

一种基于H6型并网逆变器调制策略的研究

周皓¹, 邸彩芸², 赵志², 李伟力¹, 曹君慈¹

(1. 北京交通大学 电气工程学院, 北京 100044; 2. 国网冀北
电力有限公司技能培训中心, 河北 保定 071051)

摘要:针对传统H6型单相非隔离光伏并网逆变器只能工作在单位功率因数逆变状态而无法进行无功调节的问题,在分析了该拓扑逆变器电压和电流矢量关系的基础上,提出了一种新型的H6型单相光伏并网逆变器调制策略,该调制策略通过当在电网电压的正半周内,在传统调制策略的基础上采用开关管 S_5 与 S_1 互补导通的方式来实现无功传输。最后,通过仿真和实验验证了所提出控制策略的有效性。

关键词:非隔离型;单相逆变器;H6型并网逆变器;无功功率

中图分类号:TP27 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd19062

Research on a New Control Strategy of H6 Grid-connected Inverter

ZHOU Hao¹, DI Caiyun², ZHAO Zhi², LI Weili¹, CAO Junci¹

(1. School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

2. State Grid Jibei Electric Power Company Limited Skills Training Center, Baoding 071051, Hebei, China)

Abstract: In view of the traditional H6 single-phase non-isolated photovoltaic grid-connected inverter, it can only work in the unit power factor inverter state, but cannot carry out reactive power regulation. Based on the analysis of the relationship between the voltage and current vectors of the topology inverter, a new modulation strategy for H6 single-phase photovoltaic grid-connected inverter was proposed. This modulation strategy realized reactive power transmission by using the switching tube S_5 and S_1 complementary on the basis of the traditional modulation strategy in the positive half of the grid voltage. Finally, the effectiveness of the proposed control strategy was verified by the simulations and experiments.

Key words: non-isolated type; single-phase inverter; H6 grid-connected inverter; reactive power

随着光伏并网发电系统在整个电网运行中所占的权重越来越大,要求光伏逆变器并网运行时具备多模式功能^[1]。即当电网正常工作时,逆变器可将多余的电能注入电网并在一定程度上可进行无功调节;当有蓄电池做储能时,要求逆变器能工作在整流状态可给电网进行调峰;当电网出现故障时,要求逆变器可以单独给负载供电,此时负载多为阻感负载,同样要求逆变器能够输出无功^[2]。因此,研究H6型单相光伏并网逆变器的调制策略具有非常重要的意义。

H6型单相光伏并网逆变器是为消除因无隔离变压器导致漏电流而提出的一种在交流侧进行旁路的拓扑结构^[3-5]。当系统在非单位功率因数工况下并网运行时,由于电网电压过零点与并

网电流过零点不重合,导致注入电网的电流波形发生严重畸变;在单位功率因数工况下并网运行时,交流侧在电网电压过零后与直流侧在续流阶段被阻断从而无法实现无功功率的传输^[6]。针对H6结构的无功传输问题,文献[7]中提出了一种无功控制策略,但该策略需要精确检测并网电流过零点,其调制信号不连续且依赖于滤波电感的参数,并网电流质量难以保证。

因此,本文在分析了该拓扑逆变器电压和电流矢量关系的基础上,提出了一种新型的H6型单相光伏并网逆变器调制策略,该调制策略通过在电网电压的正、负半周内,在传统调制策略的基础上采用开关管 S_5 与 S_1 互补导通的方式来实现无功传输,还能实现能量双向流动,增加光伏

基金项目:国家自然科学基金(51577007)

作者简介:周皓(1978-),男,博士后,Email:563567363@qq.com

并网逆变器的电网支撑和调峰能力。最后通过仿真和实验验证了本文所提出控制策略的有效性。

1 H6工作原理

1.1 H4共模电压

图1为传统的H4桥单相光伏并网逆变器主电路拓扑。图1中 $S_1 \sim S_4$ 为开关器件; $D_1 \sim D_4$ 为二极管; L_{m1} , L_{m2} 和 C_{m1} 构成LC滤波器; L_{g1} 和 L_{g2} 为线路阻抗; Z_{Load} 为负载; STS 为静态转换开关; i_L 为电感电流,箭头指向电流正方向。

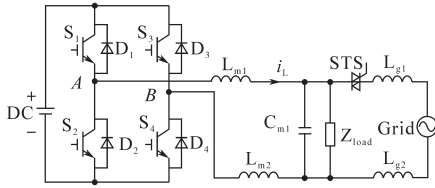


图1 H4主电路拓扑

Fig.1 H4 main circuit topology

采用单极性调制,当开关管 S_1 , S_4 同时导通时, $u_A = u_{DC}$, $u_B = 0$, 所以 $u_{AB} = u_{DC}$, 共模电压 $u_{CM} = 0.5(u_A + u_B) = 0.5u_{DC}$ 。而当开关管 S_1 , S_3 同时导通时, $u_A = u_{DC}$, $u_B = u_{DC}$, 所以 $u_{AB} = 0$, 共模电压 $u_{CM} = 0.5(u_A + u_B) = u_{DC}$ 。因此, 当处于电网电压正半周时, 共模电压在 $0.5u_{DC} \sim u_{DC}$ 之间以开关频率进行跳变。同理, 当处于电网电压负半周时, 共模电压在 $0 \sim 0.5u_{DC}$ 之间以开关频率进行跳变。该共模电压会对地电容上产生漏电流。为了抑制续流阶段这种共模电压, 因此, 提出了H6型拓扑结构。

1.2 H6电路拓扑

图2为H6主电路拓扑结构^[8], 图2中 $S_1 \sim S_6$ 为开关器件; $D_1 \sim D_8$ 为二极管; L_{m1} , L_{m2} 和 C_{m1} 构成LC滤波器; L_{g1} 和 L_{g2} 为线路阻抗; Z_{Load} 为负载; STS 为静态转换开关; i_L 为电感电流, 箭头指向电流正方向。与H4桥单相光伏并网逆变器相比, H6桥增加了用于提供续流通道的2个二极管和2个开关管。

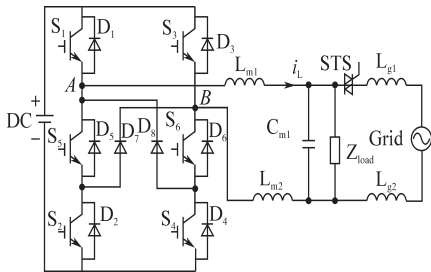


图2 H6主电路拓扑

Fig.2 Main circuit topology of H6

图3为传统的H6调制模式。其中 U_{in} 为载波信号, u_g 为将负半轴翻转的电网电压信号。当逆变器在单位功率因数的工况下并网运行时, 当处于电网电压正半周时, 开关管 S_6 常开, S_1 和 S_4 高频调制; 当处于电网电压负半轴时, 开关管 S_5 常开, S_2 和 S_3 高频调制。

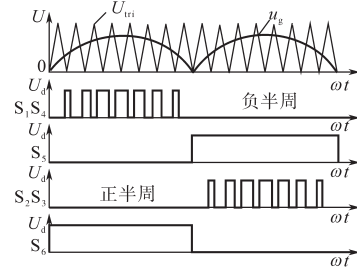


图3 H6传统调制模式

Fig.3 Traditional modulation mode of H6

1.3 H6工作模式

采用图3所示的调制方式时, 逆变器共有4种工作模式。下面分别分析这4种工作模式时的桥口电压 u_{AB} 、共模电压 u_{CM} 和电感电流 i_L 。

工作模式1: 电感电流和电网电压都位于正半周, 开关管 S_1 , S_4 和 S_6 导通, 其余开关管均处于关闭状态。此时 $u_A = u_{DC}$, $u_B = 0$, 所以 $u_{AB} = u_{DC}$, 这样共模电压 $u_{CM} = 0.5(u_A + u_B) = 0.5u_{DC}$ 。电流通道如图4所示。

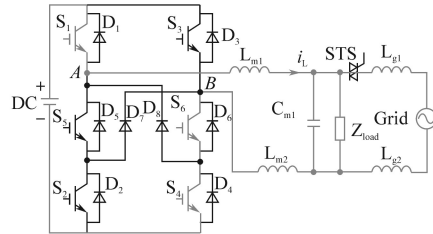


图4 功率模式, 电压正半周

Fig.4 Power mode voltage positive-half-cycle

工作模式2: 电感电流和电网电压都位于正半周, 开关管 S_6 导通, 其余开关管均处于关闭状态, 电流通过 S_6 和 D_8 续流。此时 $u_A = 0.5u_{DC}$, $u_B = 0.5u_{DC}$, 所以 $u_{AB} = 0$, 共模电压 $u_{CM} = 0.5(u_A + u_B) = 0.5u_{DC}$ 。电流通道如图5所示。

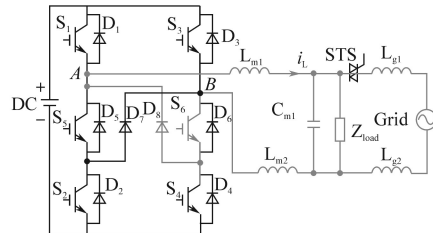


图5 续流模式, 电压正半周

Fig.5 Freewheel mode, voltage positive-half-cycle

工作模式3:电感电流和电网电压都位于负半周,开关管 S_2 、 S_3 和 S_5 导通,其余开关管关闭。此时 $u_A=u_{DC}$, $u_B=0$,所以 $u_{AB}=u_{DC}$,共模电压 $u_{CM}=0.5(u_A+u_B)=0.5u_{DC}$ 。电流通道如图6所示。

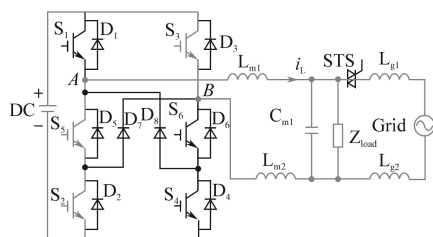


图6 功率模式,电压负半周

Fig.6 Power mode, voltage negative-half-cycle

工作模式4:电感电流和电网电压都位于负半周,只有开关管 S_5 导通,其余开关管处于关闭状态,电流通过 D_7 续流。此时 $u_A=0.5u_{DC}$, $u_B=0.5u_{DC}$,所以 $u_{AB}=0$,共模电压 $u_{CM}=0.5(u_A+u_B)=0.5u_{DC}$ 。电流通道如图7所示。从上述4种模式中可以看出,在续流阶段, $S_1 \sim S_4$ 都处于关断状态,将交流侧和直流侧进行隔离,使共模电压保持 $u_{CM}=0.5u_{DC}$ 为一恒定值,因此不会产生漏电流。

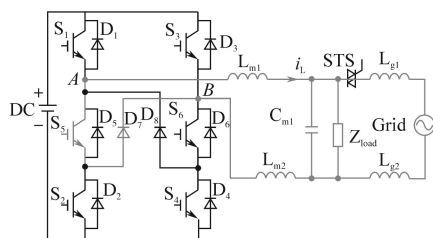


图7 续流模式,电压负半周

Fig.7 Freewheel mode, voltage negative-half-cycle

2 新型调制策略

2.1 无功通道

采用图3所示的传统调制策略时,当电网电压为正、电感电流为负、需要传输无功时,此时逆变器的电流通道如图8所示。

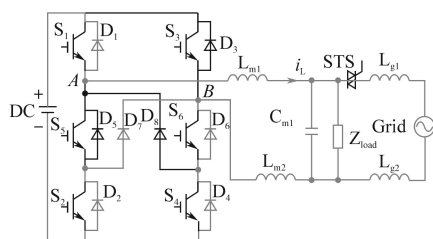


图8 电压正半周

Fig.8 Voltage positive-half-cycle

此时如果按传统调制策略,无论开关管 S_1 和 S_4 如何高频调制, $u_{AB}=u_{DC}$ 都不会变,所以电流必然会产生很大的畸变。即传统的H6调制方式无法实现无功传递。

从图8中可以看出,当 S_1 和 S_4 导通, S_5 关断时, $u_{AB}=u_{DC}$;如果在 S_1 和 S_4 关断期间,让 S_5 导通,那么此时有 $u_{AB}=0$,此时的电流通路和图7相同,以实现桥口电压的调制。即在电网电压的正半周,在传统调制策略的基础上,让开关管 S_5 与 S_1 互补导通,那么当 S_1 和 S_4 关断时, S_5 和 S_6 同时导通,无论此时的电流是正向还是反向,逆变器都可以为其提供电流通道,同时实现有功和无功的传递。当电网电压为负时,分析过程与上面相同。

2.2 调制信号

图9为当逆变器输出感性无功时, u_{AB} 、 u_g 和 u_L 的矢量图。

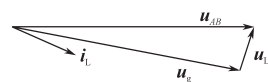


图9 电压、电流矢量图

Fig.9 Voltage and current vector diagram

由图9可知,只需保证 u_{AB} 可以完整地跟踪电流调节器输出的调制信号,H6就可以实现调节功率因数,故H6的调制状态应以调制信号为判断标准。新型调制方法如图10所示。

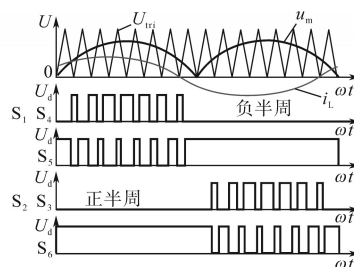


图10 H6新型调制方式

Fig.10 New modulation mode of H6

图10中 u_m 为PWM调制信号。当调制信号大于0时, S_6 保持开通, S_1 与 S_5 高频互补调制, S_4 和 S_1 的开关状态相同。当调制信号小于0时,开关管 S_5 导通, S_2 与 S_6 高频互补调制, S_2 和 S_3 的开关状态相同。通过2.1节的分析可知,开关管 S_5 和 S_6 的高频调制保证了桥口电压 u_{AB} 的完整性,即可以实现功率因数调节。

从图10可以看出,当开关管 S_5 导通时, $u_A=u_{DC}$, $u_B=0$,共模电压 $u_{CM}=0.5(u_A+u_B)=0.5u_{DC}$ 。因

此,该调制策略使共模电压为恒定值,从而抑制漏电流。同时,新型调制策略提供了无功通道,逆变器可以实现无功传输和整流运行。

3 仿真与实验

采用Matlab建立如图2所示的主电路仿真模型和搭建了功率为6 kW的实验平台,仿真与实验主要参数为:PV输入功率6 kW,开关频率10 Hz,升压电感0.22 mH,Boost IGBT型号为IKW40N65H5,Boost二极管型号为APT30DQ120BG,母线DC-link为315 V/1 000 μ F, $L_{1k}/C_k/L_{2k}$ 分别为0.4 mH/10 μ F/0.2 mH。

当采用传统调制方式时,仿真波形如图11所示,其中 u_c 为LC滤波器中电容C两端的电压。

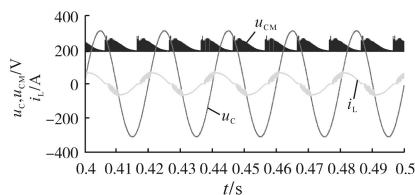


图11 传统调制方式仿真波形

Fig.11 Simulation waveforms of traditional modulation mode

从图11中可以看出,采用传统调制方式进行无功功率的传输时,当电感电流过零点时电流先有一个等于零的台阶,然后由于滤波器的作用会产生一段高频的震荡。同时由于桥口电压 u_{AB} 不再按调制信号调制,而是由震荡电路与电网电压叠加,所以共模电压不再是恒值,因此也会产生一定的漏电流。

当采用本文提出的新型调制策略时,仿真波形如图12所示,从图12中可以看出,此时的H6逆变器具有完整的无功传输能力,电流过零点不会产生畸变。而且采用本文提出的新型调制策略,还可以工作在整流状态,仿真波形图如图13所示,从图13中可以看出,H6工作在整流状态时并网电流没有畸变,如果配上储能系统,此时的逆变器可以用来进行电网调峰。

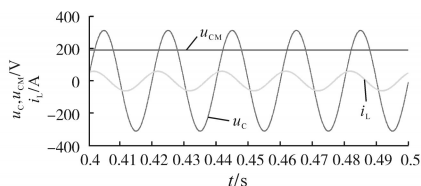


图12 新型调制方式仿真波形

Fig.12 Simulation waveforms of new modulation mode

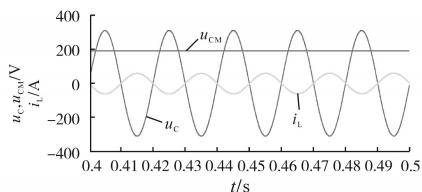


图13 整流状态仿真波形

Fig.13 Simulation waveforms rectifier state

H6逆变器不仅可以工作在并网模式,还可以工作在离网模式,仿真波形图如图14所示。离网模式的无功电流没有产生畸变,输出电压可以通过进一步设计调节器来优化,本文不再介绍。

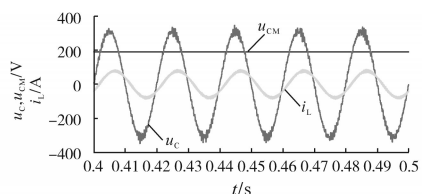


图14 离网模式仿真波形

Fig.14 Simulation waveforms of off-grid mode

通过以上仿真分析可以看出,新型H6调制策略保证共模电压恒定消除系统漏电流。并针对H6桥的无功发射能力进行验证。当采用传统的调制策略时,实验波形如图15所示。

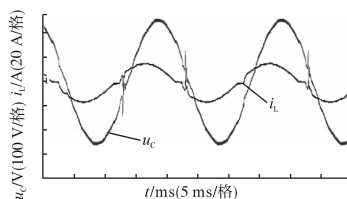


图15 传统调制策略实验波形

Fig.15 Experiment waveforms of traditional modulation strategy

从图15中可以看出,实验波形与仿真相同,传统调制无法收发无功。采用本文提出的新型调制策略,实验波形如图16所示。

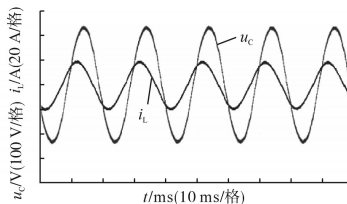


图16 新型调制策略实验波形

Fig.17 Experiment waveforms of new modulation strategy

从图16中可以看出,此时的H6可以发出一定量的无功功率,能满足电网对无功传输的要求。

(下转第46页)