

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.2.48

中图分类号: TM46

文献标志码: A

双向 H4 桥变换器的统一控制

鞠禹堰¹(中国电源学会学生会员), 方 宇¹(中国电源学会会员),

汤 伟¹, 王笑飞¹, 张 犁²

(1.扬州大学信息工程学院, 扬州 225000; 2.河海大学电气与动力工程学院, 南京 211100)

摘要: 针对单相储能逆变器中双向 H4 桥变换器换路瞬间的时延振荡, 提出 1 种双向 H4 桥变换器的统一控制方法。该方法利用电压调节器控制变换器的功率流向, 基于功率平衡理论推导出 1 套双向可行的控制参数, 同时为实现交流电流无静差跟踪输入电压、增加稳定性, 电流内环采用准比例谐振控制器, 并采用二阶广义积分器设计锁相环。PSIM 仿真和实验均表明该方法能实现整流和有源逆变状态之间的无缝切换, 且在启动及状态切换时都有很好的效果, 实现单相光伏储能系统中双向 AC-DC 的稳定控制并获得良好的动态性能。

关键词: 光伏储能逆变器; 双闭环控制; 统一控制; 无缝切换

Unified Control of Bidirectional H4 Bridge Converter

JU Yuyan¹, Student Member, CPSS, FANG Yu¹, Member, CPSS, TANG Wei¹, WANG Xiaofei¹, ZHANG Li²

(1. College of Information Engineering, Yangzhou University, Yangzhou 225000, China; 2. College of Electrical and Power Engineering, Hohai University, Nanjing 211100, China)

Abstract: Aimed at the time-delay oscillation of a bidirectional H4 bridge converter in a single-phase energy storage inverter, a unified control method for the bidirectional H4 bridge converter is proposed. In this method, a voltage regulator is used to control the power flow of the converter, and a set of bidirectional feasible control parameters are derived based on the power balance theory. At the same time, in order to realize AC current tracking input voltage without static error and increase the stability, the current inner-loop adopts a quasi proportional resonance controller, and a second-order generalized integrator is used to design a phase-locked loop. PSIM simulation and experimental results show that the proposed method can realize seamless switching between the rectification and active inverter modes, and it also has a good effect in the startup and switching between different modes. Therefore, it can realize stable control of the bidirectional AC-DC bridge converter in a single-phase photovoltaic energy storage system and obtain a good dynamic performance.

Keywords: Photovoltaic energy storage inverter; double closed-loop control; unified control; seamless switching

光伏储能系统在微电网、智能电网中广泛应用, 促进了“碳达峰”和“碳中和”事业的发展^[1-2]。在单相光伏储能逆变器中, H4 桥拓扑因结构简单和成本低而被广泛应用于网侧的双向 AC-DC 电路,

以实现电网与储能电池之间的能量双向流动^[3]。

已有较多文献^[4-9]在单相逆变模式下设计了双向 AC-DC 电路的控制器参数, 以确保变换器的稳定运行。文献[4]提出 1 种模块化 AC-DC 并联系统的双向运行控制方法, 采用分裂的正向和负向电压调节器以保证并联模块功率流向的一致, 整流和逆变状态以不同的直流母线电压运行, 并实现了两者之间的无缝平滑切换; 文献[5]提出 1 种变参数 QPR (quasi proportional resonant) 数字控制方法, 通过 QPR 控制器增大带宽来减小因电网频率偏移所导致的网侧电流和电压相位不同步问题^[6], 然而, 因

收稿日期: 2022-04-17; 修回日期: 2022-06-02, 2022-06-15;

录用日期: 2022-06-24; 网络首发日期: 2022-07-29

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52177176); 扬州市科技计划资助项目——产业前瞻与共性关键技术(YZ2021022)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52177176; the Industrial Foresight and Universal Key Technology Research and Development Project of Yangzhou Science and Technology Project under the grant YZ2021022

换路瞬间电路中的储能不发生突变, 引用 2 套控制参数会产生约 10 ms 时延的振荡, 无法真正实现双向 AC-DC 电路整流与逆变之间的无缝切换; 文献[7]提出了双向 H6 桥变换器的一致单极性调制方法, 基于直流母线电压环的稳定控制, 实现了双向 H6 桥双向变换器的能量双向流动, 但未分析电压调节器的控制参数是否适用于整流状态, 且带宽很窄, 不能满足双向 AC-DC 电路整流与逆变状态切换的动态响应性能。

基于此, 本文针对单相光伏储能逆变器的双向 H4 桥变换器, 研究整流和逆变的统一控制方法。单相 H4 桥变换器处于整流工作模式时, 采用双闭环控制, 电压外环采用比例积分 PI(proportional-integral) 控制器, 电流内环引入 QPR 控制器。因单相 H4 桥变换器无论处于整流运行模式还是逆变运行模式, 都需控制电感中电流跟踪电网的相位以实现网侧的单位功率因数, 故电流内环所引入的 QPR 控制器应适用于整流和逆变模式。对于电压外环而言, 单相 H4 桥变换器处于整流运行和逆变运行模式下具有不同的控制模型, 故本文首先分析其整流工作模式, 然后建立其数学模型, 并基于功率平衡的方法推导整流器的开环传递函数, 从而得到电压外环 PI 控制器参数的整定方法, 最后将单相 H4 桥变换器在整流模式下的电压外环控制参数代入逆变模式下的模型中进行验证和优化, 实现了单相 H4 桥变换器并网逆变与整流工作模式的无缝切换, 从而验证在单相光伏储能逆变器中对双向 AC-DC 电路采用统一控制方法的可行性和正确性。

1 单相 H4 桥变换器的整流工作原理

H4 桥变换器主电路结构如图 1 所示, 图中: u_{ac} 为电网电动势; L 为交流侧储能电感, r_L 为 L 的等效内阻; i_s 为网侧电流; i_{dc} 为直流侧输出电流; R_L 为负载电阻; C_{dc} 为直流母线电容; V_{dc} 为直流母线电压; $V_1 \sim V_4$ 为 IGBT, $VD_1 \sim VD_4$ 分别为其体二极管。当 H4 桥双向变换器工作在整流模式时, 主要由 4 个开关管的通断控制来实现整流, 其调制方法

主要有双极性调制和单极性调制。因单极性正弦脉宽调制法 SPWM(sinusoidal pulse width modulation) 调制效率较高^[8-9], 本文对 H4 桥双向变换器采用单极性调制方法, 正半周时下管 V_2 高频工作(此时 V_4 可以半周开通), 负半周时下管 V_4 高频工作(此时 V_2 可以半周开通), 相应的上管 V_1 和 V_3 与它们互补工作。 V_1 和 V_3 在整个电网周期内也可以不用开通, 而是采用其体二极管工作。

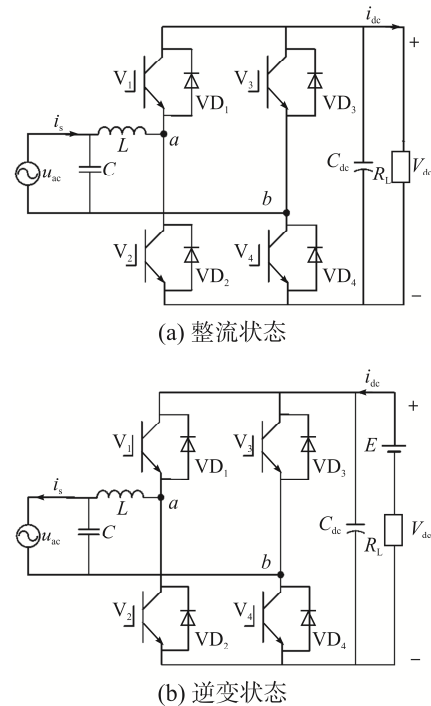


图 1 双向 H4 桥变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of bidirectional H4 bridge converter

H4 桥双向变换器整流工作模式时的主要模式如图 2 所示。

整流模式 1: 当电网在正半周期时, 工作流程如图 2(a)所示。此时 V_2 导通, 电网电流经电感 L 流过开关管 V_2 , 再经由 V_4 的体二极管 VD_4 流回电网。在此工作模式中, 电感 L 进行储能, 直流母线电容 C_{dc} 向直流负载提供能量。

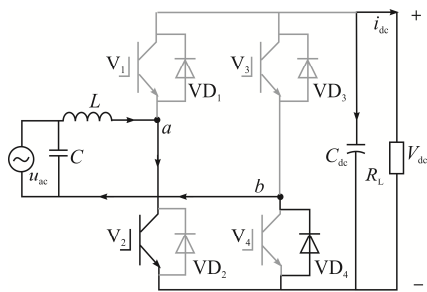
整流模式 2: 如图 2(b)所示, 当 V_2 关断后, 电网电流经电感 L 流向 V_1 的反并联二极管 VD_1 , 继而通过直流母线电容 C_{dc} 和 V_4 的体二极管 VD_4 流向电网。该过程中, 整流后的电网电压与电感 L 中的能量同时给直流母线电容 C_{dc} 充电, 并为直流负载

提供能量，从而实现整流升压。

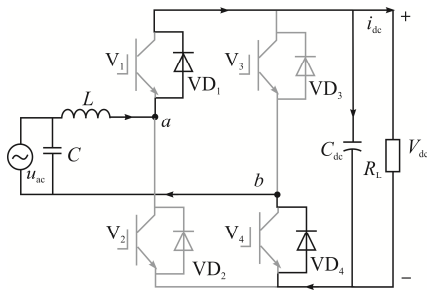
整流模式 3: 如图 2(c)所示, 当电网电压工作于负半周期时, V_4 导通, 电网电流通过由 V_4 、 V_2 的体二极管 VD_2 和电感 L 构成的回路。在此过程中, 电感 L 反向储能, 直流母线电容 C_{dc} 为直流负载提供能量。

整流模式 4: 如图 2(d)所示, 当 V_4 关断后, 电网电流通过开关管 V_3 的体二极管 VD_3 , 再经过由母线电容 C_{dc} 、开关管 V_2 的体二极管 VD_2 和电感 L 构成的回路。此时, 整流后的电网电压与电感 L 中的能量同时给直流母线电容 C_{dc} 充电, 并为直流负载提供能量, 从而实现整流升压。

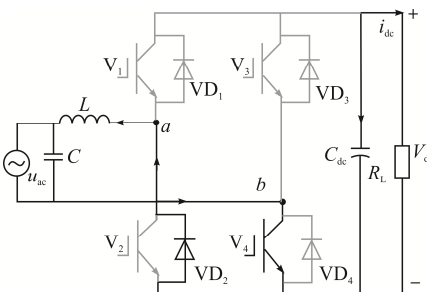
通过上述分析可知, 采用单极性调制方式后,



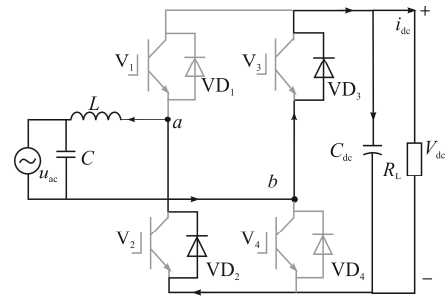
(a) 整流模式1(电网处于正半周)



(b) 整流模式2(电网处于正半周)



(c) 整流模式3(电网处于负半周)



(d) 整流模式4(电网处于负半周)

图 2 H4 桥变换器整流工作模式

Fig. 2 Rectification modes of H4 bridge converter

H4 桥变换器通过 4 种工作模式的组合, 实现了网侧能量到直流母线的传输, 且可通过改变开关管的导通时间来调整直流母线电压的幅值。同理, H4 桥在逆变工作时也有 4 种工作模式, 不再赘述。

2 双向 H4 桥变换器控制方法

根据图 1 的拓扑, 绘制控制流程图如图 3 所示。本文中应用在单相光伏储能逆变器中的双向 H4 桥变换器采用了电压外环和电流内环的双闭环控制, 锁相环 PLL(phase locked-loop)用以实现网侧电流的相位控制。系统控制框图如图 4 所示。

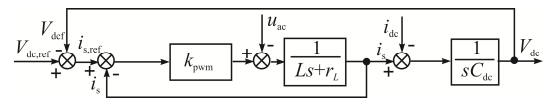


图 3 控制流程

Fig. 3 Flow chart of control

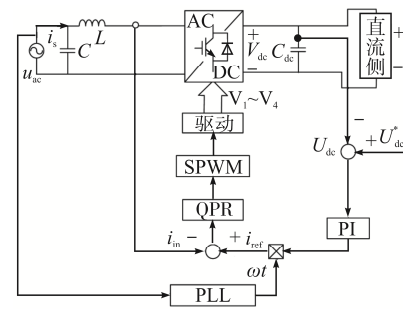


图 4 系统控制策略框图

Fig. 4 Block diagram of system control strategy

2.1 电流内环的建模与控制

图 5 为单相 H4 桥变换器电流内环的控制框图, 可得电流环开环系统传递函数^[10]为

$$G_{i,open}(s) = \frac{k_{pwm}}{1+0.5T_s s} \cdot \frac{k_{if}}{1+T_s s} \cdot \frac{1}{Ls+r_L} \quad (1)$$

式中: k_{pwm} 为可逆变换器输出基波相对于正弦调制波的放大比; $T_s = 1/f_s = 1/20\,000$, f_s 为开关频率; k_{if} 为电流增益。取储能电感 $L=1.3\text{ mH}$; L 的等效内阻 $r_L=0$, 实际采用数字控制, DSP 程序中将采样值经过增益换算成实际电流值, 故 $k_{if}=1$ 。

QPR 相较于 PI 及比例谐振 PR(proportional-resonant)控制能够实现无静差跟踪, 同时使稳定性增加。QPR 控制器的传递函数为

$$G_{QPR}(s) = K_p + \frac{2K_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (2)$$

式中: K_p 为比例项系数; K_r 为谐振项系数; ω_c 为 QPR 调节器的 -3 dB 截止频率; ω_0 为谐振频率, $\omega_0 = 2\pi f = 314\text{ rad/s}$ 。

加入调节器的电流环开环传递函数为

$$G_{i,open,reg}(s) = \left(\frac{k_{pwm}}{1+0.5T_s s} \right) \left(\frac{1}{Ls+r_L} \right) \left(\frac{k_{if}}{1+T_s s} \right) \cdot \left(K_p + \frac{2K_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \right) \quad (3)$$

设电网频率允许波动范围为 $\pm 0.5\text{ Hz}$, 则有 $\omega_c/\pi = 1\text{ Hz}$, 因此 $\omega_c = 3.14\text{ rad/s}$ 。将 QPR 控制器写成零极点形式, 即

$$G_{QPR}(s) = K_p + \frac{2K_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} = K_p \frac{s^2 + 6.28(1+K_r/K_p)s + 98\,596}{s^2 + 6.28s + 98\,596} \quad (4)$$

当考虑电流内环需获得较快的电流跟随性能时, 可按典型 I 型系统设计电流调节器^[11], QPR 调节器零点抵消电流控制对象传递函数的极点。根据式(4)可求解出 K_r 、 K_p 的取值范围。综合考虑以上因素, 确定 QPR 控制器的参数为 $K_p = 1$, $\omega_c = 3.14\text{ rad/s}$, $K_r = 100$ 。将以上参数代入式(3), 得校正后的电流环开环伯德图如图 6 所示, 截止频率为 300 Hz , 校正后的电流环相角裕度为 69.2° , 幅值裕度为 33 dB , 满足设计要求。

逆变运行时的电流内环建模方法相同, 可得到与整流运行下相同的电流内环模型, 故采用的 QPR

控制器可采用相同的控制参数。

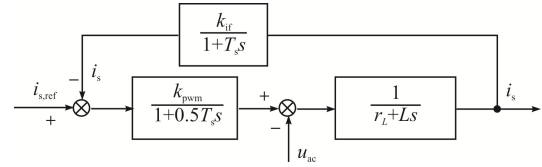


图 5 电流环结构近似框图

Fig. 5 Block diagram of approximate current loop structure

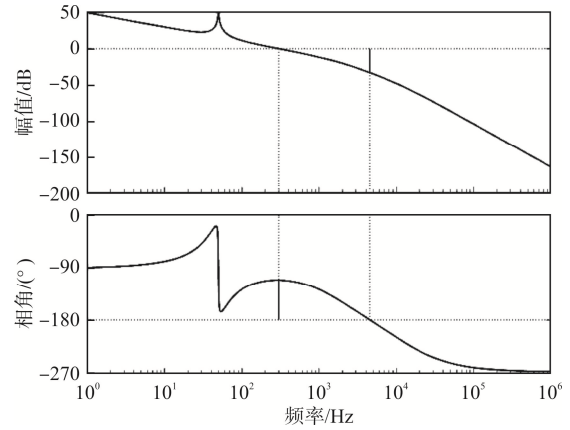


图 6 校正后的电流环开环伯德图

Fig. 6 Bode diagram of regulated current open-loop

2.2 基于功率平衡的电压外环控制器参数整定

图 7 为单相 H4 桥整流器电压闭环控制系统框图。图中: $G(s)$ 为单相 H4 桥整流器控制到输出的传递函数, $G(s) = \hat{u}_{dc}(s)/\hat{i}_s = K(1-T_z S)/(1+T_p S)$, 其中, \hat{u}_{dc} 和 \hat{i}_s 分别为 V_{dc} 和 i_s 在稳态工作点处的小扰动量, $T_p = 0.5RC$, $T_z = LI_s/u_{ac}$, $K = 3Ru_{ac}/(4V_{dc})$, S 为拉普拉斯变换复变量; $G_c(s)$ 为电压控制器。根据 $G(s)$ 的特点选取预期开环模型 $Q(s)$ 设计电压控制器 $G_c(s)$, 为了实现直流侧电压的无静差调节, 预设校正后开环系统为 I 型系统, 则 $Q(s)$ 传递函数^[12-16]为

$$Q(s) = G_c(s)G(s) = \frac{m(1-T_z S)}{T_z S(1+T_z S)} \quad (5)$$

由式(5)可得

$$G_c(s) = Q(s)/G(s) = \frac{m(1+T_p S)}{KT_z S(1+T_z S)} \quad (6)$$

为实现电流的完全跟踪, 取电压控制环带宽为 156 rad/s , 由式(5)可知带宽等于 m/T_z , $T_z = 0.00008$, 故 $m = 0.012\,48$ 。本设计可忽略 T_z , 则电压控制器

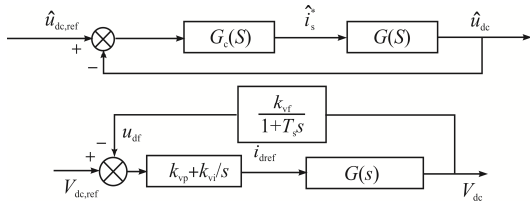


图 7 电压闭环控制系统框图

Fig. 7 Block diagram of voltage closed-loop control system

传递函数为

$$G_c(s) = \frac{0.012(1+T_p s)}{KT_Z s} \quad (7)$$

根据式(7)可写出 PI 调节器参数为

$$\begin{cases} K_p = \frac{0.012T_p}{KT_Z} \\ K_i = \frac{0.012}{KT_Z} \end{cases} \quad (8)$$

未校正系统传递函数为

$$G_{v,open}(s) = \frac{K(1-T_Z s)}{(1+T_p s)} \frac{1}{1+T_s s} \quad (9)$$

未校正系统相角裕量为 94° ，幅值裕度为 38 dB。

加入 PI 调节器校正后开环系统为

$$G_{v,open,regulated}(s) = \frac{K(1-T_Z s)}{(1+T_p s)} \cdot \frac{k_{vf}}{1+T_s s} \cdot \frac{K_{vp}s + K_{vi}}{s} \quad (10)$$

式中： k_{vf} 为电压反馈系数； K_{vp} 和 K_{vi} 分别为比例系数和积分系数。

校正后稳定时系统的开环增益为 1 情况下具有 45° 的相角裕度，即

$$\begin{cases} |G_{v,open,regulated}(j\omega)| = 1 \\ \gamma = 180^\circ + \angle G_{v,open,regulated}(j\omega) = 45^\circ \end{cases} \quad (11)$$

可求出

$$\begin{cases} K_{vp} = 0.518 \\ K_{vi} = 78.778 \end{cases} \quad (12)$$

将参数代入式(10)，可得到校正后电压开环伯德图如图 8 所示。由图 8 可知，截止频率为 20.1 Hz，校正后幅值裕度为 43.7 dB，相角裕度为 45.3° ，实现了稳定校正。

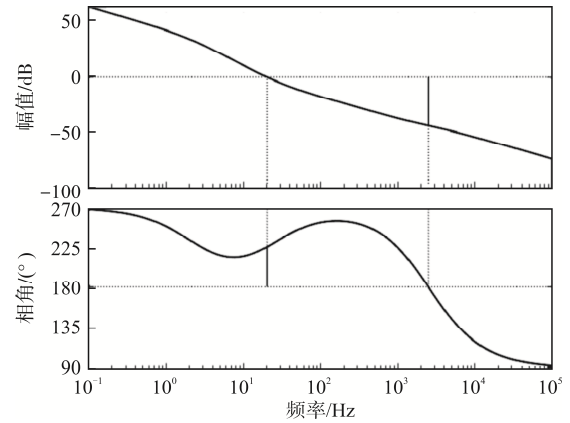


图 8 校正后电压开环伯德图

Fig. 8 Bode diagram of regulated voltage open-loop

2.3 逆变状态电压外环的控制方法

采用数字控制时，DSP 程序中已将采样值经过增益换算成实际电流值，故此处的电流内环增益取 1。图 9 为逆变控制框图，即和整流控制一样采用了双闭环控制方法。对于逆变运行时，电压外环 PI 调节器的输出为负，从而实现逆变运行模式。

校正前的电压开环传递函数为

$$G_{u,open}(s) = \frac{k_c}{C_{dc}s} \cdot \frac{k_{uf}}{1+T_s s} \quad (13)$$

式中： k_c 为逆变器输入电流和输出电流峰值的比例系数； k_{uf} 为电压反馈系数。

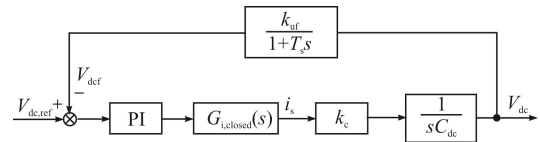


图 9 逆变控制框图

Fig. 9 Block diagram of inverter control

图 10 为未校正的电压开环伯德图，图中电压开环传递函数的截止频率 156 Hz 处对应的相角裕度为 89.6° ，电压外环虽然是稳定的，但一般来说工程中相角裕度取 $45^\circ \sim 70^\circ$ 为佳。因此，需对电压外环进行校正。

加入 PI 调节器校正后的电压开环传递函数为

$$G_{u,open,reg}(s) = \frac{k_{up}s + k_{ui}}{s} \cdot \frac{k_c}{C_{dc}s} \cdot \frac{k_{uf}}{1+T_s s} \quad (14)$$

式中： k_{up} 和 k_{ui} 分别为电压外环 PI 控制器的比例系数和积分系数。

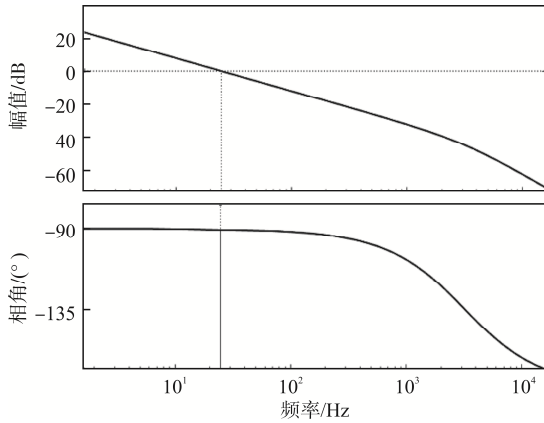


图 10 未校正的电压开环伯德图

Fig. 10 Bode diagram of unregulated voltage open-loop

设定校正后的电压环截止频率为 20 Hz, 相角裕度 45°, 即

$$\begin{cases} |G_{u,close}(j\omega)| = 1 \\ \gamma = 180^\circ + \angle G_{u,close}(j\omega) = 45^\circ \end{cases} \quad (15)$$

结合式(14)和式(15)解得方程组的结果为

$$\begin{cases} k_{up} = 0.573 \\ k_{ui} = 71.128 \end{cases} \quad (16)$$

由式(16)和式(12)可看出, 整流和逆变运行模式下的电压外环控制参数相近。将整流运行模式下的电压外环控制参数代入式(14), 得到如图 11 的电压环开环伯德图。可知, 此时逆变运行模式下的电压环截止频率为 20.1 Hz, 相角裕度为 39.4°, 故系统稳定。可见在单相光伏储能逆变器中, 能够采用统一控制方法实现网侧双向 H4 桥的整流与逆变运

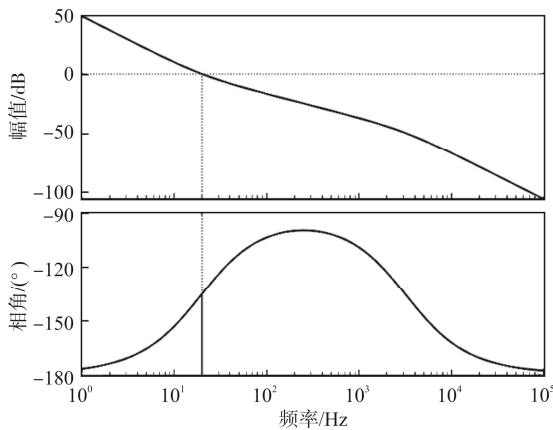


图 11 代入功率平衡参数后的电压环开环伯德图

Fig. 11 Bode diagram of voltage open-loop after substituting power balance parameters

行的稳定, 从而实现能量的双向流动。

2.4 基于二阶广义积分器的锁相环设计

在实际应用中, 软件锁相环的思想来源于硬件锁相环; 从应用范围看, 锁相环可分为三相锁相环和单相锁相环, 三相锁相环适用于三相并网系统, 单相锁相环则主要应用于单相并网系统。图 12 SPLL-SOGI 的算法中采用正交信号发生器, 然后使用 dq 变换将得到的无功分量通过 PI 调节, 使无功分量为 0, 继而实现锁相。单相锁相后的波形如图 13 所示, 图中的曲线 $V_{\sin\theta}$ 是锁相后的波形, 在 0.1 s 时, 电网的振幅从 314 V 突变为 200 V, 并在 0.3 s 时恢复正常。可以看出, 锁相环的输出与电网的相位一致, 以实现精确的锁相。

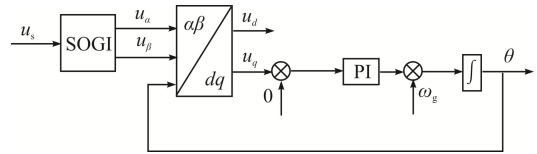


图 12 SPLL-SOGI 结构

Fig. 12 Structure of SPLL-SOGI

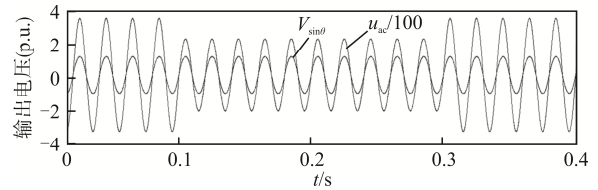


图 13 电压突变锁相图

Fig. 13 Phase-locked diagram of voltage mutation

3 仿真与实验分析

3.1 双向 H4 桥变换器的整流及并网逆变仿真

基于 PSIM 进行仿真, 设置参数如下: 开关频率 f_s 为 20 kHz, 电网频率为 50 Hz, 电网电压有效值为 220 V; $K_p=0.518$, $K_i=78.778$ (PI 控制器); $K_p=1$; $K_r=100$; $\omega_c=3.14$ rad/s, $\omega_0=314$ rad/s(QPR 控制器); $L=1.3$ mH, $C=4.7$ μ F/350 V, $C_{dc}=2$ 500 μ F; 开关管 IGBT 的型号为 FGH40N65 UFD。双向 H4 桥变换器处于整流工作模式下的关键波形如图 14 所示, 逆变工作模式下的关键波形如图 15 所示。

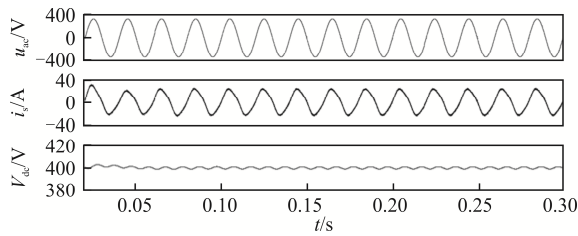


图 14 双向 H4 桥变换器整流运行波形

Fig. 14 Operation waveforms of bidirectional H4 bridge converter in rectification mode

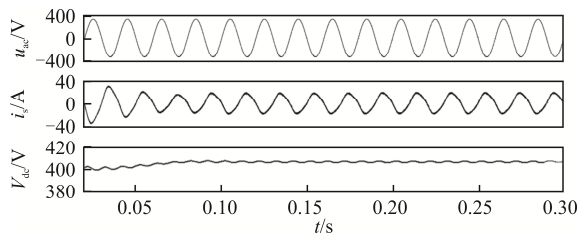


图 15 双向 H4 桥变换器逆变工作模式

Fig. 15 Inverter working mode of bidirectional H4 bridge converter

系统稳定运行后, 给负载电阻 R_L 加入 1 个阶跃变化量从而进行负载突变的仿真, 先后在负载量分别为 25%(0~0.1 s), 50%(0.1~0.2 s), 75%(0.2~0.3 s), 100%(0.3~0.4 s) 的情况下实验, 由图 16 的突加载、突卸载波形可知系统动态性能良好, 电压缓起启动波形平稳。

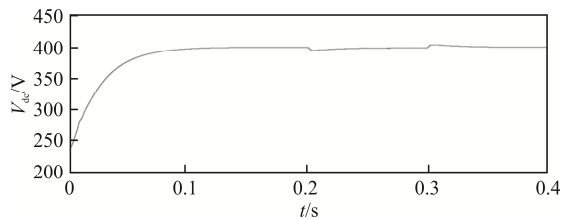


图 16 给定 400 V 时突加载、突卸载波形

Fig. 16 Waveform under sudden loading and unloading at given 400 V

图 17 中整流运行在 0.15 s 时在直流输出侧接入 440 V 直流电源, 工作状态由整流状态切换到逆变状态; 图 18 中逆变运行在 0.15 s 时断开 440 V 直流源, 逆变状态切换到整流状态。

3.2 并网逆变及整流实验

在 5 kW 样机上进行试验, 实验结果如图 19~图 22 所示, 图中 v_{ac} 为网侧电压。H4 桥整流运行波形如图 19 所示, 逆变运行波形如图 20 所示, 由整

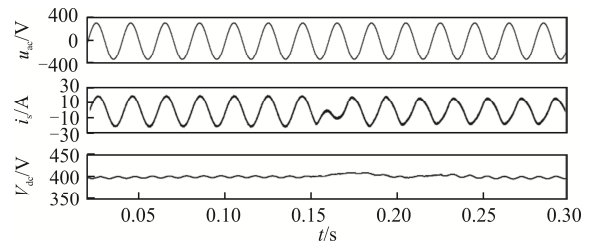


图 17 双向 H4 桥变换器整流切逆变仿真结果

Fig. 17 Simulation results of bidirectional H4 bridge converter when rectification mode is switched to inverter mode

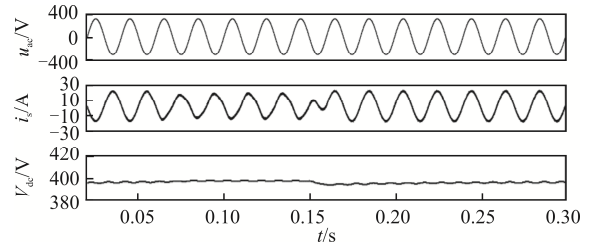


图 18 双向 H4 桥变换器逆变切整流仿真结果

Fig. 18 Simulation results of bidirectional H4 bridge converter when inverter mode is switched to rectification mode

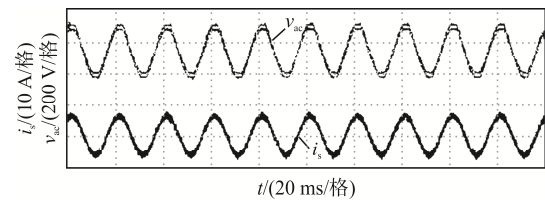


图 19 整流运行

Fig. 19 Operation in rectification mode

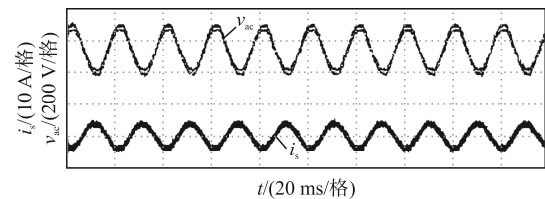


图 20 逆变运行

Fig. 20 Operation in inverter mode

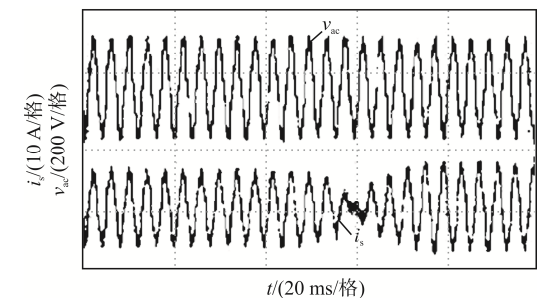


图 21 H4 桥由整流向逆变工况切换的实验波形

Fig. 21 Experimental waveforms of H4 bridge converter when rectification mode is switched to inverter mode

流向逆变工况切换波形如图 21 所示, 逆变向整流工况切换波形如图 22 所示。通过统一的电压调节器实现了双向 H4 桥变换器的整流运行模式与逆变运行模式的平滑切换, 实现了电网与直流侧之间能量双向流动。

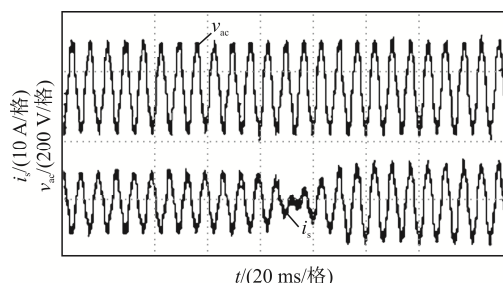


图 22 H4 桥由逆变向整流工况切换的实验波形

Fig. 22 Experimental waveforms of H4 bridge converter when inverter mode is switched to rectification mode

4 结语

本文研究了单相光伏储能逆变器中双向 H4 桥变换器的控制参数整定方法。在整流运行模式下设计了双向 H4 桥变换器的双闭环控制参数, 验证了整流运行模式下的控制参数同样适用于逆变运行模式, 从而提出了单相光伏储能逆变器中双向 H4 桥变换器的统一控制方法, 实现了双向 H4 桥变换器整流和逆变状态之间的无缝切换, 避免了过大的振荡延时。本文所研究的控制方法适用于光伏储能逆变器中双向 AC-DC 电路的控制, 具有很好的实际应用前景。

参考文献:

- [1] 洪宇, 袁小明, 龚轩. 锁相同步并网变换器电流控制内电势幅值/频率形成机制分析[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 112-120.
Hong Yu, Yuan Xiaoming, Gong Xuan. Analysis of formation mechanism of internal voltage amplitude/frequency in current control of phase-locked synchronous grid-connected converter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 112-120. (in Chinese)
- [2] 李晖, 刘栋, 姚丹阳. 面向碳达峰碳中和目标的我国电力系统发展研判[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(18): 6245-6258.
- [3] Li Hui, Liu Dong, Yao Danyang. Analysis and reflection on the development of power system towards the goal of carbon emission peak and carbon neutrality [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(18): 6245-6258. (in Chinese)
- [4] Behera M P, Ray P K, Beng G H. Single-phase grid-tied photovoltaic inverter to control active and reactive power with battery energy storage device [C]// 2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON). Singapore, 2016: 1900-1904.
- [5] 张犁, 吴田进, 冯兰兰, 等. 模块化双向 AC-DC 变换器并联系统无缝切换控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(6): 90-96.
Zhang Li, Wu Tianjin, Feng Lanlan, et al. Seamless switching control for modular bi-directional AC-DC converter parallel systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(6): 90-96. (in Chinese)
- [6] 姚知远. 基于变参数准 PR 控制的单相变频逆变器控制方法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2020.
Yao Zhiyuan. Research on single-phase frequency-variable inverter control method based on variable parameter quasi-PR control [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2020. (in Chinese)
- [7] Dragičević T, Zheng Changming, Rodríguez J, et al. Robust quasi-predictive control of LCL-filtered grid converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 1934-1946.
- [8] 周星诚, 方宇, 顾越铠, 等. 单相光伏储能逆变器中 H6 桥电路及控制研究[J]. 电力电子技术, 2020, 54(3): 71-74.
Zhou Xingcheng, Fang Yu, Gu Yuekai, et al. Study of operating principle and control method of H6-bridge based on single phase photovoltaic energy storage inverter [J]. Power Electronics, 2020, 54(3): 71-74. (in Chinese)
- [9] Chen Jie, Li Jun, Qiu Ruichang, et al. Control strategy of three-phase inverter with isolation transformer [J]. Energies, 2019, 12(20): 4005.
- [10] Xu Shuang, Cao Bo, Chang Liuchen, et al. Pulse energy modulation for a single-phase bridge inverter with active power decoupling capability [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(2): 2014-2026.

- [10] 顾长彬, 王琛琛, 王堃, 等. 单相 PWM 整流器虚拟矢量控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(zk1): 202-211. Gu Changbin, Wang Chenchen, Wang Kun, et al. Analysis on virtual vector control schemes for single-phase PWM converter based on orthogonal signals generators [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(zk1): 202-211. (in Chinese)
- [11] 经雯荔, 管乐诗, 王懿杰, 等. 高频 AC-DC 变换器优化控制策略研究[J]. 电源学报, 2020, 18(5): 60-71. Jing Wenli, Guan Yueshi, Wang Yijie, et al. Research on optimal control strategy for high-frequency AC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(5): 60-71. (in Chinese)
- [12] 葛亚华. 带驱动器负载可逆三相 PWM 变换器的研究[D]. 扬州: 扬州大学, 2020. Ge Yahua. Research on reversible three-phase PWM converter with driver load [D]. Yangzhou: Yangzhou University, 2020. (in Chinese)
- [13] Liu Junfeng, Li Xuesheng, Yu Zehui, et al. A phase angle self-synchronization topology for parallel operations of multi-inverters in high frequency AC distribution [J]. Electric Power Components and Systems, 2018, 46(14-15): 1607-1620.
- [14] Liu Chuang, Guo Dongbo, Shan Renzhong, et al. Novel bipolar-type direct AC-AC converter topology based on non-differential AC choppers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 9585-9599.
- [15] Taghvaie A, Adabi J, Rezanejad M. A self-balanced step-up multilevel inverter based on switched-capacitor structure [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(1): 199-209.
- [16] 李苏丹, 曾成碧, 苗虹, 等. 适用于弱电网的三相并网逆变器锁相环设计[J]. 电源学报, 2023, 21(3): 27-35. Li Sudan, Zeng Chengbi, Miao Hong, et al. Phase-locked loop design of three-phase grid-connected inverter for weak grid [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(3): 27-35. (in Chinese)



鞠禹堰

作者简介:

鞠禹堰(1995—), 女, 中国电源学会学生会员, 硕士研究生。研究方向: 光伏储能变换器及其控制。E-mail: 1913320211@qq.com。

方宇(1972—), 男, 中国电源学会会员, 通信作者, 博士, 教授。研究方向: 电力电子与电力传动。E-mail: yfang@yzu.edu.cn。

汤伟(1996—), 男, 硕士研究生。研究方向: 电力电子与新能源技术。E-mail: 3172025904@qq.com。

王笑飞(1999—), 男, 硕士研究生。研究方向: 光伏储能变换器及其控制。E-mail: 1049078652@qq.com。

张犁(1985—), 男, 博士, 教授。研究方向: 新能源并网装备拓扑与控制技术。E-mail: zhanglinuaa@hhu.edu.cn。

(责任编辑: 郭凯凯)