



(12) 实用新型专利

(10) 授权公告号 CN 204794754 U

(45) 授权公告日 2015. 11. 18

(21) 申请号 201520528216. 5

(22) 申请日 2015. 07. 20

(73) 专利权人 安徽大学

地址 230039 安徽省合肥市肥西路 3 号

(72) 发明人 胡存刚 张云雷 姚培 王群京

(74) 专利代理机构 镇江京科专利商标代理有限公司 32107

代理人 吴丽娜

(51) Int. Cl.

H02M 7/537(2006. 01)

(ESM) 同样的发明创造已同日申请发明专利

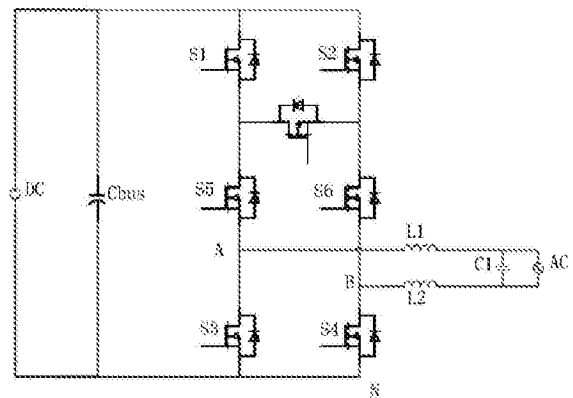
权利要求书1页 说明书4页 附图2页

(54) 实用新型名称

一种高效率 H7 型单相非隔离并网逆变器

(57) 摘要

本实用新型涉及一种高效率 H7 型单相非隔离并网逆变器,包括七个开关管、滤波模块以及调制电路模块。所述滤波模块连接在开关管 S5 的源极和交流侧,所述调制电路模块用于生成七个驱动信号以分别控制所述七个开关管的导通和关断。本实用新型提出的 H7 型非隔离单相逆变器可以消除共模电压的高频脉动,从而能够有效的抑制漏电流,并且在续流阶段不经过开关损耗较大的体二极管。同时该结构所用的器件较少,成本较低,更易于广泛应用。



1. 一种高效率 H7 型单相非隔离并网逆变器,其特征在于:由七个开关管 S1-S7、滤波模块以及调制电路模块组成;

其中,开关管 S1 的漏极和开关管 S2 的漏极相连并连接至直流侧正端,开关管 S1 的源极和开关管 S7 的漏极相连并连接到开关管 S5 的漏极,开关管 S7 的源极和开关管 S2 的源极相连并连接到开关管 S6 的漏极,开关管 S5 的源极和开关管 S3 的漏极相连并与交流侧的一端相连,开关管 S6 的源极和开关管 S4 的漏极相连并连接到交流侧的另外一端,开关管 S3 的源极和开关管 S4 的源极相连并且连接到直流侧的负端;

所述滤波模块连接在开关管 S5 的源极和交流侧;

所述调制电路模块为 CPLD 控制器,开关管 S1、S4 的栅极接到由正弦波和三角波比较得出的驱动信号输出端,开关管 S2、S3 的栅极接到由相位相差 180 度的正弦波和同一个三角波比较得出的驱动信号输出端;开关管 S5 栅极接到在交流侧正半周为 1,负半周由开关管 S2、S3 驱动信号经过非运算得到的驱动信号输出端;开关管 S6 的栅极接到在交流侧正半周由开关管 S1、S4 驱动信号经过非运算得到,负半周恒为 1 的驱动信号输出端;开关管 S7 的栅极接到分别由开关管 S5 负半周驱动信号和开关管 S6 正半周驱动信号进行与运算得到的驱动信号输出端。

2. 如权利要求 1 所述的一种高效率 H7 型单相非隔离并网逆变器,其特征在于:所述开关管 S1-S7 采用 N 沟道增强型 MOSFET。

3. 如权利要求 1 所述的一种高效率 H7 型单相非隔离并网逆变器,其特征在于:所述开关管 S1-S7 的漏极和源极都连接一个续流二极管。

4. 如权利要求 1 所述的一种高效率 H7 型单相非隔离并网逆变器,其特征在于:所述滤波模块为电感 L1、电容 C1、电感 L2 依次串联连接。

5. 如权利要求 1 所述的一种高效率 H7 型单相非隔离并网逆变器,其特征在于:所述 CPLD 控制器采用 MAX7000S。

## 一种高效率 H7 型单相非隔离并网逆变器

### 技术领域

[0001] 本实用新型涉及电力电子功率变换领域,尤其涉及一种高效率 H7 型单相非隔离并网逆变器。

### 背景技术

[0002] 近年来,并网逆变器应用于各种不同的场合,从微型逆变器到单相小功率逆变器再到三相中大功率逆变器,衍生出的各种新型拓扑不尽相同,拓扑结构的性能不仅决定着整个系统的发电效率,而且大大影响总体系统的使用寿命和生产成本。为了提高并网逆变器的效率、可靠性、供电质量等性能,各类拓扑结构被相继提出,从最早的 H4、H5 到 H6,新的拓扑结构仍然是各国学者研究的热点之一。在保证低漏电流的基础上提高效率是研究新型拓扑的核心目标。并网逆变器具有把直流电转换成符合市电要求的交流电并接入电网的功能。传统并网系统中常采用输出变压器的隔离型并网逆变器,在电网和直流侧之间产生电气隔离,保证人身安全,同时也可以提供电压匹配和并网电流直流分量抑制,但工频变压器增加了体积、重量和成本,而高频变压器又使控制复杂化,降低了效率。非隔离型并网逆变器以其效率高、体积小、成本低的优势,在中小功率发电领域已成为并网逆变器应用的主流。但是,非隔离型并网逆变器因为没有变压器,也就没有变压器的电气隔离功能,从而带来新的问题,即漏电流问题。漏电流本质为共模电流,其产生原因是直流电源和大地之间存在寄生电容,形成由寄生电容、直流电源和交流滤波器以及电网阻抗组成的共模电流回路。共模电压  $U_c$  的变化会在寄生电容上产生较大的共模电流  $I_{cm}$ 。因为对地漏电流即共模电流的存在,会降低系统效率,损害输出电能质量,增大系统电磁干扰,且对人身造成威胁,形成安全隐患。而且,对地漏电流太大还会造成交流滤波器的饱和,降低滤波效果,同时也可能造成并网逆变器的损坏。因此,对非隔离型即无变压器型并网逆变器,德国 VDE-0126-1-1 中规定其对地漏电流峰值应小于 300mA。若超过此规定范围,漏电流监控单元应在 0.3s 内将并网逆变器与电网脱离。为抵制非隔离型并网逆变器的漏电流,应尽量使共模电压  $U_c$  变化比较小。若能保证共模电压  $U_c$  为一定值,则基本上能够消除共模电流  $I_{cm}$ ,即功率器件采用 PWM 控制时使得逆变器输出两端分别对直流电源负极端的电压之和为常量,也就是说 A 点和 B 点对 N 点的电压之和满足:  $U_{cm} = (U_{AN} + U_{BN}) / 2 = \text{常量}$ ,即可消除漏电流  $I_{cm}$  的危害。

[0003] 对于普通全桥并网逆变器,在采用双极性 SPWM 调制方式时,这种方法具有非常好的共模特性,但却具有相对低的变换效率和较差的并网电能质量。在采用单极性 SPWM 调制方式时,具有并网电流脉动量小,易于滤波等优点,但却同时产生了高频脉动的共模电压,具有恶劣的共模特性,使其在非隔离型全桥并网逆变器中直接应用受到限制。相关技术中,漏电流的大小与并网逆变器的拓扑结构和调制方法有关,不同的拓扑结构和调制方法对漏电流的影响很大。在普通全桥拓扑的基础上构造新的续流回路,可产生一系列新的拓扑结构,以保证在整个工作过程中共模电压为常量,消除漏电流的危害。因此,研究非隔离型并网逆变器的目的之一就是如何构造新的续流回路,以使逆变器同时具有高的并网电流质量

和好的共模特性。基于此,相关技术中提出的 H5 拓扑,HERIC 拓扑,H6 型拓扑(附图三)都通过构造新的续流通道将漏电流抑制到很低,但是这些拓扑的续流会经过开关损耗较大性能较差的体二极管,势必会降低效率。

### 实用新型内容

[0004] 为了解决上述技术问题,本实用新型提出的一种高效率 H7 型单相非隔离并网逆变器能够在消除漏电流的危害的同时,通过构建新的续流通道不经过开关损耗较大、性能较差的体二极管从而提高效率。具体技术方案为:

[0005] 一种高效率 H7 型单相非隔离并网逆变器,由七个开关管 S1-S7、滤波模块以及调制电路模块组成。其中,开关管 S1 的漏极和开关管 S2 的漏极相连并连接至直流侧正端,开关管 S1 的源极和开关管 S7 的漏极相连并连接到开关管 S5 的漏极,开关管 S7 的源极和开关管 S2 的源极相连并连接到开关管 S6 的漏极,开关管 S5 的源极和开关管 S3 的漏极相连并与交流侧的一端相连,开关管 S6 的源极和开关管 S4 的漏极相连并连接到交流侧的另外一端,开关管 S3 的源极和开关管 S4 的源极相连并且连接到直流侧的负端。

[0006] 所述滤波模块连接在开关管 S5 的源极和交流侧;

[0007] 所述调制电路模块用于生成七个驱动信号以分别控制所述七个开关管 S1-S7 的导通和关断,以使所述光伏并网逆变器输出正弦交流并网电流。所述调制电路模块为 CPLD 控制器,开关管 S1、S4 的栅极接到由正弦波和三角波比较得出的驱动信号输出端,开关管 S2、S3 的栅极接到由相位相差 180 度的正弦波和同一个三角波比较得出的驱动信号输出端;开关管 S5 栅极接到在交流侧正半周为 1,负半周由开关管 S2、S3 驱动信号经过非运算得到的驱动信号输出端;开关管 S6 的栅极接到在交流侧正半周由开关管 S1、S4 驱动信号经过非运算得到,负半周恒为 1 的驱动信号输出端;开关管 S7 的栅极接到分别由开关管 S5 负半周驱动信号和开关管 S6 正半周驱动信号进行与运算得到的驱动信号输出端。

[0008] 本实用新型提出的新型 H7 型单相非隔离并网逆变器,是在传统的 H6 型单相非隔离逆变器的基础上,去除二极管续流通道,并且在两个桥臂间嵌入一个新的 MOS 管 S7 用来续流。

[0009] 在每个正弦周期内存在四个工作模式:

[0010] 工作模式 1:交流侧电压正半周时,开关管 S5 一直导通,以相同信号驱动 S1、S4 开关, S2、S3 常断。S1、S4 导通时,输入电流经 S1、S5、滤波电感、S4 构成回路。

[0011] 工作模式 2:S1、S4 关断, S6、S7 开通,输入电流经过 S5、滤波电感、S6、S7 构成回路。

[0012] 工作模式 3:负半周工作时,开关管 S6 一直导通,以相同信号驱动 S2、S3 开关, S1、S4 常断。S2、S3 导通时,输入电流经过 S2、S6、滤波电感、S3 构成回路。

[0013] 工作模式 4:S2、S3 关断, S6、S7 导通,电流经过滤波电感 S5、S7、S6 构成回路。

[0014] 进一步的,出于对关闭或导通器件所需电压的考虑,所述开关管 S1-S7 选用 N 沟道增强型 MOSFET。

[0015] 进一步的,所述开关管 S1-S7 的漏极和源极都连接一个续流二极管,用于提高开关速度,维持续流,防止关闭电源时反向击穿。

[0016] 进一步的,所述滤波模块为电感 L1、电容 C1、电感 L2 依次串联连接。

[0017] 进一步的,所述 CPLD 控制器采用 MAX7000S,性能较好,价格相对较低。

[0018] 显然本实用新型所提出的 H7 结构在续流时只经过开关管损耗很小的 MOS 管 S7,不经过传统拓扑性能较差的体二极管,效率得以有效提高。另外,通过消除共模电压的高频脉动,能够有效的抑制漏电流。同时该结构所用的器件较少,成本较低,更易于广泛应用。

### 附图说明

[0019] 图 1、本实用新型的主电路结构。

[0020] 图 2、调制电路模块驱动信号。

[0021] 图 3、一个正弦波周期内本实用新型主电路的四种工作模态。

[0022] 图 4、H6 型逆变器的主电路图。

### 具体实施方式

[0023] 下面结合实施例对本实用新型做进一步的说明。

[0024] 一种高效率 H7 型单相非隔离并网逆变器,由七个开关管 S1-S7、滤波模块以及调制电路模块组成。所述七个开关管均采用 N 沟道增强型 MOS 管。其中,开关管 S1 的漏极和开关管 S2 的漏极相连并连接至直流侧正端,开关管 S1 的源极和开关管 S7 的漏极相连并连接到开关管 S5 的漏极,开关管 S7 的源极和开关管 S2 的源极相连并连接到开关管 S6 的漏极,开关管 S5 的源极和开关管 S3 的漏极相连并与交流侧的一端相连,开关管 S6 的源极和开关管 S4 的漏极相连并连接到交流侧的另外一端,开关管 S3 的源极和开关管 S4 的源极相连并且连接到直流侧的负端。所述七个开关管的源极和漏极都接有续流二极管。

[0025] 所述滤波模块连接在开关管 S5 的源极和交流侧;所述滤波模块由电感 L1、电容 C1、电感 L2 依次串联连接。

[0026] 所述调制电路模块用于生成七个驱动信号以分别控制所述七个开关管 S1-S7 的导通和关断,以使所述光伏并网逆变器输出正弦交流并网电流。本实施例中采用 MAX7000S 作为调制信号发生器,开关管 S1、S4 的栅极接到由正弦波和三角波比较得出的驱动信号输出端,开关管 S2、S3 的栅极接到由相位相差 180 度的正弦波和同一个三角波比较得出的驱动信号输出端;开关管 S5 栅极接到在交流侧正半周为 1,负半周由开关管 S2、S3 驱动信号经过非运算得到的驱动信号输出端;开关管 S6 的栅极接到在交流侧正半周由开关管 S1、S4 驱动信号经过非运算得到,负半周恒为 1 的驱动信号输出端;开关管 S7 的栅极接到分别由开关管 S5 负半周驱动信号和开关管 S6 正半周驱动信号进行与运算得到的驱动信号输出端。

[0027] 本实用新型所提出的 H7 结构在续流时只经过开关管损耗很小的 MOS 管 S7,不经过传统拓扑性能较差的体二极管,效率得以有效提高。

[0028] 在抑制漏电流能力方面,工作模态 1:开关管 S1、S5、S4 导通,此时  $U_{AN} = U_{DC}$ ,  $U_{BN} = 0$ ,所以  $U_c = (U_{AN} + U_{BN}) / 2 = U_{DC} / 2$ 。

[0029] 工作模态 2:当 S1、S4 关断时,S5、S6、S7 续流。此时利用关断的 S1、S3 开关管结电容实现均压,钳位 A 点对直流地电压为输入电压一半;利用关断的 S2、S4 开关管结电容实现均压,钳位 B 点对直流地电压为输入电压一半。此阶段共模电压  $U_c = 0.5(0.5U_{DC} + 0.5U_{DC}) = 0.5U_{DC}$ 。

[0030] 工作模态 3:开关管 S2、S6、S3 导通,此时  $U_{AN} = 0, U_{BN} = U_{DC}$ ,对于共模电压有  $U_c = (U_{AN} + U_{BN}) / 2 = U_{DC} / 2$ 。

[0031] 工作模态 4:当 S2、S3 关断时,开关管 S5、S6、S7 续流。此时利用关断的 S1、S3 开关管结电容实现均压,钳位 A 点对直流地电压为输入电压一半;利用关断的 S2、S4 开关管结电容实现均压,钳位 B 点对直流地电压为输入电压一半;此时  $U_{AN} = U_{BN} = 0.5U_{DC}$ ,所以共模电压值为  $U_c = (U_{AN} + U_{BN}) / 2 = U_{DC} / 2$ 。共模电压是个恒定值,所以漏电流可以忽略。

[0032] 下表为现有 H6 型逆变器与本发明的技术参数对比。

[0033]

1 逆变器方案	并网方式	功率因数	总谐波量	直流分量
H6 型	单相	95.5-97.3%	<3.5%	< 输出电流的 6%

[0034]

H7 型 (本发明)	单相	98.2-99.5%	<2%	< 输出电流的 4%
------------	----	------------	-----	------------

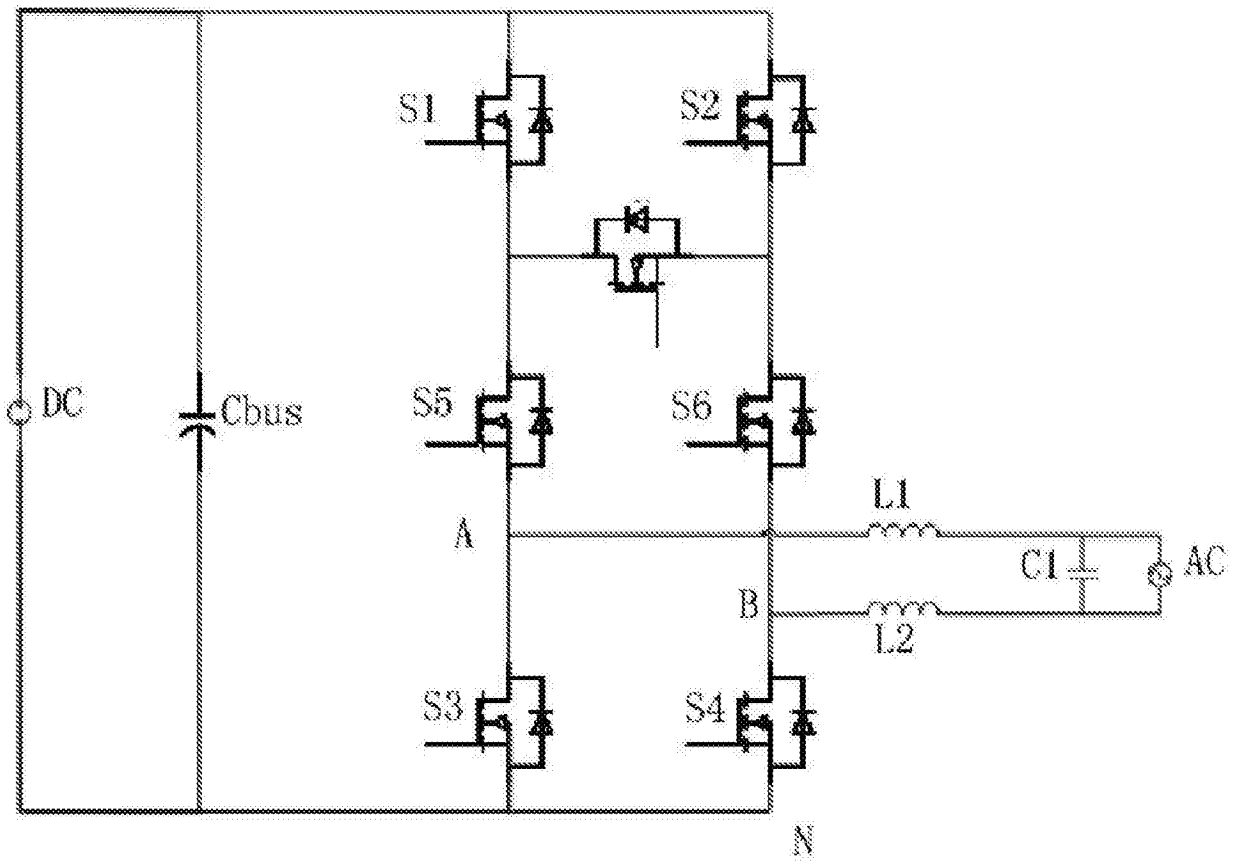


图 1

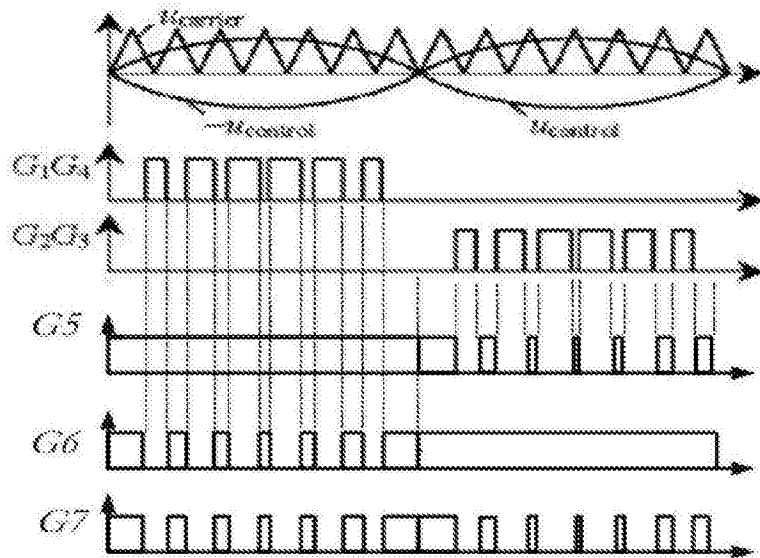


图 2

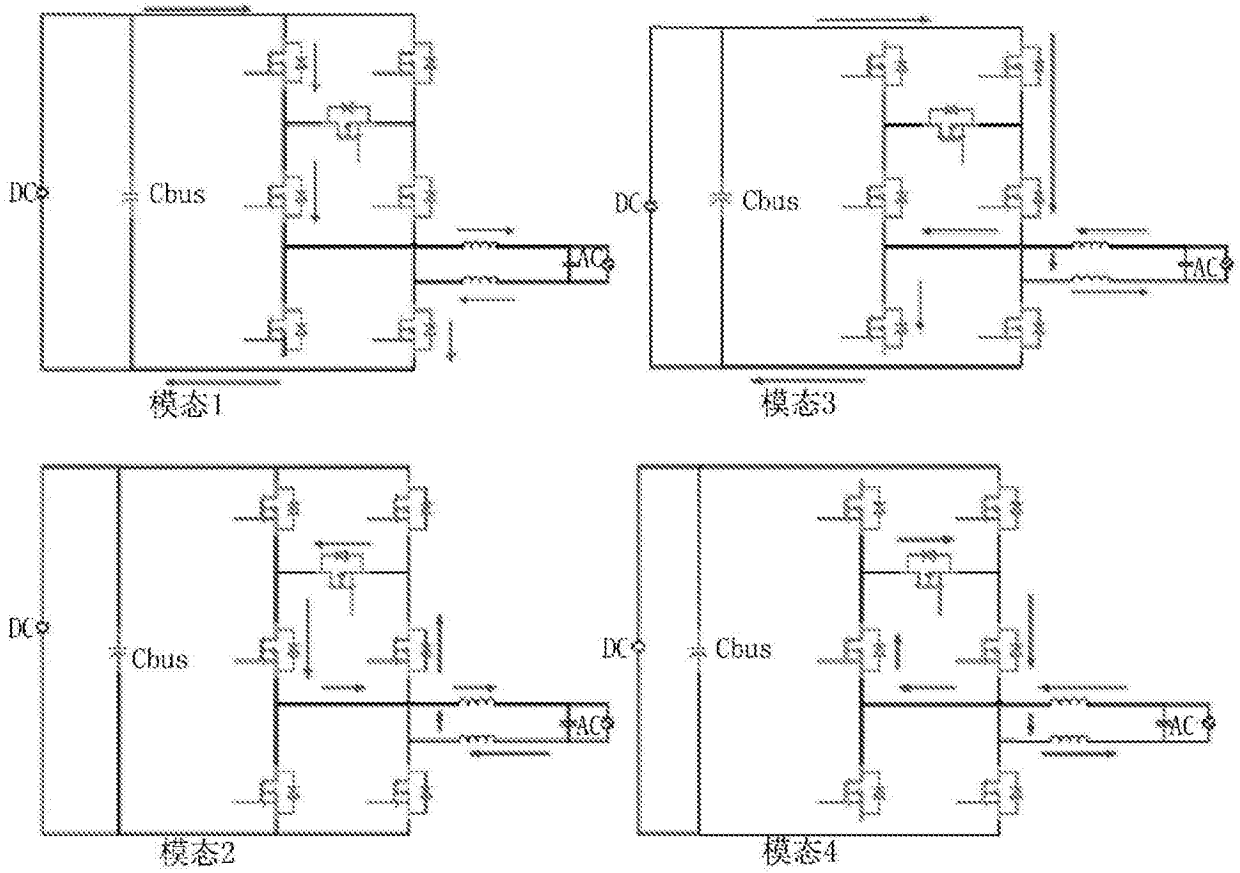


图 3

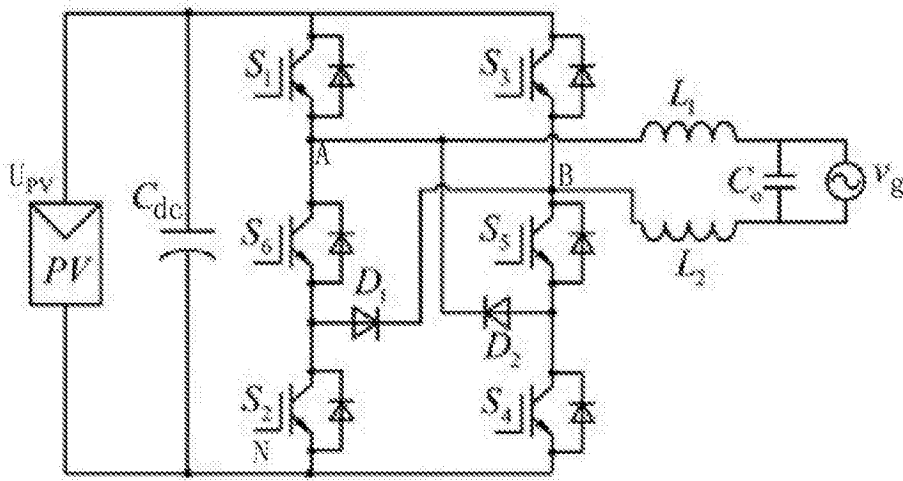


图 4