

说明书

一种低漏电流五开关非隔离单相光伏并网逆变器及并网系统

技术领域

本发明涉及光伏并网逆变器领域，具体涉及一种低漏电流五开关非隔离单相光伏并网逆变器及并网系统。

背景技术

随着分布式能源进一步推广，体积小、重量轻的不隔离光伏并网逆变器日益受到人们的重视。传统非隔离型桥式逆变器的光伏直流侧对地的寄生电容电压存在高频分量，（寄生电容本身不是电容，是由两个极板和绝缘介质构成的，那么寄生电容是无法避免的。比如一个电路有很多电线，电线与电线之间形成的电容叫做寄生电容），寄生电容一般在高频电路中会对电路造成很大影响，作用在光伏直流侧、大地（设备外壳）、寄生电容、交流侧形成回路将产生较大漏电流，危机设备及人员安全（本申请中的寄生电容均是指对地的寄生电容）。如专利 CN201710180346.8 五电平低共模漏电流单相光伏并网逆变器及光伏并网系统，降低了共模电路的漏电流，采用的方法属于外加回路的交流旁路法，需要增加两个高频开关管专门用于旁路导通；存在元器件多、控制复杂等缺点，降低系统的可靠性和效率。

而且传统桥式逆变器还存在桥臂直通风险，难以提高逆变器工作频率。为防止管臂直通，一般会在开关管驱动信号上设置死区，但这会影响到逆变器效率，同时增加控制难度。有学者提出双降压式逆变器，解决的桥臂直通问题，但电路元器件多、控制复杂等缺点会降低系统的可靠性和效率。

发明内容

鉴于以上技术问题，本发明的目的在于提供一种低漏电流五开关非隔离单相光伏并网逆变器及并网系统，实现通过较少元器件电路，解决漏电流大且存在桥臂直通风险的问题。

本发明采用以下技术方案为：

一种低漏电流五开关非隔离单相光伏并网逆变器，包括：第一功率开关管 S1、第二功率开关管 S2、第三功率开关管 S3、第四功率开关管 S4、第五功率开

说明书

关管 S5、第一滤波电感 L1、第二滤波电感 L2、二极管 D 和滤波电容 C，其中第一功率开关管 S1 的漏极外接直流输入源的正极，第一功率开关管 S1 的源极与二极管 D 的负极连接，二极管 D 的负极还分别与第二功率开关管 S2 的漏极和第四功率开关管 S4 的漏极连接，第二功率开关管 S2 的源极通过第一滤波电感 L1 与第五功率开关管 S5 的漏极连接，第四功率开关管 S4 的源极通过第二滤波电感 L2 与第三功率开关管 S3 的漏极连接；第三功率开关管 S3 的源极、第五功率开关管 S5 的源极以及二极管 D 的正极均外接直流输入源的负极，第一滤波电感 L1 与第五功率开关管 S5 的漏极的连接点外接交流电网/负载，第二滤波电感 L2 与第三功率开关管 S3 的漏极的连接点外接交流电网/负载，所述滤波电容 C 两端分别与交流电网/负载的两端连接。

进一步的，所述第一功率开关管 S1、第二功率开关管 S2、第三功率开关管 S3、第四功率开关管 S4 和第五功率开关管 S5 的驱动信号 G1、G2、G3、G4 和 G5 采用如下获取：

获取与电网同步的电压方波信号相位角 θ 的正弦值 $\sin \theta$ 和电流给定幅值参考值 I_m ，得到瞬时电流参考信号 i_{ref} ，所述瞬时电流参考信号 i_{ref} 为 $\sin \theta$ 和电流给定幅值参考值 I_m 的乘积；

其中，驱动信号 G2 和 G3 均采用瞬时电流参考信号 i_{ref} 与零信号接入比较器后的信号；驱动信号 G4 和 S5 均采用瞬时电流参考信号 i_{ref} 与零信号接入比较器后再接入反相器后的信号；将瞬时电流参考信号 i_{ref} 与并网电流 i_g 求差后的信号送入 PI 调节器，获得调制波，再将得到的调制波与载波送入比较器后得到高频通断信号，所述载波为高频正弦信号或脉冲信号，所述驱动信号 G1 采用所述高频通断信号。

进一步的，所述二极管 D 采用快速恢复二极管。

进一步的，所述第一功率开关管 S1、第二功率开关管 S2、第三功率开关管 S3、第四功率开关管 S4 和第五功率开关管 S5 均采用金氧半场效晶体管。

进一步的，所述第一滤波电感 L1 和第二滤波电感 L2 的电感值相等。

一种并网系统，包括光伏组件、交流电网和所述的低漏电流五开关非隔离单

说明书

相光伏并网逆变器，其中直流输入源采用所述的光伏组件。

相比现有技术，本发明的有益效果在于：

本发明的低漏电流五开关非隔离单相光伏并网逆变器存在四种工作模态，在续流阶段通过两个独立的回路实现正负半周并网，续流阶段直流侧与交流侧分离，使得单相光伏逆变器的共模电压和差模电压均不含高频分量，保证了对地漏电流较小，即寄生电容两端不含高频分量，达到了低漏电流的目的。同时，本发明并网逆变器在工作中各回路均串电感，不存在桥臂直通风险，无需像传统的并网逆变器设置死区，达到了可工作在较高频率下的目的。进一步的，通过外加快恢复二极管在续流阶段续流，使本发明达到了高可靠性。

附图说明

图 1 为本发明并网系统的电路示意图；

图 2 为本发明并网逆变器各功率开关管的驱动信号示意图；

图 3 为本发明并网系统与控制电路连接的电路示意图；

图 4 为本发明实施例中工作模态 I 的电路示意图；

图 5 为本发明实施例中工作模态 II 的电路示意图；

图 6 为本发明实施例中工作模态 III 的电路示意图；

图 7 为本发明实施例中工作模态 IV 的电路示意图；

图 8 为本发明实施例中并网系统通过仿真模型的并网电压和电流波形；

图 9 为本发明实施例中并网系统逆变器漏电流模型；

图 10 为本发明实施例中并网系统模态 I、II 漏电流等效电路；

图 11 为本发明实施例中并网系统模态 III、IV 漏电流等效电路；

图 12 为本发明实施例中并网系统寄生电容两端电压 u_G 波形；

图 13 为本发明实施例中并网系统漏电流 i_{tcm} 波形。

具体实施方式

下面，结合附图以及具体实施方式，对本发明做进一步描述，需要说明的是，在不相冲突的前提下，以下描述的各实施例之间或各技术特征之间可以任意组合形成新的实施例为

实施例：

请参考图 1-13 所示，一种低漏电流五开关非隔离单相光伏并网逆变器，包括：第一功率开关管 S1、第二功率开关管 S2、第三功率开关管 S3、第四功率开关管 S4、第五功率开关管 S5、第一滤波电感 L1、第二滤波电感 L2、二极管 D 和滤波电容 C，其中第一功率开关管 S1 的漏极外接直流输入源的正极，第一功率开关管 S1 的源极与二极管 D 的负极连接，二极管 D 的负极还分别与第二功率开关管 S2 的漏极和第四功率开关管 S4 的漏极连接，第二功率开关管 S2 的源极通过第一滤波电感 L1 与第五功率开关管 S5 的漏极连接，第四功率开关管 S4 的源极通过第二滤波电感 L2 与第三功率开关管 S3 的漏极连接；第三功率开关管 S3 的源极、第五功率开关管 S5 的源极以及二极管 D 的正极均外接直流输入源的负极，第一滤波电感 L1 与第五功率开关管 S5 的漏极的连接点外接交流电网/负载，第二滤波电感 L2 与第三功率开关管 S3 的漏极的连接点外接交流电网/负载，所述滤波电容 C 两端分别与交流电网/负载的两端连接。

所述第一功率开关管 S1、第二功率开关管 S2、第三功率开关管 S3、第四功率开关管 S4 和第五功率开关管 S5 的驱动信号 G1、G2、G3、G4 和 G5 采用如下获取：

获取与电网同步的电压方波信号相位角 θ 的正弦值 $\sin \theta$ 和电流给定幅值参考值 I_m ，得到瞬时电流参考信号 i_{ref} ，所述瞬时电流参考信号 i_{ref} 为 $\sin \theta$ 和电流给定幅值参考值 I_m 的乘积；

其中，驱动信号 G2 和 G3 均采用瞬时电流参考信号 i_{ref} 与零信号接入比较器后的信号；驱动信号 G4 和 S5 均采用瞬时电流参考信号 i_{ref} 与零信号接入比较器后再接入反相器后的信号；将瞬时电流参考信号 i_{ref} 与并网电流 i_g 求差后的信号送入 PI 调节器，获得调制波，再将得到的调制波与载波送入比较器后得到高频通断信号，所述载波为高频正弦信号或脉冲信号，所述驱动信号 G1 采用所述高频通断信号。

优选的，所述二极管 D 采用快速恢复二极管，可提高本发明在电流续流阶段的可靠性。

优选的，所述第一功率开关管 S1、第二功率开关管 S2、第三功率开关管 S3、第四功率开关管 S4 和第五功率开关管 S5 均采用金氧半场效晶体管。

说明书

优选的,所述第一滤波电感 L1 和第二滤波电感 L2 的电感值相等,以保证正负半周滤波效果一致。

本发明的并网系统,包括光伏组件、交流电网和所述的低漏电流五开关非隔离单相光伏并网逆变器,其中直流输入源采用所述的光伏组件,请参照图 1 所示,

图 2 为本发明并网逆变器各功率开关管的驱动信号示意图,其中 G1~G5 为功率管 S1~S5 对应的驱动信号。其中 G1 驱动信号由正弦调制波和三角载波比较得到, G2~G3 驱动信号相同, G4~G5 驱动信号相同。

图 3 所示为该逆变器与控制电路连接的电路示意图,控制电路用于驱动第一功率开关管 S1、第二功率开关管 S2、第三功率开关管 S3、第四功率开关管 S4 和第五功率开关管 S5,控制策略具体如下:

控制电路采用电流环控制策略,向电网注入与电网电压同频同相电流。通过锁相电路(phase-locked loop, PLL)先将电网电压转换成与其同步的电压方波信号,从而获取其相位角,查询对应正弦表数据 $\sin \theta$,并由 $\sin \theta$ 、电流给定幅值参考值 I_m 乘积(I_m 为电流给定幅值参考值,可以自己设定)获得瞬时电流参考信号 i_{ref} 。

将瞬时电流参考信号 i_{ref} 与零信号相比得到 S2~S5 调制信号。具体的,可将瞬时电流参考信号 i_{ref} 与零信号接入比较器后作为 S2、S3 的驱动信号,将瞬时电流参考信号 i_{ref} 与零信号接入比较器后,再接入反相器后作为 S4、S5 的驱动信号。

这样,当瞬时电流参考信号 $i_{ref} > 0$ 时, S2、S3 导通, S4、S5 关断;当瞬时电流参考信号 $i_{ref} < 0$ 时, S4、S5 导通, S2、S3 关断。

将瞬时电流参考信号 i_{ref} 与并网电流 i_g 求差后,送入 PI 调节器,获得调制波,(调制波是指将需要传输的信号去改变载波信号的某一参数,如幅值、频率、相位)再将得到的调制波与载波送入比较器,所述载波这里可为高频正弦信号或脉冲信号,得到 S1 的高频通断信号的驱动信号。

由图 2 和图 3 可知,该逆变器系统存在四种工作模态,现结合导通信号和控制策略详细分析四种工作模态。

工作模态 I:如图 4 所示,电网电压正半周期内,当开关 S1 导通时,当瞬

时电流参考信号 $i_{\text{ref}} > 0$ 时，S2、S3 导通，S4、S5 关断，这时，有 S1、S2、S3 导通，S4、S5 关断，输入电源经 S1、S2、滤波电感 L_1 、电容 C 和交流电网、S3 构成回路向电网供电，输出电压为 u_0 。

工作模态 II：如图 5 所示，电网电压正半周期内，当开关 S1 关断时，当瞬时电流参考信号 $i_{\text{ref}} > 0$ 时，S2、S3 导通，S4、S5 关断，这时，有开关 S2、S3 导通，S1、S4、S5 关断，并网电流经 S2、滤波电感 L_1 、电容 C 和交流电网、S3、二极管 D 构成续流回路维持并网电流，输出电压为 0。

工作模态 III：如图 6 所示，电网电压负半周期内，当开关 S1 导通时，当瞬时电流参考信号 $i_{\text{ref}} < 0$ 时，S4、S5 导通，S2、S3 关断，这时，有开关 S1、S4、S5 导通，S2、S3 关断，输入电源经 S1、S4、滤波电感 L_2 、电容 C 和交流电网、S5 构成回路向电网供电，输出电压为 $-u_0$ 。

工作模态 IV：如图 7 所示，电网电压负半周期内，当开关 S1 关断时，当瞬时电流参考信号 $i_{\text{ref}} < 0$ 时，S4、S5 导通，S2、S3 关断，这时，有开关 S4、S5 导通，S1、S2、S3 关断，并网电流经 S4、滤波电感 L_2 、电容 C 和交流电网、S5、二极管 D 构成续流回路维持并网电流，输出电压为 0。

而且，逆变器正负半周工作模式相同，在半个周期改变电流方向并网，故模态 I、III，模态 II、IV 的状态方程一致，根据伏秒平衡和基尔霍夫电压定律可得模态方程如下：

模态 I、III，为充电状态，即向交流电网输出电压的阶段；

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = \frac{E}{L} - \frac{u_c}{L} - \frac{RC}{L} \frac{duc}{dt} \\ \frac{duc}{dt} = -\frac{u_c}{L} + \frac{1}{C} U_m \sin(\omega t) \end{cases} \quad (1)$$

模态 II、III，为续流阶段；

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = -\frac{u_c}{L} - \frac{RC}{L} \frac{duc}{dt} \\ \frac{duc}{dt} = -\frac{u_c}{L} + \frac{1}{C} U_m \sin(\omega t) \end{cases} \quad (2)$$

为验证理论分析的正确性，搭建仿真模型并得到并网电压、电流波形如图 8 所示，说明本申请能达到通过逆变器将直流电转为与电网电压同相同频的正弦交流电流。

现对本申请可有效降低对地寄生电容两端高频分量,从而降低漏电流的原理进行说明:

图 9 所示为逆变器漏电流模型,其中, C_{PV} 为寄生电容,寄生电容通过直流电源负极端与光伏电源负极共地形成回路。漏电流 i_{tcm} 与寄生电容两端电压 u_G 关系为:

$$i_{tcm} = C_{PV} \frac{du_G}{dt} \quad (3)$$

结合图 9 逆变器漏电流模型,可得到在图 4-图 7 所示四种工作模式下,寄生电容两端电压 u_G 随着逆变器工作模式的切换而发生相应变化。现进行举例说明:在电路运行中,模式 I 与模式 II 高频切换,等效模型中的 u_{AN} 变换就会导致模式不一致,图 10 所示为正半周期模式 I、II 漏电流等效电路,图中 u_{AN} 为直流电源 u_0 经过 S_1 高频开关后产生的输出高频直流脉冲电压,这样当模式 I 时, S_1 导通, AN 与 u_0 相当于并联,故 $u_{AN}=u_0$, 电流经滤波电感 L_1 、电容 C 与电网后回到直流电源负极,在直流电源向电网充电过程中,寄生电容 C_{PV} 被短路,两端电压 $u_G=0$ 。模式 II 时, S_1 关断, AN 与 u_0 相当于断开,故 $u_{AN}=0$, 续流回路维持并网电流,电流经滤波电感 L_1 、电容 C 与电网形成续流回路,维持并网电流,在正半周续流过程中,寄生电容 C_{PV} 仍被短路,两端电压 $u_G=0$ 。故在正半周期内,寄生电容两端电压保持为 0。

$$u_G = 0 \quad (4)$$

图 11 所示为负半周期模式 III、IV 漏电流等效电路。模式 III 时, S_1 导通, AN 与 u_0 并联,故 $u_{AN}=u_0$, 直流电源所在回路电流经滤波电感 L_2 、电容 C 与电网后回到直流电源负极,寄生电容 C_{PV} 被短路。此时电网与寄生电容反向并联,在直流电源向电网充电过程中,寄生电容两端电压 $u_G=u_{grid}$ 。模式 IV 时, S_1 关断, AN 与 u_0 断开,故 $u_{AN}=0$, 电流经滤波电感 L_2 、电容 C 与电网形成续流回路,维持并网电流,寄生电容 C_{PV} 被短路。此时电网与寄生电容仍反向并联,在负半周续流过程中,寄生电容两端电压 $u_G=u_{grid}$ 。故在负半周期内,寄生电容两端电压保持为电网电压。

$$u_G = u_{grid} \quad (5)$$

图 12、图 13 分别为寄生电容两端电压 u_G 和漏电流 i_{tcm} 波形。由图 12 可知。

说明书

新型逆变器寄生电容两端电压正半周为 0，负半周以 $f=50\text{Hz}$ 低频变化，不含有高频分量，可将漏电流抑制在一定范围内。由图 13 可知，漏电流峰值约为 25mA，远低于并网逆变器对漏电流 300mA 的要求，达到并网标准。

本发明的低漏电流五开关非隔离单相光伏并网逆变器在续流阶段通过两个独立的回路实现正负半周并网，续流阶段直流侧与交流侧分离，使得单相光伏逆变器的共模电压和差模电压均不含高频分量，保证了对地漏电流较小，即寄生电容两端不含高频分量，达到了低漏电流的目的，在续流阶段，高频开关关闭下，直流侧便已经与交流侧断开，不需要另外增加回路。相比现有技术，具有器件更少、损耗更小的优点。同时，本申请并网逆变器在工作中各回路均串电感，不存在桥臂直通风险，无需像传统的并网逆变器设置死区，达到了可工作在较高频率下的目的。进一步的，通过外加快恢复二极管在续流阶段续流，使本发明达到了高可靠性。

对本领域的技术人员来说，可根据以上描述的技术方案以及构思，做出其它各种相应的改变以及形变，而所有的这些改变以及形变都应该属于本发明权利要求的保护范围之内。