

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H05B 41/295 (2006.01)

H02M 7/00 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200410047646.1

[45] 授权公告日 2009年7月8日

[11] 授权公告号 CN 100512590C

[22] 申请日 2004.5.27

[21] 申请号 200410047646.1

[30] 优先权

[32] 2003.10.2 [33] US [31] 10/677, 612

[73] 专利权人 美国芯源系统股份有限公司

地址 美国加利福尼亚

[72] 发明人 詹姆士·C·莫耶

蒂莫西·J·鲁斯特

[56] 参考文献

US4939402 1999.7.3

US6002214A 1999.12.14

US6348755B1 2002.2.19

CN1250348A 2000.4.12

审查员 钱凌影

[74] 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司

代理人 王波波

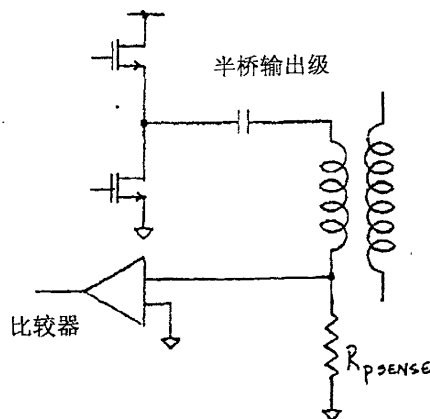
权利要求书2页 说明书9页 附图8页

[54] 发明名称

一种使用直流变换器来启动灯的方法以及装置

[57] 摘要

本发明揭示了一种使用把直流变成交流的变换器来启动灯的方法。所述的变换器连接变压器的初级线圈，其频率是可变的。在一个实施例中，该频率由一个压控振荡器控制。还包括一电路，监控加在变压器的初级线圈两端的电压和通过变压器初级线圈的电流之间的相位关系。该电路监控所述相位关系，并且调整变换器的频率，例如通过调整压控振荡器来使所述相位关系保持于一预定的相位关系。



1、一种使用直交流变换器来启动灯的方法，所述的变换器连接变压器的初级线圈，所述方法包括如下步骤：

(a) 监控加在所述变压器的初级线圈两端间的电压和流过所述变压器初级线圈的电流之间的相位关系；和

(b) 可靠地将上述相位关系保持在一预定相位关系上。

2、如权利要求 1 所述的使用直交流变换器来启动灯的方法，其特征在于，所述预定相位关系为同相。

3、如权利要求 1 所述的使用直交流变换器来启动灯的方法，其特征在于，在点燃所述灯期间，通过把所述变压器的初级线圈两端间的电压与所述流过该变压器的初级线圈的电流维持在所述预定关系上，来提高所述变换器的运行频率。

4、如权利要求 1 所述的使用直交流变换器来启动灯的方法，其特征在于，所述预定相位关系为所述电压的下降沿与所述电流的下降零交叉同步。

5、一种启动荧光灯的装置，包括：

一具有初级线圈和次级线圈的变压器；

一变换电路，其将直流电流转换成交流电流，并且在一变换频率运行，激励所述变压器的初级线圈；

一相位比较电路，监控所述变压器的初级线圈两端间的电压和流过所述变压器初级线圈的电流之间的相位关系；和

一频率控制电路，用于调整变换频率，以使所述变压器的初级线圈两端间的电压与通过变压器的初级线圈的电流之间的相位关系可靠地保持在一预定相位关系。

6、如权利要求 5 所述的启动荧光灯的装置，其特征在于，还包括一压控振荡器，其响应所述频率控制电路，并输出一所述变换电路用于产生变换频率的振荡。

7、如权利要求 5 所述的启动荧光灯的装置，其特征在于，所述预定相位关系为同相。

8、如权利要求 5 所述的启动荧光灯的装置，其特征在于，所述预定相位关系为所述电压的下降沿与所述电流的下降零交叉同步。

9、一种使用直交流变换器来启动冷阴极荧光灯的方法，所述的变换器连接变压器的初级线圈，所述方法包括如下步骤：

(a) 监控加在所述变压器的初级线圈两端间的电压和流过所述变压器初级线圈的电流之间的相位关系；和

(b) 可靠地将上述相位关系保持在一预定相位关系上。

10、如权利要求 9 所述的使用直交流变换器来启动冷阴极荧光灯的方法，其特征在于，在点燃所述灯的期间，通过保持所述初级线圈两端间的电压和通过初级线圈的电流之间的预定相位关系来提高所述变换器的运行频率。

11、如权利要求 9 所述的使用直交流变换器来启动冷阴极荧光灯的方法，其特征在于，所述变换器是全桥变换器。

12、如权利要求 9 所述的使用直交流变换器来启动冷阴极荧光灯的方法，其特征在于，所述变换器是半桥变换器。

13、如权利要求 9 所述的使用直交流变换器来启动冷阴极荧光灯的方法，其特征在于，所述变换器是推挽式变换器。

一种使用直交流变换器来启动灯的方法以及装置

技术领域

本发明涉及放电照明，具体地说，涉及通过延伸至基于负载的电流和电压之间的相位关系的触发频率来有效提供点燃放电管的电能。

背景技术

如冷阴极荧光灯（CCFL）这样的放电管具有输出电压特性，该特性变化取决于作用于灯上的交流信号的瞬态过程和频率。直到 CCFL “触发” 或者点火，灯才会由加上的端电压而产生电流，该端电压低于触发电压。一旦电弧在 CCFL 内触发，在输入电流相对宽的范围，端电压可以降至运行电压，该运行电压大约是触发电压的 1/3。当 CCFL 由相对高频的交流信号启动，CCFL（一旦被触发）在每个周波中将不会熄灭，并且呈现正阻抗终端特性。由于 CCFL 效率在相对较高的频率提高，CCFL 通常由频率范围从 50 千赫到 100 千赫的交流信号启动。

用相对高频的方波交流信号驱动 CCFL 将使灯的使用寿命最长。然而，由于交流信号的方波会与邻近驱动 CCFL 的电路的其它电路产生严重干涉，所以通常采用如正弦交流信号这样逊于最佳形状的交流信号来驱动灯。

大多数小型 CCFL 被用于由电池供电的系统中，例如笔记本电脑和个人数字助理。系统的电池提供 7 伏特到 20 伏特范围的直流电压，由额定值大约 12 伏特的直流电压接入直流交流逆变器的输入端。把一相对较低的直流输入电压转换成一较高的交流输出电压的常用技术是用电源开关来切断直流输入信号，滤出由斩波而产生的谐波信号，再输出相对清晰的正弦交流信号。变压器将交流信号的电压提升到一个更高的电压，例如从 12 伏特提升到 1500 伏特。所述的电源开关可以是双极型晶体管（BJT）或者场效应晶体管（MOSFET）。所述晶体管可以分立或者整合到与直交流逆变器的控制电路相同的模块中。

在一些现有技术的逆变器中，逆变器是定频逆变器，其根据从灯检测到的电流来延伸至触发频率。然而，上述方法可能无法产生一个用来点燃灯的足够

高的电压。换句话说，该方法可能在大规模生产装置中没有效果或者谐振触发失误。

发明内容

本发明的目的在于，提供一种使用直交流变换器来启动灯的方法以及装置，可确保产生一个用来点燃灯的足够高的电压。

为了达到上述目的，本发明的技术方案如下：

一种使用直交流变换器来启动灯的方法，所述的变换器连接变压器的初级线圈，所述方法包括如下步骤：监控加在所述变压器的次级线圈两端间的电压和流过所述变压器初级线圈的电流之间的相位关系；和可靠地将上述相位关系保持在一个预定的相位关系上。

一种启动荧光灯的装置，包括：一具有初级线圈和次级线圈的变压器；一变换电路，其将直流电流转换成交流电流，并且在一个变换频率运行，激励所述变压器的初级线圈；一相位比较电路，监控所述变压器的初级线圈两端间的电压和流过所述变压器初级线圈的电流之间的相位关系；和一频率控制电路，用于调整变换频率，以使所述变压器的初级线圈两端间的电压与通过变压器的初级线圈的电流之间的相位关系可靠地保持在一个预定相位关系。

一种使用直交流变换器来启动冷阴极荧光灯的方法，所述的变换器连接变压器的初级线圈，所述方法包括如下步骤：监控穿过所述变压器的初级线圈两端间的电压和通过所述变压器初级线圈的电流之间的相位关系；和将上述电压对电流的相位关系维持在一个预定相位关系。

采用如上方法和装置，当灯没有导通（由于灯熄灭或者还没有被点燃），便扫掠更高运行频率以确保逆变器模块的输出端有足够的电压来触发灯，也可以保持正确的相位关系来产生足够的电压以触发灯。

附图说明

通过参考下面的详细描述，同时结合附图，本发明的前述方面和其他优点将会变得更加容易接受和理解。

图 1 为现有技术中的一种用于启动一冷阴极荧光灯（CCFL）的储能电路的示意图；

图 2 为图 1 所示储能电路的等效电路图；

图 3 为储能电路的稳态频率特性曲线图，其被看作加载或者空载条件下的频率函数关系图；

图 4 为根据 CCFL 电流大小来更改运行频率的一现有技术电路图；

图 5A-5C 是阐明本发明原理的波形图；

图 6 为压控振荡器控制逻辑电路图，用于控制本发明的运行时的谐振频率；

图 7 显示本发明中的全桥输出级电路原理图；

图 8 显示本发明中的半桥输出级电路原理图；

图 9 显示本发明中的推挽式输出级电路原理图；

图 10 显示本发明中谐振频率控制以及灯电流和电压控制的电路原理图。

具体实施方式

如上所述，用以驱动 CCFL 的逆变器包括一个直交流转换器，一个滤波电路和一只变压器。这种电路的例子在香农等人的美国 6, 114, 814 号专利中公开过，并转让给本发明的受让人，在此被全面引用合并。另外，其它现有的转换电路，如恒频半桥（CFHB）电路或者感应式半桥（IMHB）电路，可以用来启动 CCFL。本发明可以与任何这类转换电路和其它转换电路连用。本发明揭示了触发如 CCFL 这样的放电管以及为如 CCFL 这样的放电管提供电能的方法和装置。

根据本发明，所述逆变器将会快速搜索到触发频率。接下来描述根据负载的电流和电压之间的关系来扫掠到触发频率的定频逆变器。对触发频率的扫描判定与来自灯的反馈参数无关。

图 1 显示了一典型的用于启动 CCFL 负载的储能电路。该储能电路包括一启动电压发生器，例如全桥逆变器，其能够通过一初级耦合电容器 C_P 来激励变压器的初级线圈。CCFL 灯连接在变压器的次级线圈的两端间（也被称作变压器次级）。包括在 C_S 中的一个电容分压器和寄生电容和/或分散电容也连接在变压器的次级线圈的两端间。在所关心的频率范围内的运行期间图 1 中的电路可简化成如图 2 显示的等效电路。实际上，初级耦合电容器 C_P 和变压器漏电感 L_{lk} 决定了灯被触发后储能电路谐振频率。灯由电阻 R_{lamp} 表示。

请注意，在设计周到的、没有缺陷的变压器中，变压器的磁化电感典型地比漏电感的十倍还要大。因此，由于磁化电感（未示出）的电流可忽略一阶成分。更进一步，在触发灯以后，灯的等效电阻典型地为 C_s 阻抗的三分之一，从而大部分次级电流流经灯 (R_{lamp}) 而不流经 C_s 。请注意，在图 2 中，灯的电阻和次级电容都转变到初级线圈电路中。

参阅图 3，较低的曲线 301 代表灯导通情况下储能电路的反应曲线。如果灯没有导通（由于灯还没有被触发或者由于灯已经被断开），在储能电路上实际就没有负载，较高的曲线 303 就大致代表了反应曲线。图 3 中通常还使用参数 A 来表示储能电路的反应的大小。

由于当灯没有导通时，所有的次级电流流经 C_s ，所以储能电路的空载谐振频率（曲线达到峰值）高于加载谐振频率。等效调谐电容就是 C_p 和 C_s 的串联组合。

根据较低的曲线 301，在触发灯之后，逆变器的运行频率应当调整到如图 3 中所示的 A 点以求达到最高效率。可惜，通常不可能在相同的运行频率 A （同样如图 3 中的 B 点）产生足够的电压加在变压器的次级线圈两端来保证灯会点燃。因此，为了保证一个足够的加在灯两端的触发电压来点燃灯，提高灯触发时的频率是有必要的。这样就必须讨论两个问题。第一，为了触发灯，必须建立储能电路的空载谐振频率。第二，与前面相关联地，控制回路必须能够决定什么时候搜索触发频率。

在现有技术中，改变运行频率的决定是基于灯的电流的大小。如图 4 所示，使用了一个比较器来判定灯的电流是否低于或者高于预设阈值。如果灯的电流低于阈值，来自比较器的输出端的信号会使控制回路根据试图使灯触发某些预定方案来提高运行频率。然而，使用上述方法会出现一些问题，即可能会使触发灯的方案复杂化并且灯的启动程序难以使用。

例如，如果比较器的阈值设得太高，就不可能使用模拟量来使得灯变暗。如果是这样，比阈值小的灯电流会引起控制回路判定灯已经熄灭，即使没有发生问题，控制回路还会试图作相应的纠正。另一个高的比较器阈值的缺陷在于，在触发频率时的有效能量可能对于提高灯电流超过阈值来说是不够的。这就使控制回路处于这样一个境地：即使灯处于导通状态，控制回路仍然继续试图以触发频率来触发灯。因此，该控制方案将不得不考虑存在上述问题的可能性并

且用某种方法来解决上述缺陷。

换句话说，如果比较器的阈值设得太低，就可能导致错误的触发。例如，由于灯和其线路具有耦连于灯的高端和低端之间的少量寄生电容，错误触发就可能发生。如果流过寄生电容的电流足够高地超过低的比较阈值，即使灯没有导通，控制回路会误认为灯早就被触发并且将试图切换到运行模式。在这样的情况下就很难触发灯。

对于获得空载谐振频率，现有技术的方法是，测量空载谐振频率然后相应地使用一辅助电阻器调整断开的灯的运行频率。其他方法使用了一种扫描技术，该技术似乎适应于整个产品生产范围内常规元件变化。

独立频率和环路控制

根据本发明，逆变器的运行频率由调整线圈独立地控制。特别地，在灯点燃后，运行频率由用于常态运行而设的定频振荡器决定。换句话说，在常态运行期间，运行频率能够被锁定到一个外同步时钟。然而，当灯没有导通（由于灯熄灭或者还没有被点燃），便扫掠更高运行频率以确保逆变器模块的输出端有足够的电压来触发灯。

根据本发明，逆变器的运行频率“试图”在一预定定频运行。然而，如果用超过阈值大小判定输出电流和电压为异相，于是便取代定频控制手动调整运行频率电流和电压可靠地处于同相位。在本申请人的 6, 114, 814 号美国专利中有关优化转换效率的上下文中，阐述了保持电压和电流同相的设想。然而，在本发明中保持正确的相位关系也可以被用来产生足够的电压以触发灯。

硬件设备

当驱动逆变器在图 3 的 A 点处正常运行时，流过变压器初级线圈的电流和驱动电压具有如图 5 所示的关系。图 5A-5C 中的波形是假定驱动器是一个脉宽调制 (PWM) 全桥。然而，所示的方法也能够用一个 PWM 半桥或者一个推挽式输出级实施。如图 5A 所示，电压和电流完全同相。这就是当启动一个全负载（灯处于最亮的状态）时设定“固定”运行频率的标准。

现在设想一下，假如逆变器对于一个未导通的灯的定频继续运行，会发生什么。这与图 3 中的 B 点相对应。结果以图 5B 波形显示。由于运行点比储能电路的谐振频率低得多，在驱动器上的负载（灯）呈现电容性，通过变压器的初级线圈的电流超前启动电压。在这种状况下，产生在感应器和电容器 Q 内

变化的额定触发电压也许是不可能的。如图 5B 所示，环路增加了输出波形的脉冲宽度以图使得电流通过灯。

为了确保有一个足够的触发电压，提高工作点（例如频率）接近断开的灯（未加载）的储能电路的谐振频率，是有必要的。换句话说，移动工作点接近图 3 中的 C 点是可取的。

工作点 C 的波形显示在图 5C 中。该情形的判据就是，通过初级线圈的电流和启动电压再一次完全同相。确保上述情形实现的技术就是，驱动频率越来越高直到电压波形的后沿与初级线圈中的电流的下降零交叉完全同步。因为当启动电压和通过初级线圈的电流同相时，保持加在灯两端间的触发电压只需要很小的能量，所以灯的稳压器使输出脉冲宽度变窄。

从现有技术可知，当反馈灯电流降到特定的阈值之下，使用保持电压和电流同相的技术来代替转换模式具有几个好处。第一，能够容易地获得储能电路的空载谐振频率且触发频率足够接近谐振以确保充足的灯开路电压。由于启动电压的后沿与通过初级线圈的电流的下降零交叉实质上是同时发生的，频率被强迫回到谐振峰值的电容性的一端（低端），不能跳跃到较高曲线 303 的峰值且在高端失控。

另一个好处就是，当灯开始消耗能量，储能电路的频率特性曲线就开始改变。谐振峰值开始依频率下移。换句话说，当从空载条件变成加载条件时，较高曲线 303 慢慢地变成较低曲线 301。由于频率控制器试图保持运行在谐振的电容性端，即使在灯内有可察觉的电流之前，运行频率开始下滑。因此，运行频率在启动瞬间保持近乎最佳并尽可能早地移至“固定”运行频率。换句话说，在离开断开的灯的模式到接近稳态运行模式之前，检测灯的电流是没有必要的。

独立循环和频率控制的变化

输出级电流的相位可以在不同的点检测。在一些实施例中，电压相位可由输出定时开关测定。如 6, 114, 814 号美国专利所述，在输出晶体管中可以检测电流。换句话说，输出拓扑是一个半桥的情况下，用输出定时开关测定电压相位，在变压器初级线圈的冷端可以检测电流。再换句话说，输出拓扑是一个启动中心抽头变压器的推挽电路的情况下，流过电源开关的接通电阻可以检测电流。

解决方案

通常由压控振荡器 (VCO) 产生运行频率, 换句话说, 运行频率可以是电流控制的。因此, 这里使用 VCO/ICO 来识别所有的这些可能性。VCO/ICO 的控制输入端通常始终被驱动到其控制范围的低频率, 或者 VCO/ICO 与一个外部参考时钟同步。这是灯触发后的正常频率。当流经初级线圈的电流的下降零交叉出现在启动电压脉冲的后半时, 频率就变得更高。因为有负载时的 Q 值能够非常低 (Q 约等于 1), 这就意味着电压和电流之间的相位差随频率变化非常缓慢, 所以系统能够容许在设置正常开路频率中的小误差。

假如灯没有点燃 (或者已经熄灭或者已经断开), 如上所述地调整在系统中正常频率下的运行将引起电流波形的相位较大地超越电压 (电容性负载)。这就是运行频率远离储能电路的谐振频率的证明。依靠包括了储能电路的元件的品质, 在次级线圈上提供足够的电压来确保灯会触发, 这也许是不可能的。

根据本发明, 一个将输出电压的相位滞后与输出电流的零交叉相比的简单的逻辑表达式向 VCO/ICO 的控制节点提供了一个纠错信号。然后 VCO/ICO 能够随频率“提升”直到电压和电流再次完全同相。如此, 储能电路中需要有充足的增益来确保触发灯。一旦灯触发, 输出电压不再滞后于输出电流, 并且 VCO/ICO 突降到正常运行频率。

图 6 显示了一个 VCO 的控制逻辑的例子和脉动电流源。如图所示, 脉动电流源 C1 驱动 VCO 控制节点, 且 C1 在数值上远大于弱电流吸收器 C2 (典型地比十倍还大)。电流吸收器和脉动电流源数值之比决定了频率控制回路所允许的相位误差。如果希望将运行频率锁定到一个外部时钟, 那么图 6 中的弱电流吸收器将会代表相位锁定环路相位比较模块所允许的最大电流。图 6 的电路包括作为一个相位比较器运行的布尔逻辑。

对于不同的驱动阶段拓扑, 流入初级线圈的电流的零交叉检测仪可以有许多的配置。例如, 如图 7 所示, 在一个全桥输出级, 流过桥内开关的 R_{dson} 的初级线圈电流能够被检测。在此例中的 R_{dson} 在图 7 的开关 2 和开关 4 之间被测量, 从而读出初级线圈电流。换句话说, 在半桥的情况下, 初级线圈内电流的输出级能够在如图 8 所示的 R_{psense} 对面的初级线圈的返回脚内被读出。最后, 使用如图 9 所示的合理的切断方式, 通过在推挽式输出级内的开关的 R_{dson} 能够测出初级线圈的电流。在图 9 示例中的 R_{dson} 通过开关 1 和开关 2 被测量

来读出初级线圈电流。

通过将频率控制以及灯电流和灯电压控制的功能相分离，所有的方案能够分别最优化。例如，图 10 的电路显示通过一个普通得脉冲宽度调制器的并联反馈通道控制灯的电流，断开的灯的电压和次级线圈电流。由于所有三个回路使用相同的补偿节点和调制器，该系统从一种模式平滑地移动到另一个模式，而不会有讨厌的短时脉冲波形干扰和闪光，当断开回路以及某一参数的补偿节点离开到达一个其控制范围的极限值时，短时脉冲波形干扰和闪光会出现。

如果需要用一个外部参考时钟来同步运行频率，采用一个相位比较器的输出端能够启动 VCO 控制节点。在灯点燃的正常运行条件下，振荡器将会运行到接近它的控制范围的低端。为了点燃灯，上述相同的逻辑控制相位比较器的输出端并启动运行频率到达空载储能电路的谐振频率。

下面将会进一步详细描述的是，灯电流，灯电压和次级线圈的电流由与运行频率无关的闭环回路来保持。

并联反馈通道的结构

由于不同的原因，其它的反馈通道在一个 CCFL 变换器中存在是典型的。在一个实施例中，并联反馈通道集中在相同的点上来控制系统内不同的物理参数。

例如，一个重要的反馈通道参数是灯的电流或者灯的功率。这是一个重要的反馈通道，因为它决定了对于用户来说灯看上去的样子并且还能影响灯的寿命。

次要的反馈参数监控故障状态，例如开路/断开的灯（最大灯电压）和次级线圈过载电流（短路输出量）。这些回路比主回路的决定性稍差些，这是因为根据定义，灯没有显露灯光。

在一个实施例中，所有这些变化的反馈通道集中在补偿节点上。这样的好处在于，补偿节点上的电压保存在它的激活区，不同的控制回路之间的手动切断是平稳的和性能良好的。如果一个或多个回路没有使用正常补偿节点，那么当一个次要反馈回路在控制之下时，补偿电压很可能漂移到一些任意的电压上。这将会导致当控制突然回复时，使用可能错误的补偿节点的反馈参数。

并联反馈通道的变化

并联反馈通道的概念可以延伸到几个反馈参数的任何组合以及在任何特

定的控制下组合它们的方法。主要的反馈参数能够是在一个电阻中被读出的灯电流或者按照申请人的 6, 114, 814 号美国专利中所指导被计算和平均的输出能量。次要反馈参数通常包括结合了一些测定模块输出电流的配置的灯电压（平稳的或者不平稳的）。输出电流不是必定回到灯电流的读出电阻---电流可能危险地从变压器的次级线圈的高压端穿过某一个不幸的人然后直接接地。因此，寻找一个方法来测量独立于测量灯电流的模块输出电流，是很必要的。

在一个实施例中，电流可以在变压器的次级线圈电流中被测量。在另外的执行中，电流在变压器的初级线圈中被测量，在输出电源开关中测量。能够从初级线圈中的电流推断出次级线圈中的电流。在次级线圈中的短路电流非常接近由匝数比来分配的初级线圈中的电流。

其它参数可以被测量并通过补偿节点被反馈。例如，灯的光输出能够用一个光电二极管来测量，且该参数能够“高频脉动”灯电流或者能量来确保有相同的光亮度在整个配电盘、灯和模块的产品范围内。

使用如本申请人的专利申请号为 10/354, 541，申请日为 2003 年 1 月 29 日，名称为“一种全波检测放大器及其相配的放电灯逆变器”的美国专利申请文本中所述的全波检测放大器，可以检测灯电流，并且该专利申请在此被全面引用合并。更进一步地，所述在补偿节点的放大器和比较器也可以使用如本申请人的申请号为 10/656, 087，申请日为 2003 年 9 月 5 日，名称为“受控补偿放大器”的美国专利申请文本中所述的受控补偿技术，该技术在此被全面引用合并。

虽然对本发明的较佳实施例作了详细的描述和揭示，不脱离本发明的宗旨和范围可以作不同的变化。

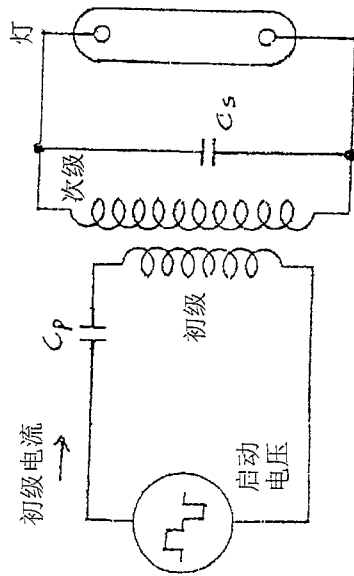


图1

(现有技术)

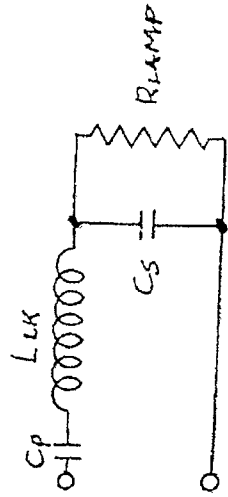


图2

(现有技术)

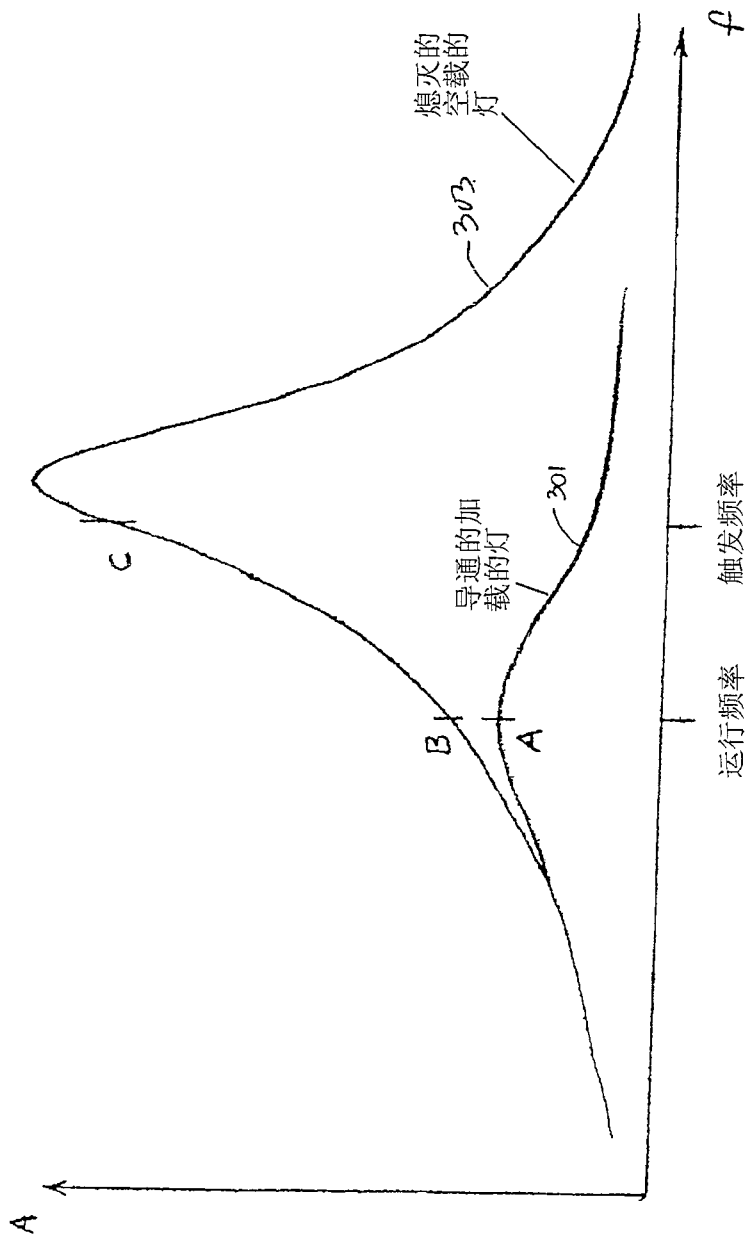


图3

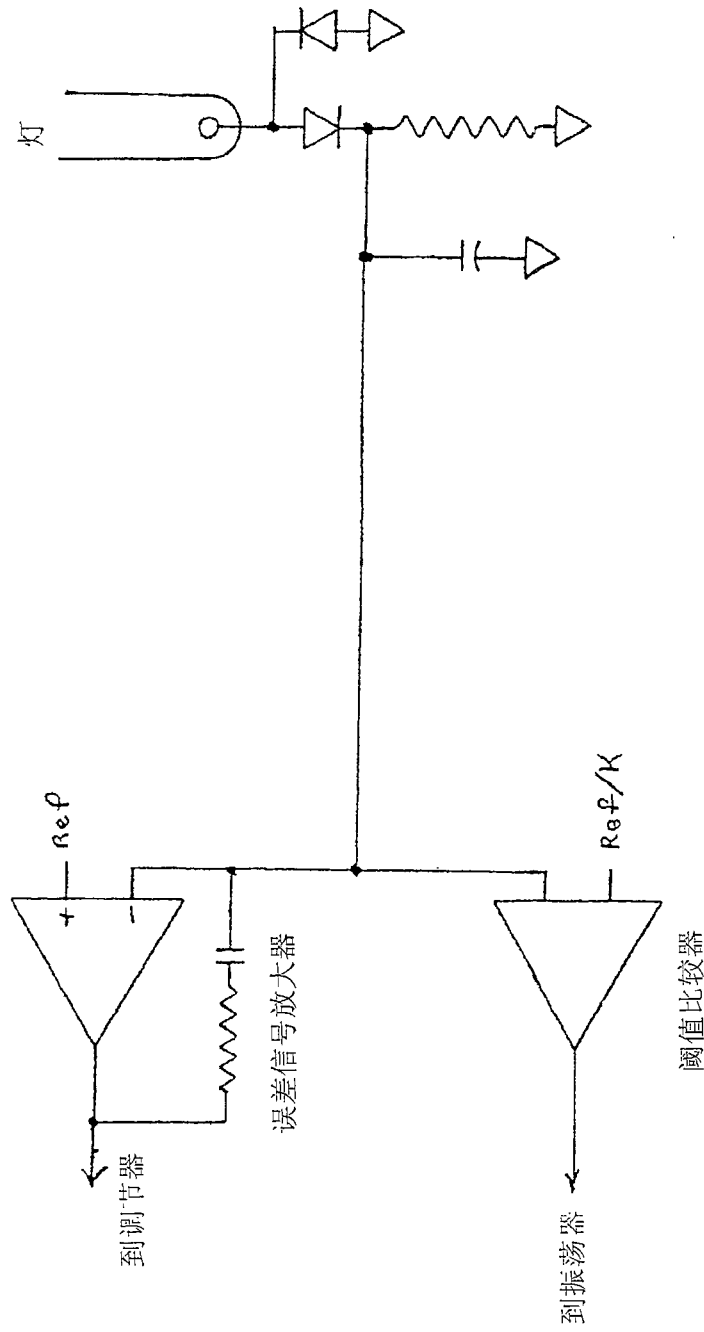


图4 现有技术

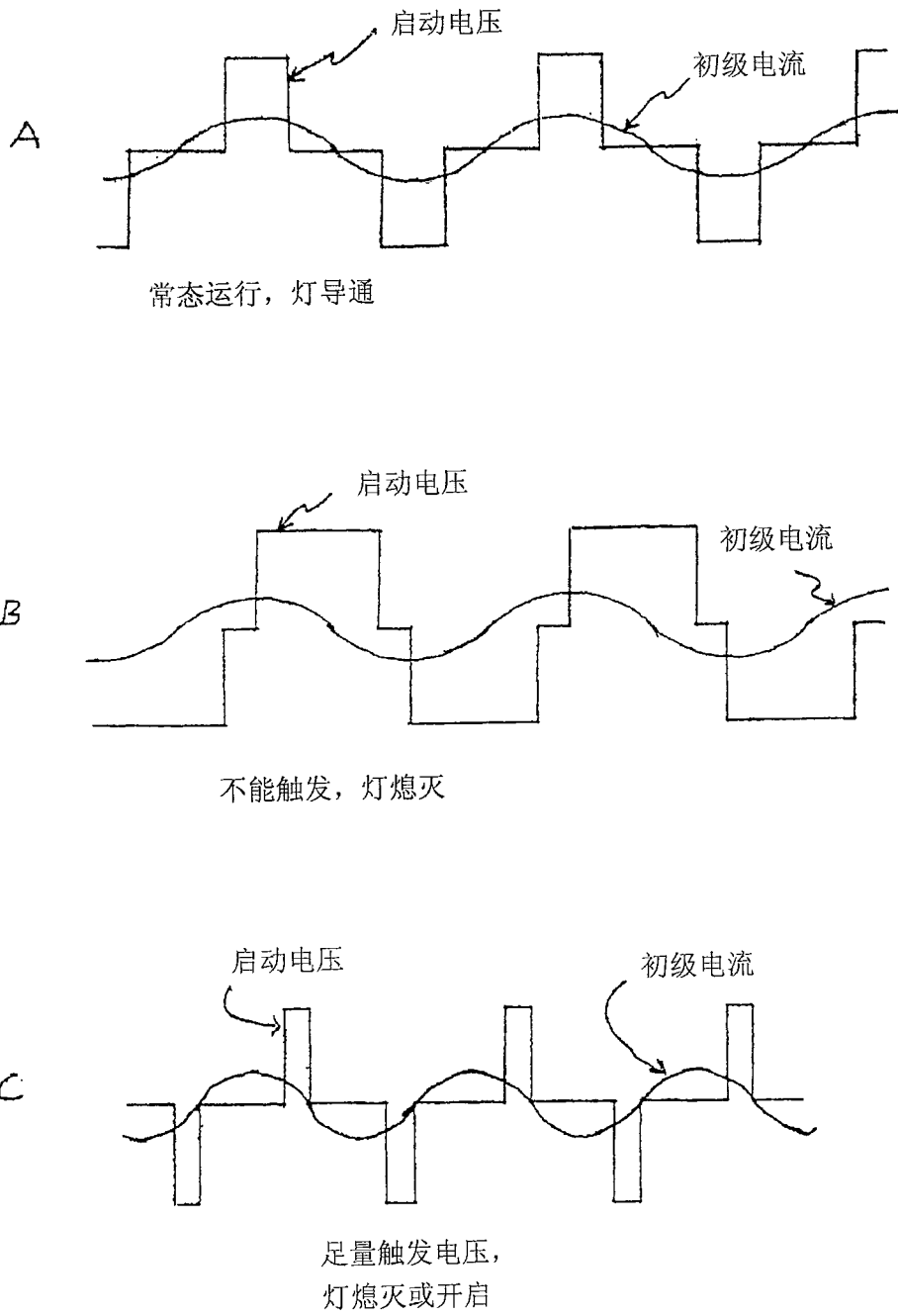


图5

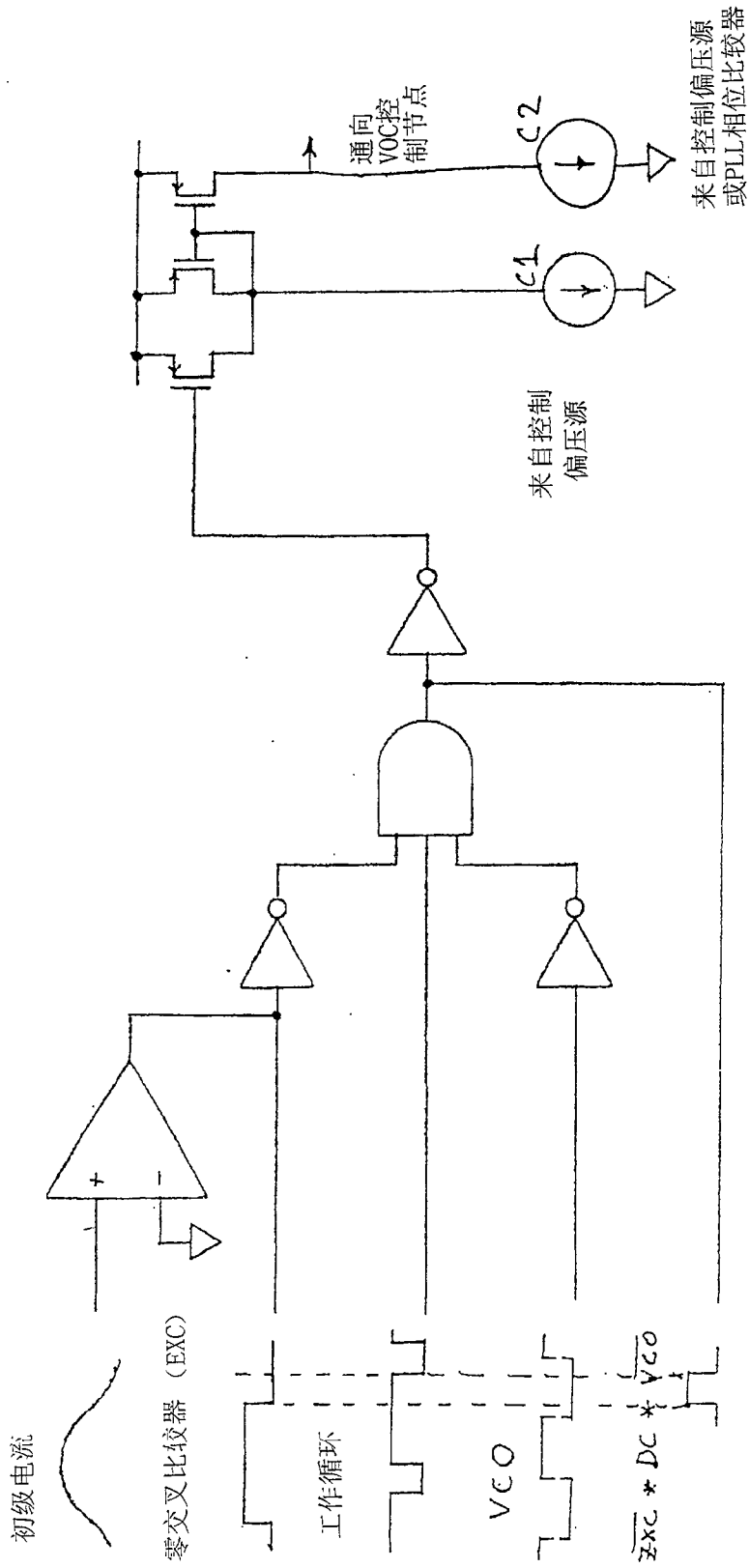


图6 VOC控制逻辑

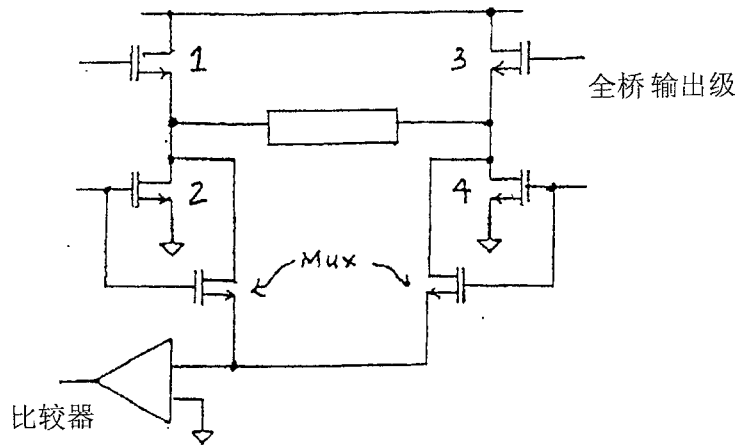


图7

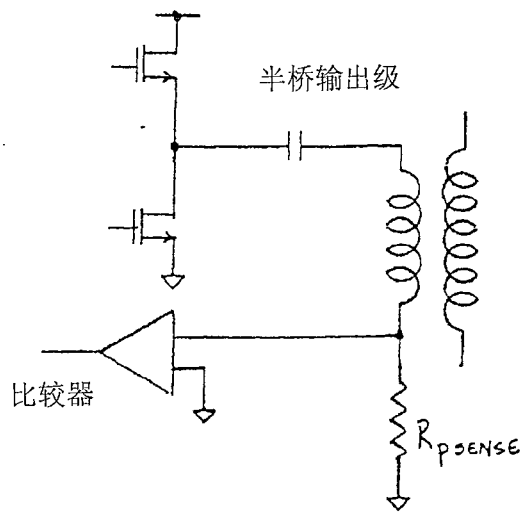


图8

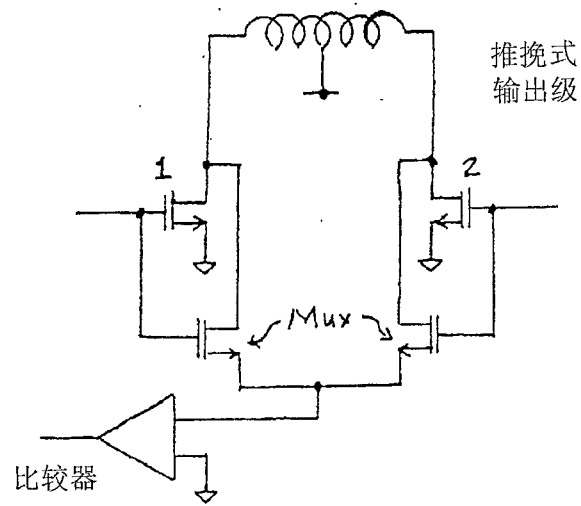


图9

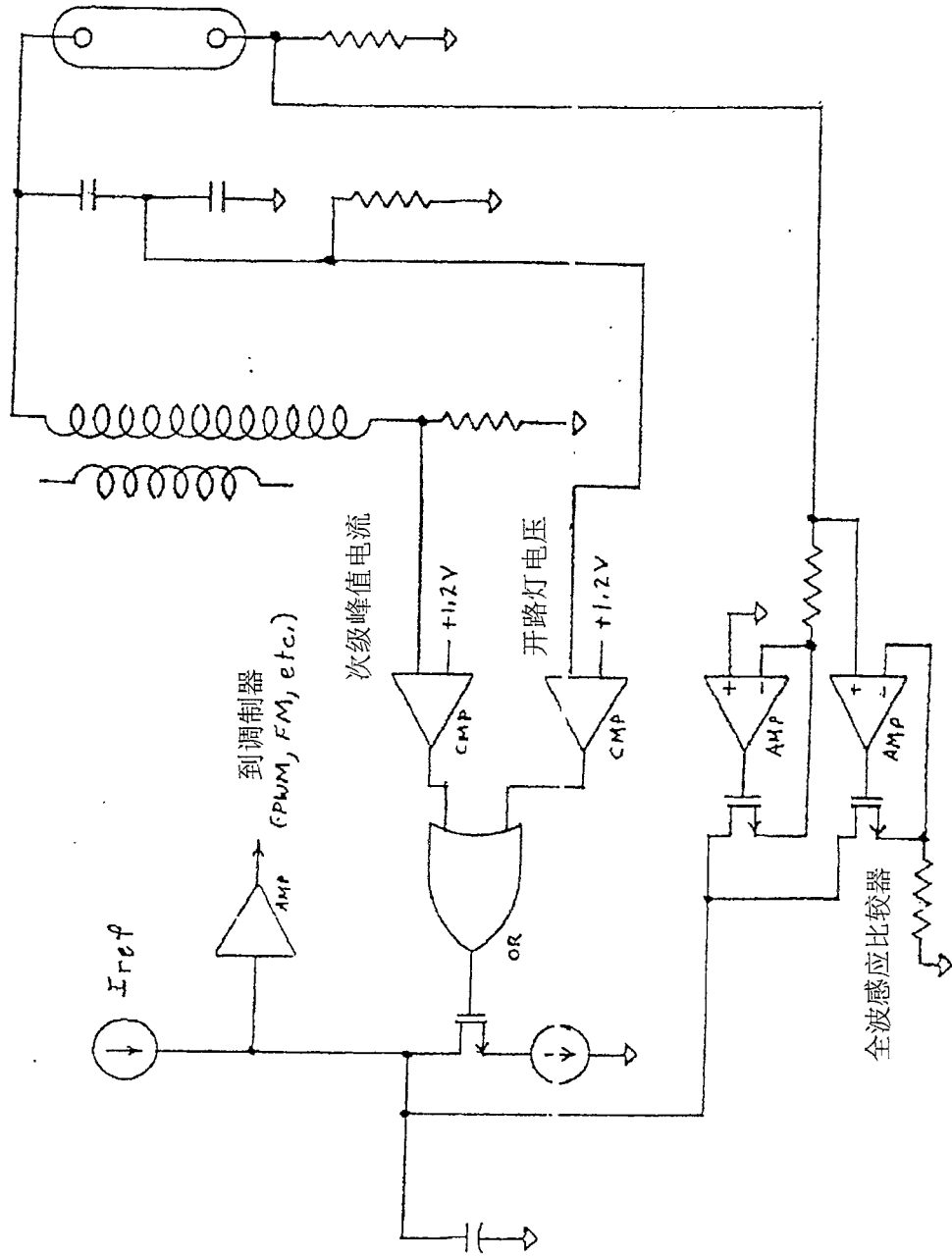


图10