

DOI: 10.7667/PSPC150731

小功率光伏并网逆变器控制策略的研究

易映萍¹, 罗海¹, 胡四全²

(1. 上海理工大学, 上海 200093; 2. 许继柔性输电系统公司, 河南 许昌 461000)

摘要: 为减少开关频率引起的电流谐波和实现电气隔离, 采用带 T 型滤波器和工频隔离变压器的并网逆变器拓扑。针对传统电流 SPWM 控制响应速度慢和单纯采用电流 PI 控制不能消除电网扰动对并网电流影响的缺点, 提出了电流 PI 和电网电压前馈相结合的 SPWM 电流瞬时值跟踪控制。通过对光伏并网逆变器控制原理的理论分析, 设计了并网逆变器控制模型, 并推导出各个控制环节的传递函数模型, 最后进行了电流环 PI 调节器的设计。通过对 Matlab 仿真结果分析, 表明该种控制策略是可行的。

关键词: T 型滤波器; 工频隔离变压器; 电流 PI; 电压前馈; SPWM 电流瞬时值跟踪控制; Matlab

Study on control scheme based on low-power photovoltaic grid-connected inverter

YI Yingping¹, LUO Hai¹, HU Siqian²

(1. University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China;

2. Xuji Flexible Transmission System Corporation, Xuchang 461000, China)

Abstract: In order to reduce line-side current harmonic caused by switching frequency and achieve electrical isolation, a grid-connected inverter with a T filter and an isolation transformer is used. To make up for the shortcomings of independent PI control of current and low response rate of traditional current-SPWM control, the method of current-SPWM control of tracking current momentary value with PI control of current and voltage feed-forward is presented. With the analysis of control principle of grid-connected inverter, control model of the grid-connected inverter is designed, transfer functions of every control link are derived and PI parameters are designed. At last, the Matlab simulation results show that the control strategy is feasible.

This work is supported by National High-tech R & D Program of China (863 Program) (No. 2012AA050206).

Key words: T filter; isolation transformer; PI control of current; voltage feed-forward; current-SPWM control; Matlab

0 引言

作为光伏阵列和电网接口的主要设备, 光伏并网逆变器的控制技术也成为研究的热点之一^[1]。为了使光伏阵列产生的电最大限度地馈入电网, 并且使得系统运行稳定、可靠, 本文对单相光伏并网逆变器的控制策略进行了深入的研究。

对于光伏逆变器的拓扑结构, 工频变压器隔离型克服了无变压器型没有电气隔离的缺点, 相对于高频变压器隔离型设计与制作简单, 并且工频变压器产品相对成熟^[2]。为了尽可能减少开关频率引起

的电流谐波, 采用 T 型滤波器对逆变器输出的电流进行滤波^[3-4]。鉴于此, 本文采用的是带工频隔离变压器和 T 型滤波器的两级式并网逆变器拓扑结构, 并采用以电压源输入的方式。采用该拓扑结构在控制、节能和成本上具有一定的优势。

对于电压源电流控制方式目前分为电流瞬时值反馈滞环控制、重复控制、无差拍控制、电流 SPWM 控制。电流瞬时值反馈滞环控制的功率管开关频率不恒定, 谐波频率也是发生变化的, 这样就增加了输出滤波器的设计难度^[5-6]。重复控制可以有效地抑制逆变器输出电压中的重复性扰动, 但是对外部突然的干扰起不了作用^[7]。无差拍控制的控制要求高, 它要求占空比必须当前拍计算并且当前拍输出, 否则会影响系统的特性, 甚至破坏系统的稳定性^[8]。

基金项目: 国家高技术研究发展计划 (863 计划) 资助项目 (2012AA050206)

电流 SPWM 控制虽然电流响应速度慢, 但实现简单、可靠^[9]。为了使整个系统可靠易控制和提高电流响应速度, 本文在采用电流 SPWM 控制基础上, 采用 SPWM 电流瞬时值跟踪控制技术。

一般光伏并网逆变器输出的并网电流波形严重畸变, 是由一些非线性因素造成的, 其中电网电压的周期性扰动便是一个重要因素^[10]。传统的单纯采用电流 PI 控制不能削弱电网电压的周期性扰动造成的并网电流畸变, 本文引入电网电压前馈控制, 并和电流 PI 控制相结合便能解决该问题。

本文通过对并网逆变器控制原理的分析, 搭建控制模型, 并且详细地分析了电流受控点的选择和加入电网电压前馈环节对并网电流的影响。最后通过 Matlab 仿真验证了该控制策略的可行性。

1 单相光伏并网系统的拓扑结构

本文所采用的电压源输入、带工频隔离变压器和 T 型滤波器的两级式光伏并网逆变器拓扑结构图如图 1 所示。

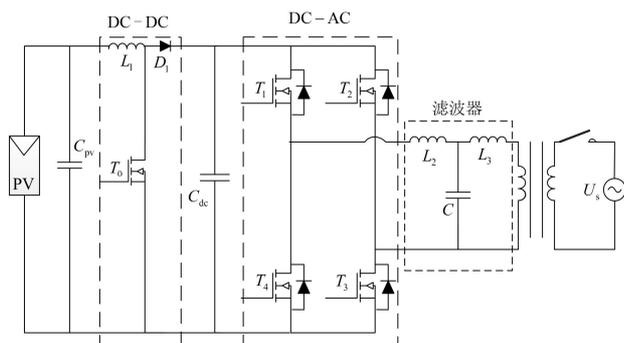


图 1 光伏并网逆变器的主拓扑结构

Fig. 1 Main topologies of photovoltaic grid-connected inverter

图 1 中, 前级 DC-DC 电路是一个 Boost 电路, 其功能是将太阳能电池输出的直流电压升压, 得到后级逆变器的直流侧的输入电压 400V。对于后级 DC-AC 并网逆变器来说, 采用全桥逆变拓扑, 交流侧经过 T 型滤波器滤波和工频隔离变压器(1:1)流入电网。其中 T 型滤波器由滤波电感 L_2 、 L_3 和滤波电容 C 构成, U_s 表示电网电压。

2 控制模型的设计

2.1 并网逆变器控制原理的分析

典型的并网控制原理是通过控制逆变器输出电流矢量的控制来实现并网控制以及网侧有功、无功的控制。并网逆变器交流侧相关稳态矢量的关系如图 2 所示。

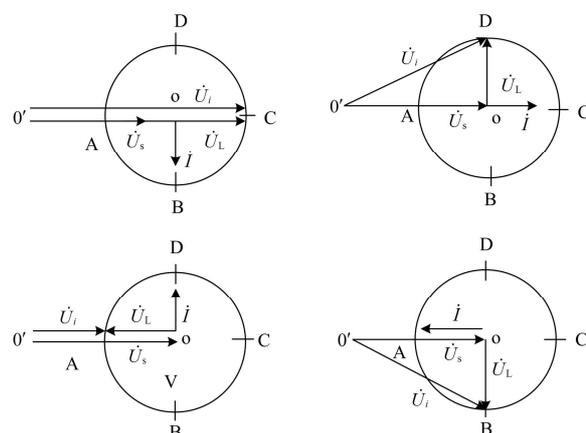


图 2 逆变器交流侧相关稳态矢量的关系

Fig. 2 Relationships between the steady vectors on AC side of the inverter

图 2 中, \dot{U}_s 表示交流电网电动势矢量, \dot{U}_i 表示逆变器交流侧电压矢量, \dot{U}_L 表示逆变器交流侧两电感电压矢量和, \dot{i} 表示输出电流矢量。工频隔离变压器是 1:1 的, 再由变压器的输入功率与输出功率相等的原则可以得到该变压器两端电压相等、并网电流 i_s 和流过 L_3 的电流 i_{L3} 相等。滤波电容的设计是对输出逆变器高频谐波的抑制, 则滤波电容的设计基本很小, 可以忽略流过电容的电流(所以上面的电流 \dot{i} 看成流过电感 L_2 的电流矢量), 同时忽略逆变器交流侧电感的等效电阻, 则有:

$$\dot{U}_i = \dot{U}_s + \dot{U}_L \quad (1)$$

$$\dot{U}_L = j\omega L \dot{i} \quad (2)$$

并网逆变器的并网控制的原理是: 根据并网控制给定的电网电压矢量、输出电流矢量来计算出所需要的输出电流矢量 \dot{i} , 然后结合式(1)、式(2), 得出并网逆变器交流侧所需要的电压矢量 \dot{U}_i 计算公式:

$$\dot{U}_i = \dot{U}_s + j\omega L \dot{i} \quad (3)$$

得到的 \dot{U}_i 信号与三角波比较得 SPWM 波, 用以驱动并网逆变器的开关管, 这样便实现逆变器的并网控制。

2.2 光伏并网逆变器的控制系统设计

根据逆变器并网控制原理的分析, 搭建光伏并网逆变器的控制框图如图 3 所示。

整个逆变器系统要实现直流母线稳压、锁相和并网电流的控制。电压环是将直流母线电压参考值 U_{dref} 和直流母线电压 U_d 的误差做电压环 PI, 电压环 PI 输出量作为并网电流参考值幅值 I_{ref} , 其作用是实现直流母线稳压。电流环将 I_{ref} 与正弦信号 $\sin(\omega t)$ 的乘积做为电流参考信号 i_{ref} (该正弦信号经

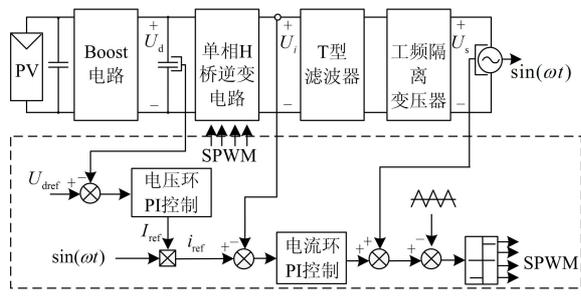


图3 光伏并网逆变器的控制框图

Fig. 3 Control block diagram of photovoltaic grid-connected inverter

过数字锁相环得到), 以保证并网电流与电网电压同频同相, 电流参考信号与电流采样值做差, 误差信号经过电流环 PI。电流环 PI 输出量与并网电压之和通过与三角波比较, 经过 PWM 发生器输出 SPWM, 驱动 H 逆变桥, 实现并网电流控制。

2.3 光伏并网逆变器控制系统的分析

为达到控制系统的目标, 在此选择 SPWM 电流瞬时值跟踪控制技术对并网电流进行控制, 该控制方式的动态结构图如图 4 所示。图 4 中 i_{ref} 是电流给定信号, i 是电流反馈点电流, U_s 为电网电压, β 为采样电路的比例系数, $G_{IC}(s)$ 是 PI 调节环节, $G_{INV}(s)$ 是逆变环节, $G_T(s)$ 是滤波环节, $G_n(s)$ 是电网电压前馈环节。

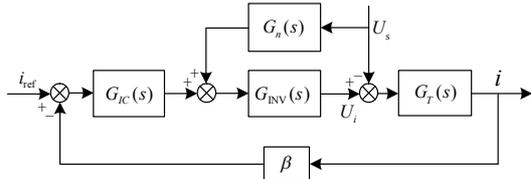


图4 SPWM 电流瞬时值跟踪控制系统框图

Fig. 4 Control block diagram of current-SPWM control of tracking current momentary value

2.3.1 PI 调节环节

其中 PI 调节环节的传递函数如式(4)所示, 其中 T_i 表示积分时间。

$$G_{IC}(s) = K_{pi} \cdot \frac{T_i s + 1}{T_i s} \quad (4)$$

2.3.2 逆变环节

本系统中 SPWM 的调制方式采用的是单极性调制方式。因此, 从调制器输入到逆变器输出的传递函数可表示为式(5)。当 SPWM 调制环节的控制信号发生变化时, 逆变器输出端口电压要到下个周期才能发生变化。因此, PWM 控制与逆变器可看成是一个滞后环节, 最大的时延是一个开关周期。

综合以上两方面可将逆变环节传递函数写成式(6)。

$$K_{PWM} = \frac{U_i(s)}{U_{sin}(s)} = \frac{U_d}{U_{tri}} \quad (5)$$

$$G_{INV}(s) = K_{PWM} \cdot e^{-T_s s} \quad (6)$$

式中: $U_{sin}(s)$ 为正弦波调制信号; U_{tri} 为三角波载波信号; K_{PWM} 为调制器输入到逆变器输出的传递函数。将 $G_{INV}(s)$ 按泰勒级数展开并忽略高次项可得全桥逆变环节的传递函数的简化式为

$$G_{INV}(s) = \frac{K_{PWM}}{1 + T_s s + \frac{T_s^2 s^2}{2!} + \frac{T_s^3 s^3}{3!} + \dots} \approx \frac{K_{PWM}}{1 + T_s s} \quad (7)$$

2.3.3 滤波环节以及反馈点的选择

由于 $i_s = i_{L3}$, 可以选择 i_{L3} 作为电网电流的反馈。T 型滤波器的传递函数为

$$\frac{I_{L3}(s)}{U_i(s)} = \frac{1 + RCs}{L_2 L_3 C s^3 + (L_2 + L_3) RC s^2 + (L_2 + L_3) s} \quad (8)$$

式(8)中的 R 为 T 型滤波器中 C 串联的电阻, 从该式中可以看出整个受控对象为三阶系统, 控制带宽会受到很大限制^[11]。又由于逆变器输出侧电流 i_{L2} 与 T 型滤波器输出侧电流 i_{L3} 均可控^[12], 因此本文电流反馈点设在逆变器输出侧, 如图 3 所示, 此时得到 T 型滤波器输出侧电流对逆变器输出侧电流的传递函数为

$$\frac{I_{L3}(s)}{I_{L2}(s)} = \frac{1 + RCs}{L_3 C s^2 + RCs + 1} \quad (9)$$

将电路参数 $L_2=5.5 \text{ mH}$, $L_3=2 \text{ mH}$, $C=2 \mu\text{F}$, $R=5 \Omega$ 带入式(9)中, 并用 Matlab 仿真得到 i_{L3} 相对 i_{L2} 的伯德图如图 5, 从该图中可以看出在低频段 i_{L3} 与 i_{L2} 在相位、幅值几乎一致, 因此受控点选在逆变器输出侧是可行的。

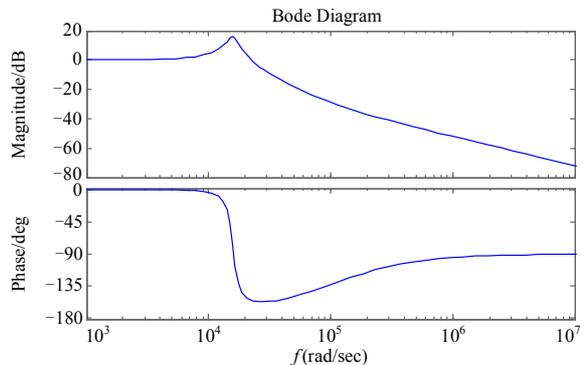


图5 i_{L3} 对 i_{L2} 的伯德图

Fig. 5 Bode diagram of i_{L3} to i_{L2}

所以联合式(8)、式(9)可得本系统逆变器输出电流对逆变器输出端电压的传递函数, 即本设计中滤波环节的传递函数为

$$G_T(s) = \frac{I_{L2}(s)}{U_i(s)} = \frac{L_3Cs^2 + RCs + 1}{L_2L_3Cs^3 + (L_2 + L_3)RCs^2 + (L_2 + L_3)s} \quad (10)$$

2.3.4 电网电压前馈环节及与不加时候的对比

在并网逆变器控制系统中, 电网电压对并网电流造成的误差可以表示为式(11)。

$$I_g(s) = U_s(s) \cdot \frac{G_T(s)}{1 + G_{IO}(s)} \quad (11)$$

其中的 $G_{IO}(s)$ 表示并网电流的开环传递函数, $G_{IO}(s) = G_{IC}(s) \cdot G_{INV}(s) \cdot G_T(s)$ 。通过式 (11)可以看出没有加电压前馈控制的时候, 电压扰动对并网电流造成的误差不能达到 0。

加上电网电压的前馈控制环节后, 电压扰动对并网电流造成的误差表示为

$$I'_g(s) = U_s(s) \cdot \frac{G_T(s)[1 + G_n(s) \cdot G_{INV}(s)]}{1 + G_n(s)} \quad (12)$$

其中 $G_n(s)$ 是加电压前馈补偿的系统开环传递函数, 文献[10]描述了加上该电压前馈环节, 可以使得电网电压扰动对并网电流无影响, 即 $I'_g(s) = 0$, 则 $G_n(s) = -1/G_{INV}(s)$ 。

2.4 电流环 PI 调节器的设计

由上面的分析可知系统在不加 PI 环节的情况下的开环传递函数为

$$G(s) = \frac{L_3Cs^2 + RCs + 1}{L_2L_3Cs^3 + (L_2 + L_3)RCs^2 + (L_2 + L_3)s} \cdot \frac{K_{PWM}}{1 + T_s s} \quad (13)$$

为了使电流跟踪速度快, 需要较高的带宽, 通常 PWM 变换器的最大宽度为开关频率 f_s 的一半, 这是因为 PWM 环节具有采样保持效应, 可以认为该环节以开关频率 f_s 进行环路信号采样。但实际上为了对开关频率的噪声有足够的衰减, 一般将带宽设在 $(1/10 \sim 1/6)f_s$ 处^[13], 本文系统开关频率 $f_s = 20 \text{ kHz}$, 电流环带宽设在 $0.1f_s$ 处, 即 2 kHz 处。

由于式(13)中双零点和双极点的位置很接近, 故可认为两者可以对消, 而在截止频率 $\omega_c = 12566 \text{ rad/s}$ 处式(13)的增益为 1, 由此可得:

$$K_{pi} = \frac{\omega_c^2 \cdot T_i \cdot (L_2 + L_3)}{K_{PWM}} \cdot \sqrt{\frac{1 + (T_s \omega_c)^2}{1 + (T_i \omega_c)^2}} \quad (14)$$

取积分时间常数 $T_i = 0.01 \text{ s}$, $T_s = 1/f_s$, $K_{PWM} = 40$, 以及上面提到的电路参数 L_2 、 L_3 带入式 (14) 得到 $K_{pi} = 2.78$ 。则电流内环的 PI 调节器可设置为

$$G_{IC}(s) = K_{pi} \frac{T_i s + 1}{T_i s} = \frac{2.78s + 278}{s} \quad (15)$$

于是得到 $K_p = 2.78$, $K_i = 278$ 。

3 仿真结果

根据并网要求和 1 kW 额定输出功率的单相两级式的光伏逆变器技术指标, 计算和设定相关仿真参数: 后级逆变器直流侧输入电压 $U_d = 400 \text{ V}$; 文献[4]提供了 T 型滤波器相关参数的计算, 算出 T 型滤波器中 $L_2 = 5.5 \text{ mH}$ 、 $L_3 = 2 \text{ mH}$ 、 $C = 2 \mu\text{F}$ 、 $R = 5 \Omega$; 变压器变比 1:1; 电网电压有效值 220 V AC 50 Hz ; 三角载波频率 $f_s = 20 \text{ kHz}$; 电流环 PI 控制参数 $K_p = 2.78$, $K_i = 278$; 鉴于本文只对逆变器输出端并网控制技术的研究, 不做直流母线稳压, 所以不做电压外环, 只需要设定电流参考信号幅值 I_{ref} , 当设定 $I_{ref} = 6.427 \text{ A}$ 时就可以满足额定需求。

最后根据上述方案和仿真参数在 Matlab 的 Simulink 环境下搭建仿真模型。在额定工作状态下, 得到的电网电压 U_s 波形和并网电流 I_s 波形如图 6 所示。此时, 取并网电流 0.2 s 开始的 5 个周期的波形进行谐波分析, 分析结果如图 7 所示。

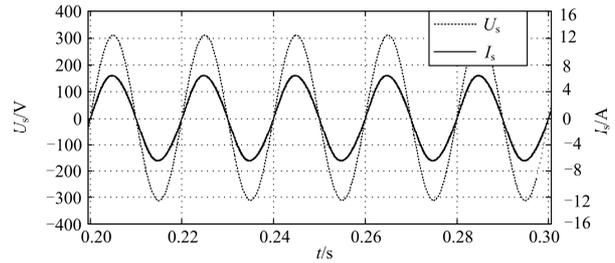


图 6 电网电压和并网电流的仿真波形

Fig. 6 Simulation result of grid current and grid voltage

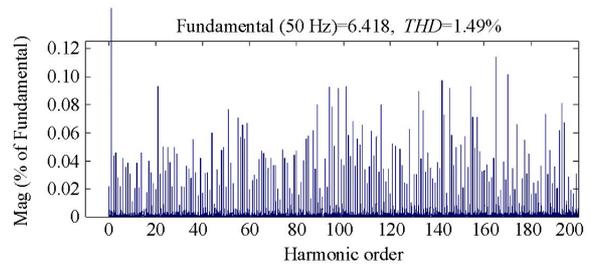


图 7 并网电流谐波分析

Fig. 7 Harmonic analysis of grid current

由图 6、图 7 可见, 引入电网电压前馈, 并和电流 PI 相结合, 采用 SPWM 瞬时值跟踪控制, 可以得到较高正弦度的并网电流波形, 而且也能很好地做到电网电压和并网电流同频同相; 另外对并网电流谐波也有很好的抑制作用, 从图 7 中可以看出并网电流的 $THD = 1.49\%$, 质量较好, 满足并网要求。

4 结语

本文基于带 T 型滤波器和工频隔离变压器的并网逆变器拓扑, 采用电流 PI 控制和电网电压前馈控制相结合的 SPWM 电流瞬时值跟踪控制策略。仿真结果表明该控制策略能有效地减少并网电流谐波、实现高功率因数并网。

参考文献

- [1] 杨秋霞, 刘大鹏, 王海臣, 等. 光伏并网发电与电能质量调节统一控制系统[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(5): 69-74.
YANG Qiuxia, LIU Dapeng, WANG Haichen, et al. A combined control approach for grid-connected photovoltaic and power quality regulatory systems[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(5): 69-74.
- [2] 王翔, 郝瑞祥, 王剑. 变压器直流偏磁对光伏并网逆变器的影响及抑制方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 237-244.
WANG Xiang, HAO Ruixiang, WANG Jian. Research on the impact of transformer DC bias on PV grid-connected inverter and restraining method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(12): 237-244.
- [3] 刁倩, 陆康. 差模有源阻尼在 PWM 变流器中的应用分析[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(9): 108-114.
DIAO Qian, LU Kang. Analysis of differential mode active damping application in PWM converter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(9): 108-114.
- [4] 易映萍, 刘刚, 胡四全. 20 kW 三电平并网变流器主电路参数的设计[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 193-195, 200.
YI Yingping, LIU Gang, HU Siquan. Design of main circuit parameters for 20 kW three-level grid-connected converter[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(20): 193-195, 200.
- [5] 孙元岗, 李宏, 石文龙. 基于模糊滞环空间矢量的变换器控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(8): 69-73.
SUN Yuangang, LI Hong, SHI Wenlong. Fuzzy hysteresis space vector based control scheme for converters[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(8): 69-73.
- [6] 刘全伟, 邓焰, 胡义华, 等. 基于电流预测和虚拟过采样的数字滞环控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(10): 127-133.
LIU Quanwei, DENG Yan, HU Yihua, et al. Current prediction and virtual over-sampling based digital hysteresis control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(10): 127-133.
- [7] 贾要勤, 朱明琳, 凤勇. 基于单状态反馈的单相电压型逆变器重复控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 57-63.
JIA Yaoqin, ZHU Minglin, FENG Yong. State feedback based repetitive control for single-phase inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 57-63.
- [8] 刘胜荣, 杨苹, 肖莹, 等. 两级式光伏并网逆变器的无差拍控制算法的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(8): 26-29.
LIU Shengrong, YANG Ping, XIAO Ying, et al. Algorithm research of deadbeat control for double-stage photovoltaic grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(8): 26-29.
- [9] 孙继键, 肖岚. 基于单极性 SPWM 控制的并网逆变器的研究[J]. 电力电子技术, 2011, 45(1): 71-73.
SUN Jijian, XIAO Lan. Research on grid-connected inverter based on unipolar SPWM control[J]. Power Electronics, 2011, 45(1): 71-73.
- [10] 张彦, 赵义术, 余蜜, 等. 光伏并网逆变器电流控制技术的研究[J]. 电力电子技术, 2009, 43(5): 29-31.
ZHANG Yan, ZHAO Yishu, YU Mi, et al. Research on current control of photovoltaic grid-connected inverter[J]. Power Electronics, 2009, 43(5): 29-31.
- [11] 张东江, 仇志凌, 陈天锦, 等. 一种基于相位滞后的并网变流器电流双环控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(8): 128-134.
ZHANG Dongjiang, QIU Zhiling, CHEN Tianjin, et al. A double loop current control approach based on phase lag for grid connected converter[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(8): 128-134.
- [12] 李泽斌, 罗安, 田园, 等. LCL 型光伏并网逆变器电流内环控制方法[J]. 电网技术, 2014, 38(10): 2772-2778.
LI Zebin, LUO An, TIAN Yuan, et al. Inner current loop control method for photovoltaic grid-connected inverter with LCL filter[J]. Power System Technology, 2014, 38(10): 2772-2778.
- [13] 易映萍, 芦开平, 王林. 基于 LCL 滤波器的光伏并网逆变器控制策略[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(12): 54-58.
YI Yingping, LU Kaiping, WANG Lin. Control strategy of LCL-filter-based inverter for photovoltaic grid connection [J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(12): 54-58.

收稿日期: 2015-05-04; 修回日期: 2015-06-17

作者简介:

易映萍(1967-), 女, 硕士, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为电力电子与电力传动;

罗海(1990-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动. E-mail: math_nice@163.com

胡四全(1976-), 男, 本科, 高级工程师, 研究方向为直流输电系统控制。

(编辑 张爱琴)