

基于STM32F407的单相光伏并网逆变器研究

宋冠蕾

(中国中车股份有限公司, 北京 100078)

摘要: 逆变器是光伏并网发电系统的核心设备。其主要拓扑结构可以分为单级式和两级式, 一种好的拓扑结构是保证逆变器稳定、高效率和高安全性工作的基础。采用两级式结构, 前级采用单重Boost进行升压和最大功率获取, 后级采用典型的单相全桥逆变, 经过LCL滤波器并入电网, 单相两级式光伏并网逆变系统具有最大功率点跟踪控制和逆变并网控制相互独立、互不干扰和效率高等优点。锁相采用一种新型的单相锁相环。通过理论分析确立了系统的控制规律, 仿真及实验结果证明了该方案的有效性。控制芯片采用STM32F407, 该芯片具有运算速率高、使用方便等优点。

关键词: 并网; 逆变器; 单相锁相环; LCL滤波器

Research of single-phase grid-connected photovoltaic inverter based on the STM32F407

SONG Guanlei

(CRRC Corporation Limited, Beijing 100078, China)

Abstract: Inverter is the core of grid-connected photovoltaic system. The main topology structure can be divided into single stage and two stage. A good topology is the basis of stability, high efficiency, high security to ensure the inverter to work. Researched the two-stage structure, the preceding stage use single Boost to obtain the maximum power and improve voltage, the backward stage adopt the typical single-phase full bridge inverter and then adopt LCL filter incorporated into the grid. The two-stage structure has the advantage of separate control and high efficiency. The maximum power point tracking and the control of the grid-connected are independent from each other which made the photovoltaic system more flexible and reliable. A new type of single phase locked loop is used. With theoretical analysis, the control method is established, results of simulation and experiment proved the effectiveness of the program. The control chip uses STM32F407, this chip has the advantages of high speed of operation and easy to use.

Key words: grid-connected; inverter; single phase locked loop; LCL filter

0 引言

随着能源日益枯竭, 太阳能作为一种清洁无污染的能源, 必将成为21世纪最重要的能源之一, 光伏发电技术在未来的发电系统中也将占据越来越重要的地位。常见的光伏发电系

统有独立型和并网型两种形式, 其中独立型的光伏发电系统主要用于偏远地区。随着人们研究的深入, 并网型光伏发电技术正日渐成熟, 小功率型光伏模块逐渐走入每个家庭, 相对于独立运行的光伏发电系统, 成本可以降低, 具

有广阔的应用前景^[1]。并网逆变器是光伏并网发电系统中的关键设备,如何有效地控制其输出电流,在其满足与电网电压同频同相的前提下,又能尽量减少并网电流对电网的谐波污染是新能源并网发电运行中的关键点和需要解决的问题。本文采用两级式结构,前级实现最大功率获取,后级实现单相逆变。对于后级的滤波环节,采用LCL滤波器^[2]对并网系统的控制策略进行研究,并通过仿真及实验进行验证。

1 单相光伏并网逆变系统设计

1.1 并网系统结构

本文研究的3 kW单相光伏并网逆变器的总体拓扑结构如图1所示。它由前级Boost直流升压电路和后级逆变电路组成。控制芯片采用STM32F407。前级Boost直流升压电路实现升压和MPPT控制,后级逆变电路实现并网控制。

该两级式光伏逆变系统的显著优点是可

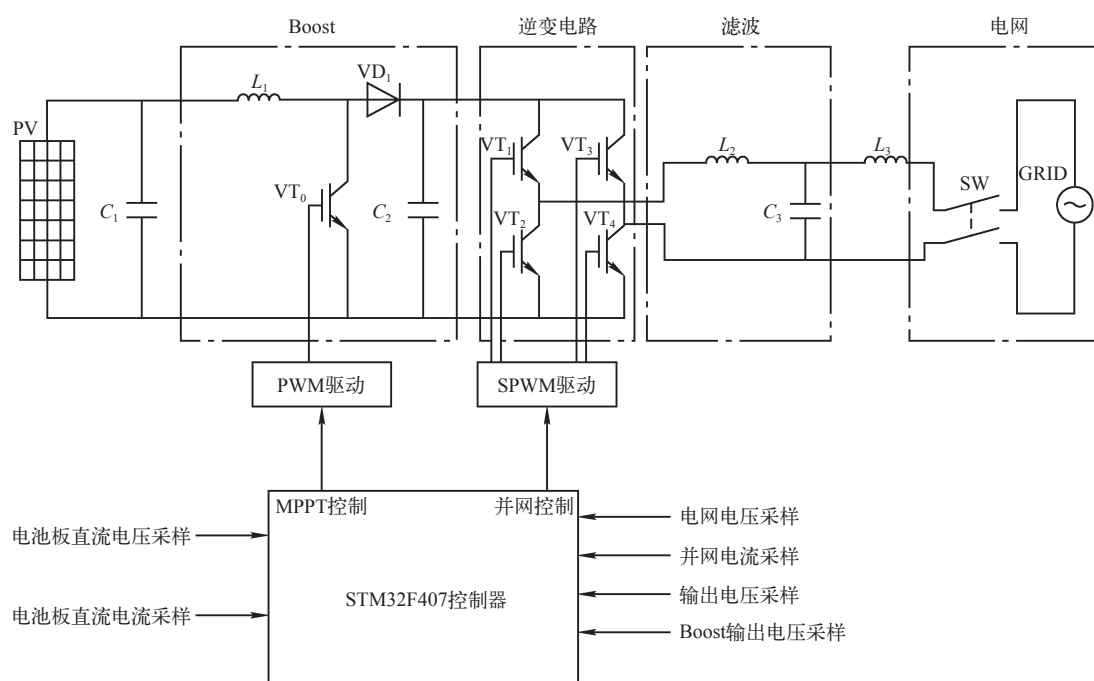


图1 两级式光伏并网逆变器系统

Fig. 1 The structure of two-stage photovoltaic system

实现灵活扩展,多组光伏阵列可通过各自的Boost电路和同一个逆变电路相连,各组光伏阵列可独立地进行MPPT控制,互不影响。由于只采用了两级变换,其效率较高。

1.2 系统主要参数计算

(1) 输入电感 L_1

对前级的Boost电路而言,当光伏电池板电压下降时,为了维持逆变部分的直流母线电压稳定,控制部分总是尽量增大 VT_0 管的占空比 D ,使电压增益变大以维持输出电压恒定。

但在考虑变换器的寄生电阻时,占空比 D 应有一个上限,当 D 超过该值时,输出电压不仅不增加,反而会减小,在实际应用中升压变换器的最大占空比 $D_{\max}$ 一般限制在0.88以内^[3]。同时,为了满足纹波要求, L_1 的计算公式为

$$L_1 \geq \frac{U_{PV} D}{f \Delta I} \quad (1)$$

式中, U_{PV} 为光伏阵列输出电压; f 为开关频率; ΔI 为设计纹波电流。

本设计中, U_{PV} 的范围为200~400 V, $f=15$ kHz, $\Delta I=4$ A。计算得 $L_1=2.93$ mH,

综合考虑取为3 mH。

(2) 直流输出电容 C_2

电容 C_2 上电流变化曲线如图2所示。

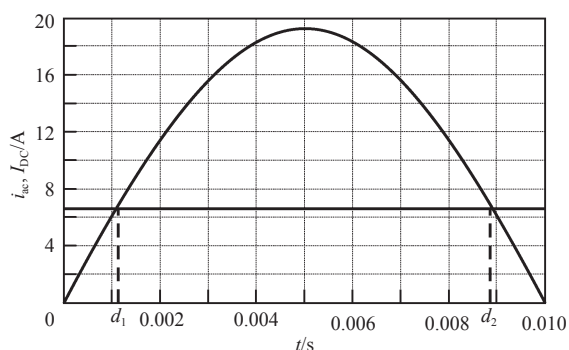


图2 电容 C_2 上电流变化曲线

Fig. 2 Current curves on the capacitor C_2

图2中, I_{DC} 为直流电流, 计算公式为

$$I_{DC} = \frac{P}{U_{DC}} = \frac{3 \text{ kW}}{450 \text{ V}} = 6.67 \text{ A} \quad (2)$$

交流电流 i_{ac} 的计算公式为

$$i_{ac(max)} = \sqrt{2} \times \frac{3 \text{ kW}}{220 \text{ V}} = 19.28 \text{ A} \quad (3)$$

根据电荷变化量 ΔQ , 得到电容 C_2 的计算公式为

$$C_2 \geq \frac{Q}{U} = \frac{\Delta Q}{3\% U_{DC}} = 4 \text{ 667 } \mu\text{F} \quad (4)$$

经计算, 其最大值约为13.6 A, T 为开关周期。经过计算得: $C_2 = 4 \text{ 700 } \mu\text{F} / 600 \text{ V}$ 。

(3) LCL滤波器参数

根据电路参数及电压电流纹波的大小可以得到相应的电感 L_2 、 L_3 及电容 C_3 的数值分别为2.5 mH、0.5 mH和3 μF ^[4]。

2 新型单相锁相环

2.1 新型单相锁相环原理

新型单相锁相环的结构框图如图3所示。

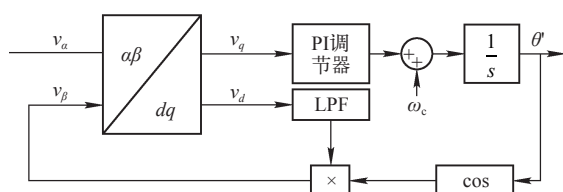


图3 单相锁相环结构框图

Fig. 3 The structure of single-phase phase-locked loop

由图3可知, V_a 为检测的电网电压; V_β 为虚拟的与电网电压正交的电压, 构成两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系, 然后再变换到两相旋转坐标系下得到电压 V_d 、 V_q , 之后就可以对 q 轴分量进行处理得到锁相的相角 θ ^[4]。其控制思想是控制 q 轴分量为0, 这样就可以实现 d 轴与电网电压同步旋转, 进而得到锁相角度。当锁相环进入稳态时, q 轴输出为零, d 轴输出为被锁电压幅值。与传统方法相比, 本方案通过模仿三相锁相的方法, 具有逻辑简单、锁相速度快、算法相对简单和锁相精准等优点。仿真验证了该方法的可靠性及实用性, 并应用到实际控制算法中。

2.2 新型单相锁相环仿真

仿真结构图如图4所示。

两相静止坐标系下的电压计算公式为

$$u_\alpha = u \sin \omega t \quad (5)$$

$$u_\beta = u \sin(\omega t - \pi / 2) \quad (6)$$

仿真中用到的坐标变换为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta & -\cos \theta \\ -\cos \theta & -\sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中, u_α 为电网电压; u_β 为虚拟正交量; $\omega = 2\pi f$, f 一般取50 Hz。

当系统达到稳态时, θ 角就是旋转坐标系的旋转角度, $u_d = u$ 为输入电压的幅值。

3 逆变并网控制

并网逆变器按照输出量不同可以分为输出电压控制和输出电流控制两种方式。本文中采用输出电流控制策略^[5]。与输出电压控制相比, 输出电流控制方式在系统并网时只需要保证输出电流与电网电压同频同相即可, 这大大降低了系统的控制难度。逆变并网控制框图如图5所示。

图5中, U_{dc}^* 为电压外环直流给定电压; U_{dc} 为逆变器输入侧直流电压反馈值; $G_v(s)$ 为电压环的PI调节器; PLL为锁相环获得的与电网电压同频同相的单位正弦信号; $G_i(s)$ 为电

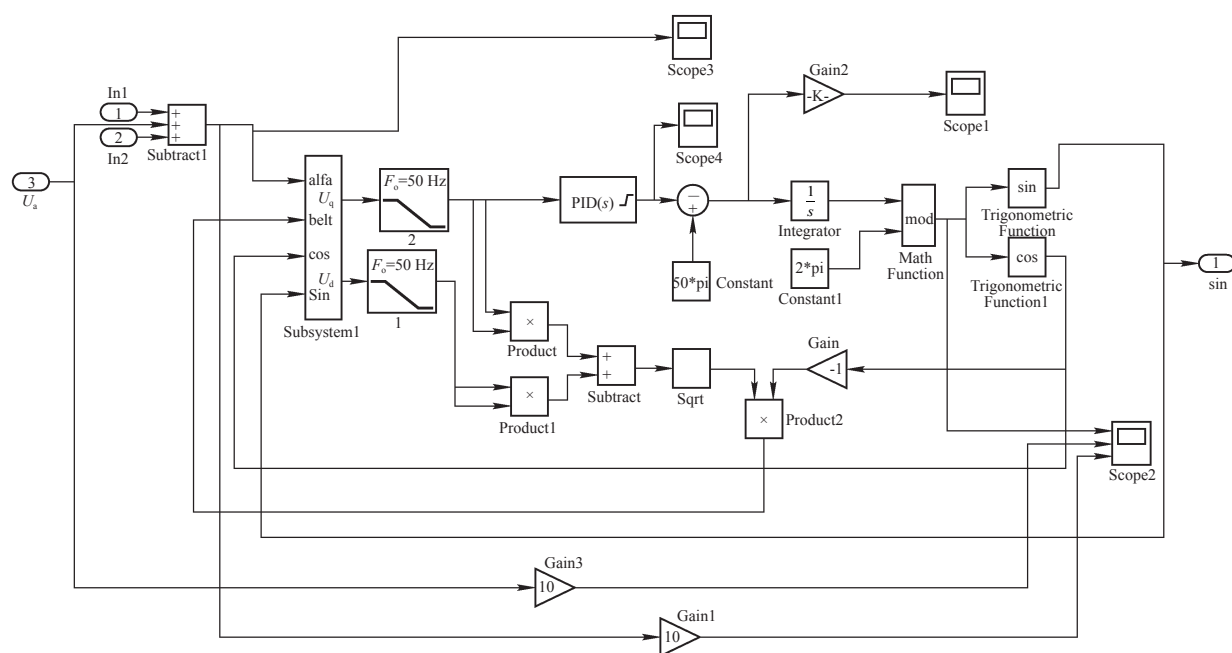


图4 新型单相锁相环仿真结构图

Fig. 4 The structure of the single-phase phase-locked loop

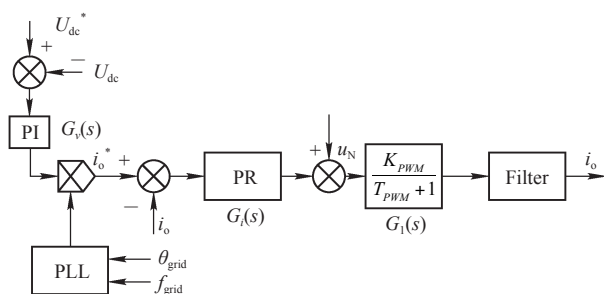


图5 逆变器并网控制框图

Fig. 5 Control block diagram of grid-connected inverter

流环的PR调节器； u_N 为电网电压； $G_i(s)$ 为逆变器传递函数。

3.1 电流内环设计

首先在不考虑电压外环的前提下，对电流内环进行设计，电流内环采用准PR控制器（见图5），其优点为在基频处增益较大，在其他频率处增益很小，与二阶带通滤波器的性质十分相似，其存在着一定的带宽，这样系统对于基频处小范围的频率变化就可以实现无静差地跟踪。准PR控制器的传递函数为

$$G'_{PR}(s) = k_p + \frac{2k_R \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (8)$$

由式（8）可以看出，准PR控制器有3个参数需要设计，分别是 k_p 、 k_R 和 ω_c 。其中 ω_0

为基频， $\omega_0 = 314 \text{ rad/s}$ ，在 $k_p = 0.1$ 、 $k_R = 5$ 和 $\omega_c = 10 \text{ rad/s}$ 时，准PR控制器的波特图如图6所示。

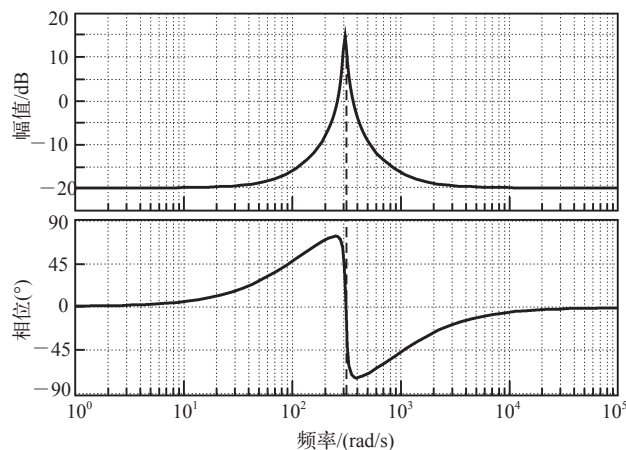


图6 准PR控制器的波特图

Fig. 6 The bode diagram of quasi PR controller

改变 k_p 、 k_R 和 ω_c 这3个参数。通过分析3个主要参数变化对准PR控制器幅频和相频的影响，可知参数 k_p 主要影响幅频特性的增益，若 k_p 值过大，则会使幅频特性的增益变大，对非基频位置也会有增益，这是不希望看到的。所以 k_p 不能过大，最后经过实验得到 $k_p = 0.1$ ； k_R 主要影响基频处的增益，为了保证在基频处增益大一些，可以把 k_R 的值设定得大一些，经过

实验得到 $k_R=6$ ； ω_c 值主要影响带宽，随着 ω_c 的增加，准PR控制器的带宽将逐渐增大，考虑到电网电压频率偏移及对非基频处的衰减作用， ω_c 的值既不能过小也不能太大，经过实验得到 $\omega_c=10$ 。

3.2 电压外环设计

闭环系统电压外环控制的主要作用是稳定逆变器的输入侧直流电压。首先，设定电压外环的给定直流电压，同时检测Boost升压变换电路的输出电压，并将两者进行比较^[6]。然后，将PI调节器调节后的输出量乘以单位同步锁相正弦信号作为内环的电流给定。整个电压外环控制是依靠逆变器输入侧电容 C_2 来完成的。其物理解释为：当检测电压低于给定电压时，系统对电容充电，表现为后级逆变环节的输出电流减小；当检测电压高于给定电压时，电容向外放电，表现为后级逆变环节的输出电流变大。

对于电压外环PI参数的设计，通过Matlab仿真软件进行仿真分析，通过仿真结果最终确定电压外环的PI参数为 $k_p=0.05$ ， $k_i=50$ 。

4 仿真及实验结果

4.1 仿真验证

(1) 新型单相锁相环仿真

新型单相锁相环仿真如图7所示。可以看出锁相环相位和电网相位重合，频率稳定在50 Hz。

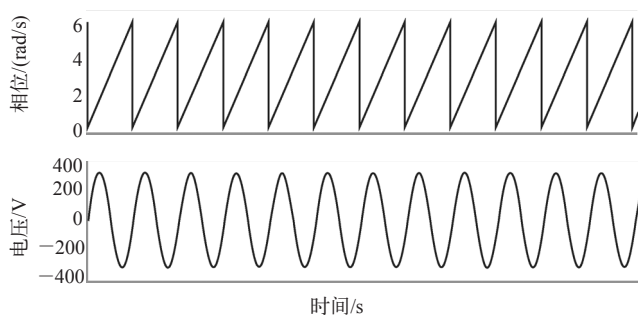


图7 新型单相锁相环仿真图

Fig. 7 The simulation diagram of the single-phase phase-locked loop

(2) 系统仿真

为了验证本文所设计的单相光伏并网系统的效果，在Matlab仿真环境下搭建了系统的仿真模型^[7]。电网电压 $u_N=220$ V， $U_{dc}^*=450$ V， $L_1=3$ mH， $C_2=4\ 700$ μ F， $L_2=2.5$ mH， $L_3=0.5$ mH， $C_3=3$ μ F。电流内环参数为： $k_p=0.1$ ， $k_R=6$ ， $\omega_c=10$ ；电压外环参数为： $K_p=0.05$ ， $K_i=50$ 。系统的并网仿真波形如图8所示。

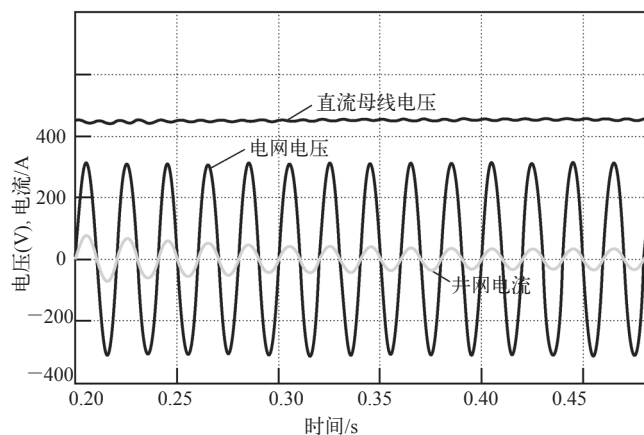


图8 系统的并网仿真波形图

Fig. 8 Simulation waveforms of grid-connected

图8中，逆变器的直流母线电压 U_{dc} 、电网电压 u_N 和并网电流 i_o 如图8中标记。从图8中可以看出 U_{dc} 在450 V附近波动， i_o 的峰值为15 A，整个过程中逆变器输出电流与电网电压达到了严格的同频同相。

4.2 实验验证

依照本文设计，搭建了单相光伏并网逆变器的实验样机。样机控制器采用意法半导体公司生产的STM32F407型ARM控制器，该控制器具有可靠性高、运算速度快和编程方便等优点。整个系统的参数依据文中的计算方法进行设计。锁相实验波形如图9所示。从图9中可以看出，锁相环锁出来的相位与电网电压完全一致。单相光伏并网逆变器样机实验波形如图10所示。从图10中可以看出，逆变器输出电流的频率和相位与电网电压完全一致^[8]，验证了本设计的有效性。

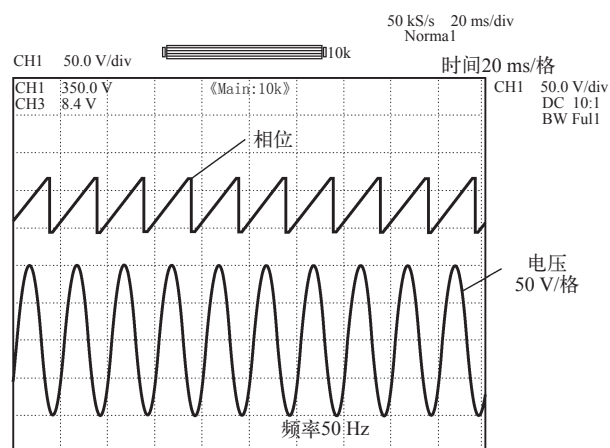


图9 锁相波形图

Fig. 9 The phase-locked loop waveforms

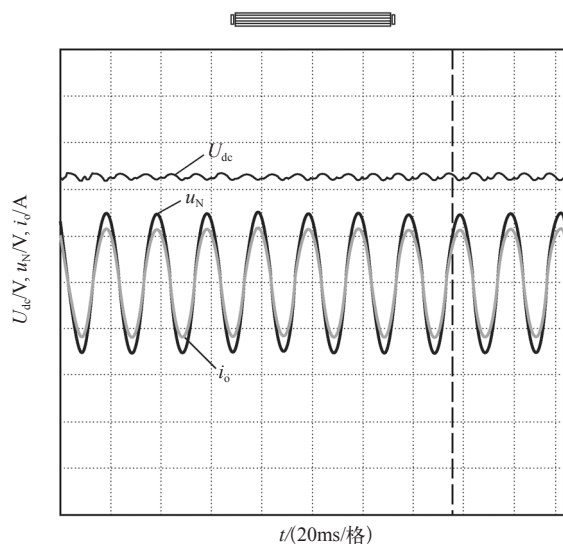


图10 实验波形图

Fig. 10 The experimental waveforms

5 结束语

本文研究了一种单相两级式光伏并网系统的设计方法。输出滤波器采用LCL滤波器，在控制算法上，电流内环采用准PR算法，锁相采用了一种新型的单相锁相环，并网控制采用输出电流控制。依据所设计的控制策略搭建了系统的仿真模型和实验样机。仿真和实验结果

共同证明了设计的正确性和有效性。

参考文献

- [1] 张峥, 南海鹏, 余向阳, 等. 基于Matlab/Simulink的两级式光伏并网系统仿真分析[J]. 可再生能源, 2010, 28(1): 81-84.
- [2] 李亚西, 蒋晓春, 朱晓光, 等. 基于LCL结构的直接双并联变换器及控制[J]. 电力电子技术, 2010, 44(2): 29-31.
- [3] 梁雪峰, 曾国宏, 姜久春. 3 kW光伏并网逆变器硬件设计[J]. 电力电子技术, 2008, 42(8): 28-29, 78.
- [4] 杨恢宏, 沈定坤. 基于改进锁相环的单相光伏并网逆变器研制[J]. 电力电子技术, 2011, 45(7): 11-13.
- [5] LIANG Zhigang, ALESI L, ZHOU Xiaohu, et al. Digital controller design for PV inverter with model based technique[C]. IEEE Energy conversion congress and Exposition, 2010: 2950-2955.
- [6] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 5版. 北京: 科学出版社, 2007.
- [7] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [8] 林渭勋. 现代电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.

作者简介



宋冠蕾

宋冠蕾 (1978-) 女, 高级工程师, 主要研究方向为新能源发电技术。

(收稿日期: 2020-02-15) **EA**