[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int.Cl[7]
H05B 41/29

[12]发明专利说明书

[21] ZL 专利号 94104355.X

[45]授权公告日 2000 年 1 月 12 日

[11]授权公告号 CN 1048380C

[22]申请日 1994.4.22 [24]颁证日 1999.10.16
[21]申请号 94104355.X
[30]优先权
[32]1993.4.23 [33]US [31]052,311
[32]1993.4.23 [33]US [31]052,312
[73]专利权人 皇家菲利浦电子有限公司
地址 荷兰艾恩德霍芬
[72]发明人 C·B·马塔斯
J·R·伯格沃埃特
A·F·赫南迪斯 G·W·布鲁宁
审查员 宋焰琴

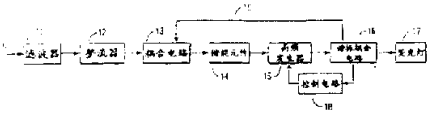
[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 叶凯东 马铁良

权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图页数 7 页

[54]发明名称 电路装置

[57]摘要

一种用以操作放电灯的电子电路装置,有一个全波整流器、一个充电到高于整流器输出峰值的电压的储能电容器和一个在整流器与二极管之间的隔离二极管。储能电容器与一个变流器相连接,变流器输出端与隔离二极管与储能电容器之间的连接点之间连接有一个高频电感负载电路。该连接点连接有一个电容器与由该隔离二极管和储能电容器组成的串联电路并联,与该电感负载电路形成高频谐振电路。电流仅以变流器频率的一系列脉冲形式从整流器提取。



ISSN1008-4274

权 利 要 求 书

1. 一种电路装置，用以用高频电流操纵放电灯，包括:

输入端子(I1，I2)，供与低频供电电压源相连接;

整流部件(12)，接所述输入端子，用以整流所述低频供电电压;

第一电路，包括由单向元件(D6)和第一容性元件(C4)组成的串联线路，该线路耦合到所述整流部件的第一输出端(N3)和所述整流部件的第二输出端(N5);

变流部件(Q3，Q4，22)，与所述第一容性元件并联，供从经整流的低频供电电压产生高频电流;

负载电路，包括电感元件(L)、第二容性元件(C2)和灯接线端子，所述负载电路接所述变流部件的端子(N1)和单向元件与所述整流部件的第一输出端(N3)之间的端子(N2);

其特征在于，电路装置的尺寸取得使在放电灯静态运行期间出现在所述第一容性元件上的电压高于经整流的低频供电电压的幅值。

2. 根据权利要求 1 所述的电路装置，其特征在于，电路装置配备有由第三容性元件(C1)组成的第二电路，且端子(N2)与端子(N5)相连接。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的电路装置，其特征在于，电路装置包括由另一个连接在端子(N3)与端子(N2)之间的单向元件(D5)组成的第三电路。

4. 根据权利要求 1 所述的电路装置，其特征在于，单向元件由二极管元件组成。

5. 根据权利要求 1 所述的电路装置，其特征在于，变流部件包括由两个开关元件(Q3，Q4)和驱动电路(22)组成的串联线路，驱动电路(22)用以产生使开关元件交替导通/截止的驱动信号。

6. 根据权利要求 1 所述的电路装置，其特征在于，该电路装置还包括:

传感部件，用以产生以两倍供电电压频率而周期地变化的控制信号;

控制部件，与传感部件相连接，用以根据所述控制信号调制高频电流的频率。

7. 根据权利要求 6 所述的电路装置，其特征在于，控制信号是经整流供电电压的测定值，且控制部件在经整流的供电电压的瞬时幅值增加时降低变流部件的工作频率，在经整流的供电电压的瞬时幅值减小时提高变流部件的工作频率。

8. 根据权利要求 6 所述的电路装置，其特征在于，所述传感部件包括检测元件和滤波元件，前者用以检测端子(N3)与端子(N5)之间的电压，后者用以滤除所述电压的高频分量。

9. 根据权利要求 6 所述的电路装置，其特征在于，所述传感部件包括用以检测所述高频电流的检测元件，且控制信号是所述高频电流的测定值。

10. 根据权利要求 9 所述的电路装置，其特征在于，控制部件在高频电流的瞬时幅值减小时降低变流部件的工作频率，在高频电流的瞬时幅值增大时提高变流部件的工作频率。

说　明　书

电路装置

本发明涉及一种用以用高频电流操纵放电灯的电路装置。

从已公布的 PCT 专利申请 WO92/04808 中可以了解到这种电路装置。由于负载电路连接在端子 N1 与端子 N2 之间，因而当作为主储能元件的第一容性元件上的电压高于出现在端子 N3 与 N5 之间经整流的供电电压的瞬时幅时，可以从供电电压源提取高频电流。这个高频电流提高电路装置的功率因数。然而，当电流作为第一容性元件的充电电流直接提取时，在灯运行过程中从低频供电电压提取的供电电流在低频供电电压的最大幅值附近仍然有相当高的峰值。因此供电电流仍然有高次谐波分量，这是我们所不希望的。

本发明的目的是提出这样一种电路装置，该电路装置在放电灯静态运行时从低频供电电源提取高次谐波分量较低的电流。

为达到上述目的，本发明的电路装置包括:

输入端子，接一个低频供电电压源;

整流部件，接所述输入端子，供整流所述低频供电电压用;

第一电路，包括单向元件和第一容性元件组成的串联线路，该线路与所述整流部件的第一输出端 N3 和所述整流部件的第二输出端 N5 相连接;

变流部件，与所述容性元件并联，供从经整流的低频供电电压产生高频电流用;

负载电路，包括电感元件、第二容性元件和灯接线端子，所述负载电路接于所述变流部件的端子 N1 和单向元件与所述整流部件的第

一输出端 N3 之间的端子 N2，本发明的电路装置具有这样的特征，即电路装置的尺寸取得使在放电灯静态运行期间出现在所述第一容性元件上的电压高于经整流的低频供电电压的幅值。

由于第一容性元件上的电压高于低频供电电压的幅值，因而电流决不会从低频电源直接提取作为第一容性元件的充电电流。这样就使供电电流的高次谐波分量较低。

我们发现，电路装置中加入由第三容性元件(C1)组成的第二电路，并将端子 N2 与端子 N5 连接起来，可以使电路装置平稳工作。第三容性元件的尺寸取得使第三容性元件上的电压在各高频周期的一段时间高于经整流的供电电压，在各高频周期的其余时间低于经整流的供电电压。因此电源只用一系列高频电流对第三容性元件进行充电，从而使供电电流中没有峰值，而且高次谐波分量较低。

再给电路装置配备由另一个单向元件 D5 组成的连接在端子 N3 与端子 N2 之间的第三电路时，电路装置中的整流部件必须满足的要求就不那么苛刻了。

我们还发现，单向元件由二极管元件组成时，可以用较简单的方式实现本发明的电路装置。

电路装置中的变流部件有一个由两个开关元件和一个驱动电路组成的串联线路时可取得良好的效果，该驱动电路用以产生使开关元件交替导通／截止的驱动信号。

本发明的电路装置的一个最佳实施例还包括:

传感部件，用以产生以两倍供电电压频率周期变化的控制信号;

控制部件，与传感部件相连接，用以根据控制信号调制高频电流的频率。

根据控制信号调制频率可以充分提高灯电流的峰值因数。控制信

号可以例如从经整流的供电电压或高频电流获得。在第一种情况下，我们发现，当控制装置在经整流的供电电压瞬时幅值增加时降低变流装置的工作频率、在经整流的供电电压瞬时幅值减小时提高变料装置的工作频率时，可以将灯电流峰值因数控制在较小值。在第二种情况下，我们发现，当控制装置在高频电流的瞬时幅值减小时降低变流装置的工作频率、在高频电流的瞬时幅值增加时提高变流装置的工作频率时，可以将灯电流峰值因数很好地控制在较小值。

现在参看附图更详细地说明本发明的一些实施例，附图中：

图 1 是本发明电子镇流器的方框图；

图 2 是图 1 第一镇流电路的简化原理图；

图 3 是图 2 电路更详细的原理图；

图 4 是图 1 另一个镇流电路的简化原理图；

图 5 和 5A 是图 1 其它镇流电路的简化原理图；

图 6 是灯工作期间出现在图 4 的镇流电路中的某些电压在一个输入电力线周期内变化的曲线图。

如图 1 中所示，本发明实际应用的镇流电路由小量的基本电路组成，各基本电路都是本技术领域的普通专业人士所熟悉或易于设计的。电力是从一般的低频交流线路 10（例如 120 伏，60 赫）输入的。滤波器 11 防止高频和射频杂波进入线路 10 中。整流器 12 一般制成全波桥式整流器，整流器的输出是经整流的半正弦波脉冲。整流器的输出由耦合电路 13（一般由一个或两个二极管组成）耦合到储能元件 14（例如电解电容器），储能元件 14 两端保持较高的直流电压。下面即将说明，在正常工作期间，储能电容器两端的电压高于出现在整流器 12 输出端的峰值电压。

高频发生器 15 将来自储能器件 14 的直流变换成频率一般在 20 和 75 千赫之间的高频电压。谐振耦合电路 16 与发生器 15 相连接，是设计得

使其在略低于高频电压正常范围的频率下谐振的。荧光灯 17 接于或跨接在耦合电路 16 的一部分。控制电路 18 最好至少一部分由集成电路制成，用以检测耦合电路 16 中一处或多处的电压或电流，并给发生器 15 提供控制信号。

从耦合电路 16 至耦合电路 13 的反馈连接线 19 使电流可以在每一个高频周期的部分时间从整流器／滤波器组合件 12／11 中提取。在每一个高频周期的至少不同的一部分时间，充电电流流至储能器件 14。在线路输入的所有每一个周期整个期间，存储在储能器件 14 中的能量高于从整流器 12 通过正常充电获得的能量。

按照本发明，电路值和工作频率范围选择得使来自输入电力线路的电流其波形基本上与线路电压的波形相同，且控制电路 18 检测在各线路电压周期的整个过程中变化着的参数，并在整个同周期内调制发生器 15 的频率，从而使流过灯的高频电流保持基本上恒定。这样可以直接减小灯的峰值因数。同时，频率偏离能最大限度减小电流高次谐波量的正常值的程度和持续时间都无需大到和长到（即只为线路半个周期的一部分）使线路电路过度失真的程度。

图 2 和 3 中示出了本发明的一个实施例，其中相应的各电路元件采用同样的符号。这种电路在欧洲是供与放电灯镇流器的交流 240 伏 50 赫输入线路配合使用的。EMI 滤波器 21 连接在输入线路端子与由二极管 D1-D4 组成的全波桥式整流器之间。快速恢复二极管 D5 连接在桥式整流器正端与流有灯电流的连接点 N2 之间。快速恢复隔离二极管 D6 固方向地连接，连接在该连接点与储能电容器 C4 之间。晶体管 Q3 和 Q4 串联连接，跨接在电容器 C4 两端，形成具变流器输出连接点 N1 的半桥式变流器。变流器由传统的驱动电路 22 驱动。

在该电路中，灯电流从变流器连接点 N1 通过耦合电容器 C2 和耦合电路 24 直接馈到连接点 N2。在 D5 或 D6 都不导通时各高频周期的那些部

分期间，全部灯电流这时流经低值电容器 C1。从电流互感器 T2 可以获得与灯瞬时电流成正比的信号，电流互感器 T2 的输出绕组两端连接有低值电阻器 R3。变流器的切换由传统的集成电路控制器 26 控制。

灯耦合电路 24 有一个扼流圈 L1 和一个起动电容器 C5。图 3 实施例的电路实例具有下列给定值：C1 15 毫微法；C2 330 毫微法；C4 56 微法；C5 15 毫微法；L1 1.7 毫亨；R3 2.4 欧；在该电路中，电容器 C5 的电容值比 C1 充分得使其在正常工作期间对谐振频率和电流的影响相当可观。这是电子镇流器技术领域的普通专业人士完全理解和易于计算的一种影响。可是为简单起见，在以下的电路操作讨论中，都没有参照 C5 的效应。在 230 伏线路电压下，这种电路是以在线路电压的整个每一个半周期期间在 39 和 54 千赫之间变化的变流器的频率工作的，该频率在线路电压交叉时最大。线路电流的总谐波失真为 9%，灯的峰值因数为 1.4 。在 207 伏至 264 伏的整个范围内，除该范围的低端之外，线路电路高次谐波含量都低于 15%。

图 4 示出了本发明用以与普通具有可拆卸的灯管且电源符合美国标准要求的荧光灯具配用的一个最佳实施例。荧光灯 LA 由两个晶体管 Q1 和 Q2 组成的高频半桥式变流器供电。负载变压器 T101 和电流互感器 T103 的初绕组串联连接在变流器的输出节点 N1 与由扼流圈 L101 和调谐电容器 C101 组成的串联谐振电路之间。调谐电容器 C101 连接在镇流器电力输入部分中的节点 N2 与接地点之间。耦合电容器 C102 在该串联电路中连接在扼流圈 L101 与节点 N2 之间。

镇流器的电源是个 120 伏 60 赫的交流输入线路。输入线路通过熔丝 D101-D104 相连接，干扰滤波器 111 包括线路扼流圈 L102 和电容器 C103。桥式整流器的负输出端 N5 接电路的接地点，正输出端则形成具有电压 V_{RECT} 的节点 N3，且通过快速恢复二极管 D105 与节点 N2 相连接。第二快速复二极管 D106 连接在节点 N2 与节点 N4 之间，节点 N4 为变流晶

体管 Q1 的高电压供应点。储能电容器 C104 连接在变流电源输入端两端，在节点 N4 与电路接地点之间。二极管 D105 和 D106 以及经调节的高频电路至该两二极管的连接线一起将能量从输入线路以高频频率传送到电容器 C104，并产生上升的直流电流输进变流器中，这下面即将说明。

荧光灯负载连接在变压器 T101 的次级绕组两端，灯丝上还连接有普通的启动电容器 C105。

变流器由驱动电路 110 控制，驱动电路 110 则由来自压控振荡器 112 的高频柃信号控制，压控振荡器 112 的频率由差动放大器 A1 的输出确定。放大器 A1 的正输入端接基准电压源 114，其负输入端经反馈电阻器 R101 接其输出端。该负输入端还接由二极管 D107、电阻器 R102 和电容器 C106 组成的整流器和阻容滤波器，由两者对灯电流的高频分量整流和滤波，留下按桥式整流器输出端的频率（每秒 120 次）变化的经整流电流的调制包路线。该电流检测信号获自跨接在电流互感器 T103 的次级线圈两端的低值电阻器 R103。

图 3 和 4 的电路按下面参照图 4 进行的说明的方式工作，但两者由不同的交流线路电压和频率的电源供电，灯的负载不同，变流器的频率也不同。这是通过调节各组件的值进行的，电子镇流器技术领域的普通专业人士都知道这一点。

由晶体管 Q1 和 Q2 组成的变流器通常在高于谐振电路的有效谐振频率的频率工作，各晶体管的占空因数为 50%。在启动的过程中，大家都知道，频率朝谐振频率下扫。灯已启动之后，流经电感 L101（也流经变压器 T101 的初级绕组）的高频电流促使节点 N2 处的电压 V_{C101} 在每一个灯电流周期在图 6 中所示与二极管 D105 和 D106 的动作有关的范围之间起伏一次。电压 V_{C101} 是整个高频周期期间中 C101 两端的平均电压，该电压如图中所示在一个线路电压的整个过程中变化着。耦合

电容器两端的电压 V_{C102} 在一个高频周期的整个过程中变化不大，但在一个线路电压周期的整个过程中在半个线路峰值电压 V_{PK}（这时线路电压处于峰值）与大致等于零（这时线路电压接近零）之间变化。

电路特性是遵循下面将说明的方式表现出来的，只是在线路电压接近零交叉时例外，高频周期中电感电流到达其峰值的时刻可能不同，而且充电电流流到电容器 C104 的时间延迟了。为简单起见，这里忽略了 C105 的作用，这并不改变电路通常的工作方式，只是影响电流和电压值的精确度罢了。

在各高频周期的第一阶段期间，在晶体管 Q1 刚导通之后，由于电感 L101 的电感很大，电流仍然按从节于 N2 至节点 N1 的方向流动。由于 Q2 截止，电流在此阶段期间会按“向后”的方向通过形成 Q1 的一部分的反向电流二极管流动，通过 C104 在给 C104 充电的方向流动，通过桥式整流器和输入电力线（或滤波器）、二极管 D105 和耦合电容器 C102 流动。这时电感电流迅速下降。

晶体管 Q1 导通之后一段时间，电路进入高频周期的第二阶段，于是流过电感 L101 的电流反向。节点 N2（由二极管 D105 一直保持在经整流的线路电压 V_{RECT} 当时存在的瞬时值）的电压这时由于电容器 C101 处于充电状态而开始升高。现在电容器 C104 通过晶体管 Q1 放电，电感 L101 的电流上升的速率取决于耦合电容器 C102 两端（在一个高频周期期间变化不大）的电压 V_{C102}、电容器 C101 与 104 之间的瞬时电压差（$V_{C104}-V_{C101}$）、电感 L101 和灯的有效电阻。节点 N2 的电压达到储能电容器 C104 两端的电压 V_{C104} 与 D106 二极管压降的和之后，电路进入其第三阶段。节点 N2 的电压保持不变，电容器 C104 中没有电流通过。仅由耦合电容器 C102 两端的电压所驱动，仍在升高的电感电流流经二极管 D106。

在紧接着变流器切换之后的第四阶段中，Q2 导通，Q1 截止，因而

驱动谐振电路的电压因电容器C101两端的电压超过C102两端的电压而使其极性倒过来。电流仍然流过二极管 D106，而且在充电方向上流过电容器 C104，但以迅速下降的速率流过。灯电流反向时，电路进入第五阶段。二极管 D106 将截止，C101 两端的电压开始朝当时存在的经整流的电力线路电压下降。反向电流将以与先正向电流增加相类似的波形增加。电容器C104 中没有电流流过。

V_{C101} 达到经整流的线路电压减去二极管 D105 的正向压降时，进入第六阶段，而且 V_{C101} 保持不变。这时电感电流流经晶体管 Q2、桥式整流器和线路或线路滤波器，且通过二极管 D105 和耦合电容器C102。紧接着变流器再次切换之后，且Q2 截止时，该电流在通过C104的充电方向上流过 Q1，并流过桥式整流器和二极管 D105，于是如上述那样重复第一阶段。

一个高频周期的六个不同阶段只是部分对称。储能电容器 C104在紧接着变流器的各切换过程之后的第一和第四阶段期间接收充电电流，但只在第二阶段期间放电，这时电容器 C101 两端的电压从二极管D105 导通时的值提升到二极管D6 导通的值。在第一和第六阶段期间，从交流线路提取电流脉冲。

上面说过，电容器 C102 两端的电压 V_{C102} 在一个高频周斯的整个过程中等于节点 N1 处的平均电压 $V_{C104}/2$ 与平均电压 V_{C101} 之间的差值。在电力线路电压半个周期的整个过程中，V_{C101} 和 V_{C102} 大幅度变化，电容器 C101 两端的电压在一个高频周期期间偏移的幅度也大幅度变化，但这时 V_{C101} 和 V_{C102} 在与幅值变化相反的方向上改变。线路电压 V_{RECT}（和相应的 V_{C102}）相当低时，变流器即将切换之前，电感和有效负载电阻可能小得使通过电感的电流在变流器切换之前开始下降。D105 延迟导通，这符合线路电流波形应与线路电压波形完全相同的要求。在线路电压交叉的一时刻，电感电流达零时电压 V_{C101}

应达其下限（这时二极管即将导通）。

部件值和变流器频率正确选择时，通过二极管 D105 的电流脉冲的（连接平均）包络与整流器的输出电压波形匹配。除干扰滤波器所滤除的高频脉动之外，对整流器来说，镇流器载荷就象纯电阻一样。分析表明，这须要使储能电容器 C104 的值高得足以使 V_{C104} 不致在线路电压周期的整个间大幅度变化。这看来也会使灯的电流峰值因数达最小值，但实际上正好相反。整流器输出电压在一个线路电压周期的整个期间变化时，电感电流的波形式发生变化。结果，在镇流器按到此为止所述的形式工作的情况下，灯峰值因数一般超过 1.7。

变流器恒定的频率值正好使镇流器看起来呈阻性的情况下，流过灯电路的电流调制包络线决不会趋近零，这是因为电容器 C101 在电力线整流器输出值 V_{RECT} 与电容器 C104 两端电压 V_{C104} 之间在各高频周期充放电一次所致。出乎意料之外的结果是，灯电流因电流流过 C101 而引起的分量（即在上述第二和第五阶段期间流过的电流）在线路电压为零时达最大值，在线路电压处于峰值时达最小值。同时，通过二极管 D105 在 120 赫的包络线其形状与经整流的线路电压相同。

本申请人发现，镇流器如按不同于上述那样的方式构制时，而用通常与负载电流调制成正比的频移调制变流器的频率，可以使灯电流基本上保持恒定，对线路电流的高次谐波没有显著的影响。为达到这种效果，须要使储能电容器的电容值足以使其电压在一个线路电压周期期间不致大幅度变化，而且应使 C101 的值小得足以使电流只响应于高频电流而流过二极管 D105。

在最佳实施例中，滤波器 R102／C106 给放大器 A1 提供使变流器频率随负载电流调制包络线的线性变化的信号。最大频率和灯电流是在线路电压交叉对出现的。

通常，要达到所希望的这个结果，应使 C102〉〉C101；C104〉〉

C102; 且 $|Z_o| > |Z_{LA}|$，其中 $|Z_o| = N(L101 / C101)$，$|Z_{LA}|$ 为反映到变压器 T101 的初级侧的有效灯阻抗。图 4 实施例的电路实例采用以下元件值：C101 47 毫微法；C102 330 毫微法；C103 470 毫微法；C014 87 微法；C105 4.7 毫微法；L101 0.15 毫亨；L102 800 微亨；$|Z_{LA}|$ 23 欧。

上述分析是根据这样的假设进行的，即运行过程基本上是线性的。因此，输入电源电压已知时，电路值是正确得足以在标称输入线路电压下给已知的负载提供所要求的电力。

负载是线性的，且其功率可按输入电压电平的平方变化时（变流器频率虽然在各 60 赫线路网期期间经过调制但在一个线路同期的整个期间的平均值相同），线路电压 ± 10 % 的一般容差不会影响线路高次谐波或负载电流的峰值因数。当按照通常容许的作法由镇流器控制电路补偿线路电压的变化时，这种补偿可能会促使线路电流的高次谐波失真比原来得出的还严重，因为整个一个输入电压周期的平均频率与使整流器上的负载呈阻性的频率不同。然而，通过协调灯的寿命和效率、镇流器成本和线路电流波形可以使照明系统达到最佳状态。

举例说，图 4 的电路可以在大约 56 千赫的最低频率与大约 80 至 85 千赫的最高频率之间工作。

检测灯电流可以提供所有因电路与电容器 C101 连接固有的负载电流变化和因电源线路电压平均值的变化引起的变化而需要进行的校正。

为减低荧光灯负载的亮度或达到其它控制目的，除调制变流器的频率外，最好改变开关晶体管的上述 50 / 50 % 周期的占空因数，同时保持灯峰值因数和线路电路失真在容许的范围内。

图 5 和图 5A 中所示的实施例在结构和工作情况方面与图 4 的实施例相类似。但在图 5 和图 5A 所示的实施例中，控制变流器工作频率的

控制信号是从经整流的供电电压得出的。

在图 5 的实施例中，分压器 R4／R3 通过电阻器 R2 给放大器 A1 提供一个信号，以促使变流器的频率随桥式整流器的输出电压呈线性地但反向地变化。最低频率约为 56 千赫时，最高频率可达 80 至 85 千赫左右。

上面说过，要达到这个所希望的结果，应使 C2〉〉C1；C4〉〉C2；且 $|Z_o| > |Z_{LA}|$，其中 $|Zo| = N(L1/C1)$，$|Z_{LA}|$ 为反映到变压器 T1 的一次测的有效阻抗。电路实例采用下列元件值：C1　47 毫微法；C2　330 毫微法；C3　470 毫微法；C4　87 微法；C5　4.7 毫微法；L1　0.15 毫亨；L2　800 微亨；$|Z_{LA}|$ 23 欧。

举例说，图 5 的电路可以修改得使基准电压源 14 改变得保持平均灯功率大致不变。这样做的其中一个方法采用了图 5A 的电路方案。

灯的峰值因数和功率因线路电压变化引起的变化可以通过设置作为节点 N4 电压的一部分选取的基准电源而使其减小，如图 5A 的示意图所示。例如当为了补偿线路电压的偏差而使变流器频率在多个线路周期的时间保持下来时，元件值对储能电容器 C4 上的频率和电压的比值再也不会使变流器／负载电路对桥式整流器起等效阻性负载的作用，同时线路电流高次谐波会有所增加。虽然为消除高频分量而以滤波器 16 为代价，经电阻器 R3A 和 R4A 检测电容器 C1 两端的电压，可以在灯卸除后使防止储能电容器 C4 两端的电压猛增、控制灯电流的峰值因数或影响灯的引燃时间等总的性能达到最佳状态。频率控制可以部分或全部根据节点 N2 上的电压进行，经过滤波来消除高频分量。

对图 5 那种电路进行测试时，灯的峰值因数仍然在 1.6 以下，在线路电压变化率为 ± 10％的情况下线路电流总的高次谐波失真仍然低于 15％。线路电压变化不加以补偿时，线路电流总的高次谐波失真低

于5%。

本技术领域的普通专业人士都知道，根据本发明的精神实质是可以提出镇流电路的许多修改方案的。举例说，虽然可能会使1993年的工业技术显得更不方便，但只要负载在整流器看来可视为阻性负载也可以采用不同形式的步率发生器，例如采用带中间抽头初级绕组的变压器和传统推挽式结构的开关晶体管等。从高频部分耦合到低频部分可以通过其它类型的电路元件或分支电路。灯耦合到高频源可以采用多种形式的谐振电路。可以设计出全新形式的耦合电路，其中灯的频率与高频发生器的频率不同，但保持灯电流受高频发生器频率的影响。

10
滤波器
11
整流器
12
耦合电路
13
储能元件
14
高频发生器
15
谐振耦合电路
16
荧光灯
17
控制电路
18
19

图 1

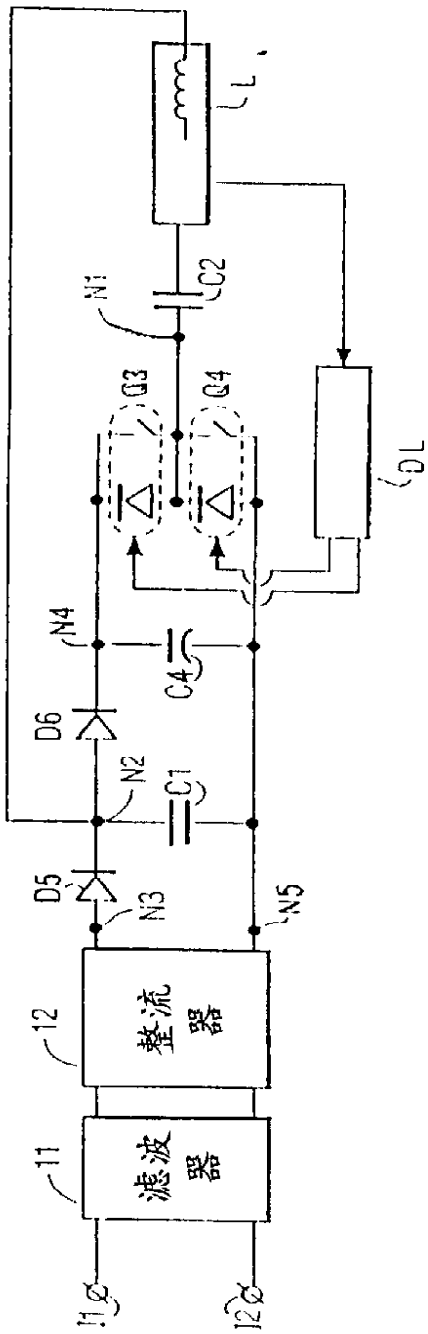


图 2

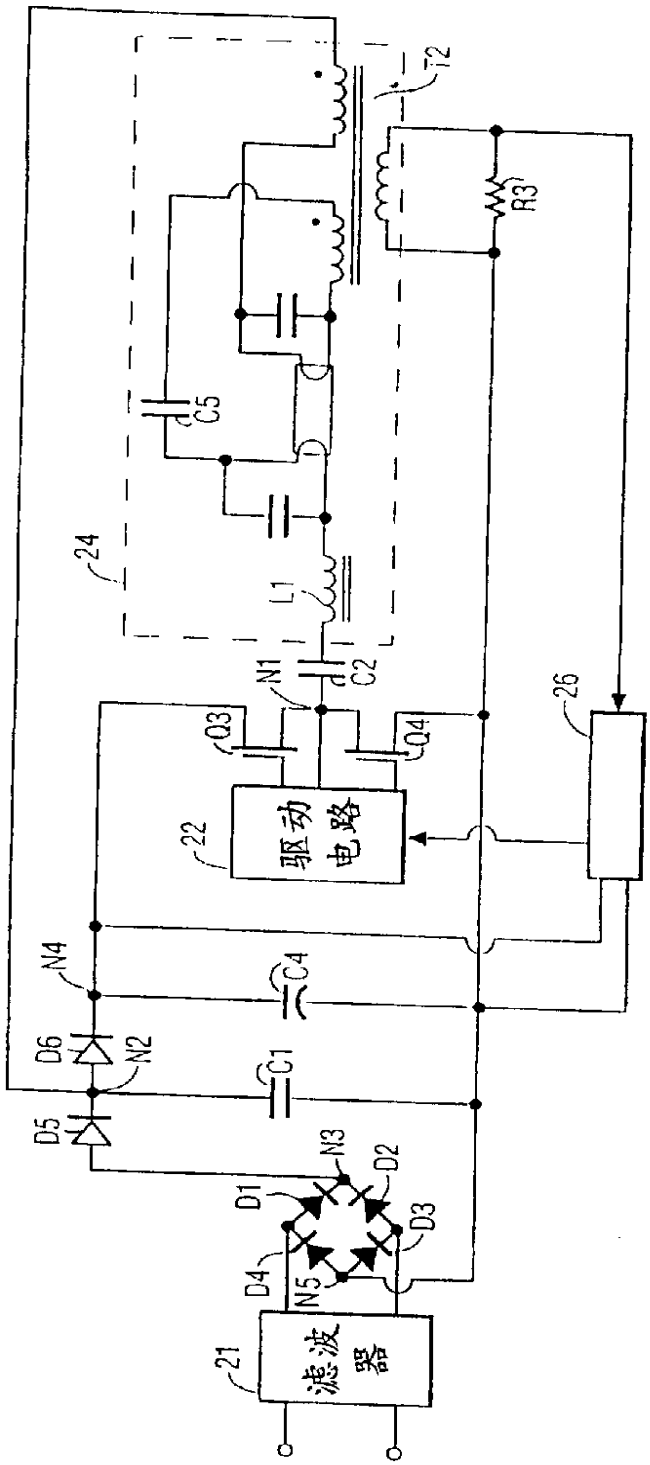

T2
R3
C5
24
L1
C2
N1
Q3
Q4
驱动电路
22
26
N4
C4
D6
N2
C1
D5
N3
D2
D1
D3
D4
N5
滤波器
21

图 3

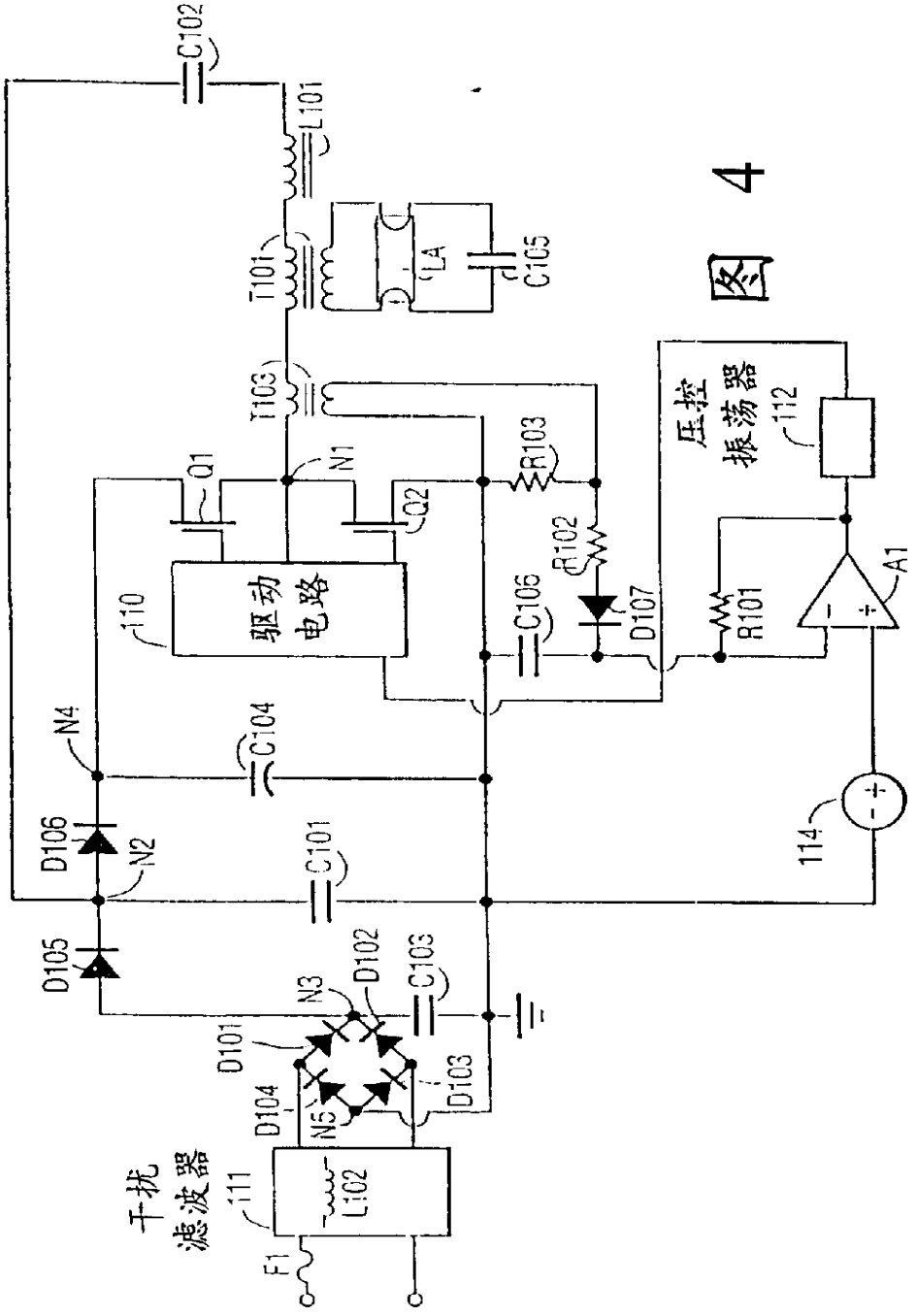

C102
L101
T101
LA
C105
T103
Q1
N1
Q2
R103
R102
D107
C106
驱动电路
110
压控振荡器
112
A1
R101
N4
C104
D106
N2
C101
D105
N3
D102
C103
D101
D104
N5
D103
干扰滤波器
111
L102
F1
114

图 4

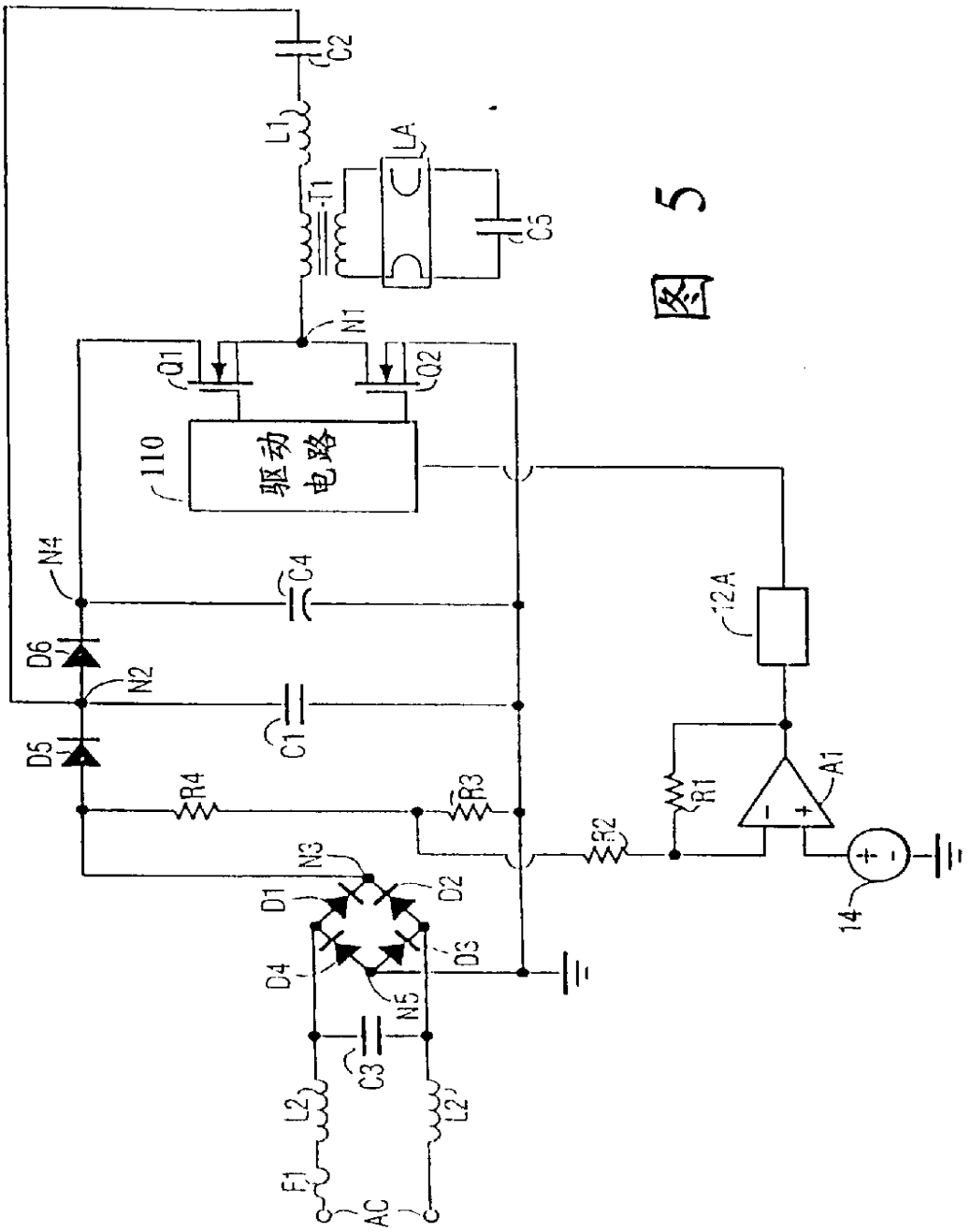

C2
L1
T1
LA
C5
N1
Q1
Q2
110
驱动电路
N4
C4
D6
N2
C1
D5
R4
R3
N3
D1
D2
D4
D3
N5
C3
L2
L2'
F1
AC
12A
R1
A1
R2
14

图 5

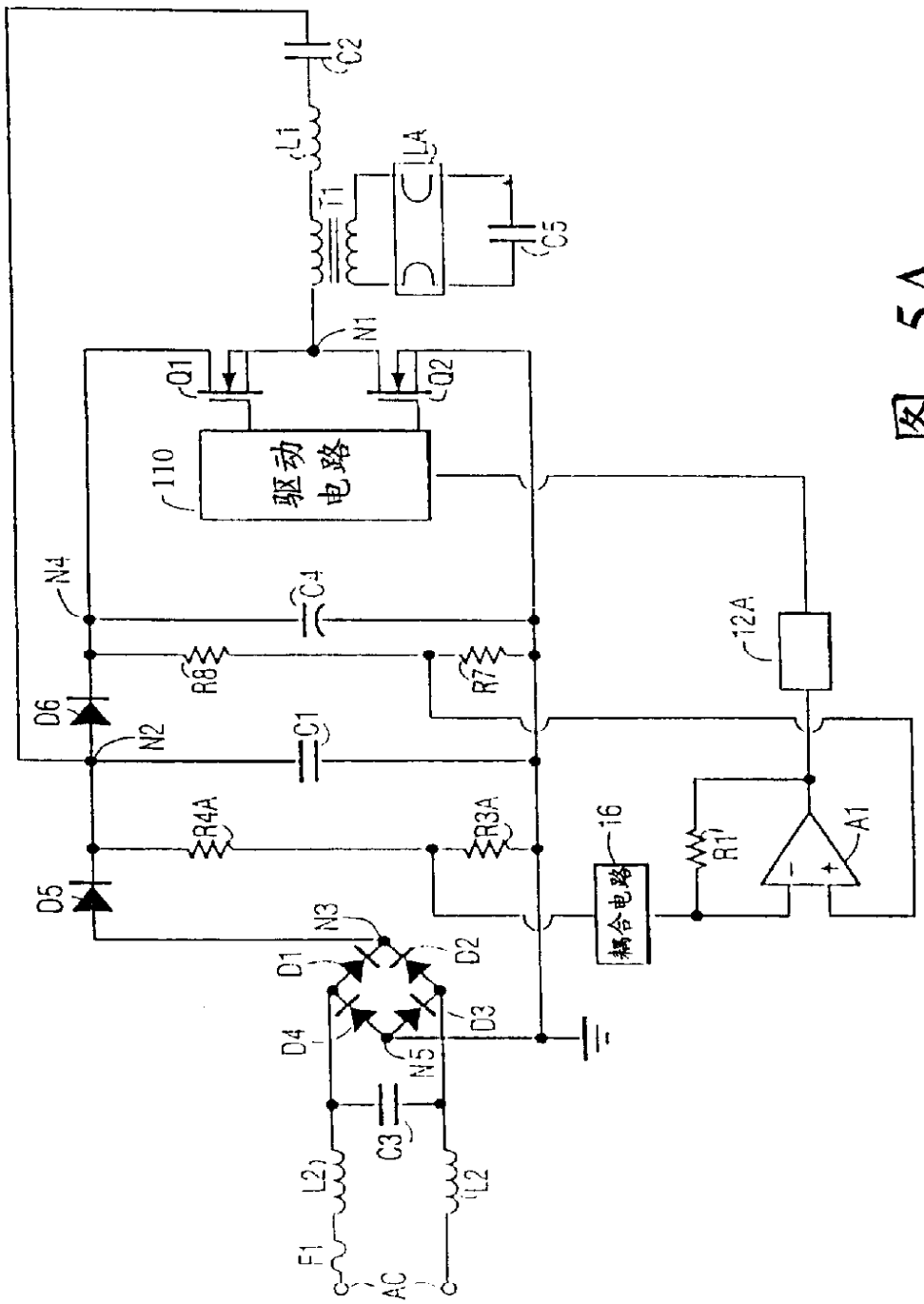

C2
L1
T1
LA
C5
N1
Q1
Q2
驱动电路
110
N4
C4
R8
R7
12A
D6
N2
C1
R4A
R3A
16
R1
A1
D5
N3
D1
D2
D3
D4
N5
C3
L2
F1
AC

图 5A

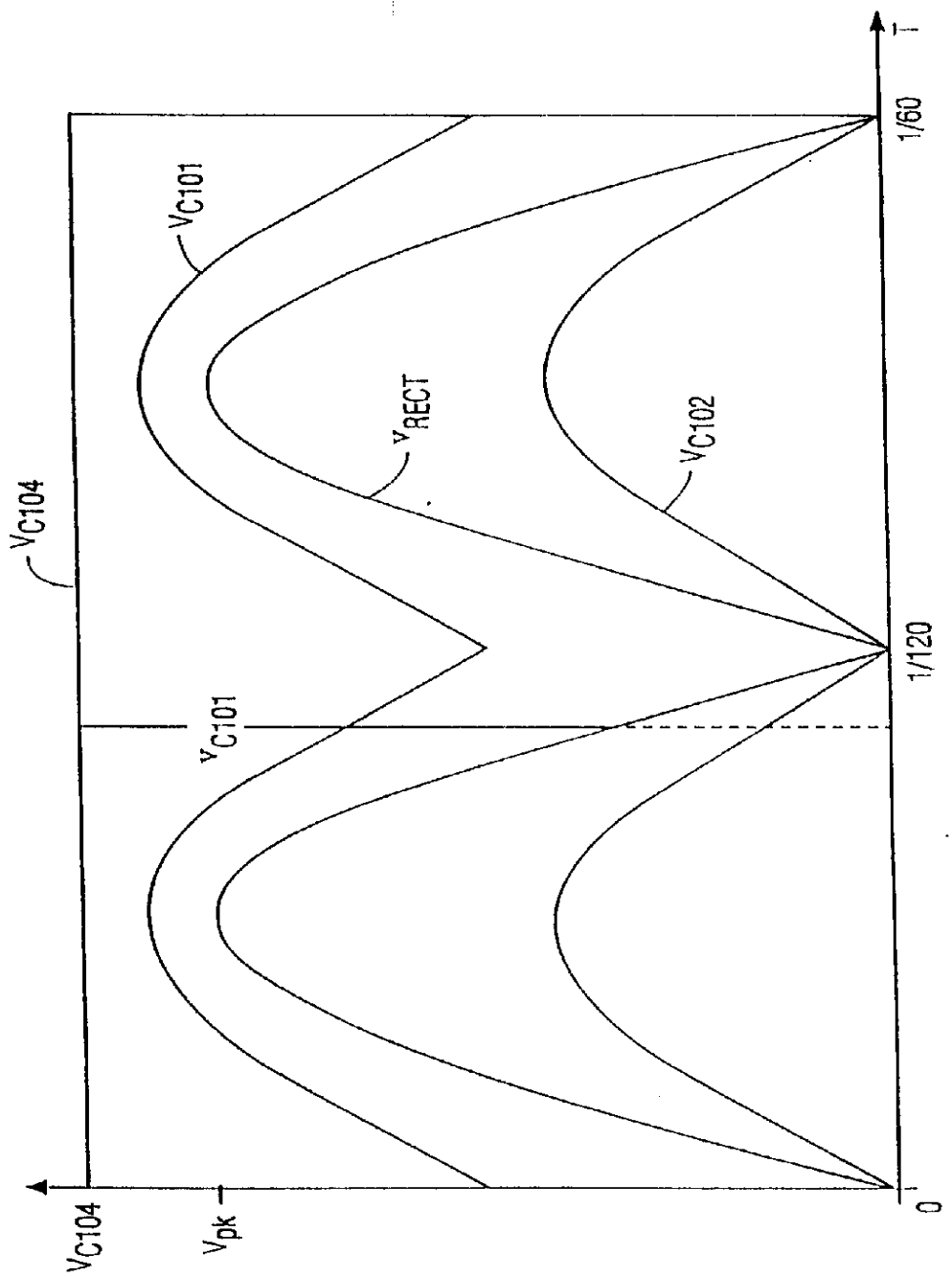


图 6

专利文献出版社出版
ISBN 7-980008-04-9