



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03813773.9

[43] 公开日 2005 年 8 月 24 日

[11] 公开号 CN 1659932A

[22] 申请日 2003.6.6 [21] 申请号 03813773.9

[30] 优先权

[32] 2002.6.13 [33] DE [31] 10226213.6

[86] 国际申请 PCT/IB2003/002146 2003.6.6

[87] 国际公布 WO2003/107724 英 2003.12.24

[85] 进入国家阶段日期 2004.12.13

[71] 申请人 皇家飞利浦电子股份有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 P·吕尔肯斯

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

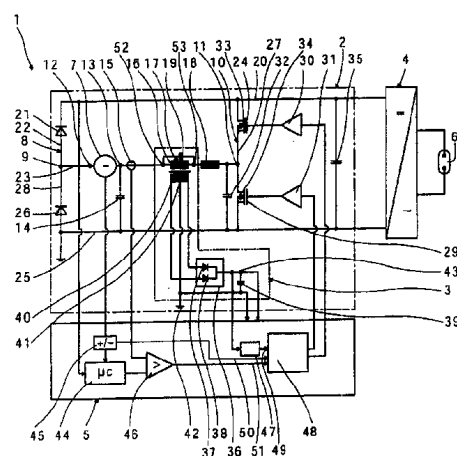
代理人 傅康 陈景峻

权利要求书 2 页 说明书 10 页 附图 3 页

[54] 发明名称 具有第二交流/直流逆变器的电路

[57] 摘要

本发明涉及一种具有一个将交流电压转换为直流电压的逆变器(2)的电路(1),该逆变器(2)具有一个二极管半桥(8)、一个开关半桥(10)和两个直流路径(20,25)。根据本发明,逆变器(2)具有一个将交流电压转换为第二直流电压的第二逆变器(3)。



1. 一种具有一个用于将交流电压转换为直流电压的逆变器(2)的电路(1), 其逆变器具有一个含有两个二极管(21, 26)和一第一中心端子(9)的二极管半桥(8)、一个具有两个开关(24, 29)和一第二中心端子(11)的开关半桥(10)、一个高频电感(18)及与该高频电感(18)串联的两个接头(12, 15), 用于在两个中心端子(9, 11)之间连接市电电压源(7), 一第一直流路径(20), 其依靠二极管半桥(8)中的第一二极管(21)和一个导电接头(22)连接至第一中心端子(9), 且依靠开关半桥(10)中的第一开关(24)和一个导电接头(27)连接至第二中心端子(11)、和第二直流路径(25), 其依靠二极管半桥(8)中的第二二极管(26)和一个导电接头(28)连接至第一中心端子(9), 且依靠开关半桥(10)中的第二开关(29)和一个导电接头(27)连接至第二中心端子(11), 其特征在于: 逆变器(2)具有一个将交流电压转换为一第二直流电压的第二逆变器(3)。

2. 如权利要求1所述的电路, 其特征在于: 市电电压源(7)、逆变器(3)的输入(52, 53)和高频电感(18)形成一个串联电路。

3. 如权利要求1和/或2所述的电路, 其特征在于: 逆变器(3)中的能量传送是频率相关的。

4. 如权利要求1至3所述的电路, 其特征在于: 逆变器(3)设置在高频电感(18)和市电电压源(7)之间。

5. 如权利要求1至4所述的电路, 其特征在于: 逆变器(2, 3)具有一个变压器(17)。

6. 如前述权利要求1至5中任一个所述的电路, 其特征在于: 逆变器(2, 3)具有一个谐振电容(19)。

7. 如前述权利要求1至6中任一个所述的电路, 其特征在于: 逆变器(2, 3)具有一个输入电容(14)。

8. 如权利要求1至7中任一个所述的电路, 其特征在于: 逆变器(2, 3)具有一个控制装置(5)。

9. 如权利要求8所述的电路, 其特征在于: 由控制装置通过开关(24)和(29)的占空因数的限制来限制输入电容(14)处的电压。

10. 一种具有如前述权利要求1至9中任一个所述的电路(1)的电

源系统。

11. 一种具有如权利要求 10 所述的电源系统的视频投影系统。

12. 一种具有如权利要 10 所述的电源系统的办公用或消费类电子产品。

具有第二交流/直流逆变器的电路

技术领域

- 5 本发明涉及一种具有一个将交流电压转换为直流电压的逆变器的电路，该逆变器具有一个具有两个二极管和一第一中心端子的二极管半桥、一个具有两个开关和一第二中心端子的开关半桥、一个高频电感及与该高频电感串联的两个接头，用于在两个中心端子之间连接市电电压（mains voltage）源，一第一直流路径，其依靠二极管半桥中的第一二
- 10 极管和一个导电接头连接至第一中心端子，且依靠开关半桥中的第一开关和一个导电接头连接至第二中心端子、和一第二直流路径，其依靠二极管半桥中的第二二极管和一个导电接头连接至第一中心端子，且依靠开关半桥中的第二开关和一个导电接头连接至第二中心端子。

背景技术

- 15 从 W001/33915A1 中可以了解到此种电路的有关知识。此种电路具有用于将来自市电电压源的交流电压转换为直流电压的第一逆变器。第二逆变器将该直流电压转换成可为一个数据投影仪的高压气体放电灯供电的交流电压。没有为操作控制设备提供逆变器。

发明内容

- 20 本发明的目的是改进该电路，特别是说明了一个以浮动的低压范围提供功率的逆变器。

依靠权利要求 1 的特征可以实现此目的。根据本发明，该逆变器具有一个用于将交流电压转换成第二直流电压的第二逆变器。该第二逆变器与第一逆变器集成在一起，因此节省了用于转换电压的元件。

- 25 有利地，市电电压源、该逆变器的一个输入端和高频电感形成一个串联电路。因此，高频电感中流动的高频电流可用于提供进一步的浮动电压源。

- 有利地，通过第二逆变器传送的能量是频率相关的。通过改变频率可以调整在第二逆变器的输出端发射的功率。以此方式可以将第二逆变器的输出端处的电压设置为一个期望值。
- 30

有利地将该逆变器设置在高频电感和市电电压源之间。这使得该逆变器不易于发生错误。

该逆变器可容易地具有一个变压器。该变压器具有绕组，通过该绕组可以容易地产生期望的浮动电压。位于变压器的次级侧上的整流器将初始提供可用的交流电压转换为操作电子信号电路所需种类的直流电压。

5 该逆变器可容易地具有一个谐振电容。依靠谐振电容和通过使开关半桥的切换频率与谐振频率匹配近似匹配可容易地对通过第二逆变器的能量传送起作用。在第一实施例中，谐振电容与变压器的输入绕组并联。在第二实施例中，谐振电容位于高频电感和变压器的中点与两个直流路径的一个之间的接头处。

10 该逆变器有利地具有一个控制装置，其将开关半桥中的晶体管交替切换为导通与截止的频率控制在从 50Hz 至 1000Khz 的范围之内，有利地控制在从 200 至 800KHz 的范围之内，且特别是在 300 与 580KHz 之间。高的切换频率允许逆变器的无功部分做的特别小。如果，通过选择合适的导通/截止次数，对电流波形进行选择使得高频电感中的电流符号在每个高频切换循环中反向两次，则能使开关半桥以特别小的损失来操作。

15 此外，通过改变开关切换为导通和截止的时长，能在宽的限度内改变逆变器的电流的平均值，即，从逆变器输出的没有高频变化的电流的平均值。以此方式有效地设置导通/截止次数，以在电流源系统上产生类似于正弦波的电流波形。如果从第二逆变器输出的电压比所期望的要低，则

20 控制装置就减少操作频率和能量传送为最大的频率之间的差；且如果从第二逆变器输出的电压比所期望的要高，其就将增大操作频率和能量传送为最大的频率之间的差。

在正市电电源半波期间：

25 对应于高频电感中的小于零的电流的瞬时值形成一个电流参考值；
一个低于该参考值的下降引起第一开关截止和第二开关导通；
形成一个频率，频率越高，从逆变器输出的电压超过所期望的输出电压的数量值也越大；

已提及的频率脉冲的产生引起第二开关截止，而第一开关导通；
第一开关的导通时间不能下降的低于一个预定的最小值。

30 而在市电电源半波期间：

对应于高频电感中的大于零的的电流的瞬时值形成一个电流参考值；

一个高于该参考值的上升引起第二开关截止和第一开关导通;

形成一个频率, 频率越高, 从逆变器输出的电压超过所期望的输出电压的数量值也越大;

已提及的频率脉冲的产生引起第一开关截止, 而第二开关导通;

- 5 第二开关的导通时间不能下降的低于一个预定的最小值, 其中如果二极管电桥侧的市电电源接头的电势低于另一个接头的电势, 就将市电电源电压计为正, 而如果市电电源电压源、逆变器和高频电感中的电流以朝向开关半桥的方向流动, 就将这些电流计为正。

- 10 该逆变器有利地具有一个输入电容, 在通过市电电源的零点期间输入电压通过该输入电容变得可用。这保证了对于每个半波的、且特别是对于通过来自市电电源的电压的零点的电流的流动, 因此确保了第二逆变器的连续功率输出。同时, 其减少了不必要的高频电流的比例, 该不必要的高频电流的路径是从逆变器到电流源系统上。

- 15 输入电容处的电压有利地由控制装置如此限制, 以使其值既不为零也不与逆变器的输出电压值相同。例如, 其可通过防止第二半桥的开关的占空因数跑出一个确定的值范围 (例如 5% 至 95%) 来实现, 占空因数下面也称为工作周期。占空因数定义为开关导通的时长与切换周期的总时间长度的比率。通过独立于电流限制开关和开关半桥的占空因数有利地限制了输入电容处的电压。控制装置以这样的方式设置该逆变器的
20 平均电流以便输入电容处的电压、输入电容处的电压与该逆变器的输出电压之间的差都未下降到低于一个最小值。

参照此后描述的实施例, 本发明的这些和其它方面将显得明了, 且下面将说明这些方面。

附图说明

- 25 图 1 显示了一个具有一个放电灯的电路;

图 2 显示了具有门控器件的逻辑切换电路;

图 3 是一个相对于时间的曲线图, 显示了在正半波期间高频电感中的电流波形;

- 30 图 4 是一个相对于时间的第二曲线图, 显示了在负半波期间高频电感中的第二电流波形;

图 5 显示了位于一个电路的输出端的、用于检测多个市电电压的极性的信号的波形;

图 6 显示了一个切换信号；及

图 7 显示了一个包含在包络曲线内的市电电流的波形。

具体实施方式

图 1 显示了一个具有逆变器 2、3 和 4，一个控制装置 5 和一个高压
5 气体放电灯 6 的电路 1。逆变器 2 由一个市电电压源 7 供电并将来自其
中的交流电压转换成直流电压。逆变器 2 具有一个具有一个中心端子 9
的无源二极管半桥 8，下面也称为二极管电桥，及一个具有一个中心端
子 11 的场效应晶体管半桥 10，下面也称为 FET 电桥、晶体管电桥或开
10 关电桥。市电电压源 7 具有两个接头 12 和 13。接头 12 连接至二极管电
桥 8 的中心端子 9。接头 13 连接至一个输入电容 14 并经过一个包括了
一个电流测量元件 15、一个变压器 17 的绕组 16 和一个高频电感 18 的
串联电路连接至开关电桥 10 的中心端子 11。一个谐振电容 19 与变压器
绕组 16 并联。接头 13 也称为逆变器 2 的输入端。绕组 16 和电感 18 都
是采用线圈的形式，并形成了一个线圈组合 16, 18。中心端子 11 也称
15 为线圈组合 16, 18 的右手端。

第一直流路径 20 借助于二极管电桥 8 中的第一二极管 21，并经由
导电接头 22 和 23 连接至中心端子 19，并由此连接至市电电压源 7。第
一直流路径 20 也借助于一个下面也称为开关或晶体管的半导体功率开
关 24 连接到晶体管电桥 10 的中心端子 11。

20 第二直流路径 25 借助于二极管电桥 8 中的第二二极管 26，经由导
电接头 23，并经由另外一个导电接头 28 连接至中心端子 19，并由此连
接至市电电压源 7。第二直流路径 25 也借助于一个下面也称为开关或晶
体管的半导体功率开关 29 连接到晶体管电桥 10 的中心端子 11。中心端
子 11 借助于导电接头 27 连接到电源开关 24 和 29。

25 晶体管 24 和 26 由控制装置 5 经由驱动器 30 和 31 操作，一个用于
限制当将电流从开关 24 切换到开关 29 或反之亦然时的电压的转换率的
换向电容 32，也称为 dV/dt 电容，其有利地减少了当将从高频电感流出
的电流从开关 24 和 29 的一个切换为另一个时产生的损失。此外，以此
方式减少了由切换产生的高频噪声。一个输出电容 35 被安排在两个直流
30 路径 20 和 25 之间，并平滑了来自逆变器 2 的输出电压。此电容上的电
压对应于逆变器的第一输出。其也为市电电压接近于零期间的时段存储
能量。路径 20 和 25 上的正常电压为 400 伏，并将此电压加到第三逆变

器 4 上。因此逆变器 2 是一个升压逆变器，其将来自低电压的市电电压源的能量转换为一个较高电压的负荷。第三逆变器 4 将 400 伏的直流电压转换成一个规定的交流电流，随之将其提供给放电灯 6。

5 逆变器 3 包括一个具有其绕组 16 的变压器 17、一个谐振电容 19、一个包括了两个二极管 37 和 38 的整流器 36 与一个平滑电容 39。变压器 17 还具有第二浮动绕组 40，其两端各自连接到二极管 37 和 38 中的一个。绕组 40 的中间绕组抽头 41 设置为地电势 42。二极管 37 和 38 连接到浮动绕组 40 的两端，且如此连接使得它们能整流在浮动绕组 40 中感应的交流电压。在整流器 36 的输出端 43 和地电势 42 之间的是平滑电
10 容 39 和 5 伏的电压。显示的、负责所谓半波整流的电路特别适合于低输出电压。不仅如此，还有其他可能的用于变压器的输出侧的配置和特别的具有另外的绕组抽头或另外的输出侧绕组的全波整流器件或电路，以提供多个不同的彼此之间具有固定关系的输出电压。输出端 43 特别适合于给投影仪的不同信号部件提供电流，例如微处理器，因为该信号部分
15 一般具有一个金属接头以自由可拆卸的连接插座，及由此必需的与交流市电电源分离。对于变压器有利的是并非插到开关电桥的中心端子而是插到市电接头的一侧，因为在此仅产生较小幅度的类似正弦波形式的交流电压，与其他情况相比可期望相当大地减少高频噪音。由于相同原因，可在变压器连接到输入电容的点上进行逆变器的输入电流的测量。

20 控制装置 5 具有一个含有一个处理器和外围存储器的微处理器 48、一个检测电路 45、一个比较器 46、一个压控振荡器 47 和一个逻辑电路 48。导电信号线 49，50 和 51 从压控振荡器 47 连到逻辑电路 48，从检测电路 45 连到逻辑电路 48，及从比较器 46 连到逻辑电路 48。

接头 52 和 53 形成了逆变器的输入端 52，53。

25 图 2 显示了逻辑电路 48，其具有三个异或门 58、59 和 60，一个与门 61，一个 D 触发器 62 和三个延迟元件 63、64 和 65，这些在下面将被称为门控元件 58、59、60、61、62、63、64 和 65。D 触发器 62 具有一个总是被设为逻辑“1”的输入端 66 (D 输入)，在以下也称为逻辑“高”。D 触发器 62 还具有一个输出 67 和一个相反的输出 68。异或门 58、59、
30 60 在下面也称为 ExOR 门。

图 3 显示了一个比零大的市电电压的相对于时间的曲线 70，其中绘出了高频电感的电流波形 71 对于时间的一个片段。电流波形是 Z 字形

的,且以处于 300KHz 和 550KHz 之间的一个频率切换。参考值 72 标记为电流的下限,下面也称为低于一个阈值。如果电流下降的低于此限度,开关半桥 10 就完全改变,这意味着开关 24 被截止和开关 29 导通,由此电流又上升。在另一时间点 73,开关半桥 10 再次改变,这意味着开关 5 29 截止和开关 24 导通,由此电流又下降。

图 4 显示了一个比零小的市电电压的相对于时间的曲线 80,其中绘出了高频电感 18 的电流波形 81 相对于时间的一个片段。电流波形是 Z 字形的,将参考值 82 标记为电流的上限。如果电流上升的高于此限度,开关半桥 10 就改变,这意味着开关 29 截止和开关 24 导通,由此电流又 10 下降。在时间点 83 和 84,开关半桥 10 再次改变,这意味着开关 24 截止和开关 29 导通,由此电流又上升。

图 5 显示了电压信号 91 的相对于时间的曲线 90,其出现在线路 50 上。当市电电压大于零时,将信号 91 设置为逻辑“1”,且信号 91 由检测电路 45 产生。

15 图 6 显示了一个来自压控振荡器 47 的切换信号,其出现在线路 49 上,并以其时钟输入切换 D 触发器 62。

图 7 显示了在电压源 7 处的 Z 字形电流波形 110。该电流波形由为类似正弦波形的包络曲线 111 和 112 定义。两个包络曲线的频率是 50 到 60Hz,并对应于市电电压的频率。在市电电压穿过零点处,有一个其 20 电流波形在零附近变化的时间域 113,其意思是平均的市电电流在此域中消失。

电路 1 的操作可如下所述:

市电电压源的主频率在 50 和 60Hz 之间。逆变器 2 的操作频率在 310KHz 和 550Kz 之间,并由晶体管 24 和 29 的切换周期确定。包含有线 25 圈组合 16,18 和谐振电容 19 的电路的谐振频率是 310KHz。

控制装置 5 控制逆变器 2 的操作频率和占空因数。如果操作频率升至 550KHz,则操作频率移离了谐振频率,结果是逆变器 3 的输出端的电流下降,如果操作频率降低至 310KHz,则操作频率接近于谐振频率,结果是逆变器 3 的输出端的电流上升。将也简称为 VCO 的压控振荡器 47 的 30 操作频率的范围限制为高于谐振的频率是有用的,因为低于此点将能量传送到变压器的次级侧的传送能力又下降了。这将等价于控制方向的符号的反向,其可容易地导致不稳定和振荡。

控制装置 5 因此将频率控制在一个频率范围之内，以这样的方式为办公和消费电子产品领域中的设备的信号部分设置足够的能量供应。具体而言，以此方式调整频率使逆变器 3 的输出电压恒定。此类设备是数据和视频投影仪、电视系统或带有监视器的计算机系统。监视器为由具有液晶显示的、或简称为 LCD 的平面屏幕制造成的监视器或用阴极射线管装配成的监视器。例如，在 LCD 显示器中，背景灯可取代高压气体放电灯，同时信号部分可与投影仪的信号部分相比拟。

在正常操作中，逆变器 2 的输出电压是 400 伏。出现在市电电源上的最大电压是大约 360 伏。

市电电源电压的正半波意味着是分配给输出端 13 的是正极，分配给输出端 12 的是负极。二极管 21 阻断，而二极管 26 切换为导电。由于与操作频率相比市电频率实际为零，所以对于逆变器的几个切换周期来说，市电电压的瞬时值可看作是恒定的。然后，作为控制装置 5 的功能的、用于晶体管 24 和 29 的一个切换周期的逆变器 2 的操作可描述如下：

如果晶体管 24 被导通，则在逆变器 2 的输入端 13 呈现的是市电电压的瞬时值，而在线圈组合 16, 18 的右手侧呈现的是逆变器 2 的输出电压，其通常大于产生的最高的市电电压。因此，线圈组合 16, 18 两端的电压与正电流方向相反，所述电流以电压源 7 的方向被驱动。电流变小或更为负值。电流变得比由微处理器 44 设定的阈值 72 低，比较器 46 切换。逻辑电路 48 切换晶体管 24 截止，过一段停止时间之后，导通晶体管 29。

在切换晶体管 24 和 29 之后，中心端子 11 处的电压，即线圈组合 16, 18 的右手端的电压是零伏。现在假设市电电压源是处于过零以外的一点，然后，逆变器 2 的输出端 13 处的电压高于晶体管 24 和 29 的中心端子 11 处的电压，且电流升高。电流上升的相位受 VC047 限制。在预定的时段之后，VC047 在时刻 73 产生一个脉冲。逻辑电路 48 又将晶体管 24 和 29 切换回去，即在一个停歇时间之后，又将晶体管 29 切换为截止，将晶体管 24 切换为导通。

在市电电源的负半波中，二极管 21 切换为导电，而二极管 26 阻断。控制装置 5 的控制功能现在相互交换，VC047 和比较器 46 的功能特别地也相互交换。

在晶体管 24 和 29 的一个切换周期中，在时刻 83 和 84，VC047 切换

晶体管 29 截止和晶体管 24 导通。当达到阈值 82 时，比较器 46 切换晶体管 29 截止和晶体管 24 导通。

因此，由晶体管 24 和 29 的切换产生的是在线圈组合 16-18 处总是呈现有高频交流电压。即使当来自电压源 7 的电压处于通过零处时，此原理继续适用。然后，依靠电容 14 保持电压差。当在通过零点附近将输入到逆变器的平均输入电流设置为零时，二极管 21 和 26 阻断，因此将市电电压源 7 从逆变器 2 切断开。然而，特别难于通过一个电流调整装置将电流精确设置为零。通过限制开关 24 和 29 的占空因数较易于实现如此设置。占空因数被定义为特定的导通时间与切换周期的总时间长度的比率。如果将限制电流，特别是如果其平均值恒定，则线圈组合处的平均电压必须相当长时间为零。所以，如果开关 24 的占空因数为 10%，而开关 29 的占空因数因此为 90%，其意味着：开关电桥 10 的中心端子 11 处的平均电压为逆变器 2 的输出电压的 10%。输入电流然后改变直到输入电压也已经达到相同的平均值的时刻。如果在正半波期间市电输入电压降到此值之下，则逆变器的输入电流将变成负值。然而，二极管 26 不允许如此。市电电流和由此的平均逆变器的输入电流也因此在此时刻设置为零，输入电容 14 处的电压保持恒定。

依靠延迟元件 63 实现的是在正市电电源半波期间晶体管 29 的占空因数不能升高到多于 90%，而在负市电电源半波期间不能降低到低于 10%。依照此种方式，保证了在正市电电源半波期间电容 14 处的电压不会降低到低于逆变器 2 的输出电压的 10%，也不会负市电电源半波期间升高到高于输出电压的 90%。由此，电路的谐振部分处的有效电压总是高于 40V。依靠门控元件 58、59、60、61、62、63、64 和 65 可实现该占空周期和对占空周期的限制。特别地，由延迟元件 63 施加的、与 VCO 频率相结合的延迟时间是限制占空因数的关键因素。

延迟元件 64 和 65 的每一个都延迟输入信号的上升沿，而不延迟其下降沿。延迟元件 64 和 65 可用计数器或多频振荡器来实施，下面也称为可再触发单稳多频振荡器。

然后，可如下描述逻辑电路 48 的操作，特别地允许设置占空因数：如果市电电压和市电电流为正，则信号 91 是逻辑“高”，二极管 26 导通。然后来自 VC047 的正向沿置位 D 触发器 62，其输出 67 变为逻辑“1”态，因此其负输出 68 变为逻辑“0”。由于加到异或门 59 上的第二

输入端的信号线 50 上的信号被设置为逻辑“高”，所以在异或门 59 的输出产生逻辑“0”。此状态立刻由延迟元件 64 传递到功率晶体管 29。在 ExOR60 的输出端产生逻辑“1”，此信号经过由延迟元件 65 的一个延迟之后传递到晶体管 24。此信号延迟保证两个晶体管 24 和 29 决不同时导电。

已描述的时刻是由时间曲线 70 上的时刻 73 表示的时刻。由于逆变器 2 的输出端 11 处的输出电压经由切换为导通的晶体管 24 抵消了市电电压和市电电流，所以线圈 18 中的电流开始下降，如电流波形 71 所示。当电流值下降的低于由微处理器 44 设置的参考值 72 时，在比较器 46 的输出端产生逻辑“0”信号。此信号被回馈到 ExOR 门 58。由于信号线 50 上的逻辑“1”将加到后者的第二输入端，所以在此时刻在后者的输出端产生逻辑“1”。逻辑“1”信号将经由与 (AND) 门 61 被回馈到 D 触发器 62 的复位输入端，其然后复位。与门 61 与延迟元件 63 结合，在复位 D 触发器 62 之前，与比较器 46 的状态无关地，产生一个可被观察到的最小时长 $\Delta T1$ 。此结果是具有一个最小值，低于此最小值晶体管 24 的占空因数不会下降。从最小时段 $\Delta T1$ 和 VCO 47 的频率的乘积即，从 $\Delta T1 \cdot F_{VCO}$ 计算出占空因数。按这样的方式选择最小时段 $\Delta T1$ ：即使在通过零位期间，在电容 14 处维持保证逆变器 3 将持续操作的残留电压。如果在输出端 67 处产生逻辑“0”，则 ExOR 门 59 的输出被设置为逻辑“1”。此信号被有一个延迟地回馈到功率晶体管 29。同时，负输出端 68 变为逻辑“1”，且 ExOR 门 60 的输出变为逻辑“0”。此信号被无延迟地回馈到功率晶体管 24。因此在两个功率晶体管 24 和 29 的接头 11 点处存在地电势，其结果为：当市电电压为正时，线圈 18 中的电流又开始升高。此状态一直维持到来自 VCO47 的下一个切换信号。平均电流，及由此的在一个切换周期期间流进逆变器的平均市电输入电流也大约为电流的负和正峰值的平均值。在此情况下，电流的负峰值仅依赖于选定的切换阈值。在很多方面，正峰值和切换阈值之间的差依赖于逆变器工作的状态，例如，依赖于 VCO 频率和电压，但不依赖于设置的切换阈值自身。因此通过改变切换阈值而能够改变平均电流相同的量，其意思是可通过设置切换阈值的方式单独控制平均逆变器电流。当市电电压为负时，信号 91 的值为逻辑“0”，输入到 ExOR 门 59 和 60 的输入信号通过 ExOR 门 59 和 60 没有改变，其意味着 ExOR 门 59 和 60 实际上变为无效。切换信号

100 使 D 触发器 62 进行设置, 但与市电电压为正时发生的情况相反, 现在切换信号使功率晶体管 19 导通。另外, 当市电电流为负时二极管 21 导电。由此将反相的市电电压与逆变器 2 的输出电压之间的差加到输入电容 14 上, 而线圈 18 中的电流开始上升, 如图 4 中相对于时间的曲线中的时刻 83 和 84 所示。微处理器 44 设置一个不同的, 更加为正的参考值 82。如果超过了参考值 82, 则在比较器的输出端出现逻辑“1”值, 此值通过 ExOR 门 58 和与门 61 无改变地被回馈到 D 触发器 62 的复位输入端。以此方式, 复位了 D 触发器 62, 晶体管 29 截止并且晶体管 24 导通。在此之后, 两个晶体管 24 和 29 的接头 11 处的点的电势是逆变器 2 的输出电压的电势。由于市电电压为负和二极管 21 导电, 所以线圈 18 中的电流又开始下降。此状态一直持续到这样的时刻: VC047 提供一个新的切换脉冲 100。在此情况下, 与门 61 与延迟元件 63 结合也用于保证在复位 D 触发器 62 之前观察到最小时间 $\Delta T1$, 然而其对应于晶体管 29 的占空因数。因此所述效果与正半波期间的相同。以与在正半波的情况下相同的方法, 但符号相反, 负的市电电流现在也能被设置的切换阈值控制, 因此能得到有利的市电电流波形。

微处理器以这样的方式设置参考值 72 和 82 随后的时间曲线: 一方面对于市电电流得到如图 7 所示的类似正弦波的波形, 另一方面从逆变器 2 输出的输出电压的平均值是所期望的 400V 的输出电压。为此目的, 将来自逆变器 2 的输出电压的测量结果经由未示出的连线回馈到微处理器。在来自检测电路 45 的信号的帮助下实现了与主频率的同步。

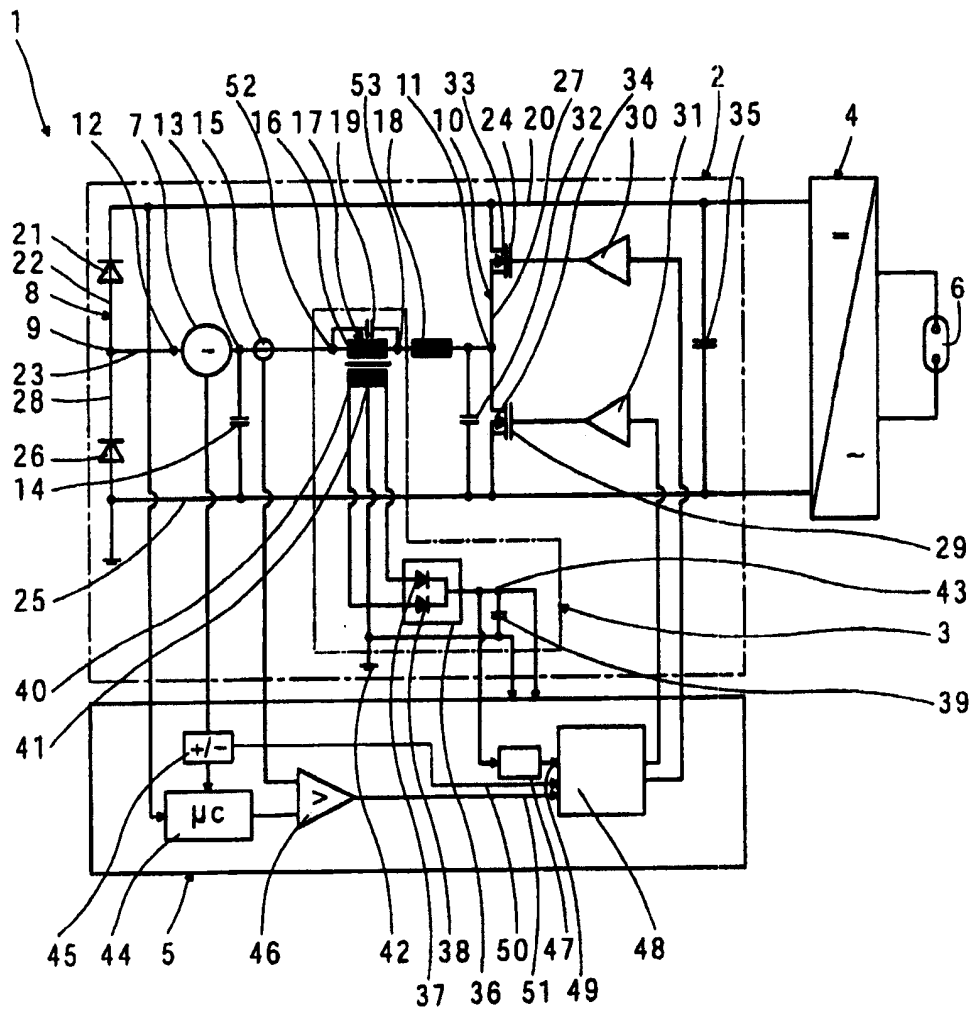


图 1

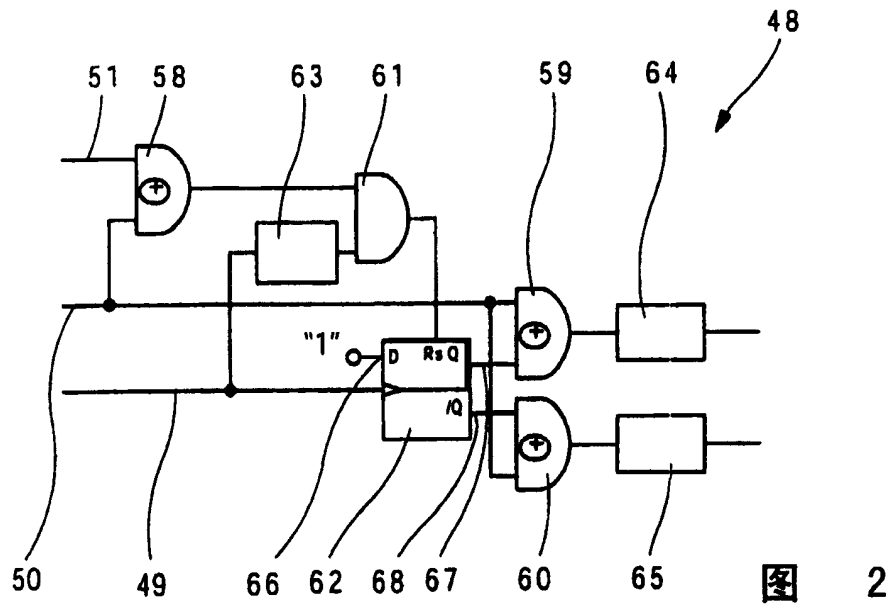


图 2

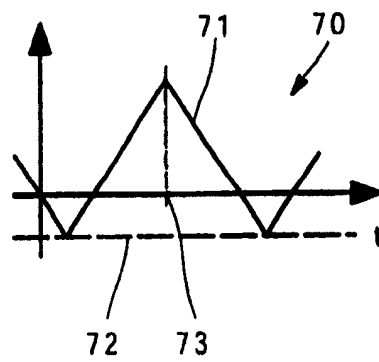


图 3

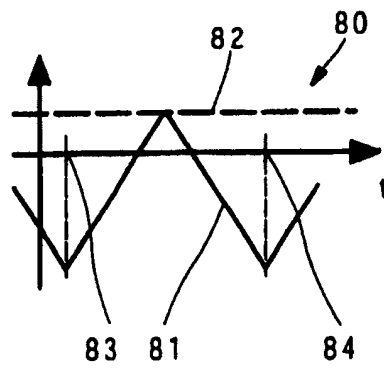


图 4

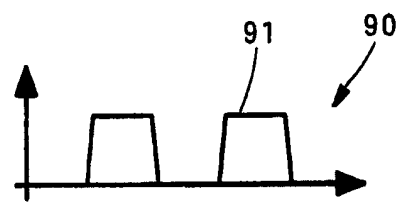


图 5

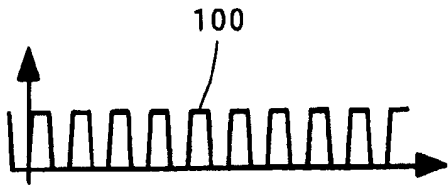


图 6

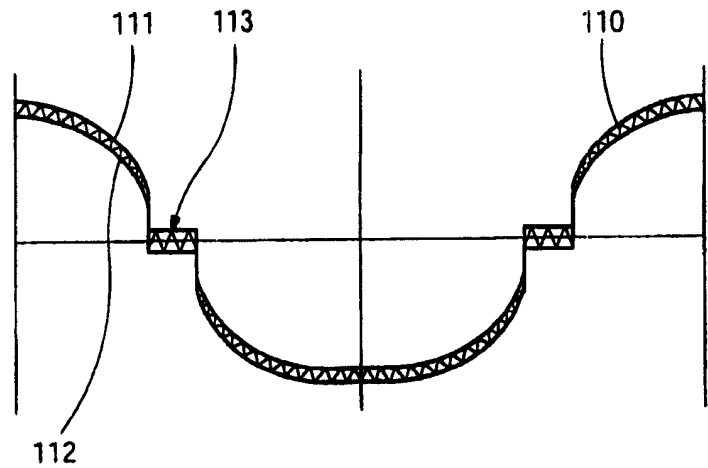


图 7