

# 采用 Boost 的两级式光伏发电并网逆变系统

程军照, 吴夕科, 李澍森, 左文霞

(国网电力科学研究院, 武汉 430074)

**摘 要:** 在光伏并网发电中, 为了提高效率, 必须实行最大功率点跟踪, 而为了实现并网, 直流侧电压必须高于电网电压幅值, 这就限制了光伏电池电压的调节范围。对一种单相光伏发电并网逆变系统进行了研究, 它由 Boost DC/DC 电路和逆变桥组成。前级 Boost 斩波电路通过调节占空比而改变光伏阵列的输出电压, 实现最大功率点跟踪; 后级逆变电路采用电压外环, 电流内环的双环控制方法, 电压外环控制逆变侧电容电压的稳定, 电流内环控制并网电流实现并网。在这种系统中, 最大功率点跟踪和并网是相互独立的, 互不干扰, 使整个系统更加灵活可靠。主要研究了逆变系统各重要元件参数的选取方法以及逆变系统的控制方法。最后用 MatlabR2007a/Simulink 进行了仿真, 证明了该逆变系统的可行性。

**关键词:** 并网光伏发电; 逆变系统; Boost 斩波电路; 最大功率点跟踪; 直接电流控制; Matlab 仿真

**中图分类号:** TM464

**文献标志码:** A

**文章编号:** 1003-6520(2009)08-2048-05

## Boost-based Two-level Grid-connected Photovoltaic Inverter System

CHENG Jun-zhao, WU Xi-ke, LI Shu-sen, ZUO Wen-xia

(State Grid Electric Power Research Institute, Wuhan 430074, China)

**Abstract:** In grid-connected photovoltaic (PV) system, maximum power point tracking (MPPT) for PV modules must be executed to achieve higher efficiency. For grid connecting, the dc voltage of the inverter must be higher than the amplitude of grid voltage which restricts the output voltage of PV modules. Consequently, a grid-connected photovoltaic inverter system is researched. The inverter system is composed of a Boost DC/DC chopper in series with an inverter. The boost chopper changes the output voltage of the PV array by adjusting the duty cycle, by which the MPPT was achieved. The controller for the inverter system contains inner current loop and external voltage loop. The external loop stabilizes the voltage of the capacitor of the inverter, while the inner current loop controls the grid-connecting current. The MPPT and the control of the grid-connected inverter are independent from each other which make the PV system more flexible and reliable. The design of main components parameters and the control strategy for the inverter system is also presented. The simulation in MatlabR2007a/Simulink confirms the effectiveness of the inverter system.

**Key words:** grid-connected PV; inverter system; Boost chopper; MPPT; direct current control; Matlab simulation

## 0 引言

随着能源危机的加重和环境问题的突出, 太阳能作为一种取之不尽、用之不竭的清洁能源日益受到关注。光伏发电是最常见的利用太阳能的形式, 它利用光伏阵列将太阳能直接转化成电能。它具有两种常见的形式: 独立型<sup>[1,2]</sup>和并网型<sup>[3]</sup>。独立的光伏发电系统用于偏远地区的电气化。并网光伏发电技术也日渐成熟, 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<sup>[4]</sup>。

并网逆变器是并网光伏发电技术的关键, 其研究受到国内外的广泛关注。它一般应具有以下几点功能: ①并网电流和电网电压同频同相, 即并网功率

因素为 1 (也有学者提出利用光伏并网发电系统为电网提供无功<sup>[5]</sup>)。②能够实现光伏阵列的最大功率点跟踪 (maximum power point tracking, MPPT)。③反孤岛效应, 即在公用电网故障的情况下在规定的时间内停止运行。

单相光伏并网逆变系统常用于中小功率场合, 本文对一种单相两级式光伏发电并网逆变系统进行了研究, 它由前级 Boost DC/DC 升压电路和后级逆变电路组成, 对逆变系统中各重要元件参数的选取方法, 逆变系统的控制方法进行了研究, 最后用 Matlab 进行了仿真验证。

## 1 逆变系统的设计

### 1.1 逆变系统的结构

国内外对光伏并网发电逆变系统进行了广泛的研究, 提出了多种拓扑结构, 概括起来有以下几种<sup>[6]</sup>:

1)单级式无变压器结构。光伏阵列通过逆变桥直接并网。其优点是结构简单、造价低。其缺点:需要较高的直流输入,可靠性低;无独立的 MPPT 控制操作,结构不够灵活,不便扩展,大型光伏并网发电系统通常采用这种结构<sup>[7]</sup>。

2)带工频变压器的光伏逆变器。这种结构在单级式逆变器和电网之间增加了工频变压器。其最大优点是逆变器在低压侧,因此可采用高频低压器件 MOSFET,节省了初期投资。其缺点是变压器体积大,效率低。

3)多级式结构。光伏阵列经高频逆变后经高频变压器转换成高频交流电压,又经高频整流并滤波得到高压直流电(通常>300 V),再由工频逆变电路实现逆变。由于高频变压器的效率非常高<sup>[8]</sup>,这种逆变系统的损耗很低。

本文研究的逆变系统结构见图 1,它由前级 Boost DC/DC 升压电路和后级逆变电路组成。Boost 电路实现升压和 MPPT 控制,后级电路实现逆变。

基于 Boost 升压的两级式光伏逆变系统显著的优点是可实现灵活扩展,多组光伏阵列可各自通过 Boost 和同一个逆变电路相连,各组光伏阵列可利用 Boost 分别独立的进行 MPPT 控制,互不影响。由于只采用了两级变换,其效率较高<sup>[9]</sup>。

1.2 逆变系统主要参数的选择

1)滤波电感 L

考虑电流快速跟踪的要求,可得到电感的上限为<sup>[5]</sup>

$$L \leq \frac{U_{dc}}{\sqrt{2} I_N \omega} \tag{1}$$

为了抑制电流纹波,电感不可过小。当并网电流达到峰值时其波动最大<sup>[10]</sup>。当要求电流纹波< $\sigma I_N$ 时,若采用双极性调制,则

$$L \geq \frac{(U_{dc}^2 - 2E_s^2) T_c}{2U_{dc} \sigma I_N} \tag{2}$$

若采用单极性调制,则

$$L \geq \frac{(U_{dc} - \sqrt{2} E_s) \sqrt{2} E_s T_c}{U_{dc} \sigma I_N} \tag{3}$$

式中, $\sigma$ 为纹波系数; $I_N$ 为并网电流有效值; $U_{dc}$ 为直流侧电压; $E_s$ 为电网电压有效值; $T_c$ 为载波周期。

2)支撑电容 C<sub>2</sub>

并网功率

$$p(t) = \sqrt{2} E_s \sqrt{2} I_N \sin \omega t \cos \omega t =$$

$$E_s I_N (1 - \cos^2 \omega t) = \bar{p} + p_2$$

由此可见,并网功率中存在直流分量  $\bar{p}$  二倍频

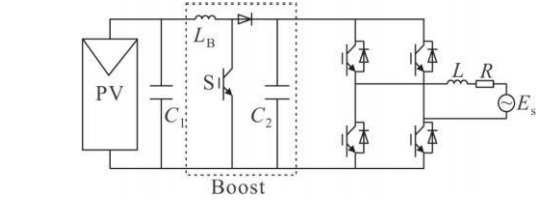


图 1 基于 Boost 的两级式光伏逆变器  
Fig.1 Configuration of the two-level inverter

的分量  $p$ ,光伏阵列提供平均功率  $\bar{p} = E_s I_N$ ,因此需要储能电容  $C_2$  以实现能量  $p$  解耦。 $C_2$  电压存在二倍频的脉动分量,设二倍频的幅值为  $\Delta U_{dc}$ ,则

$$\Delta U_{dc} = \int \frac{-p}{C_2 U_{dc}} dt = \frac{E_s I_N \sin^2 \omega t}{2 \omega U_{dc} C_2} \Big|_{2 \omega t = \frac{\pi}{2}}^{2 \omega t = \frac{3\pi}{2}} =$$
$$\frac{E_s I_N}{\omega U_{dc} C_2} \leq U_{dc};$$
$$C_2 \geq \frac{E_s I_N}{\omega U_{dc} U_{dc}} \tag{4}$$

式中, $U_{dc}$ 为电压脉动限值。

3)电感 L<sub>B</sub>

当负载较轻时,Boost 可能工作在电流断续状态,电感  $L_B$  的确定需保证其工作在电流连续状态<sup>[11]</sup>。当电感连续时,输入电流  $I_{L_B} = U_i DT/2L_B$ ,则

$$L_B = \frac{U_i DT}{2 I_{L_B}} \geq \frac{U_i^2 DT}{2 P_{min}} \tag{5}$$

式中, $U_i$ 为 Boost 的输入电压; $T$ 为全控型器件 S 的开关周期; $D$ 为占空比; $P_{min}$ 为最小输出功率。 $L_B$ 的最终确定还要结合 Matlab 仿真。

4)电容 C<sub>1</sub>

当 Boost 电路工作在电流连续状态时,电容  $C_1$  的充电时间是  $T/2$ ,假设  $\Delta I_{L_B}$  为电感  $L_B$  的电流波动,则  $C_1$  的平均充电电流为  $\Delta I_{L_B}/4$ ,因此电容纹波电压为<sup>[11]</sup>

$$\Delta U_{C_1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{T/2} \left( \frac{\Delta I_{L_B}}{4} \right) dt = \frac{\Delta I_{L_B} T}{8 C_1} \leq U_{C_1} \tag{6}$$

式中, $\Delta U_{C_1}$ 是  $C_1$  电压波动; $U_{C_1}$ 是电压纹波上限,由此确定电容的  $C_1$  下限。 $C_1$  的最终确定还要结合 Matlab 仿真。

2 逆变系统的控制

光伏逆变系统控制的整体思路是后级控制并网电流跟踪指令电流,并控制电容  $C_2$  的电压稳定;前级 Boost 电路通过调节全控型器件 S 的占空比来调节光伏阵列的输出电压,以实现 MPPT。

2.1 后级逆变电路的控制

逆变器的输出控制模式主要有两种:间接电流控制和直接电流控制。前者控制逆变器的输出电压实现对并网电流的控制,后者直接控制逆变器的并网电流。前者动态响应慢,存在瞬时直流电流偏移;而直接电流控制模式相对简单,因此应用最为广泛。本文采用直接电流控制模式。

逆变电路的控制分为电流内环和电压外环。电流内环控制并网电流跟踪指令值  $i_{ref}$ 、 $i_{ref}$  和电网电压同频同相;电压外环控制电容  $C_2$  电压为指令值  $U_{dc}^*$  并给定电流内环指令电流  $i_{ref}$  的幅值。

1) 电流内环

直接电流控制的跟踪方式主要有几种:滞环比较控制、固定开关频率的 PWM 控制<sup>[12]</sup>、无差拍控制<sup>[13]</sup>。本文采用固定开关频率的 PWM 控制。即将电流实际值  $i_o$  和指令值  $i_{ref}$  的差经 PI 环节后和高频三角载波比较,得到 PWM 波,驱动逆变桥,实现电流跟踪。电流内环的控制框图如图 2 所示。 $G_{PI}(s)$  为 PI 环节的传递函数; $G_a(s)$  是滤波电感的传递函数; $G_{PWM}(s)$  是采用 PWM 控制的逆变桥传递函数,可等效为一小惯性环节  $K_w/(0.5\tau_s s + 1)$ <sup>[4]</sup>,  $\tau_s$  为三角载波的周期,  $K_w$  为脉宽调制的放大系数。

电流内环中采用前馈补偿  $G_n(s)$  以抑制电网电压  $E_s$  的扰动,可取  $G_n(s) = 1/K_w$ 。扰动  $E_s$  被补偿后,电流内环的开环传递函数为

$$G_I(s) = K_{PI} \left( \frac{\tau_s s + 1}{\tau_s} \right) \left( \frac{K_w}{0.5\tau_s s + 1} \right) \left( \frac{1/R}{\tau_a s + 1} \right).$$

式中,  $\tau_s = K_{PI}/K_{IP}$ ;  $\tau_a = L/R$ 。选取合适的滤波电感使  $\tau_s = L/R$ , 以 PI 零点抵消传递函数的极点得

$$G_I(s) = \frac{K_{PI} K_w}{R\tau_s (0.5\tau_s s + 1)}.$$

可按典型 I 型系统参数设计关系<sup>[14]</sup> 设计比例和积分系数  $K_{PI}$ 、 $K_{IP}$ 。

2) 电压外环

外环的目标是控制电容  $C_2$  的电压为指令  $U_{dc}^*$ , 这可通过控制并网功率实现。当并网功率小于光伏阵列功率时,电容  $C_2$  储存能量,电压升高;当并网功率大于光伏阵列的功率时,电容  $C_2$  储存的能量会被消耗,电压降低。因此,控制  $C_2$  的电压稳定就可实现光伏阵列的能量和转换到电网的能量的平衡。

电压外环采用比例调节,即电压指令值  $U_{dc}^*$  和实际值的差经比例环节、滤波环节后和锁相环的单位正弦信号相乘作为内环的电流指令值  $i_{ref}$ 。由于交流电流内环的动态响应速度远快于电压外环,在设计电压环调节器时,为简化系统的控制结构和分析,可以将交流电流环的控制等效为交流电流幅值的控制。电压外环的控制框图见图 3。

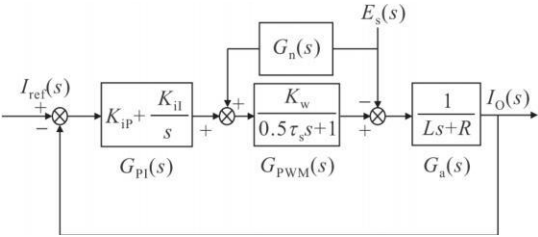


图 2 电流内环控制框图

Fig. 2 Control schematic for grid-connecting current

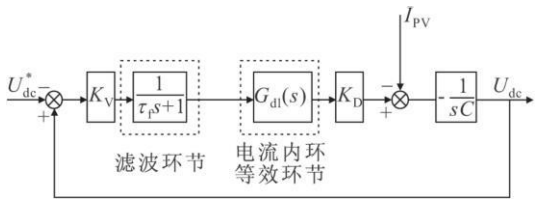


图 3 电压外环控制框图

Fig. 3 Control schematic for capacitor voltage

$K_V$  是电压外环的比例系数,滤波环节  $1/(\tau_s s + 1)$  是低通滤波器,  $\tau_s$  为其时间常数,用于滤除电容  $C_2$  电压的二倍频分量,其截止频率一般低于基波频率。

$K_D$  是直流侧输入电流有效值  $I_{dc}$  和并网有功电流有效值  $I_o$  的比值。根据功率守恒原则,并网有功功率等于光伏阵列输出功率,有  $I_{dc} = \frac{E_s}{U_{dc}} I_o = K_D I_o$ 。 $G_{dl}(s)$  是电流内环的等效环节,采用 PI 调节将电流闭环校正成典型 I 型系统,则

$$G_{dl}(s) = \frac{1}{\frac{R\tau_s\tau_a}{K_{PI}K_w}s^2 + \frac{R\tau_s}{K_{PI}K_w}s + 1}.$$

由于电压环的截止频率较低,电流内环可近似为

$$G_{dl}(s) = \frac{1}{\frac{R\tau_s}{K_{PI}K_w}s + 1} = \frac{1}{\tau_n s + 1}.$$

则电压外环的开环传递函数为

$$G_V(s) = \frac{K_V K_D}{C_s (\tau_s s + 1) (\tau_n s + 1)}.$$

为了抑制电流  $I_{PV}$  的影响,  $K_V$  不能过小;电压外环频带应小于电流内环频带的  $1/5$ ,  $K_V$  不能过大。可利用 Matlab 仿真工具确定  $K_V$ 。

2.2 前级 Boost 电路的控制

Boost 电路中,将光伏阵列的实际输出电压(也即电容  $C_1$  的电压)和  $U_{PV}^*$  进行比较,经过比例环节  $K_{BP}$  后和高频三角载波进行比较,大于零则开通 S,反之则关断 S,可控制光伏阵列的输出电压为指令值  $U_{PV}$ 。

光伏阵列是非线性元件,其输出功率  $P$  和输出

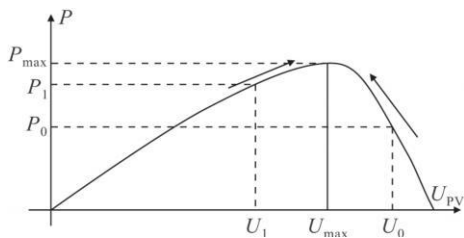


图 4 光伏阵列的  $P-U$  曲线

Fig.4  $P-U$  characteristic curves for PV array

电压  $U_{PV}$  具有图 4 的关系,当光伏阵列的电压为  $U_{max}$  时,其输出功率达到最大值,即实现了最大功率点跟踪 MPPT。MPPT 的实现方法有:定电压跟踪法、功率回授法、扰动观测法、电导增量法、最优梯度法<sup>[15]</sup>。本文使用常见的扰动观测法。

对光伏阵列电压进行扰动  $\Delta U_{PV}$ ,若扰动后的功率大于前一次的功率,则继续向同样的方向进行扰动;反之,则向相反的方向  $-\Delta U_{PV}$  扰动,最后实现在最大功率点附近运行。

3 光伏逆变系统的仿真

为了验证本文所设计单相逆变系统的效果,在 MatlabR2007a/Simulink 环境下建立了仿真模型,电网电压为 220 V。用 S-Function 编写了 MPPT 控制器,光伏电池采用了文[16]中的数学模型并进行封装,其最大功率点电压为 348 V,最大功率为 4780 W。 $U_{dc}^*=500$  V,  $C_1=100$   $\mu$ F,  $L_B=2.8$  mH,  $C_2=2600$   $\mu$ F,滤波电感  $L=5$  mH,等效电阻  $R=0.125$   $\Omega$ 。电流内环控制器参数为:  $K_P=0.1$ ,  $K_I=2.5$ ,前馈系数为 0.002;电压外环控制器参数为  $\tau=0.02$ ,  $K_V=3$ ;  $K_{BP}=100$ 。三角载波频率为 10 kHz,双极性。MPPT 控制采用扰动观测法,每隔一定时间对光伏阵列输出电压进行一次扰动,  $\Delta U=8$  V。

当光伏阵列的初始电压为 300 V,指令电压  $U_{PV}^*=348$  V 时,图 5(a)、(b)分别为其输出电压  $U_{PV}$  和输出功率  $P$ ,由此图可知,光伏阵列电压经过大约 0.01 s 的过渡过程后达到稳态 348 V,稳态电压的毛刺很小,此时输出功率也达到稳态,约为 4780 W。

光伏并网逆变系统的最大功率点 MPPT 跟踪过程见图 6,  $P$  为光伏阵列功率,  $U_{dc}$  为直流侧电容电压,光伏阵列的初始指令电压 400 V。

不断扰动光伏阵列的电压,经过 4 次扰动后输出功率平均值在 4760~4780 W 之间(见图 6)。在 MPPT 过程中支撑电容的电压始终稳定在 510 V (含有二倍频的脉波)(见图 7)。

MPPT 跟踪过程中,时间 0.25~0.35 s 的并网电流瞬时值  $i_o$  如图 7(a);电网电压  $e_s$  如图 7(b),由

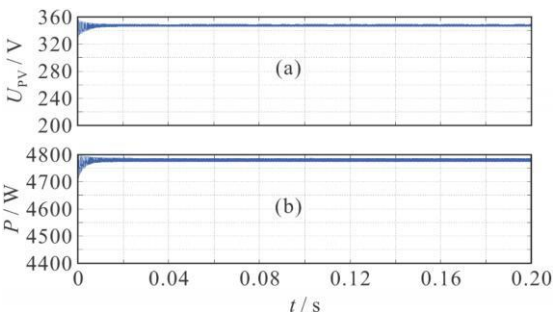


图 5  $U_{PV}^*=348$  V 时,光伏阵列的电压和输出功率

Fig.5 Output voltage and power of PV array for  $U_{PV}^*=348$  V

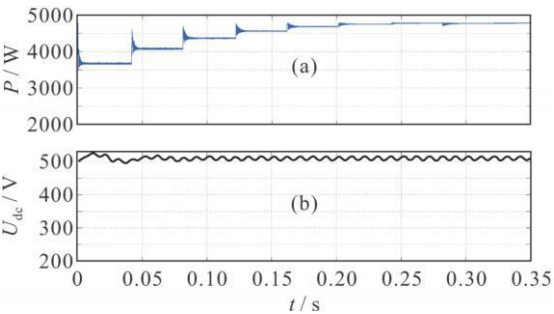


图 6 最大功率点跟踪过程

Fig.6 Process of MPPT

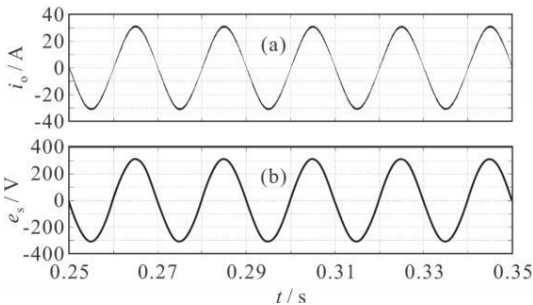


图 7 并网电流和电网电压

Fig.7 Grid-connecting current and grid voltage

图可知并网电流和电网电压同频同相,实现了预期目标,谐波分析得总谐波畸变率为 2.6%。

4 结论

a) 后级逆变电路采用电压外环电流内环的控制方法是有效的,可实现并网电流和电网电压同频同相且谐波较小,同时也稳定了输入侧电容的直流电压;前级 Boost 电路采用比例控制方法也是有效的,可灵活控制光伏阵列的输出电压,实现最大功率点跟踪。

b) 基于 Boost 的两级式光伏发电并网逆变系统具有优越性,可使并网控制和光伏阵列的最大功率点控制过程相互独立,互不干扰,使整个系统更

加灵活可靠。

参 考 文 献

[1] 张建功, 刘邦银, 段善旭, 等. 基于独立光伏系统的三相三电平逆变器[J]. 高电压技术, 2006, 32(11): 103-106.  
ZHANG Jian-gong, LIU Bang-yin, DUAN Shan-xu, et al. Three-phase three-level inverter based on stand-alone photovoltaic system[J]. High Voltage Engineering, 2006, 32(11): 103-106.

[2] 廖志凌, 阮新波. 一种独立光伏发电系统双向变换器的控制策略[J]. 电工技术学报, 2008, 23(1): 97-103.  
LIAO Zhi-ling, YUAN Xin-bo. Control strategy for bi-directional DC/DC converter of a novel stand-alone photovoltaic power system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(1): 97-103.

[3] 汪海宁, 苏建徽, 张国荣, 等. 光伏并网发电及无功补偿的统一控制[J]. 电工技术学报, 2005, 20(9): 114-118.  
WANG Hai-ning, SU Jian-hui, ZHANG Guo-rong, et al. Unitive control of PV grid connected generation and reactive compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(9): 114-118.

[4] 赵 晶, 赵争鸣, 周德佳. 太阳能光伏发电技术现状及其发展[J]. 电气应用, 2007, 26(10): 6-10.

[5] 禹华军, 潘俊民. 一种同时实现无功补偿的光伏并网发电技术[J]. 上海交通大学学报, 2005, 39(增): 49-52.  
YU Hua-jun, PAN Jun-min. A technique of grid-connected photovoltaic system with compensation for reactive power synchronously[J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2005, 39(S): 49-52.

[6] 董 密, 罗 安. 光伏并网发电系统中逆变器的设计与控制方法[J]. 电力系统自动化, 2006, 30(20): 97-102.  
DONG Mi, LUO An. Design and control strategies of inverters for a grid-connected photovoltaic power system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(20): 97-102.

[7] 王 飞, 余世杰, 苏建徽, 等. 太阳能光伏并网发电系统的研究[J]. 电工技术学报, 2005, 20(5): 72-74.  
WANG Fei, YU Shi-jie, SU Jian-hui, et al. Research on photovoltaic grid-connected power system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(5): 72-74.

[8] 陈 维, 沈 辉, 邓幼俊, 等. 光伏发电系统中逆变器的技术应

用及展望[J]. 电力电子技术, 2006, 40(4): 130-133.  
CHEN Wei, SHEN Hui, DENG You-jun, et al. Application and development of the inverter in the photovoltaic system[J]. Power Electronics, 2006, 40(4): 130-133.

[9] 廖 华, 许洪华, 王 环. 双支路最大功率跟踪的并网逆变器的研制[J]. 太阳能学报, 2006, 27(8): 824-827.  
LIAO Hua, XU Hong-hua, WANG Huan. Grid-connected inverter with MPPT[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2006, 27(8): 824-827.

[10] 许 颇. 基于 Z 源型逆变器的光伏并网发电系统的研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2006.

[11] 陈兴峰. 多支路并网型光伏发电最大功率跟踪器的研究[D]. 北京: 中国科学院研究生院, 2005.

[12] 张崇巍, 张 兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.

[13] 王 健. 三相光伏并网系统设计及其控制算法研究[D]. 北京: 清华大学, 2004.

[14] 左为恒, 周 林. 自动控制理论基础[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.

[15] 李 晶, 窦 伟, 徐正国, 等. 光伏发电系统中最大功率点跟踪算法的研究[J]. 太阳能报, 2007, 28(3): 268-273.  
LI Jing, DOU Wei, XU Zheng-guo, et al. Research on MPPT methods of photovoltaic power generation system[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2007, 28(3): 268-273.

[16] 苏建徽, 余世杰, 赵 为, 等. 硅太阳能电池工程用数学模型[J]. 太阳能学报, 2001, 22(4): 409-412.  
SU Jian-hui, YU Shi-jie, ZHAO Wei, et al. Investigation on engineering analytical model of silicon[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2001, 22(4): 409-412.



CHENG Junzhao

程军照  
1982—, 男, 工程师  
研究方向为电力电子

收稿日期 2008-12-28 修回日期 2009-07-15 编辑 陈 蔓