



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 97190808.7

[45] 授权公告日 2004 年 4 月 21 日

[11] 授权公告号 CN 1147209C

[22] 申请日 1997.4.24 [21] 申请号 97190808.7

[30] 优先权

[32] 1996. 5. 3 [33] US [31] 08/642,685

[86] 国际申请 PCT/IB1997/000437 1997.4.24

[87] 国际公布 WO97/42797 英 1997.11.13

[85] 进入国家阶段日期 1998.2.27

[71] 专利权人 皇家飞利浦电子有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 I·T·瓦塞

D·J·吉尔诺鲍罗斯

审查员 张朝伟

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

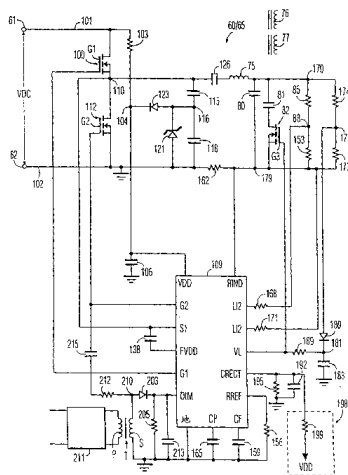
代理人 程天正 王 岳

权利要求书 2 页 说明书 17 页 附图 5 页

[54] 发明名称 逆变器

[57] 摘要

一种用于在极弱光条件下驱动灯的逆变器。逆变器驱动电路包括一个反馈环路，该反馈环路将所需的调光值与表示实际的灯功率消耗的信号进行比较。表示实际灯功率消耗的信号中包含一个恒定的直流电压值。从而使得在所需调光值与实际灯功率消耗值之间存在一种线性关系。



1. 一种用于驱动包括一个灯的负载的逆变器，它包括：

开关装置，它响应驱动信号，用于在导通和断开状态之间进行切换，从而将电功率传输到所说负载，在所说灯上施加一个电压和使电
5 流经过所说的灯，和

用于产生驱动信号的控制电路，它包括一个放大器，用于将一个反馈信号与一个变化电在进行比较，所说反馈信号是根据表示所说的灯所消耗的功率量的灯功率信号而产生的，所说变化电压表示从一个最小弱光值到全灯功率的最大亮度的所需灯功率量值的范围，其特征
10 在于，所说控制电路被可操作地配置成使得所说反馈信号是一个直流偏置电压与所说灯功率信号之和。

2. 如权利要求 1 所述的一种逆变器，其特征在于所说直流偏置电压是一个恒定直流电压。

3. 如权利要求 1 或 2 所述的一种逆变器，其特征在于所说控制
15 电路形成在一个集成电路上，并且所说集成电路包括一个用于将所说变化电压限制在一个下限与一个上限之间的电压箝位电路。

4. 如权利要求 1 或 2 所述的一种逆变器，其特征在于所说控制电路包括一个乘法器，用于产生一个正比于灯电流与灯电压乘积的灯功率信号。

5. 如权利要求 4 所述的一种逆变器，其特征在于所说控制电路
20 形成在一个集成电路上，并且还包括一个直流电压源与电阻分压电路的串联组合，所说电阻分压电路外接于所说集成电路，用于产生直流偏置电压，并且通过所说集成电路的一个管脚与所说乘法器相连，所说管脚的电压用作反馈电压。

6. 如权利要求 5 所述的一种逆变器，其特征在于在所说电阻分压电路中所包含的一个第一欧姆电阻器与由一个二极管和一个第二欧姆电阻器组成的串联组合相并联。

7. 如权利要求 1 所述的一种逆变器，其特征在于所说控制电路
30 被可操作地配置成使得在所说变化电压的全部变化范围与所说反馈信号之间以及在反馈信号与灯消耗功率之间都只存在一个或多个线性关系，从而使得在所说变化电压的全部变化范围与所说灯消耗功率之间只存在一个或多个线性关系。

8. 如权利要求 2 所述的一种逆变器, 其特征在于所说控制电路被可操作地配置成使得在所说变化电压的全部变化范围与所说反馈信号之间以及在反馈信号与灯消耗功率之间都存在单一的线性关系, 从而使得在所说变化电压的全部变化范围与所说灯消耗功率之间存在单一的线性关系。

逆变器

技术领域

5 本发明涉及一种用于对包括一个灯的负载进行供电的逆变器，该逆变器包括：

切换装置，该装置用于响应驱动信号在导通状态和非导通状态之间进行切换，从而将电能传输到所说负载，使得在所说的灯上施加一个电压和使电流流过所说的灯，和

10 控制电路，该电路用于产生驱动信号，它包括用于将一个反馈信号与一个变化的电压进行比较的放大器，所说反馈信号基于一个反映该灯所消耗的功率量的灯功率信号，所说变化的电压表示在从一个最弱光量到全灯功率下的最大亮度范围内的一个所需灯功率量值。

背景技术

15 这样一种逆变器或常规的电子镇流器一般包括一个输入级和一个输出级。输入级通过将从电源线获得的交流信号变换为直流信号而为输出级提供一个直流电源。输出级驱动一只灯，该输出级可以是半桥式逆变器型。控制电路，如在美国专利 No.4952849 中所公开的那样，响应表示所需照明量的一个外部调光控制信号，可以对灯功率在全灯功率的 20% 20 至 100% 之间进行线性控制。在全灯功率的 15% 以下时外部调光控制信号与由该控制电路提供的灯功率之间的线性关系是无法维持的。

这种控制电路，如在美国专利 No.4952849 中所公开的那样，根据灯电流和灯电压的一个加权和值控制灯功率。在低于全灯功率的大约 15% 25 时，光输出不再与灯电流成线性比关系。这种非线性使得在极弱光量（例如低到全光输出的 1% 到 3%）时难以调节灯功率。

发明内容

所以，需要提供一种改进的灯镇流器，利用这种镇流器可以对低至全光输出的 1% 至 3% 的光输出量进行调节。可取的是，在这种极弱光量时的调节应当是以外部调光控制信号和灯功率之间的线性关系进行的。

30 所以，如在开头一段中所述的一种逆变器的特征在于，所说反馈信号为直流偏置电压与灯功率信号之和。

可以这样选择直流偏置电压，使得即使对于灯所消耗的功率量值非常低的情况下，变化的电压与灯消耗功率之间的关系仍是线性的，从而在极弱光量时仍具有良好的灯功率调节特性。

5 可以通过例如对于灯功率信号的不同范围来选择直流偏置电压的不同恒定值而使直流偏置电压依赖于灯功率信号。这使得在变化的电压的全部变化范围与所说反馈信号之间、以及该反馈信号与灯所消耗功率之间保持多种线性关系，从而在变化电压的全部变化范围与灯消耗功率之间存在多种线性关系。

10 或者，可以这样选择所说直流电压以使其在灯功率信号的全部范围内为恒定直流电压。这就构成这样一种逆变器，其中在变化电压的全部变化范围与该反馈信号之间、以及在反馈信号与灯消耗功率之间存在单一的线性关系，从而在变化电压的全部变化范围内与灯消耗功率之间存在单一的线性关系。

15 在根据本发明构成的一种逆变器的一个优选实施例中，控制电路是在一个集成电路上形成的，所说集成电路包括一个用于限制变化电压在一个最低值与一个最高值之间变化的电压箝位电路。这个电压箝位电路使得变化电压具有非常精确的动态范围。另一个优点是，如果使用者无意地将变化电压调节到一个可能导致灯熄灭的值时，电压箝位电路将对此进行修正，使灯仍保持点亮状态。尽管该变化电压不能具有低于下限的量值，但是
20 是由于在反馈信号中存在直流偏置电压，所以仍然有可能将灯的光输出调节到非常低的值。

所说的控制电路可以包括一个用于产生正比于灯电流与灯电压乘积的灯功率信号的乘法器。已经发现变化电压与灯消耗功率之间关系的线性度得到进一步提高。此外，已经发现装备有这种控制电路的逆变器能够以
25 基本相同的光输出量驱动不同类型的灯，即对于不同类型的灯能够重复实现所需的光照条件。

所说的控制电路可以形成在一个集成电路上，而且还包括一个直流电压源与电阻分压器电路之间的串联连接，它们外接于该集成电路用于产生
30 直流偏压电平，并且借助于该集成电路的一只管脚与所说乘法器相连，管脚电压作为反馈电压。该反馈电压出现在所说电阻分压器中包含的第一欧

姆电阻上。由该直流电压源送出的电流所产生的在第一欧姆电阻上的电压部分即是直流偏压。而由乘法器送出的电流所产生的在所说第一欧姆电阻上的电压部分则为灯功率信号。

在需要在变化电压的全部变化范围内与灯消耗功率之间存在更加良好的线性关系的情况下，可以通过例如用一个二极管与一个第二欧姆电阻的串联组合与所说第一欧姆电阻并联来实现这个目的。在管脚的反馈电压达到使二极管导通的情况下，由直流电压源供给的电流和由该集成电路中的乘法器通过所说管脚供给的电流都流过所说第一和第二欧姆电阻，从而导致在变化电压与灯消耗功率之间存在不同的线性关系。为了建立更良好的线性关系，可以采用由一个第三电阻和另一个二极管等器件构成的串联组合与所说第二电阻并联。借助于这样的多种线性关系，就可以建立所需的变化电压与灯消耗功率之间的线性关系。

附图说明

为了更充分地理解本发明，以下结合附图进行介绍，在所说附图中：

- 15 图 1 为表示根据本发明构成的一种镇流器的方块示意图；
图 2 为本发明的一种逆变器和所具有的驱动控制电路的原理图；
图 3 为作为图 2 所示驱动控制电路的一个集成电路的逻辑框图；
图 4 为根据现有技术不同灯的灯功率与调光控制输入电压的关系曲线图；
20 图 5 为根据本发明对于不同灯的灯功率与调光控制输入电压的关系曲线图。

具体实施方式

如图 1 所示，镇流器 10 由用交流源 20 表示的交流电源线供给电能。镇流器 10 包括一个 EMI (电磁干扰) 滤波器 30，一个二极管全波电桥 40、
25 一个预调节器 50、一个逆变器 60 和一个驱动控制电路 65。逆变器 60 的输出，作为镇流器 10 的输出，连接到一个负载 70，所说负载包括一个电感器 75，它与一个电容器 80 和一只荧光灯 85 的并联组合串联。EMI 滤波器 30 滤掉由预调节器 50 和逆变器 60 产生的谐波。二极管电桥 40 对经过滤波的正弦电压进行整流，产生带有脉动分量的直流电压。预调节器 50
30 具有若干功能。从二极管电桥 40 输出的经过整流的峰值交流电压被升压和变为基本恒定的直流电压以供给逆变器 60。预调节器 50 还提高了镇流器 10 的总功率因数。例如，由交流源 20 施加于 EMI 滤波器 30 的 120 伏、

220 伏和 277 伏 RMS 电压分别生成供给逆变器 60 的大约 250 伏、410 伏和 490 伏的直流电压。

逆变器 60 由驱动控制电路 65 驱动,在灯 85 以大约 45kHz 的切换频率全电弧放电过程中,将直流电压转变为施加在负载 70 上的方波电压波形。通过降低和提高这种方波电压的频率能够分别增大和降低灯的亮度。

图 2 更加详细地表示了逆变器 60 和驱动控制电路 65。由预调节器 50 产生的一个基本恒定的电压 VDC 经由逆变器 60 的一对输入端 61 和 62 施加于逆变器 60。逆变器 60 呈半桥结构,并且包括一个 B+(火线)总线 101、一个接地返回总线 102 和一对在总线 101 和总线 102 之间串联相接的开关 (即功率 MOSFET 管) 100 和 112。开关 100 和 112 在节点 110 相连,并且一般认为它们形成一个单端推挽输出电路结构。用作开关 100 和 112 的 MOSFET 分别具有一对栅极 G1 和 G2。总线 101 和 102 分别与输入端 61 和 62 相连。电阻器 103 和电容器 106 在节点 104 相连,并且在总线 101 和总线 102 之间串联连接。一对电容器 115 和 118 在节点 116 相连,并且在节点 110 和总线 102 之间串联连接。一个稳压二极管 121 和一个二极管 123 在节点 116 相连,并且在节点 104 和总线 102 之间串联连接。

电感器 75、电容器 80、电容器 81、灯 85 和一个电阻器 174 在节点 170 相连。为了在灯 85 的灯丝 (未画出) 两端施加电压以便在灯 85 的灯丝预热操作中调节灯 85,将一对线圈 76 和 77 与线圈 75 耦合。在节点 110 和 170 之间串联连接了一个隔直流电容器 126 和电感器 75。电容器 80 和一对电阻器 153 和 177 在节点 179 相连。灯 85 和电阻器 153 在节点 88 相连,并且串联连接在节点 170 和 179 之间。电阻器 174 和 177 在节点 175 相连,并且串联连接在节点 170 和 179 之间。电容器 81 和开关 (例如 MOSFET) 82 串联连接在节点 170 和 179 之间。在总线 102 和节点 179 之间连接有一个电阻器 162。二极管 180 和电容器 183 在节点 181 相连,并且串联连接在节点 175 和地之间。

集成电路 (IC) 109 包括许多管脚。管脚 RIND 连到节点 179。在管脚 RIND 端的输入电压反映了流过电容器 75 的电流值 (典型实例)。与节点 104 相连的管脚 VDD 为驱动 IC109 提供电压。管脚 LI2 通过一个电阻器 168 连到节点 88。管脚 LI1 通过一个电阻器 171 连到节点 179。输入到

管脚 LI1 和 LI2 的电流之间的差值反映了流经灯 85 的检测到的电流。通过电阻器 189 连到节点 181 的管脚 VL 端的电压反映了灯 85 的峰值电压。管脚 VL 端的电压（该电压同时还施加给开关 82 的栅极 G3）控制电容器 81 何时与电容器 80 并联。从管脚 CRECT 流出、经过电阻器 195 和电容器 192 的并联电路而入地的电流反映了灯 85 的平均功率（即灯电流和灯电压的乘积）。将在后面非常详细地介绍的可选的外部直流偏压电路 198 包括 VDD 和电阻器 199 的串联电路，该串联电路使直流偏置电流通过电阻器 195 入地。

电容器 192 用来在电阻器 195 两端产生经过滤波的直流电压。一个电阻器 156 接在管脚 RREF 和地之间，并且用于在 IC109 内部设置一个参考电流。接在管脚 CF 和地之间的一个电容器 159 确定了电流控制振荡器（CCO）的频率，将在后面非常详细地介绍该振荡器。接在管脚 CP 和地之间的一个电容器 165 用于决定预热周期和非振荡/准备模式的定时，这将在下面讨论。管脚 GND 直接接地。一对管脚 G1 和 G2 分别直接连到开关 100 和 112 的栅极 G1 和 G2。直接连到节点 110 的管脚 S1 用于输入开关 100 的源极电压。管脚 FVDD 通过电容器 138 接到节点 110，并且表示供给 IC109 的浮动电源电压。管脚 G2 通过电容器 215、电阻器 212 和二极管 203 的串联电路接到管脚 DIM。电阻器 206 和电容器 213 接在管脚 DIM 和地之间。变压器 T 的次级绕组接在节点 210 和地之间，该节点 210 将电阻器 212 与二极管 203 相连。调光控制电路 211 接在变压器 T 的初级绕组两端。施加到管脚 DIM 的电压反映出由调光控制电路 211 设定的照明度。

下面介绍逆变器 60 和驱动控制电路 65 的工作过程。一开始（即启动期间），当电容器 106 按照电阻器 103 和电容器 106 的 RC 时间常数充电时，开关 100 和 102 分别处于截止和导通状态。流入 IC109 的管脚 VDD 的电流在这个启动阶段维持在较小值（小于 500 微安）。接在节点 110 和管脚 FVDD 之间的电容器 138 充电到一个近似等于 VDD 的相对恒定的电压，并且用作开关 100 的驱动电流的电压源。当电容器 106 两端的电压超过一个电压导通阈值（例如 12 伏）时，IC109 进入其工作（振荡/切换）状态，同时开关 100 和 112 分别以大大超过由电感器 75 和电容器 80 所决定的谐振频率而在导通状态和截止状态之间往复切换。

当逆变器 60 开始振荡时, IC109 首先进入预热周期 (即预热状态)。根据开关 100 和 112 的切换状态, 节点 110 的电压在 0 伏和 VDC 之间变化。电容器 115 和 118 用于使节点 110 的电压增大和减小的速度变慢, 从而降低开关损耗和由逆变器 60 产生的 EMI 电平。稳压二极管 121 在节点 116 产生一个脉动电压, 该电压通过二极管 123 供给电容器 106。结果在 IC109 的管脚 VDD 端施加了一个相对较大的工作电流, 例如 10 - 15 毫安。电容器 126 用来隔断加到灯 85 的直流电压分量。管脚 VL 呈高逻辑电平, 该电平使开关 82 闭合。此时电容器 81 与电容器 80 是并联的。电感器 75 与电容器 80 和 81 的并联电路构成一个谐振电路。

在预热周期中灯 85 是不点燃的, 即在灯 85 内不产生电弧。IC109 最初的工作频率是由电阻器 156 和电容器 159 以及开关 100 和 112 的反向二极管导通时间来确定的, 该频率大约为 100kHz。IC109 紧接着以 IC 内设的一个速度减小工作频率。该频率持续降低, 直到在管脚 RIND 一端检测出电阻器 162 两端峰值电压值为 -0.4 伏特 (即负峰电压为 0.4 伏特) 时。开关 100 和 112 的切换频率被调整以便使在管脚 RIND 端检测出的电压保持为 -0.4 伏特, 该电压在节点 110 产生相对稳定的大约 80 - 85kHz 的频率 (规定作为预热频率)。一个相对稳定的 RMS 电流从电感器 75 流过, 该电感器通过与线圈 76 和 77 耦合使得灯 85 的灯丝 (即阴极) 能够为灯 85 的随后的点火做充分的准备以延长灯的寿命。预热周期的持续时间由电容器 165 确定。当电容器 165 的值为 0 时 (即开路), 实际上灯丝没有预热, 使得灯 85 立即开始工作。

在预热过程结束时, 如电容器 165 所确定的那样, 管脚 VL 呈低逻辑电平以断开开关 82。电容器 81 不再与电容器 80 并联。IC109 现在开始以 IC109 内设的速率从预热时的切换频率朝向无负载谐振频率 (即电感器 75 和电容器 80 在灯 85 点着之前的谐振频率, 例如 60kHz) 下扫。当切换频率接近谐振频率时, 灯 85 两端的电压迅速增大 (例如 600 - 800 伏峰值), 并且通常足以使灯 85 点燃。一旦灯 85 点亮, 流过它的电流就从几个毫安增大到几百毫安。分别在管脚 LI1 和 LI2 处, 根据它们之间由电阻器 168 和 171 所确定比例的电流的差值而检测出流经电阻器 153 的电流, 该电流等于灯电流。由电阻器 174 和 177 的分压器定标的灯 85 的电压由二极管 180

和电容器 183 变成与灯的峰值电压成比例的直流电压并在节点 181 处检测。节点 181 的电压通过电阻器 189 转换为电流流入管脚 VL。

流入管脚 VL 的电流在 IC109 内部与管脚 LI1 和 LI2 之间的差值电流相乘，产生一个经整流的交流电流，该电流从管脚 CRECT 流出并进入电容器 192 与电阻器 195 的并联电路。电容器 192 和电阻器 195 把交流经过整流的电流转换为直流电压，该电压与灯 85 的功率成正比。由于 IC109 内部存在一个反馈电路/环路，迫使管脚 CRECT 的电压等于管脚 DIM 的电压。从而实现对灯 85 所消耗功率的调节。

期望的灯 85 亮度值由管脚 DIM 管脚的电压决定。反馈环路包括一个灯电压检测电路和一个灯电流检测电路，这些电路将在后面详细介绍。半桥式逆变器 60 的切换频率利用上述反馈环路进行调整，从而使管脚 CRECT 的电压与管脚 DIM 的电压相等。管脚 CRECT 的电压在 0.3 与 3.0 伏之间变化（即 1:10 的比率）。当管脚 DIM 的电压升高到超过 3.0 伏或降低到小于 0.3 伏时，在逆变器内部就分别将电压箝位在 3.0 伏或 0.3 伏。管脚 DIM 的电压为直流电压。施加到 DIM 控制电路 211 的一个 1 - 10 伏的调光控制输入电压由变压器 T、电阻器 206 和 212、二极管 203 和电容器 213 及 215 的组合电路变换成施加到 DIM 管脚的 0.3-3.0 伏的信号。变压器 T 使直流控制输入信号与逆变器 60 内的高压在电气上隔离。施加在 DIM 管脚的信号可以通过不同的方法产生，例如，将交流输入线电压的部分相位切断的相角调光方法。这些方法将输入线电压切断的相角转换成施加到 DIM 管脚的直流信号。

当灯 85 点亮时 CRECT 管脚的电压为零。随着灯电流的增大，在管脚 CRECT 产生的正比于灯电压和灯电流乘积的电流使电容器 192 充电。逆变器 60 的切换频率降低或者增大，直到 CRECT 管脚的电压等于 DIM 管脚的电压为止。当调光量设置为全光输出（100%）时，电容器 192 可充电到 3.0 伏，所以 CRECT 管脚的电压由于反馈回路的作用上升到 3.0 伏。在电压上升过程中，反馈回路呈开路状态，以下将详细介绍。当 CRECT 管脚电压达到约 3.0 伏时，反馈回路闭合。同样，当调光量设置为最小光输出时，电容器 192 可以充电到 0.3 伏，所以 CRECT 管脚的电压由于反馈回路的作用上升到 0.3 伏。一般来说，DIM 管脚处 0.3 伏的电压相当于全光输

出的 10 %。对于下降到全光输出的 1 % 的极弱光，可以使用外部偏置电路 198，使得 0.3 伏的 DIM 管脚电压相当于全光输出的 1 %，而这个偏置电路在其它情况下是不需要使用的。当调光量设置为最小光输出时，CRECT 电容器在反馈回路闭合之前充电到 0.3 伏。

5 现有技术中的灯，在点燃时设置为弱光，通常会产生产生点燃闪光。这种大于所需亮度的闪光是由于在点燃之后以相对较长和不必要的时间（例如长达几秒）向灯施加高功率而产生的。现有技术的镇流器以这种方式确保顺利地使灯点亮。但是根据本发明可使点燃闪光达到最小。在低调光设置条件下，在点燃之后的强光状态持续时间非常短，从而使不必要的闪光对视觉的刺激最小。通过在点燃过程之后立即利用反馈回路减少施加给灯 85 10 的功率值可以基本避免产生点燃闪光。

现在参见图 3，IC109 包括一个功率调整和调光控制电路 250。管脚 LI1 和 LI2 之间的差分电流施加给有源整流器 300。有源整流器 300 利用带有内部反馈的放大器而不是二极管电桥对交流波形进行全波整流，以避免引起通常与二极管有关的电压降。电流源 303 响应有源整流器 300 的输 15 出，产生一个整流电流 ILDIFF，它表示流过灯 85 的电流，并作为施加给电流乘法器 306 的两个输入信号之一。

预热周期中，P 沟道 MOSFET331 导通并且 N 沟道 MOSFET332 截止，从而使管脚 VL 的电位增大到管脚 VDD 的电位。当预热周期结束时（例如 1 秒持续时间），P 沟道 MOSFET331 截止，N 沟道 MOSFET332 导通，以使逆变器 60 的功率调整和调光控制操作可以进行。预热过程之后电 20 流流过管脚 VL 和 N 沟道 MOSFET332 并且由电阻 333 定标。电流源（即电流放大器）336 响应来自管脚 VL 的经过定标的电流产生一个电流信号 IVL。电流箝位器 339 限定了施加给乘法器 306 的另一个输入端的电流信号 IVL 的最大值。电流源 309 响应乘法器 306 的输出而输出一个电流 25 ICRECT，它同时输入到 CRECT 管脚和一个误差信号放大器 312 的同相输入端。如图 2 所示，电容器 192 和电阻器 195 将从管脚 CRECT 输入的交流整流电流转变为直流电压。

再参见图 3，管脚 DIM 端的直流电压施加给电压箝位电路 315。电压 30 箝位电路 315 将管脚 CRECT 端的电压限定在 0.3 和 3.0 伏之间。电压箝位

电路 315 的输出施加给误差信号放大器 312 的反相输入端。误差信号放大器 312 的输出控制了流过电流源 345 的电流 IDIF 的大小。电流比较器 348 将电流 IDIF 与一个参考电流 IMIN 和一个电流 IMOD 进行比较，并且输出最大幅值的电流信号。电流 IMOD 由一个开关电容积分器 327 控制。电流比较器 348 输出的电流产生一个控制信号，该信号确定了 VCO318 的振荡（切换）频率。当所说灯点燃时，管脚 CRECT 端电压和电流 IDIF 为零。比较器 348 的输出从 IMIN、IDIF 和 IMOD 中选择一个最大的电流，即 IMOD。随着管脚 CRECT 端电压增大到管脚 DIM 端的电压，电流 IDIF 增大。当电流 IDIF 大于电流 IMOD 时，比较器 348 的输出等于电流 IDIF。

反馈环路以误差信号放大器 312 为中心，并且包括内接或外接于 IC109 的元器件以使管脚 CRECT 电压等于管脚 DIM 电压。当管脚 DIM 的电压小于 0.3 伏时，给误差信号放大器 312 的反相输入端施加一个 0.3 伏的直流电压。当管脚 DIM 的电压大于 3.0 伏时，给误差信号放大器 312 施加一个 3.0 伏电压。施加到管脚 DIM 的电压范围应为 0.3 伏至 3 伏（包括 0.3 伏和 3.0 伏），以使灯 85 的最大与最小发光度之间的比值达到所需的 10:1。乘法器 306 的输入电流由电流箝位器 339 箝位，以使输入到乘法器 306 的电流进行正确的定标。

CCO318 的频率根据比较器 348 的输出去控制半桥型逆变器 60 的切换频率。比较器 348 在预热和点燃扫频期间向 CCO318 供给电流 IMOD。在稳定工作状态比较器 348 向 CCO318 输出 IDIF 电流。当比较器 348 输出电流 IMIN 时，CCO318 响应该 IMIN 电流，限制最小切换频率。最小切换频率还取决于电容器 159 和电阻器 156，该电容器和电阻器分别在管脚 CF 和 RREF 外接于 IC109。当管脚 CRECT 端的电压与管脚 DIM 端的电压相等时，逆变器 60 形成闭环操作。误差信号放大器 312 调节比较器 348 的输出电流 IDIF，以保持管脚 CRECT 端的电压近似等于管脚 DIM 端的电压。

正如管脚 RIND 端的信号所表示的，一个谐振电感器电流检测电路监测谐振电感器的电流，以判断逆变器 60 是否处于或近似于电容工作模式。当流过电感器 75 的电流领先于加在开关 112 两端的电压时，逆变器 60 处于电容工作模式。在近似电容工作模式中，流过电感器 75 的电流接近于但

还没有领先于加在开关 112 的两端的电压。例如，在给定的由电感器 75 和电容器 80 确定的一个大约 50kHz 的谐振频率情况下，当流过电感器 75 的电流滞后开关 112 两端的电压在大约 1 微秒以内时，就存在近似电容工作模式。

5 电路 364 还检测开关 100 或 110 是否形成正向导通或体二极管导通(从衬底到漏极)。当开关 100 或者 112 正向导电时，由谐振电感器电流检测电路 364 产生的信号 IZEROb (即在双稳态触发器 370 的 Q 输出端产生的信号 IZEROb) 为高逻辑电平；而当开关 100 或 112 的体二极管导电时，双稳态触发器 370 的 Q 输出端产生的信号 IZEROb 为低逻辑电平。信号
10 IZEROb 施加给 CCO318 的管脚 IZEROb。当信号 IZEROb 为低逻辑电平时，在管脚 CF379 端的波形基本上是一个恒定电平。当信号 IZEROb 为高逻辑电平并且开关 100 导通时，管脚 CF 端的电压增大。当信号 IZEROb 为高逻辑电平并且开关 112 导通时，管脚 CF 端的电压减小/下降。

当逆变器 60 的切换频率处于近似容性工作模式时，由谐振电感器电流
15 检测电路 364 产生的信号 CM (即由或门 373 产生的信号 CM) 为高逻辑电平。开关电容积分器 327 响应高逻辑电平的信号 CM，使电流源 329 的输出(即 IMOD 电流)增大。IMOD 电流量值的增大使比较器 348 将 IMOD 电流施加给 VCO318，从而使逆变器 60 的切换频率增大。谐振电感器电流检测电路 364 通过监测在 IC109 的管脚 G1 和 G2 端产生的每个栅极驱动脉
20 冲的前(上升)沿期间管脚 RIND 端的电压波形的符号(+或-)来检测出近似容性工作模式。当在栅极脉冲 G1 的前沿期间管脚 RIND 端的电压波形符号为+(正)或者栅极脉冲 G2 为-(负)时，逆变器 60 为近似容性工作模式。

NAND 门 376 输出一个 CMPANIC 信号，该信号在逆变器 60 工作在
25 容性模式时呈高逻辑电平。一旦检测到容性模式，IMOD 电流的值就响应开关电容积分器 327 输出的急剧升高而迅速增大。VCD 318 根据 IMOD 信号、电阻器 156 和电容器 159 使逆变器工作频率相对地瞬间增大到逆变器 60 的最大切换频率。通过监测在 IC109 的管脚 G1 和 G2 产生的每个栅极驱动脉冲的后(下降)沿期间管脚 RIND 端的电压波形的符号(+ -)
30 来检测出容性模式。当在栅极脉冲 G1 的后沿期间管脚 RIND 端的电压波形

符号为-（负）或在栅极脉冲 G2 的后沿期间管脚 RIND 端的电压波形符号为+（正）时，逆变器 60 就处在容性工作模式。

5 电路 379 根据电容器 165（接在管脚 CP 和地之间）的值设置灯 85 的灯丝预热时间和使逆变器 60 处于准备工作模式的时间。在预热周期，在管脚 CP 端产生 2 个脉冲（持续时间大于 1 秒）。预热周期中逆变器 60 的切换频率大约是 80kHz。在预热周期结束时，信号 IGNST 即为使点燃开始的高逻辑电平，所说点燃开始即指以从大约 80kHz 到约为、但是高于电感器 75 和电容器 85 的谐振频率例如 60kHz（无负载的谐振频率）的切换频率进行的点燃扫频过程。该点燃扫频可以以例如 10kHz/毫秒的速率进行。

10 IC109 调节流过谐振电感器 75 的电流值，该电流值在管脚 RIND 端检测。当管脚 RIND 端的电压值超过 0.4 时，比较器 448 输出的信号 PC 呈高逻辑电平，使得开关电容积分器 327 的输出对 IMOD 值进行调节。结果 RMS 转换频率增加，这使流过谐振电感器 75 的电流幅度减小。当管脚 RIND 端的电压值下降到小于 0.4 时，信号 PC 呈低逻辑电平，使得开关电容积分器
15 327 的输出对 IMOD 值进行调节，以使切换频率减小。从而，使流过谐振电感器 75 的电流增大。通过实现对流过谐振电感器 75 的电流的准确调节，使得在预热过程中灯 85 的每根灯丝两端的电压基本恒定。另一方面，通过与每根灯丝串联一个电容器（未示出），能够使流经灯丝的电流在预热过程中基本保持恒定。

20 电路 379 还包括一个点燃定时器，该定时器在预热周期结束之后启动。一旦计时器启动，就在管脚 CP 端产生一个脉冲。如果在这个脉冲之后检测到逆变器工作在容性模式，或者检测到灯 85 两端处于过压状态，IC109 就进入准备工作模式。在准备过程中，VCO318 停止振荡，这时，开关 112 和 100 分别保持导通和不导通状态。为退出准备工作模式，施加给 IC109
25 的电压（即施加到管脚 VDD）必须减小到至少为或小于一个断开阈值（例如 10 伏特），然后增大到至少一个导通阈值（例如 12 伏特）。

预热定时器包括一个施密特触发器 400（即迟滞比较器），该触发器决定了 CP 波形的触发点。这些触发点表示为了使施密特触发器 400 触发成通和断而施加到施密特触发器 400 的输入端上的电压。开关 403 在处于导
30 通状态时，为电容器 165 放电提供了一条路径。每当施密特触发器 400 产

生脉冲时并且在每个脉冲持续时间内，开关 403 始终处于导通状态。每当管脚 CP 端的电压超过由施密特触发器 400 确定的上触发点时，电容器 165 就放电。放电路径包括管脚 CP、开关 403 和地。电容器 165 由电流源 388 充电。当检测到由在 NAND 门 376 产生 CMPANIC 信号所表示的容性工作模式时，开关 392 接通。电容器 165 这时也由电流源 391 充电。当检测到容性工作模式时，电容器 165 的充电电流是未检测到容性工作模式时的 10 倍。管脚 CP 端的电压达到施密特触发器的上触发电平所用时间是不在容性工作模式时所用时间的 1/10。因此当检测到容性工作模式时，管脚 CP 端的脉冲持续时间是未检测到容性工作模式时的十分之一。所以，每当切换频率的增加没有消除容性工作模式条件时，IC109 就在相对短的时间内进入准备工作模式。

预热定时器还包括一个构成计数器 397 的 D 触发器。NAND 门 406 的输出端产生信号 COUNT 8b，该信号在点燃过程结束时呈低逻辑电平。每当检测到灯 85 两端出现过压最小阈值状态（即由信号 OVCLK 表示的），或检测到逆变器容性工作模式（即由信号 CMPANIC 表示的）时，门 412 就输出一个高逻辑电平。当门 415 的输出呈高逻辑电平时，开关 403 接通，使得电容器 165 放电。

如上所述，为实现功率调节和调光控制，在预热周期之后将流经管脚 VL 端的输入电流通过电流源 336 施加给乘法器 306。从管脚 VL 端输入的电流还通过电流源 417、电流源 418 和电流源 419 分别供给比较器 421、424 和 427 的同相输入端。

一旦检测到灯电压已大于过压最小阈值，比较器 421 就启动点燃定时器。当点燃定时器计满时以后，如果存在过压最小阈值状态，则 IC109 进入准备工作模式。D 触发器 430 在管脚 G2 产生的栅极脉冲的下降沿时刻对比较器 421 的输出提供时钟同步。在第一次点燃扫频过程中每当过压最小阈值被超出时，D 触发器 433、与门 436 和或非门 439 的逻辑组合电路就使开关（N 沟道 MOSFET）440 接通，从而阻断 ICRECT 信号。触发器 433 具有一个与内部节点 385 连接的 D 输入端。当检测到过压最小的条件时，在预热过程结束时触发器 433 的 D 输入端呈高逻辑电平。当触发器 433D 输入端为高逻辑电平时，它的输出呈低逻辑电平，从而使门 439 的输

出切换为低逻辑电平。进而，开关 440 断开，阻止信号 ICRECT 传输到管脚 CRECT。当信号 ICRECT 被阻止传输到管脚 CRECT 时，电容器 192 通过电阻器 195 放电。如果不使用外部偏置电路 198 就会产生完全放电。当使用如图 2 所示偏置电路 198 时就会发生部分放电。在任何一种情况下，电容器 192 的放电降低了管脚 CRECT 端的电压以确保反馈环路不闭合。在预热过程中，在内部节点 385 的 IGNST 信号为低逻辑电平。于是在预热过程中或非门 439 将使开关 440 断开。没有 ICRECT 信号施加给误差信号放大器 312 或流出管脚 CRECT，从而使电容器 192 充电。

一旦点燃扫频开始（这个过程是在预热过程完成之后立即开始的），信号 IGNST 就为高逻辑电平。这时开关 440 接通，并且在点燃扫描过程中保持接通状态，直到由比较器 421 检测到过压最小阈值（例如大约是最大电压的 1/2，该最大电压在点燃过程中施加给灯 85）时为止。在点燃扫频过程中，切换频率一直下降，使得灯 85 两端的电压和检测到的灯电流升高。信号 ICRECT 的值增大，它使电容器 192 充电，从而使管脚 CRECT 端的电压升高。在低调光条件下，管脚 CRECT 端的电压可以等于管脚 DIM 端的电压。如果没有其它信号的介入，误差信号放大器在检测到上述两个管脚的电压之间没有差别时就会在灯 85 的顺利点燃之前过早地使反馈环闭合。

为避免反馈环路的过早闭合，在点燃扫频过程中门 439 将使开关 440 断开，并且保持开关 440 处于断开状态直到比较器 421 检测到过压最小阈值存在时为止。通过阻止信号 ICRECT 传输到管脚 CRECT，管脚 CRECT 端的电压下降，从而即使当管脚 DIM 电压设定为极弱光电平时，也能避免管脚 CRECT 端的电压等于管脚 DIM 端电压。所以，在点燃扫频过程中反馈环路不会闭合，从而不会妨碍顺利点燃。更为可取的是，开关 440 在点燃过程中仅断开一次，从灯电压达到过压最小阈值时开始，并且持续到灯 85 点燃为止。在开关 440 断开的同时，电容器 192 能够通过电阻器 195 充分放电以确保反馈环路在点燃扫频过程中不会过早闭合。

为了使灯顺利点燃，已有技术的镇流器驱动装置要在一个不必要的长时间（例如长达几秒）内向灯施加一个相对较高的功率。如果试图在较低亮度下起动灯时，在不必要的长时间里向灯施加相对较高功率会导致一种

被称作点燃闪光的状态。在这种状态下，会出现远远大于所需亮度的闪光。

在图 2 所示的逆变器中，已经基本消除了点燃闪光，即已经使其小到感觉不出的程度。通过避免在不必要的长时间里向灯 85 施加相对较高功率，从而实现了基本消除点燃闪光。更具体地说，在将功率幅值下降到灯点燃之后的量值之前，只向灯 85 施加相对较高功率约 1 毫秒或更短时间。这种灯功率的瞬间降低是通过监测过压状态、特别是当在允许开关 440 再次闭合之前灯电压下降到低于过压最小阈值时（如由比较器 421 所确定的那样）时监视过压状态而实现的。当灯 85 顺利点然后灯功率立即下降到低于过压最小阈值。换句话说，在可能产生点燃闪光的微弱光状态下，可以通过首先检测灯电压何时达到和/或超过过压最小阈值、然后检测何时灯电压下降到低于过压最小阈值来避免点燃闪光。

当灯电压超过过压最大阈值时（例如过压最小阈值的两倍）比较器 424 呈高逻辑电平。当比较器 424 的输出为高逻辑电平而没有检测到近容性模式时，开关电容积分器 327 响应呈高逻辑电平（即由处于高逻辑电平的双稳态触发器 445 输出的信号 FI（频率增大））的 D 触发器 445 的 Q 输出而以固定速率（例如 10KHz/ms 的扫频速率）提高 VCO318 的振荡频率，从而提高切换频率。所以减少了逆变器 60 的切换周期的时间间隔。当比较器 424 的输出处于高逻辑电平并且检测到近容性模式时，开关电容积分器 327 响应呈高逻辑电平的 NAND 门 442 的输出（即由呈高逻辑电平的 NAND 门 442 输出的信号 FSTEP（频率跨步）），立即（例如在 10 微秒内）将 VCO318 的振荡频率、进而也将切换频率提高到其最大值（例如 100kHz）。于是就响应现正处于其最大振荡频率值的 VCO318 的输出，将逆变器 60 的切换周期降低到它的最小时间间隔（例如 10 微秒）。

当灯电压超过一个过压保险阈值时（即大于过压最大阈值时）比较器 427 的输出呈逻辑高电平。当比较器 427 的输出呈高逻辑电平时，开关电容积分器 327 响应呈高逻辑电平的 NAND 门 442 的输出（即由呈高逻辑电平的 NAND 门 442 输出的信号 FSTEP（频率跨步））而立即将 VCO318 的切换频率提高到它的最大值。

门驱动电路 320 在本领域中是众所周知的，在美国专利 No.5373435 中有更充分的介绍。美国专利 No.5373435 中关于门驱动电路的描述以引用的

方式结合在本申请中。IC109的管脚FVDD、G1、S1和G2对应于美国专利No.5373435中附图1所示的节点P1、P2、P3和GL。本申请图3中所示的信号G1L和G2L分别对应于美国专利No.5373435中的端点IN_L和当施加较高驱动DU时在控制器与电平移位器之间产生的信号。

5 电源稳压器592包括一个可产生大约5伏输出电压的带隙稳压器595。稳压器595在温度和电源电压(VDD)的较宽范围内是基本稳定的。施密特触发器(即迟滞比较器)598的输出,即被称为LSOUT(低电源输出)信号,用于鉴别电源电压的状态。当管脚VDD的输入电源电压超过一个接通阈值(例如12伏特)时,LSOUT信号处于低逻辑电平。当管脚
10 VDD的输入电源电压下降到低于一个截止阈值(例如10伏特)时,LSOUT信号为高逻辑电平。在启动过程中,LSOUT信号为高逻辑电平,它将锁存器601的输出(即被称作为STOPOSC的信号)设置为高逻辑电平。VCO318响应呈高逻辑电平的STOPOSC信号而停止振荡,并且将管脚CF的电压设置为等于带隙稳压器595的输出电压。

15 当管脚VDD的电源电压超过接通阈值时,LSOUT信号呈低逻辑电平。这时STOPOSC信号呈低逻辑电平。VCO318响应处于低逻辑电平的STOPOSC信号而驱动逆变器60,使其以这里所述的切换频率振荡,将基本为梯形的波形施加到管脚CF。当管脚VDD电压下降到低于截止阈值和管脚G2的门驱动电压成为高逻辑电平时,VCO318停止振荡。开关100
20 和112分别保持在它们的截止和导通状态。

当或非门604的输出呈高逻辑电平时,锁存器601的输出也呈高逻辑电平,这使得VCO318停止振荡,并且处于准备工作模式。在点燃过程结束之后,当检测到灯85处于过压状态或者逆变器处于容性工作模式时,或非门604的输出(表示为NOIGN信号)呈高逻辑电平。当将灯85从电路
25 中去掉时将出现这些状态之一。当灯85不能点燃时,将产生过压状态。

VL管脚用于调节灯功率,以保护灯不发生过压状态,并且提供一个输出驱动信号以区别预热调节和正常调节。管脚VL的输入信号为正比于灯电压(例如峰值或整流后的平均值)的电流。VL管脚电流进入乘法器306,该乘法器产生一个表示灯电流与灯电压乘积的信号,并且如上所述,
30 用于调节灯功率。VL管脚电流还进入比较器421、424和427以用于检

测过压状态。但是，在预热周期中，由于在灯 85 内还不存在全电弧放电，所以不需要检测过压状态。在预热周期中，逆变器 60 的工作频率远远高于未加负载的电感器 75 和电容器 80 的 LC 谐振电路的谐振频率。在预热过程中的这种极高频率导致在灯 85 上的电压相对较低，这种低电压不会损坏镇流器 10 或灯 85 的元器件。

在预热过程中，P 沟道 MOSFET331 导通，而 N 沟道 MOSFET332 断开，从而使 VL 管脚具有与 VDD 管脚相同的电压。所以 VL 管脚在预热过程中处于高逻辑电平，而在其它情况下（例如在点燃状态和稳态下）处于低逻辑电平。VL 管脚的这两种逻辑电平可以区别逆变器 60 是否工作在预热或非预热模式。

在预热周期中 VL 管脚的高逻辑电平使 N-沟道 MOSFET 开关 82 接通。这时电容器 81 与电容器 80 并联。电容器 81 的增加降低了未加负载情况下的谐振频率，这导致在预热周期中在灯 85 上施加较低的电压。预热周期一结束，开关 82 就被 VL 管脚的一个低逻辑电平断开。这时电容器 81 不再与电容器 80 并联。未加负载的谐振频率提高，这时在点燃扫频过程中可以更容易接近该频率。从而能够在灯 85 两端施加足够高的电压以使其点燃。

在预热周期中，IC109 不需要检测由管脚 VL 的电压所表示的灯 85 两端的电压。所以在预热周期中利用 VL 管脚来驱动开关 82 进入导通状态。在预热周期之后，需要监测过压状态和灯功率，这就要求检测由管脚 VL 的电压所表示的灯电压。这时 VL 管脚电压处于低逻辑电平，通常处于 0 - 800 毫伏的范围内，这使得开关 82 被断开。所以，VL 管脚的逻辑电平（它表示 IC109 是否工作在预热模式）用于控制谐振电路的运行。VL 管脚还可以被用于控制设置在 IC109 之外的其它器件在工作和非工作状态之间的切换，以便在预热状态中和预热状态之后影响逆变器 60 或灯 85 的性能。

现在参见图 4，灯功率与调光控制输入信号之间的关系曲线表示现有技术的镇流器驱动方法的不可重复性。曲线 90、92 和 94 代表含有不同惰性气体和/或具有不同直径的荧光灯。对于相同的调光控制输入电压，曲线 90 和 92 或曲线 90 和 94 表示出基本不同的灯功率。在相同的调光控制输入

下，无法一致而可靠地对用同一镇流器供电的不同类型的灯实现所需的点燃条件的可重复性。此外，现有技术中的这些镇流器驱动装置在极弱光条件下、也就是在低至全光输出的 1 % 至 3 % 时，都无法很好调节。确实，这三种灯都无法达到全光输出的 20 % 以下的状态。

5 与此相反，如图 5 所示，本发明提供了优异的可重复性和易于调节的极弱光状态。在相同的调光控制输入电压下，所有三条曲线具有基本相同的灯功率。三种灯还全都可以工作在极弱光状态、也就是低至全光输出的 1 % 状态。此外，每条曲线都基本上是线性的，这使得在极弱光条件下调节灯功率相对容易。

10 现在很容易理解，对于低至全光输出 1 % 至 3 % 的光亮度也能够进行调节。借助于外加调光控制信号与灯功率之间相对良好的线性关系，实现了在如此弱光条件下的调节。镇流器 10 还可以驱动不同类型的灯使之处于基本相同的光输出量值，即对于不同类型的灯具有所需亮度的可重复性。这种调节能力和可重复性是通过根据实际的灯消耗功率而不是象现有技术
15 中那样仅仅按照近似的灯消耗功率来驱动逆变器而实现的。

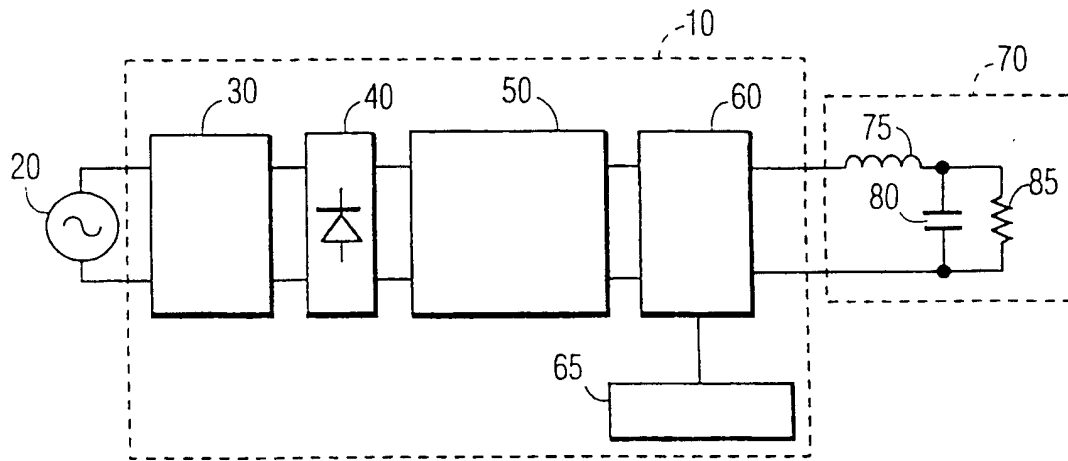


图 1

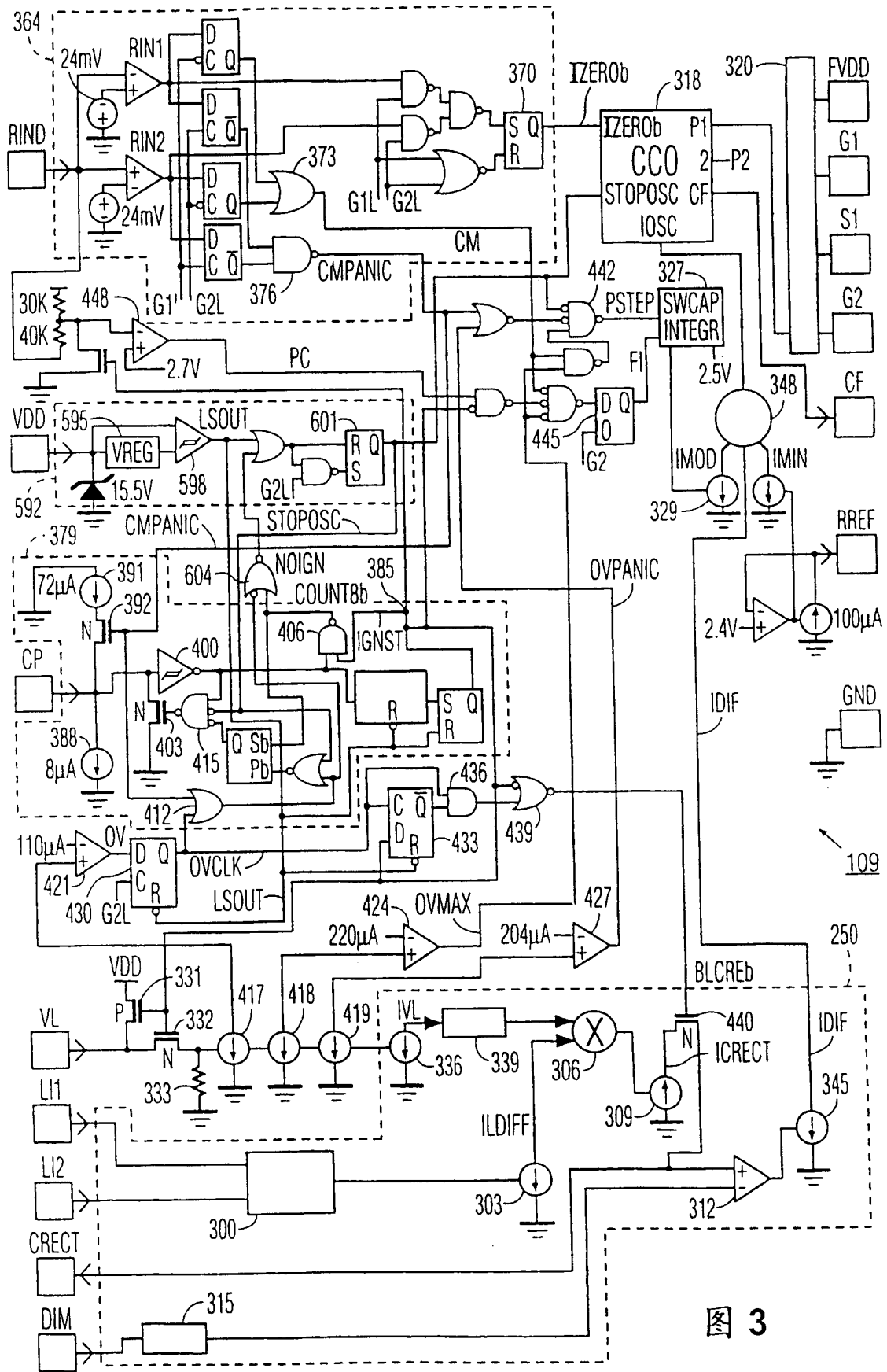


图 3

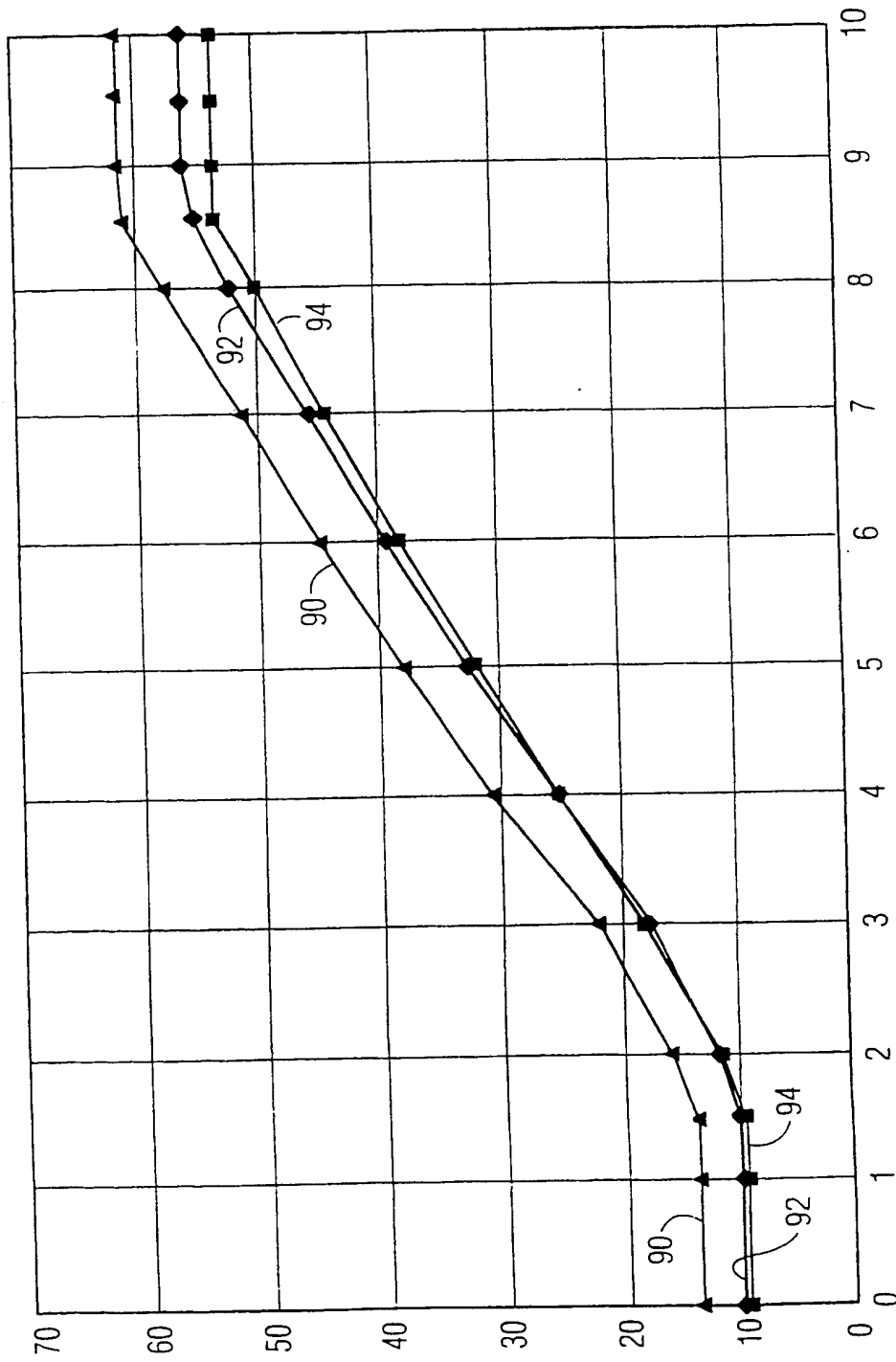


图 4

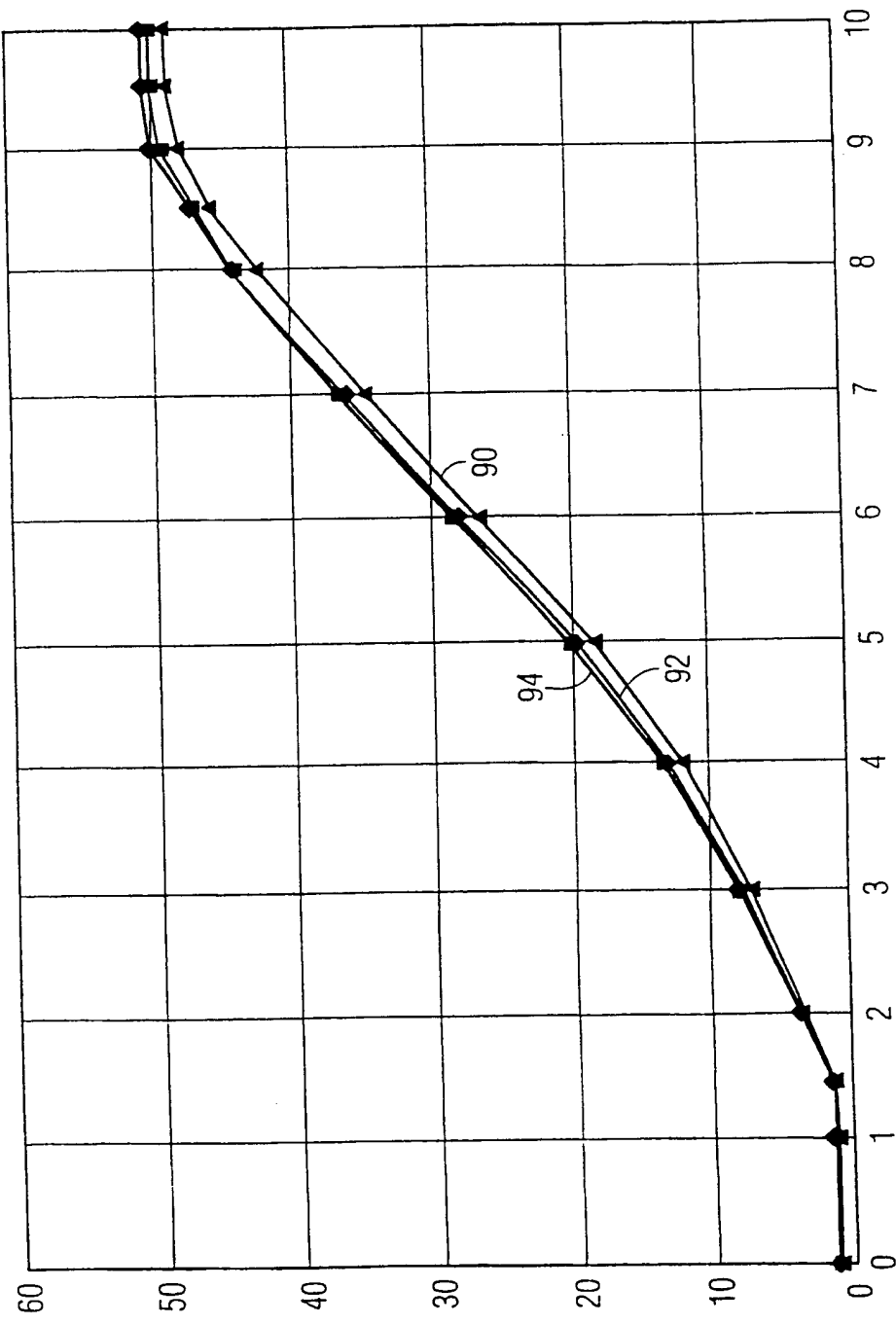


图 5