



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 113489363 B

(45) 授权公告日 2022.05.24

(21) 申请号 202110768980.X

(22) 申请日 2021.07.07

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 113489363 A

(43) 申请公布日 2021.10.08

(73) 专利权人 国网湖北省电力有限公司电力科学  
研究院

地址 430077 湖北省武汉市洪山区徐东大  
街227号

专利权人 国家电网有限公司

(72) 发明人 郑景文 凌在汛 周忠涛 崔一铂  
陶骞 郭雨 李喆 刘曼佳 成诚

(74) 专利代理机构 武汉楚天专利事务所 42113  
专利代理师 孔敏

(51) Int.Cl.

H02M 7/797 (2006.01)

H02M 1/12 (2006.01)

H02J 3/38 (2006.01)

审查员 武迪

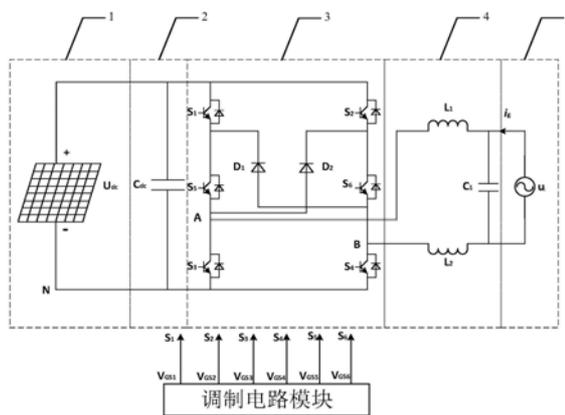
权利要求书2页 说明书10页 附图7页

(54) 发明名称

一种双向H6光伏并网变换器及其调制方法

(57) 摘要

本发明提供一种双向H6光伏并网变换器及其调制方法,该变换器包括第一滤波电路、逆变/整流电路、第二滤波电路、调制电路模块、控制模块;第一电源的输出端连接滤波电路的输入端,第一滤波电路的输出端与逆变/整流电路的第一输入端相连,逆变/整流电路输出端与第二滤波电路输入端相连;第二滤波电路的输出端用于与第二电源相连;逆变/整流电路用于根据调制电路模块产生的SPWM信号使变换器稳定工作在逆变或者整流工况。本发明能使变换器稳定工作在逆变工况和整流工况,并在逆变工况和整流工况采取不同的调制策略,可有效消除共模漏电流的危害,并网工作稳定性好,并网波形质量高,在降低并网电流总谐波失真的同时有效提高变换器工作效率。



1. 一种双向H6光伏并网变换器调制方法,应用于双向H6光伏并网变换器,所述双向H6光伏并网变换器包括第一滤波电路(2)、逆变/整流电路(3)、第二滤波电路(4)、调制电路模块、控制模块;

第一电源(1)的输出端连接第一滤波电路(2)的输入端,第一滤波电路(2)的输出端与逆变/整流电路(3)的第一输入端相连,逆变/整流电路(3)输出端与第二滤波电路(4)输入端相连;第二滤波电路(4)的输出端用于与第二电源(5)相连;

所述逆变/整流电路(3)用于根据调制电路模块产生的SPWM信号使得变换器稳定工作在逆变或者整流工况;

所述调制电路模块用于生成所述SPWM信号,所述SPWM信号根据三角波和双极性参考正弦波的比较关系输出,从而使得所述双向H6光伏并网变换器能够在整流和逆变工况完成对漏电流的抑制;

所述控制模块用于维持母线电压和并网电流的稳定,并生成送入调制电路模块的载波;

所述逆变/整流电路3包括六个相同的开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 和两个二极管 $D_1$ 、 $D_2$ ,开关管 $S_1$ 与 $S_2$ 的第一端用于连接滤波电容 $C_{dc}$ 的正极,开关管 $S_1$ 与 $S_2$ 的第二端分别与开关管 $S_5$ 与 $S_6$ 的第一端相连,开关管 $S_5$ 与开关管 $S_3$ 的第一端相连和开关管 $S_6$ 与开关管 $S_4$ 的第一端相连后连接在第二滤波电路(4)的两端,二极管 $D_1$ 的阳极与开关管 $S_6$ 的第二端相连,二极管 $D_1$ 的阴极与开关管 $S_1$ 的第二端相连,二极管 $D_2$ 的阳极与开关管 $S_5$ 的第二端相连,二极管 $D_2$ 的阴极与开关管 $S_2$ 的第二端相连;开关管 $S_5$ 与开关管 $S_3$ 的第一端相连后连接在第二滤波电路(4)的第一输入端,开关管 $S_6$ 与开关管 $S_4$ 的第一端相连后连接在第二滤波电路(4)的第二输入端;

各个开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 的第一端和第二端之间分别连接一组并联的二极管,其中二极管的阳极连接对应开关管的第二端,阴极连接对应开关管的第一端;

所述第二滤波电路(4)包括两个滤波电感 $L_1$ 、 $L_2$ 和一个滤波电容 $C_2$ ,其中滤波电感 $L_1$ 和滤波电感 $L_2$ 的一端分别作为第二滤波电路4的第一输入端和第二输入端,滤波电感 $L_1$ 和滤波电感 $L_2$ 的另一端作为第二滤波电路(4)的第一输出端和第二输出端;

其特征在于,将直流侧电压与一参考值比较后经过外环PI调节器以及限幅后获得电网侧电流的d轴分量参考值,电网侧电流的d轴分量参考值与电网侧电流的d轴分量 $i_{alf}$ 比较后送入电流内环PI调节器,内环PI调节器的输出加上电网侧电流的q轴分量 $i_{bet}$ 与一参考值比较后送入内环PI调节器的输出再加上电网电压的PLL锁相信号送入调制电路模块得到六个开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 的控制信号;其中 $i_{alf}$ 的正负值代表直流母线电压状态,即变换器的工况, $i_{alf}$ 为正时,能量从第一电源(1)向第二电源(5)传输,变换器工作于逆变工况的, $i_{alf}$ 为负时,能量从第二电源(5)向第一电源(1),逆变器工作于整流工况。

2. 根据权利要求1所述的一种双向H6光伏并网变换器调制方法,其特征在于,所述双向H6光伏并网变换器具有逆变和整流两种工况,

所述双向H6光伏并网变换器双向H6光伏并网变换器工作于逆变状态时具有四种模态:

在逆变模态1,电网电压正半周时,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_1$ 、开关管 $S_4$ 以开关频率同时开通,开关管 $S_5$ 保持开通状态,开关管 $S_2$ 、开关管 $S_3$ 、开关管 $S_6$ 保持关断状态,并网电流经过开关管 $S_1$ 、开关管 $S_5$ 、滤波电感 $L_1$ 、电网、滤波电感 $L_2$ 、开关管 $S_4$ 构成回路向电网供电;

在逆变模态2,电网电压正半周时,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_5$ 、开关管 $S_6$ 导通,控制开关管 $S_1$ 、开关管 $S_4$ 关断,电流经过滤波电感 $L_1$ 、电网、滤波电感 $L_2$ 后通过二极管 $D_1$ 及开关管 $S_5$ 构成续流回路;

在逆变模态3,电网电压负半周时,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_2$ 、开关管 $S_3$ 以开关频率同时开通,开关管 $S_6$ 保持开通状态,开关管 $S_1$ 、开关管 $S_4$ 、开关管 $S_5$ 保持关断状态,并网电流经过开关管 $S_2$ 、开关管 $S_6$ 、滤波电感 $L_2$ 、电网、滤波电感 $L_1$ 、开关管 $S_3$ 构成回路向电网供电;

在逆变模态4,电网电压负半周时,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_5$ 、开关管 $S_6$ 导通,开关管 $S_2$ 、开关管 $S_3$ 关断,电流经过滤波电感  $L_2$ 、电网、滤波电感  $L_1$ 后通过二极管 $D_2$ 及开关管 $S_6$ 构成续流回路;

所述双向H6光伏并网变换器双向H6光伏并网变换器工作于整流状态时也具有四种模态:

在整流模态1:电网电压正半周时,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_6$ 以开关频率高频导通,其他开关管均保持关断状态,并网电流经过滤波电感 $L_1$ 、续流二极管 $D_2$ 、 $S_6$ 、滤波电感 $L_2$ 、电网构成回路向滤波电感 $L_1$ 、滤波电感 $L_2$ 充电;

在整流模态2:电网电压正半周时,所述调制电路模块控制所述开关管均保持关断状态,并网电流经过滤波电感 $L_1$ 、续流二极管 $D_2$ 、开关管 $S_2$ 的体二极管、开关管 $S_4$ 的体二极管、滤波电感 $L_2$ 、电网构成回路向储能电池充电;

在整流模态3:电网电压所负半周期时,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_5$ 以开关频率高频导通,其他开关管均保持关断状态,并网电流经过滤波电感 $L_2$ 、续流二极管 $D_1$ 、开关管 $S_5$ 、滤波电感 $L_1$ 、电网构成回路向滤波电感 $L_1$ 、滤波电感 $L_2$ 充电;

在整流模态4:电网电压所负半周期时,所述调制电路模块控制所述开关管均保持关断状态,并网电流经过滤波电感 $L_2$ 、续流二极管 $D_1$ 、开关管 $S_1$ 的体二极管、开关管 $S_3$ 的体二极管、滤波电感 $L_1$ 、电网构成回路向储能电池充电。

3. 根据权利要求2所述的一种双向H6光伏并网变换器调制方法,其特征在于,

在所述正弦交流并网电流的正半周期,所述调制电路模块控制所述逆变模态1、所述逆变模态2顺序循环出现;在所述正弦交流并网电流的负半周期,所述调制电路模块控制所述逆变模态3、所述逆变模态4循环出现;

在所述正弦交流并网电流的正半周期,所述调制电路模块控制所述整流模态1、所述整流模态2循环出现;在所述正弦交流并网电流的负半周期,所述调制电路模块控制所述整流模态3、所述整流模态4循环出现。

4. 根据权利要求1所述的一种双向H6光伏并网变换器调制方法,其特征在于,在逆变和整流工况的各个模态,所述双向H6光伏并网变换器的共模电压保持为常量,均为:

$$u_{cm} = u_{AN} + u_{BN} = \frac{1}{2} U_{dc}$$

其中 $u_{cm}$ 为共模漏电压, $u_{AN}$ 和 $u_{BN}$ 分别为A、B点对N的电压值, $U_{dc}$ 所述直流侧的输入电压值。

## 一种双向H6光伏并网变换器及其调制方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及电力电子功率变换技术领域,具体是一种双向H6光伏并网变换器及其调制方法。

### 背景技术

[0002] 以太阳能作为输入的分布式发电系统中,单相并网逆变器是光伏并网发电系统的核心部件,它的主要功能是将光伏阵列转化的直流电变换成电网同步的交流电,其成本,体积,效率,输出波形质量直接关系到光伏系统的应用及发展,因此得到了很多研究工作者的关注。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。

[0003] 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,如图1所示,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形成共模电流回路。共模电压 $u_{cm}$ 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,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。

[0004] 为抵制非隔离型并网逆变器的漏电流,应尽量使共模电压 $u_{cm}$ 变化比较小。若能保证共模电压 $u_{cm}$ 为一定值,则能够基本上消除共模电流 $i_{cm}$ ,即功率器件采用PWM控制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。

[0005] 传统的H4型逆变器在单极性调制方式下不能抑制漏电流,双极性调制方式下,虽然能有效地抑制漏电流,但是所有的开关器件都工作在高频状态下,增加了开关损耗,而双极性调制时输出的纹波电流幅值较大。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并被广泛应用,其中最具代表性的有H5和H6拓扑。德国SMA公司发明的五开关(H5)型拓扑,能够有效解决漏电流的问题,其最高效率达到98.1%。相关文献提出的H6型拓扑,能够有效的抑制漏电流,二极管采用快恢复型二极管,大幅降低二极管反向恢复损耗,但是续流阶段电流仍流经二极管,导通损耗仍然较大,尤其是在大电流的情况下。伴随着研究的深入,光伏漏电流的问题被不断改善,但当前提出的拓扑以及调制策略仅适用于能量单向流动的工况,不具备能量双向流动的能力。随着电池储能技术的快速发展,相关学者专家日益关注太阳能蓄能系统的双向电能转换技术,光伏-储能并网变换器需

要具有能量双向流动的能力,传统基于电流单向流动的漏电流抑制技术难以直接在能量双向流动的光伏储能并网变换器中应用。

### 发明内容

[0006] 有鉴于此,本发明目的是提供一种双向H6光伏并网变换器及其调制方法来解决上述存在的技术缺陷,能够有效解决漏电流问题,并且能在使能量能够双向流动的同时减小开关管导通损耗,提高电路工作效率。

[0007] 为达到上述目的,本发明一实施例提出了一种一种双向H6光伏并网变换器,

[0008] 一种双向H6光伏并网变换器,包括第一滤波电路、逆变/整流电路、第二滤波电路、调制电路模块、控制模块;

[0009] 第一电源的输出端连接第一滤波电路的输入端,第一滤波电路的输出端与逆变/整流电路的第一输入端相连,逆变/整流电路输出端与第二滤波电路输入端相连;第二滤波电路的输出端用于与第二电源相连;

[0010] 所述逆变/整流电路用于根据调制电路模块产生的SPWM信号使得变换器稳定工作在逆变或者整流工况;

[0011] 所述调制电路模块用于生成所述SPWM信号,所述SPWM信号根据三角波和双极性参考正弦波的比较关系输出,从而使得所述双向H6光伏并网变换器能够在整流和逆变工况完成对漏电流的抑制;

[0012] 所述控制模块用于维持母线电压和并网电流的稳定,并生成送入调制电路模块的载波。

[0013] 进一步的,所述第一滤波电路为直流滤波电容 $C_{dc}$ ,用于为第一电源提供平稳的直流能量。

[0014] 进一步的,所述逆变/整流电路3包括六个相同的开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 和两个二极管 $D_1$ 、 $D_2$ ,开关管 $S_1$ 与 $S_2$ 的第一端用于连接滤波电容 $C_{dc}$ 的正极,开关管 $S_1$ 与 $S_2$ 的第二端分别与开关管 $S_5$ 与 $S_6$ 的第一端相连,开关管 $S_5$ 与开关管 $S_3$ 的第一端相连和开关管 $S_6$ 与开关管 $S_4$ 的第一端相连后连接在第二滤波电路的两端,二极管 $D_1$ 的阳极与开关管 $S_6$ 的第二端相连,二极管 $D_1$ 的阴极与开关管 $S_1$ 的第二端相连,二极管 $D_2$ 的阳极与开关管 $S_5$ 的第二端相连,二极管 $D_2$ 的阴极与开关管 $S_2$ 的第二端相连;开关管 $S_5$ 与开关管 $S_3$ 的第一端相连后连接在第二滤波电路的第一输入端,开关管 $S_6$ 与开关管 $S_4$ 的第一端相连后连接在第二滤波电路的第二输入端。

[0015] 进一步的,各个开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 的第一端和第二端之间分别连接一组并联的二极管,其中二极管的阳极连接对应开关管的第二端,阴极连接对应开关管的第一端。

[0016] 进一步的,开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 采用MOS管或IGBT元件。

[0017] 进一步的,所述第二滤波电路包括两个滤波电感 $L_1$ 、 $L_2$ 和一个滤波电容 $C_2$ ,其中滤波电感 $L_1$ 和滤波电感 $L_2$ 的一端分别作为第二滤波电路4的第一输入端和第二输入端,滤波电感 $L_1$ 和滤波电感 $L_2$ 的另一端作为第二滤波电路4的第一输出端和第二输出端。

[0018] 一种双向H6光伏并网变换器调制方法,应用于上述双向H6光伏并网变换器,其特征在于,将直流侧电压与一参考值比较后经过外环PI调节器以及限幅后获得电网侧电流的d轴分量参考值,电网侧电流的d轴分量参考值与电网侧电流的d轴分量 $i_{alf}$ 比较后送入电流

内环PI调节器,内环PI调节器的输出加上电网侧电流的q轴分量 $i_{bet}$ 与一参考值比较后送入内环PI调节器的输出再加上电网电压的PLL锁相信号送入调制电路模块得到六个开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 的控制信号:其中 $i_{alf}$ 的正负值代表直流母线电压状态,即变换器的工况, $i_{alf}$ 为正时,能量从第一电源向第二电源传输,变换器工作于逆变工况的, $i_{alf}$ 为负时,能量从第二电源向第一电源,逆变器工作于整流工况。

[0019] 进一步的,所述H6单相非隔离光伏并网变换器具有逆变和整流两种工况,

[0020] 所述双向H6光伏并网变换器工作于逆变状态时具有四种模式:

[0021] 在逆变模式1,电网电压正半周时,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_1$ 、 $S_4$ 以开关频率同时开通,开关管 $S_5$ 保持开通状态,开关管 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_6$ 保持关断状态,并网电流经过 $S_1$ 、 $S_5$ 滤波电感 $L_1$ 、电网、滤波电感 $L_2$ 、 $S_4$ 构成回路向电网供电;

[0022] 在逆变模式2,电网电压正半周时,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_5$ 、 $S_6$ 导通, $S_1$ 、 $S_4$ 关断,电流经过滤波电感 $L_1$ 、电网、滤波电感 $L_2$ 后通过二极管 $D_1$ 及开关管 $S_5$ 构成续流回路;

[0023] 在逆变模式3,电网电压负半周时,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_2$ 、 $S_3$ 以开关频率同时开通,开关管 $S_6$ 保持开通状态,开关管 $S_1$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 保持关断状态,并网电流经过 $S_2$ 、 $S_6$ 滤波电感 $L_2$ 、电网、滤波电感 $L_1$ 、 $S_3$ 构成回路向电网供电;

[0024] 在逆变模式4,电网电压负半周时,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_5$ 、 $S_6$ 导通, $S_2$ 、 $S_3$ 关断,电流经过滤波电感 $L_2$ 、电网、滤波电感 $L_1$ 后通过二极管 $D_2$ 及开关管 $S_6$ 构成续流回路;

[0025] 所述双向H6光伏并网变换器工作于整流状态时也具有四种模式:

[0026] 在整流模式1:电网电压正半周时,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_6$ 以开关频率高频导通,其他开关管均保持关断状态,并网电流经过滤波电感 $L_1$ 、续流二极管 $D_2$ 、 $S_6$ 、滤波电感 $L_2$ 、电网构成回路向电感 $L_1$ 、 $L_2$ 充电;

[0027] 在整流模式2:电网电压正半周时,所述调制电路模块控制所述开关管均保持关断状态,并网电流经过滤波电感 $L_1$ 、续流二极管 $D_2$ 、开关管 $S_2$ 的体二极管、开关管 $S_4$ 的体二极管、滤波电感 $L_2$ 、电网构成回路向储能电池充电;

[0028] 在整流模式3:电网电压所负半周期时,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_5$ 以开关频率高频导通,其他开关管均保持关断状态,并网电流经过滤波电感 $L_2$ 、续流二极管 $D_1$ 、 $S_5$ 、滤波电感 $L_1$ 、电网构成回路向滤波电感 $L_1$ 、 $L_2$ 充电;

[0029] 在整流模式4:电网电压所负半周期时,所述调制电路模块控制所述开关管均保持关断状态,并网电流经过滤波电感 $L_2$ 、续流二极管 $D_1$ 、开关管 $S_1$ 的体二极管、开关管 $S_3$ 的体二极管、滤波电感 $L_1$ 、电网构成回路向储能电池充电。

[0030] 进一步的,在所述正弦交流并网电流的正半周期,所述调制电路模块控制所述逆变模式1、所述逆变模式2顺序循环出现;在所述正弦交流并网电流的负半周期,所述调制电路模块控制所述逆变模式3、所述逆变模式4循环出现;

[0031] 在所述正弦交流并网电流的正半周期,所述调制电路模块控制所述整流模式1、所述整流模式2循环出现;在所述正弦交流并网电流的负半周期,所述控制策略控制的所述整流模式3、所述整流模式4循环出现。

[0032] 进一步的,在逆变和整流工况的各个模式,所述H6单相非隔离光伏并网变换器的

共模电压保持为常量,均为:

$$[0033] \quad u_{\text{cm}} = u_{AN} + u_{BN} = \frac{1}{2} U_{\text{dc}}$$

[0034] 其中 $u_{\text{cm}}$ 为共模漏电压, $u_{AN}$ 和 $u_{BN}$ 分别为A、B点对N的电压值, $U_{\text{dc}}$ 所述直流侧的输入电压值。

[0035] 与现有技术相比,本发明的光伏并网逆变器及其调制方法,通过控制光伏并网逆变器中的各个开关的状态,将共模电压维持在一定值,从而消除漏电流;并且使得变换器能够工作在逆变和整流工况,通过 $i_{\text{alf}}$ 的正负值来代表了直流母线电压状态,即变换器的工况, $i_{\text{alf}}$ 为正时,能量从第一电源向第二电源传输,变换器工作于逆变工况的, $i_{\text{alf}}$ 为负时,能量从第二电源向第一电源,逆变器工作于整流工况,使能量能够双向流动;另外,在整流工况中,只有两个开关管工作,其余开关管均处于关断状态,有效的降低了开关管的导通损耗,可以在降低输出并网电流的总谐波失真的同时提高工作效率。

### 附图说明

[0036] 图1是现有技术非隔离型逆变器的结构示意图;

[0037] 图2是本发明实施例的双向H6单相非隔离型光伏并网逆变器的电路原理图;

[0038] 图3是本发明实施例的双向H6单相非隔离型光伏并网逆变器的控制策略;

[0039] 图4是本发明的调制电路模块,其中(a)为逆变工况调制电路模块,(b)为整流工况调制电路模块;

[0040] 图5是本发明的调制电路模块逆变工况驱动信号示意图;

[0041] 图6是本发明的调制电路模块整流工况驱动信号示意图;

[0042] 图7是一个正弦周期内本发明逆变工况的四种工作模态,其中(a)为逆变工况模态1,(b)为逆变工况模态2,(c)为逆变工况模态3(d)为逆变工况模态4;

[0043] 图8是一个正弦周期内本发明整流工况的四种工作模态,其中(a)为整流工况模态1,(b)为整流工况模态2,(c)为整流工况模态3,(d)为整流工况模态4;

[0044] 图9是本发明的主要实验波形,其中(a)为逆变工况驱动电压波形,(b)为整流工况驱动电压波形,(c)为逆变工况并网电压电流及母线电压波形,(d)为整流工况并网电压电流及母线电压波形,(e)为逆变工况漏电流波形,(f)为整流工况漏电流波形。

### 具体实施方式

[0045] 为使本发明实施例的目的、技术方案和优点更加清楚,下面将结合本发明实施例中的附图,对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例是本发明的一部分实施例,而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例,本领域普通技术人员在没有做出创造性劳动的前提下所获得的所有其他实施例,都属于本发明保护的范围。

[0046] 图2为根据本发明实施例的双向H6单相非隔离型光伏并网变换器的电路原理图,包括第一滤波电路2、逆变/整流电路3、第二滤波电路4、调制电路模块。

[0047] 第一滤波电路2的输入端用于连接第一电源1,第一滤波电路2的输出端与逆变/整流电路3的输入端相连,逆变/整流电路3输出端与第二滤波电路4输入端相连;第二滤波电路4的输出端用于与第二电源5相连。

[0048] 所述第一滤波电路2为一个直流滤波电容 $C_{dc}$ ，第一滤波电路2用于为第一电源1提供平稳的直流能量。

[0049] 所述逆变/整流电路3用于根据调制电路模块产生的SPWM信号使得变换器稳定工作在逆变或者整流工况，包括六个相同的开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 和两个二极管 $D_1$ 、 $D_2$ ，各个开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 的第一端和第二端之间分别连接一组并联的二极管，其中二极管的阳极连接对应开关管的第二端，阴极连接对应开关管的第一端。

[0050] 开关管 $S_1$ 与 $S_2$ 的第一端用于连接滤波电容 $C_{dc}$ 的正极，开关管 $S_1$ 与 $S_2$ 的第二端分别与开关管 $S_5$ 与 $S_6$ 的第一端相连，开关管 $S_5$ 的第二端与开关管 $S_3$ 的第一端相连后与第二滤波电路4的第一输入端连接，开关管 $S_6$ 的第二端与开关管 $S_4$ 的第一端相连后与第二滤波电路4的第二输入端连接，开关管 $S_3$ 与 $S_4$ 的第二端用于连接滤波电容 $C_{dc}$ 的负极。二极管 $D_1$ 的阳极与开关管 $S_6$ 的第二端相连，二极管 $D_1$ 的阴极与开关管 $S_1$ 的第二端相连。二极管 $D_2$ 的阳极与开关管 $S_5$ 的第二端相连，二极管 $D_2$ 的阴极与开关管 $S_2$ 的第二端相连，开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 采用MOS管或IGBT元件。

[0051] 所述第二滤波电路4用于为第二电源5提供平稳的能量，包括两个滤波电感 $L_1$ 、 $L_2$ 和一个滤波电容 $C_2$ ，滤波电感 $L_1$ 、滤波电容 $C_2$ 、滤波电感 $L_2$ 依次串联，其中滤波电感 $L_1$ 和滤波电感 $L_2$ 的一端分别作为第二滤波电路4的第一输入端和第二输入端，滤波电感 $L_1$ 和滤波电感 $L_2$ 的另一端作为第二滤波电路4的第一输出端和第二输出端。

[0052] 所述调制电路模块用于根据三角波和双极性参考正弦波的比较关系输出用于控制开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 的控制信号，从而使得所述双向H6光伏并网变换器能够在整流和逆变工况完成对漏电流的抑制。

[0053] 所述控制模块用于维持母线电压和并网电流的稳定，并生成送入调制电路模块的载波 $U_{rf1}$ 。所述控制模块包括电压外环和电流内环；所述电压外环和电流内环均采用PI控制。

[0054] 如图3所示，本发明实施例提供一种双向H6光伏并网变换器调制方法，用于所述双向H6光伏并网变换器，其特征在于，所述一种双向H6光伏并网变换器调制方法使能量进行双向流动，将直流侧电压与一参考值比较后经过外环PI调节器以及限幅后获得电网侧电流的d轴分量参考值，电网侧电流的d轴分量参考值与电网侧电流的d轴分量 $i_{alf}$ 比较后送入电流内环PI调节器，内环PI调节器的输出加上电网侧电流的q轴分量 $i_{bet}$ 与一参考值比较后送入内环PI调节器的输出再加上电网电压的PLL锁相信号送入调制电路模块得到六个开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 的控制信号：其中 $i_{alf}$ 的正负值代表了直流母线电压状态，即变换器的工况， $i_{alf}$ 为正时，能量从第一电源1向第二电源5传输，变换器工作于逆变工况， $i_{alf}$ 为负时，能量从第二电源5向第一电源1，逆变器工作于整流工况。

[0055] 如图4所示，调制电路模块用于生成六个正弦脉宽调制SPWM输出信号以分别控制第一开关管 $S_1$ 、第二开关管 $S_2$ 、第三开关管 $S_3$ 、第四开关管 $S_4$ 、第五开关管 $S_5$ 、第六开关管 $S_6$ 的导通和关断，以使所述双向H6光伏并网变换器能够稳定工作在逆变和整流状态；并且第一SPWM输出信号 $V_{GS1}$ 用于控制第一开关管 $S_1$ ，第二SPWM输出信号 $V_{GS2}$ 用于控制第二开关管 $S_2$ ，第三SPWM输出信号 $V_{GS3}$ 用于控制第三开关管 $S_3$ ，第四SPWM输出信号 $V_{GS4}$ 用于控制第四开关管 $S_4$ ，第五SPWM输出信号 $V_{GS5}$ 用于控制第五开关管 $S_5$ ，第六SPWM输出信号 $V_{GS6}$ 用于控制第六开关管 $S_6$ 。

[0056] 需要说明的是,在本发明实施例中,开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 均采用自带体二极管的IGBT管。

[0057] 在其他实施方式中开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 也可以采用MOS管元件。

[0058] 在本发明的一个具体实施例中,一种双向H6光伏并网逆变器的调制方法如图4所示。 $i_{alf}$ 为正时,能量从第一电源1向第二电源5传输,变换器工作于逆变工况,如图4(a)所示,开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 的信号的生成方法如下:

[0059] 如图5所示,在正弦交流并网电压的正半周期,第一SPWM输出信号 $V_{GS1}$ 可以根据正弦调制波 $U_{ref1}$ 和三角载波 $U_{ref2}$ 相比较获得,例如,在 $U_{ref1}$ 大于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第一SPWM输出信号 $V_{GS1}$ 输出高电平,在 $U_{ref1}$ 小于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第一SPWM输出信号 $V_{GS1}$ 输出低电平。

[0060] 如图5所示,在正弦交流并网电压的正半周期,第二SPWM输出信号 $V_{GS2}$ 可以根据正弦调制波 $U_{ref1}$ 和三角载波 $U_{ref3}$ 相比较获得,例如,在 $U_{ref1}$ 大于 $U_{ref3}$ 的纵坐标的值时,第二SPWM输出信号 $V_{GS2}$ 输出低电平,在 $U_{ref1}$ 小于 $U_{ref3}$ 的纵坐标的值时,第二SPWM输出信号 $V_{GS2}$ 输出高电平。

[0061] 如图5所示,在正弦交流并网电压的正半周期,第三SPWM输出信号 $V_{GS3}$ 可以根据正弦调制波 $U_{ref1}$ 和三角载波 $U_{ref3}$ 相比较获得,例如,在 $U_{ref1}$ 大于 $U_{ref3}$ 的纵坐标的值时,第三SPWM输出信号 $V_{GS3}$ 输出低电平,在 $U_{ref1}$ 小于 $U_{ref3}$ 的纵坐标的值时,第三SPWM输出信号 $V_{GS3}$ 输出高电平。

[0062] 如图5所示,在正弦交流并网电压的正半周期,第四SPWM输出信号 $V_{GS4}$ 可以根据正弦调制波 $U_{ref1}$ 和三角载波 $U_{ref2}$ 相比较获得,例如,在 $U_{ref1}$ 大于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第四SPWM输出信号 $V_{GS4}$ 输出高电平,在 $U_{ref1}$ 小于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第四SPWM输出信号 $V_{GS4}$ 输出低电平。

[0063] 如图5所示,在正弦交流并网电压的正半周期,第五SPWM输出信号 $V_{GS5}$ 可以根据正弦调制波 $U_{ref1}$ 和三角载波 $U_{ref3}$ 相比较获得,例如,在 $U_{ref1}$ 大于 $U_{ref3}$ 的纵坐标的值时,第五SPWM输出信号 $V_{GS5}$ 输出高电平,在 $U_{ref1}$ 小于 $U_{ref3}$ 的纵坐标的值时,第五SPWM输出信号 $V_{GS5}$ 输出低电平。

[0064] 如图5所示,在正弦交流并网电压的正半周期,第六SPWM输出信号 $V_{GS6}$ 可以根据正弦调制波 $U_{ref1}$ 和三角载波 $U_{ref2}$ 相比较获得,例如,在 $U_{ref1}$ 大于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第六SPWM输出信号 $V_{GS6}$ 输出低电平,在 $U_{ref1}$ 小于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第六SPWM输出信号 $V_{GS6}$ 输出高电平。

[0065] 具体地,如图5所示,在正弦交流并网电压的负半周期,第一SPWM输出信号 $V_{GS1}$ 可以根据正弦调制波 $U_{ref1}$ 和三角载波 $U_{ref2}$ 相比较获得,例如,在 $U_{ref1}$ 大于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第一SPWM输出信号 $V_{GS1}$ 输出高电平,在 $U_{ref1}$ 小于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第一SPWM输出信号 $V_{GS1}$ 输出低电平。

[0066] 如图5所示,在正弦交流并网电压的负半周期,第二SPWM输出信号 $V_{GS2}$ 可以根据正弦调制波 $U_{ref1}$ 和三角载波 $U_{ref3}$ 相比较获得,例如,在 $U_{ref1}$ 大于 $U_{ref3}$ 的纵坐标的值时,第二SPWM输出信号 $V_{GS2}$ 输出低电平,在 $U_{ref1}$ 小于 $U_{ref3}$ 的纵坐标的值时,第二SPWM输出信号 $V_{GS2}$ 输出高电平。

[0067] 如图5所示,在正弦交流并网电压的负半周期,第三SPWM输出信号 $V_{GS3}$ 可以根据正

弦调制波 $U_{ref1}$ 和三角载波 $U_{ref3}$ 相比较获得,例如,在 $U_{ref1}$ 大于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第三SPWM输出信号 $V_{GS3}$ 输出低电平,在 $U_{ref1}$ 小于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第三SPWM输出信号 $V_{GS3}$ 输出高电平。

[0068] 如图5所示,在正弦交流并网电压的负半周期,第四SPWM输出信号 $V_{GS4}$ 可以根据正弦调制波 $U_{ref1}$ 和三角载波 $U_{ref2}$ 相比较获得,例如,在 $U_{ref1}$ 大于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第四SPWM输出信号 $V_{GS4}$ 输出高电平,在 $U_{ref1}$ 小于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第四SPWM输出信号 $V_{GS4}$ 输出低电平。

[0069] 如图5所示,在正弦交流并网电压的正半周期,第五SPWM输出信号 $V_{GS5}$ 可以根据正弦调制波 $U_{ref1}$ 和三角载波 $U_{ref3}$ 相比较获得,例如,在 $U_{ref1}$ 大于 $U_{ref3}$ 的纵坐标的值时,第五SPWM输出信号 $V_{GS5}$ 输出高电平,在 $U_{ref1}$ 小于 $U_{ref3}$ 的纵坐标的值时,第五SPWM输出信号 $V_{GS5}$ 输出低电平。

[0070] 如图5所示,在正弦交流并网电压的正半周期,第六SPWM输出信号 $V_{GS6}$ 可以根据正弦调制波 $U_{ref1}$ 和三角载波 $U_{ref2}$ 相比较获得,例如,在 $U_{ref1}$ 大于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第六SPWM输出信号 $V_{GS6}$ 输出低电平,在 $U_{ref1}$ 小于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第六SPWM输出信号 $V_{GS6}$ 输出高电平。

[0071] 总的来说,根据图5可知,第一开关管 $S_1$ 、第二开关管 $S_2$ 、第三开关管 $S_3$ 、第四开关管 $S_4$ 均是半个周期高频,半个周期关断;第五开关管 $S_5$ 、第六开关管 $S_6$ 均为半个周期高频,半个周期工频工作,可以减低导通损耗,提高工作效率。

[0072] 进一步地,根据第一SPWM输出信号 $V_{GS1}$ ,第二SPWM输出信号 $V_{GS2}$ ,第三SPWM输出信号 $V_{GS3}$ ,第四SPWM输出信号 $V_{GS4}$ ,第五SPWM输出信号 $V_{GS5}$ ,第六SPWM输出信号 $V_{GS6}$ 地变化规律,调制电路模块控制该双向H6单相非隔离型光伏并网变换器在每个正弦周期内均具有四个工作模式。具体而言,如图7(a)-图7(d)所示,并且,在分析本实施例地工作模式之前,做如下假设:一是,所有开关管参数相同;二是,所有电感、电容均为理想元件。

[0073] 假设直流侧电源输入电压值为 $U_{dc}$ ,开变换器的共模电压为 $U_{cm}$ ,且 $U_{cm} = (u_{AN} + u_{BN}) / 2$

[0074] 其中,在逆变模式1,如图7(a)所示,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_1$ 、 $S_4$ 以开关频率同时开通,开关管 $S_5$ 保持开通状态,开关管 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_6$ 保持关断状态。并网电流经过 $S_1$ 、 $S_5$ 滤波电感 $L_1$ 、电网、滤波电感 $L_2$ 、 $S_4$ 构成回路向电网供电,如图7(a)中红线部分所示,此时A,B两点连通,A点等效电容放电给B点等效电容充电。直至两点的电压相等。所以A点电压和B点电压都为 $1/2U_{dc}$ ,共模电压为 $U_{cm} = 1/2(u_{AN} + u_{BN}) = 1/2(U_{dc} + 0) = 1/2U_{dc}$ 。

[0075] 在逆变模式2,如图7(b)所示,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_5$ 、 $S_6$ 导通, $S_1$ 、 $S_4$ 关断,电流经过滤波电感 $L_1$ 、电网、滤波电感 $L_2$ 后通过二极管 $D_1$ 及开关管 $S_5$ 构成续流回路。此时A,B两点连通,A点等效电容放电给B点等效电容充电。直至两点的电压相等。所以A点电压和B点电压都为 $1/2U_{dc}$ 。逆变侧共模电压为: $U_{cm} = 1/2(u_{AN} + u_{BN}) = 1/2(1/2U_{dc} + 1/2U_{dc}) = 1/2U_{dc}$ 。

[0076] 在逆变模式3,如图7(c)所示,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_2$ 、 $S_3$ 以开关频率同时开通,开关管 $S_6$ 保持开通状态,开关管 $S_1$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 保持关断状态。并网电流经过 $S_2$ 、 $S_6$ 滤波电感 $L_2$ 、电网、滤波电感 $L_1$ 、 $S_3$ 构成回路向电网供电。A点电压为0,B点电压为 $U_{dc}$ ,逆变侧共模电压为: $U_{cm} = 1/2(u_{AN} + u_{BN}) = 1/2(0 + U_{dc}) = 1/2U_{dc}$ 。

[0077] 在逆变模式4,如图7(d)所示,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_5$ 、 $S_6$ 导通, $S_2$ 、 $S_3$

关断,电流经过滤波电感 $L_2$ 、电网、滤波电感 $L_1$ 后通过二极管 $D_2$ 及开关管 $S_6$ 构成续流回路。此时A,B两点连通,B点等效电容放电给A点等效电容充电。直至两点的电压相等。A点电压为 $1/2U_{dc}$ ,B点电压为 $1/2U_{dc}$ 。 $U_{cm} = 1/2(u_{AN} + u_{BN}) = 1/2(1/2U_{dc} + 1/2U_{dc}) = 1/2U_{dc}$ 。

[0078] 另外, $i_{alf}$ 为负时,能量从第二电源5向第一电源1传输,变换器工作于整流工况,如图4(b)所示,开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 的信号生成方法如下:

[0079] 如图6所示,在正弦交流并网电压的正半周期,第一SPWM输出信号 $V_{GS1}$ 可以根据正弦调制波 $U_{ref1}$ 和三角载波 $U_{ref2}$ 相比较获得,例如,在 $U_{ref1}$ 大于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第一SPWM输出信号 $V_{GS1}$ 输出高电平,在 $U_{ref1}$ 小于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第一SPWM输出信号 $V_{GS1}$ 输出低电平。

[0080] 如图6所示,在正弦交流并网电压的正半周期,第一SPWM输出信号 $V_{GS1}$ ,第二SPWM输出信号 $V_{GS2}$ ,第三SPWM输出信号 $V_{GS3}$ ,第四SPWM输出信号 $V_{GS4}$ 均输出低电平。

[0081] 如图6所示,在正弦交流并网电压的正半周期,第五SPWM输出信号 $V_{GS5}$ 可以根据正弦调制波 $U_{ref1}$ 和三角载波 $U_{ref3}$ 相比较获得,例如,在 $U_{ref1}$ 大于 $U_{ref3}$ 的纵坐标的值时,第五SPWM输出信号 $V_{GS5}$ 输出低电平,在 $U_{ref1}$ 小于 $U_{ref3}$ 的纵坐标的值时,第五SPWM输出信号 $V_{GS4}$ 输出高电平。

[0082] 如图6所示,在正弦交流并网电压的正半周期,第六SPWM输出信号 $V_{GS6}$ 可以根据正弦调制波 $U_{ref1}$ 和三角载波 $U_{ref2}$ 相比较获得,例如,在 $U_{ref1}$ 大于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第六SPWM输出信号 $V_{GS6}$ 输出低电平,在 $U_{ref1}$ 小于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第六SPWM输出信号 $V_{GS6}$ 输出高电平。

[0083] 如图6所示,在正弦交流并网电压的负半周期,第一SPWM输出信号 $V_{GS1}$ ,第二SPWM输出信号 $V_{GS2}$ ,第三SPWM输出信号 $V_{GS3}$ ,第四SPWM输出信号 $V_{GS4}$ 均输出低电平。

[0084] 如图6所示,在正弦交流并网电压的负半周期,第五SPWM输出信号 $V_{GS5}$ 可以根据正弦调制波 $U_{ref1}$ 和三角载波 $U_{ref3}$ 相比较获得,例如,在 $U_{ref1}$ 大于 $U_{ref3}$ 的纵坐标的值时,第五SPWM输出信号 $V_{GS5}$ 输出高电平,在 $U_{ref1}$ 小于 $U_{ref3}$ 的纵坐标的值时,第五SPWM输出信号 $V_{GS4}$ 输出低电平。

[0085] 如图6所示,在正弦交流并网电压的正半周期,第六SPWM输出信号 $V_{GS6}$ 可以根据正弦调制波 $U_{ref1}$ 和三角载波 $U_{ref2}$ 相比较获得,例如,在 $U_{ref1}$ 大于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第六SPWM输出信号 $V_{GS6}$ 输出高电平,在 $U_{ref1}$ 小于 $U_{ref2}$ 的纵坐标的值时,第六SPWM输出信号 $V_{GS6}$ 输出低电平。

[0086] 总的来说,根据图6可知,第一开关管 $S_1$ 、第二开关管 $S_2$ 、第三开关管 $S_3$ 、第四开关管 $S_4$ 均是关断状态;第五开关管 $S_5$ 、第六开关管 $S_6$ 均为半个周期高频,半个周期工频关断,可以进一步减低导通损耗,提高工作效率。

[0087] 进一步地,根据第一SPWM输出信号 $V_{GS1}$ ,第二SPWM输出信号 $V_{GS2}$ ,第三SPWM输出信号 $V_{GS3}$ ,第四SPWM输出信号 $V_{GS4}$ ,第五SPWM输出信号 $V_{GS5}$ ,第六SPWM输出信号 $V_{GS6}$ 地变化规律,调制电路模块控制该双向H6单相非隔离型光伏并网变换器在每个正弦周期内均具有四个工作模式。具体而言,如图8(a)-图8(d)所示,并且,在分析本实施例地工作模式之前,做如下假设:一是,所有开关管参数相同;二是,所有电感、电容均为理想元件。

[0088] 其中,在整流模式1,如图8(a)所示,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_6$ 开通,其他开关管均保持关断状态,并网电流经过滤波电感 $L_1$ 、续流二极管 $D_2$ 、 $S_6$ 、滤波电感 $L_2$ 、电网

构成回路向电感 $L_1$ 、 $L_2$ 充电。此时A,B两点连通,所以A点电压和B点电压都为 $1/2U_{dc}$ 。逆变侧共模电压为: $U_{cm} = 1/2 (u_{AN} + u_{BN}) = 1/2 (1/2U_{dc} + 1/2U_{dc}) = 1/2U_{dc}$ 。

[0089] 其中,在整流模态2,如图8(b)所示,所述调制电路模块控制所述电路所有开关管保持关断状态,并网电流经过滤波电感 $L_1$ 、续流二极管 $D_2$ 、开关管 $S_2$ 的体二极管、开关管 $S_4$ 的体二极管、滤波电感 $L_2$ 、电网构成回路向储能电池充电。此时A点钳位到电池正极,A点电压为 $U_{dc}$ 。B点钳位到电池负极,B点电压为0,逆变侧共模电压为: $U_{cm} = 1/2 (u_{AN} + u_{BN}) = 1/2 (U_{dc} + 0) = 1/2U_{dc}$ 。

[0090] 其中,在整流模态3,如图8(c)所示,所述调制电路模块控制所述开关管 $S_5$ 导通,其他开关管均保持关断状态,并网电流经过滤波电感 $L_2$ 、续流二极管 $D_1$ 、 $S_5$ 、滤波电感 $L_1$ 、电网构成回路向电感 $L_1$ 、 $L_2$ 充电。此时A,B两点连通,所以A点电压和B点电压都为 $1/2U_{dc}$ 。逆变侧共模电压为: $U_{cm} = 1/2 (u_{AN} + u_{BN}) = 1/2 (1/2U_{dc} + 1/2U_{dc}) = 1/2U_{dc}$ 。

[0091] 其中,在整流模态4,如图8(d)所示所述调制电路模块控制所述电路所有开关管保持关断状态,并网电流经过滤波电感 $L_2$ 、续流二极管 $D_1$ 、开关管 $S_1$ 的体二极管、开关管 $S_3$ 的体二极管、滤波电感 $L_1$ 、电网构成回路向储能电池充电。此时A点钳位到电池负极,A点电压为0。B点钳位到电池正极,B点电压为 $U_{dc}$ ,逆变侧共模电压为: $U_{cm} = 1/2 (u_{AN} + u_{BN}) = 1/2 (0 + U_{dc}) = 1/2U_{dc}$ 。

[0092] 进一步的,逆变工况和整流工况时,第一模态、第二模态、第三模态、第四模态以一定规律循环出现。具体而言,在正弦交流并网电流的正半周期,调制电路模块控制第一模态、第二模态顺序循环出现,并且循环的次数可以根据调制电路模块的调制方法决定,即根据第一SPWM输出信号 $V_{GS1}$ ,第二SPWM输出信号 $V_{GS2}$ ,第三SPWM输出信号 $V_{GS3}$ ,第四SPWM输出信号 $V_{GS4}$ ,第五SPWM输出信号 $V_{GS5}$ ,第六SPWM输出信号 $V_{GS6}$ 决定。

[0093] 同样的,在正弦交流并网电流的负半周期,调制电路模块控制第一模态、第二模态顺序循环出现,并且循环的次数可以根据调制电路模块的调制方法决定,即根据第一SPWM输出信号 $V_{GS1}$ ,第二SPWM输出信号 $V_{GS2}$ ,第三SPWM输出信号 $V_{GS3}$ ,第四SPWM输出信号 $V_{GS4}$ ,第五SPWM输出信号 $V_{GS5}$ ,第六SPWM输出信号 $V_{GS6}$ 决定。

[0094] 综上所述,在逆变和整流工况的各个模态,双向H6单相非隔离型光伏并网变换器的共模电压均保持常量,均为 $U_{cm} = 1/2U_{dc}$ ,其中, $U_{cm}$ 变换器的共模电压, $U_{dc}$ 为直流侧电源输入电压值。并且通过分析可知,无论交流侧电网输出的并网电流,即能量流通方向如何,共模电压始终保持为常值,因此在能量双向流动的同时可以消除共模电流的危害。

[0095] 下面为了验证本发明实施例的正确性和对漏电流抑制性能的有效性,使用Matlab/Simulink仿真软件对本发明实施例的变换器进行仿真验证,本发明实施例的变换器的主要参数如表1所示:

[0096] 表1

[0097] 母线电压	390VDC
电网电压/频率	220VAC/50Hz
母线电容 $C_{dc}$	2.5mF
滤波电容 $C_1$	4.7 $\mu$ F
滤波电感 $L_1$ 、 $L_2$	560 $\mu$ H

[0098] 具体地,图9(c)和图9(d)为根据本发明实施例的双向H6单相非隔离型光伏并网变

换器的交流测输出并网电压和并网电流以及母线电压的波形,图9(e)和图9(f)为根据本发明实施例的双向H6单相非隔离型光伏并网变换器的共模电压波形图。

[0099] 从图9(c)-图9(f)可以看出,本发明实施例的双向H6单相非隔离型光伏并网变换器以及对应的调制电路模块的调制方法,可以使得变换器很好的工作在逆变工况和整流工况,并且对漏电流具有很好的抑制能力,交流侧的输出并网电压电流波形良好,大大减小滤波器的体积。

[0100] 本发明实施例的双向H6单相非隔离型光伏并网变换器,采用六个开关管和两个二极管构成反对称式的拓扑桥式结构,桥臂直通不会引起过电流,提高系统的可靠性和稳定性,并通过调制电路模块生成六个正弦脉宽调制SPWM输出信号,并分别控制第一开关管、第二开关管、第三开关管、第四开关管、第五开关管、第六开关管的导通和关断,可保证共模电压的稳定,消除漏电流的危害。并且减少了开关管的工作频率,从而在抑制漏电流的同时提高工作效率。

[0101] 以上所述,仅为本发明的具体实施方式,但本发明的保护范围并不局限于此,任何属于本技术领域的技术人员在本发明揭露的技术范围内,可轻易想到的变化或替换,都应涵盖在本发明的保护范围之内。因此,本发明的保护范围应该以权利要求的保护范围为准。

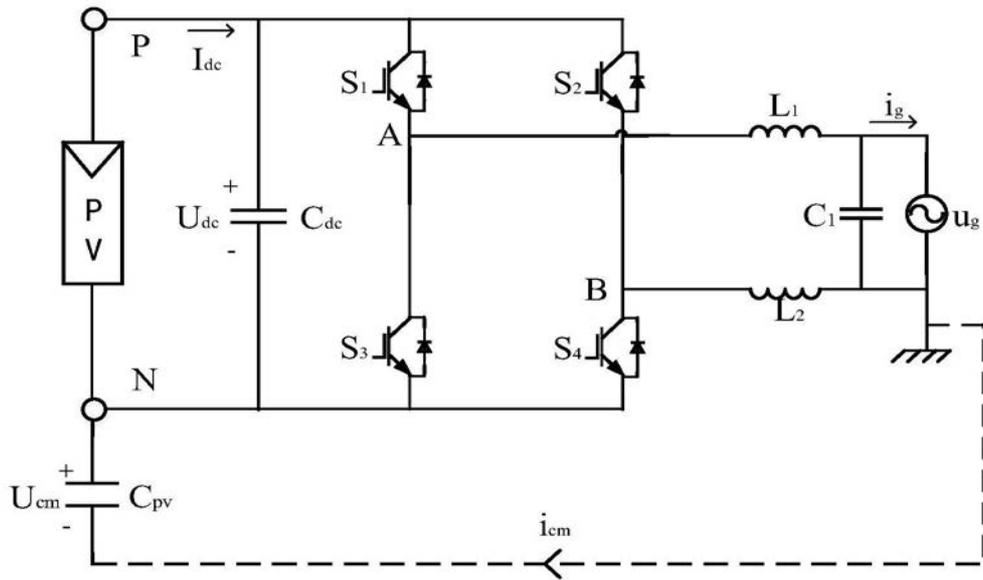


图1

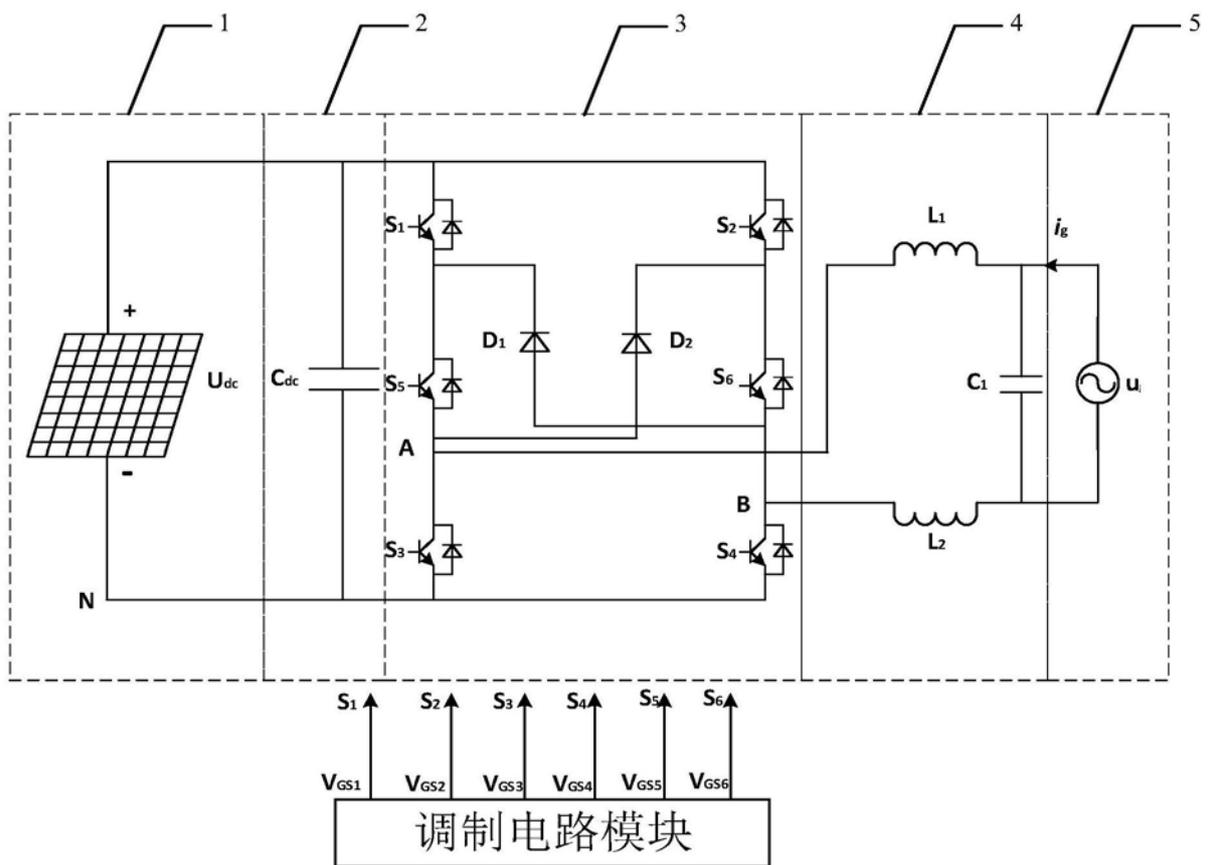


图2

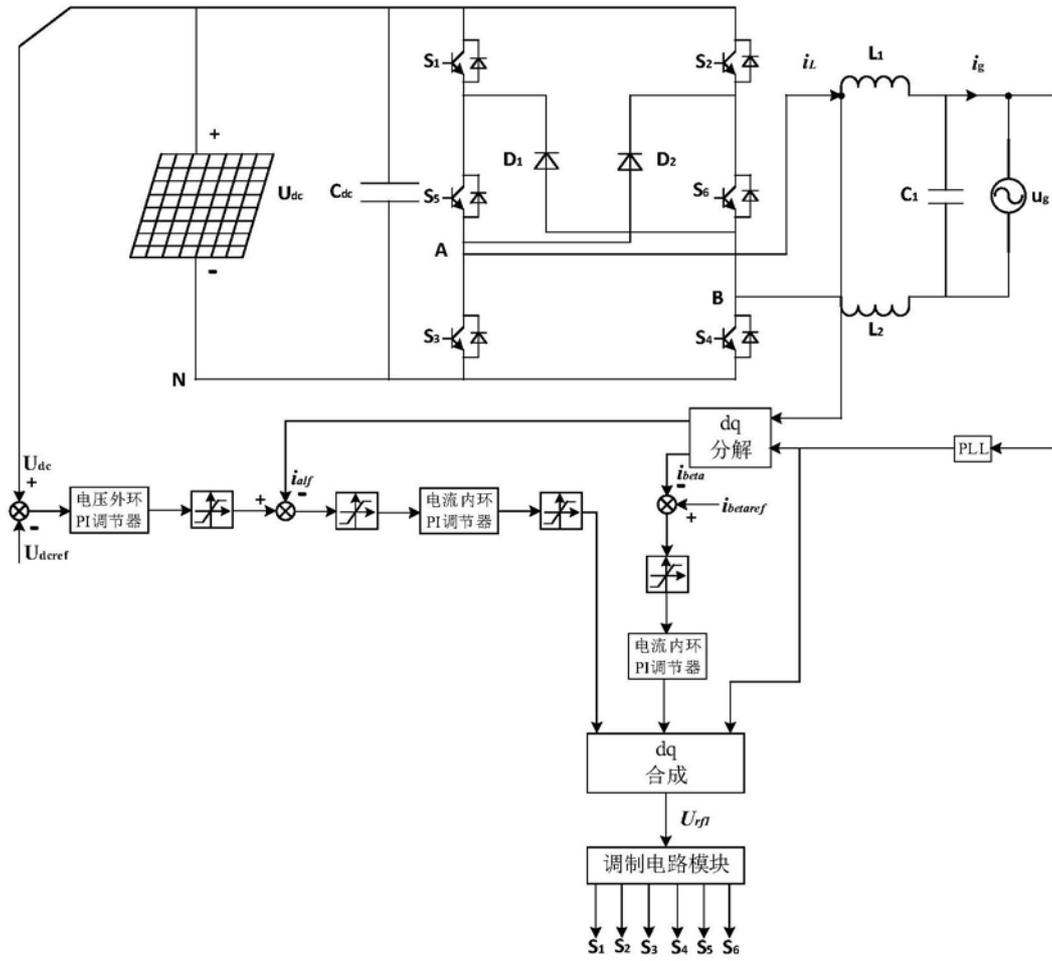
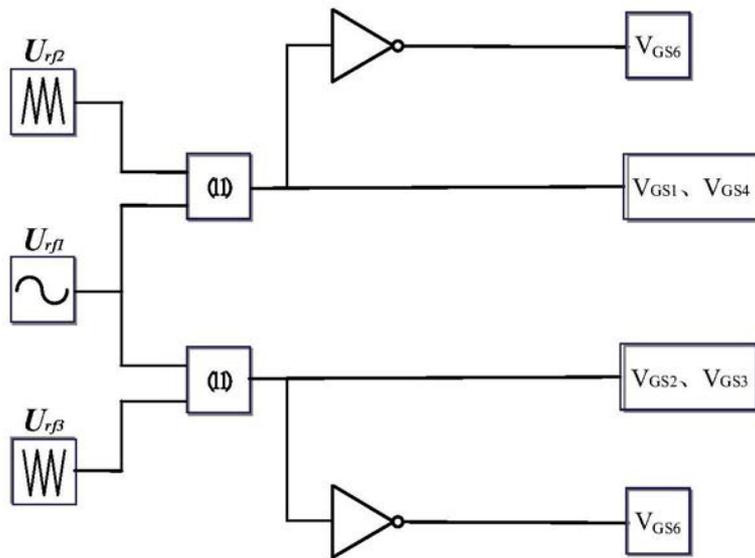
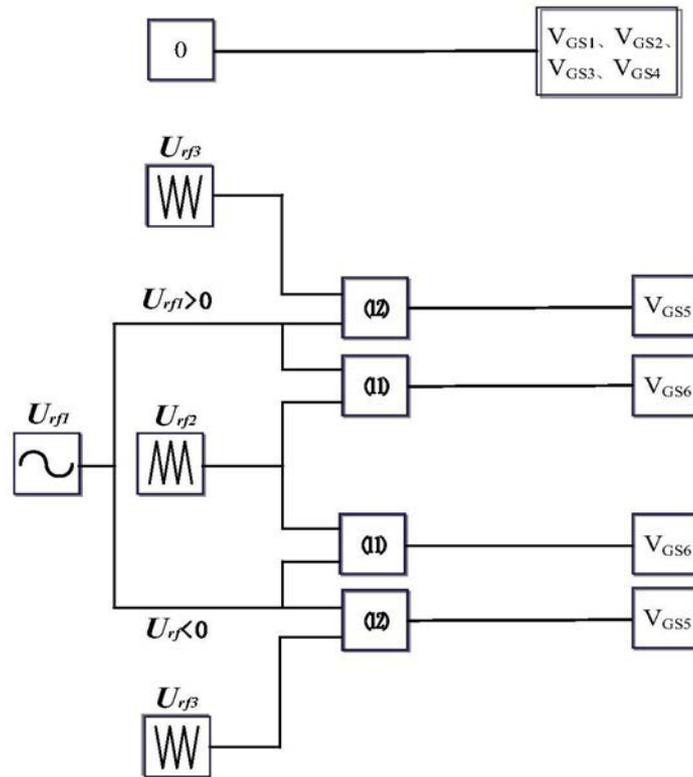


图3



(a) 逆变工况调制电路模块



(b) 整流工况调制电路模块

图4

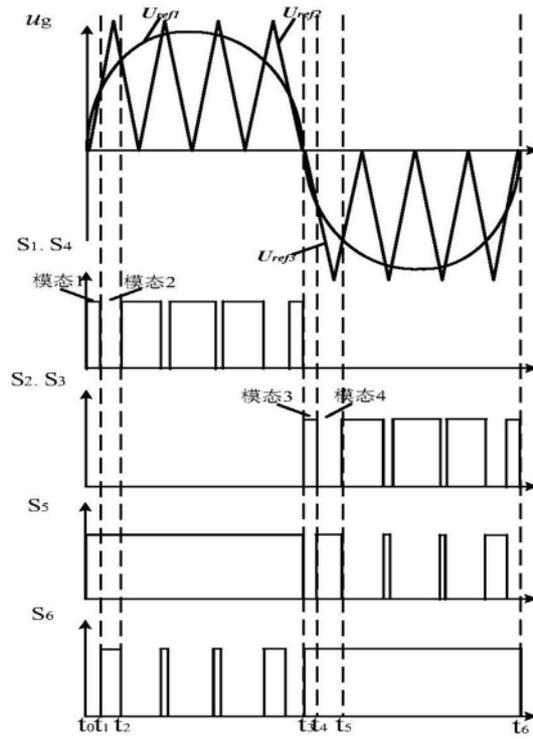


图5

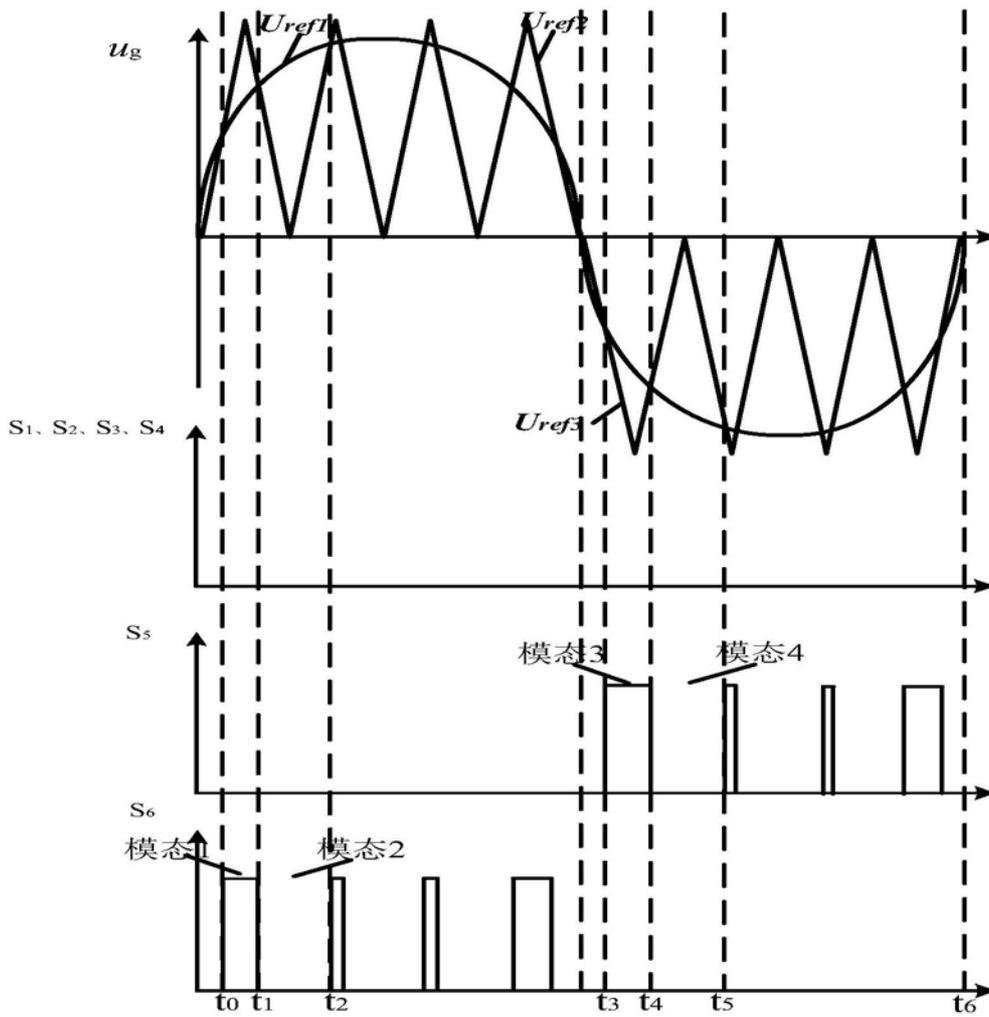


图6

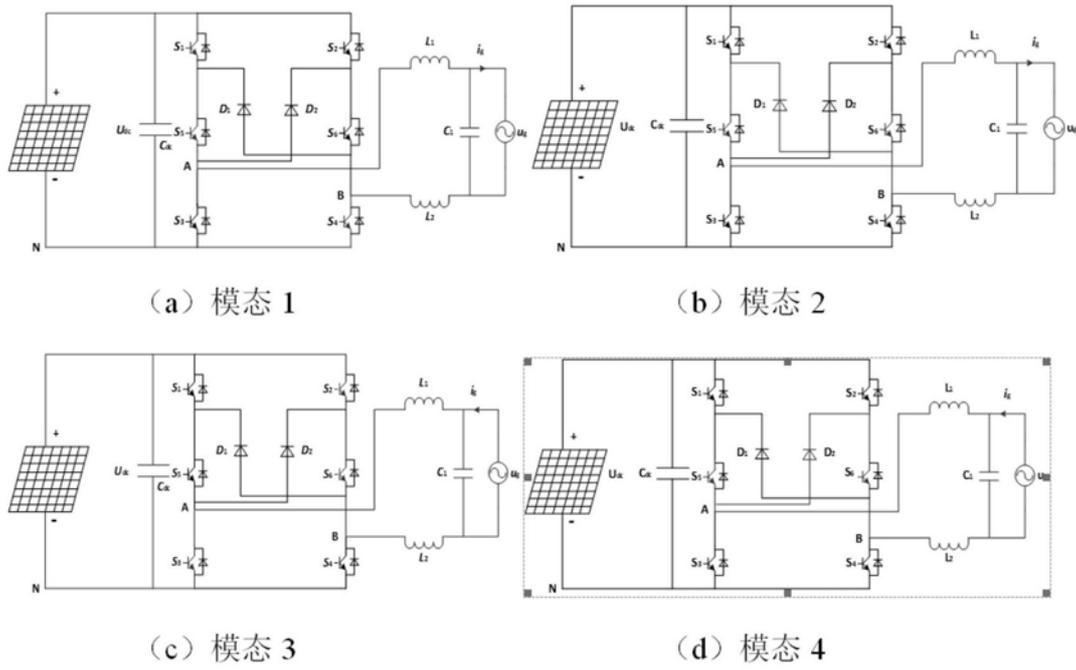


图7

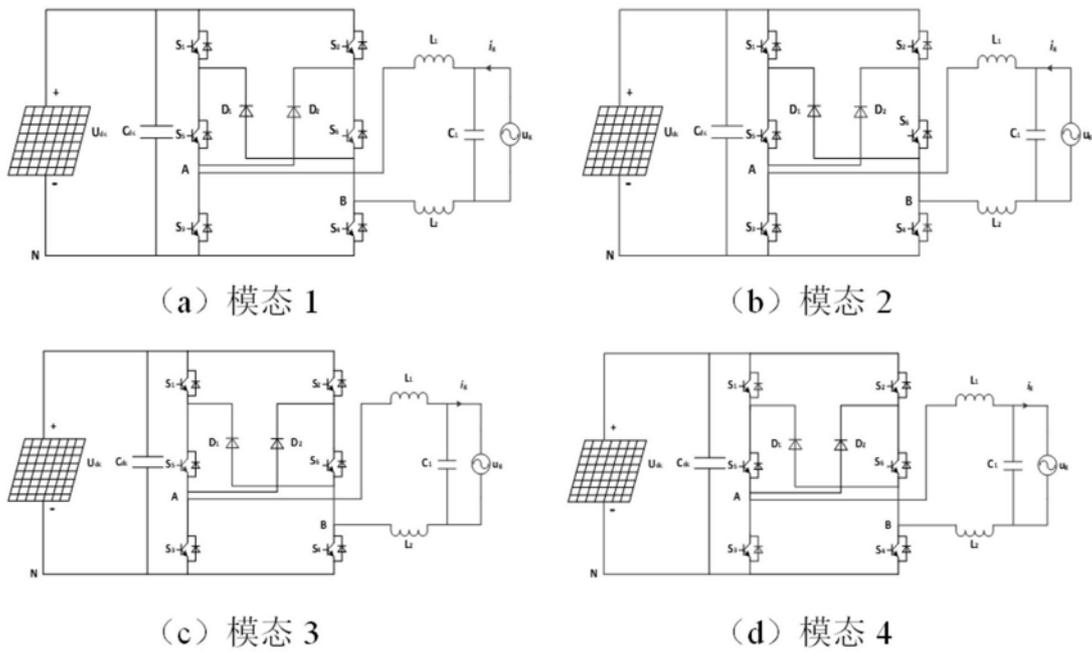
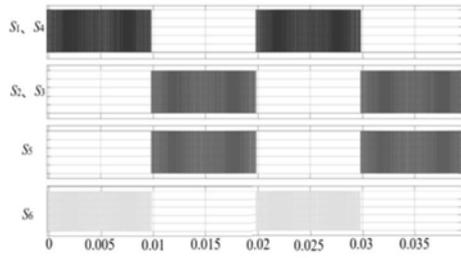
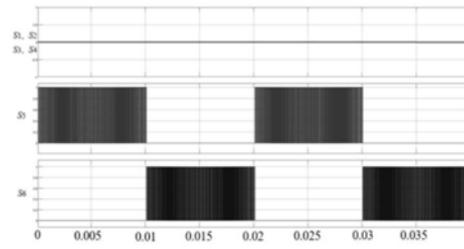


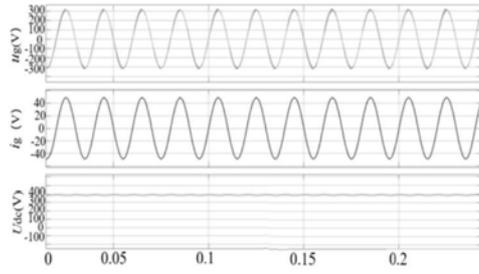
图8



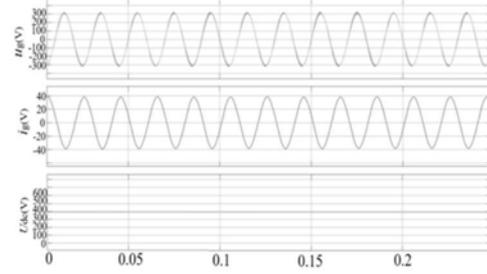
(a) 逆变驱动电压波形



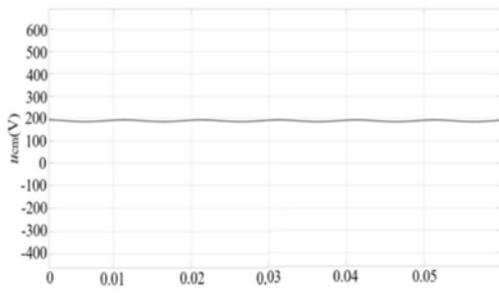
(b) 整流驱动电压波形



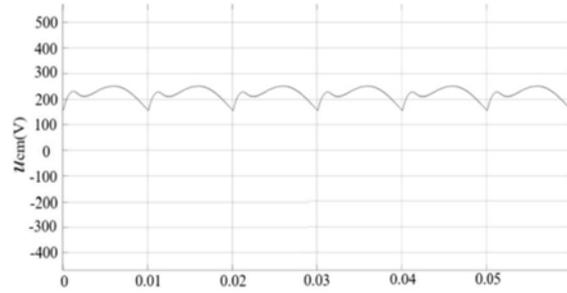
(c) 逆变并网电压电流、母线电压波形



(d) 整流并网电压电流、母线电压波形



(e) 逆变漏电流



(f) 整流漏电流

图9