(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 102195496 B
(45)授权公告日 2013.12.25

(21)申请号 201110035255.8

(22)申请日 2011.02.09

(30)优先权数据
12/702,963 2010.02.09 US

(73)专利权人 电力集成公司
地址 美国加利福尼亚州

(72)发明人 Y·迦诺基 M·毛 T·帕斯通

(74)专利代理机构 北京北翔知识产权代理有限公司 11285
代理人 杨勇 郑建晖

(51)Int.Cl.
H02M 7/04(2006.01)
H02M 3/335(2006.01)
G01R 25/00(2006.01)

(56)对比文件
WO 2010/008709 A1,2010.01.21, 说明书第36-47段,图8A-11.
WO 2010/008709 A1,2010.01.21, 说明书第36-47段,图8A-11.
CN 1595808 A,2005.03.16, 说明书第1页第11行-第2页第9行,图1.
CN 1467907 A,2004.01.14, 说明书第7页最后一段-第8页第4段,图8.
US 2008/0278974 A1,2008.11.13, 全文.

审查员 汤玚

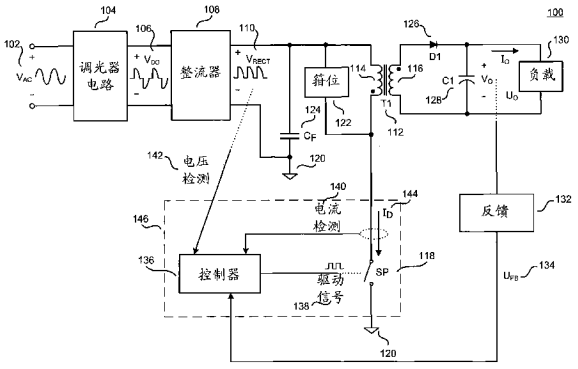
权利要求书2页 说明书14页 附图7页

(54)发明名称

用于开关电源的调光电路的相角测量

(57)摘要

一种用于开关模式电源的示例性控制器包括零交叉探测器、反馈参考电路和驱动信号发生器。所述零交叉探测器被耦合以产生表示所述电源的输入电压的零交叉状况存在的时间的长度的零交叉信号。所述反馈参考电路被耦合以接收反馈信号和参考信号,其中所述反馈信号表示所述电源的输出,并且其中所述控制器适于响应于所述零交叉状况存在的时间的长度调节所述参考信号。所述驱动信号发生器被耦合以响应于所述反馈参考电路的输出控制包括在所述电源中的开关的开关,以调节所述电源的输出。



CN 102195496 B

1. 一种用于开关模式电源的控制器，该控制器包括：

零交叉探测器，其被耦合以产生表示所述电源的输入电压的零交叉状况存在的时间的长度的零交叉信号；

反馈参考电路，其被耦合以接收反馈信号和参考信号，其中，所述反馈信号表示所述电源的输出，并且其中，所述控制器适于响应于所述零交叉状况存在的时间的长度调节所述参考信号；

驱动信号发生器，其被耦合以响应于所述反馈参考电路的输出控制包括在所述电源中的开关的开关，以调节所述电源的输出；

计数器，其被耦合以响应于所述零交叉信号产生表示所述输入电压的相角的相位计数；

数模转换器，其被耦合以响应于所述相位计数产生所述参考信号；以及

线同步振荡器，该线同步振荡器耦合到所述计数器以提供系统时钟，其中对于所述输入电压的每一个半线循环，所述系统时钟具有恒定的循环计数，而无关于所述输入电压的频率。

2. 根据权利要求 1 所述的控制器，其中所述零交叉探测器响应于将表示所述输入电压的电压检测信号与零交叉参考比较而产生所述零交叉信号。

3. 根据权利要求 1 所述的控制器，其中当所述电源的输入电压的幅度小于零交叉电压阈值时，所述零交叉信号指示零交叉状况存在。

4. 根据权利要求 1 所述的控制器，其中所述零交叉探测器响应于将电流检测信号与零交叉参考比较而产生所述零交叉信号，其中所述电流检测信号表示流经所述开关的开关电流。

5. 根据权利要求 1 所述的控制器，其中所述输入电压是调光器输出电压。

6. 根据权利要求 1 所述的控制器，其中所述数模转换器包括：

多个电流源；以及

多个开关，其中每一个开关被耦合到相应的电流源，并且被配置为响应于所述相位计数的相应的二进制数位而耦合其相应的电流源以提供电流到参考电流信号，其中所述参考信号表示所述参考电流信号。

7. 根据权利要求 6 所述的控制器，其中所述多个电流源是二进制加权电流源。

8. 根据权利要求 1 所述的控制器，还包括偏置部件，该偏置部件耦合到所述数模转换器以提供非零偏置量，以使得当所述相位计数小于所述偏置量时所述偏置部件的输出为零。

9. 根据权利要求 1 所述的控制器，其中所述线同步振荡器响应于所述零交叉信号调节所述系统时钟的频率。

10. 根据权利要求 1 所述的控制器，其中所述控制器和所述开关被包括在集成电路中。

11. 一种开关模式电源，包括：

开关；

能量传递元件，其耦合到所述开关，并且被耦合以接收调光器输出电压；

控制器，其耦合到所述开关以响应于所述调光器输出电压调节所述电源的输出，其中该控制器包括：

零交叉探测器，其被耦合以产生表示所述调光器输出电压的零交叉状况存在的时间的长度的零交叉信号；

反馈参考电路，其被耦合以接收反馈信号和参考信号，其中，所述反馈信号表示所述电源的输出，并且其中，所述控制器适于响应于所述零交叉状况存在的时间的长度调节所述参考信号；

驱动信号发生器，其被耦合以响应于所述反馈参考电路的输出控制所述开关的开关，以调节所述电源的输出；

计数器，其被耦合以响应于所述零交叉信号产生表示所述调光器输出电压的相角的相位计数；

数模转换器，其被耦合以响应于所述相位计数产生所述参考信号；以及

线同步振荡器，该线同步振荡器耦合到所述计数器以提供系统时钟，其中对于所述调光器输出电压的每一个半线循环，所述系统时钟具有恒定的循环计数，而无关于所述调光器输出电压的频率。

12. 根据权利要求 11 所述的电源，还包括调光器电路，该调光器电路耦合到所述能量传递元件，以提供具有相角的所述调光器输出电压。

13. 根据权利要求 12 所述的电源，其中所述调光器电路是三端双向可控硅调光器电路。

14. 根据权利要求 11 所述的电源，其中所述电源的输出待耦合到包括发光二极管阵列的负载。

15. 根据权利要求 11 所述的电源，其中所述零交叉探测器响应于将表示所述调光器输出电压的电压检测信号与零交叉参考比较而产生所述零交叉信号。

16. 根据权利要求 11 所述的电源，其中当所述调光器输出电压的幅度小于零交叉电压阈值时，所述零交叉信号指示零交叉状况存在。

17. 根据权利要求 11 所述的电源，其中所述线同步振荡器响应于所述零交叉信号调节所述系统时钟的频率。

18. 根据权利要求 11 所述的电源，其中所述数模转换器包括：

多个电流源；以及

多个开关，其中每一个开关耦合到相应的电流源，并且被配置为响应于所述相位计数的相应的二进制数位而耦合其相应的电流源以提供电流到参考电流信号，其中所述参考信号表示所述参考电流信号。

19. 根据权利要求 18 所述的电源，其中所述多个电流源是二进制加权电流源。

20. 根据权利要求 18 所述的电源，其中所述控制器还包括偏置部件，该偏置部件耦合到所述数模转换器以提供非零偏置量，以使得当所述相位计数小于所述偏置量时所述偏置部件的输出为零。

21. 根据权利要求 11 所述的电源，其中所述控制器和所述开关被包括在集成电路中。

用于开关电源的调光电路的相角测量

技术领域

[0001] 本发明总体上涉及电源，并且更具体地，涉及和调光器电路一起使用的电源。

背景技术

[0002] 电子设备使用电力来运行。开关模式电源由于其效率高、尺寸小和重量轻，被普遍用来为许多现在的电子装置提供动力。常规的壁式插座提供高电压交流电。在开关电源中，高电压交流 (ac) 输入通过能量传递元件 (energy transfer element) 被转换，以提供适当调节的直流 (dc) 输出。开关模式电源控制电路通常通过检测代表一个或多个输出量的一个或多个输入并且控制闭环中的输出来提供输出调节。在运行中，在开关模式电源中通过改变开关的占空比（通常是开关的接通时间与总开关周期之比）、改变开关的开关频率或改变开关的每单位时间的脉冲数，利用开关提供期望的输出。

[0003] 在用于照明应用的一种调光中，三端双向可控硅 (triac) 调光器电路通常去除 ac 输入电压的一部分以限制提供给白炽灯的电压和电流的量。这被称为相位调光，因为用以度为单位测量的 ac 输入电压周期的一部分指定缺失电压的位置通常是便利的。一般而言，ac 输入电压是正弦波形，并且 ac 输入电压的周期被称为全线循环 (linecycle)。这样，ac 输入电压的周期的一半被称为半线循环。一个完整的周期具有 360 度，半线循环具有 180 度。通常，相角是对调光器电路去除每一个半线循环多少度（相对于零度参考）的测量。这样，三端双向可控硅调光器电路在半线循环中去除 ac 输入电压的一半对应于 90 度的相角。在另一个实施例中，在半线循环中去除 ac 输入电压的四分之一对应于 45 度的相角。

[0004] 虽然相角调光对直接接收变化的 ac 输入电压的白炽灯很有效，但是对于发光二极管 (LED) 灯它通常会导致问题。LED 灯需要一个稳定电源从 ac 电力线提供调节的电流和电压。常规的稳定电源控制器通常不会如期望地对三端双向可控硅调光器电路去除 ac 输入电压的一部分做出响应。稳定电源通常被设计成忽略 ac 输入电压的失真。它们的目的是传送一个恒定的调节的输出，直到低输入电压导致它们完全关掉。这样，常规的稳定电源将不会对 LED 灯调光。除非用于 LED 灯的电源被特别地设计成以一种期望的方式对来自三端双向可控硅调光器电路的电压进行识别和反应，否则三端双向可控硅调光器可能会引起不可接受的结果，例如 LED 灯的闪烁，大相角下 LED 灯的闪光以及 LED 灯的色移。因此，电源可以包括一个改进的常规电源控制器，该改进的常规电源控制器被设计成通过如下方式响应三端双向可控硅调光器电路：直接检测调光器电路输出的平均值（换句话说，在三端双向可控硅调光器电路已经去除 ac 输入电压的一部分之后的 ac 输入电压的平均值），以确定所要求调光的量。一般而言，调光器电路输出的较小平均值会对应于去除 ac 输入电压的较大部分，因而对应于较大的相角。这样，改进的常规电源控制器利用这种关系来间接地确定相角并改变电源的输出被调节到的量。然而，通过以此方式间接测量相角，探测到的调光的量（并且因此电源的输出被调节到的量）受 ac 输入电压变化的影响。换句话说，通过调光器电路输出的平均值测得的相角的准确性取决于 ac 输入电压的变化。

附图说明

[0005] 根据结合以下附图给出的对本发明的以下更具体描述，本发明的一些实施方案的上述以及其他方面、特征和优点将更明显。

[0006] 图 1 是示出了带有利用根据本发明一实施方案的控制器的调光器电路的示例性开关电源的功能方块图。

[0007] 图 2A 是示出了根据本发明一实施方案的图 1 的开关电源的示例性整流输入电压波形的图。

[0008] 图 2B 是示出了根据本发明一实施方案的图 2A 的示例性整流输入电压的一段 (section) 和对应的零交叉信号的图。

[0009] 图 3A 是示出了根据本发明一实施方案的开关电源的另一示例性整流输入电压波形的图。

[0010] 图 3B 是示出了根据本发明一实施方案的图 3A 的示例性整流输入电压的一段和对应的零交叉信号的图。

[0011] 图 4 是根据本发明一实施方案的控制器的功能方块图。

[0012] 图 5 是根据本发明一实施方案的图 4 的数模转换器的功能方块图。

[0013] 图 6 是示出了图 4 的计数器的示例性计数的表。

[0014] 图 7 是根据本发明一实施方案的图 4 的示例性线同步振荡器的功能方块图。

[0015] 在附图的所有若干视图中，对应的参考字符指示对应的部件。技术人员应理解，图中的元件是为了简化和清楚的目的而示出的，并且未必按比例绘制。例如，图中一些元件的尺寸可以相对于其他元件被夸大，以帮助提高对本发明不同实施方案的理解。此外，为了便于较少受妨碍地观察本发明这些不同实施方案，在商业可行的实施方案中有用或必需的常见但是众所周知的元件通常未被示出。

具体实施方式

[0016] 本文中描述了用于调光电路的相角测量的控制器和电源的实施方案。在下文的描述中，阐明了多个具体细节，以提供对所述实施方案的透彻理解。然而，相关领域技术人员会认识到，在没有所述具体细节中的一个或多个的情况下，或者使用其他方法、部件、材料等等，可实施本文中描述的技术。在其他情况下，为了避免使某些方面模糊，没有示出或详细描述众所周知的结构、材料或操作。

[0017] 在该说明书全文中提到“一个实施方案”、“一实施方案”、“一个实施例”或“一实施例”意指关于该实施方案或实施例描述的特定特征、结构或特性被包括在本发明的至少一个实施方案中。因此，在该说明书全文中各个地方出现的短语“在一个实施方案中”、“在一实施方案中”、“一个实施例”或“一实施例”未必全都指相同的实施方案或实施例。再者，所述特定特征、结构或特性可以在一个或多个实施方案或实施例中以任何合适的组合和 / 或子组合结合。此外，应理解，本文中提供的图是出于向本领域普通技术人员解释的目的，并且附图未必按比例绘制。

[0018] 对于相位调光应用，包括用于发光二极管 (LED) 的相位调光应用，相位调光器电路通常在每个半线循环去除 ac 输入电压的一部分，以限制提供给 LED 的电压和电流的量。如上文提到的，相角通常是对调光器电路去除每个半线循环多少度的测量。例如，ac 输入

电压的半线循环可以具有 180 度的总度数。这样，调光器电路在半线循环中去除 ac 输入电压的一半对应于 90 度的相角。在另一个实施例中，在半线循环中去除 ac 输入电压的四分之一可对应于 45 度的相角。

[0019] 对于本发明的实施方案，通过 ac 输入电压的零交叉直接测量相角，以进行更精确的测量。零交叉一般指的是当 ac 输入电压与零电压交叉时。或者换句话说，零交叉指的是当 ac 输入电压的幅度从正数变成负数或者从负数变成正数时。然而，零交叉一般也可以指当信号基本接近零电压时。确定调光器电路输出（换句话说，在调光器电路已经去除 ac 输入电压的一部分之后的 ac 输入电压）的零交叉持续时间会向电源控制器发信号表明除了施加的调光的量之外，调光器电路正在被利用。在本发明的实施方案中，确定输出调光器电路的零交叉持续时间会直接测量相角。这样，测得的相角和探测到的调光的量将较少受 ac 输入电压的变化影响。

[0020] 首先参考图 1，示出了示例性开关电源 100 的功能方块图，包括 ac 输入电压 V_{AC}102、调光器电路 104、调光器输出电压 V_{DO}106、整流器 108、整流电压 V_{RECT}110、带有初级绕组 114 和次级绕组 116 的能量传递元件 T1112、开关 SP118、输入回路 (return)120、箝位电路 122、滤波电容器 C_F 124、整流器 D1126、输出电容器 C1128、输出量 U_O、输出电压 V_O、输出电流 I_O、反馈电路 132、反馈信号 U_{FB} 134、控制器 136、驱动信号 138、电流检测输入信号 140、电压检测输入信号 142 和开关电流 I_D 144。在图 1 中还示出了耦合到开关电源 100 的输出的负载 130。图 1 中示出的示例性开关电源 100 总体被构造为回扫调节器，回扫调节器是可以得益于本发明的教导的开关电源拓扑的一个实施例。然而，应理解，开关电源调节器的其他已知拓扑和构造也可以得益于本发明的教导。

[0021] 开关电源 100 从未调节的输入电压向负载 130 提供输出功率。在一个实施方案中，输入电压是 ac 输入电压 V_{AC} 102。在另一个实施方案中，输入电压是经整流的 ac 输入电压，例如整流电压 V_{RECT} 110。如所示出的，调光器电路 104 接收 ac 输入电压 V_{AC} 102 并且产生调光器输出电压 V_{DO} 106。在一个实施方案中，调光器电路 104 可以是相位调光电路，例如三端双向可控硅相位调光器。调光器电路 104 还耦合到整流器 108，并且调光器输出电压 V_{DO} 106 由整流器 108 接收。整流器 108 输出整流电压 V_{RECT} 110。在一个实施方案中，整流器 108 可以是桥式整流器。整流器 108 还耦合到能量传递元件 T1 112。在本发明的一些实施方案中，能量传递元件 T1 112 可以是耦合电感 (coupled inductor)。在一些实施方案中，能量传递元件 T1 112 可以是变压器。在图 1 的实施例中，能量传递元件 T1 112 包括两个绕组，即初级绕组 114 和次级绕组 116。然而，应理解，能量传递元件 T1 112 可以具有不止两个绕组。初级绕组 114 还耦合到开关 SP 118，开关 SP 118 然后耦合到输入回路 120。在一个实施方案中，开关 SP 118 可以是晶体管，例如金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)。在另一个实施例中，控制器 136 可以被实现为单片集成电路，或者可以用分立电气部件或者用分立和集成部件的组合实现。控制器 136 和开关 SP118 可形成集成电路 146 的一部分，集成电路 146 被制造为混合集成电路或单片集成电路。

[0022] 此外，在图 1 的实施方案中箝位电路 122 被示为并联耦合在能量传递元件 T1 112 的初级绕组 114 的两端。滤波电容器 C_F 124 可以与初级绕组 114 和开关 SP118 并联耦合。换句话说，滤波电容器 C_F 124 可以耦合到整流器 108 和输入回路 120。能量传递元件 T1 112 的次级绕组 116 耦合到整流器 D1 126。在图 1 的实施例中，整流器 D1 126 被例示为二极

管。然而，在一些实施方案中，整流器 D1 126 可以是用作同步整流器的晶体管。在图 1 中输出电容器 C1 128 和负载 130 均被示为耦合到整流器 D1 126。提供给负载 130 一输出，并且所述输出可以调节的输出电压 V_O、调节的输出电流 I_O 或二者的组合的形式提供。在一个实施方案中，负载 130 可以是发光二极管 (LED) 阵列。

[0023] 开关模式电源 100 还包括电路，以调节被例示为输出量 U_O 的输出。一般来说，输出量 U_O 是输出电压 V_O、输出电流 I_O 或二者的组合。反馈电路 132 被耦合，以从开关模式电源 100 的输出检测输出量 U_O，并且产生反馈信号 U_{FB} 134。在另外的实施方案中，可以通过在变压器的输入侧检测代表输出量 U_O 的一个或多个量来获得反馈信号 U_{FB}。反馈电路 132 还耦合到控制器 136 的一端子，以使得控制器 136 接收反馈信号 U_{FB} 134。控制器 136 还包括用于接收电流检测输入信号 140 的端子。电流检测输入信号 140 代表开关 SP 118 中的开关电流 I_D 144。此外，开关 SP 118 从控制器 136 接收驱动信号 138。此外，控制器 136 还可以包括用于接收电压检测输入信号 142 的端子。在图 1 的实施例中，电压检测输入信号 142 代表整流电压 V_{RECT} 110。然而，在另外的实施方案中，电压检测信号 142 可以代表调光器输出电压 V_{DO} 106。

[0024] 在运行中，图 1 的开关电源 100 从未调节的输入 -- 例如 ac 输入电压 V_{AC} 102-- 提供输出功率到负载 130。可以在开关电源 100 的负载 130 是 LED 阵列时，利用调光器电路 104 来限制传送到电源的功率的量。结果，传送到 LED 阵列负载的电流被限制，并且 LED 阵列变暗。如上文提到的，调光器电路 104 可以是相位调光器电路，例如三端双向可控硅调光器电路。当 ac 输入电压 V_{AC} 102 与零电压交叉时，调光器电路 104 将 ac 输入电压 V_{AC} 102 断开。在给定量的时间之后，调光器电路 104 将 ac 输入电压 V_{AC} 102 与电源 100 重新连接。换句话说，调光器电路 104 可以中断 ac 输入电压 V_{AC} 102 的相位。根据希望的调光的量，调光器电路 104 控制 ac 输入电压 V_{AC} 102 从电源断开的时间的量。一般来说，较多的希望的调光对应于这样的较长的时间段 :在该时间段内调光电路 104 将 ac 输入电压 V_{AC} 102 断开。如将会进一步讨论的，可以通过测量这样的时间段确定相角 :在所述时间段内调光电路 104 将 ac 输入电压 V_{AC} 102 断开。

[0025] 调光器电路 104 产生由整流器 108 接收的调光器输出电压 V_{DO}106。整流器 108 产生整流电压 V_{RECT} 110。滤波电容器 C_F 124 过滤来自开关 SP 118 的高频电流。对于另外的应用，滤波电容器 C_F 124 可以足够大，以使得大体 dc 电压被施加到能量传递元件 T1112。然而，对于带有功率因数校正 (PFC) 的电源，可以利用小滤波电容器 C_F 124，以允许施加到能量传递元件 T1112 的电压基本跟随整流电压 V_{RECT}110。这样，可以选择滤波电容器 C_F 124 的值，以使得滤波电容器 C_F 124 上的电压在 ac 输入电压 V_{AC} 102 的每个半线循环期间基本达到零。或者换句话说，滤波电容器 C_F 124 上的电压基本跟随调光器输出电压 V_{DO} 106 的正幅度。这样，通过检测滤波电容器 C_F 124 上的电压 (或者换句话说，整流电压 V_{RECT} 110)，控制器 136 可以探测调光器电路 104 何时将 ac 输入电压 V_{AC} 102 从电源 100 断开。在另一个实施方案中，通过检测开关电流 I_D 144，控制器 136 可以探测调光器电路 104 何时将 ac 输入电压 V_{AC} 102 从电源 100 断开。

[0026] 开关电源 100 利用能量传递元件 T1112 在初级绕组 114 和次级绕组 116 之间传递电压。箝位电路 122 耦合到初级绕组 114，以限制开关 SP118 上的最大电压。响应于驱动信号 138，开关 SP118 打开和闭合。一般地应理解，闭合的开关可以传导电流，并且被认为是导

通的，而打开的开关不能传导电流，并且被认为是断开的。在一些实施方案中，开关 SP118 可以是晶体管，并且开关 SP118 和控制器 136 可以形成集成电路 146 的一部分。在运行中，开关 SP118 的开关在整流器 D1 126 处产生脉冲电流。整流器 D1 126 中的电流由输出电容器 C1 128 滤波，以在负载 130 处产生基本恒定的输出电压 V_O、输出电流 I_O 或者二者的组合。

[0027] 反馈电路 132 检测电源 100 的输出量 U_O，以向控制器 136 提供反馈信号 U_{FB} 134。反馈信号 U_{FB} 134 可以是电压信号或电流信号，并且向控制器 136 提供关于输出量 U_O 的信息。此外，控制器 136 接收传达 (relay) 开关 SP118 中的开关电流 I_D 144 的电流检测输入信号 140。开关电流 I_D 144 可以以多种方式检测，例如像分立电阻器两端的电压或当晶体管正导通时该晶体管上的电压。此外，控制器 136 可接收传达整流电压 V_{RECT} 110 的值的电压检测输入信号 142。整流电压 V_{RECT}110 可以以多种方式检测，例如像通过电阻分压器检测。

[0028] 通过利用电流检测输入信号 140 所提供的开关电流 I_D 144，或者电压检测输入信号 142 所提供的整流电压 V_{RECT} 110 或者二者的组合，控制器 136 可以确定相角。例如，控制器 136 测量其间调光器电路 104 将 ac 输入电压 V_{AC} 102 从电源 100 断开的时间的长度。换句话说，控制器 136 测量其间调光器输出电压 V_{DO} 106 和整流电压 V_{RECT} 110 基本等于零电压的时间的长度。为了测量相角，控制器 136 用半线循环的时间长度除其间调光器输出电压 V_{DO} 106 和整流电压 V_{RECT} 110 基本等于零电压的时间的长度。如将会进一步讨论的，通过确定整流电压 V_{RECT} 110 何时小于阈值电压 V_{TH}，控制器 136 确定调光器输出电压 V_{DO} 106 和整流电压 V_{RECT} 110 何时基本等于零电压。此外，控制器 136 可以利用计数器测量其间整流电压 V_{RECT} 110 小于阈值电压 V_{TH} 的时间的长度。

[0029] 控制器 136 输出驱动信号 138，以响应于各个系统输入操作开关 SP118，从而将输出量 U_O 基本调节到期望值。在一个实施方案中，驱动信号 138 可以是带有变化长度的逻辑高段和逻辑低段的矩形脉冲波形，其中逻辑高值对应于闭合的开关，并且逻辑低对应于打开的开关。在另一个实施方案中，驱动信号可以由基本固定长度的逻辑高（或导通 (ON)）脉冲组成，并且通过改变每振荡器循环数量的导通脉冲数量来调节。

[0030] 接下来参考图 2A，示出了开关电源 100 的整流电压 V_{RECT} 110 的示例性波形的图，包括半线循环 T_{HL} 202、阈值电压 V_{TH} 204、峰值电压 V_P 206 和段 210。图 2B 示出了段 210 和对应的零交叉信号 212。控制器利用零交叉信号 212 测量相角，并随后改变电源的输出被调节到的量。

[0031] 一般来说，ac 输入电压 V_{AC} 102 是正弦波形，其中 ac 输入电压 V_{AC} 102 的周期被称为全线循环。数学上：$V_{AC} = V_P \sin(2\pi f_L t)$。其中 V_P 206 是 ac 输入电压 V_{AC} 102 的峰值电压，并且 f_L 是线输入电压的频率。或者换句话说，f_L 是 ac 输入电压 V_{AC} 102 的频率。应理解，全线循环是线频率 f_L 的倒数，或者数学上：全线循环 $= 1/f_L$。再者，半线循环 T_{HL} 202 是线频率的两倍的倒数，或者数学上：$T_{HL} = \frac{1}{2f_L}$。整流电压 V_{RECT}110 是整流器 108 和调光电路 104 的合成输出。对于图 2A 的实施例，整流电压 V_{RECT} 110 的每一个半线循环 T_{HL} 202 的开始基本等于零电压，对应于当调光器电路 104 将 ac 输入电压 V_{AC} 102 从电源断开时。当调光器电路 104 将 ac 输入电压 V_{AC} 102 重新连接到电源时，整流电压 V_{RECT} 110 基本跟随 ac 输入电压 V_{AC} 102 的正幅度。或者数学上：$V_{RECT} = |V_{DO}|$。

[0032] 对于一些实施方案，阈值电压 V_{TH} 204 基本等于零。对于一些实施方案，阈值电压

V_{TH} 204 基本是整流电压 V_{RECT} 110 的峰值电压 V_P 206 的五分之一。在一个实施例中，如果整流电压 V_{RECT} 110 的峰值电压 V_P 206 基本等于 125V，则阈值电压 V_{TH} 204 基本等于 25V。在另一个实施方案中，阈值电压 V_{TH} 204 基本是整流电压 V_{RECT} 110 的峰值电压 V_P 206 的四分之一。应理解，随着阈值电压 V_{TH} 204 的值更接近零电压，零交叉信号 212 指示整流电压 V_{RECT} 110 基本等于零这一点越精确。然而，整流电压 V_{RECT} 110 的值越接近零电压，控制器 136 的实施方案检测整流电压 V_{RECT} 110 的值可能越难。特别地，当整流电压 V_{RECT} 110 处于零电压或接近零电压时，控制器 136 通过电流检测信号 140 所提供的开关电流 I_D 144 检测整流电压 V_{RECT} 110 的值可能会有一些困难。这样，当整流电压 V_{RECT} 110 的值处于零电压或接近零电压时，控制器 136 的实施方案可具有非零阈值电压 V_{TH} 204，以允许进行零电压状况的检测。此外，整流电压 V_{RECT} 110 可能部分地因为滤波电容器 C_F 124 的选择值而不达到零。

[0033] 图 2B 示出了整流电压 V_{RECT} 110 的段 210 和对应的零交叉信号 212。本发明的实施方案利用零交叉信号 212 确定相角以及随后确定针对电源 100 的调光的量。当整流电压 V_{RECT} 110 小于阈值电压 V_{TH} 204 时，零交叉信号 212 处在指示整流电压 V_{RECT} 110 小于阈值电压 V_{TH} 204 的状态。零交叉信号 212 是带有逻辑高段和逻辑低段的矩形脉冲波形。对于图 2B 中示出的实施例，当整流电压 V_{RECT} 110 小于阈值电压 V_{TH}204 时，零交叉信号 212 的值是逻辑高。当整流电压 V_{RECT}110 大于阈值电压 V_{TH} 204 时，零交叉信号 212 的值是逻辑低。如上文提到的，一旦调光器电路 104 将 ac 输入电压 V_{AC} 102 重新连接到电源 100，整流电压 V_{RECT} 110 跟随 ac 输入电压 V_{AC} 102 的正幅度。这样，确定整流电压 V_{RECT} 110 何时接近零电压将对应于探测 ac 输入电压 V_{AC} 102 何时与零电压交叉，因此有术语“零交叉”。

[0034] 然而，因为调光器电路 104 将 ac 输入电压 V_{AC} 102 从电源断开，整流电压 V_{RECT} 110 随后的部分基本等于零。这样，零交叉信号 212 处在指示整流电压 V_{RECT} 110 小于阈值电压 V_{TH} 204 的状态。对于图 2B 中示出的实施例，零交叉信号 212 会是逻辑高值。相角是对调光器电路从 ac 输入电压 V_{AC} 102 去除每个半线循环 T_{HL} 202 多少度的测量。因此，通过测量其间零交叉信号 212 处在指示整流电压 V_{RECT} 110 小于阈值电压 V_{TH} 204 的状态（即实施例中的逻辑高）的时间的长度，控制器 136 可以测量相角。对于图 2B，其间零交叉信号处在逻辑高值的时间的长度由 T_Z 218 表示，该 T_Z 218 在本文中称为零交叉脉冲宽度 T_Z 218。根据本发明的实施方案，可以通过把零交叉脉冲宽度 T_Z 218 除以半线循环 T_{HL}202 来计算相角（以度为单位表示），或者数学上：$\text{相角（以度为单位表示）} = \frac{T_Z}{T_{HL}}(180)$。如上文提到的，典型的调光系统通过测量在调光器电路已经去除 ac 输入电压的一部分之后的 ac 输入电压的平均值来确定调光的量。调光器电路输出的较小的平均值将对应于较大的相角。这样，典型的控制器利用这一关系间接确定相角，并且改变电源的输出被调节到的量。然而，通过以此方式间接测量相角，探测到的调光的量（并且因此电源的输出被调节到的量）会受 ac 输入电压的变化影响。换句话说，通过调光器电路输出的平均值测得的相角的精确性将依赖于 ac 输入电压的变化。通过对零交叉脉冲宽度 T_Z 218 的长度计数并将该长度与半线循环 T_{HL} 202 比较，控制器 136 可以无关于 ac 输入电压 V_{AC} 102 的形状并无关于 ac 输入电压 V_{AC}102 的变化，计算调光器电路 104 的相角以及确定所需的调光的量。这样，控制器 136 可以更精确地确定相角和调光的量，并且测得的相角将较少受 ac 输入电压的变化影响。

[0035] 希望的调光的量对应于其间调光器电路 104 将 ac 输入电压 V_{AC}102 从电源断开的时间的长度。应理解，调光器电路 104 还包括一输入（未示出），该输入为调光器电路 104 提供与希望的调光的量相关的信息。调光器电路 104 将 ac 输入电压 V_{AC} 102 从电源断开的时间越长，整流电压 V_{RECT} 110 基本等于零电压的时间越长。结果，零交叉脉冲宽度 T_Z 218 的长度对应于调光器电路 104 提供的调光的量以及对应的相角。

[0036] 如将会进一步讨论的，控制器 136 使用计数器确定零交叉脉冲宽度 T_Z 218 的长度。当零交叉信号 212 跳到逻辑高值时 -- 在图 2B 中由开始时刻 t_{START} 214 指示 -- 计数器开始计数。当零交叉信号 212 跳到逻辑低值时 -- 在图 2B 中由停止时刻 t_{STOP} 216 指示 -- 计数器停止计数。在停止时刻 t_{STOP} 216 从计数器输出的计数是对零交叉脉冲宽度 T_Z 218 长度的测量的一个实施例。在本发明的一个实施方案中，计数器可以继续对半线循环 T_{HL} 202 的长度计数，并且控制器可以确定相角。在本发明的另一个实施方案中，控制器 136 对半线循环 T_{HL} 202 使用固定计数。例如，控制器 136 可以将半线循环 T_{HL} 202 的总计数固定为 320 个计数。当半线循环 T_{HL} 202 的总计数固定时，相角的每个可能度数将被固定为零交叉脉冲宽度 T_Z 218 的具体计数。可以选择每半线循环 T_{HL} 202 的总计数，以使得每计数的百分误差在可接受的容限水平内。每半线循环 T_{HL} 202 的总计数越大，每计数的百分误差越小，或者数学上：$\text{每计数的误差（以百分数的形式表示）}=\frac{1}{M}(100)$，其中 M 是半线循环 T_{HL} 202 的总计数。如果半线循环 T_{HL} 202 的总计数等于 100，每计数的百分误差将是 1％。如果半线循环 T_{HL} 202 的总计数等于 320 个计数，每计数的百分误差将是 0.31％。如将会进一步讨论的，图 4 和图 5 示出了控制器 136 如何确定相角并使用所确定的相角促进调光。

[0037] 接下来参考图 3A，示出了整流电压 V_{RECT} 310 的另一个示例性波形，包括半线循环 T_{HL} 302、阈值电压 V_{TH} 304、峰值电压 V_P 306 和段 311。图 3B 示出了整流电压 V_{RECT} 310 的段 311 以及对应的零交叉信号 312。半线循环 T_{HL}302、阈值电压 V_{TH} 304 和峰值电压 V_P 306 可以是图 2A 和 2B 中示出的半线循环 T_{HL} 202、阈值电压 V_{TH}204 和峰值电压 V_P 206 的另外的实施例。

[0038] 整流电压 V_{RECT} 310 的示例性波形类似于图 2A 中示出的整流电压 V_{RECT} 110。在图 2A 的实施例中，整流电压 V_{RECT} 110 是调光器电路 104 例如三端双向可控硅调光器在每一个半线循环 T_{HL} 202 的开始将 ac 输入电压 V_{AC} 102 断开的结果。然而，图 3A 和图 3B 中示出的整流电压 V_{RECT} 310 是调光器电路 104 在每一个半线循环 T_{HL} 302 的结尾将 ac 输入电压 V_{AC} 102 断开的结果。结果，在半线循环 T_{HL} 302 的结尾整流电压 V_{RECT} 310 基本等于零电压。在半线循环 T_{HL}302 的开始，整流电压 V_{RECT} 310 基本跟随 ac 输入电压 V_{AC} 102 的正幅度，直到调光器电路 104 将 ac 输入电压 V_{AC} 109 从电源 100 断开。然后整流电压 V_{RECT} 310 的值落到大致零电压，直到下一个半线循环的开始。

[0039] 图 3B 示出了整流电压 V_{RECT} 310 的段 311 和对应的零交叉信号 312。本发明的实施方案利用零交叉信号 312 确定相角以及随后确定针对电源 100 的调光的量。当整流电压 V_{RECT} 310 小于阈值电压 V_{TH}304 时零交叉信号 312 指示零交叉状况存在。对于图 3B 的实施例，当整流电压 V_{RECT} 310 小于阈值电压 V_{TH} 304 时，零交叉信号 312 的值处在逻辑高值。当整流电压 V_{RECT} 310 大于阈值电压 V_{TH}304 时，零交叉信号 312 的值处在逻辑低值。

[0040] 如上文提到的，其间零交叉信号 312 处在指示零交叉状况存在的逻辑高值的时间的长度被称为零交叉脉冲宽度 T_Z 318。零交叉脉冲宽度 T_Z 318 的长度被用来测量相角和调光器电路 104 所指示的调光的量。根据本发明的实施方案，可通过比较零交叉脉冲宽度 T_Z 318 和半线循环 T_{HL} 302 来计算相角，或者数学上：**相角（以度为单位表示）=** $\frac{T_Z}{T_{HL}}$ **（180）**。通过对零交叉脉冲宽度 T_Z 318 的长度计数并比较零交叉脉冲宽度 T_Z 318 和半线循环 T_{HL} 302 的长度，控制器 136 可以无关于 ac 输入电压 V_{AC} 102 的形状并无关于 ac 输入电压 V_{AC} 102 的变化，计算调光器电路 104 的相角以及确定所需要的调光的量。

[0041] 控制器 136 可以使用计数器确定零交叉脉冲宽度 T_Z 318 的长度。当零交叉信号 312 跳到逻辑高值时 -- 在图 3B 中由开始时刻 t_{START}314 指示 -- 计数器开始计数。当零交叉信号 312 跳到逻辑低值时 -- 在图 3B 中由停止时刻 t_{STOP} 316 指示 -- 计数器停止计数。在停止时刻 t_{STOP} 316 从计数器输出的计数是对零交叉脉冲宽度 T_Z 318 的测量的一个实施例。在本发明的一个实施方案中，计数器可以继续对半线循环 T_{HL} 302 的长度计数，并且控制器可以比较零交叉脉冲宽度 T_Z 318 的计数和半线循环 T_{HL} 302 的计数，以确定相角。在本发明的另一个实施方案中，控制器 136 对半线循环 T_{HL} 302 使用固定计数。例如，控制器 136 可以将半线循环 T_{HL} 302 的总计数固定到 320 个计数。当半线循环 T_{HL} 302 的总计数固定时，相角的每个可能度数将被固定为零交叉脉冲宽度 T_Z 318 的具体计数。可以选择每半线循环 T_{HL} 302 的总计数，以使得每计数的百分误差在可接受的容限水平内。每半线循环 T_{HL} 302 的总计数越大，每计数的百分误差越小，或者数学上：**每计数的误差（以百分数的形式表示）=** $\frac{1}{M}$ **（100）**，其中 M 是半线循环 T_{HL} 302 的总计数。如果半线循环 T_{HL} 302 的总计数等于 100，每计数的百分误差将是 1％。如果半线循环 T_{HL} 302 的总计数等于 320 个计数，每计数的百分误差将是 0.31％。如将会进一步讨论的，图 4 和图 5 示出了控制器 136 如何确定相角并使用所确定的相角促进调光。

[0042] 接下来参考图 4，示出了控制器 136 的功能方块图，包括反馈信号 U_{FB} 134、驱动信号 138、电流检测输入信号 140、电压检测输入信号 142、零交叉探测器 402、振荡器 404、系统时钟信号 405、计数器 406、可选的偏置部件 407、数模转换器 408(D/A 转换器 408)、放大器 410、零交叉信号 412、驱动逻辑部件 414(即驱动信号发生器)、零交叉参考 416 和参考电压 418。零交叉信号 412 是图 2B 和 3B 中示出的零交叉信号的一个实施例。图 4 示出了控制器 136 如何测量相角并利用相角改变参考电压 418，从而促进电源 100 输出的调光。

[0043] 反馈信号 U_{FB} 134、驱动信号 138、电流检测输入信号 140 和电压检测输入信号 142 如上文所述地耦合和起作用。控制器 136 还包括零交叉探测器 402，该零交叉探测器 402 耦合到并接收电流检测输入信号 140 和零交叉参考 416。零交叉探测器 402 还可以接收电压检测输入信号 142。零交叉参考 416 代表阈值电压 V_{TH}(如以阈值电压 V_{TH} 204 和 304 的形式所讨论的)，并且零交叉探测器 402 输出零交叉信号 412。如上文提到的，零交叉信号 412 指示零交叉状况何时存在，或者换句话说整流电压 V_{RECT} 110 何时落在阈值电压 V_{TH} 以下。零交叉信号 412 是带有变化长度的逻辑高段和逻辑低段的矩形脉冲波形。零交叉信号 412 的连续上升沿之间的长度基本等于半线循环 T_{HL}。此外，逻辑高段的时间长度基本等于零交叉脉冲宽度 T_Z。在一个实施方案中，零交叉探测器 402 从电压检测信号 142 接收关于整流电

压 V_{RECT} 110 的信息，并且零交叉探测器 402 利用电压检测信号 142 和零交叉参考 416 产生零交叉信号。在另一个实施方案中，零交叉探测器 402 从电流检测信号 140 提供的开关电流 I_D 144 接收关于整流电压 V_{RECT} 110 的信息，并且零交叉探测器 402 利用电流检测信号 140 和零交叉参考 416 产生零交叉信号。在又一个实施方案中，零交叉探测器 402 从电压检测信号 142 和电流检测信号 140 二者接收关于整流电压 V_{RECT} 110 的信息，并且利用电流检测信号 140、电压检测信号 142 和零交叉参考 416 产生零交叉信号。

[0044] 当开关 SP 118 导通时，开关 SP 118 的电压和电流之间的关系可以表示为：$V(t) = L_p \frac{di(t)}{dt}$，其中 L_P 是初级绕组 114 的电感。对于在断续传导模式 (DCM) 下运行的电源，在任意开关循环期间，这一关系还可以表示为：$V_{AC} = L_p \frac{I_{PEAK}}{t_{ON}}$，其中 I_{PEAK} 是开关电流 I_D 144 的峰值，并且 t_{ON} 是开关 SP 118 的导通时间。然而，在一个开关循环内，V_{AC} 的值可以被认为是一个恒量，这是因为导通时间 t_{ON} 相对于半线循环 T_{HL} 是小的。对于图 1 中示出的实施例，$V_{RECT} = L_p \frac{I_{PEAK}}{t_{ON}}$，这样零交叉探测器

[0045] 402 可以由开关电流 I_D 144 确定整流电压 V_{RECT} 110 的值。在 DCM 下利用当开关 SP 118 导通时开关 SP 118 的电压和电流之间的关系，或者数学上：$V_{TH} = L_p \frac{I_{ZC}}{t_{ZC}}$，控制器 136 可以将零交叉电流阈值 I_{ZC} 和零交叉时间阈值 t_{ZC} 固定为对应于阈值电压 V_{TH} (204 和 304)。通过确定开关电流 I_D 144 的峰值何时小于零交叉电流阈值 I_{ZC}，零交叉探测器 402 可以确定整流电压 V_{RECT} 110 小于阈值电压 V_{TH} (204 和 304)。对于一个实施方案，零交叉电流阈值 I_{ZC} 是零交叉参考 416 的一个实施例。

[0046] 零交叉探测器 402 耦合到计数器 406，并且计数器 406 接收零交叉信号 412。此外，计数器 406 耦合到振荡器 404 并且从振荡器 404 接收系统时钟信号 405。在一个实施方案中，振荡器 404 是线同步振荡器，在下文中关于图 7 更详细地描述线同步振荡器的一实施例。在一个实施方案中，系统时钟信号 405 是带有变化长度的逻辑高段和逻辑低段的矩形脉冲波形。连续的上升沿之间的时间长度基本等于振荡器周期 T_{OSC}。振荡器频率 f_{OSC} 可以被选择为是半线频率 f_{HL} 的倍数，或者数学上：$f_{OSC} = Mf_{HL}$，$M > 1$，其中 M 是正整数。换句话说，半线循环 T_{HL} ($T_{HL} = 1/f_{HL}$) 是振荡器周期 T_{OSC} ($T_{OSC} = 1/f_{OSC}$) 的倍数，或者数学上：$T_{OSC} = \frac{1}{M} T_{HL}$，$M > 1$。如上文提到的，M 的值也指每半线循环 T_{HL} 的总计数。对于本发明的一个实施方案，M 的值是 320。在一个实施方案中，振荡器 404 还耦合到零交叉探测器 402，并接收零交叉信号 412。如将会进一步讨论的，振荡器 404 可利用零交叉信号 412 确定半线循环 T_{HL}，或者换句话说，半线频率 f_{HL}。当振荡器 404 是线同步振荡器时，振荡器 404 可调整振荡器频率 f_{OSC}，以使得 M 的值基本恒定。

[0047] 计数器 406 是二进制计数器，该二进制计数器响应于从振荡器 404 接收的系统时钟信号 405 而增加。或者换句话说，计数器 406 是二进制计数器，该二进制计数器在振荡器 404 的每一个循环增加。计数器 406 在零交叉信号 412 的上升沿 (对于图 2B 和 3B，被示为开始时刻 t_{START} 214 和 314) 开始计数，并且计数器 406 继续对零交叉脉冲宽度 T_Z 的长度计数。在一个实施方案中，计数器 406 随后在零交叉信号的下一个下降沿 (对于图 2B 和 3B，

被示为停止时刻 t_{STOP} 216 和 316）停止计数。然后计数器 406 的内部计数以位 B1 到 BN 的形式被输出到偏置部件 407。在本文中位 B1 到 BN 被称为相位计数。在一个实施例中，B1 是最低有效位 (LSB) 并且 BN 是最高有效位 (MSB)。在一个实施方案中，计数器 406 在零交叉信号 412 的下降沿复位回到零。在另一个实施方案中，计数器 406 在零交叉信号 412 的上升沿开始计数，并且计数器 406 继续对零交叉脉冲宽度 T_Z 的长度计数。在下一个下降沿处，计数器 406 将内部计数以位 B1 到 BN 的形式发送到偏置部件 407，在本文中位 B1 到 BN 被称为相位计数。然而，直到零交叉信号 412 的下一个上升沿计数器 406 才将其内部计数复位。在一个实施方案中，计数器 406 是被布置以形成异步计数器或同步计数器的多个触发器。根据本发明的实施方案，从计数器 406 输出的相位计数 (B1 到 BN) 表示相角。具体地，当每一个半线循环 T_{HL} 的总计数固定时，从计数器 406 输出的相位计数 (B1 到 BN) 表示相角。或者换句话说，当$T_{OSC}=\frac{1}{M}T_{HL}$并且 M 基本恒定时，从计数器 406 输出的相位计数 (B1 到 BN) 表示相角。在一个实施方案中，每一个半线循环 T_{HL} 的总计数被设置为 320 个计数。或者换句话说，M 等于 320。在一个实施例中，90 度相角 -- 对应于调光器电路 104 将 ac 输入电压 VAC 102 断开半线循环 T_{HL} 的一半 -- 将对应于计数器 406 计数到相位计数 160。在另一个实施例中，45 度相角 -- 对应于调光器电路 104 将 ac 输入电压 VAC 102 断开半线循环 T_{HL} 的四分之一 -- 将对应于计数器 406 计数到相位计数 80。

[0048] 图 6 是示出了计数器 406 的示例性计数的表 600。如上文提到的，当零交叉信号 412 处在逻辑高值时，计数器 406 在系统时钟信号 405 的每个循环增加。对于内部计数值 0，位 B1、B2 和 B3 是逻辑低值。对于内部计数值 1，位 B1 处在逻辑高值而位 B2 和 B3 保持在逻辑低值。对于内部计数值 7，位 B1、B2 和 B3 处在逻辑高值。表 600 示出了 3 位计数器，然而应理解，计数器 406 中可以包括任意数量的位。

[0049] 往回参考图 4，计数器 406 耦合到可选的偏置部件 407，并且偏置部件 407 接收相位计数 (B1 到 BN)。偏置部件 407 提供偏置量，以使得当相位计数 (B1 到 BN) 小于偏置量时，控制器 136 不探测调光并且参考电压 V_{REF} 418 保持在同一值。当相位计数 (B1 到 BN) 大于偏置量时，控制器探测调光并且参考电压 V_{REF} 418 随着相位计数 (B1 到 BN) 的增加而减小。偏置部件 407 接收相位计数 (B1 到 BN) 并且输出偏置相位计数 (BIT1 到 BITK)。当相位计数 (B1 到 BN) 小于偏置量时，偏置部件 407 输出基本等于零的二进制输出。或者换句话说，偏置相位计数 (BIT1 到 BITK) 基本等于零。当相位计数 (B1 到 BN) 大于偏置量时，偏置部件 407 的输出是为相位计数 (B1 到 BN) 减偏置量的二进制值。换句话说，偏置相位计数 (BIT1 到 BITK) 基本等于相位计数 (B1 到 BN) 减偏置量。在本发明的一个实施方案中，偏置量可以是 64。如上文讨论的，在一个实施方案中，控制器 136 将半线循环 T_{HL} 的总计数设置为等于 320(M = 320)。利用 320 作为总计数，以及偏置量 64，对于小于 36 度的相角（相角 = (64/320)(180 度)），控制器 136 不探测调光。在一个实施方案中，当计数器 406 是二进制计数器时，320 可以被选为总计数，这是因为 64（偏置量）加上 256 等于 320。在一个实施方案中，计数器 406 可利用 8 位二进制计数器，8 位二进制计数器可以计数到 256（因为 $2^8 = 256$) 和 64（因为 $2^6 = 64$)。

[0050] 偏置量部分地与当阈值电压 V_{TH}（在图 2B 和 3B 中被示为阈值电压 V_{TH} 204 和 304）是非零正值时发生的偏置相关。换句话说，由于阈值电压 V_{TH} 的值，零交叉脉冲宽度 T_Z 218

具有最小长度，并且这样，直到调光器电路 104 将 ac 输入电压 V_{AC} 102 断开比零交叉脉冲宽度 T_Z 的最小长度更长的时间长度控制器 136 才探测一些调光。换句话说，偏置部件 407 中的偏置量部分地对应于零交叉脉冲宽度 T_Z 的最小长度。在偏置是 64 的实施例中，零交叉脉冲宽度 T_Z 的最小长度对应于计数器 406 计数到 64。此外，偏置量可以被选择为考虑到可能导致对调光的错误探测的 ac 输入电压 V_{AC} 102 中的任何突然变化。

[0051] 偏置部件 407 耦合到 D/A 转换器 408，并且 D/A 转换器 408 接收偏置相位计数 (BIT1 到 BITK)。如将会进一步说明的，D/A 转换器 408 将接收的偏置相位计数 (BIT1 到 BITK) 转换成参考电压 V_{REF} 418。在一个实施方案中，偏置相位计数 (BIT1 到 BITK) 越大，参考电压 V_{REF}418 越小。当控制器 136 不利用偏置部件 407 时，D/A 转换器 408 将相位计数 (B1 到 BN) 转换成参考电压 V_{REF} 418。在本发明的一个实施方案中，偏置部件 407 可以与计数器 406 结合。在本发明的另一个实施方案中，偏置部件 407 可以与 D/A 转换器 407 结合。

[0052] D/A 转换器 408 还耦合到反馈参考电路 -- 也被称作放大器 410，以使得放大器 410 接收参考电压 V_{REF} 418。放大器 410 还接收反馈信号 U_{FB} 134。反馈信号 U_{FB} 134 为控制器 136 提供关于电源 100 的输出量 U_O 的信息。在一个实施方案中，参考电压 V_{REF} 418 在放大器 410 的反相输入端处被接收，而反馈信号 U_{FB} 134 在放大器 410 的非反相输入端处被接收。放大器 410（即反馈参考电路）的输出还耦合到驱动逻辑部件 414。该驱动逻辑部件还耦合到并接收电流检测输入信号 140。如上文讨论的，电流检测输入信号 140 代表开关电流 I_D 144。利用放大器 410 的输出和多个其他参数，驱动逻辑部件 414 输出驱动信号 138，驱动信号 138 操作开关 SP 118，以将输出量 U_O 调节到期望值。在一个实施方案中，输出量 U_O 的期望值部分地由参考电压 V_{REF} 418 确定。这样，控制器 136 通过零交叉信号 412 测量相角，并随后改变参考电压 V_{REF} 418，以促进 LED 负载的调光。

[0053] 接下来参考图 5，示出了示例性数模转换器 (D/A 转换器)408 的功能方块图，包括参考电压 V_{REF} 418；电流源 504、506、508 和 510；开关 S1、S2、S3 和 SK；电阻器 R1 512；参考地 514；和，参考电流 I_{REF} 516。在图 5 中还将偏置部件 407 与相位计数 (B1 到 BN) 和偏置相位计数 (BIT1 到 BITK) 一同示出。

[0054] D/A 转换器 408 从偏置部件 407 接收偏置相位计数 (BIT1 到 BITK)。在一个实施方案中，偏置部件 407 提供如上文中关于图 4 描述的偏置量。当计数器 406 提供的相位计数 (B1 到 BN) 小于偏置量时，控制器 136 不确定调光器电路 104 正在对电源 100 的输出调光。这样，偏置部件 407 的输出是基本等于零的二进制输出。或者换句话说，从偏置部件输出的 BIT1 到 BITK 全部处在逻辑低值。然而，一旦相位计数 (B1 到 BN) 大于偏置部件 407 提供的偏置量，控制器 136 确定应该对电源 100 的输出调光，并且 D/A 转换器 408 会改变参考电压 V_{REF} 418，以使得较大的相位计数 (B1 到 BN) 对应于较小的参考电压 V_{REF} 418。然而，当相位计数 (B1 到 BN) 大于偏置部件 407 提供的偏置量时，偏置部件 407 输出的偏置相位计数 (BIT1 到 BITK) 是为相位计数 (B1 到 BN) 减偏置量的二进制值。

[0055] 在图 5 中将偏置相位计数例示为位 BIT1 到 BITK。在一个实施例中，BIT1 是最低有效位 (LSB) 并且 BITK 是最高有效位 (MSB)。D/A 转换器 408 还包括经由开关 S1、S2、S3 和 SK 耦合在一起的电流源 504、506、508 和 510，以提供参考电压 V_{REF} 418。应理解，D/A 转换器 408 可以包括 K 个电流源和开关，其中 K 是正整数。在图 5 中示出的实施例中，将电流源 504、506、508 和 510 提供的电流的值根据偏置相位计数 (BIT1 到 BITK) 中与其相关联的

位加权。例如，BIT1 被耦合以启用和禁用开关 S1 提供来自电流源 504 的电流 I_{1X}。BIT2 被耦合以启用和禁用开关 S2 提供来自电流源 506 的电流 I_{2X}。对于 BITK，BITK 被耦合以启用和禁用开关 SK 提供来自电流源 510 的电流 $I_{(2^K)X}$。如图 5 中示出的，来自电流源 506 的电流 I_{2X} 是来自电流源 504 的电流 I_{1X} 的值的 2 倍。在图 5 的实施例中，来自电流源 510 的电流 $I_{(2^K)X}$ 是为来自电流源 504 的电流 I_{1X} 的值的 2^K 倍的值。在一个实施例中，对于从偏置部件 407 输出的位 BIT1 到 BITK 中的任一位，逻辑高值 (1) 将对应于打开的（或者换句话说，禁用的）开关，而对于从偏置部件 407 输出的位 BIT1 到 BITK 中的任一位，逻辑低值 (0) 将对应于闭合的（或者换句话说，启用的）开关。如示出的，电流源 504、506、508 和 510 被耦合以使得电流流向参考地 514。此外，电阻 R1 512 耦合在开关 S1 到 SK 和参考地 514 之间。电流源 504、506、508 或 510 中任何启用的电流源所提供的电流被加在一起，以提供通过电阻器 R1512 的参考电流 I_{REF} 516。电阻器 R1512 两端的作为结果而产生的压降是参考电压 V_{REF} 418。这样，当 D/A 转换器 408 内的所有开关 (S1 到 SK) 被启用时，参考电压 V_{REF} 418 处在其最高值。或者换句话说，当偏置部件 407 的偏置相位计数 (BIT1 到 BITK) 的二进制值基本等于 0 时，参考电压 V_{REF} 418 处在其最高值。尽管示出的 D/A 转换器的实施方案包括二进制加权电流源以将数字输入转换成模拟电压输出，但本领域技术人员应认识到，可以使用任何众所周知的用于将数字输入转换成变化的模拟输出的结构和技术代替所公开的特定 DAC 结构，只要模拟输出被以合适的形式提供来用作根据所公开的发明适当地修改反馈信息的参考值。

[0056] 现在参考图 7，示出了根据本发明教导的线同步振荡器 700 的一实施例的功能方块图。如示出的，线同步振荡器 700 包括时钟频率发生器 702、循环计数计算器 704、时钟频率调节器 705、系统时钟信号 706、计数信号 710、频率半线循环信号 (frequency half line cyclesignal)F_{HL} 708 和频率调节信号 F_{ADJ} 712。应理解，线同步振荡器 700 和系统时钟信号 706 分别是关于图 4 示出的振荡器 404 和系统时钟信号 405 的一个实施例。如将会进一步讨论的，对于本发明的实施方案，线同步振荡器 700 调节系统时钟信号 706 的频率（或者换句话说，周期），以使得对于 ac 输入电压 V_{AC} 102 的每一个半线循环 T_{HL} 循环计数 N 基本恒定，而不论 ac 输入电压 V_{AC} 102 的频率的变化。此外，线同步振荡器 700 便于在具有不同 ac 线频率的区域使用控制器 136。例如，在英国，ac 输入电压 V_{AC} 102 的频率是 50 赫兹 (HZ)，而在美国，ac 输入电压 V_{AC} 102 的频率是 60Hz。控制器 136 可以用于两个国家，这是因为线同步振荡器 700 提供基本恒定的循环计数 N，而不论 ac 输入电压 V_{AC}102 的频率。

[0057] 在运行中，响应于频率半线循环信号 F_{HL} 708，线同步振荡器 700 输出系统时钟信号 706。在一个实施方案中，零交叉信号 412 可以用作频率半线循环信号 F_{HL} 708。频率半线循环信号 F_{HL} 708 为线同步振荡器 700 提供关于 ac 输入电压 V_{AC} 102 的频率的信息。或者换句话说，频率半线循环信号 F_{HL} 708 为线同步振荡器 700 提供关于半线频率 f_{HL} 和半线循环 T_{HL}($T_{HL} = 1/f_{HL}$) 的长度的信息。在运行中，系统时钟信号 706 被同步，以在 ac 输入电压 V_{AC} 102 的每一个半线循环 T_{HL} 期间具有恒定的循环计数 N。为实现这一点，系统时钟信号 706 的频率被调节，以使得系统时钟信号 706 的循环计数 N 与 ac 输入电压 V_{AC} 102 保持同步。系统时钟信号 706 的频率也可以被称作振荡器频率 f_{OSC}。当循环计数 N 不恒定时，半线频率 f_{HL} 的变化会改变循环计数 N。如上文提到的，振荡器频率 f_{OSC} 是半线频率 f_{HL} 的倍数，或者数学上：$f_{OSC} = Mf_{HL}$，$M > 1$，其中 M 是正整数。换句话说，半线循环 T_{HL}($T_{HL} = 1/f_{HL}$) 是振荡器周期

T_{OSC}($T_{OSC}=1/f_{OSC}$)的倍数，或者数学上：$T_{OSC}=\frac{1}{M}T_{HL}$，M＞1。在一个实施方案中，M基本等于期望的循环计数N_{DES}。当ac输入电压V_{AC} 102的频率（由频率半线循环信号F_{HL}708表示）减小时，或者换句话说，半线频率f_{HL}减小时，如果系统时钟信号206的频率（或者换句话说，振荡器频率f_{OSC}）保持不变，在整个半线循环T_{HL}内循环计数N可以增加。类似地，当半线频率f_{HL}增加时，如果系统时钟信号206的频率（或者换句话说，振荡器频率f_{OSC}）保持不变，在整个半线循环T_{HL}内循环计数N可以减小。在一个实施例中，在设计线同步振荡器700期间，对于ac输入电压V_{AC} 102的每一个半线循环T_{HL}，可以将期望的循环计数N_{DES}预设为200。按照该实施例，线同步振荡器700可以调节系统时钟信号706的频率（或者换句话说，振荡器频率f_{OSC}），以使得对于ac输入电压V_{AC} 102的半线循环T_{HL}，循环计数N是200。在一个实施方案中，期望的循环计数N_{DES}可以是320，并且线同步振荡器700可以调节系统时钟信号706的频率（或者换句话说，振荡器频率f_{OSC}），以使得对于半线循环T_{HL}，循环计数N基本等于320。如上文提到的，选择每半线循环T_{HL}202的总计数（也可以被称作期望的循环计数N_{DES}），以使得每计数的百分误差在可接受的容限水平内。每半线循环T_{HL}202的总计数越大，每计数的百分误差越小，或者数学上：$\text{每计数的误差（以百分数的形式表示）}=\frac{1}{N_{DES}}(100)$。在一个实施方案中，当计数器406是二进制计数器时，320可以被选为期望的循环计数N_{DES}，这是因为64（偏置量）加上256等于320。在一个实施方案中，计数器406可利用8位二进制计数器，8位二进制计数器可以计数到256（因为$2^8=256$）和64（因为$2^6=64$）。

[0058] 如示出的，循环计数计算器704接收频率半线循环信号F_{HL} 708，并根据ac输入电压V_{AC} 102的频率（或者换句话说，频率半线循环信号F_{HL} 708提供的半线频率f_{HL}），计算系统时钟信号706的循环的数量。在一个实施例中，下面的公式可以用在循环计数计算器704中，以确定在当前半线循环期间的循环计数：$N=\frac{C}{f_{HL}}$，其中N是对于ac输入电压V_{AC} 102的目前半线频率f_{HL}所计算的循环计数，并且C是常量。在运行中，计数计算器704输出计数信号710到时钟频率调节器706，计数信号710表示当前循环计数N和期望的循环计数N_{DES}之间的差。例如，如果循环计数N等于240并且期望的循环计数N_{DES}等于200，则计数信号710可以表示值40。时钟频率调节器705耦合到循环计数计算器704并接收计数信号710。利用计数信号710，时钟频率调节器705能够确定为保持期望的循环计数N_{DES}系统时钟702所需的频率变化。

[0059] 在运行中，响应于计数信号710，时钟频率调节器705输出频率调节信号F_{ADJ} 712。例如，当期望的循环计数N_{DES}被设置为200时，时钟频率调节器706输出频率调节信号F_{ADJ} 712，频率调节信号F_{ADJ}712指示增加或减小系统时钟信号706的频率，以使得循环计数N基本等于期望的循环计数N_{DES}。在一个实施例中，时钟频率调节器705可以包括数模转换器DAC，该数模转换器DAC接收数字值形式的计数信号710，并且输出模拟值形式的频率调节信号F_{ADJ} 712。在一个实施例中，频率调节信号F_{ADJ}信号712可以是具有响应于计数信号710而确定的值的电流。

[0060] 如示出的，时钟频率发生器702耦合到时钟频率调节器705并且接收频率调节信

号 F_{ADJ} 712。在一个实施例中，时钟频率发生器 702 可以是可变频率振荡器、电流控制振荡器、电压控制振荡器、数字控制振荡器等等。在运行中，时钟频率发生器 702 输出系统时钟信号 706，系统时钟信号 706 的频率变化，以对于每一个半线循环 T_{HL} 保持某一期望的循环计数 N_{DES}。以此方式，线同步振荡器 700 允许系统时钟信号 706 与 ac 输入电压 V_{AC} 102（表示频率半线循环信号 F_{FL} 708）同步。换句话说，通过调节系统时钟信号 706 的频率（或者换句话说，振荡器频率 f_{OSC}），对于每一个半线循环 T_{HL} 将系统时钟信号 706 的循环计数 N 保持在恒定值，如上文所述。

[0061] 虽然已经借助于本文中公开的发明的特定实施方案、实施例和应用描述了该发明，但是在不偏离权利要求中所阐明的本发明的范围的情况下，本领域技术人员可以对本发明做出多种修改和变化。

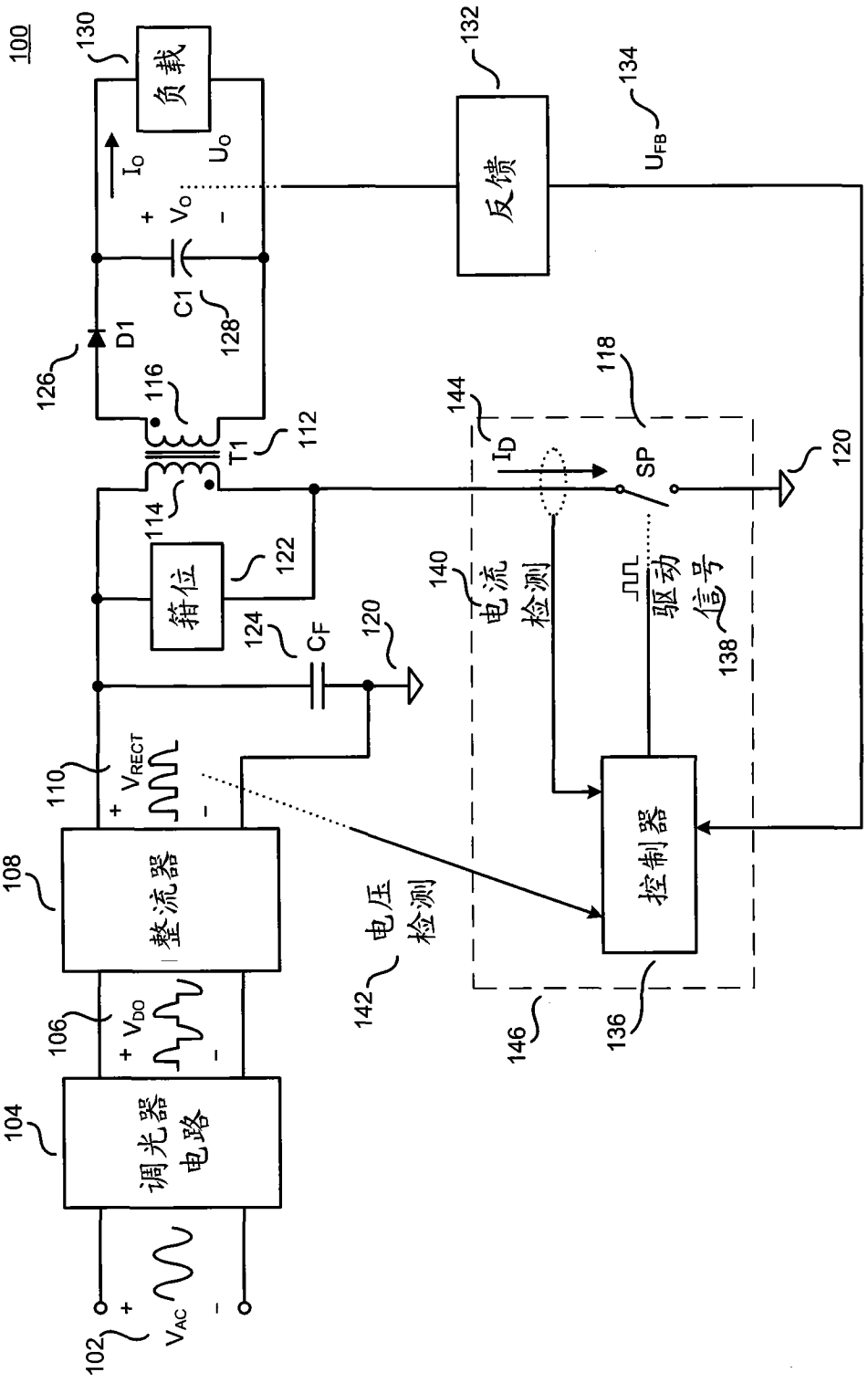

100
负载
130
I_O
U_O
V_O
C1
128
D1
126
116
T1
112
114
反馈
132
U_{FB}
134
118
144
I_D
SP
120
箝位
122
124
C_F
120
140
电流检测
驱动信号
138
V_{RECT}
110
整流器
108
电压检测
142
控制器
136
146
V_{DO}
106
调光器电路
104
V_{AC}
102

图 1

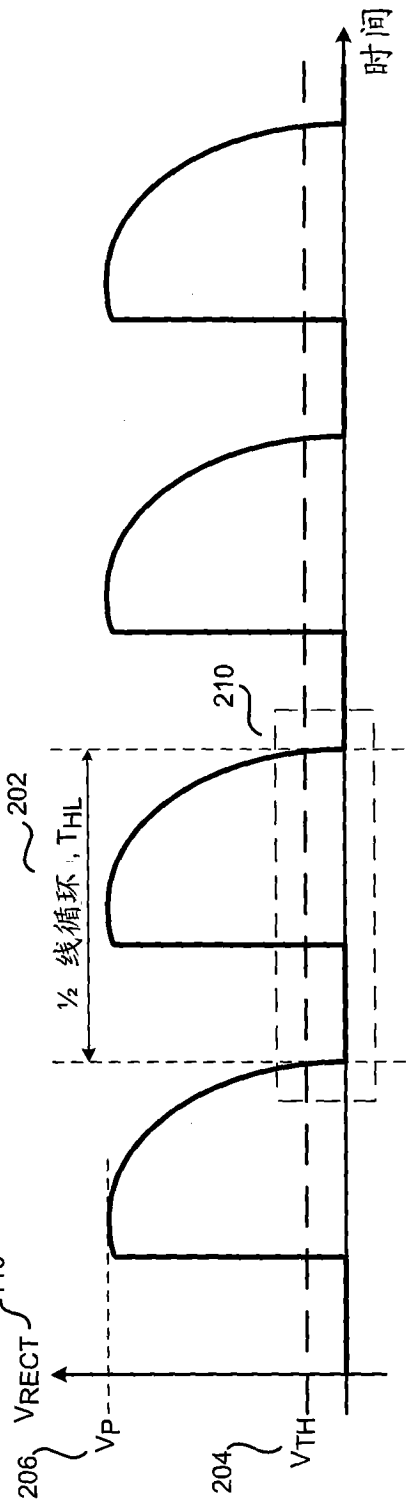

时间
210
202
½ 线循环，THL
VRECT
110
VP
206
VTH
204

图 2A

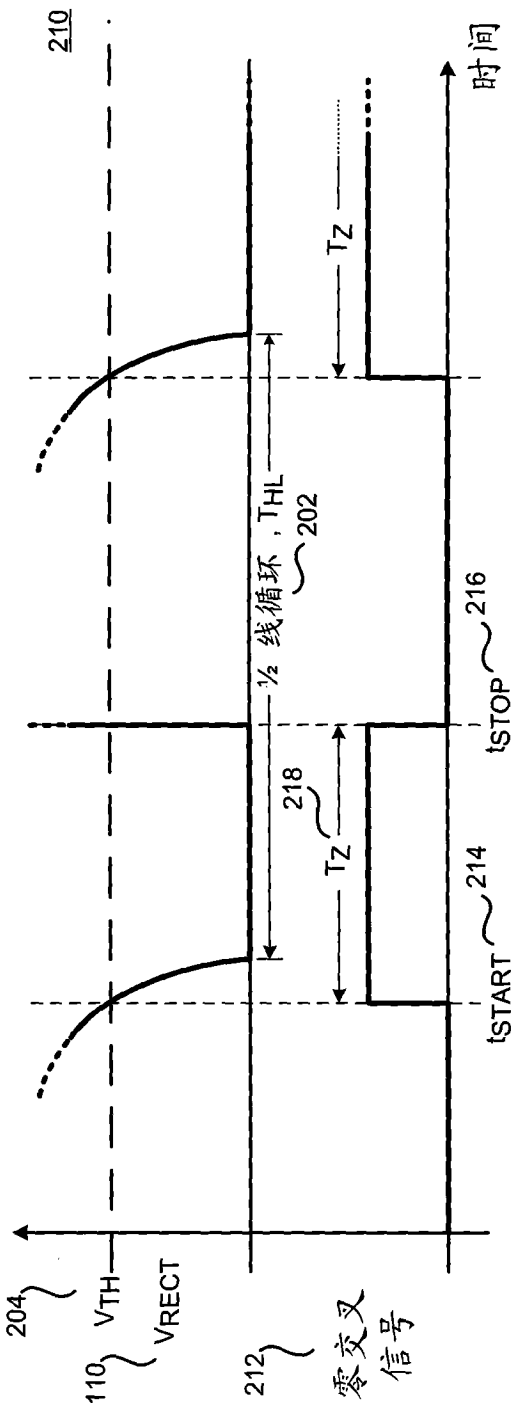

210
时间
TZ
202
½ 线循环，THL
216
tSTOP
218
TZ
214
tSTART
204
VTH
VRECT
110
212
零交叉信号

图 2B

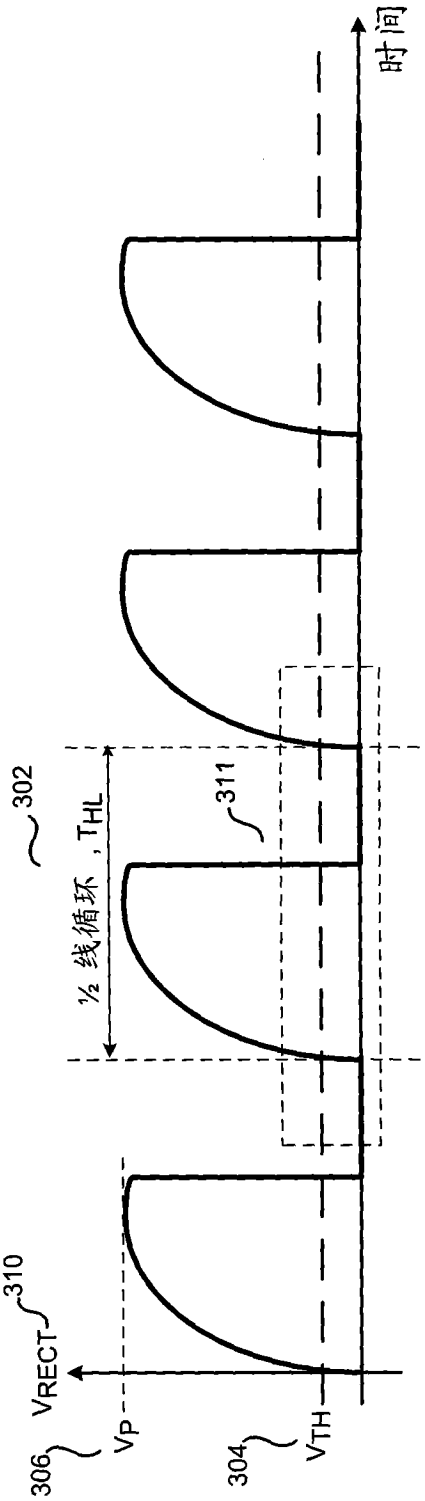

时间
302
½ 线循环，THL
311
310
VRECT
VP
306
304
VTH

图 3A

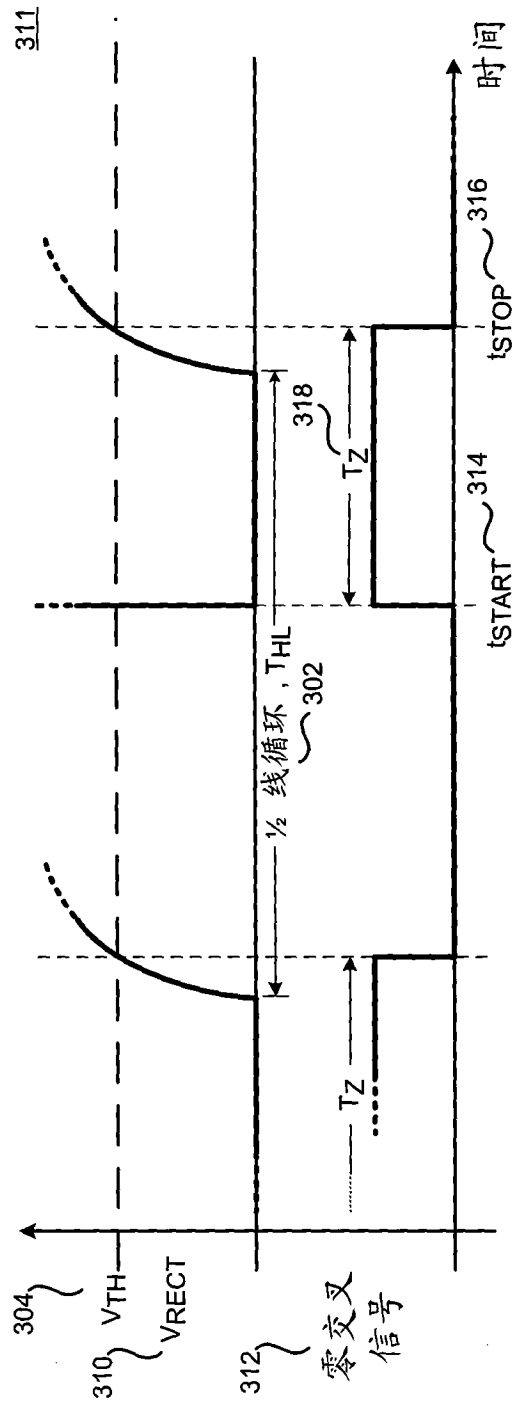

311
时间
316
tSTOP
318
TZ
314
tSTART
½ 线循环，THL
302
304
VTH
310
VRECT
312
零交叉信号
TZ

图 3B

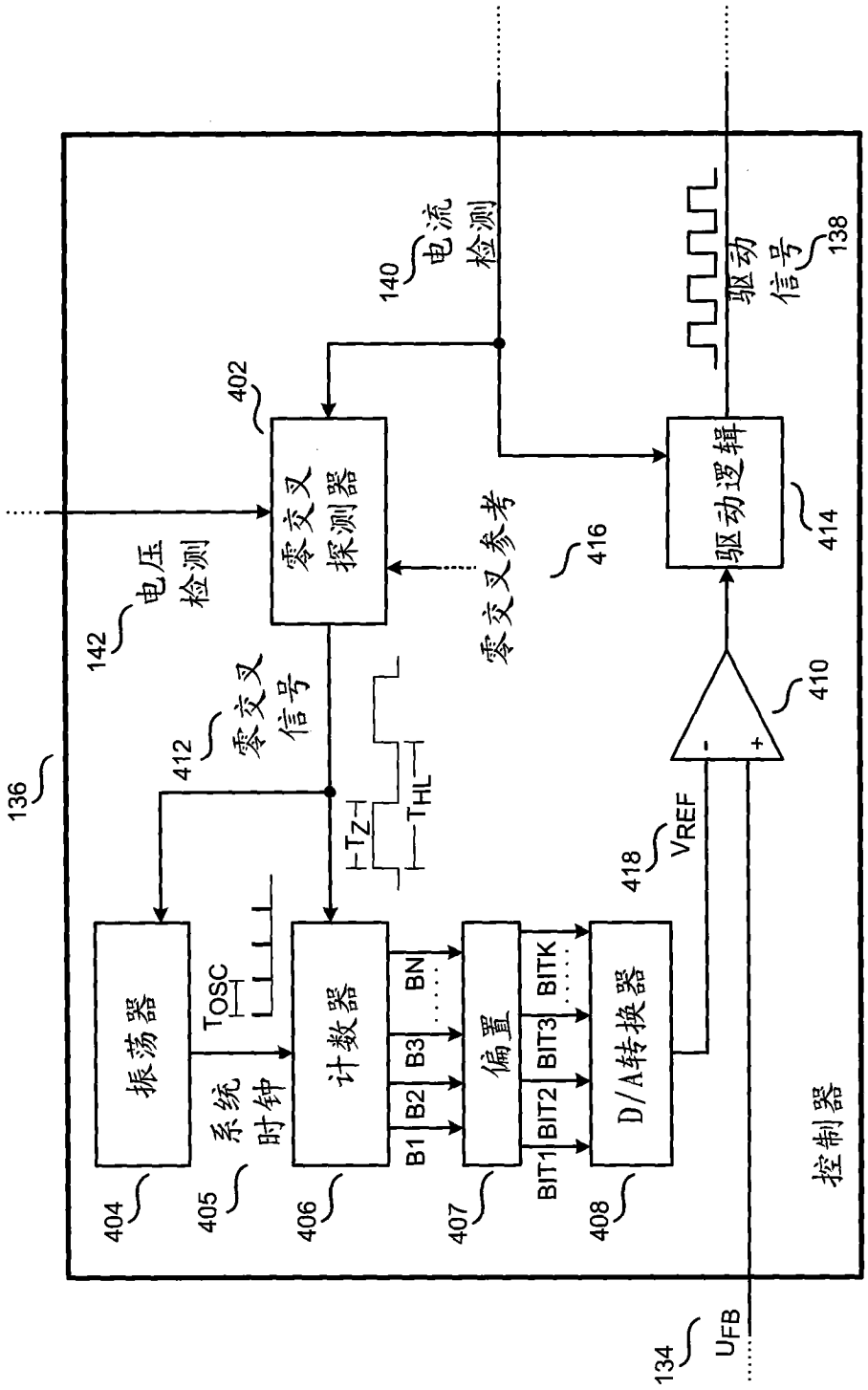

136
140
电流检测
138
驱动信号
402
零交叉探测器
142
电压检测
零交叉参考
416
驱动逻辑
414
412
零交叉信号
410
TZ
THL
418
VREF
振荡器
TOSC
系统时钟
计数器
BN
B3
B2
B1
偏置
BITK
BIT3
BIT2
BIT1
D/A转换器
404
405
406
407
408
控制器
134
UFB

图 4

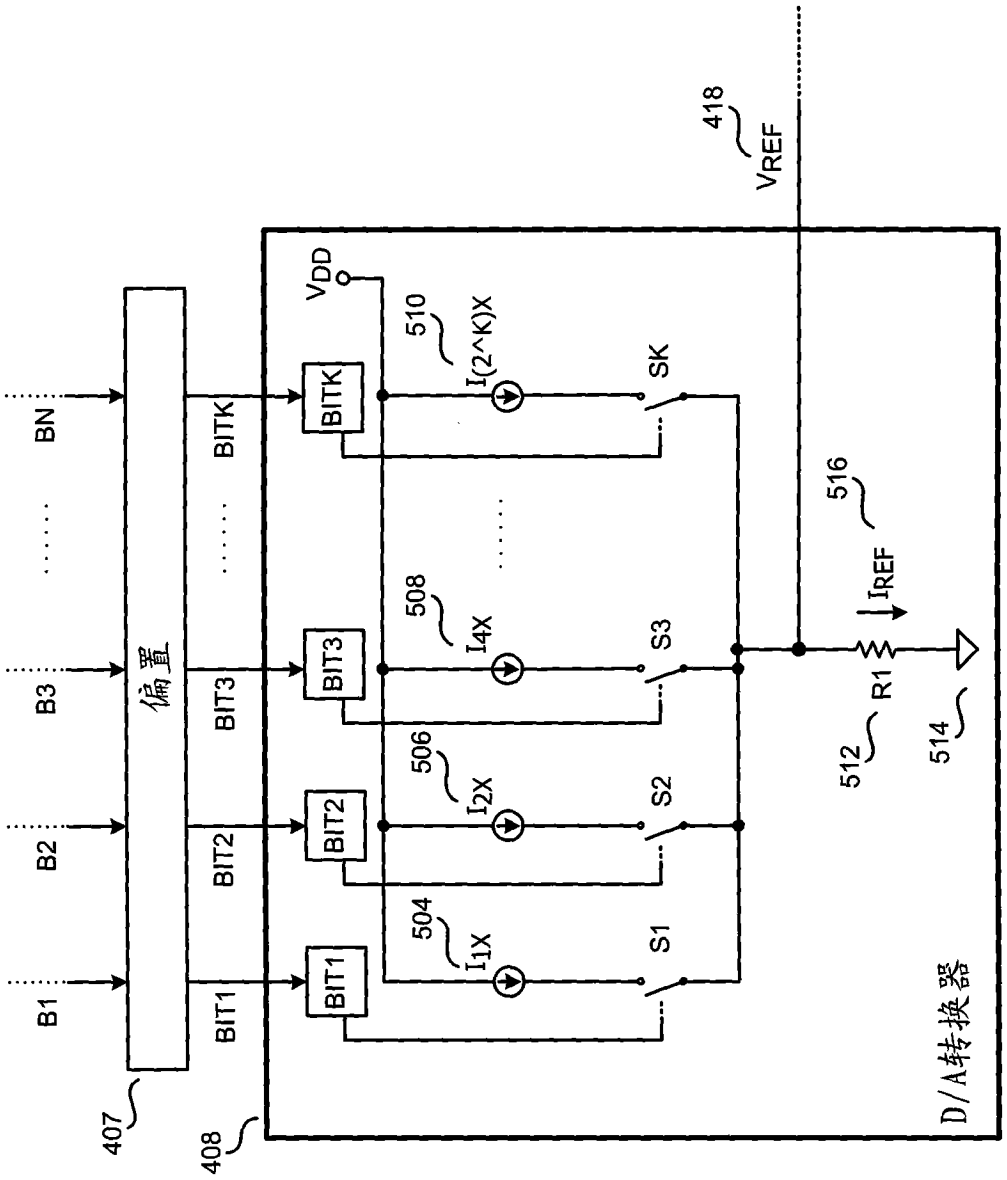

418
VREF
VDD
510
I(2^K)X
SK
BITK
BN
BITK
516
IREF
508
I4X
S3
BIT3
B3
BIT3
R1
506
I2X
S2
BIT2
B2
BIT2
512
514
504
I1X
S1
BIT1
B1
BIT1
偏置
407
408
D/A转换器

图 5

600

值	B1	B2	B3
0	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	0	0	1
5	1	0	1
6	0	1	1
7	1	1	1

图 6

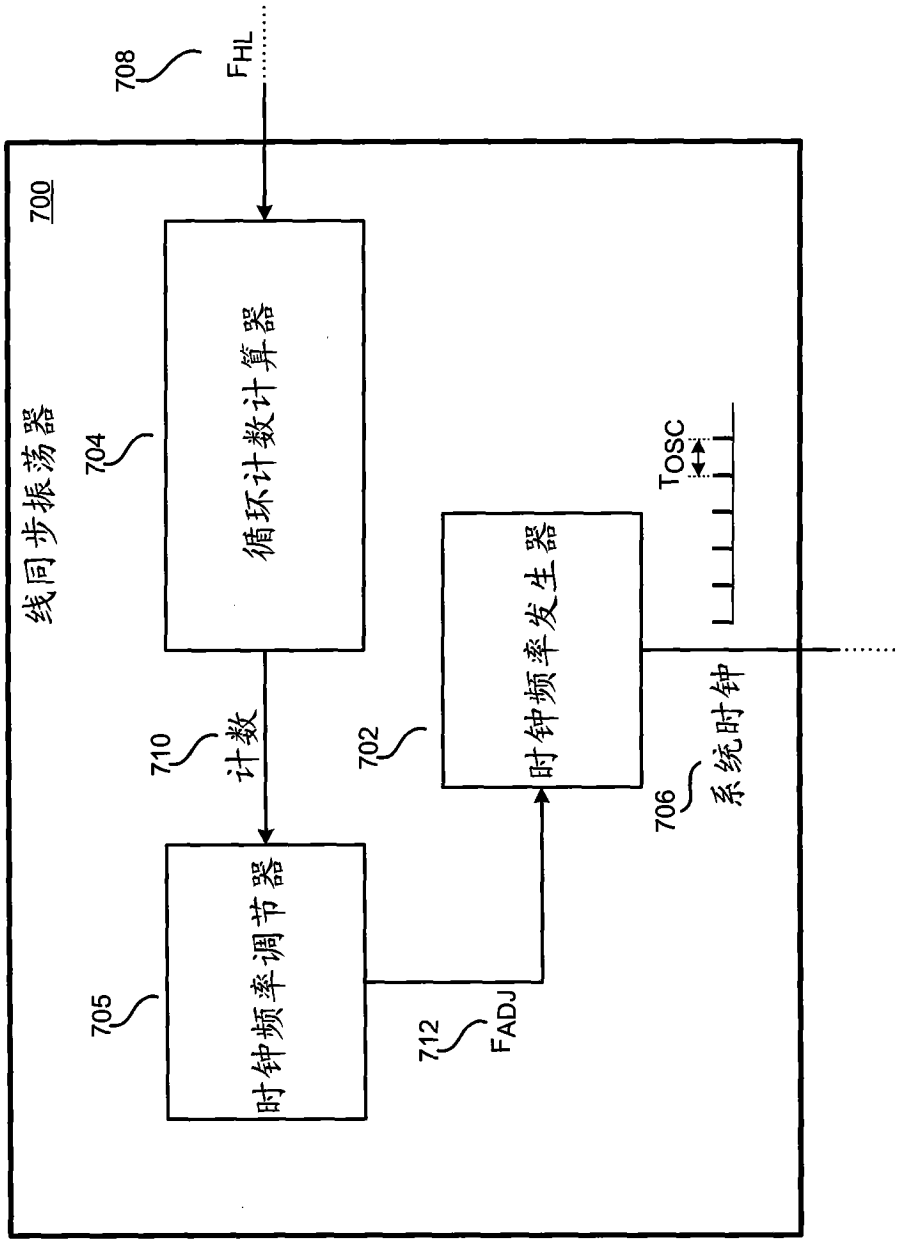

708
FHL
700
线同步振荡器
704
循环计数计算器
710
计数
705
时钟频率调节器
712
FADJ
702
时钟频率发生器
TOSC
706
系统时钟

图 7