



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103582995 B

(45)授权公告日 2016.12.14

(21)申请号 201280027673.5

(22)申请日 2012.06.29

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 103582995 A

(43)申请公布日 2014.02.12

(30)优先权数据

61/503,357 2011.06.30 US

13/194,531 2011.07.29 US

13/217,174 2011.08.24 US

13/287,257 2011.11.02 US

13/290,032 2011.11.04 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日  
2013.12.05

(86)PCT国际申请的申请数据  
PCT/US2012/045108 2012.06.29

(87)PCT国际申请的公布数据  
W02013/003810 EN 2013.01.03

(73)专利权人 皇家飞利浦有限公司  
地址 荷兰艾恩德霍芬市

(72)发明人 何朝辉 拉胡尔·辛格

埃里克·J·金 约翰·L·梅兰松  
威廉·A·德雷珀

(74)专利代理机构 北京市金杜律师事务所  
11256

代理人 王茂华

(51)Int. Cl.

H02M 1/36(2006.01)

H05B 33/08(2006.01)

(56)对比文件

CN 101959346 A, 2011.01.26,

CN 101959346 A, 2011.01.26,

US 5319301 A, 1994.06.07,

US 6858995 B2, 2005.02.22,

CN 101686587 A, 2010.03.31,

审查员 周容

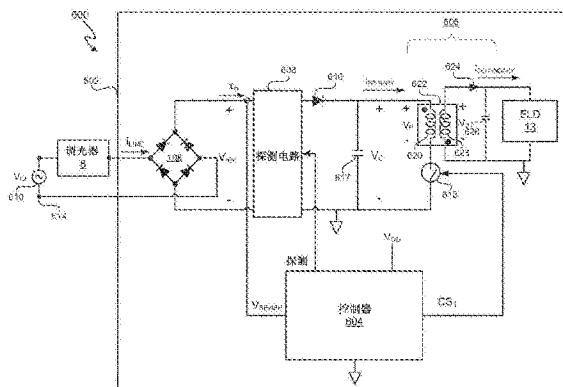
权利要求书3页 说明书11页 附图8页

(54)发明名称

开关功率变换器和基于交流三极管的调光器的输入电压感应

(57)摘要

本文描述一种控制提供到电子照明系统的电子照明设备,如一个或多个发光二极管(LED)和/或紧凑型荧光灯(CFL)的能量的电子照明系统和方法。基于交流三极管的调光器将提供到电子照明系统的线电压舍相。电子照明系统的控制器利用探测系统克服基于交流三极管的调光器的特性从而允许控制器探测并感应线电压。为了减少能量消耗,控制器周期性或间歇性地探测基于交流三极管的调光器输出电压,而不是探测基于交流三极管的调光器输出电压的每个周期。



1. 一种用于感应调光器的输出电压的方法,包括:

每隔基于用于交流电的三极管(“交流三极管”)的调光器的交流(AC)输出电压的(N-1)个半周期探测所述调光器的输出,从而允许照明系统的控制器从所述交流三极管将输入电压源连接到所述调光器的输出的时间起感应输出电压,直到发生预定事件,其中,N是大于1的整数;以及

从所感应的所述调光器的输出电压确定所述调光器的输出电压的频率或者所述调光器的输出电压的过零,每隔所述调光器的交流(AC)输出电压的第N个半周期感应所感应的所述调光器的输出电压。

2. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述预定事件是所述交流三极管将所述输入电压源从所述调光器的输出断开的时间。

3. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述预定事件是所述输出电压达到预定的阈值。

4. 根据权利要求1所述的方法,其中,N随时间变化。

5. 根据权利要求1所述的方法,其中,N是常数。

6. 根据权利要求1所述的方法,其中,N是奇数。

7. 根据权利要求1所述的方法,进一步包括:

从所感应的所述调光器的输出电压检测所述调光器的类型。

8. 根据权利要求1所述的方法,其中,探测基于交流三极管的调光器的输出包括:

引入耦接到所述调光器的输出的、足以防止所述交流三极管在达到预定电压电平之前断开的电阻器。

9. 根据权利要求1所述的方法,其中,探测基于交流三极管的调光器的输出包括:

引入耦接到所述调光器的输出的、足以防止所述交流三极管在达到预定电压电平之前断开的电流源。

10. 根据权利要求8所述的方法,其中,所述预定电压电平是所述调光器的输出电压的大致零电压。

11. 根据权利要求1的方法,进一步包括:

根据从所感应的所述调光器的输出电压得出的信息操作电子照明系统。

12. 根据权利要求11所述的方法,其中,所述电子照明系统包括一个或多个发光二极管。

13. 一种用于感应调光器的输出电压的装置,包括:

控制器,控制照明系统的开关功率变换器,其中,所述控制器能够:

生成控制信号,以控制每隔基于用于交流电的三极管(“交流三极管”)的调光器的交流(AC)输出电压的(N-1)个半周期探测所述调光器的输出,从而允许所述控制器从所述交流三极管将输入电压源连接到所述调光器的输出的时间起感应输出电压,直到发生预定事件,其中,N是大于1的整数;

从所述交流三极管将输入电压源连接到所述调光器的输出的时间起感应输出电压,直到发生预定事件;以及

从所感应的所述调光器的输出电压确定所述调光器的输出电压的频率或者所述调光器的输出电压的过零,每隔所述调光器的交流(AC)输出电压的第N个半周期感应所感应的所述调光器的输出电压。

14. 根据权利要求13所述的装置,其中,所述预定事件是所述交流三极管将所述输入电压源从所述调光器的输出断开的时间。

15. 根据权利要求13所述的装置,其中,所述预定事件是所述输出电压达到预定阈值。

16. 根据权利要求13所述的装置,其中,N随时间变化。

17. 根据权利要求13所述的装置,其中,N是常数。

18. 根据权利要求13所述的装置,其中,N是奇数。

19. 根据权利要求13所述的装置,其中,所述控制器进一步能够从所感应的所述调光器的输出电压检测所述调光器的输出电压的大致过零。

20. 根据权利要求13所述的装置,其中,所述控制器进一步能够从所感应的所述调光器的输出电压检测所述调光器的类型。

21. 根据权利要求13所述的装置,进一步包括:

耦接到所述调光器的输出和所述控制器的探测电路,其中,所述探测电路包括开关和耦接到所述开关的电阻器,其中,所述控制信号控制所述开关将所述电阻器耦接到所述调光器并且防止所述交流三极管在达到预定电压电平之前断开。

22. 根据权利要求21所述的装置,其中,所述预定电压电平是所述调光器的输出电压的大致零电压。

23. 根据权利要求13所述的装置,进一步包括:

耦接到所述调光器的输出和所述控制器的探测电路,其中,所述探测电路包括可控恒流源,其中,所述控制信号控制所述恒流源使得所述恒流源产生通过所述调光器的电流从而防止交流三极管在达到预定电压电平之前断开。

24. 根据权利要求13所述的装置,其中,所述控制器进一步能够根据从所感应的所述调光器的输出电压得出的信息来操作所述开关功率变换器从而至少控制一个或多个电子照明设备的亮度。

25. 根据权利要求24所述的装置,其中,所述电子照明设备包括一个或多个发光二极管。

26. 一种用于感应基于交流三极管的调光器的输出电压的方法,包括:

使在电力和照明控制系统中的寄生电容放电从而允许在基于交流三极管的调光器的交流三极管(T)停止导通之后感应跟踪所述基于交流三极管的调光器的输入电压的所述基于交流三极管的调光器的调光器输出电压;以及

在所述基于交流三极管的调光器的交流三极管(T)停止导通之后感应所述调光器输出电压。

27. 根据权利要求26所述的方法,其中,所述基于交流三极管的调光器包括用于交流电的三极管(“交流三极管”)和耦接在所述交流三极管两端的电容,并且使所述寄生电容放电进一步包括在不将耦接在所述交流三极管两端的电容显著充电的情况下,使所述寄生电容在所述基于交流三极管的调光器的交流三极管(T)停止导通之后放电。

28. 根据权利要求26所述的方法,其中,所述基于交流三极管的调光器包括用于交流电的三极管(“交流三极管”)和耦接在所述交流三极管两端的电容,并且使所述寄生电容放电进一步包括在不将所述电容两端的电压显著升高的情况下,通过在所述基于交流三极管的调光器的交流三极管(T)停止导通之后限制输入电流使所述寄生电容通过电阻器放电。

29. 根据权利要求28所述的方法,其中,所述电阻器具有大致1兆欧姆的电阻。

30. 一种用于感应基于交流三极管的调光器的输出电压的装置,包括:

耦接到电力和照明控制系统中的基于交流三极管的调光器的寄生放电电路,其中,所述寄生放电电路能够使在电力和照明控制系统中的寄生电容放电从而允许在所述基于交流三极管的调光器的交流三极管(T)停止导通之后感应跟踪所述基于交流三极管的调光器的输入电压的所述基于交流三极管的调光器的调光器输出电压。

31. 根据权利要求30所述的装置,其中,所述基于交流三极管的调光器包括用于交流电的三极管(“交流三极管”)和耦接在所述交流三极管两端的电容,并且所述寄生放电电路进一步能够在不将耦接在所述交流三极管两端的电容显著充电的情况下,使所述寄生电容在所述基于交流三极管的调光器的交流三极管(T)停止导通之后放电。

32. 根据权利要求30所述的装置,其中,所述基于交流三极管的调光器包括用于交流电的三极管(“交流三极管”)和耦接在所述交流三极管两端的电容,并且所述寄生放电电路进一步能够在不将所述电容两端的电压显著升高的情况下,通过在所述基于交流三极管的调光器的交流三极管(T)停止导通之后限制输入电流使所述寄生电容通过电阻器放电。

33. 根据权利要求32所述的装置,其中,所述电阻器具有大致1兆欧姆的电阻。

34. 根据权利要求30所述的装置,进一步包括:

耦接到所述寄生放电电路的开关功率变换器;

耦接到所述开关功率变换器的一个或多个电子照明设备;以及

耦接到所述开关功率变换器的控制器。

35. 根据权利要求34所述的装置,其中,所述开关功率变换器是单级开关功率变换器并且所述一个或多个电子照明设备包括由一个或多个发光二极管以及一个或多个紧凑型荧光灯泡组成的组中的一个或多个构件。

## 开关功率变换器和基于交流三极管的调光器的输入电压感应

[0001] 相关申请的交叉参考

[0002] 本美国专利申请根据35U.S.C.§119(e)要求于2011年6月30日提交的美国临时专利申请第61/503,357号的优先权,该申请通过引用结合于此。本申请还根据35U.S.C.§120和37C.F.R.§1.78要求于2012年6月29日提交的美国专利申请第13/539,004号并且题为“Input Voltage Sensing For A Switching Power Converter And A Triac-Based Dimmer”的优先权,其全部内容通过引用结合于此。

[0003] 本美国专利申请是以下专利申请的部分继续并根据35U.S.C.§120要求以下专利申请的优先权:

[0004] 1.于2011年7月29日提交的,题为“POWERING HIGH-EFFICIENCY LIGHTING DEVICES FROM A TRIAC-BASED DIMMER”的美国专利申请第13/194,531号;

[0005] 2.于2011年8月24日提交的,题为“MULTI-MODE DIMMER INTERFACING INCLUDING ATTACH STATE CONTROL”,发明人:Eric J.King和John L.Melanson的美国专利申请第13/217,174号;

[0006] 3.于2011年11月2日提交的,公开为美国专利申请第20120112651号的,题为“DUTY FACTOR PROBING OF A TRIAC-BASED DIMMER”的美国专利申请第13/287,257号;以及

[0007] 4.于2011年11月4日提交的,题为“SWITCHING POWER CONVERTER INPUT VOLTAGE APPROXIMATE ZERO CROSSING DETERMINATION”的美国专利申请第13/290,032号(在本文中称作“King I”),发明人:Eric J.King和John L.Melanson。

[0008] 每个前述专利申请和临时专利申请与本美国专利申请具有至少一个共同发明人并且被受让给同一个受让者。前述专利申请和临时专利申请中的每个的公开的全部内容通过引用结合于此。

### 技术领域

[0009] 本发明一般涉及电子系统,并且更具体地涉及与开关功率变换器和基于交流三极管的调光器的输入电压感应相关的系统和方法。

### 背景技术

[0010] 如发光二极管(LED)和紧凑型荧光灯(CFL)的电子照明设备与白炽灯泡相比提供更多的高效节能光。因此,更高效的电子照明设备不断地取代照明系统中的白炽灯泡。

[0011] 用于对白炽灯泡调光的常规调光器通常包括用于交流电的三极管(“交流三极管”)。基于交流三极管的调光器通过将在特定相位角的交流(AC)输入电压舍相来设置调光水平从而减少供应到负载(如灯)的平均功率量。白炽灯泡通过减少其光输出来实质地响应舍相输入电压。诸如LED和CFL的许多电子照明设备是恒流设备,其表示电子照明设备对于特定的电流值具有特定的亮度。因此,包含电子照明设备的照明系统通常利用控制器将输入电压转换为电子照明设备可用的电压和电流。

[0012] 为响应由舍相输入电压的相位角设置的调光水平,在理想情况下,控制器正确检

测舍相电压的相位角并与调光水平相符地调节电子照明设备的电压和电流。然而,尤其在试图保持电子照明设备的能效的情况下,确定输入电压的舍相角被证明是具有挑战性的。

[0013] 在理想情况下,基于交流三极管的调光器在每个输入电压半周期期间使负载连接并断开输入电压一次。然而,在没有干涉的情况下,基于交流三极管的调光器在一个输入电压半周期期间往往不正确地使电子照明设备连接或断开输入电压多次。发生这种振荡是因为一旦交流三极管开始操作,交流三极管将持续操作直到流过交流三极管的电流下降到小于保持电流值。电子照明设备中通常仅消耗由白炽灯泡消耗电流的10%,同时产生等量的光。因此,在没有干涉的情况下,电子照明设备的消耗可少于保持电流,导致交流三极管在其应保持不导电的舍相期间使负载过早地连接并断开输入电压。另外,有些电路能够导致交流三极管在输入电压的舍相之后过早地断开。

[0014] 基于交流三极管的调光器运作不当可导致难以检测输入电压过零。不当检测或未检测到输入电压过零会扰乱控制器控制电子照明设备的正常操作。

### 发明内容

[0015] 在本发明的一个实施方式中,一种方法包括每隔基于用于交流电的三极管(“交流三极管”)的调光器的交流(AC)输出电压的(N-1)个半周期探测(probe)调光器的输出,从而允许照明系统的控制器从交流三极管将输入电压源连接到调光器的输出的时间起感应(sense,感测)输出电压,直到发生预定事件。N是大于1的整数。

[0016] 在本发明的另一个实施方式中,控制器用于控制照明系统的开关功率变换器。该控制器能够生成控制信号,以控制在基于用于交流电的三极管(“交流三极管”)的调光器的交流(AC)输出电压的每第N个半周期探测调光器的输出,从而允许控制器从交流三极管将输入电压源连接到调光器的输出的时间起感应输出电压,直到发生预定事件。N是大于1的整数。该控制器进一步能够从交流三极管将输入电压源连接到调光器的输出的时间起感应输出电压,直到发生预定事件。

[0017] 在本发明的进一步实施方式中,一种方法包括使在电力和照明控制系统中的寄生电容放电从而允许感应跟踪调光器的输入电压的调光器输出电压。该方法进一步包括感应调光器输出电压。

[0018] 在本发明的另一个实施方式中,一种装置包括耦接到电力和照明控制系统中的调光器的寄生放电电路。该寄生放电电路能够使在电力和照明控制系统中的寄生电容放电从而允许感应跟踪调光器的输入电压的调光器输出电压。

### 附图说明

[0019] 通过参考附图可以更好地理解本发明,并使本领域技术人员清晰地理解本发明的多个目的、特征和优势。遍及几个附图使用的相同参考数字表示相同或相似的要素。

[0020] 图1是描绘电力和照明控制系统的框图。

[0021] 图2是示出照明电路的各示例性操作阶段的信号波形图。

[0022] 图3是电力和照明控制系统的简化示意图。

[0023] 图4A至图4B是可在图1至图3的照明电路的电路中的使用的过零确定电路的框图。

[0024] 图5是示出照明电路中的信号的信号波形图。

- [0025] 图6A是包含调光器输出电压探测电路的电力和照明控制系统。
- [0026] 图6B和图6C描绘了示例性调光器输出电压探测电路。
- [0027] 图7描绘了包含寄生放电电路的电力和照明控制系统。
- [0028] 图8描绘了与图7的电力和照明控制系统的示例性操作关联的示例性电流和电压波形。

### 具体实施方式

[0029] 在本文中描述的电子照明系统和方法控制提供到电子照明系统的电子照明设备(如一个或多个发光二极管(LED)和/或紧凑型荧光灯(CFL))的能量。基于交流三极管的调光器将提供到电子照明系统的输入电压舍相。电子照明系统的控制器利用探测系统克服基于交流三极管的调光器的特质以防止调光器过早地断开,从而允许控制器感应调光器输出电压。为了减少能量消耗,控制器周期性或间歇性地探测基于交流三极管的调光器输出电压,而不是探测基于交流三极管的调光器输出电压的每个周期。

[0030] 在至少一个实施方式中,供应到电子照明设备的能量根据由交流电(AC)输入电压的舍相角确定的调光值发生变化。在至少一个实施方式中,基于交流三极管的调光器使电子照明系统连接并断开AC输入电压(反之亦然)。在至少一个实施方式中,电子照明系统高效地感应输入电压,同时实现高效的调光操作。在至少一个实施方式中,电子照明系统包括开关功率变换器,控制开关功率变换器的控制器,以及包含一个或多个电子照明设备的负载。开关功率变换器可以是包含单级开关功率变换器或多级开关功率变换器(如2级开关功率变换器)的任意类型的开关功率变换器。

[0031] 在至少一个实施方式中,电子照明系统通过周期性或间歇性地探测整流后的调光器输出电压来感应调光器输出电压。在调光器的交流(AC)输出电压的每第N个半周期探测基于交流三极管的调光器的输出允许照明系统的控制器从交流三极管将输入电压源连接到调光器的输出起,直到交流三极管使输入电压源从调光器的输出断开的时间为止感应输出电压。N是大于1的整数,由于相对于探测调光器输出电压的每个周期来探测,其减少了可能的能量损失。另外,N可随时间变化或者保持不变。在至少一个实施方式中,探测输出电压包括允许控制器感应调光器输出电压的实际值。周期性或间歇性探测调光器输出电压允许控制器在例如调光器的调光值改变时,例如正确地纠正误差并减少漂移或者将其消除。在至少一个实施方式中,由舍相调光器输出电压的相位角表示的调光值由控制器使用以确定供应到电子照明设备的电流量。

[0032] 探测调光器输出电压允许控制器确定照明系统的一个或多个参数。例如,在至少一个实施方式中,探测调光器输出电压允许控制器确定调光器是否存在,如果存在,再确定调光器的类型,如前沿或后沿型调光器。在至少一个实施方式中,探测调光器输出电压还允许调光器确定调光器输出电压的频率。在至少一个实施方式中,探测调光器输出电压还允许控制器确定调光器输出电压的过零。在至少一个实施方式中,探测调光器输出电压导致电子照明系统消耗对于电子照明设备不必要的额外能量。

[0033] 周期性或间歇性探测调光器输出电压会减少额外消耗的能量。在至少一个实施方式中,控制器在调光器输出电压的每N个半周期探测调光器输出电压。N是整数。在至少一个实施方式中,N是奇数,这允许控制器探测调光器输出电压的正和负周期,并消除例如在基

于交流三极管的调光器的电路中的任何直流(DC)偏移量累积。在至少一个实施方式中,N大于等于9且小于等于51,诸如N等于25或27。N的值越大,探测发生的频率越小,并且因此整体效率更高。然而,N的值越小,探测事件越频繁,这样可导致对控制器基于调光器输出电压检测的参数的更准确了解。因此,在至少一个实施方式中,N的选择是能效与准确了解之间的权衡。

[0034] 在至少一个实施方式中,控制器通过对基于交流三极管的调光器的输出施加确保调光器中定时电路的适当操作的阻抗水平来探测电子照明系统的输入电压。在至少一个实施方式中,施加的阻抗水平小于或等于特定值以使交流三极管或基于交流三极管的调光器保持连接,直到由后沿型调光器进行后沿舍相或者对于前沿型调光器直到在输入电压周期结束时的过零。探测可跨AC电压源半周期的平衡点延伸,或者在聚集足以正确地预测过零时间的信息时终止。

[0035] 在至少一个实施方式中,代替于探测,开关功率变换器包括寄生放电电阻,该寄生放电电阻:①使可导致基于交流三极管的调光器过早地将输入电压从开关功率变换器断开的寄生电容放电,同时②防止与交流三极管并联的电容显著充电。通过同时使寄生电容放电和防止使并联电容充电,寄生放电电阻两端的电压准确地表示调光器输出电压,即开关功率变换器的输入电压。因此,控制器能够通过感应寄生放电电阻两端的电压来感应输入电压。在至少一个实施方式中,寄生放电电阻与开关功率变换器结合使用。在至少一个实施方式中,寄生放电电阻与多级(如2级)开关功率变换器结合使用。

[0036] 现在参考图1,电力和照明系统100包含AC线电压源6,AC线电压源6通过基于交流三极管的调光器8向电子光源10提供AC线电压 $V_{line}$ 。线电压 $V_{line}$ 是例如美国的额定60Hz/110V线电压,或者中国或欧洲的额定50Hz/220V线电压。在至少一个实施方式中,实际上调光器8被设计为与功耗为40W或更高的白炽灯一起操作。电子照明系统10控制电子照明设备13来产生光。电子照明设备13是例如按任意希望配置来设置的一个或多个LED和/或CFL。两串串联的LED,LEDA和LEDB代表电子照明设备13的一个实施方式。在等量的光输出的情况下,电子照明设备13通常比白炽灯泡消耗更少的功率。例如,在至少一个实施方式中,100W等量光输出的基于LED的电子照明系统10消耗13W的功率。因此,基于LED的电子照明系统10消耗的13W功率是100W的白炽灯泡消耗的能量的13%。由于电子照明系统10和白炽灯泡在相同的线电压 $V_{line}$ 下操作,电子照明系统10消耗的输入电流 $I_{in}$ 远小于白炽灯泡消耗的输入电流。因此,在电子照明系统10不干涉的情况下,输入电流 $I_{in}$ 会下降到低于基于交流三极管的调光器8的保持电流。因此,在交流三极管T将电源线电压源6导通并连接到电子照明系统10时,由于导通通过交流三极管T的电流减小,基于交流三极管的调光器8中的交流三极管T可能不能适当地触发。在电子照明系统10中,从整流后的调光器输出电压 $V_{dim}$ 的舍相正弦波的宽度确定基于交流三极管的调光器8的调光值,并且电子照明系统10利用调光值来控制供应到电子照明设备13的电流的幅值。然而,在至少一个实施方式中,如果基于交流三极管的调光器8过早地断开或者在线电压 $V_{line}$ 舍相部分期间振荡,则电子照明系统10不能准确地确定调光值。因此,获得正确的调光值取决于基于交流三极管的调光器8中的定时电路正确地定时整流后的调光器输出电压 $V_{dim}$ 的舍相正弦波的前沿位置,至少直到正确地确定AC线电压 $V_{line}$ 的大致下一次过零的时间。

[0037] 在描绘基于交流三极管的调光器8的框图中,示出了用于描述实际基于交流三极



管的调光器8内的交流三极管T和定时电路的操作的等效电路模型。开关g说明交流三极管T自身的操作,其连接AC电压线源6和电子照明系统10以导通电流 $I_{in}$ 并在电流 $I_{in}$ 下降到低于保持电流值时将AC电压线源6与电子照明系统10断开。起初,当开关打开时,EMI电容CE(通常也称“缓冲(snubber)”电容)以及由定时电阻RT和定时电容CT构成的定时电路通过由电子照明系统10表示的负载在基于交流三极管的调光器8的输出端子和电压线源6的中性端子处充电。一旦电容CT充电到阈值电压幅值,开闭合(即,触发交流三极管的栅极)并且AC线电压 $V_{line}$ 通过电感LE提供到基于交流三极管的调光器的输出,电感LE为了EMI滤波和减少灯的嗡嗡声(白炽灯丝的噪音)而提供。一旦开关g闭合,开关g就保持闭合(即,交流三极管持续导通)直到通过基于交流三极管的调光器8导通的电流 $I_{in}$ 的幅值下降到低于交流三极管T的保持电流。然而,如果不足的低阻抗负载连接到交流三极管的输出,那么来自电容CE的存储的能量(已卸至电感LE中)将在电容CE和电感LE的并联组合开始振荡时返回到电容CE。当通过电感LE的电流下降到低于交流三极管T的保持电流时,交流三极管将关断。

[0038] 为防止上述的误触发(例如基于交流三极管的调光器8过早断开),电子照明系统10包含动态阻抗控制电路16,其施加足以防止基于交流三极管的调光器8中的交流三极管再触发的抑制阻抗水平(damping impedance level)。前沿检测器18检测由基于交流三极管的调光器8的接通事件导致的整流后的调光器输出电压 $V_{dim}$ 的上升并确定控制信号“交流三极管接通”。为了响应控制信号交流三极管接通的确定,动态阻抗控制16施加足够低的抑制阻抗水平,从而通过抑制由电容CE和电感LE构成的谐振电路来防止基于交流三极管的调光器8中的交流三极管再触发。在电子照明系统10的输出处的阻抗维持在或低于必要的抑制阻抗水平直到经过预定的时间段。针对电子照明系统10操作的基于交流三极管的调光器8的设计范围以及电子照明系统10中的电路条件来确定该预定的时间段。在至少一个实施方式中,预定的时间段约保持200 $\mu$ s。必要的抑制阻抗水平也随着基于交流三极管的调光器8的具体设计而变化,但是通常在100欧和1千欧之间。

[0039] 在至少一个实施方式中,在经过预定的时间段之后,电子照明系统10消耗足够的输入电流 $I_{in}$ 从而使基于交流三极管的调光器8维持在导通状态,同时传输需要在调光器输出电压 $V_{dim}$ 周期供应到电子照明设备13的能量。维持导通状态所需要的最小电流(即特定交流三极管T的保持电流)通常在25mA到70mA之间。在能量传输之后,电子照明系统10进入高阻抗状态,禁用开关功率变换器12以便由于开关功率变换器12启动造成的阻抗突然变化在对应的交流三极管输出周期已经终止的AC线电压 $V_{line}$ 的半周期的任意剩余部分期间不会通过使电容CT充电到触发阈值来触发基于交流三极管的调光器8。

[0040] 为了确保基于交流三极管的调光器8的输出的下一个前沿在正确时间出现,必须确保由电容CT和电阻RT构成的定时器电路的适当操作。在AC线电压 $V_{line}$ 的下一次过零时,以及从此时直到基于交流三极管的调光器8打开,用于对定时电容CT充电的输入电流 $I_{in}$ 的路径设置在电子照明系统10的输入处。此外,为了使交流三极管T保持连接,在基于交流三极管的调光器8的输出处的阻抗应该足够低以避免跨电子照明系统10的输入的电压下降,这将显著地影响交流三极管的触发点(即开关g闭合的时间)。为防止上述基于交流三极管的调光器8的误操作,电子照明系统10包含过零预测电路14和动态阻抗控制电路16,过零预测电路14用于通过观测调光器输出电压 $V_{dim}$ 来预测或检测AC线电压 $V_{line}$ 的过零时间,动态阻抗控制电路16确保从过零时直到前沿检测电路18检测到接通事件(在本文中称作“胶

(glue)间隔”)的时间期间在替代照明设备的输入处存在足够低的阻抗(在本文中称作“胶”阻抗)。因此,在至少一个实施方式中,通过在胶间隔内施加胶阻抗,动态阻抗控制电路16确保基于交流三极管的调光器8中的定时电路的定时不会因为调光器的输出处不存在无源低阻抗负载(如白炽灯泡)而受到干扰,同时通过仅在基于交流三极管的调光器8中的交流三极管关断的胶间隔内施加胶阻抗来避免耗散过多的能量。于2010年8月17日提交的发明人为John L.Melanson的美国专利申请第12/858164号题为“DIMMER OUTPUT EMULATION”(称为Melanson I);描述了用于产生胶阻抗的示例性系统和方法。为了从在过零和基于交流三极管的调光器8接通时之间的时间段确定基于交流三极管的调光器8的占空因数,电子照明系统10确定调光器输出电压 $V_{dim}$ 的过零时间的准确估计或测量。

[0041] 在某些情况下,电子照明系统10探测基于交流三极管的调光器8的输出从而在调光器输出整流的调光器输出电压 $V_{dim}$ 的全部周期或部分周期期间(即在线电压 $V_{line}$ 的全部或部分半周期期间)感应线电压 $V_{line}$ 。在至少一个实施方式中,通过至少从交流三极管T导通(并且因此线电压源6连接到电子照明系统10)时起感应线电压 $V_{line}$ 直到交流三极管T停止导通(并且因此使线电压源6从电子照明系统10断开),电子照明系统可以得出信息从而适当操作电子照明系统10。在基于交流三极管的调光器8中的交流三极管T接通之后出现的探测间隔期间,另一个指定的最小“探测”电导(最大探测阻抗)被施加到基于交流三极管的调光器8的输出,直到发生预定事件,诸如发生AC线电压 $V_{line}$ 的下一大致过零。

[0042] 施加探测阻抗使得基于交流三极管的调光器8中的交流三极管T保持导通并且使得基于交流三极管的调光器8中的定时电路持续正确地操作。探测间隔可延长直至过零时间,或者在得出足以实现探测周期的目的的信息之后终止。示例性目的包括准确地预测调光器输出电压 $V_{dim}$ 的过零时间、基于交流三极管的调光器8的类型(如后沿或前沿型调光器)、线电压 $V_{line}$ 的频率。在至少一个实施方式中,准确地预测线电压 $V_{line}$ 的下一次过零时间通常由以下实现:至少将探测间隔延长到AC线电压 $V_{line}$ 峰值之后,以便通过知晓基于交流三极管的调光器8的输出波形的前沿出现在AC线电压 $V_{line}$ 峰值的哪一侧,来解决由于前沿电压相同造成的调光器占空因数的不同值之间的任何混淆。

[0043] 调光值估计器15通过测量在由前沿检测器18主张(assertion)控制信号交流三极管接通和由过零检测器主张控制信号为零之间的时间间隔,确定用于控制供应到电子照明设备13的电流的调光值,该时间间隔是基于交流三极管的调光器8的占空因数的直接测量。动态阻抗控制电路16可以是可控电流源、具有串联开关晶体管的电阻、或将输入端子IN两端的电流分流的其他合适电路,或者开关功率变换器12可以设计成在操作期间提供最小电导水平,并且被控制以便在探测间隔期间满足最小电导水平。

[0044] 用于适当定时的胶阻抗通常是基本等于100欧以下的阻抗,这表示电导小于或等于0.01姆欧。如果这种阻抗在基于交流三极管的调光器的激活阶段期间存在于调光器的输出端子两端,那么将需要传输或消耗100W的灯泡引起的功率的量级的功率,但是由于是在交流三极管关断时施加胶阻抗,功率传输仅是操作由电容 $C_T$ 和电阻 $R_T$ 形成的定时器电路所必要的。然而,由在抑制期间(抑制阻抗)施加的最低电导水平消耗的能量和在激活期间由开关功率变换器消耗的最低电流仍然可以是比操作电子照明设备13的能量更多的能量。

[0045] 在至少一个实施方式中,动态阻抗控制16中的半周期计数器17用于周期性地允许开关功率变换器12操作,使得开关功率变换器12的操作与基于交流三极管的调光器8中的

交流三极管的接通时间协调,但是使得除了当必须探测基于交流三极管的调光器8以便正确地检测AC线电压 $V_{line}$ 的过零时间并操作开关功率变换器12以传输足够的能量来操作电子照明设备13时,可以跳过基于交流三极管的调光器8的激活周期。胶阻抗还在从预测到的过零时间直到基于交流三极管的调光器8接通的时间施加,使得基于交流三极管的调光器的内部电路在空闲时间期间将继续适当操作。动态阻抗控制电路16产生运行控制信号,其允许开关功率变换器12在需要能量传输时开始能量传输。动态阻抗控制电压16也产生探测控制信号,其要求开关功率变换器12在基于交流三极管的调光器8的输出呈现为最小电导水平,以便提供探测周期从而将基于交流三极管的调光器8的占空因数准确定时。为了防止在基于交流三极管的调光器8的定时电路中的DC偏移量的累积,在AC线电压 $V_{line}$ 的奇数半周期间隔主张探测控制信号,使得开关功率变换器12将在交变极性的半周期内消耗大部分来自基于交流三极管的调光器8的能量,对于在后续运行控制信号的主张期间的传输的任何剩余要求应具有净零效应(net zero effect),因为在后续运行控制信号的间隔期间的任何一致的操作模式也将应用于相反极性的半周期中。在至少一个实施方式中,设计电子照明系统使得开关功率变换器12在主张运行控制信号时操作。在其他实施方式中,运行控制信号仅允许需要补充在开关功率变换器内的能量存储时操作开关功率变换器12。并且动态阻抗控制116可激活额外负载以便提供抑制和/或探测阻抗,或者开关功率变换器12可设计成呈现不小于由最大抑制阻抗水平提供的电导的电导。或者,开关功率变换器12可具有非均匀的能量传输特性,以便在抑制时间段期间消耗的电流比在激活时间段期间消耗的更多。

[0046] 现在参考图2,电子照明系统的各操作阶段参照AC线电压 $V_{line}$ 的周期和整流后的调光器输出电压 $V_{dim}$ 的舍相正弦波形来示出。在预定时间段 $t_{damp}$ 内(例如,100 $\mu$ s),紧随在 $t_{on}$ 时的交流三极管接通事件,在前沿检测器18检测到交流三极管接通事件并确定控制信号交流三极管接通时,通过动态阻抗控制16的操作来呈现抑制阻抗水平。通过在时间 $t_{on}$ 之后的时间段 $t_{active}$ 内操作的开关功率变换器12可以提供至少部分抑制阻抗。在描述的实施方式中,运行控制信号被提供到开关功率变换器12,向开关功率变换器12指示何时允许开关功率变换器12开始能量传输周期,以及该周期潜在地可延长多久,即,激活周期的最大持续时间是运行控制信号的高状态脉冲持续时间。运行控制信号和探测控制信号都在时间 $t_{on}$ 确定,导致开关功率变换器12在基于交流三极管的调光器的输出呈现出最小电导以便能够探测基于交流三极管的调光器的占空因数。

[0047] 一旦避免了交流三极管的谐振再触发的可能性(即,在接通事件相关联的能量被消耗或者被存储用于操作电子照明设备13之后),当开关功率变换器12在当前的AC线电压 $V_{line}$ 周期内仍需要能量时,由开关功率变换器12实施能量传输,并且通过基于交流三极管的调光器8的电流维持在或者高于基于交流三极管的调光器8中的交流三极管至少在所有剩余探测时间段 $t_{probe}$ 内所需的保持电流水平。在 $t_{xfr}$ 时完成能量传输之后,电子照明系统10的输入在空闲时间间隔 $t_{idle}$ 内进入高阻抗状态,并且基于交流三极管的调光器电路8中的交流三极管关断。然后,一旦过零预测电路14通过确定控制信号为0指示发生AC线电压 $V_{line}$ 过零,动态阻抗控制16确定基于交流三极管的调光器8的输出的胶阻抗,以便在基于交流三极管的调光器8中的由电容 $C_T$ 和电阻 $R_T$ 构成的定时电路可以正常充电,并且在适当时间 $t_{on2}$ 产生下一个调光器输出电压 $V_{dim}$ 前沿。在 $t_{on2}$ 时,未确定探测控制信号,并且仅需要

在每次确定运行控制信号时进行能量传输,直到时间 $t_{on10}$ ,此时,在上一次确定探测控制信号之后,在AC线电压 $V_{line}$ 的第九个半周期再次确定探测控制信号。

[0048] 过零预测电路14使用模拟技术(如多阈值比较器)来触发波形发生器(例如提供近似正弦波形的抛物线波形发生器)或者使用数字技术,如使用模拟数字转换器(ADC)的处理块,它能够从调光器输出电压 $V_{dim}$ 的舍相正弦波形的形状预测出过零位置。可以使用相对简单的电路实现过零预测电路14,因为即使是分辨率非常低的ADC也可用于预测过零位置并产生零控制信号。或者可使用锁相环(PLL)通过比较整流后的调光器输出电压 $V_{dim}$ 和参考定时器时钟输出的相位来确定过零位置。使用PLL也可提供一致的时间基准以用于操作半周期计数器17和测量AC线电压 $V_{line}$ 的频率。

[0049] 现在参考图3,其示出照明电路30。提供图3的电路以说明可用于实现图1的开关功率变换器12的二级开关功率变换器的细节。调光器的输出提供到桥型整流器41,其产生整流后的调光器输出电压 $V_{dim}$ 。电容CRECT提供较高频率开关成分的滤波,其中较高频率开关成分由电感L1,开关晶体管N1,二极管D1和电容CLINK实现的降压输入级产生。电阻R1提供经晶体管N2提供的一次电流的电流感应。集成电路40通过第一级控制器44A提供晶体管N1的控制,并且进一步通过第二级控制器44B控制反激式转换器级,第二级控制器44B响应于从电流感应电路46提供的反馈接通或关断晶体管N2从而提供通过变压器T1的电流。

[0050] 第二级控制器向动态阻抗控制电路16提供与能量需求相关的信息,动态阻抗控制电路16向第一级控制器44A提供控制指示从而动态控制接收桥型整流器41的输出的输入端子处呈现的阻抗,因此控制呈现给交流三极管控制器调光器8的输出的阻抗。过零预测器14、前沿检测器18和调光值估计器15如上所述地参考图1操作。电子照明设备13可通过二级开关电路48供电,二级开关电路48在在LED串之间轮流施加二级电流,LED串是不同颜色的以便提供随调光值改变或在其他控制输入下改变的颜色配置。第一级控制器44A由前面描述的运行控制信号和探测控制信号激活。

[0051] 现在参考图4A,过零检测电路14A,如可以应用在上述电子照明系统10(图1)和照明电路30(图3)的实施方式中。滞后比较器K1检测整流后的调光器输出电压 $V_{dim}$ 何时超过阈值电压 $V_{th}$ ,并且单稳态电路(one-shot)54A和54B产生的脉冲由逻辑“或”门结合在从而在AC线电压 $V_{line}$ 的每个过零处提供脉冲。平均电路56(诸如数字处理块或PLL)根据整流后的调光器输出电压 $V_{DIM}$ 重建输入AC线电压 $V_{line}$ 相位,以上可以通过Melanson I和King I描述的方式实现。过零预测电路14A的输出是在AC线电压 $V_{line}$ 的每个半周期结束确认的有效脉冲,并且指示上述电路中的一个何时在基于交流三极管的调光器电路8的输出施加胶阻抗或电流水平。

[0052] 现在参考图4B,可选的过零预测电路可应用在电子照明系统10和照明电路30中。ADC50向根据预测的AC线电压 $V_{line}$ 的过零位置产生零控制信号的抛物线近似逻辑52提供输入。ADC 50可以由一对比较器替换,并且抛物线近似逻辑52可以由模拟电路替换,该模拟电路根据整流后的调光器输出电压 $V_{dim}$ 的舍相正弦波形执行分段近似,以近似AC线电压 $V_{line}$ 的波形。Melanson I和King I描述抛物线近似逻辑52的示例性实施方式。

[0053] 现在参考图5,在信号波形图中示出电子照明系统10(图1)和照明电路30(图3)关联的示例性信号。在 $t_1$ 时,整流后的调光器输出电压 $V_{dim}$ 的前沿指示交流三极管接通事件,并且在时间段 $t_{active}$ 内,从图1的基于交流三极管的调光器8的输出消耗能量。电流波形

$I_{in1}$ 对应图1的电子照明系统10的输入电流消耗,在间隔 $t_1$ 和 $t_2$ 之间具有基本恒定的值。电流波形 $I_{in1}$ 的转换不能太突然,或者EMI电感 $L_E$ 和EMI电容的振荡可导致交流三极管在错误的时间闭合。电压波形 $V_{link}$ 对应图3描绘的电路中第一级控制器44A的输出。在 $t_3$ 时,线电压 $V_{link}$ 下降到低于阈值电压 $V_{lmin}$ ,并且在 $t_4$ 时,下一个奇数编号的半周期在前一个探测期之后开始,所以第一级控制器44A再次激活以向链路电容 $CLINK$ 充电。在极性交替的特定编号的半周期之前的半周期(在此期间主张探测控制信号)能够用于操作第一级控制器44A,如运行控制信号中的虚线所示。否则,一旦电子照明设备13需要的实际功率和交流三极管-控制器调光器8期望的功率水平之间的关系适当,可以采用如上述的第9个半周期的方案(其适用于消耗普通白炽灯泡消耗功率的10%的照明设备)的固定关系。

[0054] 图6A描绘代表图1的电力和照明控制系统100的一个实施方式的电力和照明控制系统600。电力和照明控制系统600包含电子照明系统602,其代表电子照明系统100的一个实施方式。电子照明系统602包含控制器604,其控制单级反激式开关功率变换器606的操作,进而控制电子照明设备(ELD)13的光输出。在正常操作期间,控制器通过感应信号 $V_{SENSE}$ 感应调光器输出电压 $V_{dim}$ 。感应信号 $V_{SENSE}$ 可以是电流或电压,并且可以是调光器输出电压的近似精确或缩放的版本。在至少一个实施方式中,电子照明系统602包含在灯的壳体内。

[0055] 电子照明系统602包含探测电路608来探测调光器输出电压 $V_{dim}$ 。探测电路608在调光器输出电压 $V_{dim}$ 的每第 $N$ 个的半周期提供调光器输出电压 $V_{dim}$ ,从而允许从基于交流三极管的调光器8中的交流三极管将输入电压源610连接到调光器8的输出的时间起,直到交流三极管将输入电压源610从调光器8的输出断开为止,控制器604感应调光器输出电压 $V_{dim}$ 。 $N$ 是大于1的整数。 $N$ 是大于1的整数表示探测电路608不在调光器输出电压 $V_{dim}$ 的每个周期探测调光器输出电压 $V_{dim}$ 。在至少一个实施方式中,探测电路608从输入电压源610汲取额外功率。通过使用大于1的 $N$ 值,探测电路608将能耗减少了 $1/N$ ,相对于在调光器输出电压 $V_{dim}$ 的每个周期探测。另外,由于调光器输出电压 $V_{dim}$ 的特性可随时间变化,探测调光器输出电压 $V_{dim}$ 可提高感应电压 $V_{SENSE}$ 的准确度。

[0056] 因此,在至少一个实施方式中, $N$ 的值表示效率与准确度之间的潜在权衡。在至少一个实施方式中, $N$ 大于或等于9并且小于或等于51,如 $N$ 等于25或27。在至少一个实施方式中, $N$ 随时间变化以便探测电路608间歇性地探测调光器输出电压 $V_{dim}$ 。 $N$ 可以是偶数,奇数,或者可以随时间在偶数和奇数之间变化。利用奇数作为 $N$ 的值可消除例如基于交流三极管的调光器8的电路中的任何DC偏移量累积。输入电压源610是能够向电子照明系统602提供足够的能量的任意AC电压源。在至少一个实施方式中,输入电压源是线电压源8。

[0057] 在至少一个实施方式中,探测调光器输出电压 $V_{dim}$ 允许控制器602得出与电力和照明系统600的特性相关的信息。例如,在至少一个实施方式中,探测调光器输出电压 $V_{dim}$ 允许控制器602(1)检测和/或估计调光器输出电压 $V_{dim}$ 的过零,(2)检测调光器输出电压 $V_{dim}$ 的频率,和/或(3)检测调光器类型,如前沿或后沿型调光器。

[0058] 图6B和6C描绘探测电路608的示例性实施方式。参考图6A和6B,探测电路608的具体组成和配置事关设计选择。在至少一个实施方式中,探测电路608的目的是允许调光器输出电压 $V_{dim}$ 跟踪整流后的输入电压 $V_{IN}$ ,直到发生预定事件。探测电路612代表探测电路608的一个实施方式。为了通过探测电路612来发起探测间隔(也称作探测事件),控制器602产生并主张探测信号脉冲 $PROBE$ ,开关614导通,其跨调光器8的输出和输入电压源610的中性端

子614引入电阻R1和R2。在至少一个实施方式中,开关64是n沟道场效应晶体管(FET)。电阻R1和R2的电阻值足够吸收充足的电流通过基于交流三极管的调光器8从而防止交流三极管在预定事件发生之前断开。事件可以是例如特定值(如调光器输出电压 $V_{dim}$ 的预定电压电平)或者特定功能完成(如根据调光器输出电压 $V_{dim}$ 获得足够的信息从而获取与电力和照明系统600的特性相关的希望信息)。在至少一个实施方式中,预定电压电平是调光器输出电压 $V_{dim}$ 接近0的电压。为了终止探测间隔,控制器602使PROBE信号无效,导致开关614停止导通。

[0059] 图6C描绘代表探测电路608的另一个实施方式的探测电路615。探测电路615包含由控制信号PROBE控制的恒流源617。在操作期间,控制信号PROBE启动恒流源615以便探测电路613向调光器8的输出呈现较低的阻抗。恒流源67通过调光器8的交流三极管吸收充足的电流从而防止交流三极管在发生上述预定事件之前断开。

[0060] 为了控制电子照明设备13的光输出,控制器604根据调光器输出电压 $V_{dim}$ 的相位角指示的调光水平控制控制信号 $CS_1$ 的占空周期。注意,调光器输出电压 $V_{dim}$ 的相位角表示基于交流三极管的调光器8的交流三极管的占空周期,反之亦然。只要调光器输出电压 $V_{dim}$ 大于电容617两端的电容电压 $V_C$ 和二极管616的固有正向偏置电压的和,输出电流 $I_{in}$ 就流经二极管616。当控制信号 $CS_1$ 导致开关618导通时,一次电流 $i_{PRIMARY}$ 向变压器622的一次侧线圈620提供电压。开关618可以是任何类型的开关并且,在至少一个实施方式中,是FET。当控制器602产生控制信号 $CS_1$ 导致开关618停止导通时,一次侧电压 $V_P$ 反转极性,即“反激”,并且变压器622的点配置产生正向偏置二极管624的二次侧线圈623两端的二次侧电压 $V_S$ 。正向偏置的二极管624允许二次侧电流 $i_{SECONDARY}$ 对电容626充电。在至少一个实施方式中,电容626足够大使得提供到电子照明设备13的二次侧电流 $i_{SECONDARY}$ 是大致不变的,这产生大致不变的光亮度,并在至少一些实施方式中,产生大致不变的颜色。根据调光水平调整控制信号 $CS_1$ 的占空周期允许控制器602控制二次侧电流 $i_{SECONDARY}$ 的值,并因此控制亮度,并且在至少一些实施方式中,控制电子照明设备13产生的光的颜色。

[0061] 图7描绘包含寄生放电电路704的电力和光控制系统700。图8描绘在电力和光控制系统700的示例性操作期间呈现的示例性电流和电压波形800。在图8中,线电流 $i_{LINE}$ 被描绘为绝对值,表示输入电流 $I_{in}$ 。参考图7和8,在电力和光控制系统700的操作期间,当交流三极管T在 $t_0$ 导通时,线电流 $i_{LINE}$ 上升并且向寄生电容 $C_{PARA\_AC}$ 充电。除了向电容617充电,输入电流 $I_{in}$ 也向寄生电容 $C_{PARA\_AC}$ 充电。当交流三极管T导通时缓冲电容 $C_E$ 两端的电压约为0。电阻 $R_{AC}$ 和电感 $L_{AC}$ 表示导体相应的固有电阻和电感。

[0062] 随着调光器输出电压 $V_{dim}$ 升高,线电流 $i_{LINE}$ 下降。在 $t_1$ 时,电容电压 $V_C$ 与二极管616的固有正向偏置电压的和超过调光器输出电压 $V_{dim}$ ,并且二极管616变成反向偏置,即不导通。通过电容617的电压 $V_C$ 慢慢衰减直到交流三极管T在 $t_3$ 时再次开始导通。当二极管616不导通时,二极管616左边的电力和光控制系统700的阻抗太大,允许线电流 $i_{LINE}$ 维持在高于保持电流值 $H_C$ 。在没有电压暴露电阻(voltage exposing resistor) $R_{VE}$ 的情况下,寄生电容在调光器输出电压 $V_{dim}$ 周期期间在 $t_1$ 之后保持充电,并且将调光器输出电压 $V_{dim}$ 保持在近似 $t_1$ 时的调光器输出电压 $V_{dim}$ 的值。

[0063] 在至少一个实施方式中,缓冲电容 $C_E$ 的电容远大于寄生电容 $C_{PARA\_AC}$ 和 $C_{PARA\_DC}$ 的电容。例如,在至少一个实施方式中,缓冲电压的电容是寄生电容 $C_{PARA\_AC}$ 和 $C_{PARA\_DC}$ 中每个的100

倍(例如对于约1nF为约100nF)。缓冲电容CE和电压暴露电阻R<sub>VE</sub>的组合的时间常数足够大,使得在交流三极管T不导通时,调光器8的时间常数大致不变并且缓冲电容CE两端的电压大致保持在0V。

[0064] 在至少一个实施方式中,寄生放电电路704使寄生电容C<sub>PARA\_AC</sub>和C<sub>PARA\_DC</sub>放电,以便调光器输出电压忠实地跟踪输入电压V<sub>IN</sub>(即使在交流三极管T停止导通之后)。在至少一个实施方式中,寄生放电电路704使寄生电容C<sub>PARA\_AC</sub>和C<sub>PARA\_DC</sub>放电,同时没有明显地影响与缓冲电容CE关联的时间常数。在至少一个实施方式中,通过在交流三极管T不导通时限制输入电流并且因此不允许大量电荷到达缓冲电容CE,寄生放电电路避免影响与缓冲电容CE关联的时间常数。通过防止缓冲电容充电并且因此产生在缓冲电容CE两端的电压,缓冲电容两端的电压V<sub>CE</sub>大致保持在0V。由于缓冲电容两端的电压V<sub>CE</sub>大致为0V,调光器输出电压V<sub>dim</sub>约等于输入电压V<sub>IN</sub>的整流后的版本。

[0065] 示例性寄生放电电路706的电压暴露电阻R<sub>VE</sub>代表寄生放电电路704的一个实施方式。电压暴露电阻R<sub>VE</sub>相对寄生电容C<sub>PARA\_AC</sub>和C<sub>PARA\_DC</sub>的电容具有足够低的电阻以提供放电路径和时间常数,使得在交流三极管T不导通时,跨寄生电容C<sub>PARA\_AC</sub>和C<sub>PARA\_DC</sub>的电压跟随输入电压V<sub>IN</sub>。因此,在交流三极管T不导通时,通过电压暴露电阻R<sub>VE</sub>的电压跟随输入电压V<sub>IN</sub>。因此,控制器702能够基本感应实际的调光器输出电压V<sub>dim</sub>。设置电阻R<sub>VE</sub>的电阻值以实现将调光器输出电压V<sub>dim</sub>暴露给控制器702的结果,而不显著改变调光器8的时间常数。在定时器电容为47nF至100nF的情况下,缓冲器电容CE约为100nF,并且寄生电容C<sub>PARA\_AC</sub>和C<sub>PARA\_DC</sub>约为1nF,电压暴露电阻R<sub>VE</sub>的电阻是例如100兆欧。在至少一个实施方式中,控制器702不利用探测电路,并且电力和照明系统700和控制器702的其余部分另外如之前所述地工作。

[0066] 因此,探测电路在调光器输出电压的每个N周期探测调光器输出电压,从而允许电子照明系统在调光器输出电压的周期的全部或部分非零部分高效地感应调光器输出电压。在另一个实施方式中,电压暴露电阻R<sub>VE</sub>在调光器输出电压的每个整周期期间将调光器输出电压暴露给控制器。

[0067] 尽管前面详细地描述了实施方式,但是应当理解,在不偏离由所附权利要求定义的本发明的实质和范围的情况下可以做出多种改变、替换和变更。

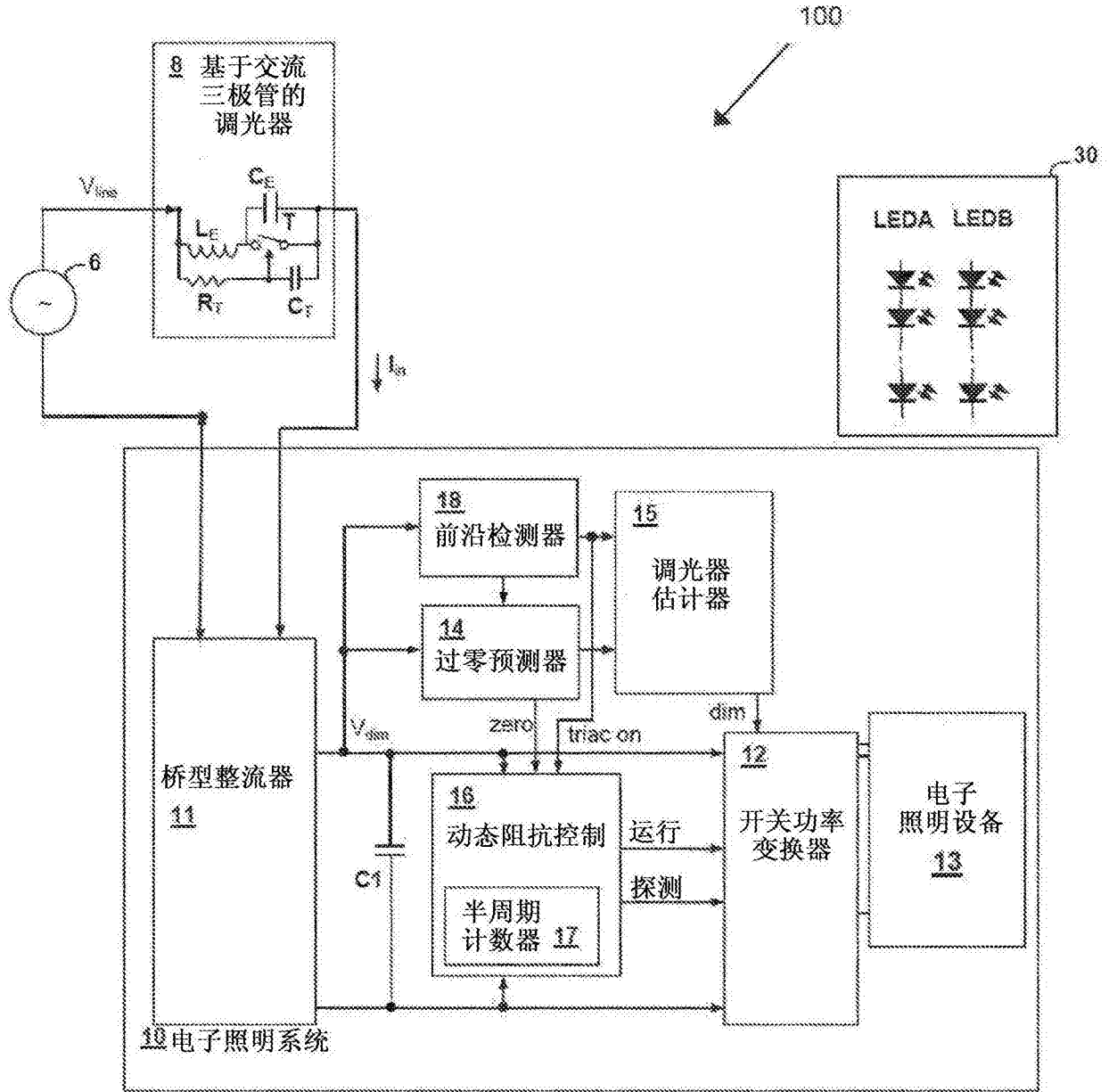


图1



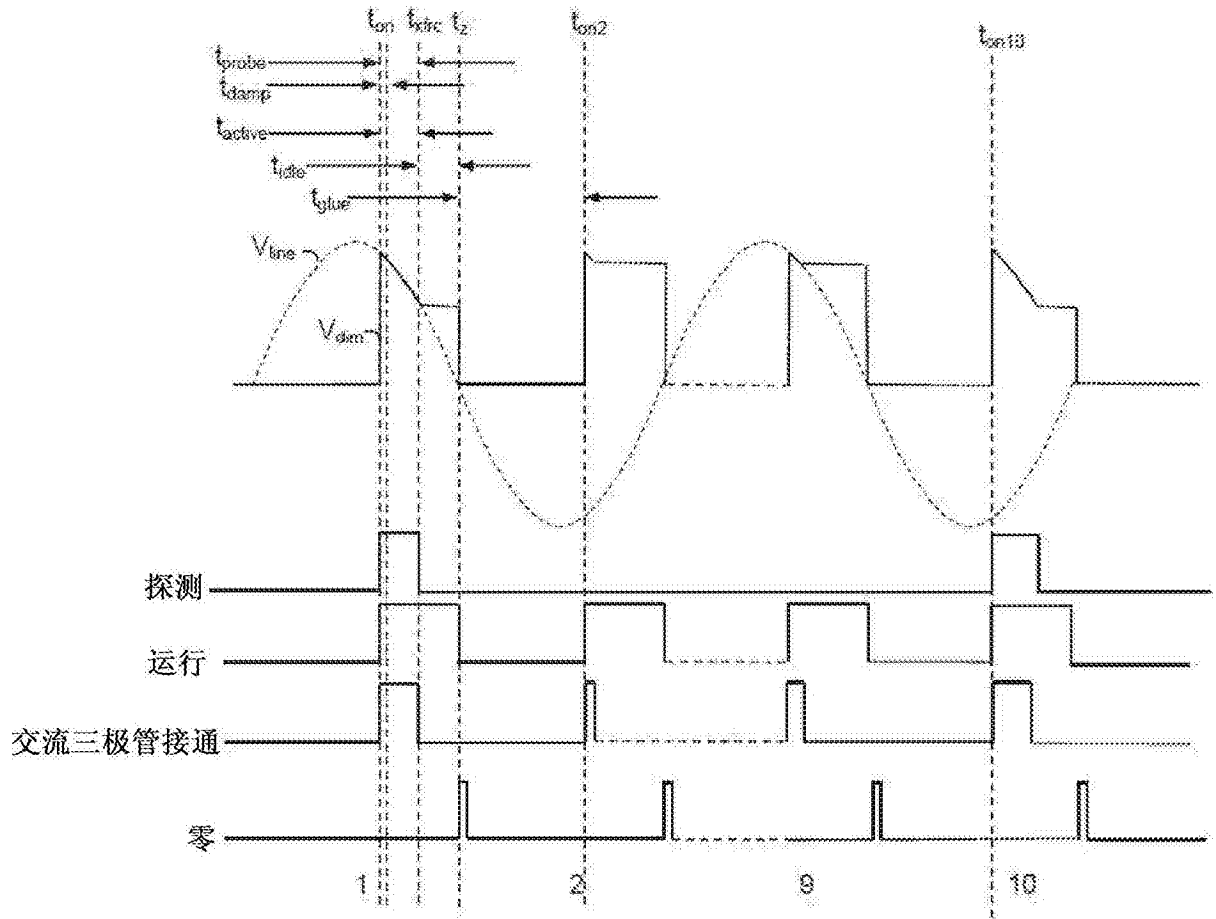


图2

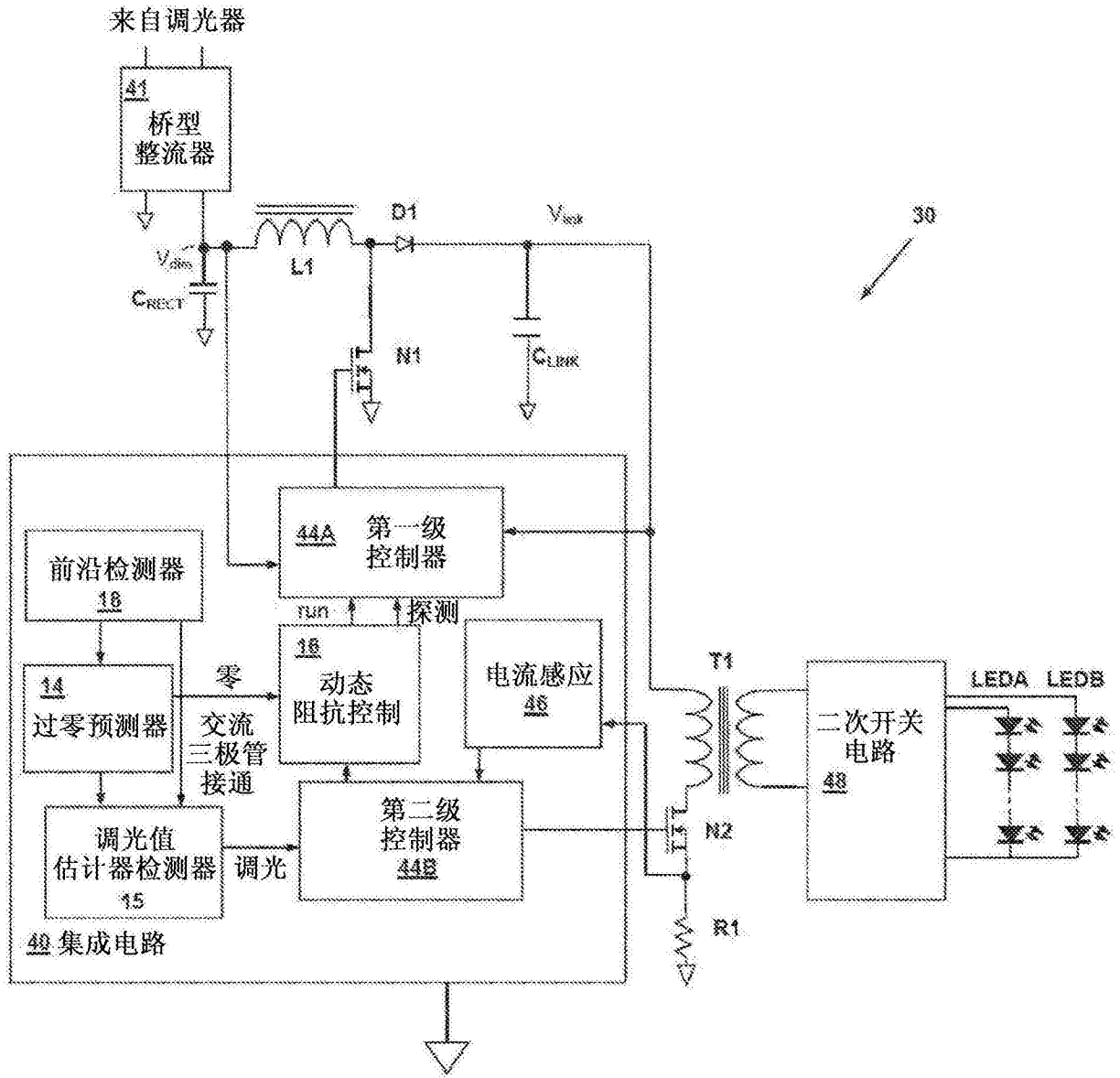


图3

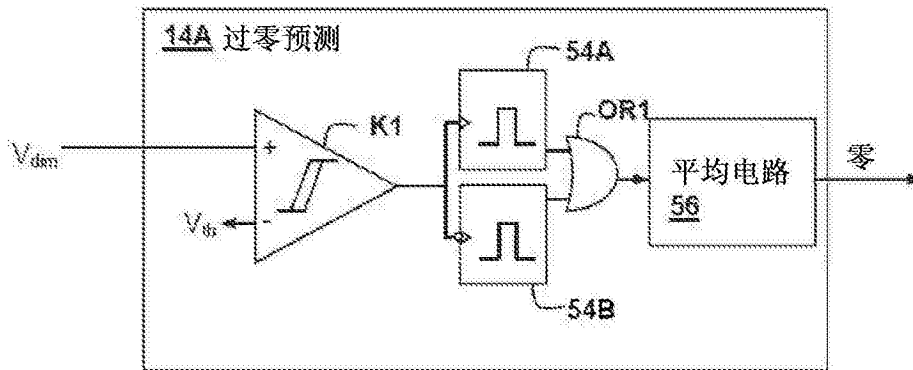


图4A

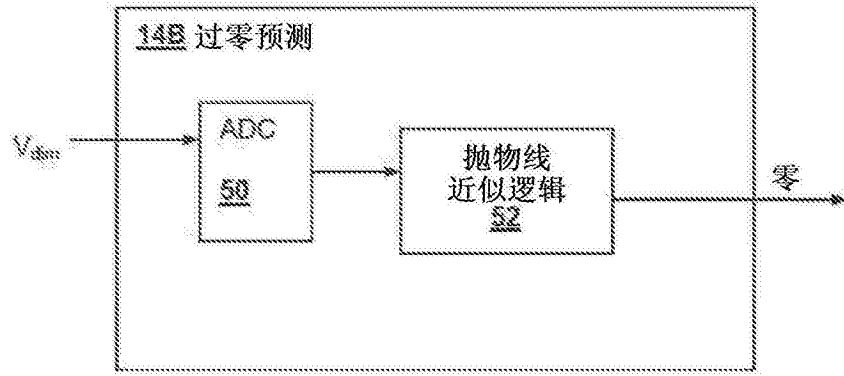


图4B

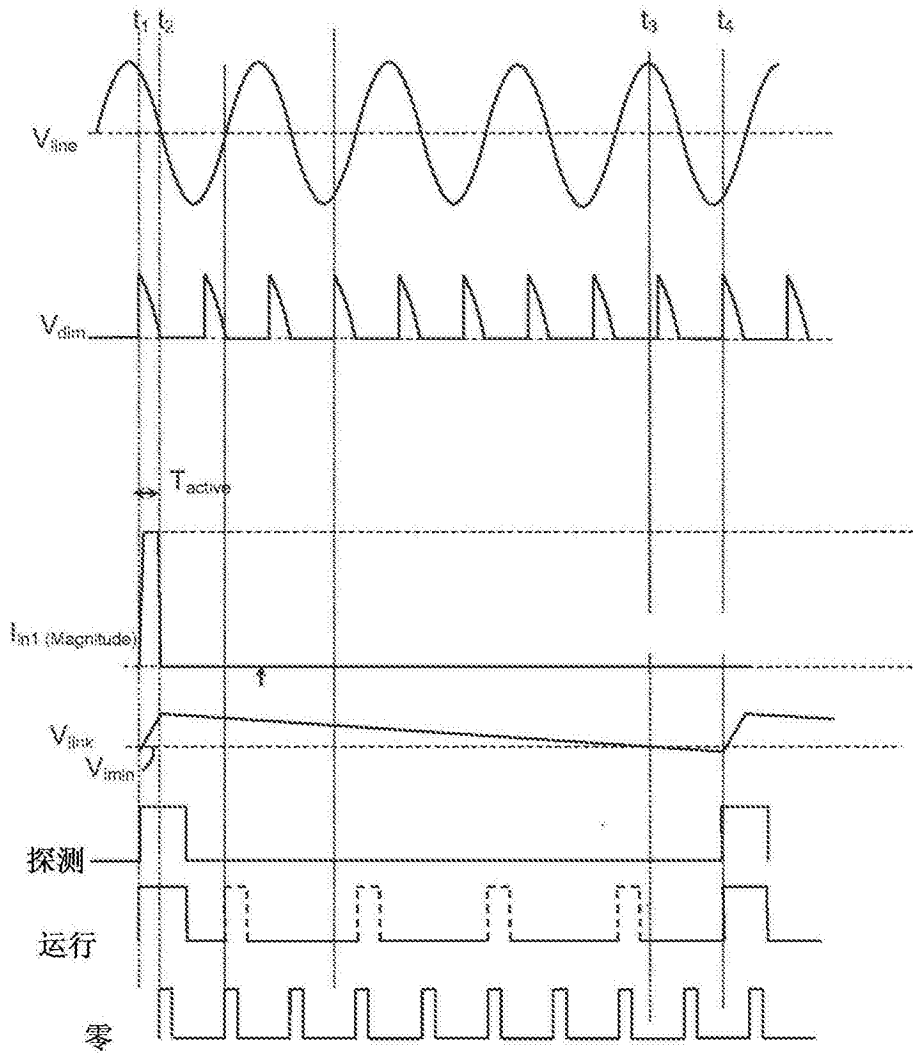


图5

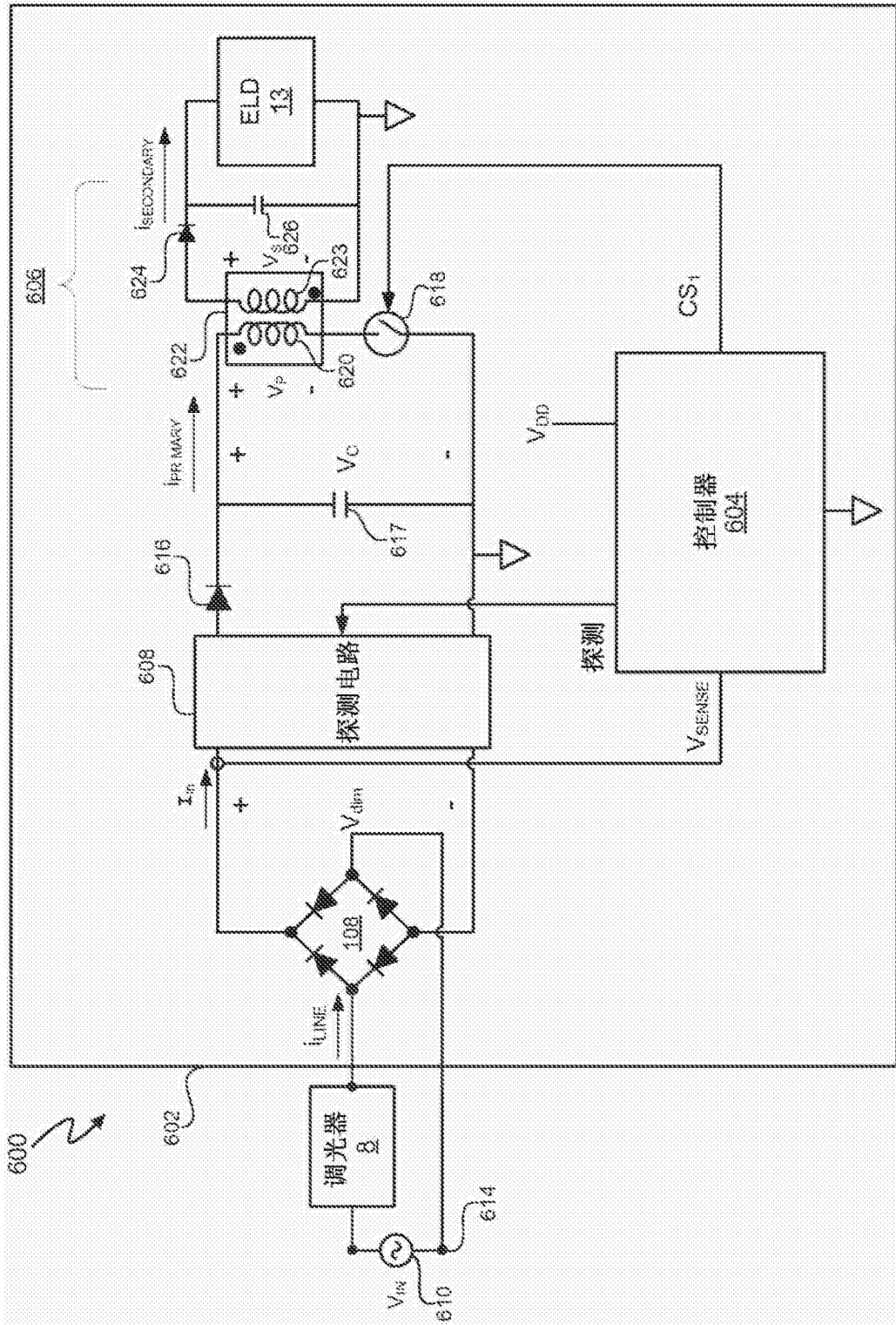


图6A

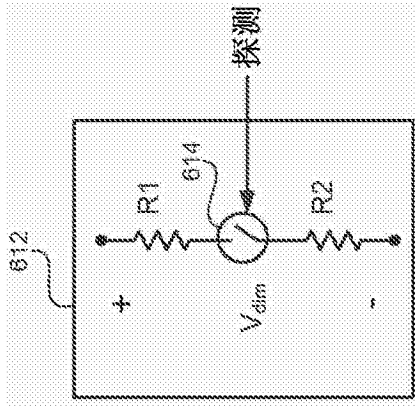


图6B

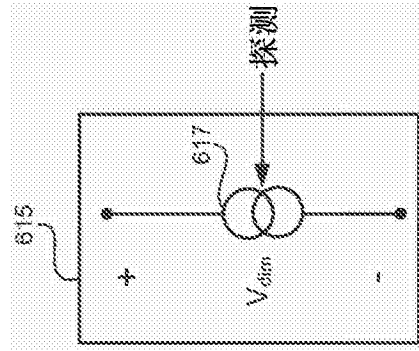


图6C

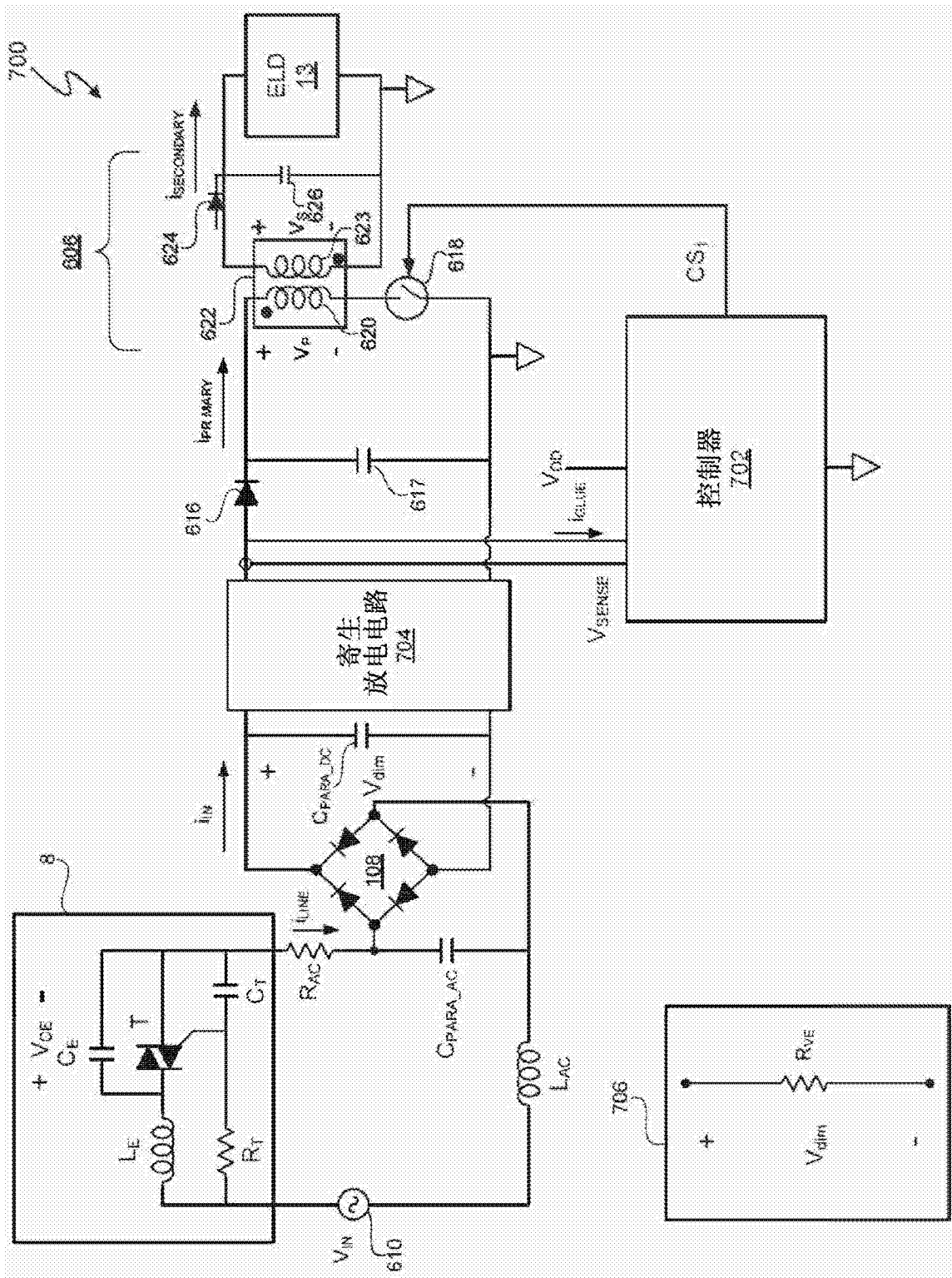


图7

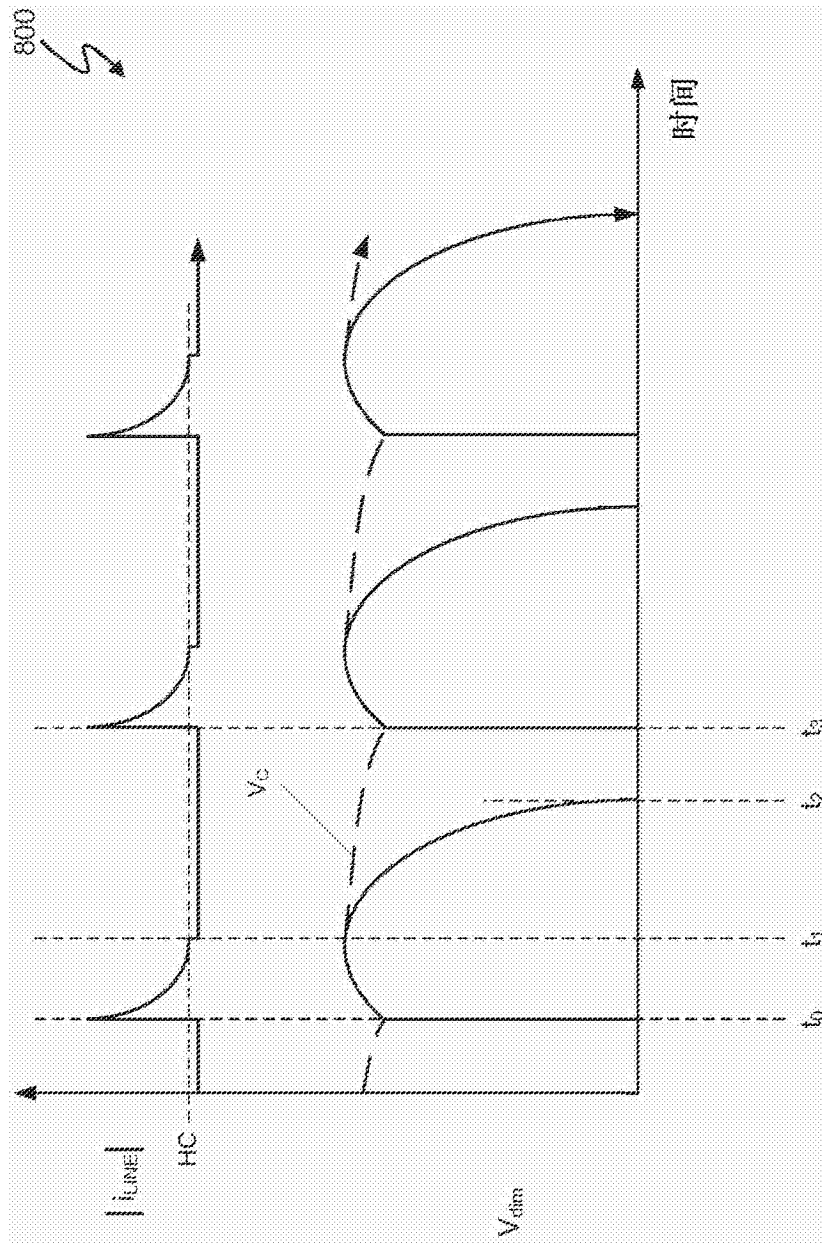


图8