

一种新型光伏并网逆变器控制策略

吴春华, 陈国呈, 丁海洋, 武慧, 宋丹

(上海市电站自动化技术重点实验室(上海大学), 上海市 闸北区 200072)

A Novel Control Strategy for Photovoltaic Grid-connected Inverter

WU Chun-hua, CHEN Guo-Cheng, DING Hai-yang, WU hui, SONG Dan

(Shanghai Key Lab of Power Station Automation Technology (Shanghai University), Zhabei District, Shanghai 200072, China)

ABSTRACT: A novel triangle-triangle modulation method is proposed based on immittance converter and PV grid-connected inverter system. The characteristics of immittance converter are analyzed in depth and formulas of waveforms in the whole system are derived in detail. The shortages such as high harmonic of grid current and low power factor which traditional sine-triangle modulation method has are avoided under the new control strategy. Immittance converter technology is applied in PV grid-connect inverter by utilizing characteristics of voltage source-current source conversion. Passing through immittance converter, high-frequency transformer, high-frequency converter and 50Hz inverter individually, DC output voltage from PV arrays is inverted into sine current which is put into grid. Therefore current source grid-connected technology is realized. Compared with conventional current source grid-connected PV system, the novel inverter has advantages of small volume and low cost due to delete input inductor and replace 50Hz transformer by high-frequency transformer. Furthermore, output current in phase with grid voltage is realized by using crossing-zero signal of grid voltage to control 50Hz inverter. At the same time, system power factor is improved. The feasibility of the PV grid-connected inverter is verified by experiment results. The novel system is especially suitable for household PV grid-connected system.

KEY WORDS: electric power engineering; photovoltaic grid-connected; immittance converter; high-frequency inverter; pulse width modulation; current source

摘要: 分析了导抗变换器的特性, 详细推导了整个系统各点电压、电流, 提出一种新颖的三角波-三角波调制方法, 该控制策略克服了采用传统正弦波-三角波调制方法带来的并

网电流谐波含量高、功率因数低的弊端。将导抗变换器和光伏并网逆变系统有机结合在一起, 利用导抗变换器的电压源-电流源变换特性, 将光伏电池阵列的直流电压变换为正弦包络线的高频电流, 经过高频变压器隔离和电流等级变换, 得到的高频电流再经过高频整流桥及工频逆变器逆变后并入电网, 实现了电流源并网。相对传统的电流源型并网发电系统, 采用该方法不仅省去了串联电感, 而且用高频变压器取代了工频变压器, 有利于实现装置小型化和降低成本。另外, 利用电网电压过零信号控制工频逆变器, 保证了并网电流和电网电压同步, 进一步提高系统功率因数, 实现正弦电流并网。通过实验证明了该控制策略的可行性, 该方法非常适合分散式家用光伏并网发电系统。

关键词: 电力工程; 光伏并网; 导抗变换器; 高频逆变器; 脉宽调制; 电流源型

0 引言

光伏发电是当前利用太阳能的主要方式^[1-3], 光伏并网逆变器主要分为电压源型和电流源型。传统的电压源型逆变器^[4-5]不仅体积大, 而且为了降低馈入电流对电网产生的电力谐波, 需要对并网电流进行反馈控制, 因此并网电流受电网影响大, 且控制算法复杂。传统的电流源型逆变器通过串联一个大的直流电抗器实现电流源型并网^[6], 虽然无需反馈控制, 但增大了系统体积, 不利于装置小型化和降低成本, 同时采用这种方法后, 如果逆变器直流输入电流中含有脉动成分, 则交流输出电流中的谐波分量就会增加。为了抑制这些谐波分量, 人们采取了有源滤波和无源滤波, 不但增加了电路复杂性和系统成本, 而且抑制效果并不理想。

导抗变换器是导纳-阻抗变换器的简称, 在实现导纳-阻抗变换的同时, 还可以实现电压源和电流源之间的变换^[7-12]。使用集中参数元件 L 、 C 构成

基金项目: 教育部博士点基金项目(20060280018); 上海市教委重点项目(06ZZ03); 上海市重点学科建设项目(T0103); 上海市登山计划(06DZ12211); 台达电力电子科教发展基金项目(DREO2006017)。

的导抗变换器应用于电力电子中,可以实现装置小型化,减小能量传递过程中的损耗,是一种高效的能量传递装置^[13-14]。

本文将导抗变换器和光伏并网逆变系统有机结合在一起,利用导抗变换器实现光伏系统电流型并网。相比电压型并网,具有体积小、受电网影响小等优点。文献[7]为了实现正弦波电流并网,使用正弦波—正弦波调制方式,即载波和调制波均为正弦波。这种调制方式算法复杂,且由于一般单片机不能产生正弦载波,不利于系统数字化,阻碍了此方案的应用。本文深入分析了导抗变换器的性质,推导了整个系统各点电压、电流,提出了一种新颖的三角波—三角波调制方法。此方法不但算法简单,便于单片机实现,且在电网电压严重畸变的情况下,也能实现正弦电流并网。

相比于传统的电流源型逆变器,本方法利用导抗变换器电压源和电流源的变换特性,把光伏电池电压变换为电流源,不但省去了传统电流源型逆变器中的直流电抗器,而且通过高频变换进行功率传输,进一步减小了隔离变压器及输出滤波器中电感的体积,更加有利于装置的小型化和降低成本;同时,导抗变换器输出的电流源仅与光伏电池电压及高频逆变器的调制深度有关,不受电网电压的影响,从而提高了对电流谐波的抑制能力。

1 导抗变换器的工作原理

图 1 所示为集中参数元件 L_1 、 L_2 、 C 构成的 T-LCL 型导抗变换器,图中 $L_1=L_2=L$ 。其四端子表达式如下:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-\omega^2 LC & j\omega L(2-\omega^2 LC) \\ j\omega C & 1-\omega^2 LC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_2 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

当高频逆变器角频率等于谐振角频率,即 $\omega = 1/\sqrt{LC}$ 时,式(1)简化为

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_0 \\ j/Z_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_2 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中 $Z_0 = \sqrt{L/C}$ 为谐振阻抗。从中可看出,导抗变换器输出电流不受负载影响,只与输入电压成正比,因此导抗变换器可实现电压源和电流源的变换。

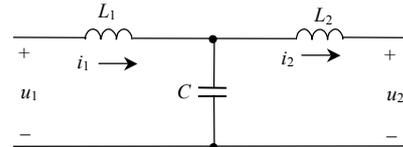


图 1 T-LCL 型导抗变换器
Fig. 1 T-LCL type immittance converter

2 波形分析

将导抗变换器与光伏并网逆变器结合在一起,利用导抗变换器实现光伏系统电流型并网,系统拓扑如图 2 所示。图中 DC/DC 变换器实现光伏电池最大功率点跟踪和智能充电。

图 2 各点电压、电流波形及计算公式如下所述,各计算式都含有 PWM 输出占空比 D 。根据导抗变换器的特性,可以从蓄电池两端直流电压 U_d 推导出并网电流 I_G 。

(1) U_d 为蓄电池两端电压, $U_A=U_d$ 。

(2) B 点的 PWM 输出电压用傅里叶级数表示。取 PWM 电压波形为偶函数,如图 3 所示,并且左右对称,脉冲宽度为 $D\pi$,推导得到 B 点电压傅里叶级数表达式^[15]为

$$U_B = \frac{4U_d}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sin \frac{(2m-1)D\pi}{2} \cdot \cos(2m-1)\omega_s t / (2m-1) \right]$$

式中: \sin 项表示各谐波的振幅; \cos 项表示开关频率 ω_s 的奇数倍成分。

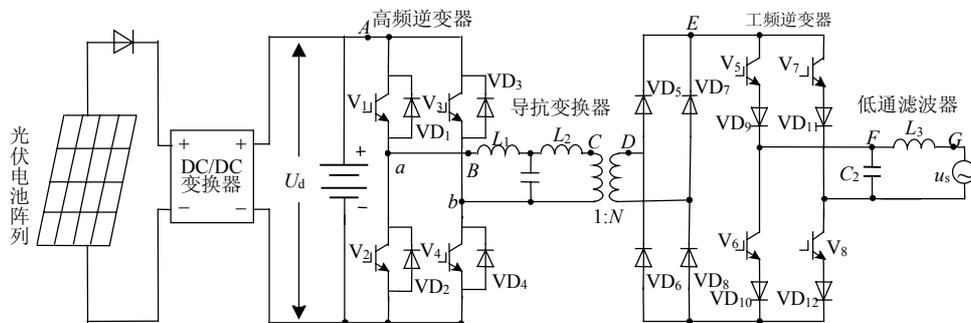


图 2 基于导抗变换器光伏并网发电系统拓扑图
Fig. 2 Main circuit of photovoltaic grid-connected inverter based on immittance converter

(3) 导抗变换器是一种特殊的低通滤波器，将电压源变换为电流源，所以 C 点电流是 $m=1$ 的谐振频率(开关频率 ω_s)成份。由式(2)知道，该电流是电压的 $1/Z_0$ 倍，为

$$I_C = \frac{4U_d}{\pi Z_0} \sin\left(\frac{D\pi}{2}\right) \cos \omega_s t$$

(4) 假设高频隔离变压器变比为 $1:N$ ，经变压器升压后， D 点电流下降 N 倍，为

$$I_D = \frac{4U_d}{\pi N Z_0} \sin\left(\frac{D\pi}{2}\right) \cos \omega_s t$$

(5) 经过 $VD_5 \sim VD_8$ 二极管整流后，取 D 点电流的绝对值，得到 E 点电流，为

$$I_E = \left| \frac{4U_d}{\pi N Z_0} \sin\left(\frac{D\pi}{2}\right) \cos \omega_s t \right|$$

(6) 通过工频逆变器 $V_5 \sim V_8$ ，在电网电压(角频率为 ω)的过零点将 $\pi < \omega t < 2\pi$ 的半周期反相， F 点电流为

$$I_F = \begin{cases} \frac{4U_d}{\pi N Z_0} \cdot \sin\left(\frac{D\pi}{2}\right) |\cos \omega_s t|, & (0 < \omega t < \pi) \\ -\frac{4U_d}{\pi N Z_0} \cdot \sin\left(\frac{D\pi}{2}\right) |\cos \omega_s t|, & (\pi < \omega t < 2\pi) \end{cases}$$

(7) 经低通滤波器将 ω_s 成分的谐波滤除，对 F 点电流进行积分， $\frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos \omega_s t dt = \frac{2}{\pi}$ ，因此，馈送到电网的电流由太阳能电池的输出直流电压 U_d 和占空比 D 决定，与电网电压无关。 G 点电流为

$$I_G = \begin{cases} \frac{8U_d}{\pi^2 N Z_0} \sin\left(\frac{D\pi}{2}\right), & (0 < \omega t < \pi) \\ -\frac{8U_d}{\pi^2 N Z_0} \sin\left(\frac{D\pi}{2}\right), & (\pi < \omega t < 2\pi) \end{cases} \quad (3)$$

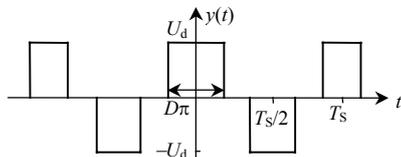


图 3 高频逆变器调制波形

Fig. 3 Pulse-width modulation of high-frequency inverter

3 高频逆变器调制策略研究

一般逆变器采用如图 4 所示三角载波与正弦波调制生成 PWM 信号，根据三角形相似得：

$$\frac{U_s \sin \theta}{U_T} = \frac{DT_s / 2}{T_s / 2} \quad (4)$$

式中： $u_s = U_s \sin \omega t$ ， U_s 为调制波幅值； U_T 为三角载波幅值， $U_s = U_T = 1$ 。解得 $D = (U_s / U_T) \sin \theta$ ，代入式(3)

得：

$$I_G = \frac{8U_d}{\pi^2 N Z_0} \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \sin \theta\right) \quad (5)$$

因此，采用常规的 PWM 调制方法，最终生成如图 5 所示平顶饱和的正弦波电流波形。显然此电流含有很大谐波成分，不符合并网要求。

采用三角波—三角波调制策略时，假设调制波为三角波 $u_x = [U_T / (\pi/2)] \omega t$ ，根据图 6 中三角形相似， $D = u_x / U_T$ 代入式(3)，解得：

$$I_G = \frac{8U_d}{\pi^2 N Z_0} \cdot \sin \omega t \quad (6)$$

因此，采用三角波—三角波调制策略后，可生成正弦波并网电流，且此算法很容易实现。

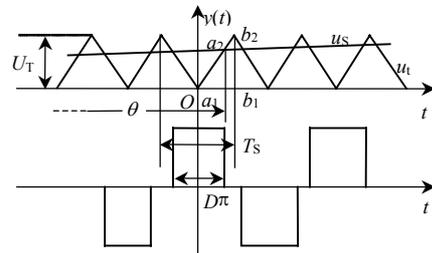


图 4 三角波—正弦波调制示意图

Fig. 4 Control strategy for triangle-sine modulation

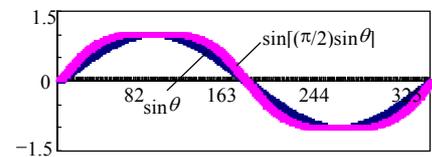
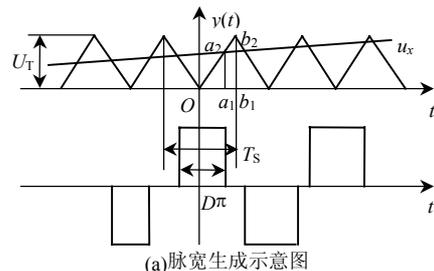
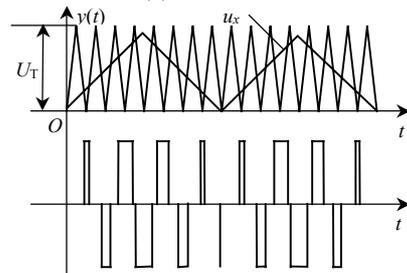


图 5 三角波—正弦波调制并网电流波形示意图

Fig. 5 Current of grid-connected based on triangle-sine modulation



(a) 脉宽生成示意图



(b) 三角调制波示意图

图 6 三角波—三角波调制策略示意图

Fig. 6 Control strategy for triangle-triangle modulation

根据式(6)可得并网电流有效值为

$$I_G = \frac{4\sqrt{2}U_d}{\pi^2 NZ_0} \cdot \sin \omega t \quad (7)$$

并网输出功率为

$$P = \frac{4\sqrt{2}U_d U_G}{\pi^2 NZ_0} \cdot \sin \omega t \quad (8)$$

4 仿真及实验验证

为了验证上述控制策略的有效性,根据图1拓扑结构,采用三角波—正弦波调制和三角波—三角波调制进行了仿真实验比较。仿真波形如图7所示,仿真时使用参数为:蓄电池电压 $U_d=96\text{ V}$;高频逆变器载波频率 20 kHz ;导抗变换器电感 $L_1=L_2=210\mu\text{H}$;电容 $C_1=1.2\mu\text{F}$;变压器变比 $1:4$ 。其中,图7(a)为采用三角波—正弦波调制方法时导抗变换器输出电流波形,从图中可以看出包络线顶部明显饱和;图7(b)为采用三角波—三角波调制方式时导抗变换器输出电流波形,图中包络线完全正弦;图7(c)为三角波—三角波调制并网电压电流波形,正弦并网电流与电压同步馈入电网。

进一步在 3 kW 光伏并网逆变器系统平台上进行实验研究。实验系统结构图如图8所示,包括主电路板、驱动电路和 DSP 控制板。DSP 根据三角载波与三角调制波调制生成高频脉冲信号经高频驱动电路驱动高频逆变器;同时 DSP 根据输入电网电压过零信号,经过锁相环控制,生成工频脉宽驱动信号,驱动工频逆变器。实验时将 3 kW 光伏电池阵列通过 DC/DC 变换器接入蓄电池组,具体参数为:蓄电池组电压 $U_d=300\text{ V}$;高频逆变器载波频率 20 kHz ;导抗变换器电感 $L_1=L_2=210\mu\text{H}$;电容

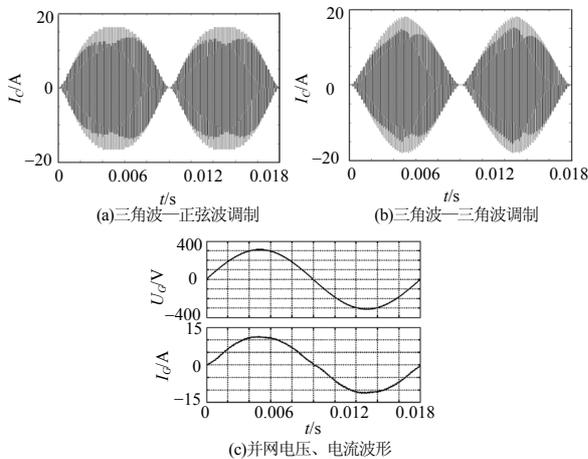


图7 光伏并网系统仿真波形
Fig. 7 Simulation waveform of the system

$C_1=1.2\mu\text{F}$;高频变压器变比 $1:1.2$ 。光伏电池电压经过并网逆变器能量变换后,最终并入单相 220 V 电网。实验波形如图9所示。

图9(a)为导抗变换器C点输出电流波形,图中包络线为正弦葫芦波;9(b)为图9(a)放大后局部波形,可以看出导抗变换器只允许谐振频率电流流过,其余谐波均被其滤除;9(c)为C点电压波形,其中包络线幅值大小被箝位在并网端电压;9(d)为图9(c)放大后局部电压波形;图9(e)为F点输出电流波形,工频逆变器根据电网电压过零点信号,将正弦包络电流调制成与电网电压同步且含有高次谐波的正弦电流;图9(f)为并网电压电流波形,图中电网电压严重畸变,但是并网电流不受电网影响,正弦度高,与电网电压同步性好,从而完成电流谐波含量低、功率因数高的电流源型并网;图9(g)为并网电流谐波分析,从图中可以看出并网电流含有少量谐波成份,总谐波含量为 4.1% ;图9(h)为并网功率因数,图中功率因数为 0.99 。从上述实验波

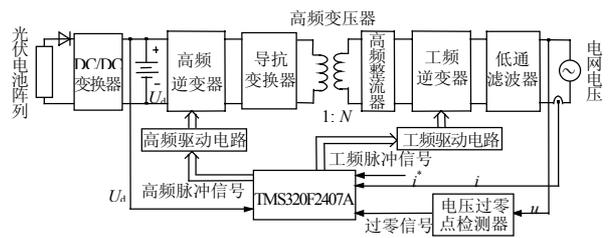


图8 实验系统结构图
Fig. 8 Experimental system structure

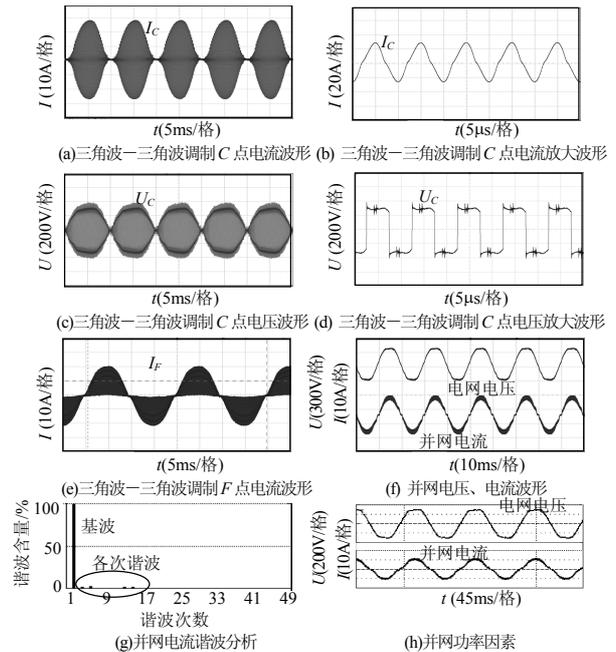


图9 光伏并网系统实验波形
Fig. 9 Experimental waveform

形可以看出, 实验结果与分析结论完全相同, 从而证明了上述分析的正确性。

5 结论

将导抗变换器和光伏并网逆变系统有机结合在一起, 利用导抗变换器实现光伏系统电流型并网。相比于电压型并网, 具有体积小, 受电网影响小等优点; 相比于传统的电流源型逆变器, 利用导抗变换器把光伏电池电压变换为电流源, 不但省去了传统电流源型逆变器中的直流电抗器, 而且通过高频 DC-DC 变换进行功率传输, 进一步减小了隔离变压器及输出滤波器中电感的体积, 更加有利于装置的小型化和降低成本。另外, 利用导抗变换器特性, 采用三角波—三角波调制策略生成正弦波电流, 降低并入电网电流谐波含量, 提高功率因数, 从而达到并网要求。

参考文献

- [1] 戴欣平, 马广, 杨晓红. 太阳能发电变频器驱动系统的最大功率追踪控制法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(8): 95-99.
Dai Xinping, Ma Guang, Yang Xiaohong. A control method for maximum power tracing of photovoltaic generation system [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(8): 95-99(in Chinese).
- [2] 吴理博, 赵争鸣, 刘建政, 等. 独立光伏照明系统中的能量管理控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(22): 68-72.
Wu Libo, Zhao Zhengming, Liu Jianzheng, et al. A novel energy management and control for stand-alone photovoltaic lighting system [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(22): 68-72(in Chinese).
- [3] 吴理博, 赵争鸣, 刘建政, 等. 单级式光伏并网逆变系统中的最大功率点跟踪算法稳定性研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(6): 73-77.
Wu Libo, Zhao Zhengming, Liu Jianzheng, et al. Research on the stability of mppt strategy applied in single-stage grid-connected photovoltaic system [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(6): 73-77(in Chinese).
- [4] 邹祖冰, 蔡丽娟, 甘辉霞. 基于非线性解耦控制的三相电压型 SPWM 逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(10): 57-60.
Zou Zubing, Cai Lijuan, Gan Huixia. Nonlinear decoupling control of three-phase voltage source SPWM-inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(10): 57-60(in Chinese).
- [5] 顾和荣, 杨子龙, 郭伟扬. 并网逆变器输出电流滞环跟踪控制技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(9): 108-112.
Gu Herong, Yang Zilong, Wu Weiyang. Research on hysteresis-band current tracking control of grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(9): 108-112(in Chinese).
- [6] Tsukasa Takeba Ya Shi, Hirofumi Nakata, Masaki Eguchi, et al. New current feedback control method for solar energy inverter using digital signal processor[C]. PCC-Nagaoka'1997, Japan, 1997.
- [7] Irie H, Takashita S, Kimura H. Utility interactive inverter using immittance converter[J]. Trans. IEE of Japan, 2000, 120-D(3): 410-416.
- [8] Irie H, Yamada H. Immittance converters suitable for power electronics[J]. Trans. IEE of Japan, 1997, 117-D(8): 962-969.
- [9] Irie H, Minami N, Minami H, et al. Non-contact energy transfer system using immittance converter[J]. Trans. IEE of Japan, 2000, 120-D(6): 789-793.
- [10] Irie H, Kawabata Y. Hybrid Type Immittance Converter[J]. Trans. IEE of Japan, 2001, 121-D(1): 119-124.
- [11] Mangesh Borage, Sunil Tiwari, Swarna Kotaiah. Analysis and design of an LCL-T resonant converter as a constant current power supply [J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2005, 52(6): 1547-1554.
- [12] Michio Tamate, Hideki Ohguchi, Makoto Hayashi, et al. A novel approach of power converter topology based on the immittance conversion theory[C]. ISIE'2000, Mexico, 2000.
- [13] 黄跃杰, 陈国呈, 吴春华, 等. 一种基于导抗变换器理论的光伏并网逆变器的研究[J]. 电气传动自动化, 2005, 27(2): 5-8.
Huang Yuejie, Chen Guocheng, Wu Chunhua, et al. Research on photovoltaic grid-connected inverter based on immittance converter theory[J]. Electric Drive Automation, 2005, 27(2): 5-8(in Chinese).
- [14] 陈春根, 黄跃杰, 沈俊, 等. 四种导抗变换器的特性比较[J]. 电气传动自动化, 2004, 26(6): 11-15.
Chen Chungeng, Huang Yuejie, Shen Jun, et al. The characteristic comparison of four types immittance converter[J]. Electric Drive Automation, 2004, 26(6): 11-15(in Chinese).
- [15] 大下真二郎. 电路习题详解[M]. 陈国呈译. 北京: 机械工业出版社, 2002.

收稿日期: 2007-03-05。

作者简介:

吴春华(1978—), 男, 博士研究生, 主要研究方向为光伏发电和电机驱动, 2001_wch@163.com;

陈国呈(1944—), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力电子变换及电机驱动。

(编辑 王剑乔)