



## (12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103155392 A

(43) 申请公布日 2013. 06. 12

(21) 申请号 201180047827. 2

(22) 申请日 2011. 07. 29

(30) 优先权数据

12/846, 942 2010. 07. 30 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2013. 04. 01

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2011/045851 2011. 07. 29

(87) PCT申请的公布数据

W02012/016119 EN 2012. 02. 02

(71) 申请人 卢特龙电子有限公司

地址 美国宾夕法尼亚州

(72) 发明人 丹尼尔·F·卡门

(74) 专利代理机构 北京中博世达专利商标代理有限公司 11274

代理人 申健

(51) Int. Cl.

H02M 5/293 (2006. 01)

H02M 1/08 (2006. 01)

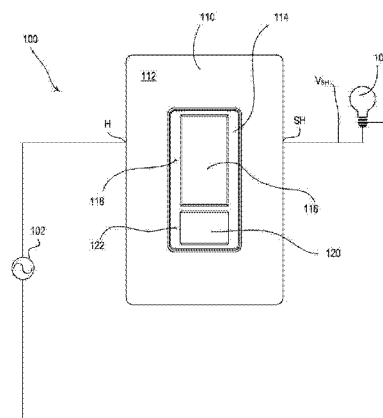
权利要求书4页 说明书14页 附图8页

### (54) 发明名称

负载控制装置的电源

### (57) 摘要

一种负载控制装置, 适于连接在交流电力源和电气负载之间, 用于控制输送至所述负载的功率, 所述负载控制装置包括电源, 所述电源具有能量存储电容器 ( $C_{OUT}$ ) 和充电泵电路 (222), 所述充电泵电路适于传导输入充电电流经过所述负载并适于传导输出充电电流经过所述能量存储电容器, 从而在所述能量存储电容器两端产生直流供给电压, 其中输出充电电流具有的量值大于输入充电电流量值。所述充电泵电路包括开关电容器 ( $C_{10}$ - $C_{60}$ ), 所述开关电容器 ( $C_{10}$ - $C_{60}$ ) 可操作为在第一半周期内经过所述负载充电, 并在后续的第二半周期内放电至所述能量存储电容器中。所述充电泵电路操作在线频率, 且所述输入充电电流的量值很小以避免在所述负载控制装置的噪声敏感电路中产生噪声。



1. 一种负载控制装置,适于连接在交流电力源和电气负载之间,用于控制输送至所述负载的功率,所述负载控制装置包括:

可控导电装置,适于连接在所述电力源和所述负载之间,用来控制输送至所述负载的功率;

控制器,可操作地连接至所述可控导电装置的控制输入端,用来使所述可控导电装置导电和非导电;以及

电源,与可控导电装置并联连接,用来当所述可控导电装置非导电时产生给所述控制器供电的直流供给电压,所述电源包括能量存储电容器和充电泵电路,所述充电泵电路适于传导输入充电电流经过所述负载并适于传导输出充电电流经过所述能量存储电容器,从而在所述能量存储电容器两端产生所述直流供给电压,所述输出充电电流具有大于所述输入充电电流的量值。

2. 如权利要求 1 所述的电子开关,其中,所述充电泵电路包括第一开关电容器,所述第一开关电容器可操作用于:通过在第一半周期传导所述输入充电电流经过所述负载来充电,并在第二后续半周期放电至所述能量存储电容器中,使得所述能量存储电容器传导所述输出充电电流。

3. 如权利要求 2 所述的电子开关,其中,所述第一开关电容器可操作用于:在所述交流电力源的正半周期内充电,并在负半周期内放电至所述能量存储电容器中。

4. 如权利要求 3 所述的电子开关,其中,所述充电泵电路进一步包括第二开关电容器,所述第二开关电容器可操作用于:在所述负半周期内充电,并在所述正半周期内放电至所述能量存储电容器中。

5. 如权利要求 4 所述的电子开关,进一步包括:

第一开关装置,连接在所述第一开关电容器和所述能量存储电容器之间,所述第一开关装置在所述负半周期内导电,使得所述第一开关电容器在所述负半周期内放电至所述能量存储电容器中;以及

第二开关装置,连接在所述第二开关电容器和所述能量存储电容器之间,所述第二开关装置在所述正半周期内导电,使得所述第二开关电容器在所述正半周期内放电至所述能量存储电容器中。

6. 如权利要求 4 所述的电子开关,其中,所述第二开关装置响应于所述第一开关电容器在所述正半周期内传导所述输入充电电流而被致使为导电的。

7. 如权利要求 2 所述的电子开关,其中,所述充电泵电路包括第二开关电容器,所述第二开关电容器在所述交流电力源的所述正半周期内与所述第一开关电容器串联连接,使得所述第一开关电容器和所述第二开关电容器在所述正半周期内传送所述输入充电电流。

8. 如权利要求 7 所述的电子开关,其中,所述第一开关电容器和所述第二开关电容器可操作用于在所述负半周期内并联连接,使得每一个所述电容器传导放电电流,所述能量存储电容器可操作用于在所述负半周期内传导每个所述开关电容器的放电电流,使得所述能量存储电容器传导所述输出充电电流,所述输出充电电流为所述开关电容器的放电电流的总和。

9. 如权利要求 2 所述的电子开关,进一步包括:

开关装置,所述开关装置连接在所述第一开关电容器和所述能量存储电容器之间,所

述开关装置响应于所述第一开关电容器在所述第二半周期内传导所述输入充电电流而被致使为导电的,使得所述第一开关电容器在所述第二半周期内放电至所述能量存储电容器。

10. 如权利要求 1 所述的电子开关,其中,所述可控导电装置包括用于开启和关闭所述负载的继电器,所述电源可操作用于当所述负载关闭时产生直流供给电压。

11. 如权利要求 10 所述的电子开关,进一步包括:

电流限制电路,所述电流限制电路与所述充电泵电路串联连接,用于限制传导经过所述负载的泄漏电流的量值。

12. 如权利要求 11 所述的电子开关,其中,电气负载包括发光负载,以及所述电流限制电路将所述泄漏电流的量值限制为最大泄漏电流,使得当所述继电器非导电时,所述发光负载不发光。

13. 如权利要求 12 所述的电子开关,其中,所述最大泄漏电流小于约一毫安。

14. 如权利要求 10 所述的电子开关,进一步包括:

嵌入电源,与所述继电器串联连接,所述嵌入电源进一步连接至所述能量存储电容器以控制何时所述能量存储电容器充电,以便当所述继电器导电时在所述能量存储电容器的两端产生直流供给电压;

其中,当所述能量存储电容充电时形成与所述嵌入电源的两端的电压,与所述交流电力源的交流线电压的峰值电压相比,该电压具有大致小的量值,当所述继电器导电时,所述能量存储电容器在所述交流电力源的至少一部分线周期中适于传导所述负载电流。

15. 如权利要求 1 所述的电子开关,进一步包括:

占用检测电路,用于检测所述电子开关周围的空间内的占用者存在或不存在;

其中,所述控制器可操作用于,响应于所述占用检测电路检测所述空间内的所述占用者的不存在,关闭所述发光负载。

16. 如权利要求 15 所述的电子开关,其中,所述控制器可操作用于,响应于所述占用检测电路检测所述空间内的所述占用者的存在,开启所述发光负载。

17. 一种用于双线负载控制装置的电源,所述双线负载控制装置适于连接在交流电力源和电气负载之间,用于控制输送至所述负载的功率,所述电源包括:

至少两开关电容器,适于在第一半周期内电气串联连接,使得所述串联连接的电容器传导第一充电电流,所述开关电容器进一步适于在后续的第二半周期内电气并联连接,使得每个所述电容器传导各自的放电电流;以及

能量存储电容器,可操作用于存储直流供给电压并在所述第二半周期内传导每个所述开关电容器的所述放电电流,使得所述能量存储电容器传导第二充电电流,所述第二充电电流是所述开关电容器的所述放电电流的总和且具有大于所述第一充电电流的量值的量值。

18. 如权利要求 17 所述的电源,进一步包括:

开关装置,可操作地连接在所述开关电容器和所述能量存储电容器之间,且在所述第二半周期内是导电的,使得当所述开关装置在所述第二半周期内是导电时,所述开关电容器将所述放电电流传导至所述能量存储电容器中。

19. 如权利要求 17 所述的电源,其中,所述能量存储电容器在所述第一半周期内与所

述开关电容器串联连接,以传导所述第一充电电流。

20. 如权利要求 17 所述的电源,进一步包括:

两额外开关电容器,适于在所述第二半周期内电气串联连接,使得所述额外串联连接的电容器传送第三充电电流,所述额外开关电容器进一步适于在所述第一半周期内电气并联连接,以各自传导放电电流至所述能量存储电容器;其中,在所述第一半周期内,所述能量存储电容器传导第四充电电流,所述第四充电电流具有大于所述第一充电电流的量值的量值。

21. 一种用于双线负载控制装置的电源,所述双线负载控制装置适于连接在交流电力源和电气负载之间,用于控制输送至所述负载的功率,所述电源包括:

第一开关电容器,可操作用于在所述交流电力源的正半周期内充电;

第二开关电容器,可操作用于在所述交流电力源的负半周期内充电;

能量存储电容器,用于存储直流供给电压,所述能量存储电容器连接至所述第一开关电容器和所述第二开关电容器,使得所述第一开关电容器和所述第二开关电容器可操作用于在所述负半周期和所述正半周期内分别放电至所述能量存储电容器,且在所述能量存储电容器的两端产生所述直流供给电压。

22. 如权利要求 21 所述的电源,进一步包括:

第一开关装置,可操作地连接在所述第一开关电容器和所述能量存储电容器之间,且在所述负半周期内是导电的,使得所述第一开关电容器可操作用于在所述负半周期内放电至所述能量存储电容器;以及

第二开关装置,可操作地连接在所述第二开关电容器和所述能量存储电容器之间,且在所述正半周期内为导电的,使得所述第二开关电容器可操作用于在所述正半周期内放电至所述能量存储电容器。

23. 如权利要求 22 所述的电源,其中,所述第二开关装置响应于所述第一开关电容器在所述正半周期内的充电而为导电的。

24. 如权利要求 22 所述的电源,进一步包括:

第三开关电容器,在所述正半周期内与所述第一开关电容器串联连接,使得所述第一开关电容器和所述第三开关电容器传导第一充电电流,所述第一开关电容器和所述第三开关电容器进一步适于当所述第一开关装置在所述负半周期内导电时电气并联连接,使得所述第一开关电容器和所述第三开关电容器可操作用于并行放电至所述能量存储电容器;以及

第四开关电容器,在所述负半周期内与所述第二开关电容器电气串联连接,使得所述第二开关电容器和所述第四开关电容器传导第二充电电流,所述第二开关电容器和所述第四开关电容器进一步适于当所述第二开关装置在所述正半周期内导电时电气并联连接,使得所述第二开关电容器和所述第四开关电容器可操作用于并行放电至所述能量存储电容器。

25. 一种用于负载控制装置的电源,所述负载控制装置适于连接在交流电力源和电气负载之间,用于控制输送至所述负载的功率,所述电源包括:

能量存储电容器,用于存储直流供给电压;

开关电容器电路,所述开关电容器电路包括开关电容器和开关装置,所述开关电容器

可操作于：当所述开关装置不导电时传导充电电流经过所述负载，以及当所述开关装置导电时传导放电电流至所述能量存储电容器，所述开关装置在预定频率被致使为导电的和非导电的，使得在所述能量存储电容器两端产生所述直流供给电压；

电流限制电路，所述电流限制电路与所述开关电容器电路串联连接，用于限制所述充电电流的量值。

26. 如权利要求 25 所述的电源，其中，所述预定频率包括所述交流电力源的线频率。

27. 如权利要求 26 所述的电源，其中，所述开关装置连接在所述开关电容器和所述能量存储电容器之间，且在所述交流电力源的所述负半周期内为导电的。

28. 一种负载控制装置，所述负载控制装置适于连接在交流电力源和电气负载之间，用于控制输送至所述负载的功率，所述负载控制装置包括：

可控导电装置，适于连接在所述电力源和所述负载之间，用于控制输送至所述负载的功率；

控制器，可操作地连接至所述可控导电装置的控制输入端，用于使所述可控导电装置为导电的和非导电的；

噪声敏感电路，连接至所述控制器，使得所述控制器对所述噪声敏感电路是响应的；以及

电源，与可控导电装置并联连接，用来当所述可控导电装置非导电时，产生给所述控制器和所述噪声敏感电路供电的直流供给电压，所述电源包括能量存储电容器和开关电容器电路，所述开关电容器电路适于以预定切换频率传导输入充电电流经过所述负载，以及传导放电电流经过所述能量存储电容器，从而在所述能量存储电容器两端产生所述直流供给电压；

其中，所述输入充电电流和所述预定切换频率的量值大体上都小，以避免在所述噪声敏感电路中产生噪声。

29. 如权利要求 28 所述的电子开关，其中，所述预定频率包所述交流电力源的线频率。

30. 如权利要求 29 所述的电子开关，其中，所述输入充电电流的量值小于约一毫安。

31. 如权利要求 28 所述的电子开关，进一步包括：

电流限制电路，与充电泵电路串联连接，用来限制传导经过所述负载的所述泄漏电流的量值。

32. 如权利要求 28 所述的电子开关，其中所述噪声敏感电路包括占用检测电路，所述占用检测电路用于检测所述电子开关周围的空间内的占用者存在或不存在，所述控制器可操作于，响应于所述占用检测电路检测所述空间内的所述占用者的不存在，关闭所述发光负载。

## 负载控制装置的电源

### [0001] 发明背景

#### 发明领域

[0002] 本发明涉及用于控制从交流 (AC) 电源输送至电气负载的功率的负载控制装置, 尤其涉及双线电子开关, 所述双线电子开关具有当所述负载关闭时仅吸引少量电流经过所述负载的电源。

#### [0003] 相关技术说明

[0004] 通常的负载控制装置可操作用于控制从交流 (AC) 电源输送至电气负载, 诸如发光负载或电动负载的功率量。壁挂负载控制装置适于安装至标准电气壁箱 (wallbox)。调光器开关包括可控导电装置 (例如, 双向半导体开关, 诸如三端双向可控硅开关元件 (triac)), 所述可控导电装置串联连接在电源和负载之间。可控导电装置被控制为, 在 AC 电源的半周期部分为导电的和非导电的, 从而 (例如, 使用相位控制调光器技术) 控制输送至负载的功率量。“智能”调光器开关 (即, 数字调光器开关) 包括用于控制半导体开关的微处理器 (或类似控制器) 以及用于给所述微处理器供电的电源。另外, 所述“智能”调光器开关可包括存储器、通讯电路、和多个发光二极管 (LED), 它们都由该电源供电。

[0005] 电子开关 (即, 数字开关) 包括可控导电装置 (诸如, 继电器或双向半导体开关)、微处理器以及电源。与智能调光器开关相反, 电子开关的可控导电装置不是使用相位控制调光器技术控制, 而是被控制为在 AC 电源的每个半周期内为导电的或非导电的, 从而使所述电气负载在开启和关闭之间切换。通常, 壁挂电子开关不需要连接至 AC 电源的中性侧 (即, 所述电子开关是“双线”装置)。当所述电子开关被安装在改进型装置 (retro-fit installation) 中时 (即, 替换电气壁箱中的没有中性连接的现有开关或负载控制装置), 这是特别有用的。

[0006] 为了充电, 双线电子开关的电源必须在电源的两端形成电压量。因而, 并不是 AC 电源的所有 AC 线电压可用于给电气负载供电, 且电气负载可能不适当地操作。例如, 如果电气负载是发光负载, 所述发光负载可能不是以最大的可能的强度来照明。另外, 为了进行充电, 电源必须吸引电流经过受控电子负载, 对于一些类型的电子负载, 这可能会造成问题。例如, 当电子负载是发光负载时, 电源电流的量值切不可足够大而导致发光负载在被控制为关闭时照明或闪烁。另外, 一些电子负载, 诸如紧凑型荧光灯, 不传导正弦电流, 因而, 电流在 AC 电源的线路周期的某些部分期间无法传导经过这些电气负载。

[0007] 因而, 需要一种具有用于开启和关闭负载的控制器电子开关, 以及一种以不会造成负载的不适当操作的方式运作的单一电源。

#### 发明内容

[0008] 根据本发明的一实施例, 一种负载控制装置, 适于连接在 AC 电力源和电气负载之间, 用于控制输送至所述负载的功率, 所述负载控制装置包括电源, 所述电源包括能量存储电容器和充电泵电路, 所述充电泵电路适于传导输入充电电流经过所述负载并适于传导输

出充电电流经过所述能量存储电容器,从而在所述能量存储电容器两端产生所述 DC 供给电压,其中,所述输出充电电流具有大于所述输入充电电流的量值。所述负载控制装置进一步包括可控导电装置,所述可控导电装置适于连接在所述电力源和所述负载之间,用来控制输送至所述负载的功率;以及控制器,可操作连接至所述可控导电装置的控制输入,用来使所述可控导电装置导电和非导电。所述电源与可控导电装置并联连接,用来当所述可控导电装置非导电时产生给所述控制器供电的 DC 供给电压。

[0009] 根据本发明的另一实施例,一种负载控制装置,适于连接在 AC 电力源和电气负载之间,用于控制输送至所述负载的功率,所述负载控制装置包括噪声敏感电路和电源,所述电源包括能量存储电容器和开关电容器电路,所述开关电容器电路适于以预定切换频率传导输入充电电流经过所述负载和传导放电电流经过所述能量存储电容器,从而在所述能量存储电容器两端产生 DC 供给电压,其中所述输入充电电流和所述预定切换频率的量值大致上都小,以避免在所述噪声敏感电路中产生噪声。所述负载控制装置进一步包括可控导电装置,所述可控导电装置适于连接在所述电力源和所述负载之间,用来控制输送至所述负载的功率;以及控制器,可操作连接至所述可控导电装置的控制输入,用来使所述可控导电装置导电和非导电。所述噪声敏感电路连接至所述控制器,使得所述控制器对所述噪声敏感电路响应。所述电源与可控导电装置并联连接,用来当所述可控导电装置非导电时产生给所述控制器和所述噪声敏感电路供电的 DC 供给电压。

[0010] 此外,这里还描述了一种双线负载控制装置的电源,所述负载控制装置适于连接在 AC 电力源和电气负载之间,用于控制输送至所述负载的功率。所述电源包括能量存储电容器,可操作用来存储 DC 供给电压,以及至少两开关电容器,所述至少两开关电容器适于在第一半周期内电气串联连接,且在第二后续半周期内电气并联连接。所述串联连接电容器在所述第一半周期内传导第一充电电流,以及每个所述开关电容器在所述第二半周期内传导各自的放电电流。所述能量存储电容器在所述第二半周期内传导每个所述开关电容器的放电电流,使得所述能量存储电容器传导第二充电电流,所述第二充电电流是所述开关电容器的所述放电电流的总和且具有大于所述第一放电电流的量值的量值。

[0011] 根据本发明的另一实施例,一种双线负载控制装置的电源,所述双线负载控制装置适于连接在 AC 电力源和电气负载之间,用于控制输送至所述负载的功率,所述电源包括用于存储 DC 供给电压的能量存储电容器,以及第一开关电容器和第二开关电容器,所述第一开关电容器可操作用于在所述 AC 电力源的正半周期内充电,所述第二开关电容器可操作用于在所述 AC 电力源的负半周期内充电。所述能量存储电容器连接在所述第一开关电容器和所述第二开关电容器之间,使得所述第一开关电容器和所述第二开关电容器可操作用于,在所述负半周期和所述正半周期内分别放电至所述能量存储电容器,以及在所述能量存储电容器的两端产生所述 DC 供给电压。

[0012] 根据本发明的另一实施例,一种负载控制装置的电源,所述负载控制装置适于连接在 AC 电力源和电气负载之间,用于控制输送至所述负载的功率,所述电源包括用于存储 DC 供给电压的能量存储电容器、开关电容器电路以及电流限制电路。所述开关电容器电路包括开关电容器和开关装置。所述开关电容器在当所述开关装置不导电时传导充电电流经过所述负载,以及在当所述开关装置导电时传导放电电流至所述能量存储电容器。所述开关装置以预定频率被致使为导电的和非导电的,使得在所述能量存储电容器两端产生所述

DC 供给电压。所述电流限制电路与所述开关电容器电路串联连接,用于限制所述充电电流的量值。

[0013] 从本发明下面的参照附图的说明,本发明的其他特征和优点将变得明显。

## 附图说明

[0014] 现在参照附图,在下面的详细说明中将更加详细描述本发明。

[0015] 图 1 为根据本发明的第一实施例的射频 (RF) 发光控制系统的简化图,所述射频 (RF) 发光控制系统包括双线电子开关和两个远程空闲传感器;

[0016] 图 2 为图 1 的双线电子开关的简化框图;

[0017] 图 3 为图 2 的双线电子开关的嵌入通态电源的简化示意图;

[0018] 图 4A 为说明图 3 电源的操作的波形的简化图,显示异步充电电流传导经过电源的输出电容器;

[0019] 图 4B 为说明图 3 电源的操作的波形的简化图,显示同步充电电流传导经过电源的输出电容器;

[0020] 图 5 为自锁继电器、双向半导体开关、驱动电路以及图 2 的双线电子开关的嵌入通态电源的简化示意图;

[0021] 图 6 为图 1 的电子开关的简化示意图,更详细地显示闭态电源和电流限制电路;

[0022] 图 7 为图 2 的电子开关的控制器执行的按钮程序的简化流程图;

[0023] 图 8 为图 2 的电子开关的控制器执行的占用检测程序的简化流程图;

[0024] 图 9 为图 2 的电子开关的控制器执行的继电器计时器程序的简化流程图;

[0025] 图 10 为图 2 的电子开关的控制器执行的双向半导体开关 (BSS) 计时器程序的简化流程图。

## 具体实施方式

[0026] 前面的发明内容和下面优选实施例的详细说明当结合附图阅读时,能够更好地理解。为了说明本发明,图中显示目前优选的一实施例,其中,在附图的几个视图中,相同的附图标记表示类似的部分,然而,要理解,本发明不限于所揭露的特定方法和工具。

[0027] 图 1 是根据本发明的第一实施例的发光控制系统 100 的简化框图,所述发光控制系统 100 包括双线电子开关 110。电子开关 110 包括热端子 H 和开关热端子 SH,且适于电气串联连接在交流 (AC) 电力源 102 (例如,120V<sub>AC</sub>@60Hz 或 240V<sub>AC</sub>@50Hz) 和发光负载 104 之间,用来控制输送至发光负载的功率。电子开关 110 在开关热端子 SH 产生开关热电压 V<sub>SH</sub>,所述开关热端子 SH 连接至发光负载 104。

[0028] 如图 1 所示,电子开关 110 适于壁挂在标准电气壁箱中。电子开关 110 包括面板 112 和容纳在所述面板内的开口处的边框 114。电子开关 110 进一步包括控制致动器 116 (即,控制按钮) 和负载视觉指示器 118,所述控制致动器 116 可由用户切换 (即,关闭和开启) 发光负载 104 而致动,负载视觉指示器 118 用于提供发光负载是开启还是关闭的反馈。可选地,电子开关 110 可被实施为适于拧入灯的电气插座 (例如,螺口插座) 的可控拧入模块,或被实施为插入式负载控制装置,所述插入式负载控制装置适于插入标准电气插口来接收功率,及进一步适于具有电气连接到所述插入式负载控制装置的插入电气负载。

[0029] 电子开关 110 还操作为占用传感器,用于响应于在所述电子开关附近存在占用者(即,占用状态),开启发光负载 104,以及响应于不存在占用者(即,空闲条件),关闭发光负载 104。所述电子开关 110 包括透镜 120,透镜 120 用于将来自于占用者的红外线能量导向至占用检测电路 230 的内部检测器(图 2),使得电子开关可操作用于检测占用和空闲条件。电子开关 110 包括占用视觉指示器 122,当所述电子开关已检测到空间的占用条件时,所述占用视觉指示器 122 被照射。

[0030] 可选地,电子开关 110 可操作为空闲传感器。当操作为空闲传感器时,电子开关 110 将只会操作为,响应于检测空间中的空闲条件,关闭发光负载 104。电子开关 110 响应于检测到占用条件而不开启发光负载 104。因而,当电子开关操作为空闲传感器时,发光负载 104 必须手动开启(例如,响应于控制致动器 116 的手动致动)。占用传感器和空闲传感器的例子在 2008 年 9 月 3 日提出、名称为电池供电的占用传感器(BATTERY-POWERED OCCUPANCY SENSOR)的美国专利申请第 12/203,500 号中更详细描述,其全部公开以引用方式并入本文中。

[0031] 图 2 是电子开关 110 的简化框图。电子开关 110 包括可控导电装置(例如,自锁继电器 210),所述可控导电装置电气串联连接在热端子 H 和开关热端子 SH 之间。继电器 210 在闭合(即,导电)时将负载电流  $I_L$  从 AC 电力源 102 传导至发光负载 104。取决于发光负载 104 的类型,负载电流可具有例如约五安培的量值。电子开关 110 进一步包括双向半导体开关 212,当发光负载 104 首先开启时,双向半导体开关 212 与继电器 210 电气并联连接,以最小化传导经过继电器 210 的涌入电流(从而,限制可能出现在继电器触点的任何电弧)。具体地,当电子开关 110 正开启发光负载 104 时,双向半导体开关 212 被控制为在继电器 210 被致使为导电之前导电,且当电子开关 110 正关闭发光负载 104 时,双向半导体开关 212 被控制为在继电器被致使为非导电之后为非导电的。双向半导体开关 212 可包括,例如,三端双向可控硅开关元件(triac)、整流器电桥中的场效应晶体管(FET)、反向串联连接的两 FET、一个或多个硅可控整流器(SCR)、一或多个绝缘栅双极结晶体管(IGBT)、或任何其他适合类型的双向半导体开关。

[0032] 继电器 210 和双向半导体开关 212 受控制器 214 独立控制。例如,控制器 214 可以是微控制器,但还可以是任何适合的处理装置,诸如可编程逻辑装置(PLD)、微处理器、特定应用集成电路(ASIC)、或现场可编程门阵列(FPGA)。控制器 214 连接至继电器 210 的设置(SET)和重置(RESET)端子(例如,设置和重置线圈),以分别致使继电器变为导电的和非导电的。具体地,控制器 214 产生驱动 SET 线圈的继电器设置控制信号  $V_{RLY-SET}$ ,和驱动 RESET 线圈的继电器重置控制信号  $V_{RLY-RESET}$ 。控制器 214 还经由门驱动电路 216 提供 BSS 驱动控制信号  $V_{BSS-DRIVE}$  至双向半导体开关 212 的控制输入,以致使双向半导体开关导电。

[0033] 控制器 214 接收来自瞬时触觉(即,机械的)开关 S225 的输入,瞬时触觉开关 S225 响应于电子开关 110 的控制致动器 112 的致动而临时闭合。开关 S225 和电阻器 R226(例如,具有电阻  $15k\Omega$ ) 的串联组合连接在 DC 供给电压  $V_{CC}$  和电路公共端之间。当控制致动器 112 被致动且开关 S225 临时闭合时,控制器 214 的输入端口被下拉向电路公共端,因而传送信号至控制器 214:开关 S225 已被致动。因此,控制器 214 可操作用于,响应于开关 S225 的致动,控制继电器 210 和双向半导体开关 212 来切换发光负载 104 开启和关闭。控制器 214 进一步可操作用于,当发光负载 104 开启时控制视觉指示器 114 受照射,以及当发光负

载关闭时控制视觉指示器 114 不受照射。控制器 214 还连接至存储电子开关 110 的操作特性的存储器 228。存储器 228 可被实施为外部集成电路 (IC) 或实施为控制器 214 的内部电路。

[0034] 如前所述,电子开关 110 包括占用检测电路 230,占用检测电路 230 包括内部检测器,例如热电红外 (PIR) 检测器。内部检测器安装在电子开关 110 中,以便接收空间中的占用者经过透镜 120 的红外能量。控制器 214 连接至占用检测电路 230,使得控制器可操作用于处理内部检测器的输出,例如通过将 PIR 检测器的输出与预定占用电压阈值比较而确定占用条件或空闲条件目前是否出现在空间中。可选地,内部检测器可包括超声波检测器、微波检测器或 PIR 检测器、超声波检测器和微波检测器的任意组合。控制器 214 分别响应于空间中的占用检测条件或空闲条件操作在“被占用”状态或“空闲”状态。控制器 214 可操作用于,响应于占用检测电路 230 控制继电器 210 和双向半导体开关 212。

[0035] 电子开关 110 可进一步包括射频 (RF) 收发器 (未显示) 和天线 (未显示) 以发射和接收 RF 信号。控制器 214 可操作用于,响应于经由 RF 信号接收的数字消息,控制继电器 210 和双向半导体开关 212。壁挂负载控制装置的 RF 负载控制装置和天线的例子在 1999 年 11 月 9 日发布的、一般分配的美国专利第 5,982,103 号,和 2008 年 4 月 22 日发布的、美国专利第 7,362,285 号中更详细描述,它们名称都为紧凑射频发射和接收天线以及采用所述紧凑射频发射和接收天线的控制装置 (COMPACT RADIO FREQUENCY TRANSMITTING AND RECEIVING ANTENNA AND CONTROL DEVICE EMPLOYING SAME),它们的全部内容在此以引用方式并入。

[0036] 电子开关 110 包括两电源:通态 (on-state) (嵌入) 电源 220 和闭态 (off-state) 电源 222。此两电源 220、222 操作用于在输出电容器  $C_{OUT}$  (例如,能量存储电容器) 两端产生 DC 供给电压  $V_{CC}$  (例如,具有约五伏的平均量值),输出电容器  $C_{OUT}$  可具有例如约  $680\mu F$  的电容。控制器 214 和电子开关 110 的其他低压电路由 DC 供给电压  $V_{CC}$  供电。双向半导体开关 212 与并联组合的继电器 210 和通态电源 220 电气串联连接。如将在下面更详细描述,通态电源 220 操作用于,当继电器 210 闭合且发光负载 104 开启时,产生 DC 供给电压  $V_{CC}$ 。闭态电源 222 与继电器 210 和双向半导体开关 212 电气并联连接,且操作用于,当继电器 210 开启且发光负载 104 关闭时产生 DC 供给电压  $V_{CC}$ 。

[0037] 输出电容器  $C_{OUT}$  也与过流检测电阻器  $R_{OD}$  (例如,具有约  $0.1\Omega$  的电阻) 和正温度系数 (PTC) 热敏电阻  $R_{PTC}$  串联连接,如将在下面参照图 5 描述,它们考虑到故障条件 (例如,电子开关 110 中的过流或超温条件) 的检测。例如,PTC 热敏电阻  $R_{PTC}$  可包括由 EPCOS 公司制造的零件编号 B59807A0090A062,该零件编号具有约  $400\Omega$  的最大标称电阻。故障电压  $V_{FAULT}$  在 PCT 热敏电阻  $R_{PTC}$  和输出电容器  $C_{OUT}$  的串联组合两端产生,且在正常操作条件下 (即,不满足故障条件时) 具有约等于 DC 供给电压  $V_{CC}$  的量值的量值。

[0038] 当继电器 210 和双向半导体开关 212 (即,电子开关 110 正控制发光负载关闭时),闭态电源 222 产生 DC 供给电压  $V_{CC}$ 。闭态电源 222 仅传导少量泄漏电流  $I_{LEAK}$  (即,输入充电电流) 经过发光负载 104,使得当发光负载应该关闭时,发光负载不受照射。闭态电源 222 传导闭态充电电流  $I_{CH-OFF}$  (即,输出充电电流) 经过输出电容器  $C_{OUT}$ ,以给输出电容器充电。如将在下面更详细描述,传导经过输出电容器  $C_{OUT}$  的闭态充电电流  $I_{CH-OFF}$  的量值大于传导经过发光负载 104 的泄漏电流  $I_{LEAK}$  的量值。电流限制电路 224 与闭态电源 222 串联连接且将

泄漏电流  $I_{LEAK}$  的量值限制至最大泄漏电流  $I_{LEAK}$  (例如, 小于约一 mA), 使得当继电器 210 不导电且发光负载应该关闭时, 发光负载 104 不受照射。

[0039] 通态电源 220 在当发光负载 104 开启, 允许电子开关 110 大致提供所有 AC 线电压至发光负载 104 的同时, 产生 DC 供给电压  $V_{CC}$ 。当输出电容器  $C_{OUT}$  通过通态电源 220 充电时 (在继电器 210 导电时), 在通态电源两端形成的电压与 AC 电源 102 的 AC 线电压的峰值电压相比具有大致幅度小的量值 (例如, 约为 DC 供给电压  $V_{CC}$ , 即, 约为五伏)。换言之, 通态电源 220 强加与 AC 电力源 102 的 AC 线电压的峰值电压相比, 大致低的压降, 使得当输出电容器  $C_{OUT}$  正充电时, 提供至发光负载 104 的电压 (即, 开关热电压  $V_{SH}$ ) 只是略微较小。例如, 当 AC 电力源 102 的 RMS 电压是  $240V_{AC}$  时, AC 线电压的峰值电压约为 340 伏, 而对于 AC 电力源 102 的每个半周期的仅一部分, 在通态电源 220 两端形成的电压约等于 DC 供给电压  $V_{CC}$  (即, 约五伏)。

[0040] 通态电源 220 传导通态充电电流  $I_{CH-ON}$  (图 3) 经过输出电容器  $C_{OUT}$ , 以给输出电容器充电。输出电容器  $C_{OUT}$  适于, 当继电器导电时, 在 AC 电力源 102 的线周期的至少一部分, 传导负载电流  $I_L$ 。因此, 当继电器导电时, 在 AC 电力源 102 的线周期的至少一部分, 通态充电电流  $I_{CH-ON}$  等于负载电流  $I_L$ 。当发光负载 104 是低功率负载时, 例如具有降至 25W 的额定功率 (以及  $240V_{AC}$  的额定电压), 通态电源 220 能够适当地操作。换言之, 通态电源 220 可操作于, 当负载电流  $I_L$  具有低至约 100mA 的量值时, 适当地给输出电容器  $C_{OUT}$  充电, 以保证控制器 214 被供电。

[0041] 由于发光负载 104 可致使通态电源 220 的负载电流  $I_L$  为非正弦电流 (例如, 如果发光设备是紧凑型荧光灯), 在 AC 电力源 102 的线周期的某些部分内, 输出电容器  $C_{OUT}$  可能不能够传导通态充电电流  $I_{CH-ON}$  经过发光负载。因此, 通态电源 220 以相对于 AC 电力源 102 的 AC 线电压的频率异步的方式, 控制输出电容器  $C_{OUT}$  何时能够充电, 使得电源可操作于在每个半周期内的任何时间 (即, 在半周期的开始和结束之间的任何时间) 开始和结束充电。具体地, 当 DC 供给电压  $V_{CC}$  降至最小供给电压  $V_{CC-MIN}$  (即, 约为五伏) 时, 通态电源 220 可操作于开始给输出电容器  $C_{OUT}$  充电。然而, 输出电容器  $C_{OUT}$  可以知道输出电容器  $C_{OUT}$  能够传导负载电流  $I_L$  经过发光负载 104 时才开始充电 (即, 如果负载电流  $I_L$  是非正弦的)。当 DC 供给电压的量值升至最大供给电压  $V_{CC-MAX}$  (例如, 约为六伏) 时, 通态电源 220 一直停止充电。当发光负载 104 是电阻性负载, 诸如白炽灯 (例如, 负载电流  $I_L$  是正弦的), 通态电源 220 的通态充电电流  $I_{CH-ON}$  可相对于 AC 线电压的频率是异步的 (如图 4A 所示)。可选地, 如果发光负载 104 传导非正弦负载电流  $I_L$ , 通态充电电流  $I_{CH-ON}$  可相对于线电压频率是同步的 (如图 4B 所示)。

[0042] 为了最小化发光负载 104 的可视闪烁, 通态电源 220 在 AC 电力源 102 的每个半周期至少从 AC 电力源 102 吸引一次电流。因此, 通态充电电流  $I_{CH-ON}$  的任意两个连续脉冲之间的时段小于半个周期的周期 (例如, 对于 50Hz 电源约十毫秒), 因而, 通态充电电流  $I_{CH-ON}$  的脉冲的频率大于线电压频率的两倍 (例如, 约 100Hz), 以避免发光负载 104 的可视闪烁。如果通态充电电流  $I_{CH-ON}$  相对于线电压频率是同步的 (如图 4B 所示), 通态充电电流  $I_{CH-ON}$  的任意两个连续脉冲之间的时段可约等于半个周期  $T_{HC}$ 。

[0043] 控制器 214 可操作于监视通态电源 220 的操作, 以便确定执行需要从输出电容器  $C_{OUT}$  吸收较大电流的适当时间, 所述动作诸如对继电器 210 的线圈通电。通态

电源 220 向控制器 214 提供反馈控制信号  $V_{FB}$ , 如将在下面更详细描述, 反馈控制信号  $V_{FB}$  表示输出电容器  $C_{OUT}$  是否正充电。控制器 214 可操作用于, 在输出电容器  $C_{OUT}$  停止充电之后, 即当 DC 供给电压  $V_{CC}$  的量值等于最大供给电压  $V_{CC-MAX}$  且电压的最大量可用于给线圈通电时, 立即给继电器 210 的 SET 和 RESET 线圈通电。

[0044] 图 3 是根据本发明第一实施例的嵌入电源 220 的简化示意图。通态电源 220 包括双向半导体开关 310, 双向半导体开关 310 包括例如两个反串联 (anti-series) 连接的 FET Q312、Q314。通态电源 220 还包括全波整流器电桥, 所述全波整流器电桥除了两个二极管 D316、D318 之外包括两个 FET Q312、Q314 的体二极管, 所述两个二极管 D316、D318 连接至输出电容器  $C_{OUT}$ , 用来允许所述输出电容器通过发光负载 104 从 AC 电力源 102 充电。整流器电桥具有串联连接在开关热端子 SH 和继电器 210 之间的 AC 端子, 和用于提供整流电压  $V_{RECT}$  的 DC 端子。输出电容器  $C_{OUT}$  串联连接在整流器电桥的 DC 端子之间, 使得输出电容器能够通过整流器电桥和发光负载 104 从 AC 电力源 102 充电。反向串联连接的 FET Q312、Q314 与整流器的 AC 端子电气并联连接, 使得当 FET 导电时, FET 可操作为将来自 AC 电力源 102 的负载电流  $I_L$  传导至发光负载 104, 以及当 FET 不导电时, 输出电容器  $C_{OUT}$  可操作为传送负载电流  $I_L$ 。

[0045] 通态电源 220 包括控制电路 320, 控制电路 320 在正常操作期间操作成致使 FET Q312、Q314 不导电以临时和短暂地阻挡负载电流  $I_L$ 。当继电器导电时, 这允许输出电容器  $C_{OUT}$  传导负载电流  $I_L$ , 从而为 AC 电力源 102 的线周期 (line cycle) 的至少一部分充电。因此, 当双向半导体开关 310 是非导电的时, DC 供给电压  $V_{CC}$  的量值增加, 而当双向半导体开关 310 是导电的时, DC 供给电压  $V_{CC}$  的量值减小。具体地, 控制电路 320 在当 DC 供给电压  $V_{CC}$  的量值降至最小供给电压  $V_{CC-MIN}$  (即, 接近五伏) 时致使 FET Q312、Q314 不导电, 且在当 DC 供给电压  $V_{CC}$  的量值升至最大供给电压  $V_{CC-MAX}$  (即, 接近六伏) 时致使 FET Q312、Q314 导电。

[0046] 通态电源 220 的控制电路 320 包括, 举例而言, 具有比较器 U322 的模拟电路, 所述比较器 U322 响应于 DC 供给电压  $V_{CC}$  的量值, 控制 FET Q312、Q314 何时导电。包括两个电阻器 R324、R326 的电阻分压器连接在 DC 供给电压  $V_{CC}$  和电路公共端之间, 并提供定标 (scaled) 电压, 所述定标电压表示到比较器 U322 的正端子的 DC 供给电压  $V_{CC}$  的量值。电阻器 R324、R326 举例而言可分别具有约 40.2k $\Omega$  和 11k $\Omega$  的电阻。

[0047] 控制电路 320 包括并联稳压器 (shunt regulator) D328 (例如, 德州仪器制造的部件号 TLV431), 并联稳压器 D328 具有经过电阻器 R330 (例如, 具有电阻约 11k $\Omega$ ) 连接到 DC 供给电压  $V_{CC}$  的阴极。并联稳压器 D328 的阴极连接到并联稳压器的参考端子, 且连接到比较器 U322 的负端子, 使得在所述负端子处提供固定的参考电压 (例如, 约 1.24V)。电阻器 R332 (例如, 具有电阻约 47K $\Omega$ ) 被连接在比较器 U322 的正端子和输出端子之间, 以在通态电源 220 的操作中提供一些磁滞。比较器 U322 的输出通过电阻器 R334 (例如, 具有电阻约 11K $\Omega$ ) 被拉高至 DC 供给电压  $V_{CC}$ 。当在比较器 U322 的正端子处的定标电压小于在所述比较器的负端子处的固定参考电压 (即, 1.24V) 时, 比较器 U322 的输出端子被驱动为低, 以使 FET Q312、Q314 为非导电的, 如将在下面描述。可选地, 通态电源 220 的控制电路 320 可包括数字电路, 所述数字电路例如包括微处理器、PLD、ASIC、FPGA 或其他适合类型的集成电路。比较器 U322 可包括国家半导体公司制造的部件号 LM2903。

[0048] 比较器 U322 的输出经由电阻器 R336 (例如, 具有电阻约 22k $\Omega$ ) 连接至 NPN 双极

晶体管 Q335 的基极 (base)。晶体管 Q335 的集电极经由两个电阻器 Q338、Q340 (例如, 分别具有电阻  $100\text{k}\Omega$  和  $22\text{k}\Omega$ ) 连接至 DC 供给电压  $V_{CC}$ 。PNP 双极晶体管 Q342 的基极连接至两个电阻器 Q338、Q340 的结。晶体管 Q342 的集电极经由两个分别的栅极电阻器 R344、R346 (例如, 都具有电阻约  $8.2\text{k}\Omega$ ) 连接至 FET Q312、Q314 的栅极。当比较器 U322 的输出端子被拉高向 DC 供给电压  $V_{CC}$  时, 晶体管 Q335、Q342 都致使为导电的。因此, DC 供给电压  $V_{CC}$ , 经由各自的栅极电阻器 R344、R366 连接至 FET Q312、Q314 的栅极, 因而, 使 FET 为导电的。当比较器 U322 的输出端子驱动为低 (即, 约在电路公共端) 且晶体管 Q335、Q342 被致使为非导电的时, FET 的栅极的栅电容通过电阻器 R348 (例如, 具有电阻约  $8.2\text{k}\Omega$ ) 放电, FET 被致使为非导电的。

[0049] 图 4A 是示例波形的简化图, 该示例波形图示当发光负载 104 是阻性负载诸如白炽灯, 且通态充电电流  $I_{CH-ON}$  相对于 AC 电力源 102 的频率不同步时, 通态电源 220 的操作。当 FET Q312、Q314 非导电时, 在充电时间  $T_{CHRG}$  期间, DC 供给电压  $V_{CC}$  的幅值增加 (从最小电源电压  $V_{CC-MIN}$  到最大电源电压  $V_{CC-MAX}$ )。在充电时间  $T_{CHRG}$  期间, 在比较器 U322 的正端子处的定标电压 (表示 DC 供给电压  $V_{CC}$  的幅值) 小于并联稳压器 D328 在负端子处的参考电压。当 DC 供给电压  $V_{CC}$  的幅值超过最大电源电压  $V_{CC-MAX}$  时, 比较器 U322 的输出被往高驱动向 DC 供给电压  $V_{CC}$ , FET Q312、Q314 被致使为导电的 (如图 4A 中栅极电压  $V_G$  所示)。此时, 在比较器 U322 的正端子处的电压被拉高向 DC 供给电压  $V_{CC}$ 。由于 FET Q312、Q314 是导电的, 随着控制器 214 和电子开关 110 的其他低压电路从输出电容器  $C_{OUT}$  吸收电流, DC 供给电压  $V_{CC}$  的量值和在比较器 U322 的负端子处的定标电压的量值开始降低。

[0050] 当 DC 供给电压  $V_{CC}$  的量值降至最小供电电压  $V_{CC-MIN}$  时, 在比较器 U322 的正端子处的定标电压变为小于并联稳压器 D328 在负端子处的参考电压。比较器 U322 的输出被往低驱动向电路公共端, FET Q312、Q314 被致使为非导电的, 因而允许输出电容器  $C_{OUT}$  充电以及 DC 供给电压  $V_{CC}$  的量值在充电时间  $T_{CHRG}$  期间增加。由于电源 220 的操作, 当输出电容器  $C_{OUT}$  如图 4A 所示正充电时, 在电源两端只出现低的压降 (例如, 约五伏) 以及切换热电压  $V_{SH}$  只有小“陷波 (notches)” (即, 量值上的小变化)。注意, 最坏的情况下, 如果输出电容器  $C_{OUT}$  充电和放电, 充电时间  $T_{CHRG}$  可约等于 AC 电力源 102 的半个周期的时段  $T_{HC}$ , 以使得 DC 供给电压  $V_{CC}$  的量值不超过最大电源电压  $V_{CC-MAX}$ 。

[0051] 图 4B 是示例波形的简化图, 该示例波形图示当负载电流  $I_L$  为非正弦 (例如, 发光负载 104 是紧凑型荧光灯) 时通态电源 220 的操作, 通态充电电流  $I_{CH-ON}$  相对于 AC 电力源 102 的频率是同步的。如图 4B 所示, 当 DC 供给电压降至最小电源电压  $V_{CC-MIN}$  时, 即便栅极电压  $V_G$  被驱动为低且 FET Q312、Q314 被致使为非导电, 充电电流  $I_{CHRG}$  不立即开始流动。当发光负载 104 开始传导负载电流  $I_L$  时, 通态充电电流  $I_{CH-ON}$  开始流动, 这发生在每个半周期的几乎同一时间, 使得通态充电电流  $I_{CH-ON}$  相对于 AC 电力源 102 的频率是对称的。再一次, 当输出电容器如图 4B 所示正充电时, 在电源 220 两端只出现低的压降, 切换热电压  $V_{SH}$  只有小陷波。

[0052] 回来参照图 3, 在晶体管 Q335 的集电极处产生提供给控制器 214 的反馈控制信号  $V_{FB}$ 。因而, 反馈控制信号  $V_{FB}$  与图 4A 和 4B 所示栅极电压  $V_G$  相反。当晶体管 Q335 导电 (即, FET Q312、Q314 是导电的且输出电容器  $C_{OUT}$  正放电) 时, 反馈控制信号  $V_{FB}$  被往低驱动向电路公共端 (即, 逻辑低电平)。当晶体管 Q335 是非导电 (即, FET Q312、Q314 是非导电的,

输出电容器  $C_{OUT}$  正放电) 时, 反馈控制信号  $V_{FB}$  被上拉向 DC 供给电压  $V_{CC}$  (即, 逻辑高电平)。当控制器 214 准备致使继电器 210 导电或非导电时, 在给所述继电器的 SET 线圈或 RESET 线圈通电之前, 控制器可等待直到反馈控制信号  $V_{FB}$  从高转变为低 (即, DC 供给电压  $V_{CC}$  的量值是最大电源电压  $V_{CC-MAX}$ )。

[0053] 图 5 是简化示意图, 显示嵌入通态电源 220 针对双向半导体开关 212, 如何连接至自锁继电器 210 和驱动电路 216, 从而向电子开关 110 提供故障检测和保护。继电器 210 的 SET 线圈连接在继电器设置控制信号  $V_{RLY-SET}$  和 DC 供给电压  $V_{CC}$  之间。当控制器 214 驱动继电器设置控制信号  $V_{RLY-SET}$  低至接近电路公共端时, 继电器 210 的机械开关被致使为导电的。继电器 210 的 RESET 线圈连接在继电器设置控制信号  $V_{RLY-SET}$  和故障电压  $V_{FAULT}$  之间, 在正常操作条件下 (即, 不存在超温的条件下) 故障电压  $V_{FAULT}$  具有的量值约等于 DC 供电电压  $V_{CC}$ 。继电器重置控制信号  $V_{RLY-RESET}$  经由二极管 D305 也连接至 DC 供给电压  $V_{CC}$ 。在正常操作条件下, 当控制器 214 驱动继电器重置控制信号  $V_{RLY-RESET}$  低至接近电路公共端时, 继电器 210 的机械开关被致使为非导电的。

[0054] 如果输出电容器  $C_{OUT}$  在自锁继电器 210 导电时没有短路, 通态电源 220 的 FET Q312、Q314 的温度可增加至不期望的水平。当在通态电源 220 的 FET312、314 中检测到超温条件, 电子开关 110 控制自锁继电器 210 (例如, 开启继电器) 以去除超温条件。具体地, PTC 热敏电路  $R_{PTC}$  热连接至 FET Q312、Q314, 使得 PTC 热敏电阻的电阻随超温条件下 FET 的组合温度的增加而增加, 因而造成故障电压  $V_{FAULT}$  的量值增加。由于二极管 D305 和继电器 210 的 RESET 线圈的串联组合连接在故障电压  $V_{FAULT}$  和 DC 供给电压  $V_{CC}$  之间 (即, 与输出 PTC 热敏电路  $R_{PTC}$  并联), 随着 PTC 热敏电阻的电阻增加以及故障电压  $V_{FAULT}$  的量值增加, 电流开始流经 RESET 线圈。当 FET Q312、Q314 的组合温度增大至预定温度阈值  $T_{FAULT}$  (例如, 约  $90^{\circ} F$ ), 继电器 210 被致使为非导电的。换言之, 当故障电压  $V_{FAULT}$  增加以使 RESET 线圈两端的电压致使继电器 210 非导电时, 继电器 210 被致使为非导电的。因此, 经过 FET Q312、Q314 的电流被控制为零安培, 故障条件被去除 (即, FET 的温度将降至不期望的水平之下)。继电器 210 响应于超温条件被致使为导电的, 而与继电器重置控制信号  $V_{RLY-RESET}$  的量值无关。此外, 在电子开关 110 的其他电路中, 继电器 210 可响应于超温条件而被致使为导电的。

[0055] 如图 5 所示, 双向半导体开关 212 作为三端双向可控硅开关元件实施。驱动电路 216 包括光耦合器 U360, 光耦合器 U360 具有与双向半导体开关 212 的栅极串联连接的输出光电可控硅 (phototriac)。当光耦合器 U360 的输出光电可控硅是导电的, 所述输出光电可控硅在 AC 电力源 102 的每个半周期传导栅极电流经过两个电阻器 R362、R364, 因而致使双向半导体开关 216 在每个半周期是导电的。电阻器 R362、R364 可都具有例如电阻约  $100 \Omega$ 。

[0056] 光耦合器 U360 也具有输入光电二极管, 所述光电二极管具有连接至通态电源 220 的整流电压  $V_{RECT}$  的阳极。NPN 双极结晶体管 Q365 与光电耦合器 U360 的输入光电二极管串联连接。控制器 214 经由电阻器 R366 (例如, 具有电阻约  $1k \Omega$ ) 连接至晶体管 Q365 的基极。当晶体管 Q365 被致使为导电时, 晶体管传导驱动电流经过光电耦合器 U360 的输入光电二极管以及电阻器 R368 (例如, 具有电阻约  $330 \Omega$ ), 因而致使输出光电可控硅和双向半导体开关 212 导电。

[0057] 当在嵌入通态电源 220 中检测到过流条件时, 电子开关 110 使用双向感测体开关 212 来去除过流条件。过流条件可由传导经过继电器 210 的涌入电流引起, 例如, 当发光负

载 104 是电容性负载,诸如拧入式紧凑型荧光灯或电子低压 (ELV) 发光负载。举例而言,涌入电流可具有如国家电气制造商协会 (NEMA) 公布的 NEMA410 标准所定义大于约三百安培的量值且持续约二毫秒。为保护通态电源 220 免受过流条件,当经过通态电源 220 的过流检测电阻器  $R_{\text{OCD}}$  的电流超过预定电流阈值  $I_{\text{FAULT}}$  (例如,约四十安培) 时,双向半导体开关 212 被致使为导电的。此时,通态电源 220 两端的电压减小至接近双向半导体开关 212 的通态电压 (例如,约一伏),这导致电源停止向输出电容器  $C_{\text{OUT}}$  充电,并消除过流条件。

[0058] 回来参照图 5,通态电源 220 的过流检测电阻器  $R_{\text{OCD}}$  与光电耦合器 U360 的输入光电二极管、二极管 D370 以及电阻器 R372 (例如,具有电阻约  $47\ \Omega$ ) 的串联组合并联连接。当经过过流检测电阻器  $R_{\text{OCD}}$  的电流超过预定电流阈值  $I_{\text{FAULT}}$  时,在光电耦合器 U360 的输入光电二极管、二极管 D370 以及电阻器 R372 的串联组合两端产生的电压使光电耦合器的输出光电可控硅是导电的。因此,双向半导体开关 212 被致使为导电的且过流条件被消除。由于双向半导体开关 212 是三端双向可控硅开关元件,双向半导体开关在半周期的末尾当经过双向半导体开关的电流降为约零安培时,变为非导电的。若过流条件仍然存在,双向半导体开关 212 在下一个半周期内将再次致使为导电的。

[0059] 图 6 是电子开关 110 的简化示意图,更详细地显示闭态电源 222 和电流限制电路 224。闭态电源 222 包括开关电容器电路 (例如,充电泵电路),所述开关电容器电路具有能够串联充电和并联放电的多个电容器。所述开关电容器电路受控为以相对低频率的预定频率  $f_{\text{SW}}$  向电容器充电和放电,使得闭态电源不产生可干扰电子开关 110 的噪声敏感电路的操作的大量噪声,所述噪声敏感电路诸如举例而言,占用检测电路 230 或 RF 收发器。

[0060] 具体地,闭态电源 222 的开关电容器电路包括能够在 AC 电力源 102 的正半周期内充电的第一支线 (leg) 350: 电容器 C10、C12、C14、C16,以及能够在负半周期内充电的第二支线 355: 电容器 C50、C52、C54、C56。两支线 350、355 的电容器 C10-C16、C50-C56 可各具有电容例如约  $10\ \mu\text{F}$ 。第一支线 350 的电容器 C10-C16 可操作为,通过传导正半周期充电电流  $I_{\text{C-PHC}}$  经过发光负载 104 而在正半周期内串联充电。此外,输出电容器  $C_{\text{OUT}}$  在正半周期期间传导正半周期充电电流  $I_{\text{C-PHC}}$ 。第一支线 350 的电容器 C10-C16 可操作为,在负半周期期间并联放电至输出电容器  $C_{\text{OUT}}$ ,使得电容器 C10-C16 中的每个传导各自的放电电流,以及输出电容器  $C_{\text{OUT}}$  传导负半周期放电电流  $I_{\text{D-NHC}}$ ,所述负半周期放电电流  $I_{\text{D-NHC}}$  是电容器 C10-C16 中的每个的各个放电电流的总和。

[0061] 类似地,第二支线 355 的电容器 C50-C56 可操作为, (通过传导负半周期充电电流  $I_{\text{C-NHC}}$  经过输出电容器  $C_{\text{OUT}}$  和发光负载) 在负半周期内串联充电,且在正半周期期间并联放电至输出电容器  $C_{\text{OUT}}$ ,使得输出电容器  $C_{\text{OUT}}$  传导正半周期放电电流  $I_{\text{D-PHC}}$ ,所述正半周期放电电流  $I_{\text{D-PHC}}$  是电容器 C50-C56 中的每个的各个放电电流的总和。传导经过发光负载 104 的泄漏电流  $I_{\text{LEAK}}$  是正半周期充电电流  $I_{\text{C-PHC}}$  和负半周期充电电流  $I_{\text{C-NHC}}$  之和。由于第一支线 350 的电容器 C10-C16 可操作为在正半周期内充电并在负半周期内放电,以及第二支线 355 的电容器 C50-C56 可操作为在负半周期内充电并在正半周期内放电,开关电容器电路的预定切换频率  $f_{\text{SW}}$  约等于 AC 电力源 102 的线频率,例如,约 120Hz。

[0062] 由于输出电容器  $C_{\text{OUT}}$  传导正半周期充电电流  $I_{\text{C-PHC}}$  和负半周期充电电流  $I_{\text{C-NHC}}$ ,以及正半周期放电电流  $I_{\text{D-PHC}}$  和负半周期放电电流  $I_{\text{D-NHC}}$ ,闭态充电电流  $I_{\text{CH-OFF}}$  是这些电流的总和,即

[0063]  $I_{CH-OFF} = I_{C-PHC} + I_{C-NHC} + I_{D-PHC} + I_{D-NHC}$  (等式 1)

[0064] 由于正半周期放电电流  $I_{D-PHC}$  和负半周期放电电流  $I_{D-NHC}$  中的每个是每个支线 350、355 中的电容器的各自各个放电电流的总和, 闭态充电电流  $I_{CH-OFF}$  的量值大于传导经过发光负载 104 的泄漏电流  $I_{LEAK}$  的量值。因此, 闭态电源 222 可描述为作为电流倍增器操作。换言之, 闭态电源 222 将泄漏电流  $I_{LEAK}$  增长因数 M 倍来产生闭态充电电流  $I_{CH-OFF}$  电流, 所述因数 M 取决于每个支线 350、355 中的电容器的数目。由于输出电容器  $C_{OUT}$  传导正半周期充电电流  $I_{C-PHC}$  和负半周期充电电流  $I_{C-NHC}$ , 以及正半周期放电电流  $I_{D-PHC}$  和负半周期放电电流  $I_{D-NHC}$ , 输入电流所增长的倍数比每个支线 350、355 中的电容器的数目大一, 即

[0065]  $I_{CH-OFF} = (M+1) \cdot I_{LEAK}$  (等式 2)

[0066] 例如, 当如图 6 所示每个支线 350、355 中有四个电容器时, 闭态充电电流  $I_{CH-OFF}$  的量值比泄漏电流  $I_{LEAK}$  的量值大五倍。

[0067] 如图 6 所示, 第一支线 350 的电容器 C10-C16 与二极管 D10-D18 串联连接, 使得每个电容器之间以及在支线的每端处有一个二极管。电容器 C10-C16 和二极管 D10-D18 的第一支线 350 经过电阻器 R80 (例如, 具有电阻约 56K  $\Omega$ ) 连接至全波整流器桥的正 DC 端子 (即, 至整流电压  $V_{RECT}$ ), 所述全波整流器桥由通态电源 220 的两个 FET Q312、Q314 的体二极管二极管 D316、D318 形成。在正半周期内, 电容器 C10-C16 的第一支线 350 可操作将正半周期充电电流  $I_{C-PHC}$  从热端子 H 传导经过电流限制电路 224、二极管 D10-D18、电阻器 R80、过流检测电阻器  $R_{OCD}$ 、PTC 热敏电阻  $R_{PTC}$ 、输出电容器  $C_{OUT}$  以及 FET314 的体二极管而到开关热端子 SH。因此, 电容器 C10-C16 与输出电容器  $C_{OUT}$  可操作为响应于传导正半周期充电电流  $I_{C-PHC}$  而充电。

[0068] 齐纳二极管 Z40 连接穿过电容器 C10-C16 的第一支线 350 且操作为将在所述支线两端产生的电压限制为导通 (brick-over) 电压  $V_{BR}$  (例如, 约 40 伏)。因此, 在正周期期间, 第一支线 350 的电容器 C10-C16 中的每个可操作为充电上升至最大电容器电压  $V_{C-MAX}$  (该电压略小于约 10 伏), 即

[0069]  $V_{C-MAX} = [V_{BR} - (M-1) \cdot V_D] / M,$

[0070] 其中,  $V_D$  是二极管 D12-D16 的前向电压降, 例如, 约 0.7 伏

[0071] 第一支线 350 的电容器 C10-C16 的负端子经由各自的二极管 D30-D36 连接至电路公共端。第一支线 350 的电容器 C10-C16 中的每个的正端子, 经过各自的二极管 D20-26、第一开关装置 (例如, PNP 双极结晶体管 Q82) 以及电阻器 R84 (例如, 具有电阻约 22  $\Omega$ ), 连接至由通态电源 220 形成的全波整流器桥的正 DC 端子 (即, 至整流电压  $V_{RECT}$ )。因此, 当晶体管 Q82 被致使导电时, 第一支线 350 的电容器 C10-C16 可操作为在负半周期内放电至输出电容器  $C_{OUT}$ , 如将在下面详细描述。

[0072] 第二支线 355 的电容器 C50-C56 以与第一支线 350 类似的方式同二极管 D50-D58 串联连接。电容器 C50-C56 和二极管 D50-D58 的第二支线 355 经过两个电阻器 R85、R86 (例如, 分别具有电阻 56k  $\Omega$  和 22k  $\Omega$ ) 连接至电路公共端。在负半周期期间, 电容器 C50-C56 的第二支线 355 可操作将负半周期充电电流  $I_{C-NHC}$  从开关热端子 SH 传导经过二极管 D318、输出电容器  $C_{OUT}$ 、PTC 热敏电阻  $R_{PTC}$ 、过流检测电阻器  $R_{OCD}$ 、电阻器 R85、R86、二极管 D50-D58、电流限制电路 224 而到热端子 H。齐纳二极管 Z42 连接穿过电容器 C50-C56 和二极管 D50-D58 的第二支线 350, 且具有导通电压, 例如, 约 40 伏, 使得所述齐纳二极管可操作为限制在所

述第二支线两端产生的电压,从而将电容器 C50-C56 中的每个的两端的电压限制为最大电容器电压  $V_{C-MAX}$ 。电容器 C50-C56 的正端子连接各自二极管 D60-D66,而负端子连接至各自二极管 D70-D76,使得当晶体管 Q94 在正半周期内被致使为导电时,电容器 C50-C56 可操作为经过第二开关装置(例如,NPN 双极结晶体管 Q94)和电阻器 R95(例如,具有电阻约  $22\ \Omega$ )放电至输出电容器  $C_{OUT}$ ,如将在下面更详细描述。

[0073] 电阻器 R85 连接在 NPN 双极结晶体管 Q88 的基极-发射极结两端。晶体管 Q88 的集电极经过电阻器 R90(例如,具有电阻约  $118\text{k}\ \Omega$ )连接至晶体管 Q82 的基极。电阻器 R92 连接在晶体管 Q82 的基极-发射极结两端且具有例如电阻约  $56\text{k}\ \Omega$ 。当电容器 C50-C56 和二极管 D50-D58 的第二支线 355 在负半周期内开始传导负半周期充电电流  $I_{C-NHC}$  经过电阻器 R85 时,晶体管 Q88 被致使为导电的,使得电流传导经过电阻器 R92,且晶体管 Q82 被致使为导电的。因此,当晶体管 Q82 在负半周期内被致使为导电时,第一支线 350 的电容器 C10-C16 可操作为放电至输出电容器  $C_{OUT}$ 。

[0074] 与电容器 C10-C16 和二极管 D10-D18 的第一支线 350 串联连接的电阻器 R80 连接在 PNP 双极结晶体管 Q96 的基极-发射极结两端。晶体管 Q96 的集电极经过电阻器 R98(例如,具有电阻约  $118\text{k}\ \Omega$ )连接至晶体管 Q94 的基极,同时电阻器 R99(例如,具有电阻约  $56\text{k}\ \Omega$ )连接在晶体管 Q94 的基极-发射极结两端。当电容器 C10-C16 和二极管 D10-D18 的第一支线在正半周期内将正半周期充电电流  $I_{PHC}$  传导经过电阻器 R80 时,晶体管 Q96 致使为导电的,因而使晶体管 Q94 导电并允许第二支线 355 的电容器 C50-C56 放电至输出电容器  $C_{OUT}$ 。

[0075] 如前所述,电流限制电路 224 与闭态电源 222 串联连接,并限制泄漏电流  $I_{LEAK}$  的量值为最大泄漏电流  $I_{L-MAX}$ 。电流限制电路 224 包括全波整流器桥 BR380,全波整流器桥 BR380 具有与电阻器 R382(具有电阻约  $1\text{k}\ \Omega$ )串联连接的 AC 端子以传导泄漏电流  $I_{LEAK}$ 。桥 BR380 的正 DC 端子经过电阻器 R386(例如,具有电阻约  $664\text{k}\ \Omega$ )连接至 FET Q384 的栅极。在每个半周期开始后不久,FET Q384 致使为导电的且传导泄漏电流  $I_{LEAK}$  经过电阻器 R388(例如,具有电阻约  $5.19\text{k}\ \Omega$ )。电阻器 R388 连接在 NPN 双极结晶体管 Q390 的基极-发射极结和齐纳二极管 Z392(例如,具有导通电压约 3.9 伏)的串联组合的两端。齐纳二极管 Z392 连接在 FET Q384 的栅极和漏极之间,以限制在 FET 的栅极处的电压量值,从而保护 FET 免受因过电压条件而引起的损害。当电阻器 R388 正传导泄漏电流  $I_{LEAK}$  时,晶体管 Q390 被致使为导电的,使得电阻器 R388 两端的电压被限制为接近晶体管 Q390 的额定基极-发射极电压加上齐纳二极管 Z392 的导通电压(即,约 4.6 伏)。因此,电流限制电路 224 的最大泄漏电流  $I_{L-MAX}$  可以例如为约 0.88 毫安。

[0076] 在确保发光负载 104 在继电器 210 不导电时不照明的同时,电流限制电路 224 的最大泄漏电流  $I_{L-MAX}$  也助于减小闭态电源 222 中产生的噪声。由于泄漏电路  $I_{LEAK}$  只有小量值,闭态电源 222 不产生可干扰电子开关 110 的噪声敏感电路(即,占用检测电路 230)的操作的大量噪声。

[0077] 图 7 是电子开关 110 的控制器 214 执行的按钮程序 400 的简化流程图,在步骤 410 按钮程序 400 响应于开关 S225 的被执行。控制器 214 使用两个计时器,例如,继电器计时器和双向半导体开关(BSS)计时器来控制继电器 210 和双向半导体开关 212 何时变为导电和非导电。当继电器计时器终止时,若发光负载 104 关闭,则控制器 214 执行继电器计时器

程序 600 来使继电器 210 导电,以及若发光负载开启则使继电器非导电(如将在下面参照图 8 详细描述)。当 BSS 计时器终止时,若发光负载 104 关闭,则控制器 214 执行 BSS 计时器程序 700 来控制双向半导体开关 212 变为导电,以及若发光负载开启则使变为非导电的(如将在下面参照图 9 详细描述)。控制器 214 响应于接收开启命令(当开启按钮 122 被致动时)和关闭命令(当关闭按钮 122 被致动时),执行接收的按键消息程序(未示出)。

[0078] 参照图 7,若在步骤 412 发光负载 104 关闭,在步骤 414,控制器 214 将 BSS 计时器初始化为 BSS 开启时间  $t_{\text{BSS-ON}}$ ,并启动 BSS 计时器,所述 BSS 计时器的值相对于时间减小。接着,在步骤 416,控制器 214 将继电器计时器初始化为继电器开启时间  $t_{\text{RLY-ON}}$ ,并在按钮程序 400 退出之前启动继电器计时器,所述继电器计时器的值相对于时间减小。例如,BSS 开启时间  $t_{\text{BSS-ON}}$  可以近似为 0 毫秒,继电器开启时间  $t_{\text{RLY-ON}}$ ,可接近三十毫秒,使得双向半导体开关 212 在继电器 210 导电之前被致使为导电的。如果发光负载 104 在步骤 412 是开启的,在步骤 418 控制器 214 立即使双向半导体开关 212 导电。接着,在步骤 420,控制器 214 将继电器计时器初始化为继电器关闭时间  $t_{\text{RLY-OFF}}$ ,并开启值随时间减小的继电器计时器。最后,在按钮程序 400 退出之前,在步骤 422,控制器 214 将 BSS 计时器初始化为 BSS 关闭时间  $t_{\text{BSS-OFF}}$ ,并开启值随时间减小的 BSS 计时器。例如,继电器关闭时间  $t_{\text{BSS-OFF}}$  可接近三十毫秒且 BSS 关闭时间  $t_{\text{BSS-OFF}}$  可接近六十毫秒,使得在双向半导体开关 212 变为非导电之前,将继电器 210 致使为非导电。

[0079] 图 8 是不论何时在步骤 510 占用检测电路 230 检测到占用和空闲状态的改变时电子开关 110 的控制器 214 执行的占用检测程序 500 的简化流程图。如果在步骤 512 控制器 214 操作为占用传感器以及在步骤 514 占用检测电路 230 刚才已检测到空间已变为占用,在占用检测程序 500 退出之前,在步骤 516,控制器通过初始化并开启 BSS 计时器(使用 BSS 开启时间  $t_{\text{BSS-ON}}$ )来开启发光负载 104,并且在步骤 518 初始化和启动继电器计时器(使用继电器开启时间  $t_{\text{RLY-ON}}$ )。如果在步骤 512 控制器 214 操作为占用传感器以及在步骤 520 占用检测电路 230 刚才已检测到空间已变为空闲,在占用检测程序 500 退出之前,在步骤 522,控制器通过立即使双向半导体开关 212 导电来控制发光负载 104,在步骤 524 初始化和启动继电器计时器(使用继电器关闭时间  $t_{\text{RLY-OFF}}$ ),并且在步骤 526 初始化和启动 BSS 计时器(使用 BSS 关闭时间  $t_{\text{BSS-OFF}}$ )。如果在步骤 512 控制器 214 操作为占用传感器,在步骤 514 当占用检测电路 230 已检测到空间已变为占用时,控制器不响应。当在步骤 512 控制器 214 操作为占用传感器,控制器响应于在步骤 520 占用检测电路检测到空间刚才已变为空闲,仅关闭发光负载 104。

[0080] 图 9 是当继电器计时器在步骤 610 终止时控制器 214 执行的继电器计时器程序 600 的简化流程图。首先,控制器 214 等待直至在步骤 612 反馈控制信号  $V_{\text{FB}}$  从高转变为低,指示 DC 供给电压  $V_{\text{CC}}$  的量值等于最大电源电压  $V_{\text{CC-MAX}}$ 。当控制器 214 检测到在步骤 612 反馈控制信号  $V_{\text{FB}}$  从高转变为低,控制器根据发光负载 104 的当前状态立即使继电器导电或非导电。如果在步骤 614 发光负载 104 关闭,在步骤 616 控制器 214 通过传导电流经过继电器的设置(SET)线圈而使继电器 210 导电,继电器计时器程序 600 退出。如果在步骤 614 发光负载 104 关闭,在步骤 618 控制器 214 通过传导电流经过重置(RESET)线圈而使继电器 210 非导电,继电器计时器程序 600 退出。

[0081] 图 10 是 BSS 计时器在步骤 710 终止时控制器 214 执行的 BSS 计时器程序 700 的

简化流程图。如果在步骤 712 发光负载 104 关闭,在 BSS 计时器程序 700 退出之前,控制器 214 在步骤 714 控制驱动电路 216 来使双向半导体开关 212 导电,以及在步骤 716 照射视觉指示器 214。如果在步骤 712 发光负载 104 关闭,在步骤 718 控制器 214 控制驱动电路 216 使得双向半导体开关 212 变为非导电的。接着,在步骤 720,控制器 214 控制视觉指示器 214 关闭,BSS 计时器程序 700 退出。

[0082] 虽然参照控制输送至连接发光负载的功率的电子开关 110 已描述了本发明,但本发明的思想可被用于负载控制系统的任何类型的控制装置,诸如举例而言,用于调节发光负载(诸如,白炽灯、磁低压发光负载、电子低压发光负载、以及拧入式紧凑型荧光灯)的强度的调光器开关、远程控制器、按键装置、视觉显示装置、适于插入电插座的可控插入模块、适于拧入灯的电插座(例如,爱迪生插座)的可控拧入式模块、荧光负载的电子调光镇流器、以及发光二极管(LED)光源的驱动器、电动机速度控制装置、电动窗口处理、温度控制装置、音频/视频控制装置或其他类型发光负载的调光器电路,诸如磁低压发光负载、电子低压发光负载以及拧入式紧凑型荧光灯。

[0083] 虽然本发明已就发明的具体实施例进行了描述,但对本领域技术人员而言许多其它变化和修改和其他用途将变得显而易见。因而,优选地,本发明不是受文中的特定揭露限定,而是仅受附上的权利要求限定。

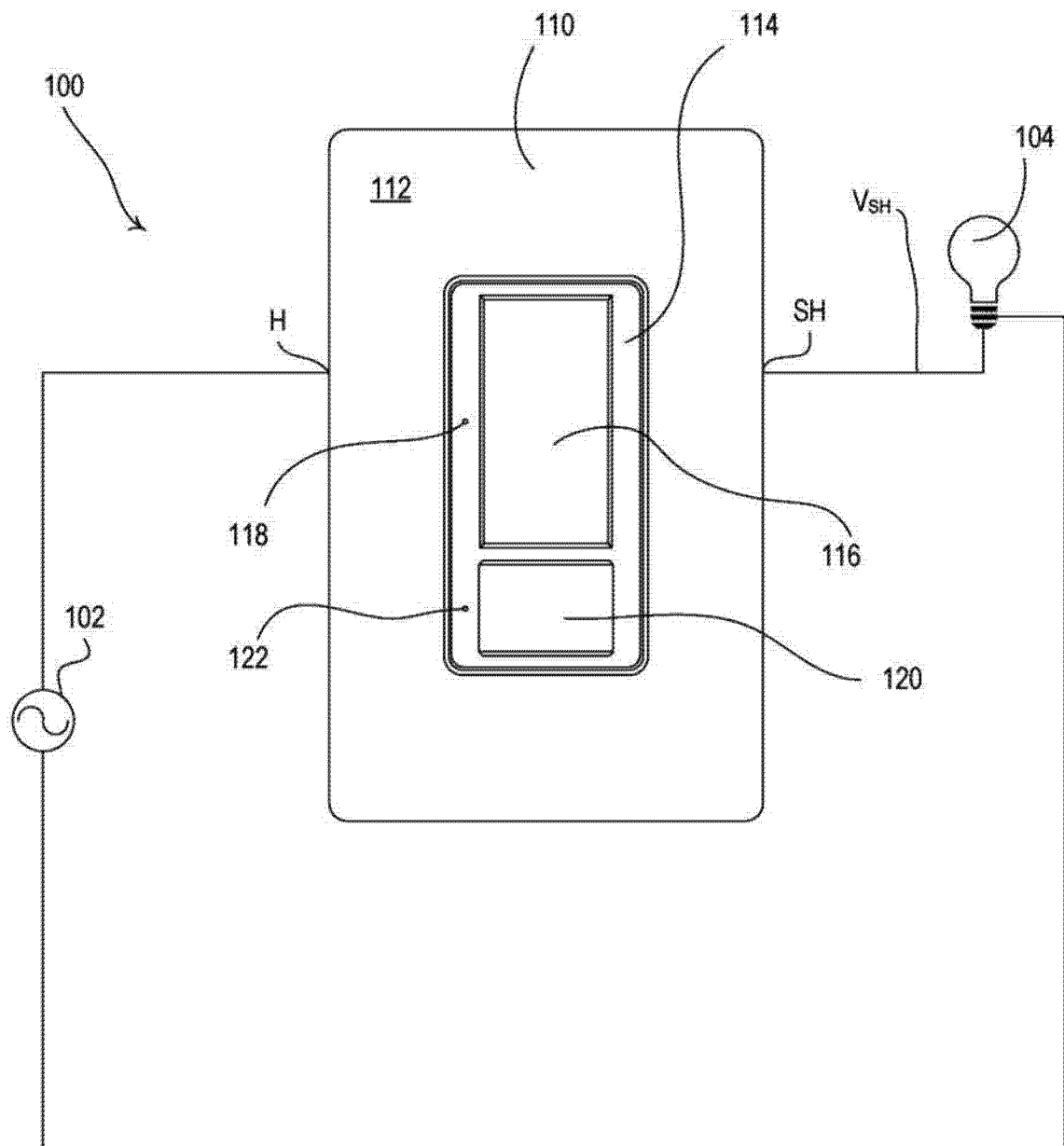


图 1

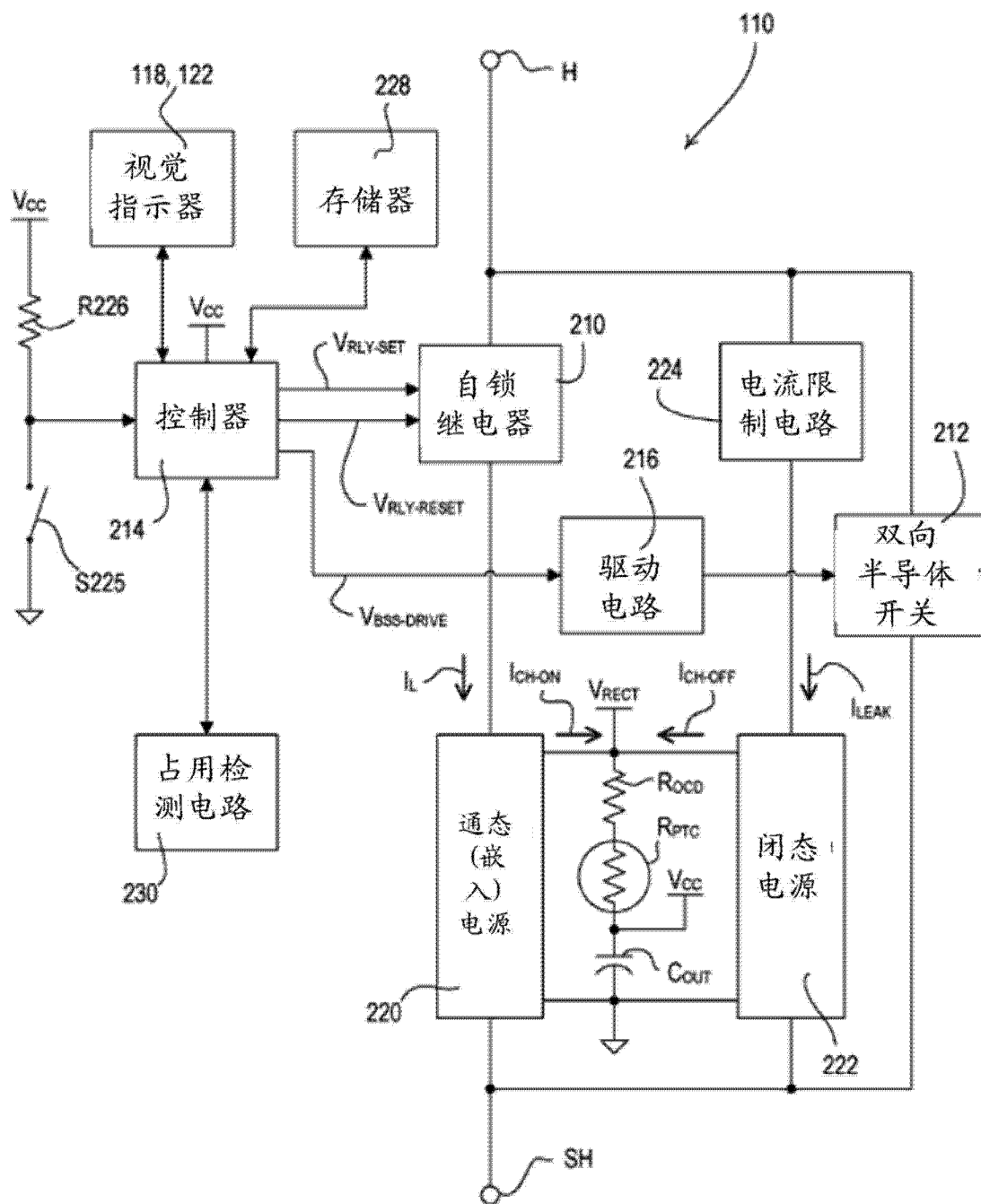


图 2

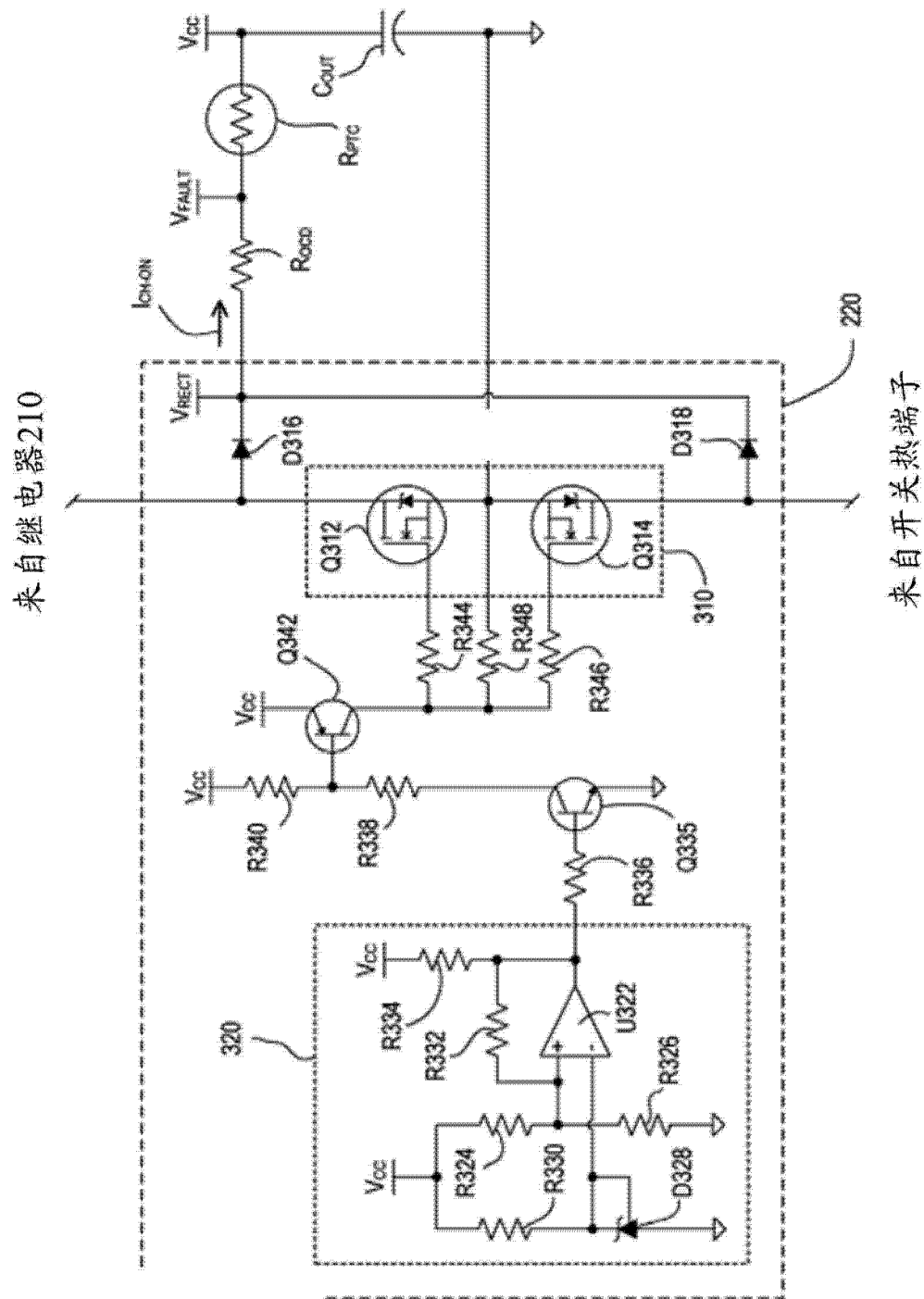


图 3

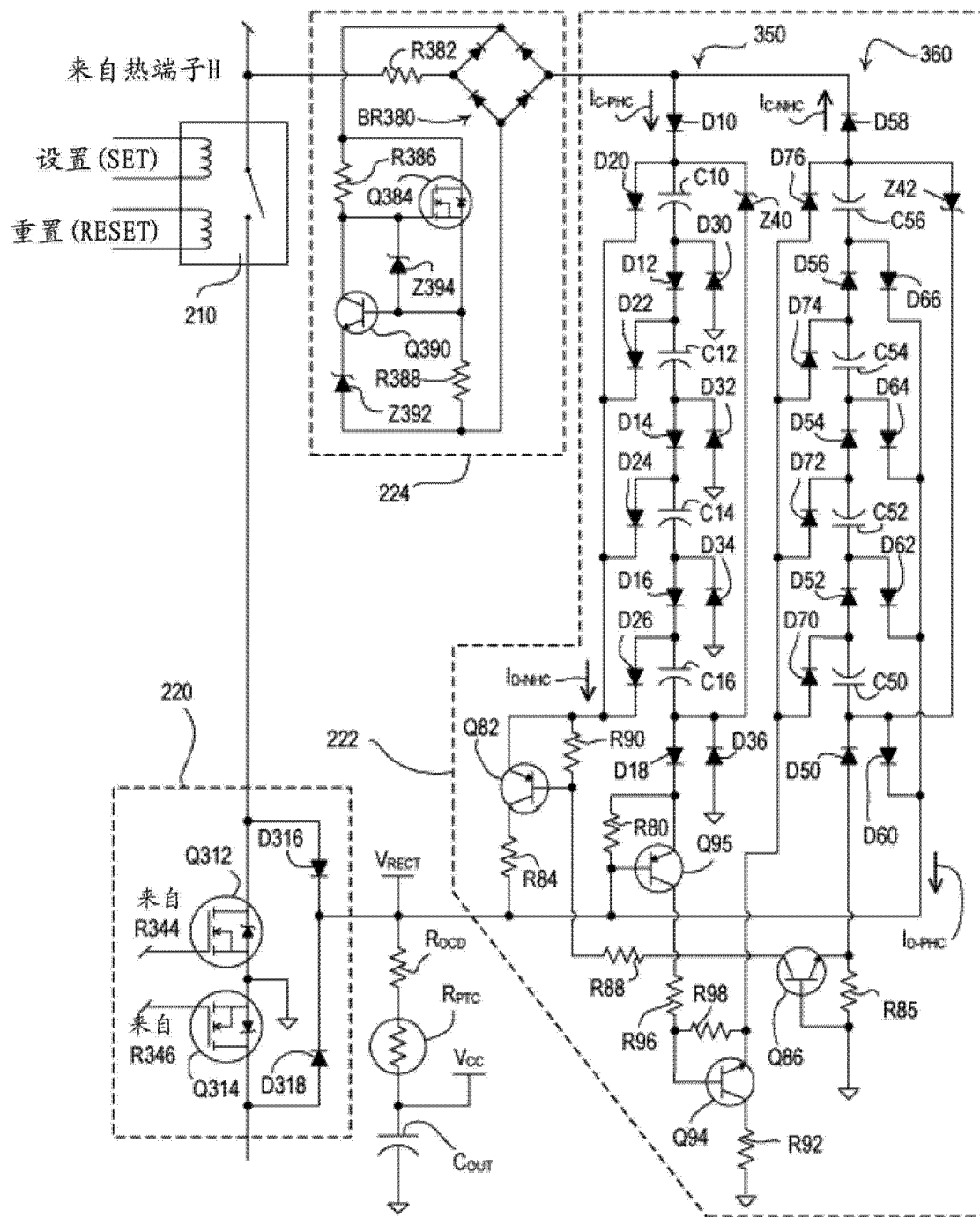


图 4

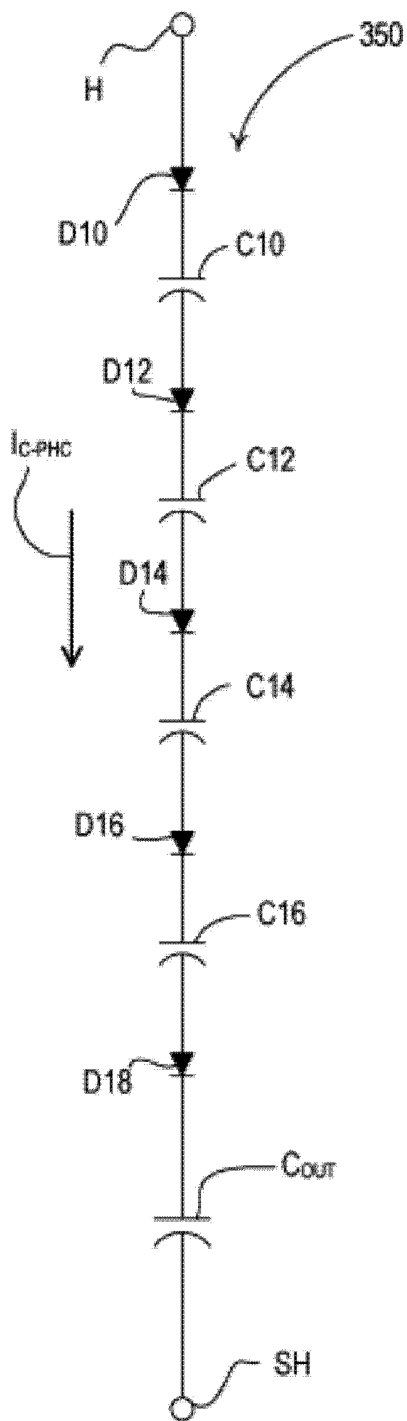


图 5

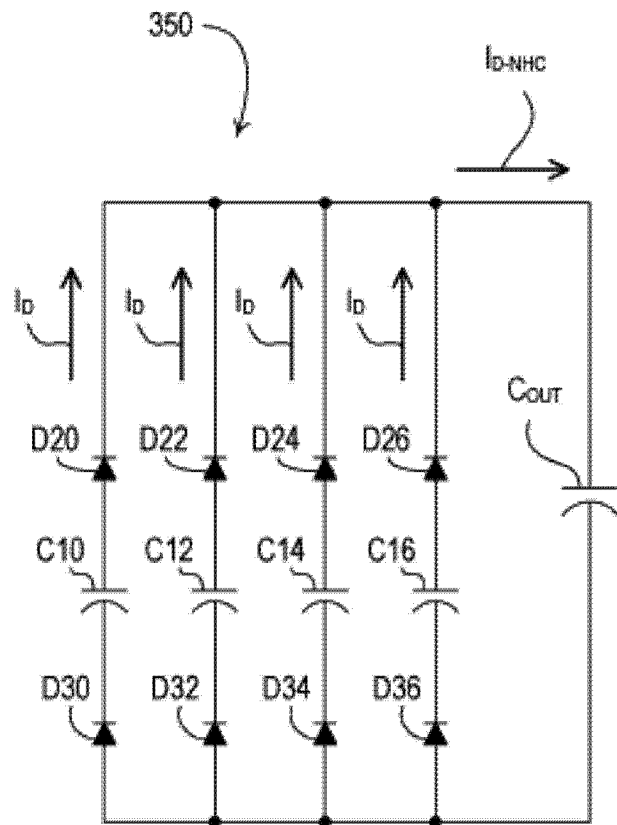


图 6

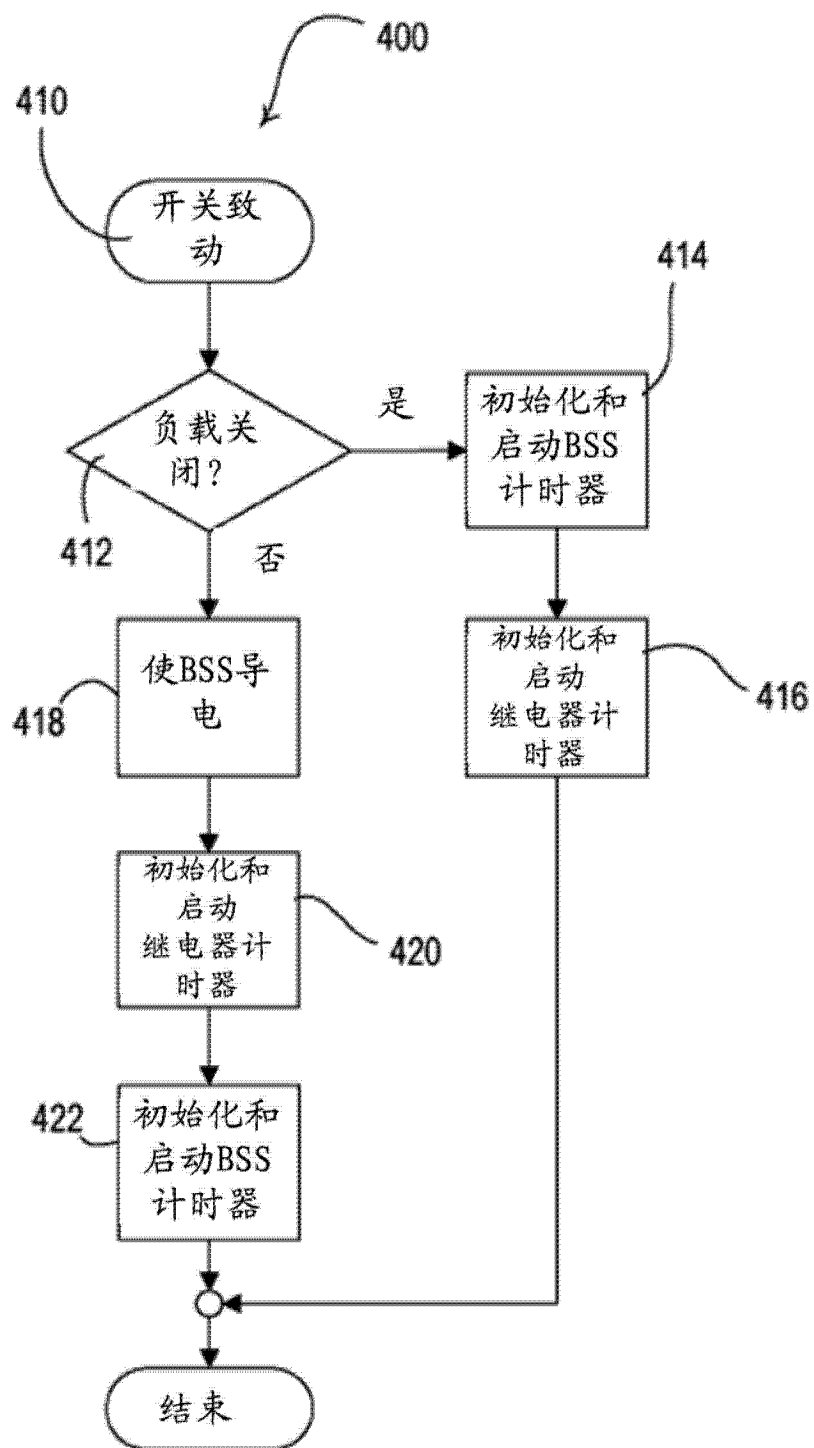


图 7

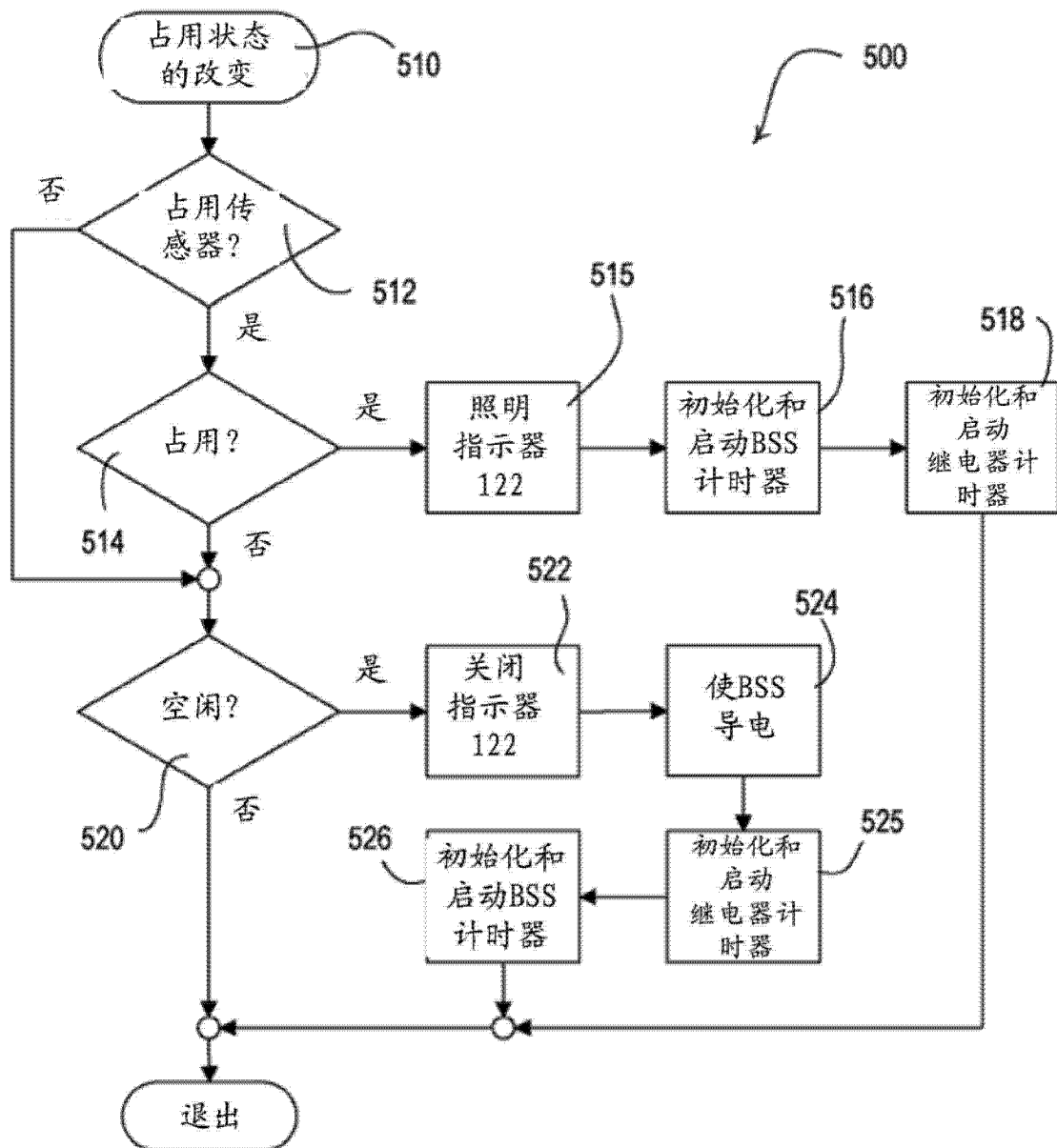


图 8

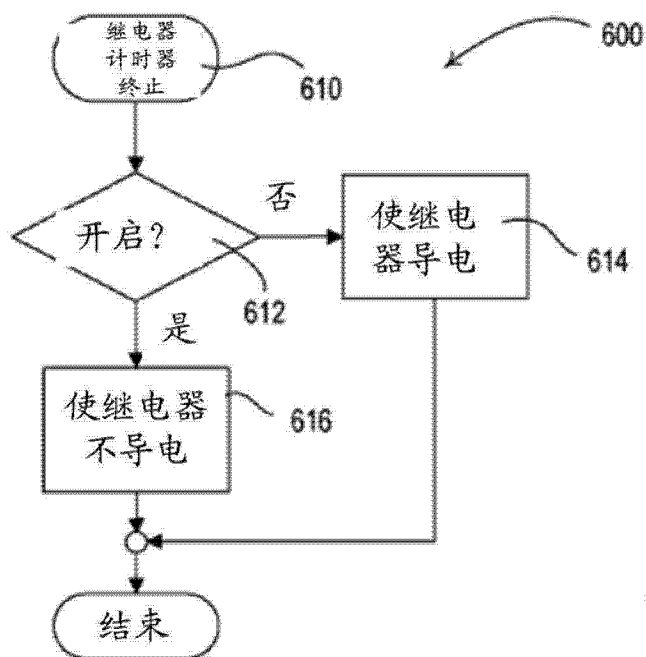


图9

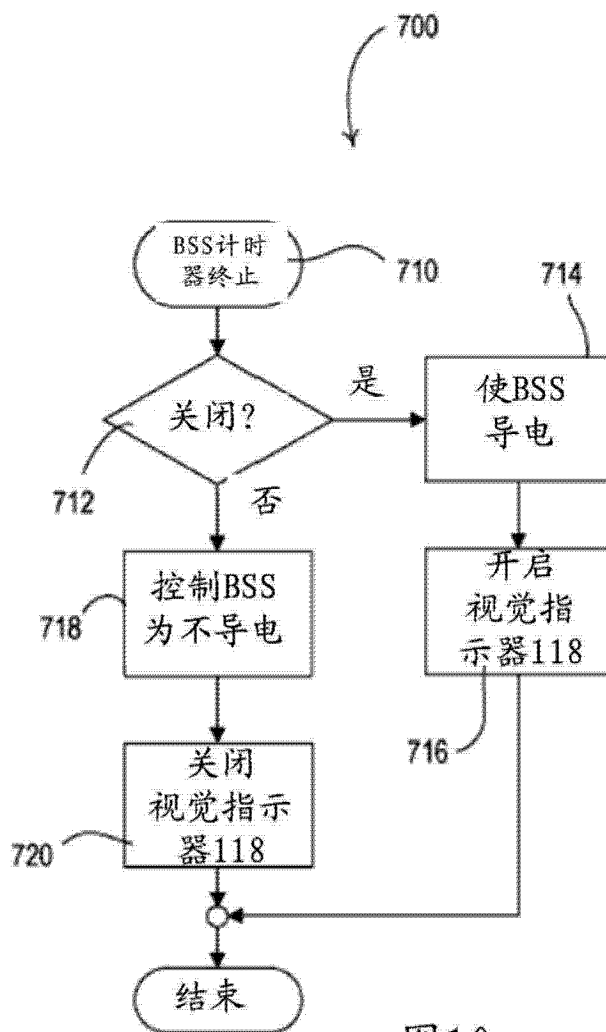


图10