

基于 LCL 滤波器的并网/独立双模式控制高性能逆变器的设计与并联技术研究

王玉斌¹, 陈建良²

(1. 山东大学电气工程学院, 山东 济南 250061; 2. 弗吉尼亚理工大学, Blacksburg VA 24061)

摘要: 基于 LCL 滤波器, 设计并实现了既可工作在并网模式、又可工作在独立供电模式的高性能通用单相逆变器, 设计了两种模式下的比例谐振 (PR) 控制器, 既消除了系统输出的稳态误差, 又保证了系统良好的动态性能。在此基础上进行了逆变器并联技术的研究, 基于 CAN 总线实现了输出同步及并联均流, 给出了系统总体结构和具体实现。5 kW 的样机实验结果验证了理论分析和控制策略的有效性。

关键词: LCL 滤波器; PR 控制器; 并网模式; 独立供电模式; 逆变器并联

High performance LCL-based utility-interactive inverter design and parallel applications

WANG Yu-bin¹, CHEN Chien-liang²

(1. School of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, China;

2. Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg VA24061, USA)

Abstract: The design and implementation of high performance single-phase LCL-based utility-interactive inverter are presented in this paper, which can operate in both grid-connected and standalone modes. Proportional-resonant (PR) controller is designed in both modes, which can not only eliminate the output steady error, but also ensure good dynamic performance. Furthermore, parallel inverters are studied based on the designed PR controller, output synchronization and sharing the currents evenly among parallel inverters are implemented based on CAN bus communication, and the general structure of the system as well as the concrete implementation is proposed. The effectiveness of theoretical analysis and control strategy is verified by 5 kW prototype experiments.

Key words: LCL filter; PR controller; grid-connected mode; standalone mode; parallel inverter

中图分类号: TM464 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2010)20-0110-05

0 引言

在环境污染严重以及传统化石能源日益紧缺的今天, 合理开发和充分利用绿色可再生能源已经成为人类的迫切需要, 是解决未来能源危机的主要出路。可再生能源通常指太阳能, 燃料电池, 风能等绿色能源。其中, 燃料电池, 太阳能光伏电池发出的电为变化范围较宽, 幅值较低的直流电; 风能发出的电为幅值、频率都变化的交流电。如何将这些新能源并网发电, 变换为用户可直接利用的电能, 是分布式发电领域的研究重点^[1-2]。

并网逆变器作为可再生能源发电系统和电网的接口设备, 其控制器设计是研究热点之一。常规的 PI 控制易于实现, 可靠性高, 但对正弦参考量却难以消除稳态误差。为了解决该问题, 本文采用比例

谐振 (Proportional-Resonant, PR) 控制器^[3-4]实现正弦参考输入控制的零稳态误差。另外为提高容量及可靠性, 实现模块化及冗余设计, 逆变器并联也是研究热点^[5-9]。

并网逆变器实际上有并网和独立供电运行两种模式 (以下简称并网/独立双模式), 分别以电流源和电压源两种方式工作, 已有的文献大多只涉及单一模式下控制器的设计, 很少涉及并网/独立双模式下控制器的设计问题。本文基于 LCL 滤波器^[10], 设计并实现了既可工作在并网模式、又可工作在独立供电模式的高性能通用单相逆变器, 设计了两种模式下的变结构 PR 控制器。在此基础上进行了逆变器并联技术研究, 基于 CAN 总线实现了输出同步及并联均流, 给出了系统总体结构和具体实现。5 kW 的样机实验结果验证了控制策略的有效性。

1 并网逆变器的结构和基本原理

太阳能光伏或燃料电池并网逆变器的构成原理如图1所示, 主电路由DC/DC变换器和逆变器两级变换电路构成。其中系统直流输入电压由可再生能源发电设备提供, 本文采用48 V直流稳压电源来模拟太阳能或燃料电池等可再生能源设备。该输入电压首先经Boost型DC/DC变换器产生420 V的直流电压(篇幅所限, 该部分原理略), 然后再经桥式逆变器和LCL滤波后输出电能到电网(并网模式时, 图1(a))或输出电能到负载(独立供电模式时, 图1(b))。

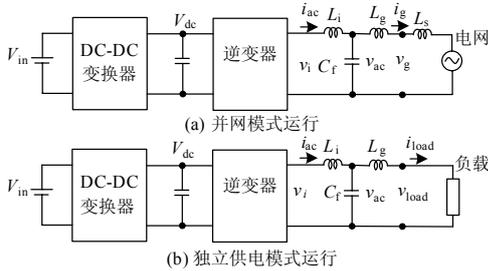


图1 并网逆变器构成

Fig. 1 Utility-interactive inverter configuration

由于LCL滤波器相对传统的单L或LC滤波器对高次谐波具有更好的衰减特性, 因此选择LCL滤波器来实现逆变器与电网或负载之间的连接, 如图1中所示, 由 L_i , C_f 以及 L_g 组成。

当电网电压正常、逆变器工作在并网模式时, 通常以单位功率因数运行, 相当于受控的电流源, 此时并网输出电流是与电网电压同频同相的正弦波。而当电网出现故障、逆变器工作在独立供电模式时, 由于需向负载提供电压支撑, 此时逆变器向负载输出期望的交流电压, 相当于受控的电压源。

2 并网模式时的电流单环PR控制

逆变器并网模式运行时采用电流单环PR控制, 控制框图如图2所示。图中, i_{ref} 为逆变器的并网输出电流指令值, 其相位由电网电压经软件锁相取得, 取滤波电感 L_i 中的电流 i_{ac} 作为电网电流反馈。

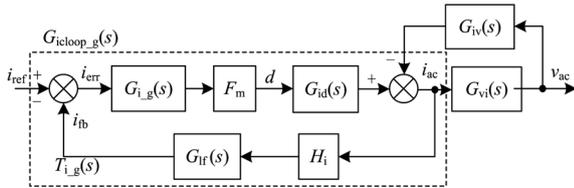


图2 并网运行时的电流单环控制

Fig.2 Control block diagram of a current controlled inverter for grid-connected operation

利用导纳补偿^[11]方法, 未加控制器 $G_{i_g}(s)$ 前系统的开环传递函数 $G_{ioloop}(s)$ 为:

$$G_{ioloop}(s) = F_m H_i G_{id}(s) G_{if}(s) \quad (1)$$

式中: F_m 是DSP的调制器增益; $H_i=34.133$, 是电流反馈系数; $G_{id}(s)$ 是从控制占空比到输出电流的传递函数, 即:

$$G_{id}(s) = \frac{i_{ac}(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc}}{r_{Li} + sL_i} \quad (2)$$

r_{Li} 和 L_i 分别是逆变器侧滤波电感的电感和内阻。

$G_{if}(s)$ 包括一个二阶硬件和一阶软件低通滤波器, ω_{HWF} 、 ω_{ANF} 分别为低通滤波器的截止角频率, 即

$$G_{if}(s) = \frac{\omega_{HWF}^2}{(s + \omega_{HWF})^2} \times \frac{\omega_{ANF}}{s + \omega_{ANF}} \quad (3)$$

为了使逆变器的输出电流准确跟踪指令电流, 实现无稳态误差和抗电网电压干扰, 本文采用如式(4)所示的PR控制器:

$$G_{i_g}(s) = k_p + \frac{2\omega_c k_r s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_1^2} \quad (4)$$

式中: k_p 是比例增益; k_r 是谐振增益; ω_c 是等效带宽; ω_1 是基波角频率。此时系统的开环传递函数 $T_{i_g}(s)$ 为:

$$T_{i_g}(s) = G_{i_g}(s) G_{ioloop}(s) \quad (5)$$

选择PR控制器的设计参数为: $k_p=0.6$, $k_r=75$, $\omega_c=10$ rad/s, $\omega_1=377$ rad/s, $T_{i_g}(s)$ 的波特图如图3所示。可以看出, 在工频基波频率处的幅值为67 dB, 基本可以实现零稳态误差; 剪切频率 f_c 为1 150 Hz, 相位裕量 PM 为62°, 从而保证系统有足够的抗干扰能力。

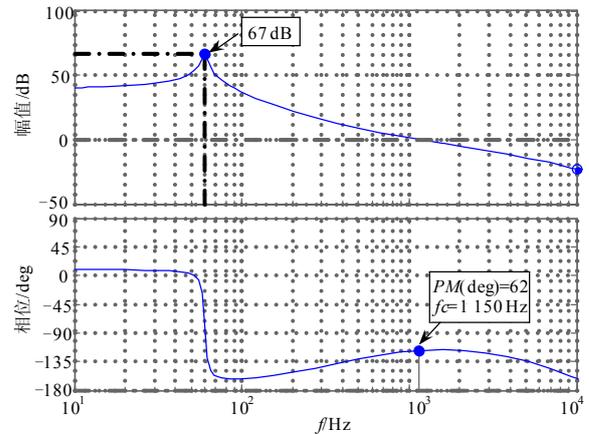


图3 并网运行时的 $T_{i_g}(s)$ 的幅相曲线

Fig.3 The Bode plot of compensated current loop gain $T_{i_g}(s)$

3 独立供电模式时电压双环PR控制

独立供电模式时逆变器工作在电压控制模式。如图4所示,本文设计了电压、电流双环控制器——即电感电流 i_{ac} 内环、输出电压外环控制。利用电压外环调节输出电压的同时,电流内环阻尼输出滤波器的谐振极点。双环控制提高了逆变器的动态响应速度,且具有内在的限流能力。

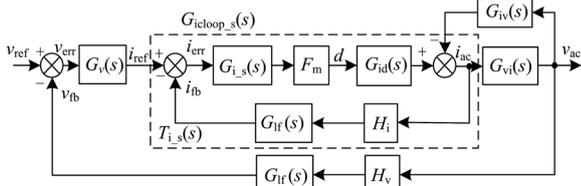


图4 独立供电模式运行时的电压双环控制

Fig.4 Control block diagram of a voltage dual-loop controlled inverter for standalone operation

3.1 内环电流控制器的设计

基于逆变器相同的硬件结构,未加电流控制器前电流环的开环传递函数 G_{ioloop} 和式(1)相同。然而,双环控制中设置电流环的目的是使其具有尽可能高的带宽及稳定裕量,而不像并网模式、单电流环控制时在基波频率处设计高增益以减小输出电流误差。对于一阶的 G_{ioloop} ,这里将电流环控制器 $G_{i_s}(s)$ 设计成简单的比例加上低通滤波器即可。即:

$$G_{i_s}(s) = 0.5 \frac{\omega_{SWF}}{s + \omega_{SWF}} \quad (6)$$

式中: ω_{SWF} 是低通滤波器的截止角频率。实际逆变器的LCL滤波器的参数为: $L_i = 1$ mH, $C_f = 6.8$ μ F, $L_g = 0.22$ mH,此时系统的谐振频率为4.54 kHz。因此,本文设计截止频率为1.5 kHz的一阶低通滤波器,用来衰减输出中可能出现的振荡,即取 $\omega_{SWF} = 9.4$ k rad/s。

因此,加 $G_{i_s}(s)$ 补偿后的电流环的开环传递函数 $T_{i_s}(s)$ 为:

$$T_{i_s}(s) = G_{i_s}(s) G_{ioloop}(s) \quad (7)$$

相应的波特图如图5所示。此时,电流环的闭环传递函数 $G_{icloop_s}(s)$ 为:

$$G_{icloop_s}(s) = \frac{G_{i_s}(s) F_m G_{id}(s)}{1 + T_{i_s}} \quad (8)$$

3.2 外环电压控制器的设计

基于以上设计的电流内环,未加电压控制器 $G_v(s)$ 前电压外环的开环传递函数为:

$$G_{voloop}(s) = G_{icloop_s}(s) \cdot G_{vi}(s) \cdot H_v \cdot G_{if}(s) \quad (9)$$

式中: $H_v = 5.12$,是电压反馈系数; $G_{icloop_s}(s)$ 是电流环闭环传递函数(式8); $G_{if}(s)$ 是与式(3)相同的低通滤波器。

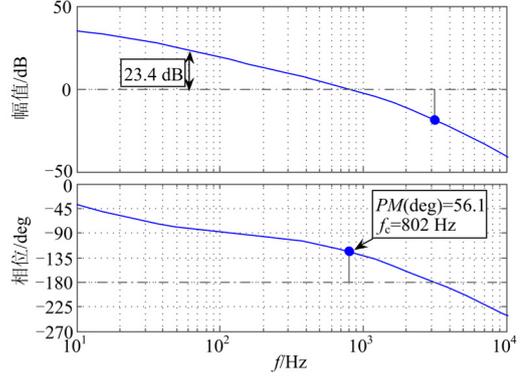


图5 独立供电模式运行时的 $T_{i_s}(s)$ 的幅相曲线

Fig.5 The Bode plots of compensated current loop gain $T_{i_s}(s)$

$G_{vi}(s)$ 是从输出电流 i_{ac} 到输出电压 v_{ac} 的传递函数。假定负载为纯阻 R_0 , $G_{vi}(s)$ 可以写成:

$$G_{vi}(s) = \frac{L_g(s + \omega_{z1})}{L_g C_f (s + \omega_{p1})(s + \omega_{p2})} \quad (10)$$

式中:

$$\omega_{z1} = \frac{R_0}{L_g}, \quad \omega_{p1,2} = -\left[\frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \right]$$

$$a = 1, \quad b = \frac{R_0}{L_g}, \quad c = \frac{1}{L_g C_f}$$

设计电压外环控制器的目的是在提供足够带宽和稳定裕量的前提下,尽可能在基频处获得高的增益以减小稳态误差。为此采用和式(4)相同形式的PR控制器:

$$G_v(s) = k_p + \frac{2\omega_c k_r s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_1^2} \quad (11)$$

选择PR控制器的设计参数为: $k_p = 0.02$, $k_r = 12$, $\omega_c = 10$ rad/s, $\omega_1 = 377$ rad/s,加 $G_v(s)$ 补偿后电压环的开环传递函数 $T_v(s) = G_v(s) \cdot G_{voloop}(s)$ 的波特图如图6所示。可以看出,在工频基波频率处的幅值为38.6 dB,基本可以实现零稳态误差;剪切频率 f_c 为262 Hz,相位裕量 PM 为53.2°,从而保证

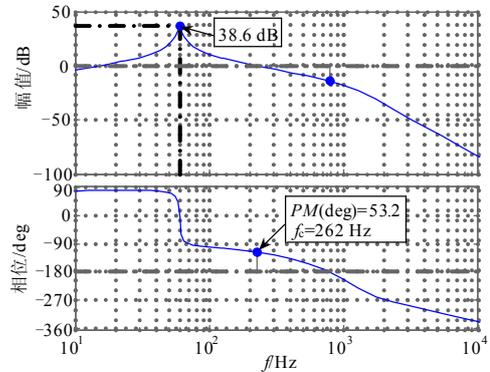


图6 独立供电模式运行时的 $T_v(s)$ 的幅相曲线

Fig.6 The Bode plot of compensated voltage loop gain $T_v(s)$

系统有足够的抗干扰能力。

4 逆变器的并联运行

当逆变器并联运行时, 并联逆变器和系统中关键负载等一起构成微电网^[12], 微电网有并网和孤岛两种基本运行模式。

当电网电压正常时, 微电网运行在并网模式, 各逆变器以单位功率因数运行, 相当于受控的电流源, 此时并网输出电流是与电网电压同频同相的正弦波。

而当电网电压出现故障时, 微电网运行在孤岛模式, 此时一个逆变器(如图中的 1#逆变器)工作在独立供电模式, 输出可调的电压为其他逆变器提供电压支撑; 其他逆变器工作则在并网模式, 输出受控的电流。实际工作中各逆变器的运行模式由上层控制器灵活设置, 图 7 给出了孤岛模式下的系统构成。

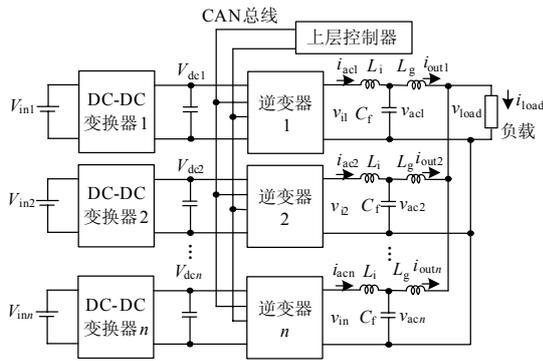


图 7 逆变器的并联运行

Fig.7 Hardware configuration of paralleled inverters

为了实现逆变器之间的均流, 减小甚至消除环流, 本文采用 CAN 总线实现上层控制器与逆变器之间的通信。上层控制器将电流命令通过 CAN 总线发送给各个工作于并网模式的逆变器, 使之输出期望的电流。为了克服传输交流信号带来的延迟, 提高电流响应速度, 设计中仅通过 CAN 总线传输电流的幅值, 而电流的相位则通过锁相环 PLL, 使每个工作于并网模式的逆变器的输出电流(图中的 $i_{ac2} \sim i_{acn}$)自动跟踪工作于独立供电模式的逆变器的输出电压(图中的 v_{load}), 从而达到同步的目的。

5 实验验证

根据本文所设计的系统方案, 制作了两套单相 5 kW 的实验样机, 每套系统由 DC/DC 变换器和逆变器两级变换电路组成, 逆变部分的相关参数如表 1 所示。其中 Boost 型 DC/DC 变换器将 48 V 的直

流输入电压升压产生 420 V 的直流输出电压, 逆变器则将此直流电压变换成 220 V 交流输出电压。系统直流输入电压由燃料电池或太阳能电池等可再生能源发电设备提供, 本文采用 48 V 直流稳压电源来模拟。系统之间的通信、PWM 信号的产生以及 PR 控制器等功能皆由 DSP2808 数字实现, 这即简化了硬件设计, 也易于实现变结构控制, 使逆变器灵活运行在并网/独立供电模式。

表 1 单相逆变器的主要参数

Tab.1 Main parameters of single-phase inverter

参数	数值
滤波电感 L_i, L_g	1.0 mH, 0.22 mH
输出滤波电容 C	6.8 μ F
开关频率 f_{sw}	20 kHz
采样频率 f_s	20 kHz

图 8 示出了单一逆变器采用 PR 控制器和导纳补偿时运行于并网模式时的稳态实验波形。图中 v_g 是电网电压、 i_g 是逆变器的并网输出电流。指令峰值电流为 32 A, 逆变器的输出功率为 4.85 kW。由于 PR 控制器在基频处有足够高的增益, 因此并网输出电流可以跟踪指令电流, 基本无误差。说明本文设计的电流单环 PR 控制器, 可消除稳态输出误差, 有效地使逆变器运行在并网模式。

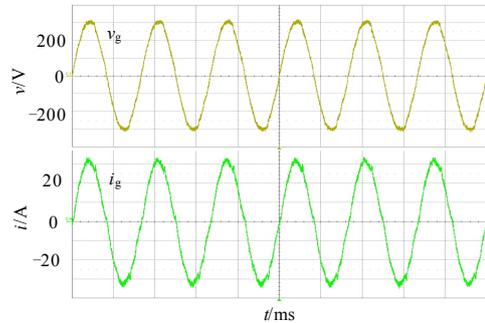


图 8 单一逆变器并网模式运行时的实验波形

Fig.8 Experimental waveforms of single inverter operation in grid-connected mode

图 9 示出了单一逆变器运行于独立供电模式时的实验波形。负载是纯阻负载, 输出电压 v_{ac} 为 215 V, 输出电流 i_{load} 为 24.2 A, 输出功率为 5.2 kW。同样由于电压外环所采用的 PR 控制器在基频处有足够高的增益, 因此逆变器的输出电压可以跟踪参考输出电压, 基本无误差, 消除了输出电压的稳态误差。

图 10 示出了两逆变器并联运行单独向负载供电时的实验波形, 输出功率为 7.6 kW。其中一逆变器工作在独立供电模式, 另一逆变器工作在并网模

式。图中 v_{load} 和 i_{load} 是负载电压和负载电流, i_{out1} 和 i_{out2} 分别是每个逆变器的输出电流。实验结果表明, 两逆变器的输出电流同相, 而且均分负载电流, 逆变器之间没有环流。说明锁相环及自动相位调整电路工作正常, 且由于 CAN 总线只需发送逆变器输出电流的幅值, 传输速度快, 因而与传统的采用 Droop 功能的并联逆变器相比, 具有快速的响应。

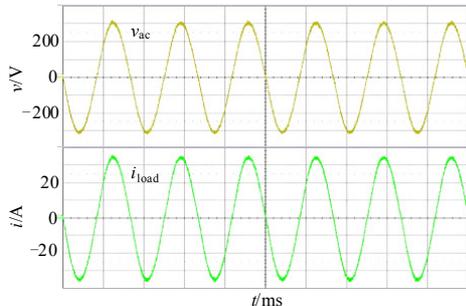


图9 单一逆变器独立供电模式运行时的实验波形

Fig. 9 Experimental waveforms of single inverter operation in standalone mode

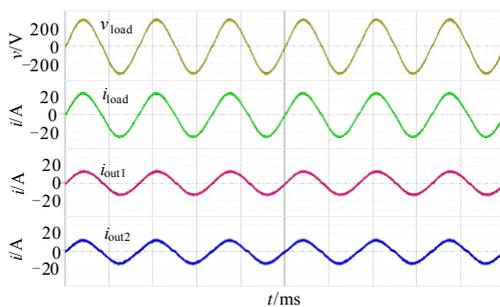


图10 两逆变器并联运行时的实验波形

Fig.10 Experimental waveforms of parallel inverters operation

6 结论

本文给出了即可工作于并网模式又可工作于独立供电模式的并联逆变器的整体设计和实验结果。主要特点如下:

1) 电流单环和电压双环控制器设计

对于并网模式, 提出了具有PR调节和导纳补偿功能的电流单环控制器, 在保证系统稳定的同时, 有效地减小甚至消除了输出电流稳态误差。对于独立供电模式, 设计了外环采用PR控制器和内环采用比例控制器的双环控制器, 既可保证暂态时限制电流幅值, 又保证电压环稳定, 消除输出电压的稳态误差。上述功能全部由软件数字实现, 既简化了硬件设计, 也易于实现变结构控制, 使逆变器灵活运行在并网或独立供电模式。

2) 实现了同步和并联均流

并联运行时上层控制器将电流幅值命令通过CAN总线发送给其他工作于并网模式的逆变器, 不同逆变器之间的输出同步由PLL和自动相位调整来实现。

各稳态实验结果验证了并联逆变器整体设计的合理性及有效性。基于该并联逆变器构成的微电网系统, 目前正在进行并网和孤岛模式切换技术的研究。本文所提出的设计思想和架构可以应用到微电网等分布式发电系统中。

参考文献

- [1] 汪海宁, 苏建徽, 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, et al. Unitive control of PV grid connected generation and reactive compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20 (9): 114-118.
- [2] 王飞, 余世杰, 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, et al. Research on photovoltaic grid-connected power system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20 (5): 72-74.
- [3] Teodorescu R, Blaabjerg F, Borup U, et al. A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation[C]. //Proc of IEEE APEC. Anaheim CA: 2004: 580-586.
- [4] 郭小强, 郭伟扬, 等. 新型并网逆变器控制策略比较和数字实现[J]. 电工技术学报, 2007, 22 (5): 111-116. GUO Xiao-qiang, WU Wei-yang, et al. Comparative analysis and digital implementation of novel control strategies for grid-connected inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22 (5): 111-116.
- [5] Chen J F, Kuo Y C, Liang T J. Voltage and current hybrid controlled PWM inverters using variable structure control[C]. //Proc of IEEE PEDS. 1999: 1010-1014.
- [6] Wu T F, Chen Y K, Huang Y H. 3C strategy for inverters in parallel operation achieving an equal current distribution[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2000, 47 (4) :273-281.
- [7] Wu T F, Wu T E, Hsieh H M, et al. Current weighting distribution control strategy for multi-inverter systems to achieve current sharing[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2007, 22 (1) :160-168.
- [8] Brabandere K D, Bolsens B, Keybus J V D, et al. A voltage and frequency droop control method for parallel inverters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2007, 22 (7): 1107-1115.

(下转第 120 页 continued on page 120)

LI Ya-jian, WU Shou-yuan, ZHOU Xiao-xin, et al. SSR mitigation test studies of TCSC on analog simulator[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21 (6): 1-4.

[4] 郭春林, 童陆园. 多机系统可控串补 (TCSC) 抑制功率振荡的研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24 (6): 1-6.

GUO Chun-lin, TONG Lu-yuan. Application of TCSC to damp oscillations in multi-machines system[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24 (6): 1-6.

[5] 林字锋, 徐政, 黄莹. TCSC功率振荡阻尼控制器的设计[J]. 电网技术, 2005, 29 (22): 35-39.

LIN Zi-feng, XU Zheng, HUANG Ying. Design of TCSC auxiliary controller for inter-area power oscillation damping[J]. Power System Technology, 2005, 29 (22): 35-39.

[6] Pilotto L A S, Bianco A, Long W F, et al. Impact of TCSC control methodologies on subsynchronous oscillations[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2003, 18 (1): 243-252.

[7] Kakimoto N, Phongphananee A. Subsynchronous resonance damping control of thyristor-controlled series capacitor[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2003, 18 (3): 1051-1059.

[8] 葛俊, 童陆园, 耿俊成. 基于电容电压同步信号的 TCSC 阻抗阶跃特性的研究[J]. 电力系统自动化, 2001, 25 (4): 37-40.

GE Jun, TONG Lu-yuan, GENG Jun-cheng. Study on impedance step characteristics of TCSC based on capacitor voltage synchronizing signal[J]. Automation of Electric Power Systems, 2001, 25 (4): 37-40.

[9] 中国电力科学研究院. 超高压输电系统中灵活交流输电 (可控串补) 技术的技术总结报告第四篇——可控串补控制系统及动模实验[R]. 北京: 中国电力科学研究院, 1999.

[10] 张慧媛, 姜建国, 冯宇. 可控串补装置的动态建模及数字仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23 (5): 14-18.

ZHANG Hui-yuan, JIANG Jian-guo, FENG Yu. Research on dynamic modeling and digital simulation of TCSC[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23 (5): 14-18.

[11] Dragan Jovicic, Pillai G N. Analytical modeling of TCSC dynamics[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20 (2): 1097-1104.

[12] Yin Z D, Tong L Y, Chen Y T, et al. A study on the characteristics of TCSC based on digital simulations and physical experiments[C]. //Proceedings of 1998 International Conference on Power System Technology. Beijing(China): 1998: 328-332.

[13] 姚伟, 孙海顺, 文劲宇, 等. TCSC动模装置及其实验研究[J]. 电力自动化设备, 2009, 29 (2): 51-55.

YAO Wei, SUN Hai-shun, WEN Jin-yu, et al. TCSC dynamic simulation device and experimental research[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29 (2): 51-55.

[14] 李可军, 赵建国, 孙海顺. 一种可控串联补偿动态模拟实验装置[J]. 电网技术, 2005, 29 (15): 71-75.

LI Ke-jun, ZHAO Jian-guo, SUN Hai-shun. An experiment device for thyristor controlled series compensation dynamic simulation[J]. Power System Technology, 2005, 29 (15): 71-75.

收稿日期: 2009-10-29; 修回日期: 2009-12-31

作者简介:

李可军 (1972-), 男, 副教授, 博士, 从事可控串补动态模拟及其控制策略的研究; E-mail: lkjun@sdu.edu.cn

孙莹 (1959-), 男, 教授, 主要从事电力系统自动化、电力系统运行与控制等领域的研究。

(上接第 114 页 continued from page 114)

[9] Zhang C, Chen G, Guo Z, et al. An alternating-master-slave parallel control research for single phase paralleled inverters based on CAN bus[C]. //Proc of IEEE IPEDMC. 2006: 1-5.

[10] Liserre M, Blaabjerg F, Hansen S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2005, 41 (10): 1281-1291.

[11] Chen C L, Park S Y, Lai J S, et al. Admittance compensation in current loop control for a grid-tie LCL fuel cell inverter[C]. //Proc of IEEE PESC. Orlando FL: 2007: 520-526.

[12] Lasseter R H. Microgrids[C]. //Proc. of IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. 2002: 305-308.

收稿日期: 2009-11-02; 修回日期: 2010-03-29

作者简介:

王玉斌 (1967-), 男, 工学博士, 副教授, 主要研究方向为现代电力电子技术及应用。E-mail: sdjnywb@163.com