



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200480033150.7

[43] 公开日 2006 年 12 月 20 日

[11] 公开号 CN 1883107A

[22] 申请日 2004.10.11

[21] 申请号 200480033150.7

[30] 优先权

[32] 2003.11.10 [33] US [31] 60/518,880

[86] 国际申请 PCT/CN2004/001152 2004.10.11

[87] 国际公布 WO2005/046038 英 2005.5.19

[85] 进入国家阶段日期 2006.5.10

[71] 申请人 香港大学

地址 中国香港薄扶林道

[72] 发明人 潘毅杰 庞敏熙 廖柱帮

[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 张志醒

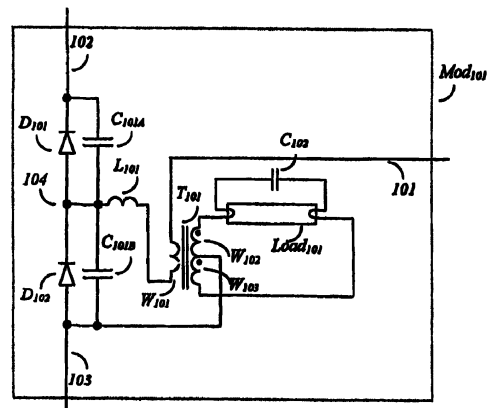
权利要求书 4 页 说明书 9 页 附图 4 页

[54] 发明名称

具有电阻性输入和低电磁干扰的可调光镇流器

[57] 摘要

公开一种具有对于荧光灯或 HID 灯的恒定功率馈送特性的 AC 到 AC 功率变换设备。通过与负载串联耦合的电容器的不连续模式操作来取得该恒定功率特性。在每一开关周期将能量包抽取到负载，而不管谐振特性如何。输入功率对电源电压平方的依赖性使输入具有电阻性并且产生良好的功率因数。通过类似白炽灯的外部相位控制调光器对灯负载进行调光。通过增加更多组所述电容器和相关部件而能够集成具有不同额定功率的多个灯负载。



1. 一种用于非线性负载的功率变换设备, 包括:

连接到 DC 电压源的一个输入端子对;

耦合到所述输入端子对且串联连接的第一和第二电容器;

第一和第二二极管, 分别与第一和第二电容器并联耦合以至于所述二极管在所述 DC 电压源下被反向偏置;

电感器, 与连接到所述电容器和二极管的第一节点相耦合;

变压器, 包括至少一个初级绕组和两个次级绕组, 所述变压器的初级绕组耦合到所述电感器且其次级绕组串联耦合在第二节点, 所述次级绕组采用相对于耦合这两个绕组的所述第二节点产生极性相反的电压的方式加以构造;

耦合到所述变压器的所述初级绕组的第三端子, 连接到脉动电压源, 这种电压源在一个脉动周期内对所述第一和第二电容器进行充电或放电; 以及

为电功率而耦合到所述次级绕组的一非线性负载。

2. 一种用于非线性负载的功率变换设备, 包括:

连接到 DC 电压源的一个输入端子对;

耦合到所述输入端子对且串联连接的第一和第二电容器;

第一和第二二极管, 分别与所述第一和第二电容器并联耦合以至于所述二极管在所述 DC 电压源下被反向偏置;

连接所述电容器和二极管的第一节点;

变压器, 包括至少一个初级绕组和两个次级绕组, 所述变压器的初级绕组耦合到所述第一节点且其次级绕组串联耦合在第二节点, 所述次级绕组采用相对于耦合这两个绕组的所述第二节点产生极性相反的电压的方式加以构造;

耦合到所述变压器的所述初级绕组的第三端子, 连接到脉动电压源, 这种电压源在一个脉动周期内对所述第一和第二电容器进行充电或放电; 以及

为电功率而耦合到所述次级绕组的一非线性负载。

3. 一种用于非线性负载的功率变换设备, 包括:

连接到 DC 电压源的一个输入端子对;

第一和第二二极管, 串联连接且耦合到所述 DC 电压源以至于每个

二极管在所述 DC 电压源下被反向偏置；

并联连接到任一所述二极管的第一电容器；

电感器，与连接所述二极管的第一节点相耦合；

变压器，包括至少一个初级绕组和两个次级绕组，所述变压器的初级绕组耦合到所述电感器并且其次级绕组串联耦合在第二节点，所述次级绕组采用相对于耦合这两个绕组的所述第二节点产生极性相反的电压的方式加以构造；

耦合到所述变压器的所述初级绕组的第三端子，连接到脉动电压源，这种电压源在一个脉动周期内对所述第一和第二电容器进行充电或放电；以及

为电功率而耦合到所述次级绕组的非线性负载。

4. 如权利要求 1 所述的设备，还包括用于把连接所述变压器的次级绕组的所述节点耦合到所述输入端子之一的装置。

5. 如权利要求 2 所述的设备，还包括用于把连接所述变压器的次级绕组的所述节点耦合到所述输入端子之一的装置。

6. 如权利要求 3 所述的设备，还包括用于把连接所述变压器的次级绕组的所述节点耦合到所述输入端子之一的装置。

7. 如权利要求 1 所述的设备，具有作为所述非线性负载的放电灯，还包括有利于灯操作的所述灯负载端子处的电容器。

8. 如权利要求 2 所述的设备，具有作为所述非线性负载的放电灯，还包括有利于灯操作的所述灯负载端子处的电容器。

9. 如权利要求 3 所述的设备，具有作为所述非线性负载的放电灯，还包括有利于灯操作的所述灯负载端子处的电容器。

10. 如权利要求 1 所述的设备，具有作为所述非线性负载的放电灯，还包括：

有利于灯操作的所述灯负载端子处的两个串联电容器；

耦合所述两个串联电容器的节点；以及

将所述节点耦合到所述输入端子之一的装置。

11. 如权利要求 2 所述的设备，具有作为所述非线性负载的放电灯，还包括：

有利于灯操作的所述灯负载端子处的两个串联电容器；

耦合所述两个串联电容器的节点；以及

将所述节点耦合到所述输入端子之一的装置。

12. 如权利要求 3 所述的设备, 具有作为所述非线性负载的放电灯, 还包括:

有利于灯操作的所述灯负载端子处的两个串联电容器;

耦合所述两个串联电容器的节点; 以及

将所述节点耦合到所述输入端子之一的装置。

13. 如权利要求 1 所述的设备, 还包括:

为控制输出功率而对与所述第三端子相耦合的所述脉动电压源的频率进行控制的装置。

14. 如权利要求 2 所述的设备, 还包括:

为控制输出功率而对与所述第三端子相耦合的所述脉动电压源的频率进行控制的装置。

15. 如权利要求 3 所述的设备, 还包括:

为控制输出功率而对与所述第三端子相耦合的所述脉动电压源的频率进行控制的装置。

16. 一种功率变换设备, 包括:

整流器模块, 连接到 AC 电源并且具有提供直流电的一个输出端子对;

一个串联开关对, 耦合到所述整流器模块输出端子对, 用于接受所述直流电, 所述开关的切换在第一节点产生脉动 DC 电源;

将具有脉动 DC 的所述第一节点耦合到如权利要求 1 所述的设备中的第三端子的装置; 以及

将所述整流器模块的输出端子耦合到如权利要求 1 所述的设备中的输入端子的装置。

17. 一种功率变换设备, 包括:

整流器模块, 连接到 AC 电源并且具有提供直流电的一个输出端子对;

一个串联开关对, 耦合到所述整流器模块输出端子对, 用于接受所述直流电, 所述开关的切换在第一节点产生脉动 DC 电源;

将具有脉动 DC 的所述第一节点耦合到如权利要求 2 所述的设备中的第三端子的装置; 以及

将所述整流器模块的输出端子耦合到如权利要求 2 所述的设备中

的输入端子的装置。

18. 一种功率变换设备, 包括:

整流器模块, 连接到 AC 电源并且具有提供直流电的一个输出端子对;

一个串联开关对, 耦合到所述整流器模块输出端子对, 用于接受所述直流电, 所述开关的切换在第一节点产生脉动 DC 电源;

将具有脉动 DC 的所述第一节点耦合到如权利要求 3 所述的设备中的第三端子的装置; 以及

将所述整流器模块的输出端子耦合到如权利要求 3 所述的设备中的输入端子的装置。

具有电阻性输入和低电磁干扰的可调光镇流器

交叉引用

该申请要求 2003 年 11 月 10 提交的美国临时申请 60/518880 的权益。

技术领域

该发明涉及功率变换器领域，特别涉及用于镇流器或气体放电灯（诸如荧光灯、冷阴极荧光灯或 HID 灯）的 AC 到 AC 变换领域。该变换器具有电阻性输入特性，其产生高功率因数并且通过外部相位控制调光器来调光。

背景技术

电子镇流器由于其高效率、节省能量和尺寸紧凑的优点而被广泛使用。然而，其仍旧不能够像传统磁镇流器那样的流行。这是因为电子镇流器常常在性能和成本方面直接与磁镇流器相当。电子镇流器不得不符合照明设备的许多规则，诸如那些用于输入谐波电流、功率因数、总谐波失真的规则。为符合这些规则而常常需要高性能和昂贵的部件。例如，通常在镇流器电路中需要高压电解质大容量电容器，但是大部分高电压电解质电容器的寿命在额定条件下是 2000 小时，这仅是电子管型荧光灯寿命的一半。所以，电子镇流器的成本与稳定性之间很难两全其美。

图 1 示出了一种典型的现有技术的镇流器电路。它由一整流器、升压变换器、后接一 DC 到 AC 变换器组成。该整流器将 AC 输入变换成脉动 DC 电源。升压变换器用作为功率因数校正 (PFC) 前端，其确保输入电流符合管理要求。DC 到 AC 变换器从 PFC 前端接收 DC 并且通过开关 M_1 和 M_2 产生多个脉冲。该脉冲耦合到由灯负载组成的谐振电路。当脉冲频率接近谐振网络的谐振频率时，很多的功率将被提供到该负载。如果脉冲频率相对于谐振网络的谐振频率被轻微地移位，那么功率输出将下降。由频率移位所引起的功率偏移取决于谐振网络的 Q 因数。并且流入灯的最大电流取决于串联电感 L_{res} 和灯的特性。该现有技术的主要缺陷是对于部件变换很敏感，因为谐振是操作的关键。操作点必须落入谐振特性的高增益区域，否则灯将不能够正确地

点亮。

当需要灯调光时，经常使用外部相位控制调光器。这要求镇流器中存在更加复杂的电路。从 Brinkerhoff 的美国专利 5172034、Bezdon 等人的专利 5396155、Venkitasubrahmanian 等人的专利 5559395、Adamson 的专利 6094017、Chen 的专利 6339298、Moisin 的专利 5686799、Titus 的专利 5825137、Titus 的专利 6100644 等等中能够找到这种类型的描述。基本电路相似于这样的现有技术：具有功率因数校正器前端，与与变换器相级联，用于给谐振电路产生脉动电压。这一思想基本在于：产生控制信号以沿着谐振电路的钟形谐振特性曲线来移位脉冲频率以调节功率输出来产生对灯的调光效果。该控制信号能够通过外部控制器件、分压器、或外部调光器的平均相位导向角电压来提供。这种类型的控制方法不能够非常稳定，因为谐振电路特性是非常灵敏并且易变。

一些研究者试图解决可调光镇流器的稳定性问题。从 Lesea 的美国专利 5315214、Moisin 的 6037722、Pál 的 6118228、Janczak 的 6144169、Farkas 等人的 6448713、MacAdam 等人的 6452344 等等中能够发现这一领域的描述。他们设法感测当前的灯电流并且使用反馈控制以将其与控制信号相比较以及调节开关频率以到达钟形谐振曲线上的稳定操作点。需要许多复杂的电路以及功率因数校正器前端，最终的产品在成本上没有成本竞争优势。

另一些研究者设法使用简单的电路以获得良好的功率因数和可调光效果。在美国专利 5801492 中，Bobel 使用单级电路以提供功率因数校正，但是其需要两个谐振电路以允许能量流回到整流输入侧并且在主开关上引起高电压应力。在美国专利 6348767 中，Chen 等人使用两个谐振电路并且将灯负载连接到输入侧以提供小而连续的电流来使得输入侧上的三端双向可控硅开关调光器保持弱功率因数。在美国专利 6429604B2 中，Chang 使用多个 LLC 谐振电路来控制输入电流形状和灯电流，但是电压应力高于输入峰值 AC 电压。这在电路的部件上产生额外的电压应力。

因此，就需要开发一种具有简单的电路、稳定的操作、低输入电流谐波特性和低电应力的镇流器。

发明内容

本发明是一种具有用于驱动气体放电灯的 AC 输出的开关变换器。该开关变换器提供预设定的功率量，而不产生输出电压并且让负载确定功率。瞬时功率与输入电压的平方成比例，这对于输入功率也是如此。因此，输入阻抗变成电阻性的。如果 AC 电源被整流并且连接到该变换器，那么输入电流将遵循输入 AC 电压波形并且受控于该变换器的等效电阻。

本发明的变换器包括若干电容器和一个灯负载。多个脉冲在每一周期中通过灯负载对电容器进行充电和放电。电容器充电确定被提供到灯的功率量，并且这种充电行为对灯特性不敏感。这种配置提供了自动功率因数校正。能量包被提供给能够受控于开关频率以及电容器设计的灯。

本发明的一个目的是通过外部三端双向可控硅开关相位控制调光器可调光。

本发明的另一目的是通过开关频率对提供到负载的功率进行调节。

本发明的另一目的是消除对于大容量变换器的需求。

本发明的另一目的是减少高频开关处的损耗。

本发明的另一目的是减少高频开关噪声。

本发明的另一目的是在没有附加的变换器的情况下使得简单的变换器拓扑结构具有输入功率校正特性。

根据以下本发明的详细描述和附图，本发明的这些和其他目的对于本领域技术人员来说将是非常清楚的。

附图说明

图 1 示出了一传统简化的镇流器电路。

图 2A 和 2B 是本发明一简化的方块图和一电路示意图。

图 3A 到 3F 是实施例的高频电压和电流的图表。

图 4A 到 4C 是实施例的行频电压和电流的图表。

具体实施方式

在此描述本发明的原理。连接到电压源的一组互补电子开关产生多个脉冲，然后这些脉冲被注入到一个或多个恒定功率模块。每一模块包括耦合到电源线的两个串联电容器。每一电容器具有反并联二极管。电容器的结耦合到负载并且然后加入脉冲。实际上，通过该负载

对电容器进行充电和放电。当对电容器充电时，能量将被提供到该负载。考虑从 0V 开始对电容器进行充电的情况。参数是具有串联负载 R_s 的电容 C 和电压源 V_s 。让充电期间串联负载 R_s 上所消耗的能量为 $E_{R_s_c}$ 。如等式 1 所表示的那样，提供到整个电路的总能量是电压 V_s 和电流 i_{in} 相对于时间的积分，其等于电容器上所存储的能量和串联负载上所消耗的能量。

$$\int_0^{\infty} V_s i_{in} dt = \frac{1}{2} C V_s^2 + E_{R_s_c}, \quad \text{等式 1,}$$

电容器 C 中存储的总电荷 Q_c 是

$$\int_0^{\infty} i_{in} dt = Q_c, \quad \text{等式 2,}$$

组合等式 1、等式 2 并且通过电容定义

$$\int_0^{\infty} V_s i_{in} dt = V_s Q_c = V_s C V_s, \quad \text{等式 3,}$$

在将相应的电容器充电到所提供的电压的时在串联负载上所消耗的能量 $E_{R_s_c}$ 是

$$E_{R_s_c} = \frac{1}{2} C V_s^2 \quad \text{等式 4,}$$

这说明利用串联电阻器对电容器充分充电过程中所消耗的能量等于电容器所存储的能量。

如果电容器通过串联负载完全放电，那么电容器所存储的全部能量将在负载上被消耗，并且也等于 $\frac{1}{2} C V_s^2$ 。因此，在完整的充电和放电周期中提供给串联负载的总能量是 $C V_s^2$ 。

另外还必须要注意的是：没有定义串联负载特性，其能够是诸如电阻器那样的线性负载，或者诸如灯负载或电抗负载那样的非线性负载。总之，上述结果仍旧有效。

当灯负载与电容器串联并且电源电压对电容器电压钳位时，负载上所消耗的能量被固定并且与电源电压的平方成比例。然后，平均功率消耗 P_{R_s} 由互补开关的开关频率 f_s 确定，或简单地是

$$P_{Rs} = CfsV_{dc}^2 = \frac{V_{dc}^2}{\frac{1}{Cfs}} \quad \text{等式 5,}$$

从等式 5 能够观察到：串联负载上的功率消耗或整个电路的功率损耗具有电阻性负载的形式，具有等效平均电阻 R_{eq} 且 $R_{eq} = \frac{1}{Cfs}$ ，而不论串联负载实际是什么。

在该发明中，开关电源机构的形成与灯特性和谐振性能无关。对于电容器来说，必须要有足够的时间用于完全充电和放电。这为电路设计提供很大的灵活性。

在该设备的设计中，必须要有足够的电压用于启动和维持气体放电灯负载。在所述设备中需要变压器来提供这样的电压。该变压器能够是磁耦合型、压电型、或产生所需电压的其他合适形式。

变压器的输出是中心引线连接到电路回路路径的中心抽头配置。气体放电灯负载的每一端子在试图使从中心抽头端流出的电流变为零的情况下相对于零电势的地将具有反相电压。这样减少了电磁干扰发射。

以串联的方式将串联电感器添加到所述电容器以调节充电或放电过程。

当把 AC 施加到该电路时，AC 输入将发现具有良好功率因数的电阻性输入。如果该电路是白炽灯时，那么通过一般的三端双向可控硅开关相位控制调光器也能够对其进行调光。不需要大型电解质电容器，并且这消减了部件数量和成本，并且提供较好的寿命和稳定性。

图 2A 和 2B 示出了本发明的优选实施例。图 2A 示出了简化的方块图。其包括多个负载模块。每一负载模块 Mod_{101} 连接到灯负载并且向该负载提供确定量的功率。因此，因为可在电源线上另外加上模块，所以气体放电灯负载的数量变得非常灵活的。每一模块接收由与 DC 电压源相耦合的一组互补电子开关所产生的多个电压脉冲。所述电子开关能够是任一合适的功率半导体器件，诸如 MOSFET、IGBT 或晶体管。通过诸如桥式整流器或全波整流器那样的 AC 到 DC 整流器以根据外部 AC 电源来整流 DC 电压。所整流的电压提供具有符合 AC 输入波形的包络的波形，这样就维持了高的功率因数。不需要大型的储备

(reservation) 电容器来保持来自所整流的电压的峰值电压波形。

图 2B 示出了负载模型。其包括跨接在电源线上的两个串联电容器。每一电容器具有反并联二极管并且它们把每一电容器的电压摆动钳制在电源电压之内。该电容器的结经由电感器而耦合到负载，该电感器依次耦合到多个电压脉冲。该负载经常是变压器耦合负载，其中灯耦合到中心抽头次级绕组。把该电容器的电容设计成能确保在电源电压范围充电和放电的不连续操作。因此，通过该电容器的值和该电源电压而固定了抽到该负载的总功率。充电和放电电流波形与等效负载有关系。虽然强加的电压脉冲对电容器进行充电和放电并且使得其电压摆动处在变换器电源线之间，但是功率却将被提供到该负载。耦合到该电容器的所述串联电感器调节充电和放电电流波形以便修改灯负载的电流峰值因数，这样不会过多地影响基本操作。在一些情况中，所述串联电感器能够通过短路来替代。

所述变压器的次级绕组属于中心抽头型。其是具有相反相位的两个次级绕组并且它们产生足够的电压来穿透灯。这些绕组上的相反相位的布置使得从中心抽头流出的电流变为零并且减少了电磁干扰。

在此，将解释操作波形。图 2A 中的节点 AC_{101} 和 AC_{102} 接收图 4A 所示的 AC 电压，如图 4B 所示那样整流该 AC 电压并且将其施加到一对互补开关 M_{101} 和 M_{102} 。如图 3A 和图 3B 所示那样，根据 G_{101} 和 G_{102} 上所施加的栅极驱动信号来接通和断开开关 M_{101} 和 M_{102} 。

在开关时间量程中，开关 M_{101} 和 M_{102} 的中心节点将如图 3C 所示那样的多个具有峰值电压 V_{in} 的脉冲提供到一连串的模式 Mod_{101} 。在时间 t_1 ，脉冲开始随着开关 M_{102} 断开而上升。电容器 C_{101B} 开始被充电并且电容器 C_{101A} 开始放电。因为电容器 C_{101B} 将完全充满电并且被并联二极管 D_{102} 钳位到电源电压 V_{in} ，所以在时间 t_2 ，电容器 C_{101A} 将完全从电源电压 V_{in} 放电到二极管压降或实际上的 0V。在时间 t_1 和 t_2 之间的时间周期，通过的充电电流将流经变压器 T_{101} 的初级绕组 W_{101} 并且产生注入到灯负载 $Load_{101}$ 的电流。充电电流主要依赖于由电感器 L_{101} 形成的串联阻抗、负载 $Load_{101}$ 的绕组 W_{101} 上的反射阻抗以及 C_{101A} 和 C_{102B} 的等效并联电容。在 t_2 和 t_3 之间的时间周期期间，电感器 L_{101} 将试图保持电流流动以避免负载电流突然降低，负载电流的突然降低可以产生电磁干扰并且影响负载电流峰值因数。

与 t_1 和 t_2 之间的时间周期相似，在 t_3 和 t_4 之间的时间周期中，电容器 C_{101A} 将被完全充满电并且被并行二极管 D_{101} 钳位到电源电压 V_{in} 。电容器 C_{101B} 将完全从电源电压 V_{in} 放电到二极管压降或实际上的 0V。除相反极性之外，流经负载的电流波形将具有与 t_1 和 t_2 之间周期的波形相似的波形。并且除具有相反极性之外，负载电流波形将与 t_2 和 t_3 之间周期的波形相似。

该电路利用以下关系以开关频率 f_s 向输出负载提供平均功率 P_{op} ，

$$P_{op} = (C_{101A} + C_{101B}) f_s V_{in}^2, \quad \text{等式 6,}$$

相应的等效平均输入电阻 R_{in_eq} 为

$$R_{in_eq} = \frac{1}{(C_{101A} + C_{101B}) f_s}, \quad \text{等式 7.}$$

应该注意的是：输出功率和等效输入电阻取决于两个串联电容器 C_{101A} 和 C_{101B} 的和，这意味着两个电容不需要相等或者即使当对于简化设计而言忽略一个电容时，也不影响操作和操作特性。并且，输出功率和输入等效也与没有约束的频率成线性比例。因此，通过调节频率而能够调节输出功率和输入等效电阻。

与实际中的一般情况不同，不使用串联电感器 L_{101} 来产生串联谐振以便抽取和限制能量到负载。共振方法需要确切的开关频率以在钟形谐振曲线上定位合适的操作点以便控制负载两端的功率和电源。多数的谐振特性具有钟形曲线，频率的控制必须非常的稳定并且在实际应用中需要复杂的电流反馈控制或专用的 IC。在此，该实施例通过电容而非电感来控制输出功率。使用 L_{101} 的主要特征来控制流入该负载的电流波形，即使如果忽略电感器 L_{101} ，那么该配置仍将起作用。实际中，与通常的串联谐振电感器相比， L_{101} 的值要小得多。 L_{101} 通常仅需要 100uH 来定形波形，但其他的谐振方法通常需要 1mH 来保持流入到该负载的功率和电流。

小电容器 C_{102} 连接到灯负载的灯丝以在灯负载两端提供高频率滤波器元件并且也提供灯丝的电流路径以加热和易于气体放电灯的点亮。作为一种可选实施例，也能够将电容器 C_{102} 分成两个让结节点连接到中心抽头节点的串联电容器以相对于该电路的回路来进一步过滤掉高频噪声。把次级绕组 W_{102} 和 W_{103} 设计成能够提供足够的电压来点燃灯并且提供足够的电压来把操作维持在稳定状态的操作下。 C_{102} 的电

容不需要让谐振频率接近于开关频率，因为变压器 T_{101} 能够提供足够的电压阶跃直到点燃灯负载为止，并且提供足够的工作电压。图 3F 示出了灯负载 $Load_{101}$ 两端的电压波形。其取决于流入负载 $Load_{101}$ 的电流以及 $Load_{101}$ 的电压和电流特性。

本实施例能够减少电磁干扰发射。该灯负载两端的电压实际上等于两个次级中心抽头绕组 W_{102} 和 W_{103} 的电压和。所述绕组具有相同的匝数，并且由于中心抽头绕组 W_{102} 和 W_{103} 相对于中心抽头端具有相反的相位，所以灯负载端子的电源具有相反的极性。当 W_{102} 和 W_{103} 的中心抽头端连接到该电路的回路时，并且如果灯负载端到地的寄生电容均等地认为相等长度的连接线和对称连接，那么合成电流将不会从地流回到该电路的回路。否则，整个电路将经受相对于地的高频电压降并且引起高频电磁干扰问题。

如果电磁干扰不是所关心的，那么一种替换是让 W_{102} 和 W_{103} 的中心抽头节点浮空并且不与其他点连接。这将两个次级绕组 W_{102} 和 W_{103} 变成单个绕组。除可能存在更多电子干扰之外，所有的操作保持相同。

在 AC 电压输入的的波形是翻新的。节点 AC101 和 AC102 接收如图 4A 所示的电压，该 AC 电压将被整流以在节点 V101 和 V100 两端提供如图 4B 所示的 DC 整流的电压。该整流的电压变成给所述功率模块和互补开关的电源电压以将确定的功率提供到输出负载。如果电源电压已经是 DC 电压，那么输入整流电路 BD_{101} 变成为不必要的。

该输入电流作为正弦波可能稍微有些缺陷。因为变压器 T_{101} 具有实际的匝数比限制，如果 AC 输入电压正弦电压接近过零周期，那么次级绕组不会具有足够的电压来支持正常的灯操作。在图 4C 中，在周期 θ_1 和 θ_2 之间，输入电压不足以支持灯负载的正常操作。气体放电灯成为开路。不存在足够的电流以对电容器 C_{101A} 和 C_{101B} 进行完全充电和放电。功率馈送操作在这样的条件下将不发挥作用。该电路操作等效于将方形波驱动到开路，因此将没有电流流入到该变换器。在周期 θ_1 和 θ_2 之间，输入电压高到足以保持气体放电灯负载的正常操作，因此输入变成电阻性的并且输入电流遵循输入 AC 电压的波形。在时间 θ_2 ，绕组 W_{102} 和 W_{103} 的电压和不足以支持气体放电灯并且输入电流下降到零。当输入电压高到足以恢复气体放电灯的正常操作时，在下一 AC 输入周期将功率抽取到输出负载。

虽然到现在为止没有在图 2 中说明输入高频滤波器，但是这常常是必要的。本领域普通技术人员已经知道使用电抗性滤波器来平滑和平均高频电流并且在输入线产生电阻性输入特性。不再需要诸如电解质电容器那样的大型电容器来提供平滑的 DC 电压。一旦输入变成电阻性的，能够以串联的方式将传统的三端双向可控硅开关元件类型相位控制调光器与输入端 AC_{101} 或 AC_{102} 相连以对气体放电灯的光强度进行调光和调节。

另一便利的特征是：输出功率与开关频率成线性比例。当输入 AC 电压超过上限时，很容易限制输入功率。一个简单的感测电路感测平均或瞬时输入电压并且控制开关频率以限制控制到灯负载的功率。关于操作范围之外的操作不用担心，因为很多谐振电路将遭受此情形。而且，单个感测电路能够感测瞬时输入电压并且控制开关频率以提高输入和输出电流峰值因数。在该实施例中，所有这些都是可以实现并且容易实现的。

应当理解的是：此处所述的各种特征可以单个使用或以它们的任一组合来使用。因此，本发明并非仅限于在此特别描述的实施例。虽前面的描述和附图描述了本发明的优选实施例，但是可以理解：在不脱离本发明的精神的情况下，可以在其中做出各种添加、修改和替换。特别地，本领域普通技术人员很清楚：在不脱离本发明的精神或本质特性的情况下，可以以其他特定形式、结构、布置、比例、以及利用其他元件、材料和部件来具体化本发明。本领域的技术人员将意识到：本发明可以使用发明实际中使用的结构、布置、比例、材料以及部件和其他的许多修改，这些修改在不脱离本发明的原理的情况下而特别适应于特定环境和操作需求。因此，当前公开的实施例在所有方面都应该被认为是说明性的而非限制性的。

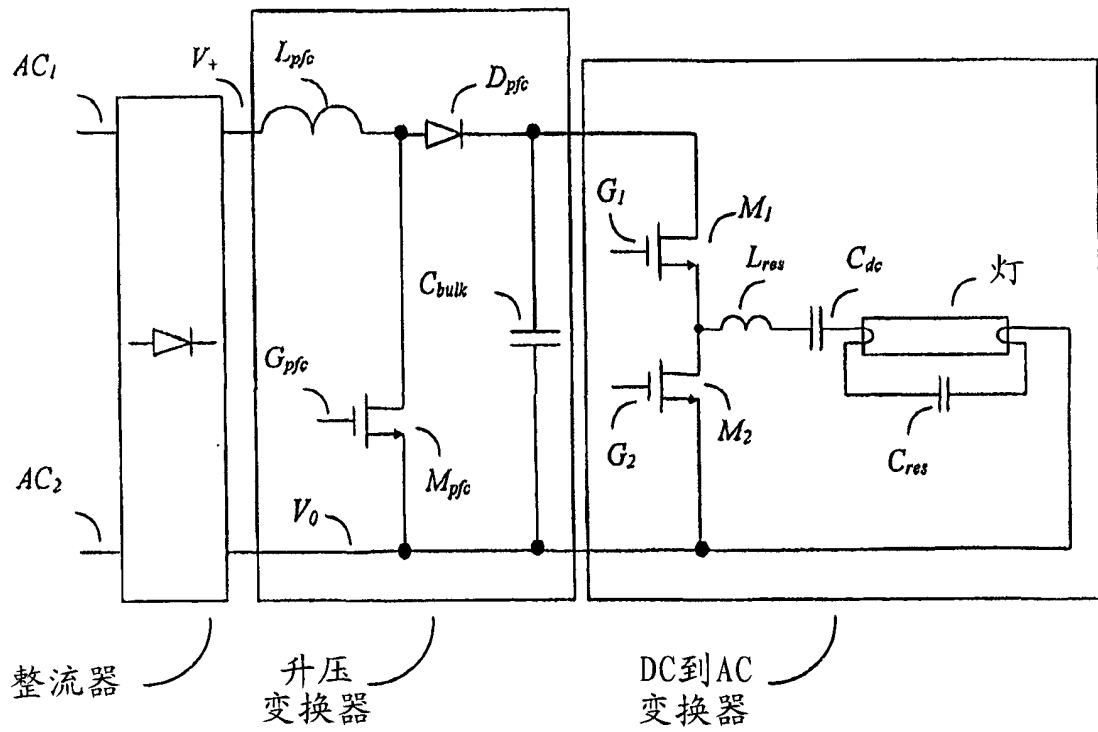


图 1
现有技术

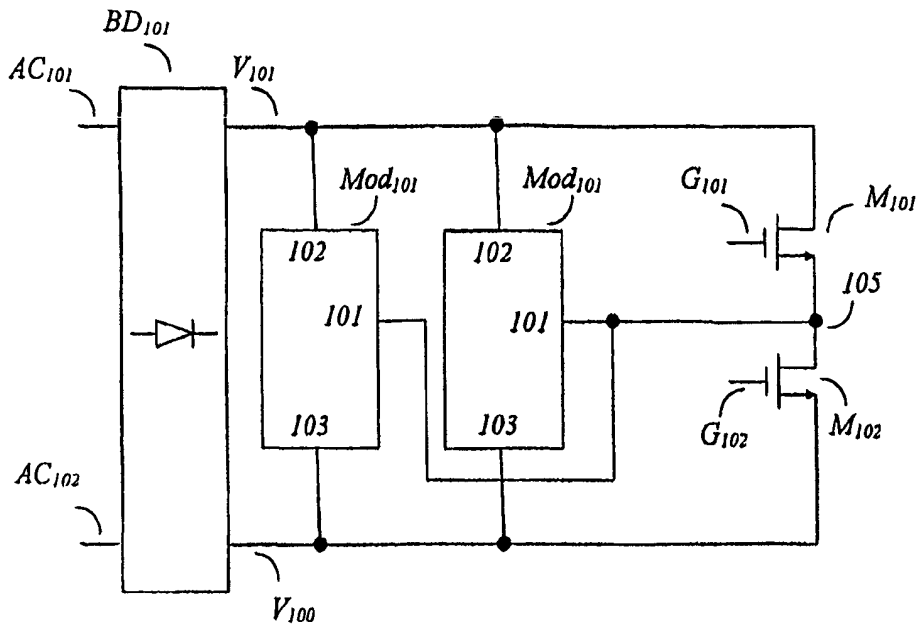


图 2A

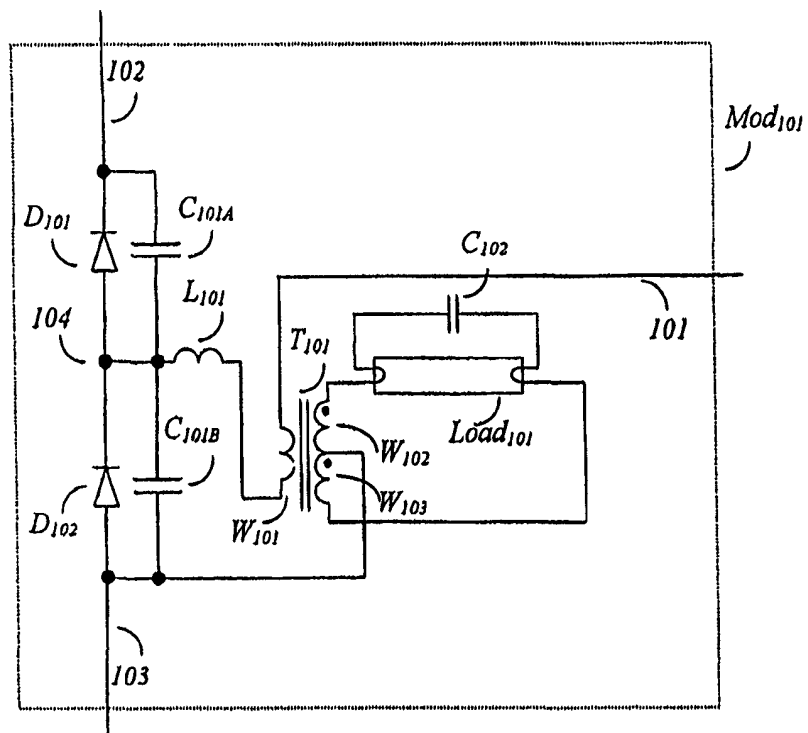


图 2B

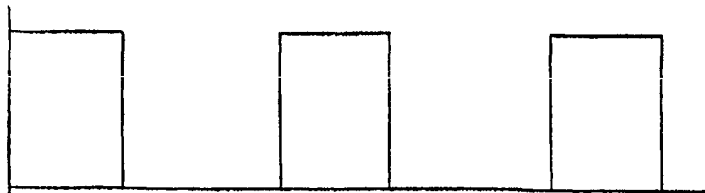


图 3A
 G_{101} 栅极信号

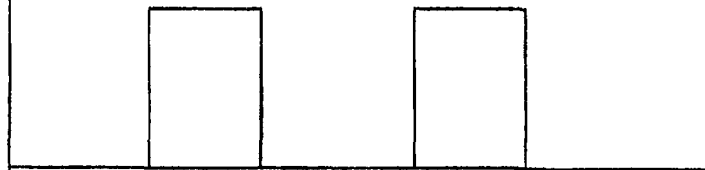


图 3B
 G_{102} 栅极信号

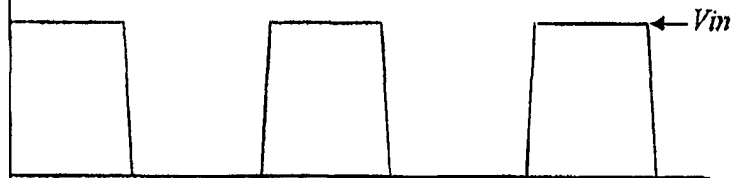


图 3C
节点105
电压波形

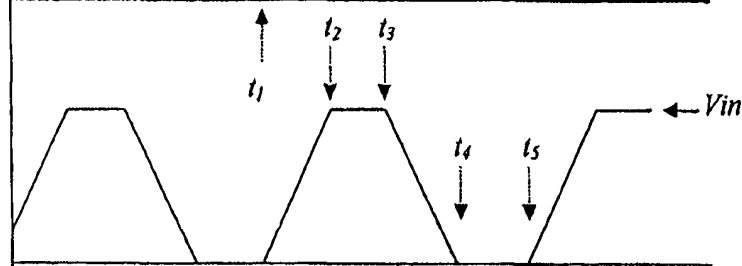


图 3D
节点104
电压波形

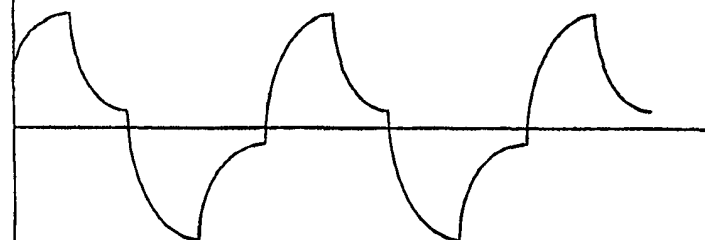


图 3E
 $Load_{101}$ 电流波形

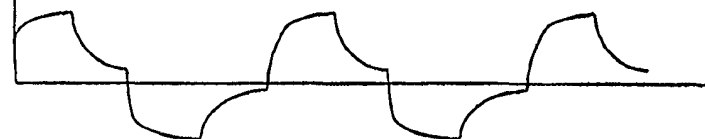


图 3F
 $Load_{101}$ 电流波形

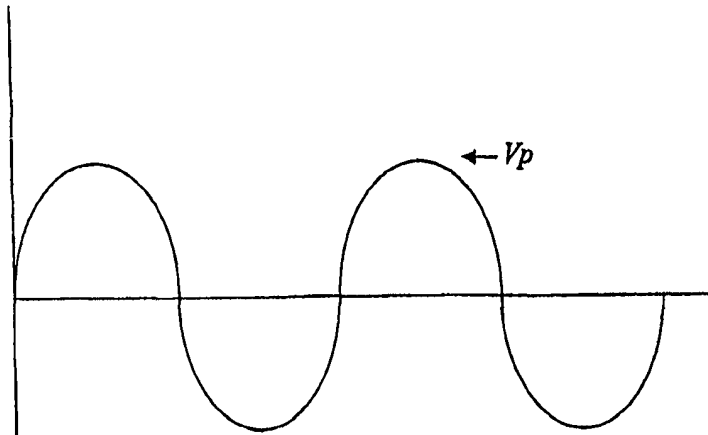


图 4A
AC₁₀₁ 和 AC₁₀₂
间的输入AC
电压波形

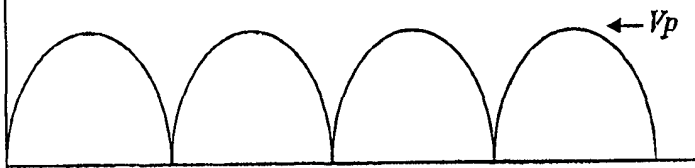


图 4B
V₁₀₁ 和 V₁₀₀
间的输入整流
电压波形

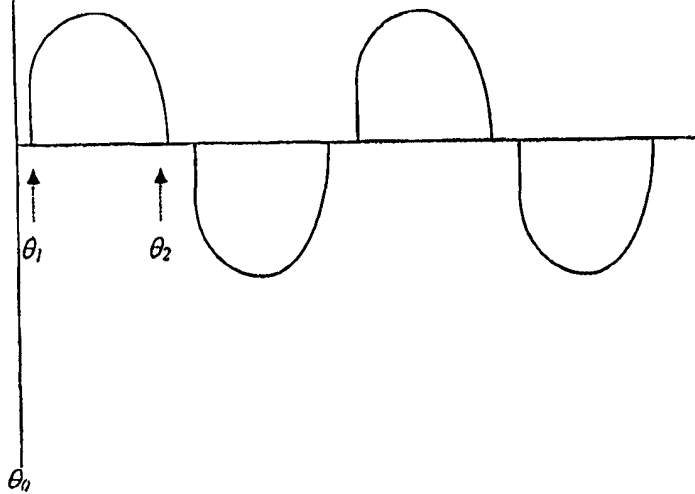


图 4C
输入电流波形