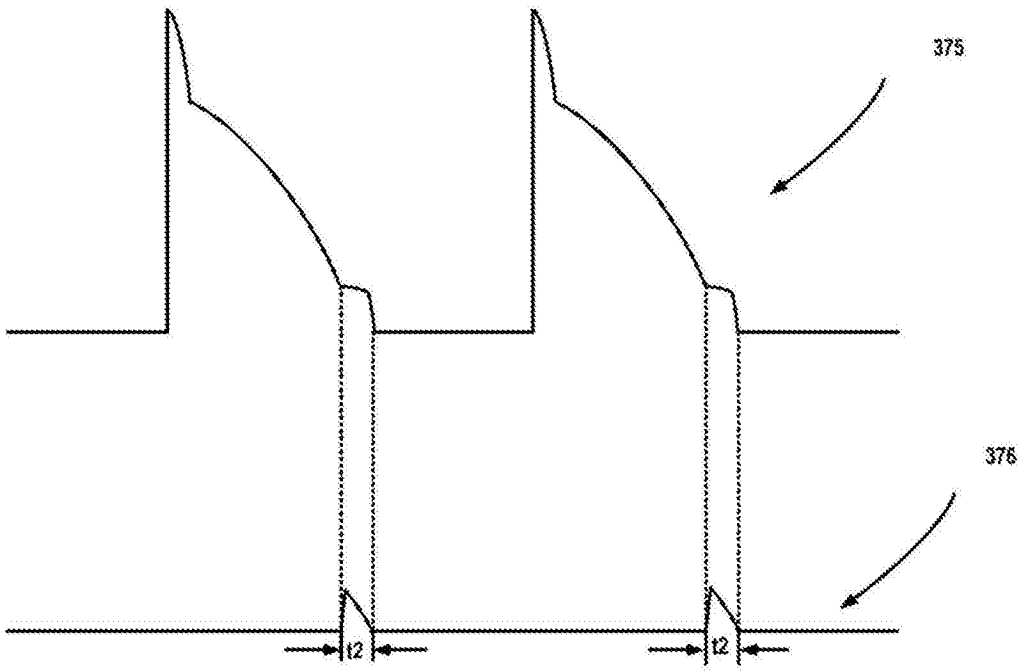


图3B

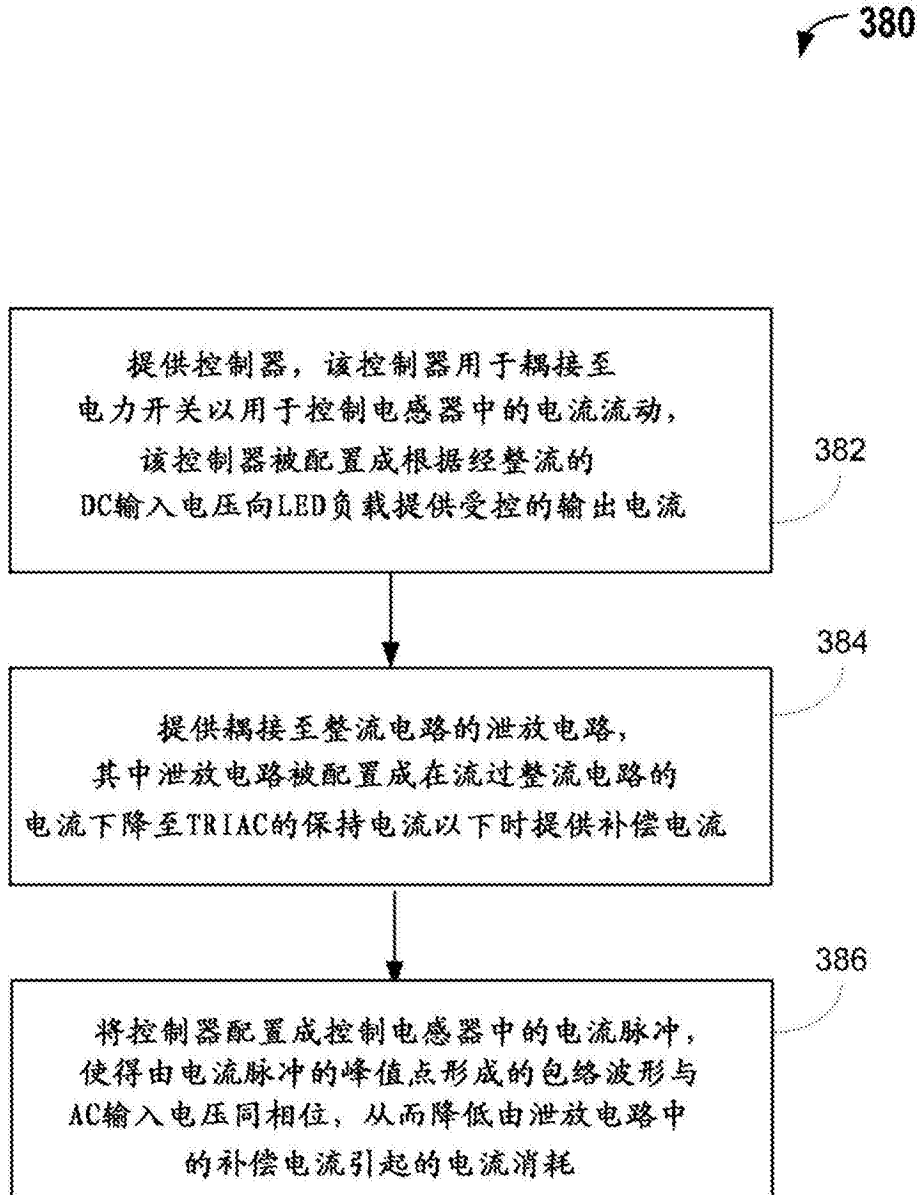


图3C

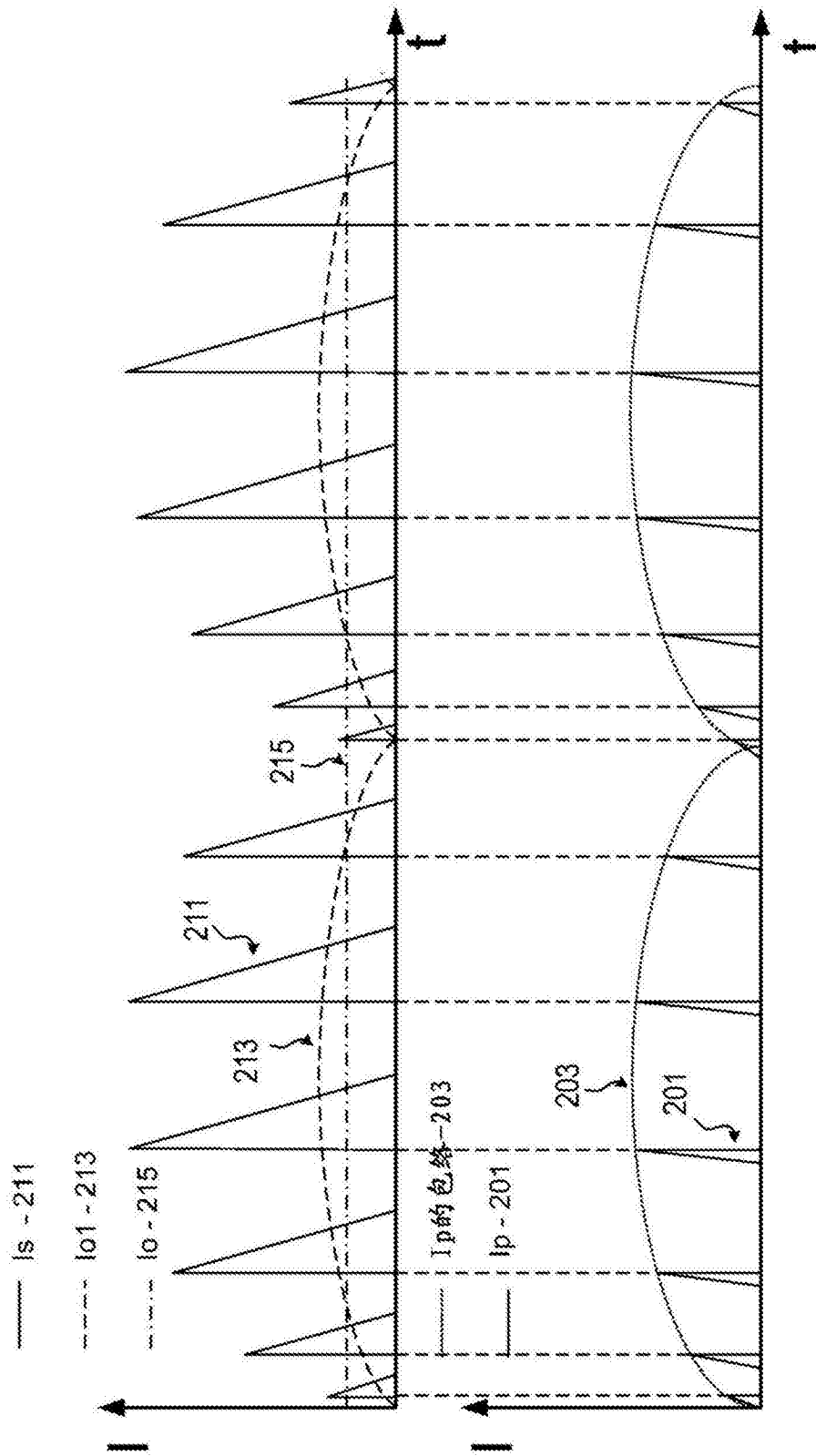


图4A

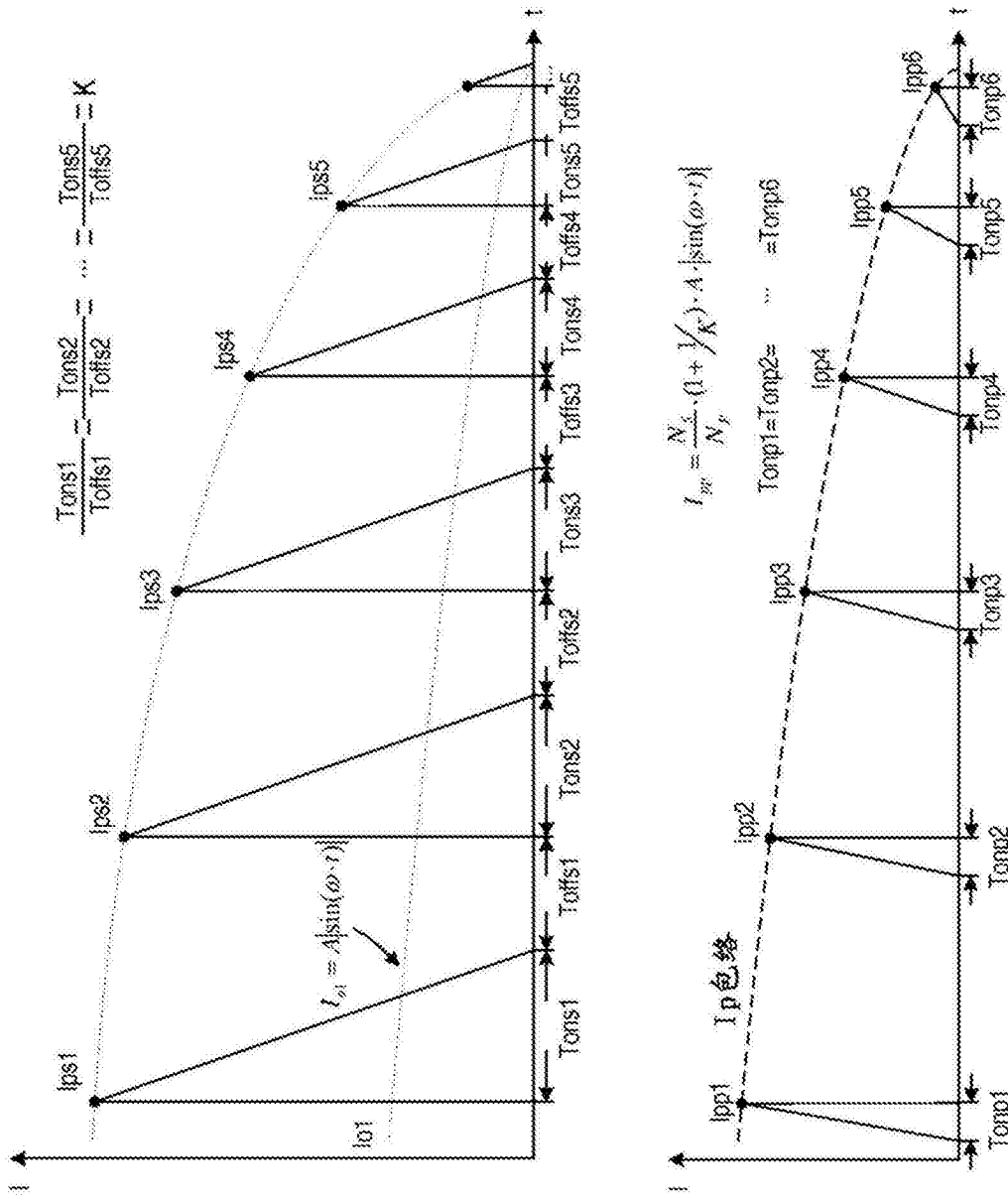


图4B

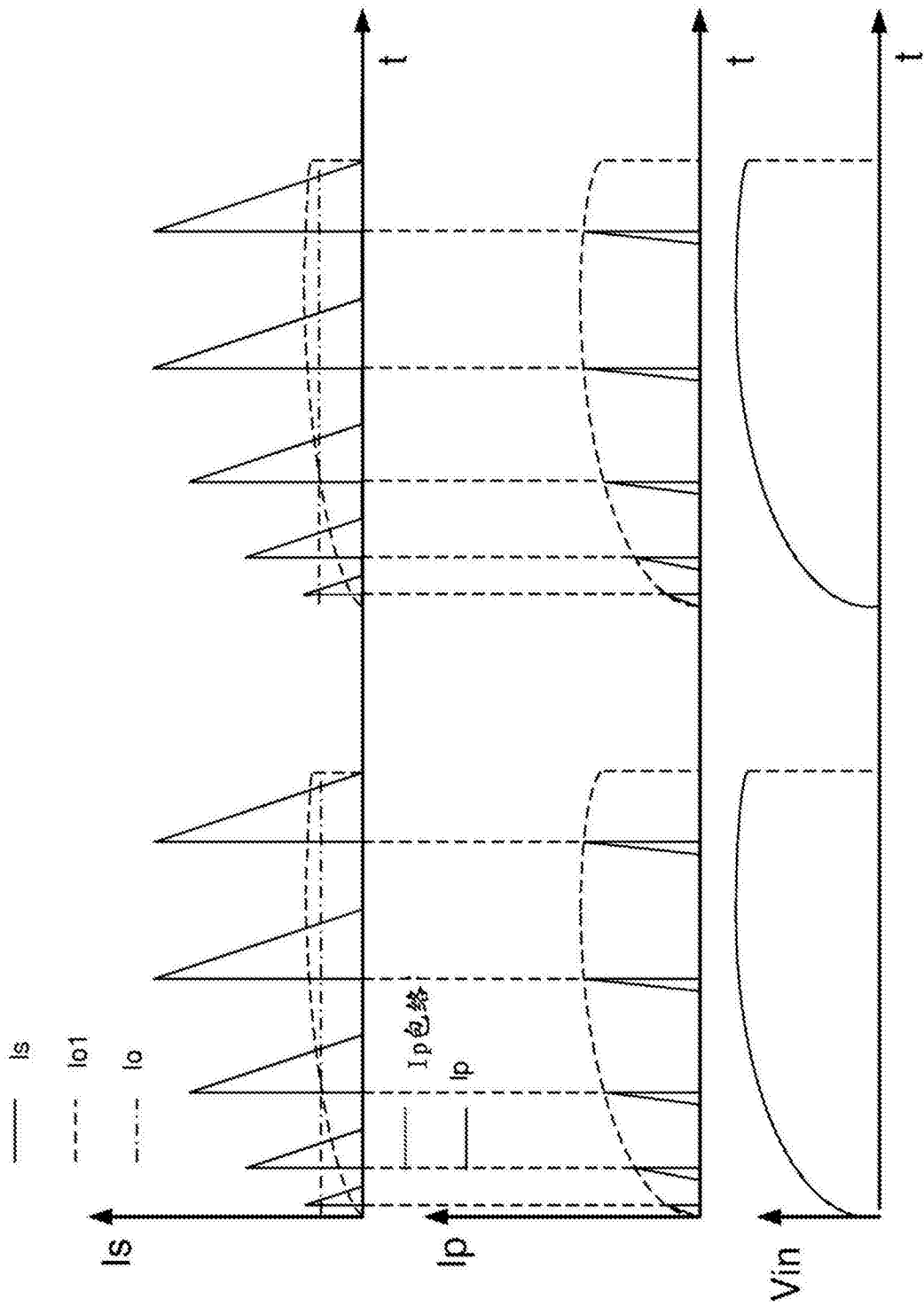


图5A

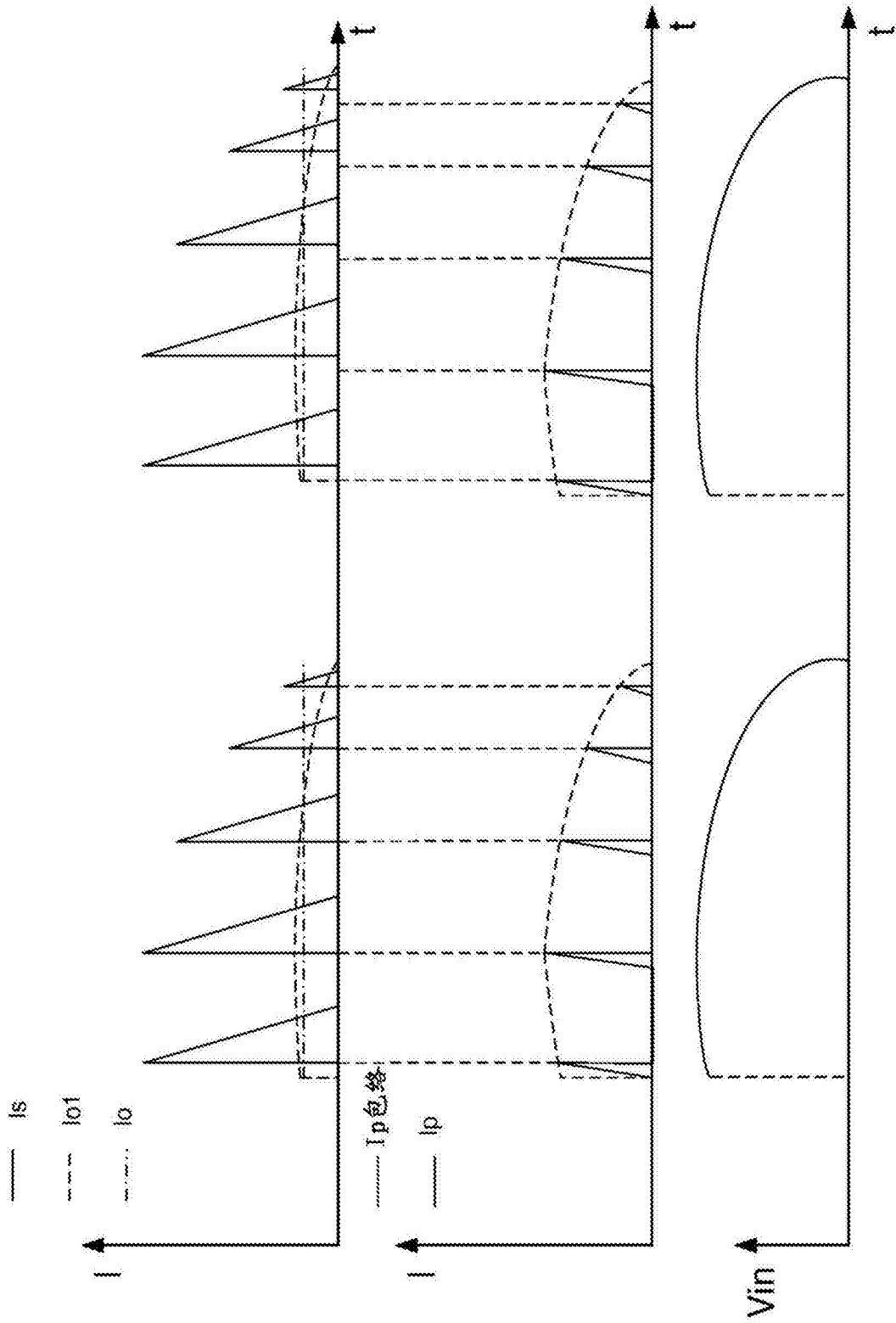


图5B

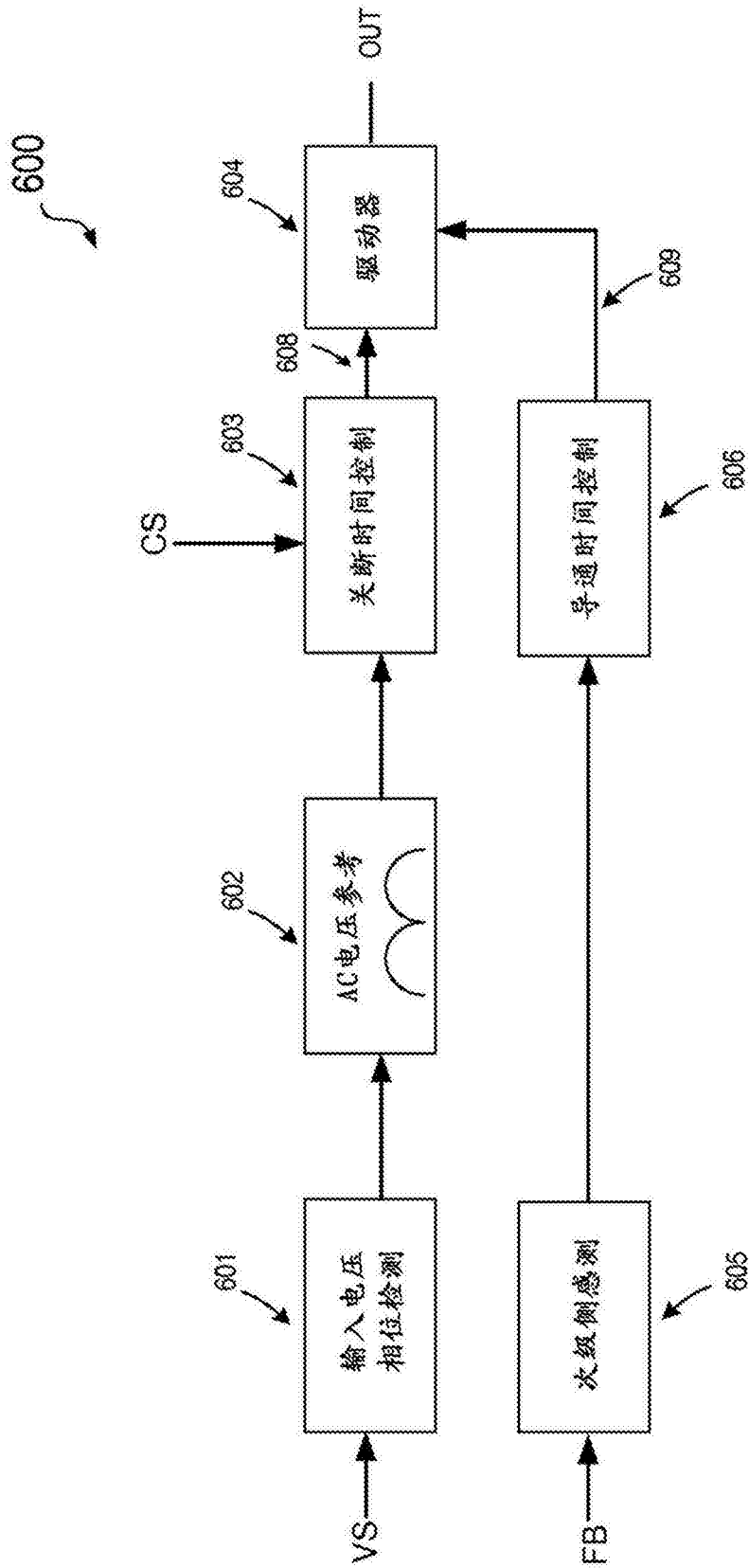


图6



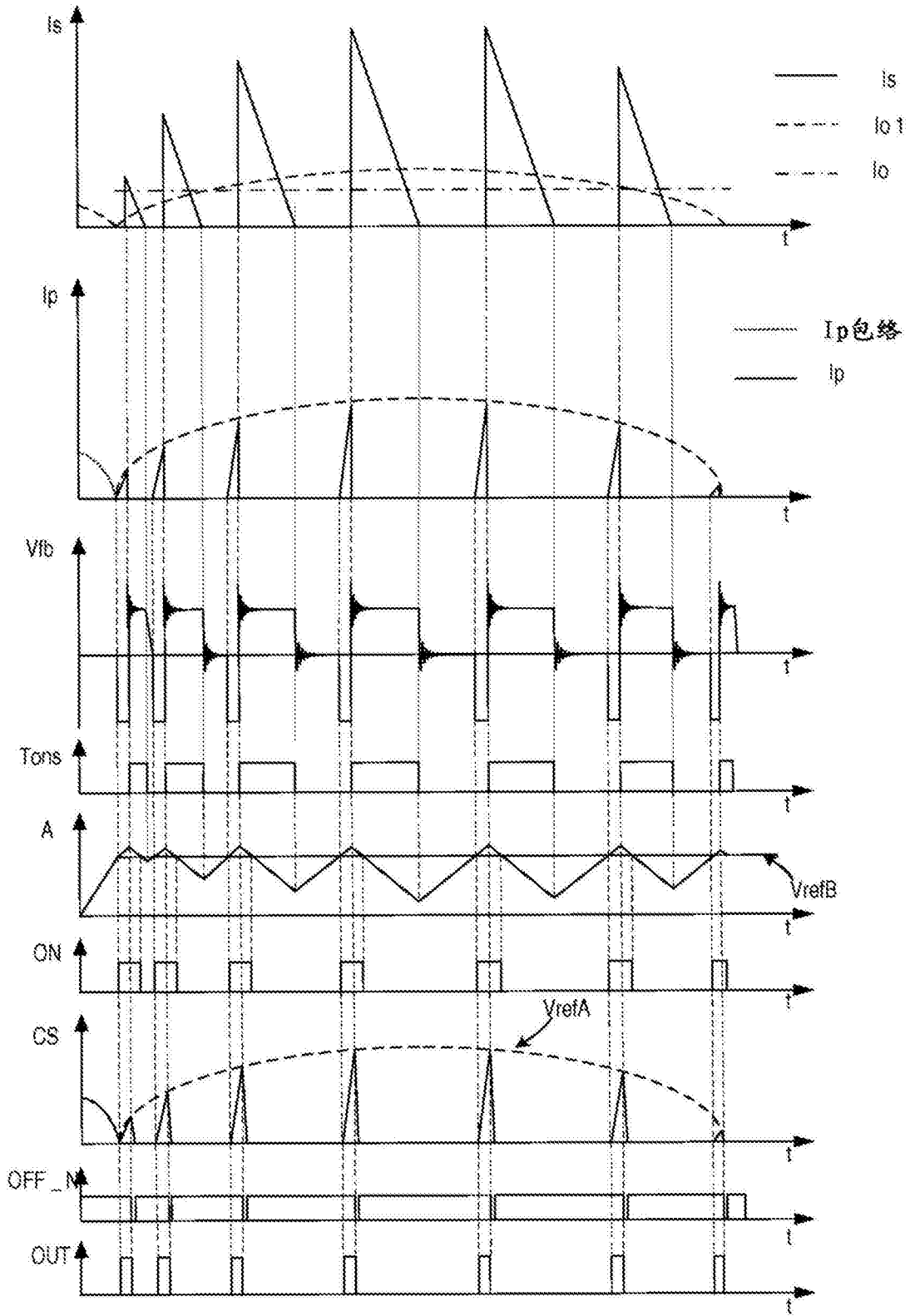


图8

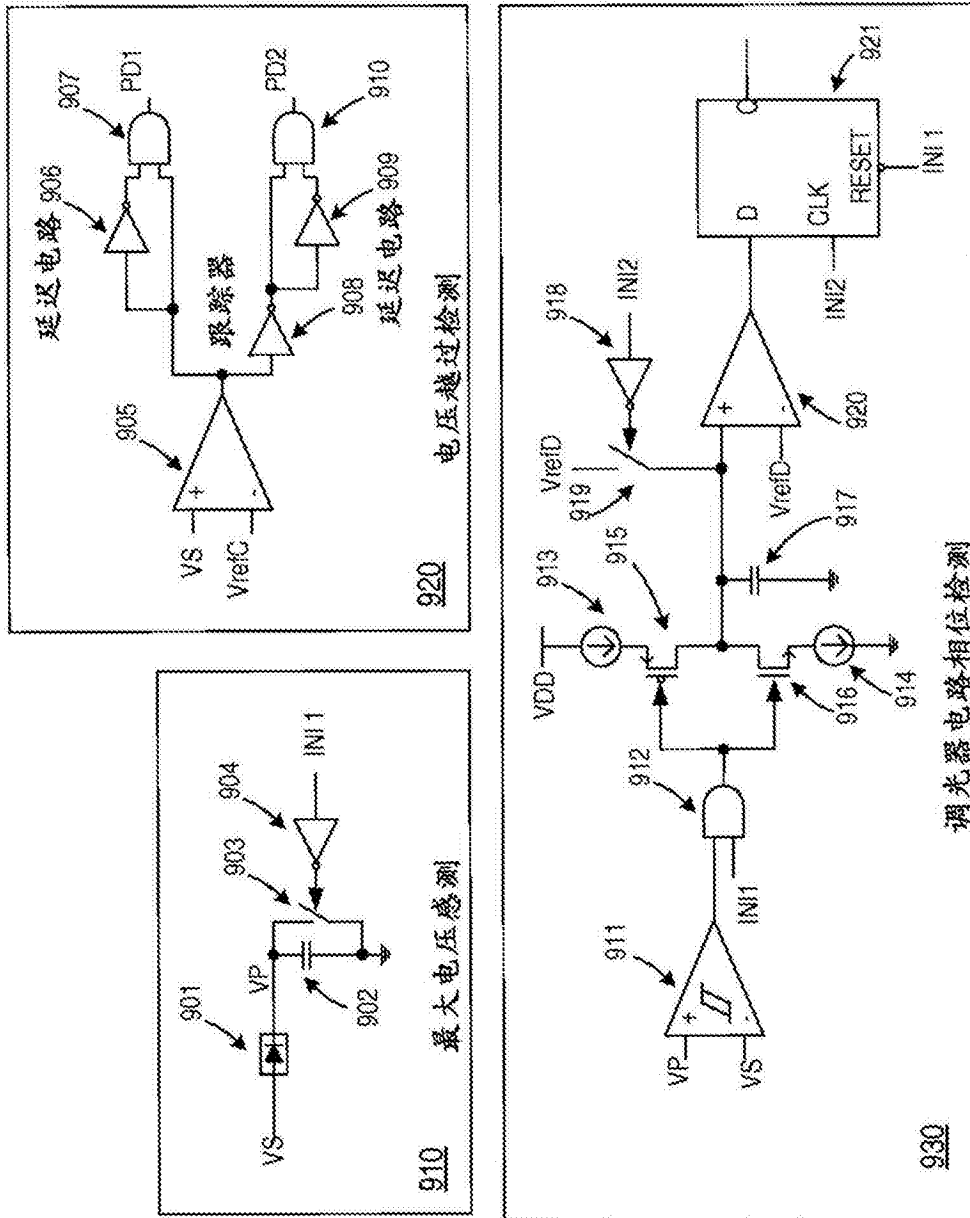


图9

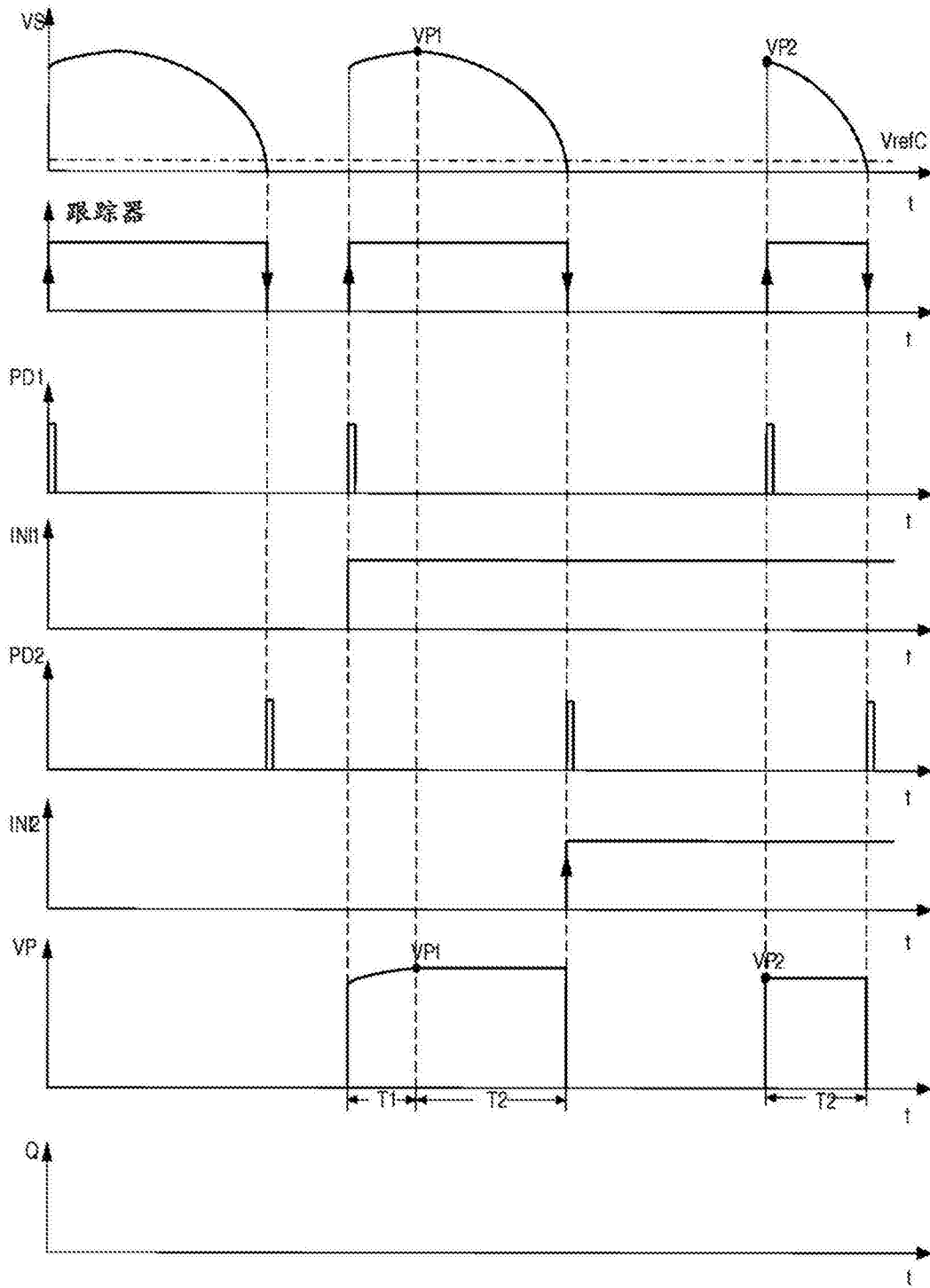


图10

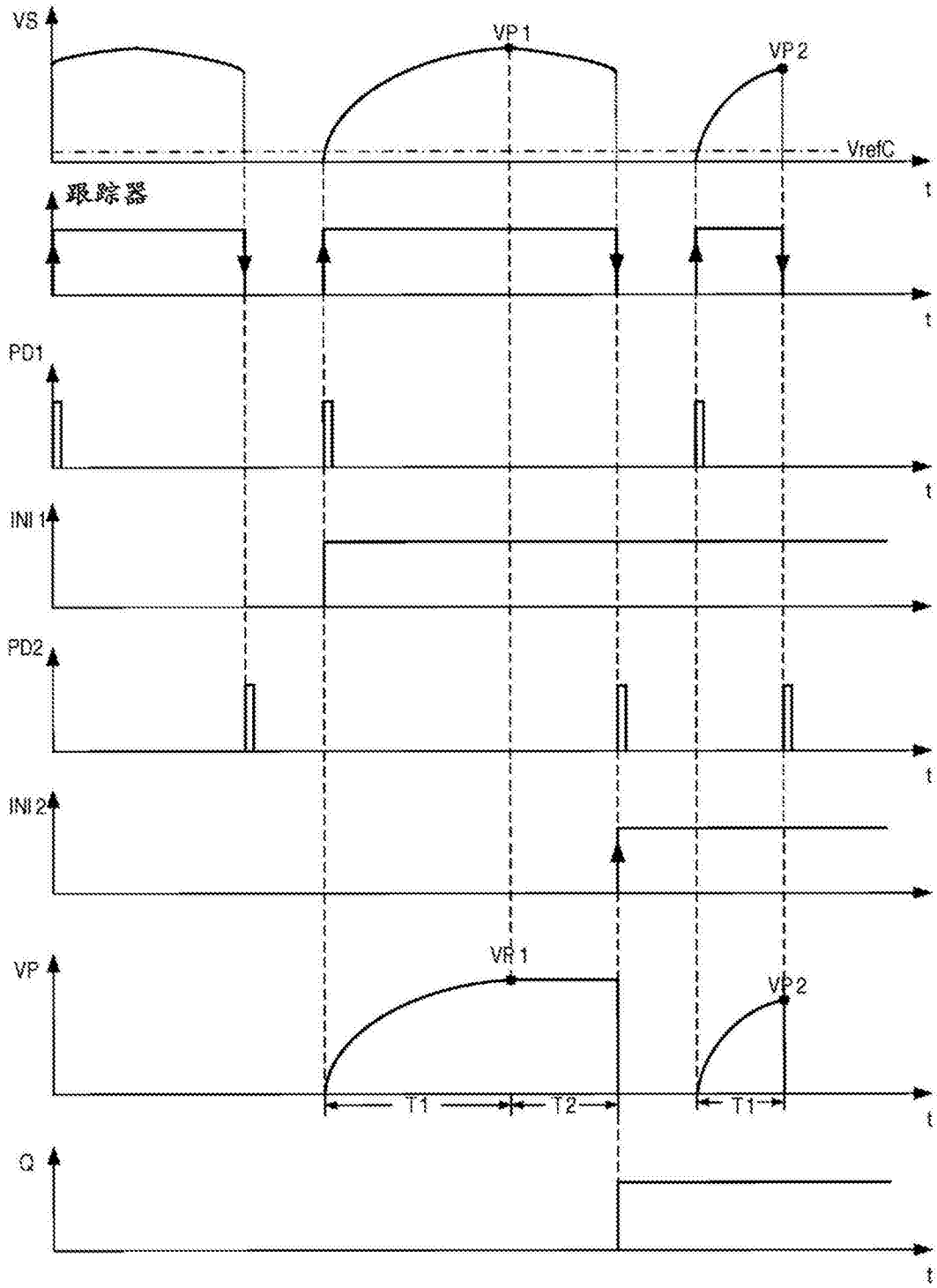


图11

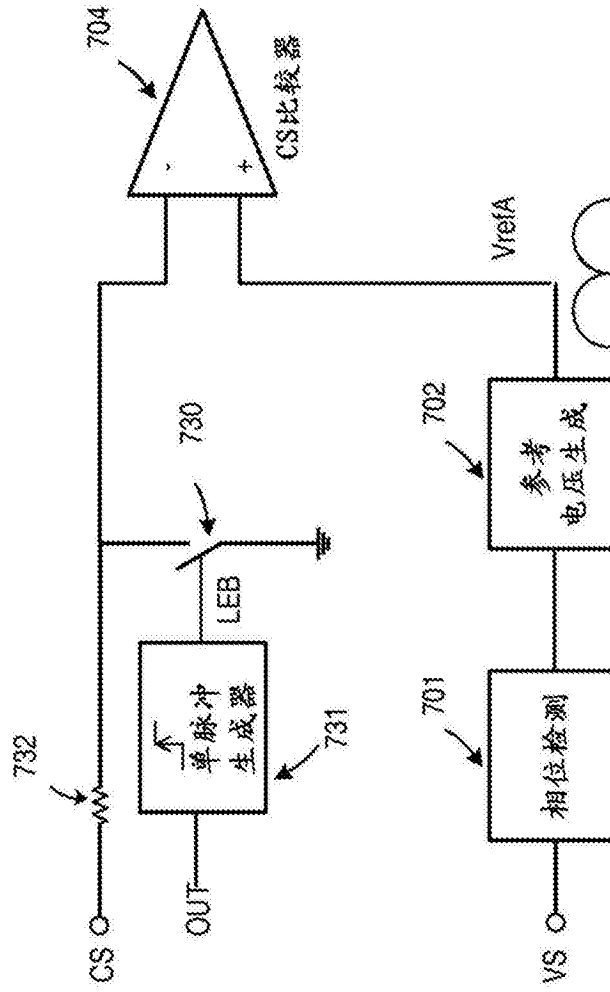


图12A

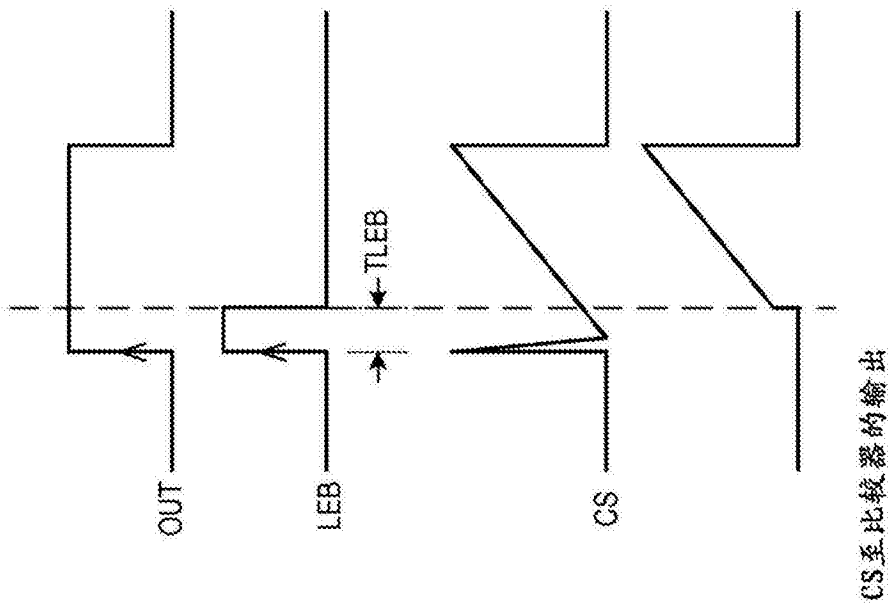


图12B

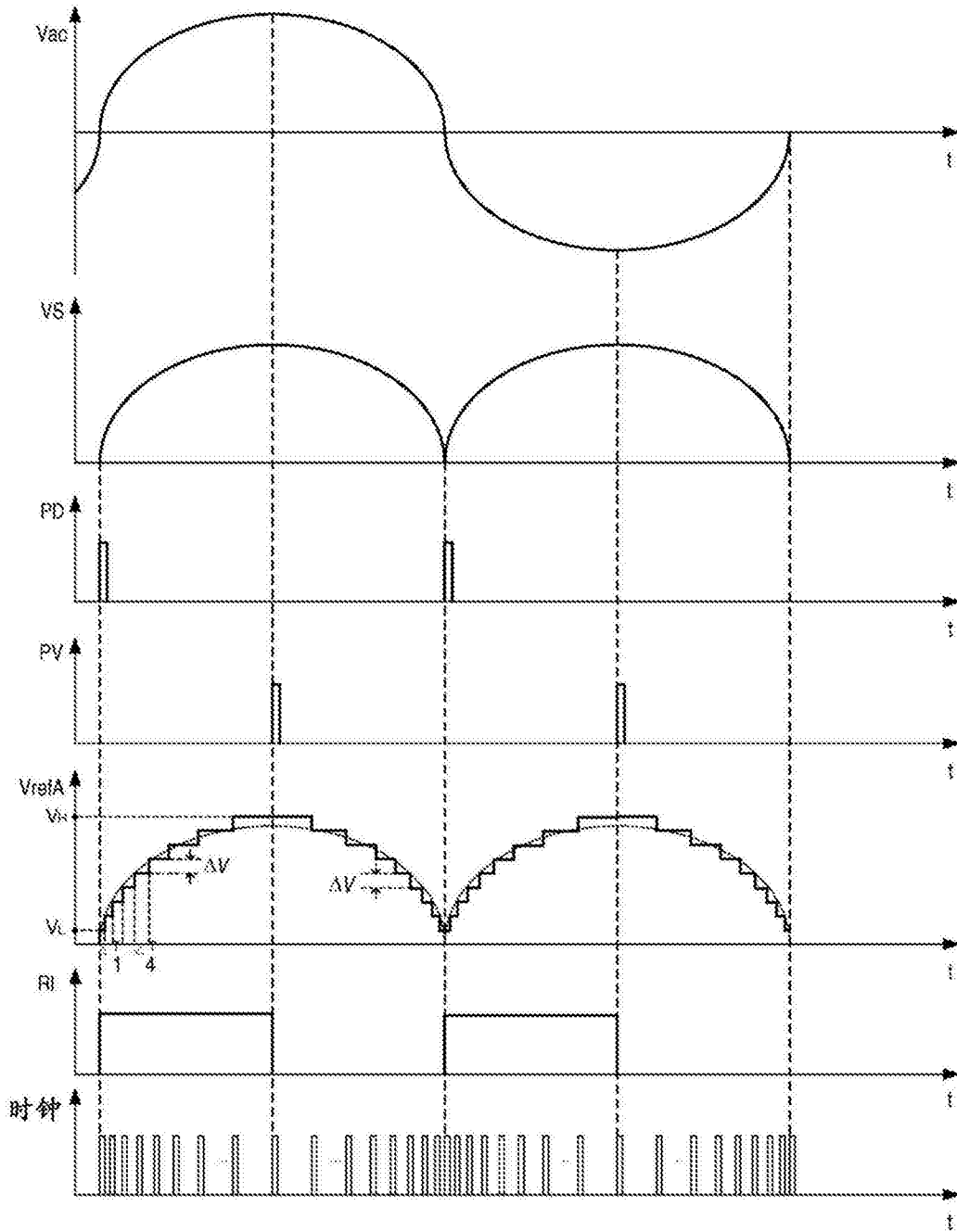


图13

