

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 98800947.1

[43]公开日 1999年10月6日

[11]公开号 CN 1231111A

[22]申请日 98.6.25 [21]申请号 98800947.1

[30]优先权

[32]97.7.10 [33]EP [31]97202122.4

[86]国际申请 PCT/IB98/00987 98.6.25

[87]国际公布 WO99/03311 英 99.1.21

[85]进入国家阶段日期 99.3.8

[71]申请人 皇家飞利浦电子有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72]发明人 P·P·B·阿茨

E·M·J·阿恩德克尔克

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

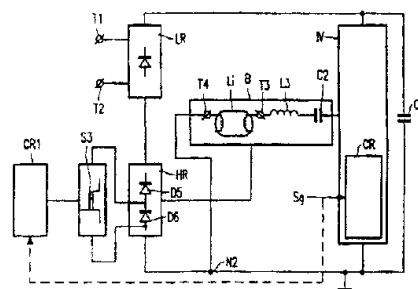
代理人 邹光新 傅康

权利要求书 2 页 说明书 10 页 附图页数 4 页

[54]发明名称 电路装置

[57]摘要

根据本发明的用于放电灯(Li)的高频工作的电路装置,包括低频整流设备(LR),用于由低频供电电压产生跨接在第一电容设备(C1)上的DC电压(缓冲电压)。该电路装置还包括DC/AC转换器,用于由缓冲电压产生高频AC电压。负载支路(B)耦合到DC/AC转换器上。该负载支路带有用于将放电灯(Li)耦合到负载支路上的耦合设备(T3、T4)。电路装置还包括高频整流设备(HR),用于将第一支路产生的高频电压转换成DC电压。该高频整流设备包括具有相同取向的第一和第二单向设备(D5、D6)的串联装置。电路装置还带有控制设备(CR),用于将放电灯(Li)消耗的功率控制在随控制信号(Sg)而定的水平。高频整流设备还包括开关设备(S3、S3')和另一控制设备(CR1)。该开关设备至少与反馈单元的单向设备(D6、D6')之一并联。所述另一控制设备以随控制信号而定的方式控制开关设备。



ISSN 1000-8427-4



权 利 要 求 书

1. 用于放电灯的高频工作的电路装置，包括：
 - 输入端子 (T1、T2)，用于连接到低频供电电压源 (Vin) 上，
 - 低频整流设备 (LR)，用于由低频供电电压源提供的低频供电电压产生跨接在第一电容设备 (C1) 上的 DC 电压，
 - DC/AC 转换器 (IV)，用于由 DC 电压产生高频 AC 电压，
 - 负载支路 (B)，包括电感设备 (L3)、第二电容设备 (C2) 和用于将放电灯 (Li) 耦合到负载支路上的耦合设备 (T3、T4) 的串联装置，该负载支路耦合到 DC/AC 转换器上，
 - 高频整流设备 (HR)，用于将 DC/AC 转换器产生的高频电压转换成 DC 电压，该高频整流设备耦合到第一电容设备和负载支路上，并且包括具有相同取向的第一和第二单向设备 (D5、D6) 的串联装置，
 - 控制设备 (CR)，用于将放电灯 (Li) 消耗的功率控制在随控制信号 (Sg) 而定的水平，该控制信号是对所需功率的度量，其特征在在于，高频整流设备另外还包括另一控制设备 (CR1) 和带有开关设备 (S3、S3') 的并联支路，该并联支路与至少高频整流设备的单向设备 (D6、D6') 之一并联，同时所述另一控制设备以随控制信号 (Sg) 而定的方式控制开关设备。
2. 如权利要求 1 的电路装置，其特征在于，所述另一控制设备 (CR1) 在工作期间按随控制信号 (Sg) 而定的占空比周期性地将开关设备 (S63) 交替触发成导通和非导通状态。
3. 如权利要求 2 的电路装置，其特征在于，在被并联支路并联的单向设备 (D66) 处于导通状态的同时发生将开关设备 (S63) 切换成导通状态的动作。
4. 如权利要求 3 的电路装置，其特征在于，在所述单向设备 (D66) 处于非导通状态的同时发生将开关设备 (S63) 再次切换成非导通状态的动作。
5. 如权利要求 1 的电路装置，其特征在于，高频整流设备包括各带有第一和第二单向设备的两个或更多个反馈单元，其中每个反馈单元的至少一个单向设备 (D6、D6') 被带有开关设备 (S3、S3') 的并联支路并联，同时所述另一控制设备 (CR1) 使每个开关设备处于随控制信号



(Sg) 而定的一种稳定状态。

5 6. 如权利要求 5 的电路装置，其特征在于用于产生可以按步长调节的控制信号的控制信号产生设备，所述控制信号产生设备耦合到所述另一控制设备上，同时控制信号的每个设定值对应于开关设备的各状态组合。

7. 如前面任意一项权利要求的电路装置，其特征在于，高频整流设备经第一反馈支路连接到负载支路中的节点 N3 上，并且经另一反馈支路连接到负载支路中的节点 N5 上，并且耦合设备 (T3、T4) 连接在负载支路中的节点 N3 和节点 N5 之间。

说明书

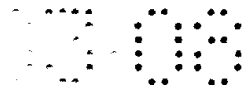
电路装置

本发明涉及用于放电灯的高频工作的电路装置，包括：

- 5 - 输入端子，用于连接到低频供电电压源上，
- 低频整流设备，用于由低频供电电压源提供的低频供电电压产生跨接在第一电容设备上的 DC 电压，
- DC/AC 转换器，用于由 DC 电压产生高频 AC 电压，
- 负载支路，包括电感设备、第二电容设备和用于将放电灯耦合到负载支路上的耦合设备的串联装置，该负载支路耦合到 DC/AC 转换器上，
- 10 - 高频整流设备，用于将 DC/AC 转换器产生的高频电压转换成 DC 电压，该高频整流设备耦合到第一电容设备和负载支路上，并且包括具有相同取向的第一和第二单向设备的串联装置，
- 15 - 控制设备，用于将放电灯消耗的功率控制在随控制信号而定的水平，该控制信号是对所需功率的度量。

这种电路装置可以从 W096/10897 获知。已知电路装置中的第一整流设备被构成为倍压器，而倍压器产生的 DC 电压跨接于其上的第一电容设备包括第一和第二容抗 (capacitive impedance)。以下也将跨接在第一电容设备上的电压称为缓冲电压。除电感设备、第二电容设备和耦合设备外，负载支路还包括另一电容设备。该另一电容设备的一侧连接到节点 N2 上。该另一电容设备的另一侧连接到节点 N3 上。由下面也称其为灯的放电灯消耗的功率可以由影响开关元件的占空度的控制设备控制。

25 第一整流设备带有同时还构成第二整流设备的一部分的第一和第二单向设备。第二整流设备是用于确保在灯工作期间电路装置基本上表现为电阻性电抗。在这种情况下电路装置将引起较小的射频干扰，而且在灯工作期间将有高的功率因数。这意味着缓冲电压必须总是高于一个底值。当使用倍压器时，该底值等于低频电压源的峰峰电压。如果没有出现电压加倍，则该底值等于峰值电压。在已知电路装置中缓冲电压按被调节的功率减小的比例较急剧地上升。一方面这要求计算电路装置，使缓冲电压在正常工作期间高于底值。另一方面，诸如开关元件和第一电



容设备这样的部件必须设计成适用于高电压，或者必须限制可控制的灯功率的范围，以便避免所述部件的损坏。

5 本发明的目的是提供一种开篇中所述类型的电路装置，其中跨接在第一电容设备上的缓冲电压的变化仍然限制在由放电灯所消耗的较宽的功率范围上，同时所述缓冲电压在所述范围上高于底值。

根据本发明，用于此目的的该电路装置的特征在于，高频整流设备另外还包括另一控制设备和带有开关设备的并联支路，该并联支路与至少高频整流设备的单向设备之一并联，同时所述另一控制设备以随控制信号而定的方式控制开关设备。

10 根据控制信号的值，高频整流设备的工作或多或少被并联支路所抵消，从而限制缓冲电压的变化。

15 放电灯和电路装置可以不可拆卸地连接。在这种情况下，可以将耦合设备制成为负载支路和灯之间的固定电连接。另一方面，为实现负载支路和灯之间的电气隔离，可以在负载支路中包括变压器。在另一个实施例中，灯被可拆卸地耦合到电路装置上。在这种情况下可以将耦合设备制成为要与灯的接触管脚配合的接触插座。

20 另一控制设备的工作可以直接视控制信号而定。另一方面，其工作可以间接地视控制信号而定，例如随诸如作为对灯实际消耗功率的度量的信号的另一信号而定，该信号是控制信号的函数。当另一控制设备的工作直接由缓冲电压决定时是有利的。这样缓冲电压的改变有可能明显减小。

25 在一个有吸引力的实施例中，另一控制设备在工作期间按随控制信号而定的占空比周期性地将开关设备交替触发成导通和非导通状态。在该实施例中可以实现只以单个开关元件对缓冲电压的变化进行强有力的限制。

30 在被并联支路并联的单向设备处于导通状态的同时发生开关设备切换成导通状态的动作是有利的。然后在开关设备上没有电压的同时可发生向导通状态的切换。这减小了切换损耗，并且对开关设备的寿命有好的影响。在所述单向设备处于导通状态的同时也发生开关设备再次切换成非导通状态的动作的实施例中，可以实现切换损耗的进一步减小和使用寿命的进一步提高。然而，最好在所述单向设备不导通时切换成非导通状态。这样，可以在控制信号值与高频整流设备工作被抵消的程度之



间实现平滑的关系曲线。

根据本发明的电路装置的另一有吸引力的实施例的特征在于，高频整流设备包括各带有第一和第二单向设备的两个或更多个反馈元件，其中每个反馈单元的至少一个单向设备被带有开关设备的并联支路并联，
5 同时另一控制设备使每个开关设备处于随控制信号而定的一种稳定状态。

这里以简单的方式避免电磁干扰，即在其中只需要在灯功率被控制成不同电平时切换开关设备。对于给定的受控功率范围，根据所需的缓冲电压变化的极限，电路装置可以有更多或更少的反馈单元。已发现通常两个高频反馈单元就足够了。当反馈单元的反馈支路具有互不相同的
10 阻抗值时是有利的。

该实施例的一种有利的改型是以一种用于产生可以按步长调节的控制信号的控制信号产生设备为特征的改型，所述控制信号产生设备耦合到另一控制设备上，同时每个控制信号的设定值对应于开关设备的各状态组合。可以利用控制信号产生设备将灯消耗的功率调节成若干个，例如三个不同的水平。由于控制信号产生设备被耦合到另一控制设备上，而且控制信号的每个设定值对应于开关设备的各状态组合，因此对于每个可能的控制信号设定值，可以实现缓冲电压的最佳值。

根据本发明的电路装置的有优势的实施例的特征在于，高频整流设备经第一反馈支路连接到负载支路中的节点 N3 上，并且经另一反馈支路连接到负载支路中的节点 N5 上，其特征还在于，耦合设备连接在负载支路中的节点 N3 和节点 N5 之间。在根据本发明的电路装置的该实施例中，高频整流设备的负载分布在若干个部件上。因此这些部件可具有
20 较低的负载容量，并从而可以较廉价。

控制设备例如可以通过影响 DC/AC 转换器的频率来控制放电灯消耗的功率。对于每个所需的灯功率，此频率例如被调节成恒定的值。在另一个实施例中，控制设备周期性地在高频和低频之间调制 DC/AC 转换器的频率。这样，灯消耗的功率大致线性地随低频的相对持续时间而升高。另一方面，例如可以使用 US5, 525, 872 中描述的控制设备。其中所述的
30 控制设备影响开关元件的 T_t - T_d 时间段。这里 T_t 是开关元件导通期间的
时间间隔，而 T_d 是与开关元件并联的续流二极管 (freewheel diode) 导通期间的
时间间隔。在再一个实施例中，控制设备利用第一支路中的



开关元件的占空比调节灯消耗的功率，在这种情况下 DC/AC 转换器的频率可以保持恒定。

下面将参照附图更详细地说明根据本发明的电路装置的这些和其它方面，其中：

- 5 图 1 图示出第一实施例，
- 图 2 更详细地展示图 1 的实施例，
- 图 3 更详细地展示图 1 的实施例的控制设备，
- 图 4 展示作为灯消耗的功率 P_{la} 的函数的缓冲电压 V_{c1} ，
- 图 5 展示第二实施例的高频整流设备，以及
- 10 图 6 展示第三实施例的高频整流设备。

图 1 图示出用于放电灯的高频工作的根据本发明电路装置的第一实施例。所示的电路装置包括输入端子 T1、T2，用于连接到低频供电电压源 V_{in} 上。该电路装置还包括低频整流设备 LR，用于由低频供电电压源提供的低频供电电压产生跨接在第一电容设备 C1 上的 DC 电压。该电路装置还包括 DC/AC 转换器 IV，用于由 DC 电压产生高频 AC 电压。负载支路 B 包括电感设备 L3、第二电容设备 C2 和用于将放电灯 L_i 耦合到负载支路上的耦合设备 T3、T4 的串联装置。该负载支路耦合到 DC/AC 转换器上。该电路装置还备有高频整流设备 HR，用于将 DC/AC 转换器产生的高频电压转换成 DC 电压。该高频整流设备耦合到第一电容设备 C1 和负载支路 B 上。该高频整流设备 HR 包括具有相同取向的第一和第二单向设备 D5、D6 的串联装置。该电路装置还带有控制设备 CR，用于将放电灯 L_i 消耗的功率控制在随控制信号 S_g 而定的水平，该控制信号 S_g 是对所需功率的一种度量。

该电路装置的特征在于，高频整流设备另外还包括另一控制设备 CR1 和带有开关设备 S3 的并联支路。该并联支路至少与高频整流设备的单向设备 D6 并联。该另一控制设备以随控制信号 S_g 而定的方式控制开关设备。

在图 2 中更详细地示出图 1 的电路装置。低频整流设备经带有感抗 (inductive impedance) L1、L2 和容抗 C3、C4 的输入滤波器 FI 耦合到输入端子 T1、T2 上。输入端子 T1、T2 被容抗 C4 并联。容抗 C3 的第一侧经感抗 L1 连接到容抗 C4 的第一侧上。容抗 C3 的第二侧经感抗 L2 连接到容抗 C4 的第二侧上。容抗 C3 的每一侧连接到低频整流设备上。



低频整流设备被容抗 C7 并联。

DC/AC 转换器 IV 包括带有第一和第二开关元件 S1、S2 的第一支路，在工作期间该开关元件 S1、S2 被控制设备 CR 依次高频切换成导通状态。为此目的，开关元件的控制电极连接到控制设备 CR 的输出端 1、2 上。

5 负载支路中的串联装置按下列顺序包括：由容抗 C2 形成的第二电容设备，由感抗 L3 形成的电感设备，被构成为灯连接端子 T3、T4 的耦合设备，以及另一容抗 C5。灯 Li 的相应电极的电流提供导体连接到每个灯连接端子 T3、T4 上。所述各电极具有附带的未连接的电流提供导体。在另一个实施例中耦合设备包括额外的灯连接端子 T3'、T4'，用于预热或额外加热的目的。相应电极的另一电流提供导体连接到这些端子的每一个上。额外的灯连接端子 T3'、T4' 可以通过容抗相互连接。在一种改型中，灯连接端子 T3 和 T3' 通过容抗和绕组的串联装置相互连接，该绕组磁耦合到感抗 L3 上。在这种情况下，灯连接端子 T4 和 T4' 以类似的方式相互连接。在所示实施例中，负载支路的第一端由容抗 C2 的一侧
10 形成。容抗 C2 的该侧连接到第一支路中第一和第二开关元件之间的节点 N1 上。由容抗 C5 的一侧形成的负载支路的第二端连接到低频整流设备 LR 和第一电容设备 C1 之间的节点 N2 上。

这里，高频整流设备 HR 以与低频整流设备 LR 形成串联电路的方式耦合到第一电容设备 C1 上，该串联电路与第一电容设备并联。高频整
20 流设备 HR 包括第一和第二反馈单元。第一反馈单元带有第一和第二单向设备的第一串联装置，该第一和第二单向设备具有相同取向并由相邻单向元件 D5 和 D6 形成。单向元件 D5 同时还构成第二反馈单元的单向设备的第二串联装置的一部分，所述单向设备也具有相同取向。其中的单向元件 D5 和 D6' 形成相应的第一和第二单向设备。第一反馈单元另外
25 还包括带有容抗 C6 的第一反馈支路。第一反馈支路将负载支路中的节点 N3 连接到存在于第一和第二单向设备 D5、D6 之间的节点 N4 上。带有容抗 C6' 的第二反馈支路将节点 N3 连接到第二反馈单元的第一和第二单向设备 D5、D6' 之间的另一节点 N4' 上。容抗 C6' 的电容值低于容抗 C6 的值。

30 第一和第二反馈单元的单向设备之一，即 D6、D6' 通过并联支路并联。带有开关设备 S3 的第一并联支路与第一反馈单元的第二单向设备 D6 并联。带有开关设备 S3' 的第二并联支路与第二反馈单元的第二单向设备



D6'并联。另一控制设备 CR1 以随控制信号 Sg 而定的方式对开关设备 S3、S3'的每一个进行控制。根据控制信号的值，该另一控制设备将把开关元件 S3、S3'切换为或者是导通状态或者为非导通状态的稳定状态。

5 在所示电路装置中，高频整流设备 HR 包括另一反馈单元。该另一反馈单元带有第一和第二单向设备的另一串联装置，该第一和第二单向设备具有相同取向并由相邻单向元件 D7 和 D8 形成。该另一反馈单元另外还带有另一反馈支路，它将负载支路中的节点 N5 连接到所述另一串联装置的第一和第二单向设备之间的节点 N6 上。耦合设备 T3、T4 连接在负载支路中的节点 N3 和节点 N5 之间。第一串联装置与单向元件 D5、D6 和 D6'并联。

10 图 3 更详细地示出了用于控制辅助开关元件 S3 和 S3'的另一控制设备。比较器 COMP1、COMP2 和 COMP3 的同相输入端 10、12 和 14 接收控制信号 Sg，该控制信号 Sg 是对所需灯功率的一种度量。比较器 COMP1、COMP2 和 COMP3 的反相输入端 11、13 和 15 连接到分别提供基准电压 V3、V2 和 V1 的 DC 电压源上。比较器 COMP1 的输出端 16 连接到反相器 INV1 的输入端 29 上。所述反相器的输出端 30 连接到与门 AND1 的第一输入端 19 上。该与门的第二输入端 20 连接到比较器 COMP2 的输出端 17 上。与门 AND1 的输出端 23 连接到或门 OR1 的第一输入端 26 上。或门 OR1 的第二输入端 27 连接到反相器 INV3 的输出端 25。该反相器的输入端 22 20 连接到比较器 COMP3 的输出端 18 上。或门 OR1 的输出端 28 控制开关元件 S3'。开关元件 S3 受反相器 INV2 的输出端 24 的控制。其输入端 21 连接到比较器 COMP2 的输出端 17 上。

25 如图 1、2 和 3 所示的根据本发明的电路装置的工作如下。当低频电压源例如 220V 和 50Hz 的干线电压连接到输入端子 T1、T2 上时，第一电容设备 C1 经由输入滤波器 FI、低频整流设备 LR 和高频整流设备被充电。控制设备 CR 周期性地开启和关闭开关元件 S1、S2，从而在节点 N1 处产生高频、基本为方波的电压。该电压使交流电流流过第二电容设备 C2 和电感设备 L3。该电流的第一部分通过灯连接端子 T3、T4，和与其相连的灯 Li，以及容抗 C5 流向节点 N2。当开关元件 S3、S3'导通时，30 电流的第二部分部分地通过容抗 C6 流向节点 N4，部分地通过容抗 C6'流向节点 N4'。其余部分从节点 N5 通过导电连接流向节点 N6。其结果是，高频电压以与节点 N1 处基本为方波的 AC 电压相同的频率出现在节



点 N4、N4'和节点 N5。节点 N4、N4'和 N6 的这些电压还实现了如果缓冲电压高于供电电压源 V_{in} 的整流电压的瞬时值，则使电流从所述源流出。结果电路装置的功率因数较高，而总的谐波失真较低。

根据控制信号 S_g 的值，开关元件 S3 和 S3'被按照下表控制为导通(1)或非导通(0)状态：

$S_g (V)$	S3	S3'
$>V_3$	0	0
V_2-V_3	0	1
V_1-V_2	1	0
$<V_1$	1	1

对于控制信号值高于 V_3 的情况，开关元件 S3 和 S3'都为非导通。因此，第一、第二和另一反馈支路全部参与对第一电容设备 C1 的充电。如果所需灯功率被设定为使控制信号值 S_g 处于 V_2 和 V_3 之间的值，则开关元件 S3'被切换到导通状态，使流过第二反馈支路的电流不再参与第一电容设备 C1 的充电。由此限制缓冲电压的增加。如果所需灯功率被设定为更低的值，使控制信号 S_g 的值处于 V_1 和 V_2 之间，则开关元件 S3'被再次变为非导通，而开关元件 S3 被切换成导通状态。由于容抗 C_6' 的电容值低于容抗 C_6 ，因此进一步降低了第一电容设备 C1 充电的电流。如果控制信号 S_g 的值低于 V_1 ，则只有另一反馈支路 N5-N6 参与第一电容设备的充电。可以利用电容设备 C5 选择该电流的组成情况，使该电流对于低的灯功率也不会导致过高的缓冲电压。这样，由另一控制设备 CR1 控制的开关设备 S3、S3'在宽的调节功率的范围上限制缓冲电压的变化。

在上述实施例的实际实施中，容抗 C1、C2、C3、C4、C5、C6、C6'和 C7 各具有 $10\mu F$ 、 $180nF$ 、 $220nF$ 、 $100nF$ 、 $18nF$ 、 $2.7nF$ 、 $5.6nF$ 和 $180nF$ 的电容值。感抗 L1 和 L2 各有 $22mH$ 的电感值，并且一起形成共模变压器。感抗 L3 具有 $930\mu H$ 的电感值。International Rectifier 制造的 830 型 FET 用做开关元件 S1 和 S2。Samsung 制造的 1N50 型 FET 形成开关元件 S3 和 S3'。单向元件 D1 到 D4 为 IN4007 型二极管，由 Philips 制造。也是由 Philips 制造的 BYD37J 型二极管用做单向元件 D5、D6、D6'、D7 和 D8。控制设备 CR 为 SG 3524 N 型集成电路，由 SGS-Thomson 制造。

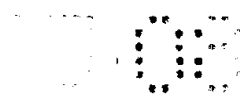


在实施例中，灯消耗的功率大致与控制信号 S_g 成比例。对于控制信号 S_g 的值等于 10V 的情况，灯消耗的额定功率为 50W。基准电压 V_1 、 V_2 、 V_3 分别为 2V、5V 和 7V。所示的电路装置被连接到可提供频率为 50Hz 的 220V 干线电压的电压源上。利用 DC/AC 转换器的频率，将灯功率控制在 10W 和 50W 之间。开关元件 S_1 、 S_2 的占空比保持在 50%。如图 4 所示，缓冲电压的变化受到限制，并且缓冲电压高于底值，在这里底值为低频电源峰值即 311V。在这种情况下缓冲电压在 330V 和 425V 之间变化。

根据本发明的电路装置的该实施例的改进型还包括用于产生可以按步长调节的控制信号的控制信号产生设备。控制信号产生设备耦合到另一控制设备上。控制信号的每种设定值与开关设备的各状态组合相对应。在本改进型的实际的实施例中，控制信号产生设备产生可被调节为 3V、6V 和 10V 的控制信号。在控制信号的这些设定值下，灯消耗的功率分别为 14W、30W 和 50W。这些设定值与各状态组合 (1, 0)、(0, 1) 和 (0, 0) 相对应，其中第一和第二个数字表示开关设备 S_3 和 S_3' 的相应状态，数字 0 代表非导通状态，数字 1 代表导通状态。在每个上述控制信号设定值下，缓冲电压的值约为 350V。

图 5 展示根据本发明的第二实施例中的高频整流设备。其中与图 1 和 2 的部件对应的部件的参考数字比图 1 和 2 中的大 20。在图 5 所示实施例中，高频整流设备也包括第一、第二和另一反馈单元。第一反馈单元包括由单向元件 D_{25} 、 D_{26} 形成的第一和第二单向设备的第一串联装置。第二反馈单元包括由单向元件 D_{25}' 、 D_{26}' 形成的第一和第二单向设备的第二串联装置。单向元件 D_{27} 和 D_{28} 形成第一和第二单向元件的另一串联装置，该另一串联装置形成另一反馈单元的一部分。这里所述三个串联装置 D_{25} 、 D_{26} ； D_{25}' 、 D_{26}' ；和 D_{27} 、 D_{28} 相互并联连接。

图 6 展示根据本发明的电路装置的第三实施例的高频整流设备。与图 1 和 2 的部件对应的部件的参考数字在图 6 中比图 1 和 2 中的大 60。并联支路包括形成开关设备的开关元件 S_{63} 和单向元件 D_{60} 的串联装置。图 6 中所示另一控制设备 CR_{61} 周期性交替地将开关元件 S_{63} 切换到导通和非导通状态，其占空比随控制信号 S_g 而定。按占空比，即开关元件 S_{63} 导通的时间因数增大的比例，电流中将有更大的部分经开关元件 S_{63} 通过反馈支路 N_3 - N_4 流走。占空比的值随缓冲电压的电平而定，



缓冲电压又取决于作为对所需的灯 Li 的功率的度量的控制信号 Sg。这里所示的高频整流设备可以用在图 1 和 2 的电路装置中, 参考符号 2、N2、N3、N5、N7 和 N8 代表高频整流设备和电路装置的其它部件之间的连接。

5 另一控制设备 CR61 带有分压器 R61、R62, 积分器 INT, 反相器 INV, 和压控单稳多谐振荡器 VCM。分压器包括电阻性阻抗 R61, R62。积分器 INT 防止缓冲电压的低频变化引起对开关设备 S63 的控制的不稳定。积分器 INT 包括放大器 A61 和容抗 C69。放大器的输入端 91 连接到电阻性阻抗 R61、R62 的公共节点 N70 上。放大器 A61 的输出端 93 也经容抗 C69 连接到反相输入端 91 上。放大器 A61 的另一个同相输入端 92 连接到提供 2.5V 电压的基准电压源 Vref 上。反相器 INV 由放大器 A62 和电阻性
10 阻抗 R63 形成。放大器 A62 的反相输入端 94 经电阻性阻抗 R64 连接到放大器 A61 的输出端 93 上。输入端 94 还经电阻性阻抗 R63 连接到放大器 A62 的输出端 96 上。另一个同相输入端 95 接地。压控单稳多谐振荡器 VCM 的输入端 Ctrl 连接到放大器 A62 的输出端 96 上。该多谐振荡器的另一输入端 Trig 经容抗 C70 连接到控制第二开关元件 S2 的控制设备 CR 的第二输入端 2 上。电阻性阻抗 R65 另外还将输入端 Trig 连接到具有 15V 恒定 DC 电压的导电体上。另一控制设备 CR61 和控制设备 CR 之间的这种耦合实现了在被带有开关设备 S63 的并联支路并联的单向设备 D66 处于导通状态的同时, 将开关设备 S63 切换到导通状态。在单向设备 D66 处于非导通状态的同时, 开关设备 S63 切换回非导通状态。
20

图 6 所示的高频整流设备的工作如下。在第二开关元件 S2 被控制设备 CR 切换到导通状态的每个阶段期间, 开关元件 S63 也在随缓冲电压瞬时值而定的一个时间间隔里被切换成导通状态。在此时间间隔里, 电流经开关元件 S63 从 N3 到 N4 的反馈支路流到地。经过此时间间隔之后,
25 来自 N3 到 N4 的反馈支路的电流参与第一电容设备 C1 的充电, 直到第二开关元件 S2 再次被从非导通状态切换到导通状态为止。当灯 Li 的功率被设定为较低的值, 并使缓冲电压开始上升时, 该时间间隔的长度也会增加, 使来自反馈支路的电流在更大的时间段里流到地。结果缓冲电压的上升明显小于没有带有控制设备 S63 的并联支路的情况。其结果是在灯 Li 消耗的功率的宽范围上缓冲电压只有小的改变。
30

在图 6 所示的适于驱动 50W 额定功率的低压汞放电灯的电路装置的实施例中, 电阻性阻抗的电阻值分别为 2.2M Ω 、15.7k Ω 、100k Ω 、100k Ω



和 $10\text{k}\Omega$ 。容抗 C66、C69 和 C70 的电容值分别为 $1\mu\text{F}$ 、 1nF 和 8.2nF 。A1 和 A2 被构成为运算放大器，LM741 型，Philips 制造。也是 Philips 制造的定时器 no. 555 型用做压控单稳多谐振荡器 VCM。International Rectifier 制造的 no. 830 型 FET 形成开关设备 S63。单向设备 D60 和 D65 到 D68 由 Philips 制造的 BYD37J 型二极管构成。

在电路装置的工作期间，灯功率在 5 到 50W 的范围上变化。所示的缓冲电压只有很小的改变。在这种情况下缓冲电压在 340V 到 350V 的范围内变化。这高于底值，即在此情况下的供电电压的峰值，即 311V。

说明书附图

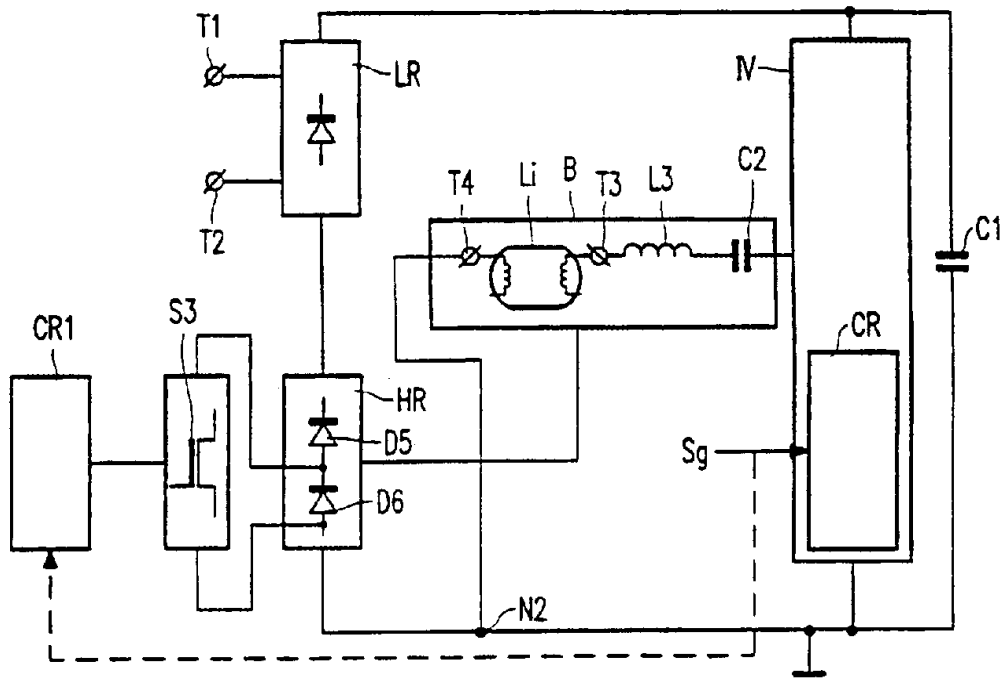


图 1

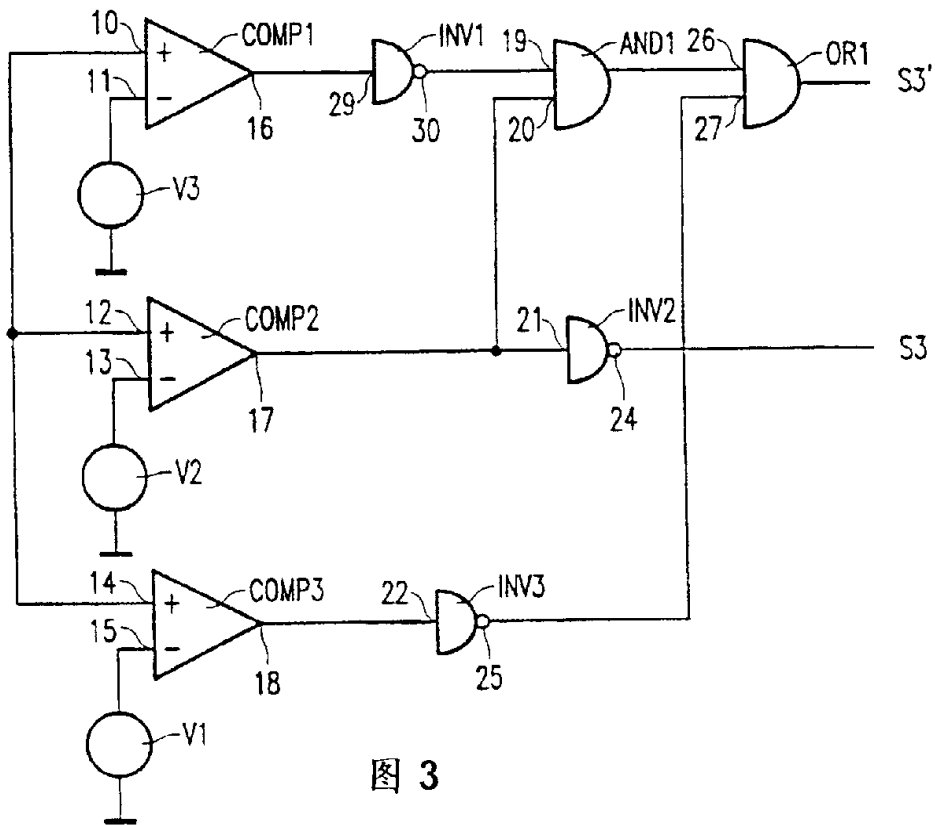


图 3

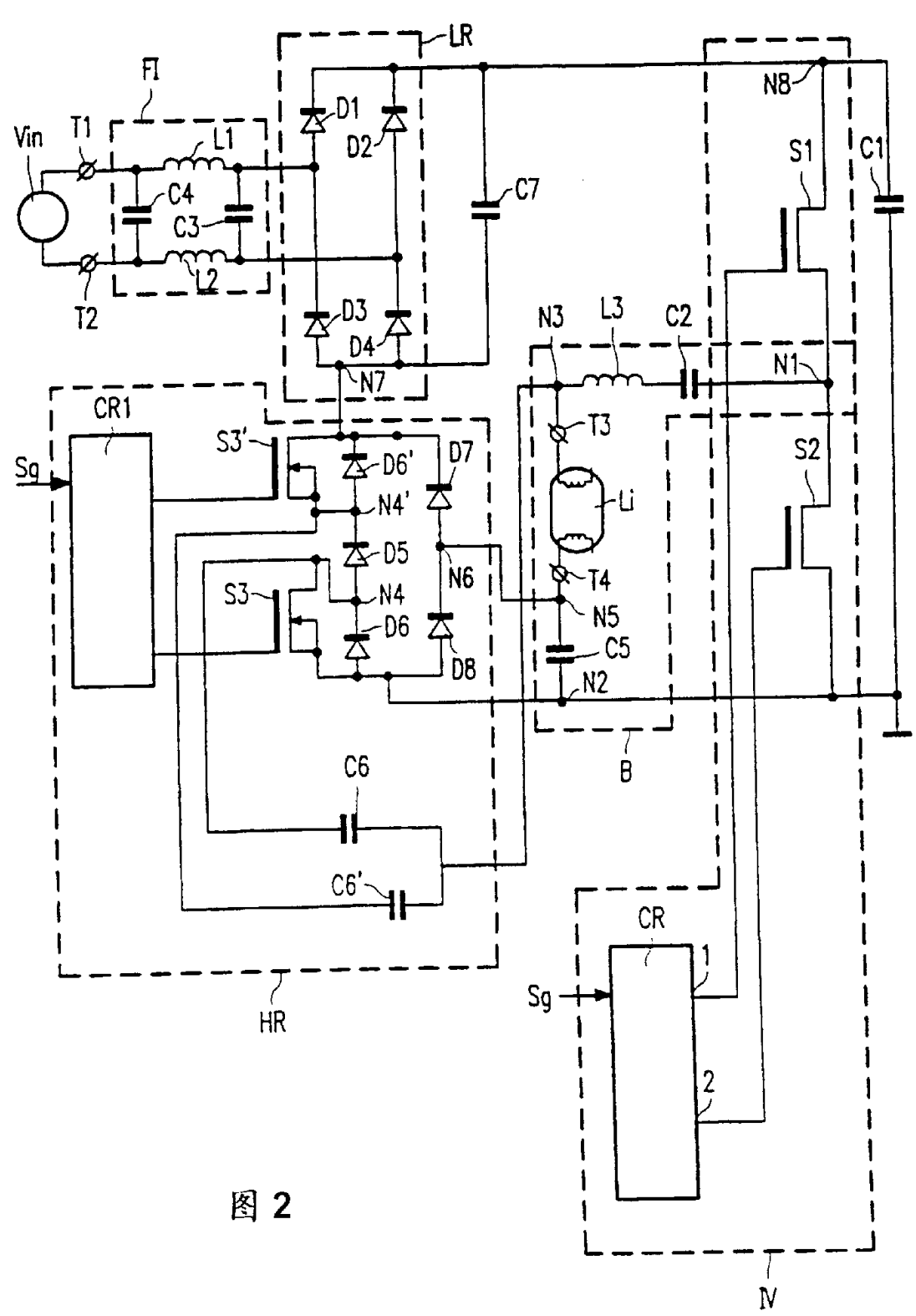
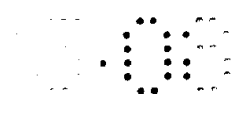


图 2

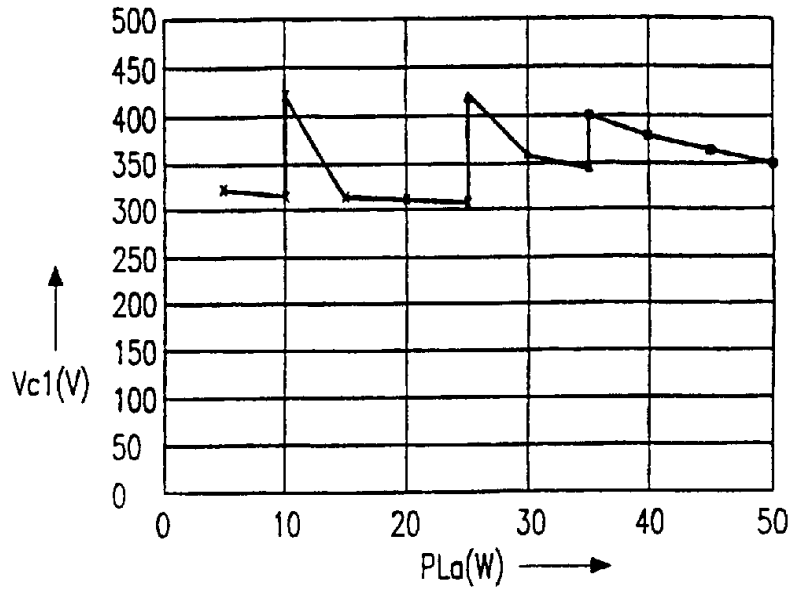
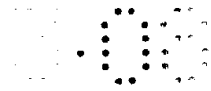


图 4

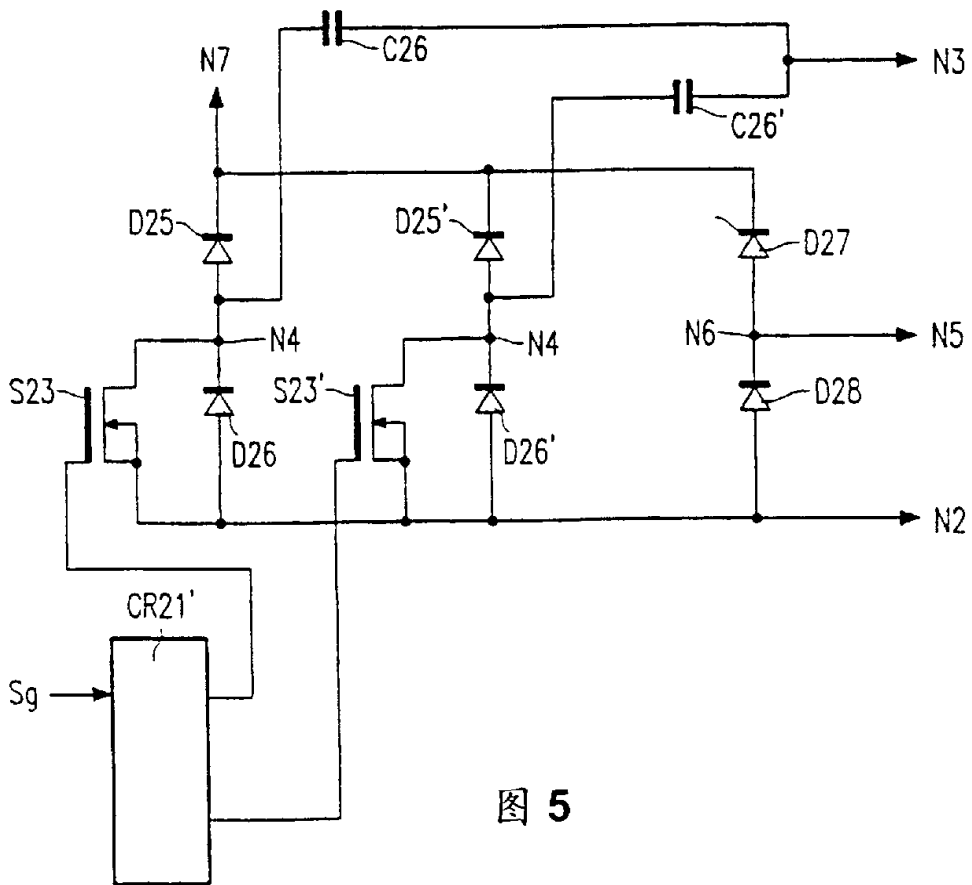


图 5

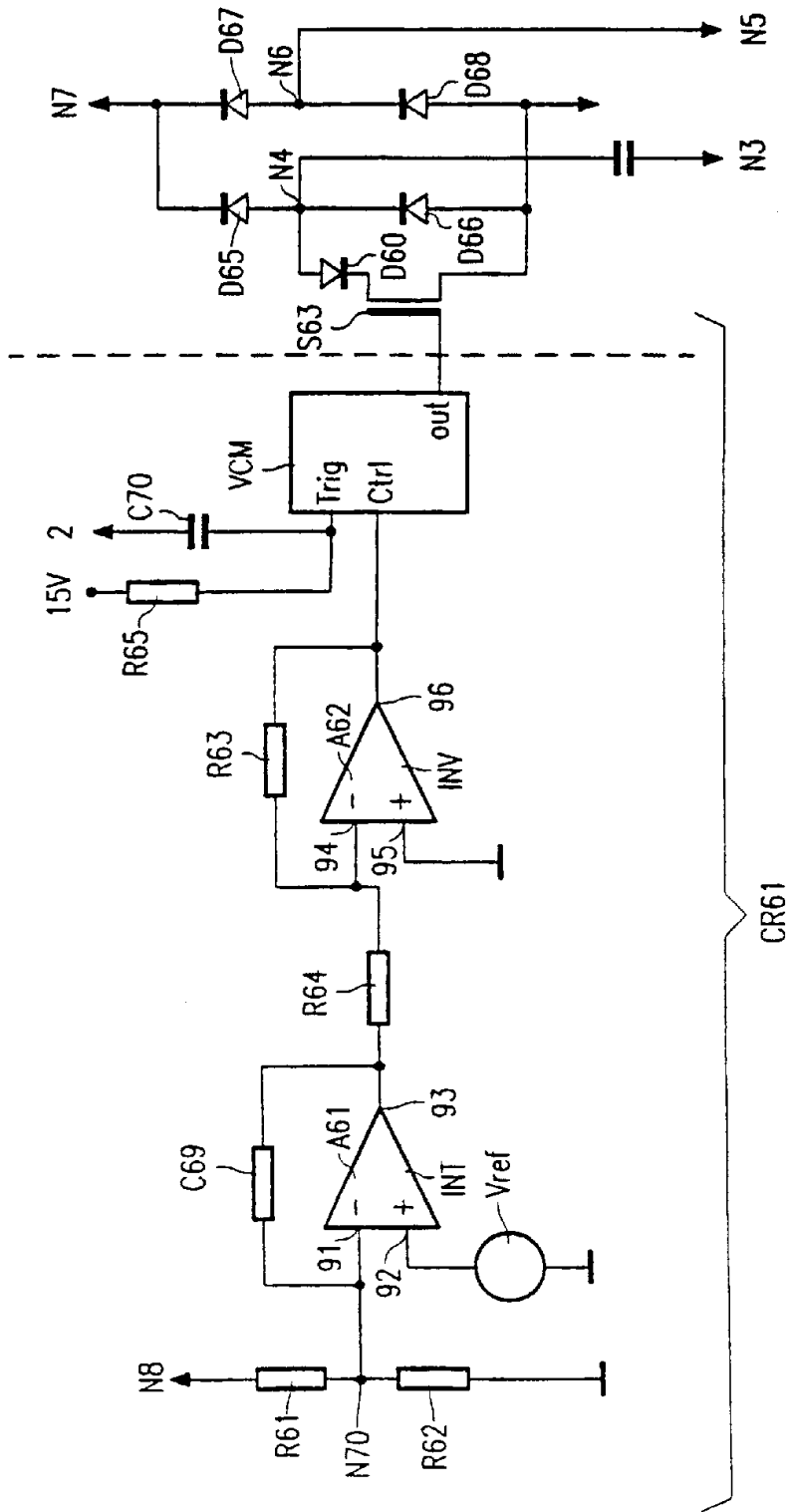


图 6