

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H02M 1/00 (2006.01)



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200480015251.1

[43] 公开日 2006年7月5日

[11] 公开号 CN 1799181A

[22] 申请日 2004.5.24

[21] 申请号 200480015251.1

[30] 优先权

[32] 2003. 6. 3 [33] EP [31] 03076724.8

[86] 国际申请 PCT/IB2004/050761 2004.5.24

[87] 国际公布 WO2004/107545 英 2004.12.9

[85] 进入国家阶段日期 2005.12.2

[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 H·A·I·梅莱

J·A·亨德里克斯

B·C·范迪克 P·R·维德曼

[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 陈景峻

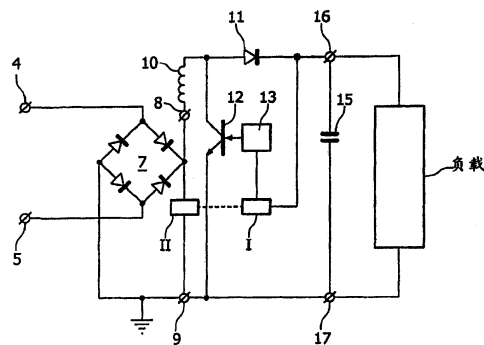
权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 2 页

[54] 发明名称

电路装置

[57] 摘要

在由主电源供电并运行于临界模式下的上变换器中，对开关元件(2)的导通时间进行调制，使得其主电源电压的过零点附近增加。从而使得THD降低。



- 1、一种电路装置，其包括：
- 用于连接到低频供电电压源的电路输入端，
 - 5 - 电路输出端，
 - 一个耦合到电路输入端并设置有整流器输出端的整流器，
 - 一个耦合在整流器输出端和电路输出端之间的 DC-DC 变换器，该变换器包括
- 一个电感元件，
 - 10 - 一个耦合到该电感元件的单向元件，
 - 一个耦合到该电感元件和该单向元件的开关元件，
 - 一个耦合到该开关元件的控制电极的控制电路，用于使该开关元件以高频交替导通和不导通并且用于在每个高频周期内产生一个控制该开关元件导通时间的控制信号，所述控制电路包括一个用于产生第一信号 S1 的电路部
 - 15 分 I，该第一信号 S1 或者是恒定的或者只取决于输出端之间的实际电压和输出端之间的电压期望值，
- 其特征是，该控制电路还具有一个用于产生第二信号 S2 和用于通过将
- 该第二信号 S2 叠加到第一信号 S1 上而产生所述控制信号的电路部分 II，该第二信号 S2 是周期性的并且具有与整流后的低频供电电压相同的相位和频率。
- 20 2、根据权利要求 1 的电路装置，其中第二信号 S2 与整流后的低频供电电压成正比。
- 3、根据权利要求 1 的电路装置，其中当整流后的低频供电电压的幅值低于一个预定参考值时，所述第二信号与整流后的低频供电电压成正比，并且当整流后的低频供电电压的幅值高于该预定参考值时，该第二信号基本上等于该
- 25 预定参考值。
- 4、根据权利要求 1 或 2 的电路装置，其中电路部分 II 包括一个耦合在所述整流器和电路部分 I 之间的耦合电容器。
- 5、根据权利要求 1、2 或 3 的电路装置，其中电路部分 II 包括第一阻抗和第二阻抗的串联安排，该串联安排耦合在所述整流器输出端之间，并且两个阻
- 30 抗的公共端耦合到电路部分 I 的输出端。

-
- 6、根据权利要求5的电路装置，其中至少一个阻抗是与电压相关的阻抗。
 - 7、根据权利要求6的电路装置，其中第一阻抗包括一个欧姆电阻，而第二阻抗包括一个欧姆电阻和一个齐纳二极管的并联安排。
 - 8、根据权利要求6的电路装置，其中第一阻抗包括一个齐纳二极管和一个欧姆电阻的串联安排，而第二阻抗包括一个欧姆电阻。
 - 5 9、根据权利要求6或8的电路装置，其中第二阻抗包括由一个二极管旁路的欧姆电阻。
 - 10 10、根据权利要求1的电路装置，其中所述DC-DC变换器是上变换器。
 - 11、一种用于操作灯的整流器电路，其包括根据权利要求1-9中的一个或多个的电路装置。

电路装置

5 本发明涉及一种电路装置，其包括：

- 用于连接到低频电压源的电路输入端，
- 电路输出端，
- 一个耦合到电路输入端并设置有整流器输出端的整流器，
- 一个耦合在整流器输出端和电路输出端之间的 DC-DC 变换器，该变换

10 器包括

- 一个电感元件，
 - 一个耦合到电感元件的单向元件，
 - 一个耦合到电感元件和单向元件的开关元件，
 - 一个耦合到开关元件的控制电极的控制电路，用于使开关元件以高
- 15 频交替导通和不导通并且用于在每个高频周期中产生控制开关元件的导通时间的控制信号，所述控制电路包括用于产生第一信号 S1 的电路部分 I，该第一信号 S1 或者是恒定的或者只取决于输出端之间的实际电压和输出端之间的电压期望值。

本发明还涉及一种用于控制灯的镇流器电路。

20

开头段落所提及的电路装置得知于用于集成电路 UC 3852 的德州仪器 (Texas Instruments) 操作说明书 U-132。包含于该已知电路装置中的 DC-DC 变换器为上变换器，其由整流后的低频供电电压供电并且运行于临界模式下。这意味着当通过电感元件的电流下降到零时才使得开关元件导通。这样的优点

25 在于，通常被表示为反向恢复损耗的单向元件中的功率耗散十分有限，使得临界模式中的操作相对有效。通过电感元件的电流为一系列三角波。通常期望是通过电感元件的电流的平均值（高频周期的平均）与整流后的低频供电电压成比例以获得高功率因数和低 THD。实现这一点的一种方法是在低频供电电压的半个周期期间将开关元件的导通时间维持在相同的恒定值：在该公知的电路

30 装置中，控制信号与信号 S1 相同，并且信号 S1 只受输出端之间电压的实际值

和期望值的影响。换句话说，以开环控制或者前馈控制方式来控制通过电感元件的电流的波形。在低频供电电压的幅值降低的情况下或者在来自输出端的功耗增加的情况下，电路部分 I 使导通时间增加，从而将输出端之间的电压维持在一个基本等于期望值并且与低频供电电压的幅值或输出端的功耗量无关的值上。类似地，在低频供电电压的幅值增加的情况下或者在来自输出端的功耗降低的情况下，电路部分 I 使导通时间减少。

在电路装置的用户需要输出端之间分别具有较高电压或较低电压并因此调节输出端之间的电压期望值时，电路部分 I 也将交替增加或者减少开关元件的导通时间。然而，在静态运行条件下，导通时间的变化以比较慢的速率发生，使得信号 S1 以及因此开关元件的导通时间在低频供电电压的半个周期内都基本恒定。虽然这种开关元件导通时间的基本恒定值理论上应该产生高功率因数和低 THD，但是在实际电路中会有一些偏差。由于在 DC-DC 变换器的输入上总会存在一些输入电容（比如滤波器电容器或寄生电容），因在低频供电电压的过零点附近输入电容两端的电压不会完全降低到零，所以使得 DC-DC 变换器的供电电压不同于整流后的主电源（mains）。其结果是低频供电电压的幅值低于输入电容两端的电压，从而在低频供电电压的过零点附近就不会从低频供电电压源吸取电流。所引起的电流失真使功率因数降低而使 THD 增加。

应该注意的是，在信号 S1 为不受任何工作参数影响的恒定值的电路装置中也会出现同样的问题。在这后一种情况下，信号 S1 的恒定值将使得功率因数较高并且 THD 较低，但是当低频供电电压的最大幅值或者输出端的功耗变化时，输出端之间的电压也将改变。

下面是在低频供电电压的过零点附近出现的另一问题。由于低频供电电压的幅值很低，所以在每个高频周期期间在电感元件中存储的能量很少。当开关元件为不导通时，该能量应当导致电流通过单向元件流到电路输出端。然而，在单向元件导通之前，存储在电感元件中的能量首先为与电感元件、单向元件和开关元件的公共端相关联的寄生电容充电。在存储于电感元件中的能量很低从而不足以将寄生电容充电到使单向元件导通的足够高的电压时，就不会有净电流从低频供电电压源流到电路输出端。这后一问题也会导致来自低频供电电压的电流在低频供电电压的过零点附近变为零，这样使得功率因数降低并且使 THD 增加。

本发明的目的在于提供一种电路装置，其中控制电路较为简单并因此而便宜，同时控制电路还以得到较高功率因数和较低 THD 的方式来控制开关元件。

因此根据本发明，开头段落所提到的电路装置的特征在于，控制电路还设置
5 置有用于产生第二信号 S2 和用于通过将第二信号 S2 叠加到第一信号 S1 而产生控制信号的电路部分 II，其中第二信号 S2 是周期性的并且具有与整流后的低频供电电压相同的相位和频率。

因此控制信号是信号 S1 和信号 S2 之和。由于第二信号 S2 在供电电压的半个周期内是变化的，所以控制信号也一样，所以在低频供电电压的每半个周
10 期内开关元件的导通时间是变化的。选择信号 S2 的波形，使得在低频供电电压的过零点附近，开关元件的导通时间增加。这样，在低频供电电压的过零点附近就从低频供电电压源吸取更多的电流，从而使得功率因数提高而 THD 降低。需要提及的是，在本发明的电路装置中，只要主电源电压的瞬时幅值低于输入电容两端的电压，那么从主电源吸取的电流就为零。然而，只要主电源的
15 瞬时幅值高于输入电容两端的电压，那么电路部分 II 就确保与现有技术电路中所述导通时间在主电源电压的每半个周期期间维持为恒定值的情况相比较，可以从主电源吸取更多的电流。当主电源电压幅值高于输入电容两端的电压时，在主电源电压的过零点附近的主电源电流的这种增加，使得功率因数提高而 THD 降低。

20 在所述公知的电路装置中，在低频供电电压的每半周期期间，开关元件的导通时间被控制在基本恒定值，在低频供电电压的过零点附近，开关元件受控的频率达到最高值。根据本发明的电路装置中，电路部分 II 通过增加导通时间来降低该最高频率。这样降低了控制电路必须运行的频率范围，简化了控制电路的设计。

25 从本发明的电路装置的实施例已经得到了很好的结果，其中第二信号与整流后的低频供电电压成比例。应该注意的是，该比例系数的符号取决于控制信号和导通时间之间的关系。在将电路装置设计成使得控制信号的较高值对应较短导通时间时，该比例系数为正，使得信号 S2 直接与整流后的低频供电电压成比例。然而，在将电路装置设计成使得控制信号的较高值对应较长导通时间
30 的情况下，该比例系数为负，使得信号 S2 实际上与整流后的低频供电电压成

反比。由于整流后低频供电电压出现在整流器的输出端，所以电路部分 II 能够相对简单。例如电路部分 II 可以包括耦合在整流器和电路部分 I 之间的耦合电容器，或者它可以包括耦合在整流器输出端之间的由第一阻抗和第二阻抗构成的串联安排，其中这两个阻抗的公共端耦合到电路部分 I 的输出端上。

- 5 从本发明的电路装置的实施例也已经得到更好的结果，其中当整流后的低频供电电压的幅值低于预定参考值时第二信号与整流后的低频供电电压成正比，并且当整流后的低频供电电压的幅值高于预定参考值时第二信号基本等于预定参考值。已经发现，与其中信号 S2 与整流后的低频供电电压成比例的实施例相比，在低频供电电压的半个周期期间开关元件的导通时间所得到的调制
- 10 使得功率因数进一步提高并且 THD 进一步降低。在电路部分 II 包括齐纳二极管的情况下，能够以比较简单的方式得到这种波形的信号 S2。电路部分 II 可以包括耦合在整流器输出端之间的由第一阻抗和第二阻抗构成的串联安排，其中这两个阻抗的公共端耦合到电路部分 I 的输出端上，并且其中至少一个阻抗是与电压相关的阻抗。第一阻抗可以包括欧姆电阻而第二阻抗包括欧姆电阻和
- 15 齐纳二极管的并联安排。

- 从其中第一阻抗包括齐纳二极管和欧姆电阻的串联安排并且第二阻抗包括欧姆电阻的实施例、以及从其中第一阻抗包括欧姆电阻并且第二阻抗包括由二极管旁路的欧姆电阻的实施例中也已经得到了很好的结果。从其中第一阻抗包括齐纳二极管和欧姆电阻的串联安排而第二阻抗包括由二极管旁路的欧姆电阻
- 20 的实施例中也已经得到了很好的结果。

本发明的电路装置的实施例已经得到了很低的 THD 值，其中 DC-DC 变换器是上变换器。由于采用设计非常简单的控制电路得到低 THD 和高功率因数，所以本发明的电路装置很适合用于镇流器电路。

- 25 下面将利用附图对本发明的电路装置的实施例进行描述。附图中：
图 1 是根据本发明的连接有负载的电路装置的实施例，以及
图 2-7 示出了图 1 所示的电路装置的一部分的不同实施方式。

- 图 1 中，4 和 5 是连接到低频供电电压源的电路输入端。电路输入端 4 和
- 30 5 连接到二极管桥 7 的对应输入端，从而形成整流器。8 和 9 是由二极管桥 7

形成的整流器的整流器输出端。二极管桥输出端 8 和 9 借助电感元件 10 和开关元件 12 的串联安排进行连接。开关元件 12 由形成一个单向元件的二极管 11 和电容器 15 的串联安排旁路。二极管 11 和电容器 15 的公共端 16 形成为电路装置的第一电路输出端。电路装置的第二电路输出端 17 设置在二极管桥输出端 9 和电容器 15 之间。负载连接在输出端 16 和 17 之间。电路部分 13 的输出端连接到开关元件 12 的控制电极。电路部分 13 是使得开关元件 12 以高频交替导通和不导通的电路部分。电路部分 13 的输入端连接到电路部分 I 的输出端。电路部分 I 是用于产生信号 S1 的电路部分，该信号 S1 在本实施例中只取决于输出端之间的电压期望值和实际值。电路部分 II 的输出端耦合到电路部分 I。图 1 中这种耦合以虚线表示。电路部分 II 是用于产生第二信号 S2 和用于通过将第二信号 S2 叠加到第一信号 S1 上而产生控制信号的电路部分，该第二信号 S2 是周期性的并且具有与整流后的低频供电电压相同的相位和频率。电路部分 II 的各个输入端分别连接到二极管桥输出端 8 和 9。电路部分 13、I 和 II 一起形成连接到开关元件的控制电极的控制电路。电感元件 10、开关元件 12、二极管 11 和控制电路一起形成上变换器类型的 DC-DC 变换器。

图 1 所示的电路装置的操作如下。

当电路输入端 4 和 5 连接到低频供电电压源时，二极管桥输出端 8 和 9 之间将出现接近于整流后的正弦波形状的 DC 电压。电路部分 13 使得开关元件 12 以高频交替导通和不导通。这样，具有高于低频供电电压的最大幅值的 DC 电压就出现在为负载供电的电容器 15 两端。通过电感元件的电流在开关元件 12 导通时线性增加而在开关元件 12 不导通时线性减小。上变换器运行在临界模式下。这意味着当通过电感元件的电流变为等于零时开关元件导通。这样，通过电感元件的电流形状为一系列三角形。在低频供电电压的每半个周期内开关元件的导通时间恒定的情况下，理论上从低频供电电压源吸取的平均电流具有与低频供电电压相同的形状和相位。但是在实际中，例如由于滤波器电容或寄生电容，会发现在低频供电电压的过零点附近没有吸取电流，从而导致大量 THD。这种寄生电容或电容器可出现在例如电路输入端 4 和 5 之间。换句话说这种寄生电容或电容器可出现在二极管桥输出端 8 和 9 之间。这些寄生电容或电容器在图 1 中未示出。在根据本发明的电路装置中，控制信号是第一信号 S1 和第二信号 S2 之和，该第一信号 S1 在低频供电电压的每半个周期内是基本恒

定的, 该第二信号 S2 是周期性的并且具有与整流后的低频供电电压相同的相位和频率。这样, 控制信号对开关元件 12 的导通时间进行调制。选择这种调制, 以使得在低频供电电压的过零点附近开关元件的导通时间增加。因此, 在低频供电电压的过零点附近就可以从低频供电电压源吸取更多的电流, 使得功率因数提高而 THD 降低。

图 2-7 示出了电路部分 I 的实施方式和电路部分 II 的不同实施方式。在图 2-7 的每一个当中分别示出了由电路部分 I 和电路部分 II 所产生的作为信号 S1 和 S2 之和的控制信号的形状。

在每个图所示的电路中, 有一个形成跨导放大器的电路部分 OTA。跨导放大器是产生与其输入端出现的电压之差成正比的输出电流的电路部分。跨导放大器 OTA 的第一输入端连接到输出端 16 并且第二输入端连接到电路部分 Voutref 的输出端。电路部分 Voutref 产生代表上变换器输出电压的期望值的信号。跨导放大器的输出端连接到端子 Tcontrol。图 2 中, 电容器 Zcomp 将端子 Tcontrol 连接到二极管桥输出端 9。电路部分 OTA 和 Voutref 与电容器 Zcomp 一起形成用于产生第一信号 S1 的电路部分 I, 该第一信号 S1 只取决于输出端之间的电压期望值和实际值。信号 S1 的值在低频供电电压的每半个周期期间是基本恒定的。应该注意的是, 代表上变换器的输出电压的期望值的信号是可以由用户调节的。端子 Tcontrol 通过电容器 Zthd 连接到二极管桥输出端 8。电容器 Zthd 与二极管桥 7 一起形成用于产生第二信号 S2 和用于通过将该第二信号 S2 叠加到第一信号 S1 上而形成控制信号的电路部分 II, 该第二信号 S2 是周期性的并且具有与整流后的低频供电电压相同的相位和频率。第二信号 S2 直接与整流后的低频供电电压成正比。控制信号出现在端子 Tcontrol 上, 因此当低频供电电压的幅值较高时, 该控制信号具有比低频供电电压的过零点附近更高的值。将控制电路设计成使得控制信号的增加对应于导通时间的减少, 并且反之亦然。如图 2 所示, 控制信号 Vcontrol 出现在端子 Tcontrol 上, 并且是一个基本恒定的电压和一个与整流后的低频供电电压成正比的电压之和。

在图 3 所示的电路中, 图 2 所示的电路中出现的电容器 Zcomp 被欧姆电阻 Rcomp 和电容器 Cbig 的串联安排与电容器 Csmall 的并联安排所替代。因此输出端 Tcontrol 上的电压能够在例如当输出端的功耗改变时被较为稳定地控制在某一电平。图 3 所示的电路的功能与图 2 所示的电路的功能相似, 并且因此

不单独描述。控制信号 $V_{control}$ 的形状与图 2 所示的控制信号相似。

图 4 中信号 S_2 被叠加在跨导放大器 OTA 的输出信号 S_1 上，其使用两个欧姆电阻 R_{thd1} 和 R_{thd2} 的串联安排替代图 2 所使用的电容器 Z_{thd} 。欧姆电阻 R_{thd2} 与 Z_{comp} 串联连接。图 4 中欧姆电阻 R_{thd1} 和 R_{thd2} 与二极管桥 7 一起形成电路部分 II。

图 5 中信号 S_2 被叠加在积分器 INT 的输出信号 S_1 上，其使用两个欧姆电阻 R_{comp} 和 R_{thd1} 的串联安排替代图 3 所使用的电容器 Z_{thd} 。图 5 中欧姆电阻 R_{thd1} 和 R_{comp} 与二极管桥 7 一起形成电路部分 II。电路部分 I 由电路部分 V_{outref} 和 OTA、电容器 C_{big} 和 C_{small} 以及欧姆电阻 R_{comp} 构成。由图 4 和图 5 所示的控制电路的实施例所产生的控制信号 $V_{control}$ 的形状与图 2 或图 3 所示的形状相似。

在图 2-5 的每一个当中，第二信号 S_2 都直接与整流后的低频供电电压成正比。这样，开关元件的导通时间在低频供电电压的过零点附近增加，而当整流后的低频供电电压的幅值较高时减少。在图 6 和 7 所示的电路中，第二信号 S_2 的形状是不同的。

图 6 所示的电路可以认为是通过在图 4 的电路中增加旁路欧姆电阻 R_{thd2} 的齐纳二极管 Z_{thd} 而得到的。当整流后的低频供电电压的幅值很低时，齐纳二极管 Z_{thd} 就不导通，并且信号 S_2 也因此与整流后的低频供电电压成正比。当整流后的低频供电电压的幅值增加时，齐纳二极管就变为导通，并且信号 S_2 的幅值也因此基本恒定。控制信号的最终得到的形状也如图 6 所示。从而只有在低频供电电压的过零点附近，信号 S_2 才使得控制信号的幅值降低并因此使得开关元件的导通时间增加。在图 6 所示的电路中，欧姆电阻 R_{thd1} 和 R_{thd2} 、齐纳二极管 Z_{thd} 和二极管桥 7 一起形成用于产生信号 S_2 的电路部分 II。

图 7 所示的电路可以认为是通过在图 3 的电路中设置与欧姆电阻 R_{thd1} 串联的齐纳二极管 Z_{thd} 并且用二极管 D_{thd} 旁路 R_{thd2} 而得到的。正好在低频供电电压过零点附近，整流后的低频供电电压的幅值很低，从而使得齐纳二极管 Z_{thd} 不导通并且信号 S_2 等于零。当整流后的低频供电电压的瞬时幅值变得足够高从而使齐纳二极管 Z_{thd} 导通时，信号 S_2 就与由齐纳二极管 Z_{thd} 两端的电压降减小的整流后的低频供电电压成正比。当整流后的低频供电电压的瞬时幅值进一步增加时，二极管 D_{thd} 也变为导通。只要二极管 D_{thd} 导通，信号 S_2

的增大和减小就远没有整流后的供电电压来得快，从而使得控制信号 $V_{control}$ 的形状如图 7 所示。由于相对于其它图所示的实施例来说调制深度减小，所以由该调制改变的导通时间的范围变小，从而使得控制电路的设计简化。

5 在由具有 230 伏特的 rms 值和 50Hz 频率的低频供电电压供电的图 1 所示的电路装置的一个实际实施例中，发现当信号 S2 为零时，换句话说当不对开关元件的导通时间进行调制时，THD 为 14.6%。在采用图 2 所示的控制电路的情况下，THD 降低到 10.1%，而在采用图 6 所示的控制电路时 THD 降低到 6%。

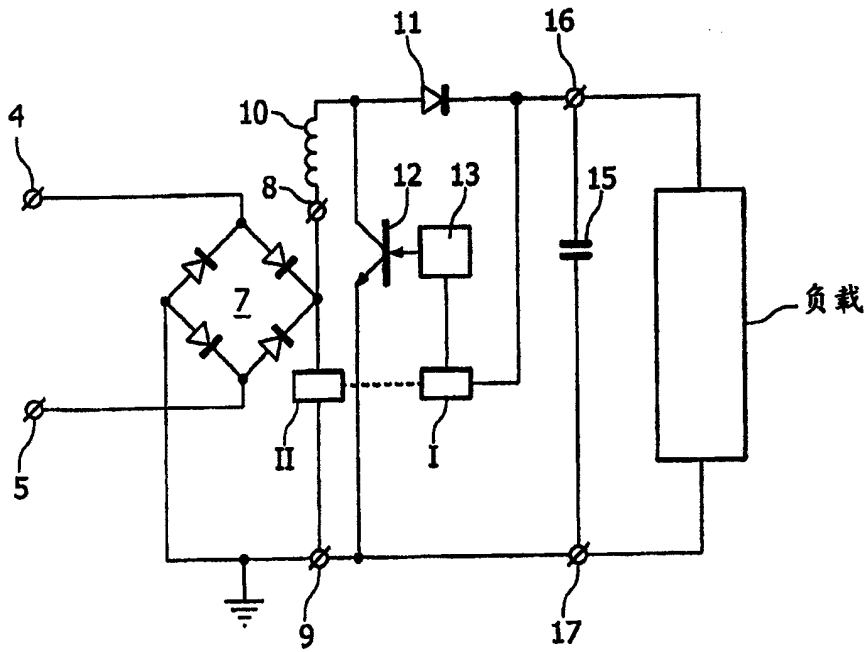


图 1

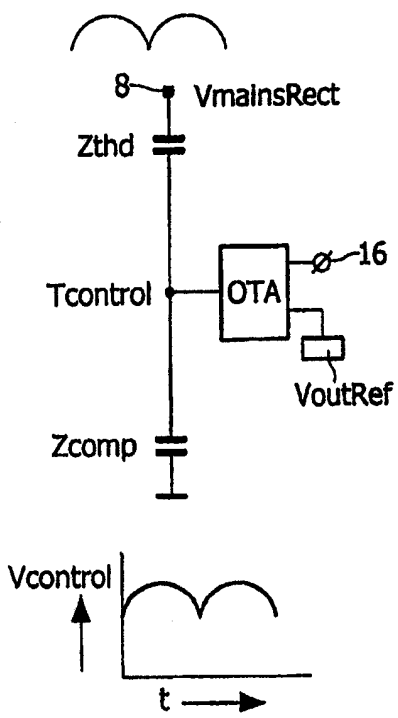


图 2

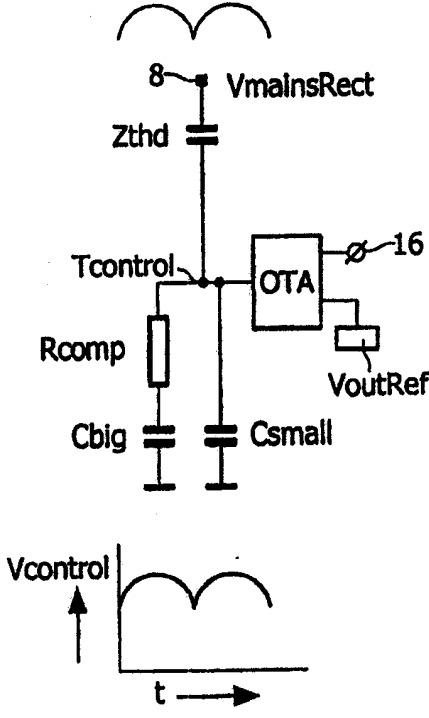


图 3

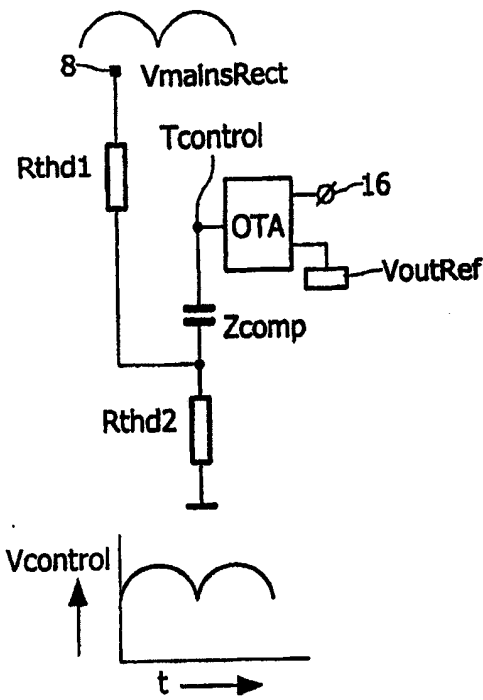


图 4

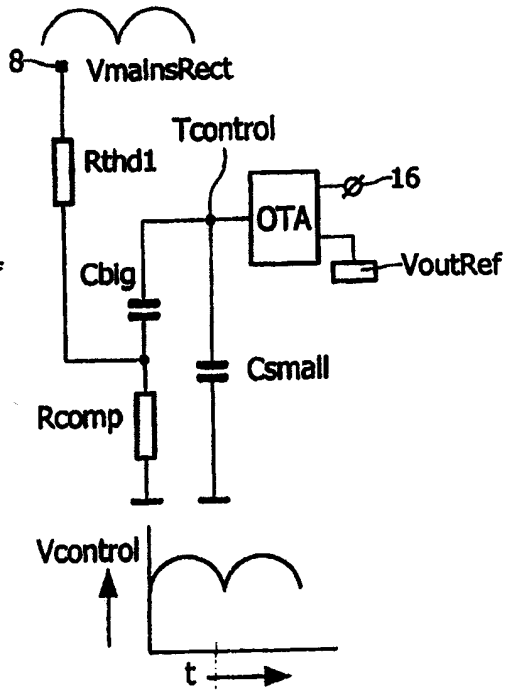


图 5

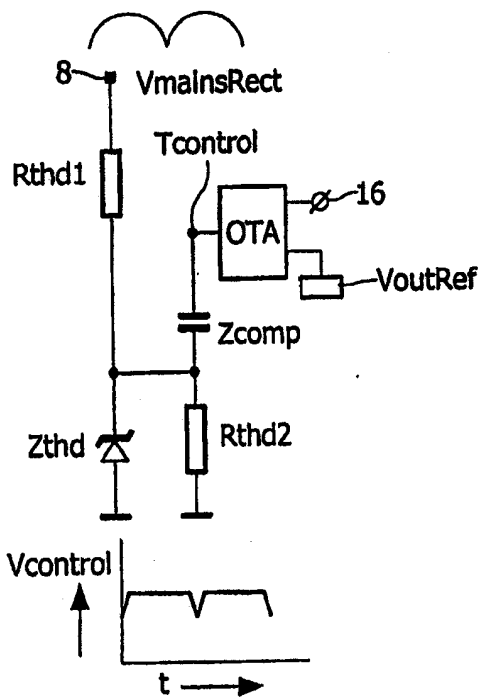


图 6

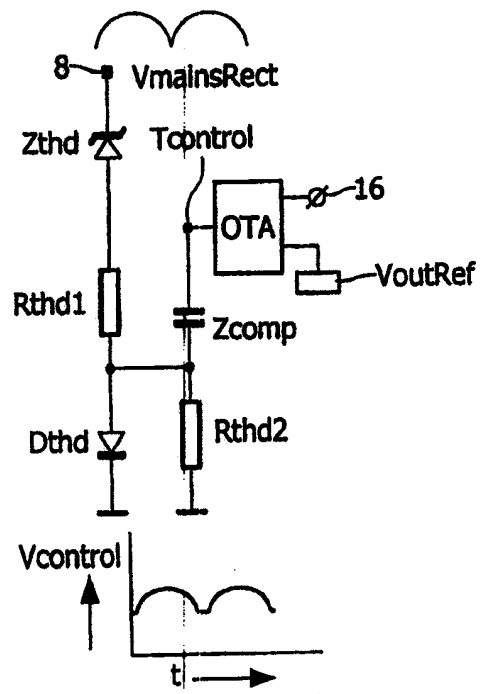


图 7