



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104756386 A

(43) 申请公布日 2015. 07. 01

(21) 申请号 201380040508. 8

地址 奥地利佩滕巴赫

(22) 申请日 2013. 06. 11

(72) 发明人 马克斯·施特格尔 休伯特·巴默

(30) 优先权数据

(74) 专利代理机构 北京金思港知识产权代理有限公司 11349

A50231/2012 2012. 06. 13 AT

代理人 邵毓琴

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2015. 01. 30

(51) Int. Cl.

(86) PCT国际申请的申请数据

H02M 3/335(2006. 01)

PCT/AT2013/050117 2013. 06. 11

(87) PCT国际申请的公布数据

W02013/185159 DE 2013. 12. 19

(71) 申请人 弗罗纽斯国际有限公司

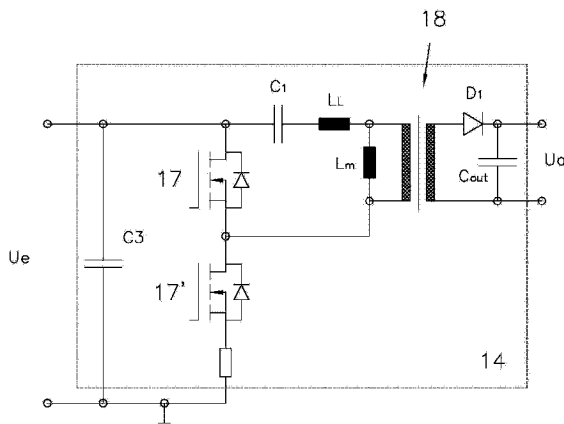
权利要求书2页 说明书8页 附图7页

(54) 发明名称

开关模式电源以及包括所述类型的开关模式电源的逆变器和组串监控组件

(57) 摘要

本发明涉及一种开关模式电源 (14) 以及光伏系统 (1) 的逆变器 (4) 和组串监控组件 (3), 该开关模式电源 (14) 用于给光伏系统 (1) 的组成部件供应恒定的 DC 输出电压 ( $U_a$ ), 所述开关模式电源 (14) 包括连线 (15), 该连线 (15) 用于连接至所述光伏系统 (1) 的光伏模块 (2), 以提供 DC 输入电压 ( $U_e$ ); DC/DC 电压转换器 (16), 该 DC/DC 电压转换器 (16) 包括至少一个开关 (17); 变压器 (18); 控制装置 (22), 该控制装置 (22) 用于以开关频率 ( $f_s$ ) 控制至少一个开关 (17), 以便获得期望的 DC 输出电压 ( $U_a$ ); 输出整流电压 (23); 和用于提供所述 DC 输出电压的连线 (24)。为了针对 200V 到 1500V 之间的非常宽范围的 DC 输入电压 ( $U_e$ ) 以尽可能低的损失获得 DC 输出电压 ( $U_a$ ), 所述 DC/DC 电压转换器 (16) 由具有两个串联布置的开关 (17, 17') 的锁定转换器和正激转换器的组合形成。所述开关 (17, 17') 被连接至所述控制装置 (22), 所述控制装置 (22) 被设计成这样控制所述 DC 输出电压 ( $U_a$ ), 即: 使得所述开关 (17, 17') 根据流过所述变压器 (18) 的所述初级线圈 (20) 的初级侧上的电流来开关。



1. 一种开关模式电源 (14), 该开关模式电源 (14) 用于给光伏系统 (1) 的组成部件供应恒定的 DC 输出电压 ( $U_a$ ), 所述开关模式电源 (14) 包括连线 (15), 该连线 (15) 用于连接至所述光伏系统 (1) 的光伏模块 (2), 以提供在 200V 到 1500V 之间的范围内的 DC 输入电压 ( $U_e$ ), 包括: DC/DC 电压转换器 (16), 该 DC/DC 电压转换器 (16) 包括至少一个开关 (17); 变压器 (18), 该变压器 (18) 具有线圈筒管 (19)、初级绕组 (20) 和次级绕组 (21); 控制装置 (22), 该控制装置 (22) 用于以开关频率 ( $f_s$ ) 控制所述 DC/DC 电压转换器 (16) 的至少一个开关 (17), 以便获得期望的 DC 输出电压 ( $U_a$ ); 输出整流器 (23); 和用于提供所述 DC 输出电压 ( $U_a$ ) 的连线 (24), 其特征在于, 所述 DC/DC 电压转换器 (16) 由具有两个串联布置的开关 (17, 17') 的反激转换器和正激转换器的组合形成, 其中所述开关 (17, 17') 连接至所述控制装置 (22), 并且所述控制装置 (22) 被设计成这样控制所述输出电压 ( $U_a$ ), 即: 使得所述开关 (17, 17') 根据通过所述变压器 (18) 的所述初级绕组 (20) 的初级侧上的电流来开关。

2. 根据权利要求 1 所述的开关模式电源 (14), 其特征在于, 所述开关 (17, 17') 被连接至所述变压器 (18) 的所述初级绕组 (20)。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的开关模式电源 (14), 其特征在于, 所述控制装置 (22) 包括光电耦合器 (25), 该光电耦合器 (25) 用于控制开关 (17), 即所谓的高压侧开关。

4. 根据权利要求 3 所述的开关模式电源 (14), 其特征在于, 所述光电耦合器 (25) 由自举开关供电。

5. 根据权利要求 1 至 4 中任一项所述的开关模式电源 (14), 其特征在于, 所述控制装置 (22) 被设计成根据流过所述变压器 (18) 的所述初级绕组 (20) 的初级侧电流来控制所述开关 (17, 17') 的开关频率 ( $f_s$ )。

6. 根据权利要求 1 至 5 中任一项所述的开关模式电源 (14), 其特征在于, 所述控制装置 (22) 被设计成根据流过所述变压器 (18) 的所述初级绕组 (20) 的初级侧电流来控制开关 (17) 的接通时间 ( $t_1$ )。

7. 根据权利要求 1 至 6 中任一项所述的开关模式电源 (14), 其特征在于, 所述变压器 (18) 的所述初级绕组 (20) 的连线和所述变压器 (18) 的所述次级绕组 (21) 的连线被布置在一侧。

8. 根据权利要求 1 至 7 中任一项所述的开关模式电源 (14), 其特征在于, 所述变压器 (18) 的所述初级绕组 (20) 的连线之间的距离以及所述变压器 (18) 的所述次级绕组 (21) 的连线之间的距离被选择成尽可能大。

9. 根据权利要求 1 至 8 中任一项所述的开关模式电源 (14), 其特征在于, 绝缘管 (26) 特别是硅管布置在所述初级绕组 (20) 的连线之上。

10. 根据权利要求 1 至 9 中任一项所述的开关模式电源 (14), 其特征在于, 所述次级绕组 (21) 由相反地双卷绕的股线或完全绝缘的线形成。

11. 根据权利要求 1 至 10 中任一项所述的开关模式电源 (14), 其特征在于, 在所述变压器 (18) 的所述初级绕组 (20) 和所述次级绕组 (21) 之间布置绝缘体, 特别是聚酯膜。

12. 根据权利要求 1 至 11 中任一项所述的开关模式电源 (14), 其特征在于, 在所述变压器 (18) 的线圈筒管 (19) 上布置绝缘体, 特别是聚酯膜。

13. 根据权利要求 1 至 12 中任一项所述的开关模式电源 (14), 其特征在于, 所述变压

器 (18) 被包封。

14. 根据权利要求 1 至 13 中任一项所述的开关模式电源 (14), 其特征在于, 所述开关频率 ( $f_s$ ) 在 18kHz 和 500kHz 之间, 优选为 54kHz。

15. 根据权利要求 1 至 14 中任一项所述的开关模式电源 (14), 其特征在于, 所述开关 (17, 17') 由晶体管特别是场效应晶体管形成。

16. 根据权利要求 1 至 15 中任一项所述的开关模式电源 (14), 其特征在于, 二极管和电容器与所述开关 (17, 17') 并联地布置。

17. 一种用于包括光伏模块 (2) 的光伏系统 (1) 的逆变器 (4), 该逆变器 (4) 包括电源 (7), 其特征在于, 所述电源 (7) 是由根据权利要求 1 至 16 中任一项的开关模式电源 (14) 形成的。

18. 一种用于包括光伏模块 (2) 的光伏系统 (1) 的组串监控组件 (3), 该组串监控组件 (3) 包括电源 (7), 其特征在于, 所述电源 (7) 是由根据权利要求 1 至 16 中任一项的开关模式电源 (14) 形成的。

## 开关模式电源以及包括所述类型的开关模式电源的逆变器 和组串监控组件

### 技术领域

[0001] 本发明涉及一种开关模式电源,该开关模式电源用于给光伏系统的组成部件供应恒定的 DC 输出电压,所述开关模式电源包括:连线,所述连线用于连接至所述光伏系统的光伏模块,以便提供在 200V 和 1500V 之间的范围内的 DC 输入电压;DC/DC 电压转换器,该 DC/DC 电压转换器包括至少一个开关;变压器,该变压器具有线圈筒管、初级绕组和次级绕组;控制装置,所述控制装置用于以开关频率控制所述 DC 电压转换器的所述至少一个开关,以获得期望的 DC 输出电压;输出均衡器;以及用于提供所述 DC 输出电压的连线。

[0002] 另外,本发明涉及一种用于具有光伏模块的光伏系统的逆变器和组串监控组件,该逆变器和组串监控组件包括电源。

### 背景技术

[0003] 光伏系统用来利用光特别是太阳光产生电能,并且将电能馈送到电源系统内或者利用电能来操作电气负载。光伏模块用来利用光能产生直流电压。产生的 DC 电压通过逆变器转换成 AC 电压。近年的趋势是采用更高数量的光伏模块,这些光伏模块具有对应的更高的 DC 输入电压,这些 DC 输入电压介于例如 200V 的底部低电压范围和例如 1500V 的中间电压范围之间。使用所谓的组串控制器来管理大量的光伏模块,这些光伏模块被串联和并联地开关。将来,可以预期,朝向甚至更大数量的光伏模块或甚至更高的 DC 输入电压的趋势将继续。

[0004] 为了给光伏系统的电气组成部件供电,特别是给逆变器和任何组串监控组件供电,除非组串监控组件被集成在逆变器中,否则通常使用电路用于电源,该电路从光伏模块的直流电压产生操作光伏系统的电气组成部件必需的直流电压。在之前的具有有限输入电压范围的光伏系统中已经应用了具有相对较好效率和相对较小损失的传统电压源。然而,由于更高范围的 DC 输入电压(例如从 200V 到 1500V),利用传统的技术已经不可能提供在所有可能的输入电压都表现出较低损失和相对较好效率的电源电路,这是因为在这种高输入电压范围的情况下,开关损失的能量效率并不令人满意,并且已经证实开关的冷却比较昂贵。

[0005] 用于并网逆变器的组成部件的已知电源利用反激转换器拓扑结构工作,其具有的缺点是,更高的电压导致甚至更高的开关损失,并因而致使能量效率降低。在电压接近中间电压或高于中间电压的情况下,任何节省能量的供电都不再是可能的,并且只有增加冷却量才能降低开关中发生的损失,增加冷却量又导致总体成本增加和整个效率降低。

[0006] 在其他解决方案中,将大的 DC 输入电压范围分隔成两个或更多个范围,并且使用具有对应数量的变压器绕组的足够数量的串联电源或开关模式电源。然而,这增加了开关的复杂性,并且因而提升了成本。

[0007] DE 10 2011 087 431 A1 示出了用于级联变压器的控制电路,该级联变压器的控制电路使用光电耦合器。从 DE 10 2004 001 450 A1、US 2011/0050190A1 和 US

2006/0152199A 已知用于提供电源的另外电路。

[0008] EP 1 143 594 A2 描述了用于光伏系统的控制电路,通过该控制电路可以检测到接地故障。

### 发明内容

[0009] 本发明的目的是提供一种用于光伏系统的以上引述的开关模式电源和以上引用的逆变器或以上引述的组串监控组件,通过所述开关模式电源和逆变器或组串监控组件,能够以从 200V 到 1500V 的相对高的 DC 输入电压范围实现给光伏系统的组成部件有效且低损失地供应电能。将避免或至少减少现有技术的缺陷。

[0010] 根据本发明的目的通过以上引述的开关模式电源来解决,其中所述 DC/DC 电压转换器由具有两个串联布置的开关的反激转换器和正激转换器的组合形成,所述开关被连接至所述控制装置,并且所述控制装置被设计成这样控制所述 DC 输出电压,即:使得所述开关根据流过所述变压器的所述初级绕组的初级侧上的电流来开关。根据本发明,所述开关模式电源的所述 DC 电压转换器由反激转换器和正激转换器的组合以半桥布置形式形成。在本发明的所述开关模式电源中,所述开关被设计成使得所发生的损失尽可能低,这致使配备有所述开关模式电源的逆变器的效率增加。另外,本发明的所述开关模式电源的控制装置被连接至所述开关模式电源的变压器的初级侧,从而可以根据所述初级侧上的电流而不是根据高度波动的输入电压来进行所述输出电压的控制。根据本发明的所述开关模式电源以低损失并因此以小尺寸而使其自身与众不同。由于在所述开关模式电源的开关中发生的损失较小,因此不必安装用于冷却所述开关模式电源或逆变器的组成部件的任何冷却元件。特别是,与迄今使用的变压器相比,能够显著地减小所述开关模式电源的变压器的大小。

[0011] 所述开关有利地被连接至所述变压器的所述初级绕组。

[0012] 为了单独地控制连接至正 DC 输入电压的开关,即所谓的高压侧开关,所述开关模式电源的所述控制装置优选包含光电耦合器,该光电耦合器用于控制所述高压侧开关。因而,所述开关模式电源的高压侧开关通过光电元件进行控制。

[0013] 根据本发明的另一个特征,所述光电耦合器由自举电路供电。由于使用这种自举电路来控制所述开关模式电源的开关,所以所述高压侧开关可以多于 50% 地保持接通。

[0014] 所述控制装置可以被设计成根据流过所述变压器的所述初级绕组的初级侧电流来控制所述开关的开关频率。在这样进行控制的情况下,所述开关的开关频率随着所述初级侧上的恒定电流而改变,以获得所述开关模式电源的恒定输出电压。这种控制已知为脉冲频率模式。

[0015] 根据所述开关模式电源的一个变型,所述控制装置被设计成以恒定频率根据流过所述变压器的所述初级绕组的初级侧电流来控制开关的接通时间。在该变型例中,控制脉冲宽度,在该脉冲宽度期间,将开关接通。

[0016] 为了满足对所述开关模式电源的变压器的绝缘和构造的高要求,并且为了获得尺寸尽可能小的变压器,各种措施被证明都是有利的。首先,为了减小变压器的寄生电容,有利的是,将所述变压器的所述初级绕组的连线和所述变压器的所述次级绕组的连线布置在一侧。

[0017] 另外,有利的是,将所述变压器的所述初级绕组的连线之间的距离以及所述变压器的所述次级绕组的连线之间的距离选择成尽可能大,因为这样的话可能的最高电位距离彼此具有可能的最大距离。

[0018] 在所述变压器的所述初级绕组的连线之上布置绝缘管在所述变压器的所述初级侧上提供了足够了间隙距离和漏电距离,这又对所述变压器的大小具有积极影响。硅管特别适合于作为绝缘管。

[0019] 通过相反地双卷绕的股线、完全绝缘的股线或完全绝缘的线来形成所述变压器的次级绕组能够提供改进的绝缘和增加的间隙距离和漏电距离。

[0020] 可以获得另一个改进是因为在所述变压器的所述初级绕组和所述次级绕组之间布置绝缘体,特别是聚酯膜。

[0021] 另外,有利的是在所述变压器的线圈筒管上直接布置绝缘体,特别是聚酯膜。

[0022] 以合适的材料将所述变压器包封可以进一步提高绝缘并增加所述间隙距离和漏电距离。

[0023] 所述开关频率有利地在 18kHz 和 500kHz 之间,优选为 54kHz。当使用这样的高开关频率时,可以保持变压器的尺寸较小。

[0024] 所述开关模式电源的开关优选由晶体管特别是场效应晶体管形成。具体地说,诸如碳化硅 MOS-FET 或 J-FET 之类的低欧姆高电压晶体管是特别合适的。

[0025] 将具有相应尺寸的二极管和电容器与所述开关模式电源的开关并联布置能够帮助获得所述开关的低损失开关(零电压开关)。

[0026] 根据本发明的目的还通过以上引述的用于光伏系统的逆变器以及以上引述的用于光伏系统的组串监控组件来实现,其中所述电源是由根据以上描述的开关模式电源形成的。通过提供损失特别低的开关模式电源(该开关模式电源也能够以例如 200V 到 1500V 之间的非常大的输入电压给光伏系统的组成部件提供恒定的输出电压),前者还可以被集成在所述逆变器或所述组串监控组件中。由于所述开关模式电源的这种操作模式,晶体管中的损失也较低,使得不必安装任何冷却元件。

## 附图说明

[0027] 下面将参照所附的示意图描述本发明,在附图中:

[0028] 图 1 示出了光伏系统的示意性框图;

[0029] 图 2 示出了光伏系统的逆变器的框图;

[0030] 图 3 示出了用于给光伏系统的组成部件供电的开关模式电源的框图;

[0031] 图 4 示出了用于给光伏系统的组成部件供电的开关模式电源的实施方式;

[0032] 图 5 示出了在初级侧上经过根据图 4 的开关模式电源的变压器的电流流动的示例性路线;

[0033] 图 6 示出了用于根据图 4 的开关模式电源的高压侧开关的驱动器的一个实施方式;

[0034] 图 7 示出了用于根据图 4 的开关模式电源的高压侧开关的驱动器的另一个实施方式;

[0035] 图 8 示出了用于根据图 4 的开关模式电源的高压侧开关的驱动器的另一个实施方

式；

[0036] 图 9 示出了用于给光伏系统的组成部件供电的开关模式电源的变压器的正视图；以及

[0037] 图 10 示出了根据图 9 的开关模式电源的变压器的剖视图。

### 具体实施方式

[0038] 作为开头，需要指出的是，相同的附图标记表示实施方式的相同的部分。

[0039] 图 1 示出了已知的光伏系统 1 的示意性框图。光伏系统 1 的光伏模块 2 通常通过组串监控组件 3 (组串控制器) 连接至逆变器 4, 该组串监控组件 3 也可以集成在逆变器 4 中。逆变器 4 根据光伏模块 2 的 DC 电压产生对应的 AC 电压, 该 AC 电压被供应到供电干线 5 和 / 或用于给对应的电气负载 6 供电。通常, 许多光伏模块 2 被串联和并联地连接。光伏系统 1 的组成部件, 特别是组串监控组件 3 和逆变器 4 必须由具有期望电能 (优选地, 14V 的 DC 电压) 的对应的电压源 7 进行供电。逆变器 4 和 / 或组串监控组件 3 产生用于电子组成部件或用于电路设计的内部供电电压, 其中所述电压还可以通过用于附加的可连接组成部件的对应连接元件运送至外部。因此, 光伏系统 1 的组成部件所需要的电压直接从光伏模块 2 的可用 DC 电压获取。在非常大的 DC 输入电压范围或非常大量的串联连接的光伏模块 2 和由此产生的高电压的情况下, 利用传统技术以低损失方式即以相对较高程度的效率在开关模式电源上产生光伏系统 1 的组成部件所需的 DC 电压非常困难。大的 DC 输入电压范围来源于这样的事实, 即: 太阳辐射在一天过程中发生改变, 也就是说, 在日出之后, 光伏模块 2 提供比中午左右少的能量。另外, 更大的 DC 输入电压范围具有的优点在于, 可以更灵活地设计串联和并联连接的光伏模块 2 的数量。

[0040] 图 2 详细地示出了已知逆变器 4 (即, HF 逆变器) 的设计。由于逆变器 4 的各个组成部件或组件集合和功能已经从现有技术中已知, 下面将不再对此详细讨论。

[0041] 逆变器 4 包括至少一个 DC/DC 输入转换器 8、中间电路 9 和 DC/AC 输出转换器 10。一个光伏模块 2 或串联和 / 或并联地连接至彼此的若干个光伏模块 2 连接至 DC/DC 输入转换器 8。逆变器 4 或 DC/AC 输出转换器 10 的输出可以连接至供电干线 5 (诸如公共或私人 AC 电网或多相电网) 和 / 或至少一个电气负载 6。电气负载 6 例如包括电机、电冰箱、无线电设备、家用电器等。同样, 电气负载 6 还可以是用于建筑物的电源。逆变器 4 的各个组成部件通过数据总线 11 连接至控制装置 12。这种逆变器 4 优选用作所谓的并网连接逆变器 4, 该并网连接逆变器 4 的能量管理被最优化, 从而向供电干线 5 供应尽可能多的能量。如从现有技术中公知的, 电气负载 6 通过供电干线 5 供电。当然, 还可以使用并联连接的若干个逆变器 4。因而, 可以提供更多的能量来操作电气负载 6。

[0042] 该能量由光伏模块 2 以 DC 电压的形式供应, 所述光伏模块 2 通过至少两个连线 15 连接至逆变器 4。

[0043] 逆变器 4 的控制装置 12 例如由微处理器、微控制器或计算机形成。逆变器 4 的各个组成部件, 例如 DC/DC 输入转换器 8 或者 DC/AC 输出转换器 19, 特别是容纳在其中的开关元件, 可以通过控制装置 12 来控制。为此, 各个控制过程通过对应的软件程序和 / 或数据或特征曲线存储在控制装置 12 中。

[0044] 此外, 操作元件 13 连接至控制装置 12, 通过所述控制装置 12, 用户能够对例如逆

变器 4 进行配置并且 / 或者 (例如通过发光二极管) 指示操作状态或参数, 并且对所述操作状态或参数进行调节。操作元件 13 例如通过数据总线 11 连接至控制装置 12, 或者直接连接至控制装置 12。操作元件 13 例如布置在逆变器 4 的前部, 从而可从外部对所述操作元件 13 进行操作。同样, 操作元件 13 也可以直接布置在逆变器 4 内的模块和 / 或组件群上。

[0045] 图 3 示出了用于光伏系统 1 的逆变器 4 和 / 或组串监控组件 3 或其他组成部件的开关模式电源 14 的框图, 所述开关模式电源 14 用于从在大约 200V 到 1500V 之间的相对较大范围内的 DC 输入电压  $U_e$  形成恒定的 DC 输出电压  $U_a$ 。所述开关模式电源 14 通过两个连线 15 连接至光伏模块 2 (没有示出)。光伏模块 2 供应 DC 输入电压  $U_e$ , 该 DC 输入电压  $U_e$  存在于例如 200V 和 1500V 之间的非常大的范围内。在 DC 电压转换器 16 中, DC 输入电压  $U_e$  通过至少一个开关 17 转换成 AC 电压, 并且被供应至变压器 18。变压器 18 由线圈筒管 19、初级绕组 20 和至少一个次级绕组 21 构成。在输出整流器 23 中, 对转变的电压信号进行整流, 并将该转变的电压信号馈送至接线 24, 以抽取 DC 输出电压  $U_a$ 。光伏系统 1 的组成部件利用该 DC 输出电压  $U_a$  供电。DC 电压转换器 16 的至少一个开关 17 经由控制装置 22 触发, 从而在不同的或波动的 DC 输入电压  $U_e$  的情况下也能够获得恒定的输出 DC 电压  $U_a$ 。在这一点上, 开关模式电源 14 的 DC 电压转换器 16 优选由包括两个串联连接的开关 17、17' 的反激转换器和正激转换器形成, 其中控制装置 22 具体通过开关 17、17' 连接至变压器 18 的初级绕组 20。同样, 控制装置 22 借助于连线 24 检测输出电压  $U_a$ , 该输出电压  $U_a$  以期望高度保持恒定。为此, 开关 17、17' 根据输出电压  $U_a$  进行连接, 使得流过变压器 18 的初级绕组 20 的电流将被改变。

[0046] 图 4 示出了用于给光伏系统 1 的组成部件供电的 (特别是用于在逆变器 4 和 / 或组串监控组件 3 中使用的) 开关模式电源 14 的优选实施方式, 其中 DC 电压转换器 16 是通过在具有两个串联连接的开关 17、17' (一个是连接至 DC 输入电压的正极的所谓的高压侧开关 17, 一个是连接至质量块 (mass) 的所谓的低压侧开关 17') 的半桥布置中结合反激转换器和正激转换器形成的。可以这么说, 该电路是不对称占空比反激转换器, 下面将通过考虑根据图 5 的变压器的初级侧上的电流流动的时间图来描述该不对称占空比反激转换器的工作原理。

[0047] 在时间间隔  $t_1$  期间, 分别将所谓的低压侧开关 17' 或低压侧晶体管的开关 17' 接通, 变压器 18 的导磁率  $L_m$  和漏电感  $L_l$  和串联连接的电容器 C1 都利用能量充电。因而, 电流在时间间隔  $t_1$  中增加, 其中在变压器 18 的次级侧上没有能量传输。这里, 电容器 C3 被充电, 并且开关 17 被断开。在时间间隔  $t_2$  期间, 低压侧开关 17' 被断开。电流在并联的寄生或附加的电容器 C2 中交变, 该电容器 C2 将被充电。因而, 不会发生断开损失, 因为开关 17' 为零电位。现在, 电容器 C2 被一直充电到输入电压  $U_e$  为止, 而分别与高压侧开关 17 或高压侧晶体管并联布置的电容器 C3 被放电。也就是说, C2 和 C3 以相反方式开关。对于这种相反充电, 导磁率  $L_m$  和  $L_l$  被放电, 而电容器 C1 被充电, 其中变压器 18 的极性在初级侧和次级侧上发生改变。因而, 在该步骤中, 能量能够被传输到次级侧上。反向充电过程的持续时间分别取决于电容器 C2 和 C3 的尺寸以及开关的选择。然而, 一般来说, 与 C1 的充电和放电过程相比, 反向充电过程非常短。

[0048] 在时间  $t_3$  期间, 电容器 C2 已经完全放电, 导磁率  $L_m$  和  $L_l$  的电流分别流过高压侧开关 17 的本身二极管或串联连接的二极管。高压侧开关 17 现在能够以零电位并因此低损



失的方式接通。在这一点上,形成了包括开关 17、电容器 C1 和变压器 18 的电气电路。 $L_m$  的电流被传输到次级侧(反激转换器操作),并且  $L_L$  的电流对 C1 进行充电。根据锁定模式,这里所述变压器用作扼流器。开关 17 接通的时刻可以通过在开关 17 上进行电压计量来发现,在这一点上,必须测量二极管电压或接近零的值,或者必须给出固定死时间,在该固定死时间期间,电容器 C2 和 C3 被安全地再次充电。因而,所述时刻由控制装置 22 确定。由此至关重要,在时间  $t_3$  期间,开关 17 是接通的(实际上在任何时间开关 17 也是可以接通的),从而传输能量。为此,电流继续在同一个方向流动。

[0049] 由于能量传输,初级侧上的电流下降,直到电容器 C1 上的电压大于变压器 18 的次级侧上的电压乘以变压器 18 的匝数比,并且变压器 18 中的全部初级漏电感  $L_L$  分别被放电或传输。

[0050] 随后,流过变压器 18 的初级绕组 20 的电流改变其极性,并且来自电容器 C1 的能量在时间  $t_4$  期间经由变压器 18 以流动模式(正激转换器)传输。由于开关 17' 被断开,除了锁定模式之外也会发生这种情况。其先决条件是,电容器 C1 上的电压大于变压器 18 的次级侧上的电压  $U_a$  乘以变压器 18 的匝数比  $u$ 。也就是说,能量被传输,直到 C1 和  $U_a * u$  变成相等。

[0051] 到电容器 C1 已经被放电到参考电压  $U_a * u$  为止的时间由共振公式  $t = \pi * \sqrt{L_L * C1}$  确定。如果该时间比  $t_4$  长,则 DC 电压转换器 16 以不间断方式操作。如果所述时间较短,则将 C1 完全放电到  $U_a * u$  (这相当于 DC 转换器 16 的所谓间断操作),并且使用开关之前剩余的时间使导磁率  $L_m$  的磁化反向。根据本发明,对于更高电压的情况下,这构成了优点,这是因为在  $t_5$  期间的反向充电过程中有更多能量可用。

[0052] 在时间  $t_5$  期间,高压侧开关 17 以没有损失的方式断开,这是因为电容器 C3 自从时间  $t_2$  开始一直放电。而这是因为如下事实:电流在电容器 C3 内交变。开关 17' 的任何随后接通都需要对电容器 C3 进行充电并且对电容器 C2 进行放电。这基本上是通过将开关 17 断开而自动进行的。随后,开关 17' 可以通过控制装置 22 以没有损失的方式接通。在不间断操作中,只有初级漏电感  $L_L$  以及磁化感应率  $L_m$  以可忽略的方式对电流进行驱动,并且对电容器 C3 进行充电,而对电容器 C2 进行放电。在间断操作中,磁化感应率  $L_m$  的量被更大程度地涉及到。因而,在较短时间  $t_5$  期间,电容器 C2 和 C3 等同于时间  $t_2$  以反向方式进行充电。

[0053] 反向充电过程需要对应量的能量。

[0054] 在时间  $t_6$  开始时,电容器 C2 几乎被完全放电,并且低压侧开关 17' 的本身二极管或平行二极管承载该电流。低压侧开关 17' 因而能够以几乎零电位并因此低损失的方式接通。开关 17' 能够以低损失方式接通的时刻可以通过开关 17' 上的电压计量或通过固定时间(在该固定时间期间,电容器 C2 将被安全地放电)来确定。因而,开关 17' 的接通与时间  $t_3$  中开关 17 的接通同等地发生。

[0055] 该过程根据在 18kHz 和 500kHz 之间的范围内的开关频率(具体为 54kHz)反复。总之,可以说在时间  $t_3$  期间,能量以锁定模式传输,而在时间  $t_4$  期间,能量以流动模式和锁定模式传输。相应地,反激转换器和正激转换器被组合。由此产生开关模式电源的期望输出电压,例如 5V、12V、24V 等。

[0056] 在这种情况下,高压侧开关 17 的触发并不是无足轻重的,这是因为所述开关接通

超过 50% (从时间  $t_3$  到时间  $t_4$ )。在更高电压的情况下或在可能的软启动的情况下,其接通甚至高达 90%,并且甚至更高。因此,通过磁性变压器进行触发并不是有利的,因为变压器的去磁化要求较高电压。出于这个原因,优选采用具有辅助电源的光学触发用于该目的,这可以通过辅助开关模式电源或自举电路来实现。

[0057] 图 6 示出了利用自举电路触发开关模式电源 14 的 DC 电压转换器 16 的高压侧开关 17 的变型例。该高压侧开关 17 通过来自自举电容器  $C_{BS}$  的能量而接通。无论低压侧开关 17' 何时接通,自举电容器  $C_{BS}$  都被充电。在非常短的接通时段的情况下,诸如以上所有都具有高电压的情况,任何充电都必须在非常短的时间段内执行。绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 不适合于此作为开关 17、17', 这是因为达到饱和电压相对较晚,由于这个原因自举电容器  $C_{BS}$  没有被完全地充电,从而电压并不足以触发高压侧开关 17。

[0058] 例如,基于碳化硅的低欧姆 MOS FET 或 J-FET 更好地适合于该目的。这里,用于对自举电容器  $C_{BS}$  进行充电所需的时间能够利用低压侧开关 17' 的电阻  $R_{DSon}$  来容易地计算,其中  $t = R_{DSon} * C_{BS}$ , 并且  $U_{CBS} = U_q * (1 - e^{-t/T})$ , 其中在这种情况下,  $U_q$  为 15V 减去二极管的正向电压。在这一点上,15V 相当于用于产生高压侧信号 HS 和低压侧信号 LS 的控制装置 22 的电源电压。为了获得克服地电位的绝缘,开关 17 的触发由光电耦合器 25 形成,这是因为开关 17 不具有地电位。

[0059] 图 7 示出了利用辅助电源  $U_x$  触发开关 17 的变型例,该辅助电源例如由电池或辅助开关模式电源供电。

[0060] 这种安全触发的另一种可能性是修改拓扑结构,使得高压侧开关 17 不达到接通时间的 50% 以上。因而,为了触发高压侧开关 17,人们可能求助于从现有技术已知的磁性耦合器 27 (参见图 8)。出于该目的,根据图 2 至图 7 的功能描述交换开关。因而,开关 17' 接管开关 17 的功能,即具有对地参考,并且能够由控制装置 22 直接触发。这样的结果是,接通时间不再有关,并且可以相应地使用磁性耦合器 27。

[0061] 输出电压  $U_a$  的通过控制装置 22 进行的一个控制选项在于以恒定开关频率  $f_s$  控制时间  $t_1$ 。基本上,该控制可以通过两种已知的模式进行。在“电流模式”中,根据输出电压  $U_a$  控制  $t_1$  期间的电流幅度。启动之后,当次级电容器仍然放电时,缓慢地增加初级电流,直到已经达到输出电压  $U_a$ 。这种控制的优点主要在于,与“电压模式”相比,在刚启动时,不会产生大的初级过度电流。在“电压模式”中,在  $t_1$  期间控制脉冲宽度。在启动期间,其逐步地耗散。这样的缺点在于,在甚至更低的次级电压的情况下,存储在变压器 18 中的能量不能足够快地放电,并且能量的大部分留在变压器 18 中。因而,在下一个周期期间,初级电流几乎以在上一个周期期间该初级电流断开时的值开始。因而,电流继续增加,从而存在变压器 18 饱和的危险。正确的措施可以是进行电流限制,这在达到限定的电流时将在  $t_1$  期间导通的开关 17 断开并且转变为“电流模式”。

[0062] 另一个选项是利用恒定时间  $t_1$  控制频率  $f_s$ 。这已知为“脉冲频率模式”。在这一点上,  $t_1$  被延长,并且减少负载,从而能量传输的数量降低。同时,将与变压器 18 串联连接的电容器 C1 放电至较低水平,并且需要更多的无功功率传输能量。

[0063] 在高电压的情况下,对变压器 1 的绝缘和构造的要求非常高。首先,用于反向所需的能量与变压器 18 的并联寄生电容直接成比例。

[0064] 为了将与电容有关的影响保持得尽可能,变压器 18 被设计成使得绕组能够总是

完全缠绕在一层中。另选地,还可以使用奇数层用于所述绕组。这确保了最高的可能电位以最大距离彼此间隔开。另外,已经注意到了如下事实:绕组的开头和绕组的结尾也以较大距离间隔开。该原理既适合于初级绕组 20,也适合于次级绕组 21。

[0065] 由于例如 1500V 的高输入电压  $U_0$  而产生的恒定负载对变压器 18 的绝缘构成了非常高的要求。

[0066] 为此,初级绕组 20 和次级绕组 21 的连线由于电容优化措施而被布置在同一个引脚列上。必须注意这样的事实,即直接位于初级绕组 20 和次级绕组 21 之间的分离路径中的那些连线被从线圈筒管 19 拉出。当然,这些连线之间的距离必须确定成足够大。

[0067] 硅管 26 优选布置在初级绕组 20 的连线上,从而提供足够的间隙距离和漏电距离。在次级侧以及在初级侧,使用了相反地双缠绕的绞线。由于这种相反地双缠绕的绞线,在 50%膜重叠的情况下,获得了是绝缘膜宽度的 1.5 倍的间隙距离和漏电距离。另选地,还可以使用完全绝缘的品牌线或完全绝缘的线。另外,保持线圈筒管 19 的侧壁和绕组 20、21 之间的横向距离。在初级绕组 20 和次级绕组 21 之间插入由聚酯膜构成的足够厚的层,因为所述膜作为直接分离点。优选地,在线圈筒管 19 上直接卷绕由聚酯膜构成的层,因为聚酯具有比线圈筒管 19 的材料高的电强度。在初级绕组 20 的连线上滑动的硅管 26 必须一直到达引脚触点,因为否则的话间隙距离和漏电距离可能由于铁氧体芯而减小。最后,推荐完全包封好的变压器 18。即使在具有非常小的尺寸的开关模式电源 14 的变压器 18 上,也可以通过这些措施来延长间隙距离和漏电距离,从而永久地确保以高输入电压  $U_0$  操作。

[0068] 根据图 9 和图 10 所示的变压器 18 的图仅代表一个实施方式。

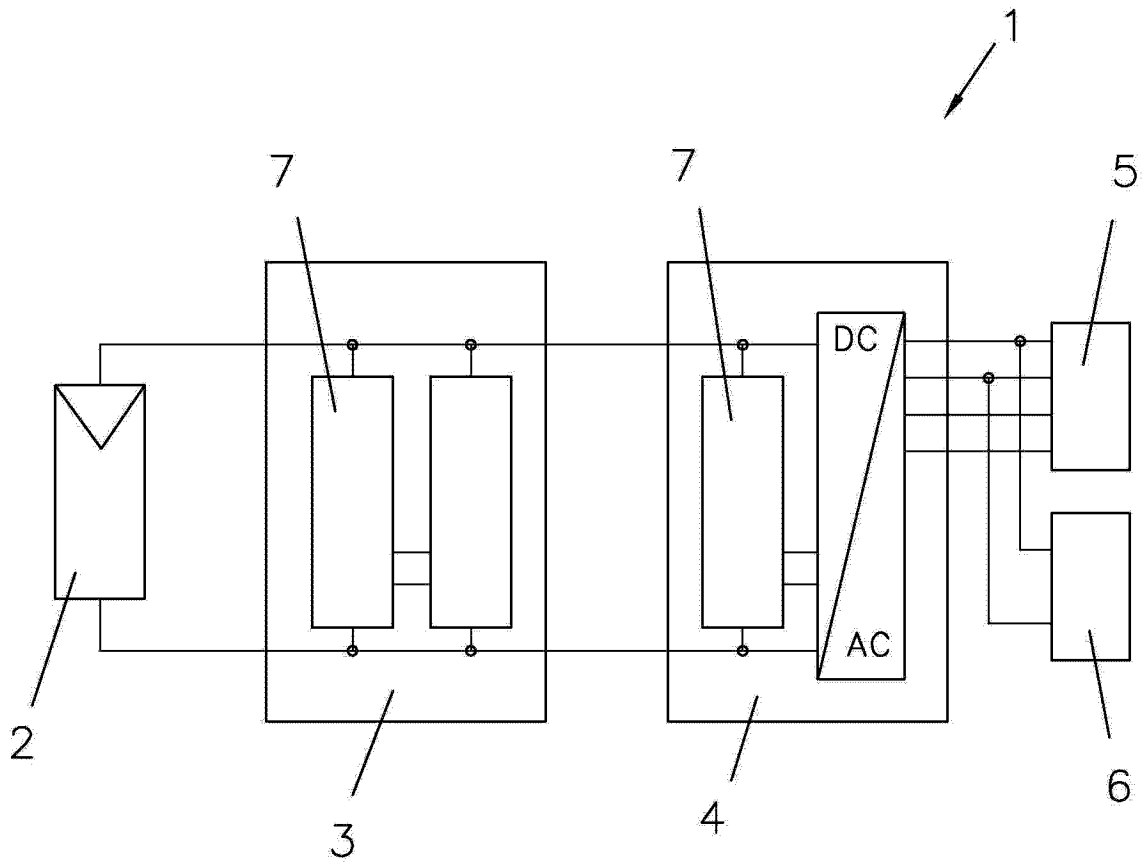


图 1

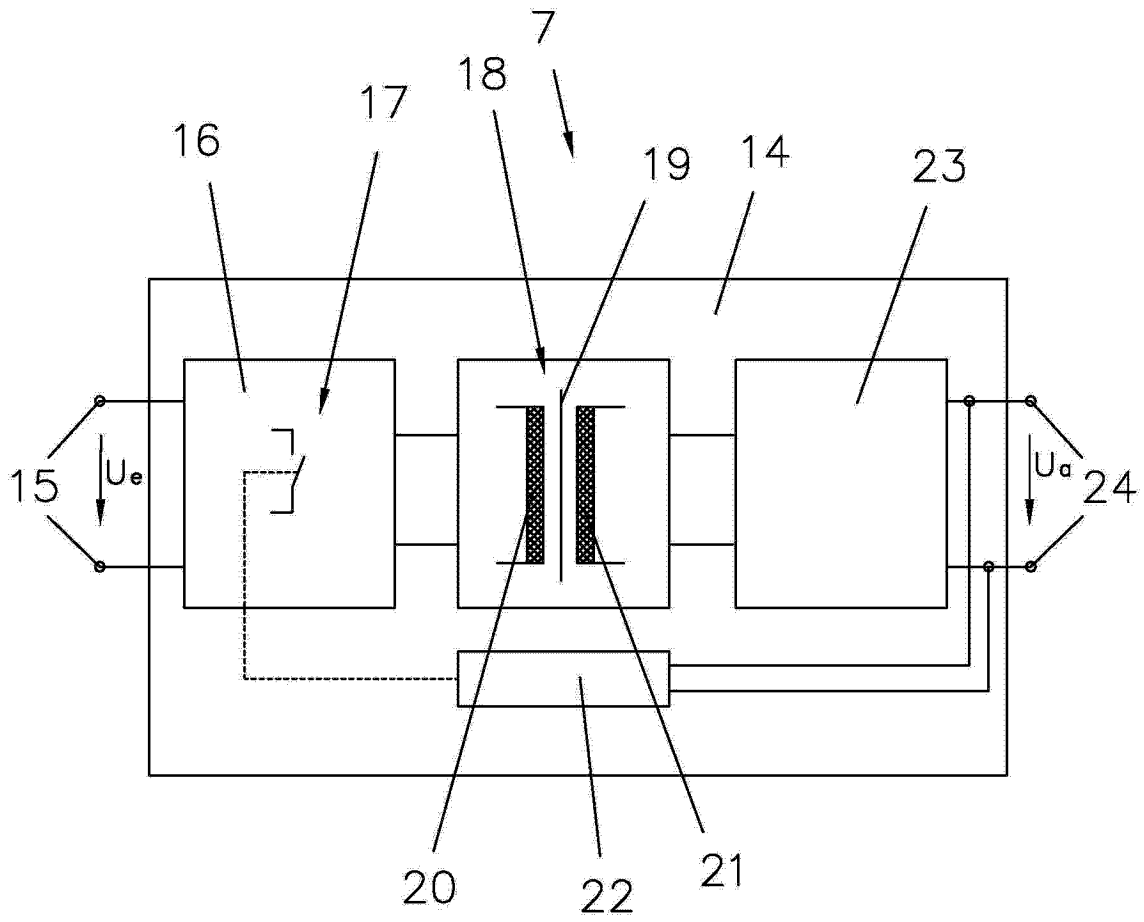


图 3

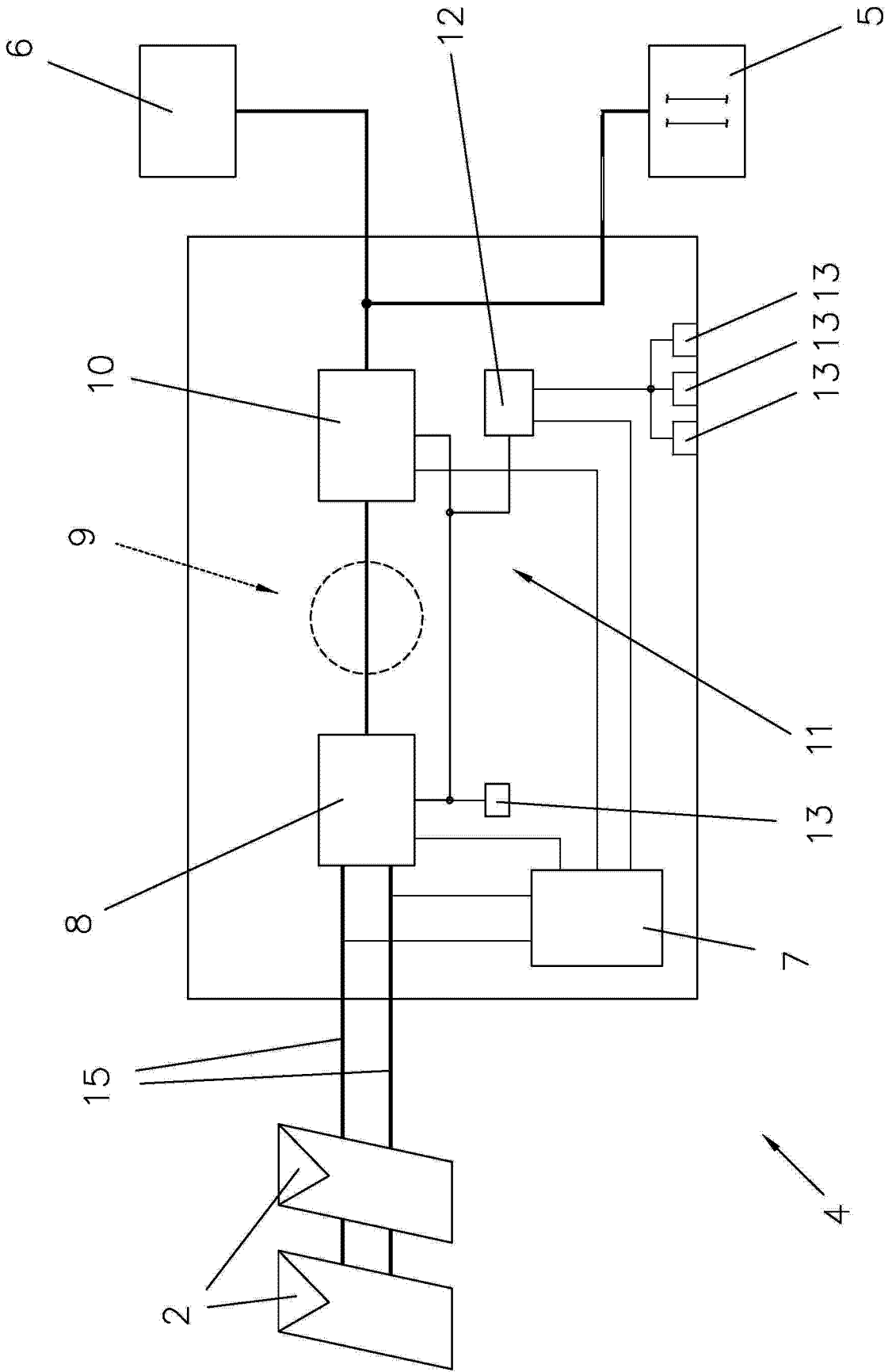


图 2

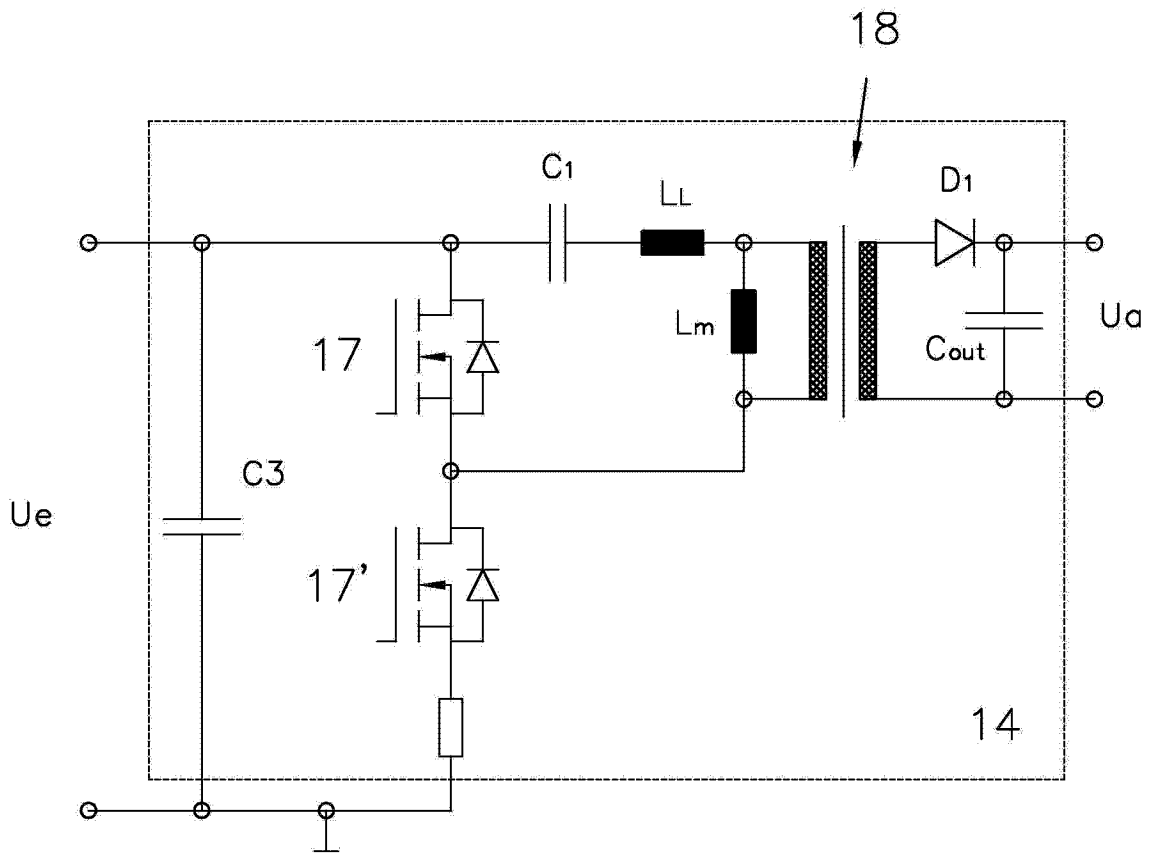


图 4

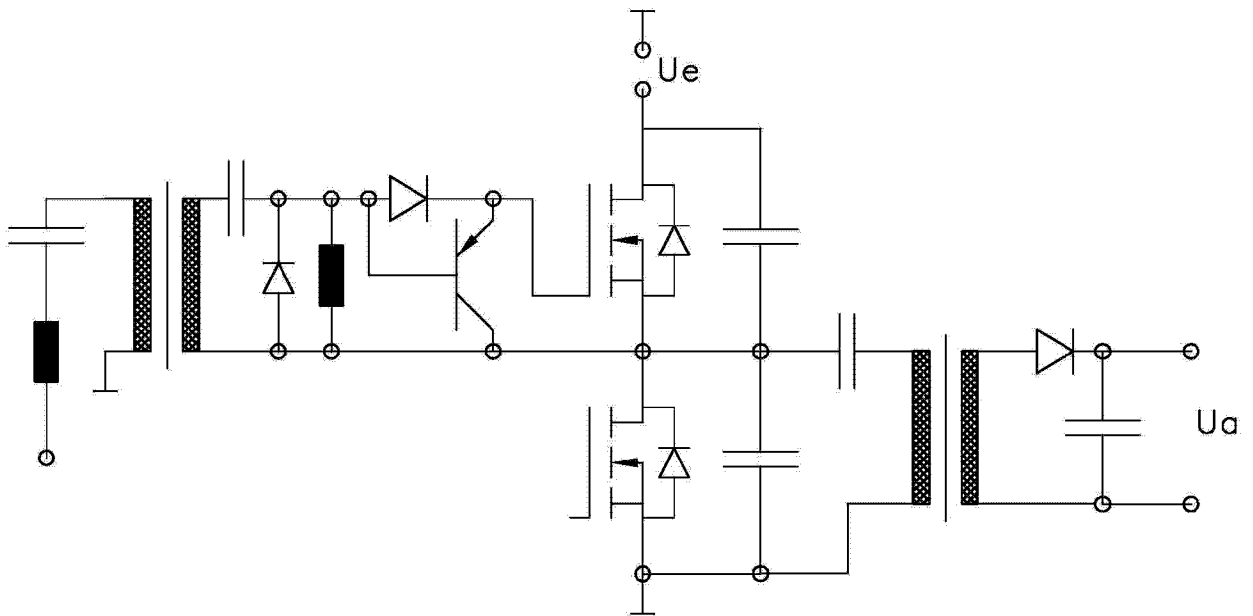


图 8

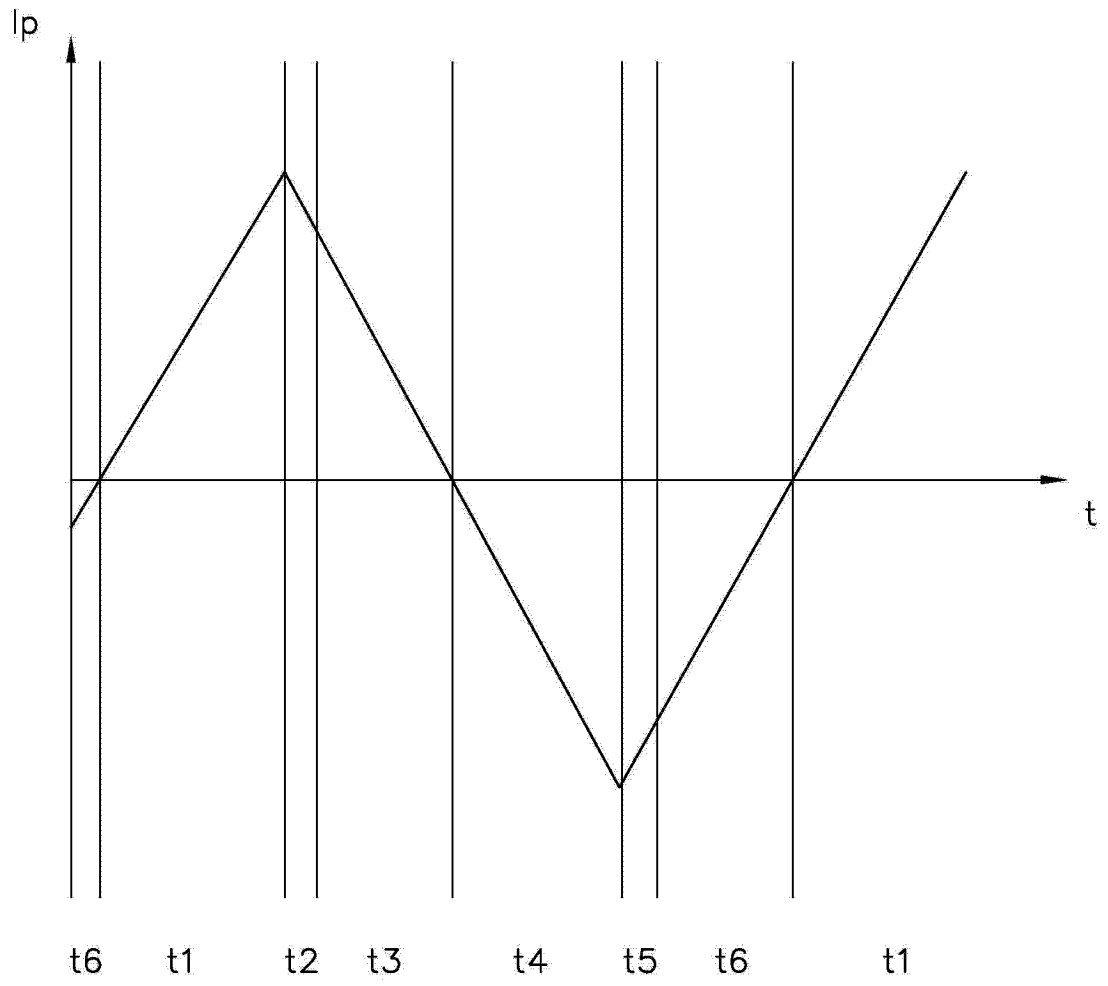


图 5



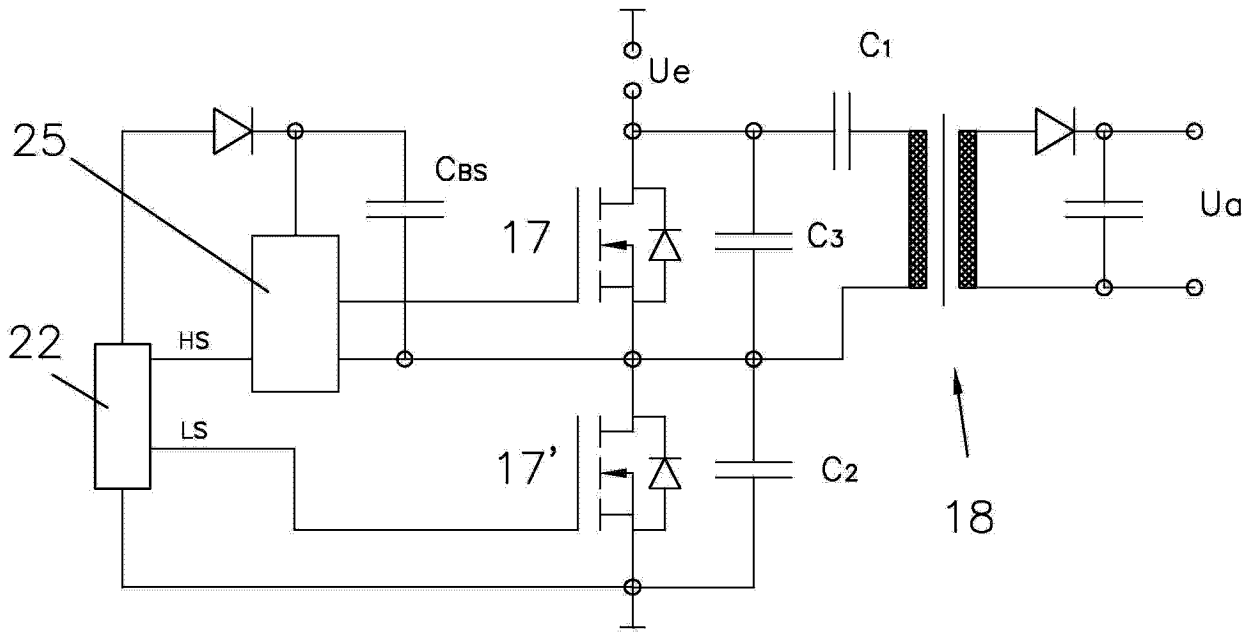


图 6

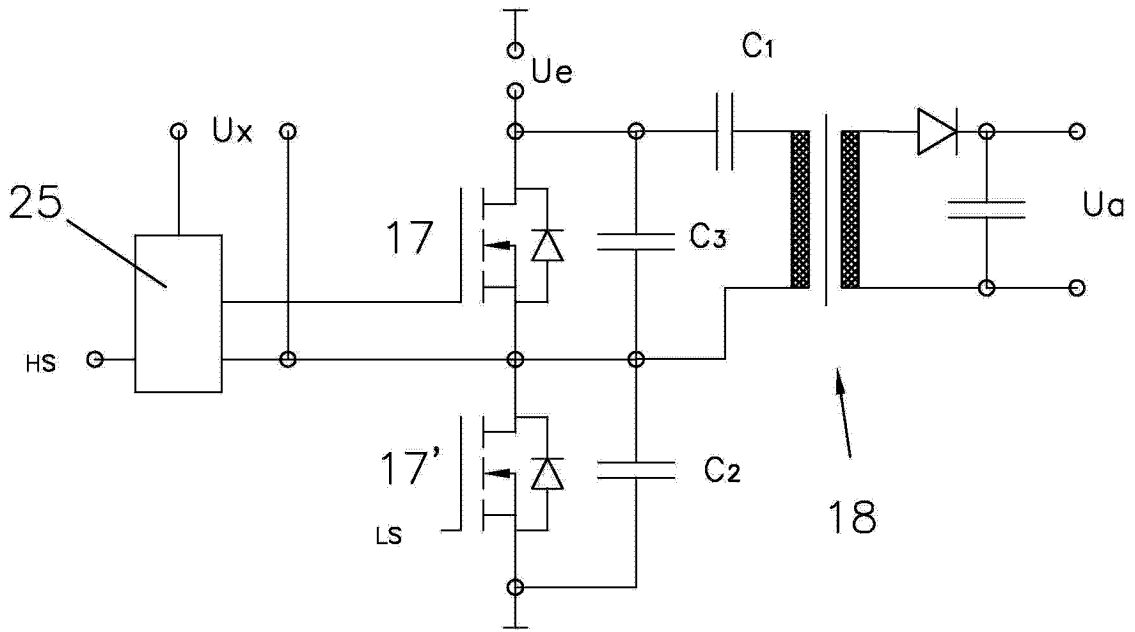


图 7

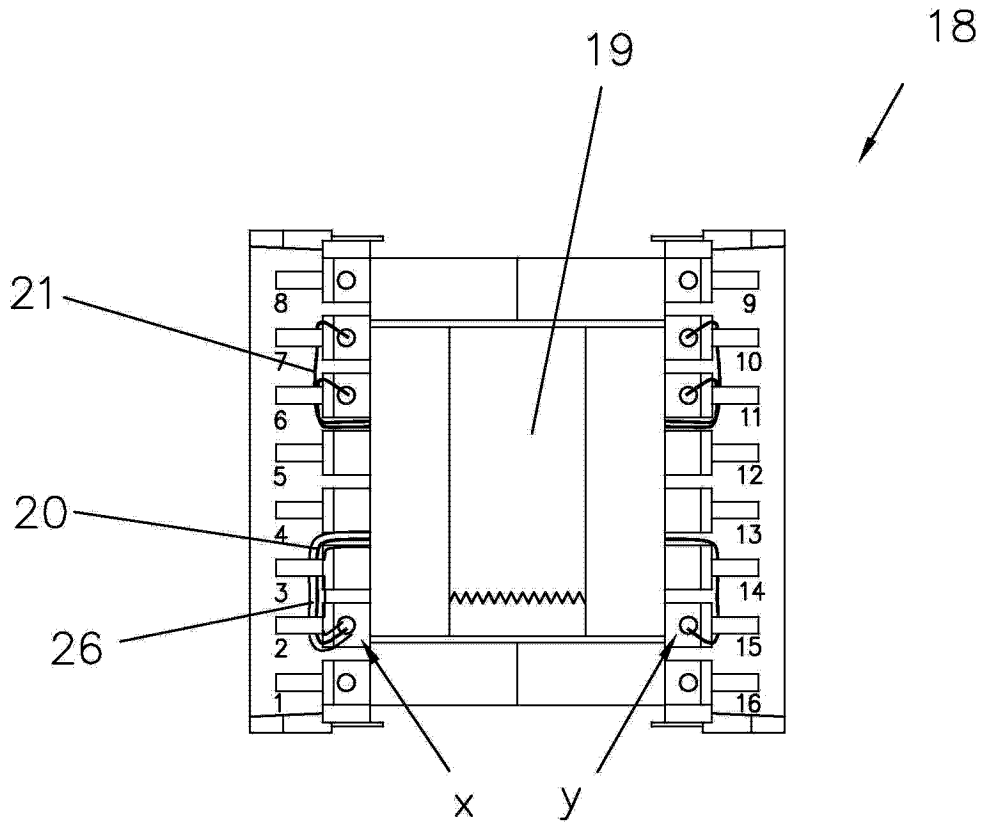


图 9

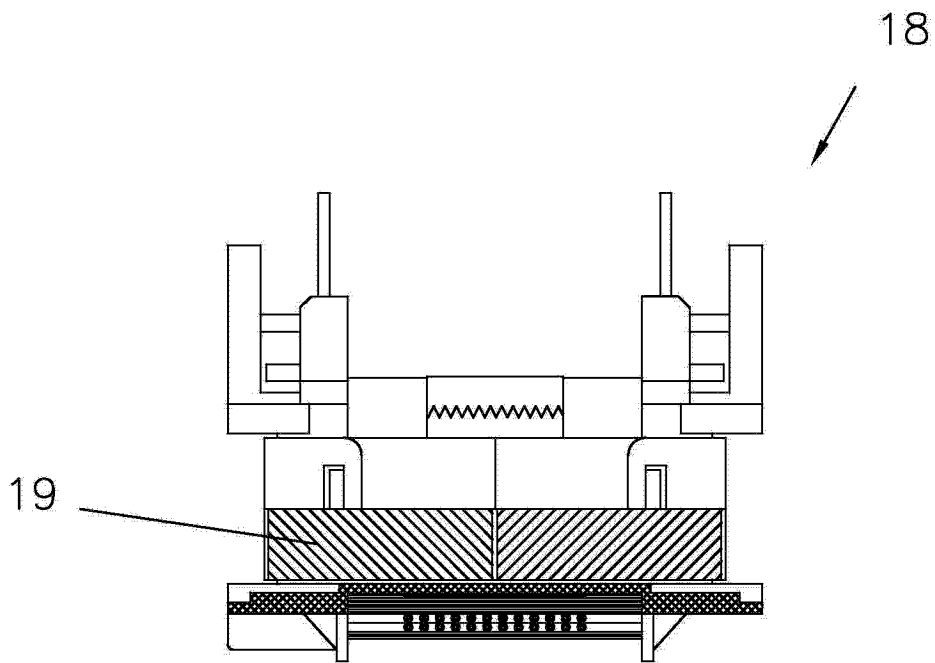


图 10