

移动电站直流并联功率分配研究

杜运超 邵天章 谷志锋

(机械工程学院车辆与电气工程系电力工程教研室 石家庄 050003)

摘要: 在分析了交流电源直接并联存在的不足的基础上,提出了采用三相 PWM 整流—并联—PWM 逆变的供电模式。三相 PWM 整流器输出的直流电压含有谐波导致直流电压不断脉动,交流电源通过三相 PWM 整流器进行直流并联时,必须考虑电压脉动的影响。针对此问题,通过在整流器输出侧添加电阻的方式,抑制了电压脉动对并联稳定的影响;分析了并联模块接入时机对并联过程的影响;提出了一种实现并联条件下,单个模块输出功率自由分配的控制方式。最后,通过仿真验证了该控制方式的可行性。

关键词: 三相 PWM 整流器;并联;功率分配

中图分类号: TM461 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4030

Research on the power distribution of the mobile power station DC parallel system

Du Yunchao Shao Tianzhang Gu Zhifeng

(Electric Power Engineering Teaching and Research Section, Vehicles and Electrical Department of Ordnance Engineering College, Shijiazhuang 050003, China)

Abstract: Based on the analysis of the direct current power supply mode with deficiency, a power supply mode of three-phase PWM rectifier-parallel-PWM inverter is proposed. The DC voltage of three-phase PWM rectifier contains harmonics that cause the DC side voltage ripple changing constantly. When the AC power supply is connected in parallel with three phase PWM rectifier, the effect of voltage fluctuation must be considered. To solve this problem by increasing the resistance on the rectifier output side to inhibit the voltage ripple effects on the stability of parallel system. And the influence of parallel module accessing time on the parallel process is analyzed. This paper proposes a control method which can realize the free distribution of a single module output power. Finally, the feasibility of the control method is verified by simulation.

Keywords: three-phase PWM rectifier; parallel; power distribution

1 引言

在野外作业等用电设备远离大电网的情况下,移动电站得到了广泛的应用,随着用电设备的增加,对移动电站的功率等级也提出了新的要求。考虑可靠性和利用率,利用相同制式的移动电站并联供电比采用单台大功率电站更经济可靠^[1-2]。由于交流直接并联必须满足电压幅值、相位、频率、相序的一致,并联条件苛刻,所以采用整流—并联—逆变的方为负载供电。

目前对于移动电站并联的研究,大多文献都将重点放在了交流并联上。交流并联控制结构复杂、并联过程损耗较大,因此部分学者提出了采用分布式直流配电的并联方

式降低了并联过程中的损耗。由于分布式直流配电的主要目的是使各个模块输出电流实现均流^[3-4],对简化并联控制系统的设计,和具体的模块并联过程中遇到的功率分配等问题没有进行清晰的分析。本文正是从这一角度出发探索了并联过程所遇到的相关问题,最终实现模块的功率按照功率等级等比例输出。

2 整流器并联系统分析

首先采用如图 1 所示的两个整流模块进行并联分析,假设两模块的输入电源完全一样,相位相差 120°,采用三相 PWM 全控整流,且都采用文献[5]中的双环 PI 控制方式。

收稿日期:2015-07

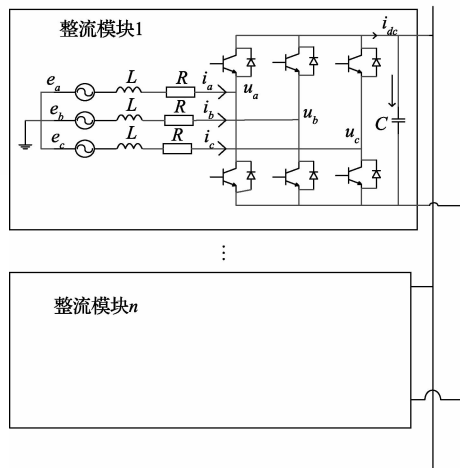


图1 三相PWM整流器并联拓扑结构

稳态情况下,每个整流模块都可以等效为一个直流电压源 u_i 和一个输出阻抗 Z_i 的串联,整流模块到负载的线路电阻为 R_i ,等效直流负载为 R_L ,负载端的直压为 u_z 。两个整流模块并联如图2所示,并且相应的整流并联数学模型^[6]为:

$$\begin{cases} u_z = u_1 - (Z_1 + R_1)i_1 \\ u_z = u_2 - (Z_2 + R_2)i_2 \end{cases} \quad (1)$$

设定每个模块的等效输出阻抗为:

$$Z_{eqi} = Z_i + R_i$$

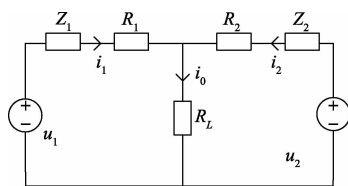


图2 整流模块并联等效

由于PWM整流器具有稳定直流电压的能力,当负载在一定范围内变化时,整流器都可以通过自身的控制环节将输出电压稳定在设定值上,所以PWM整流器可以近似为输出特性为硬特性的电压源,即 $Z_i = 0$,则由节点电压法可得系统的并联模型为:

$$\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_L}\right)u_z = \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} \quad (2)$$

对式(2)进行化简可以得到:

$$u_z = \frac{R_2 u_1 + R_1 u_2}{R_1 + R_2 + R_1 R_2 / R_L} \quad (3)$$

两个模块输出电流分别为:

$$\begin{cases} i_1 = \frac{u_1 - u_z}{R_1} = \frac{R_L(u_1 - u_2) + R_2 u_1}{R_L(R_1 + R_2) + R_1 R_2} \\ i_2 = \frac{u_2 - u_z}{R_2} = \frac{R_L(u_2 - u_1) + R_1 u_2}{R_L(R_1 + R_2) + R_1 R_2} \end{cases} \quad (4)$$

两个模块输出的电流偏差为 Δi :

$$\Delta i = i_1 - i_2 = \frac{2(u_1 - u_2) + \left(\frac{R_2}{R_L}u_1 - \frac{R_1}{R_L}u_2\right)}{R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_L}} \quad (5)$$

由于接线电阻远小于负载电阻 $R_i \ll R_L$ 所以式(5)可以化简为:

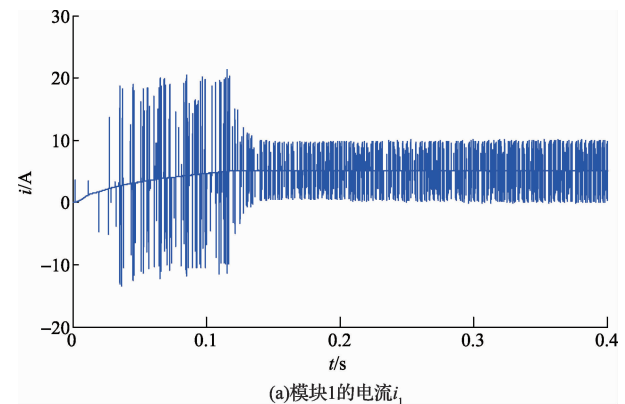
$$\Delta i = i_1 - i_2 \approx \frac{2(u_1 - u_2)}{R_1 + R_2} \quad (6)$$

由式(6)可知两个模块直流输出电压的差值越大,模块间环流 Δi 越大,相应的模块间的输出功率不平衡程度也越大,因此必须降低环流 Δi 对并联系统的干扰。

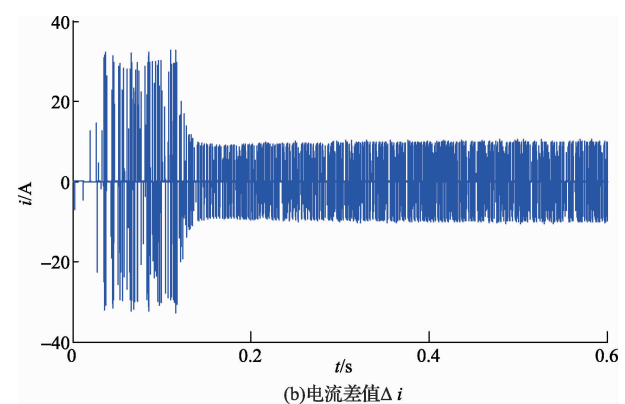
由文献[7-8]知稳定情况下,三相PWM整流器的直流侧的电压处于不断脉动的过程,且脉动的幅度由交流电压幅值、相位等电路参数共同决定。所以两个整流模块并联过程中即使参数选取完全相同,系统也会出现直流电压脉动不一致而导致的电压偏差,且电压偏差不断振荡,导致直接并联时模块输出电流剧烈振荡。

为此选择在每个模块与负载的连接线上添加电阻 R_θ 的方式,变相提高单个模块输出电阻阻值,降低电压脉动产生的振荡环流。

假设两个相同模块同时启动为负载供电,两个整流模块的具体参数如下:交流电源侧相电压为110V,直流输出侧设定的直流电压为500V,交流滤波电感为10V,直流稳压电容5000 μF ,为简化分析负载采用纯阻性负载 $R_L = 50 \Omega$ 。为验证添加电阻的抑制效果,对两个模块分别添加 $R_\theta = 0$ 和 $R_\theta = 1 \Omega$ 时,相应的仿真效果如图3和4所示。



(a)模块1的电流 i_1



(b)电流差值 Δi

图3 $R_\theta = 0$ 时电流的输出响应

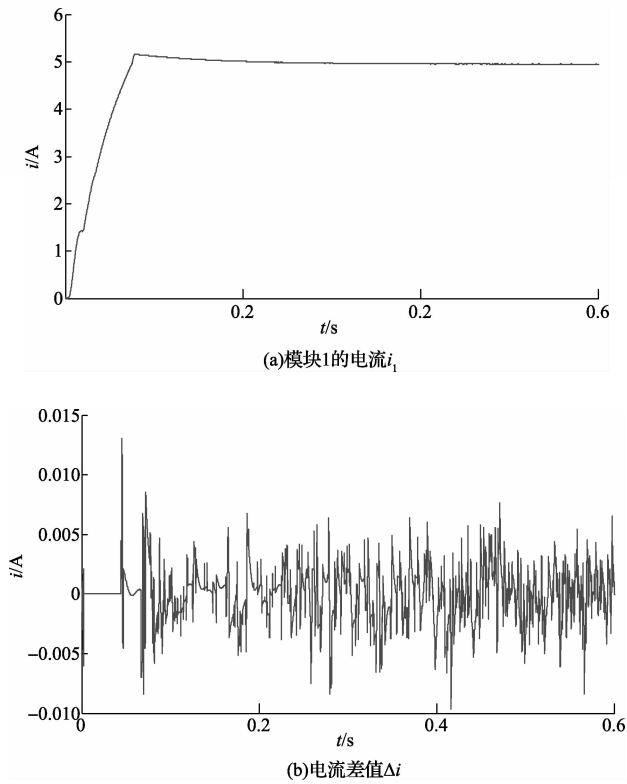


图4 $R_\theta = 1 \Omega$ 时电流的输出响应

由图3和4对比可知,不添加电阻时,模块输出电流始终处于不断的振荡中,严重影响整流模块的稳定运行,当添加的电阻为 $R_\theta = 1 \Omega$ 时,模块输出电流差值很小,实现了输出电流的稳定。

3 并联接入时机的选择

由于实际条件下整流模块不可能同时启动为负载供电,假设其中一个模块的直流侧电压已经稳定,另一个整流模块没有达到设定的稳定电压值便并联进入系统,将会在模块间产生极大的环流,严重时损坏开关器件^[9-10]。所以整流模块并联应该采用的供电模式是:两个模块在空载情况下启动后,在满足单个模块直流侧电压稳定后,并联为负载提供相应的电能。

假设添加的均流电阻为 $R_\theta = 1 \Omega$,两个模块的启动时间相差0.1s,分别仿真在第一个模块启动0.3s和1s后,两个模块并联为负载供电,相应的仿真图形如图5和6所示。

由图5和6对比可知并联模块在输出电压相对稳定的情况下,对模块实行并联后,并联时的瞬态不均流程度小,并且能快速实现模块间均流输出。在实际工作条件下,可根据模块的耐受冲击特性,确定并联供电的时机。

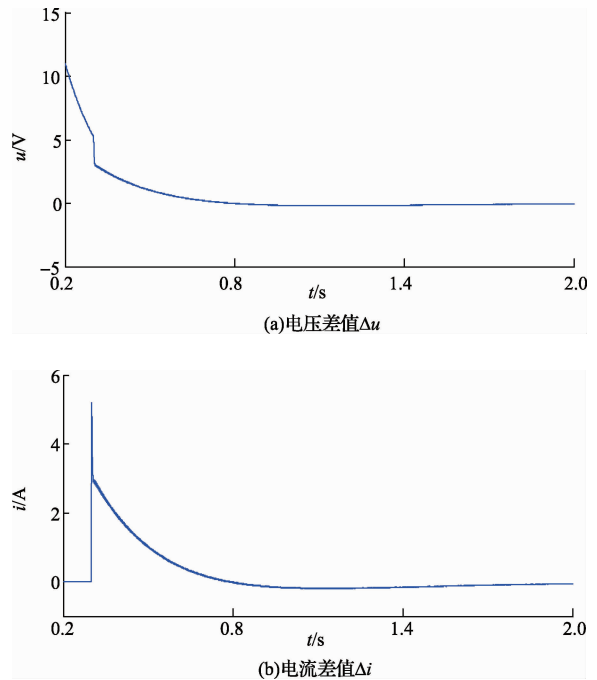


图5 0.3 s 并联时的系统响应

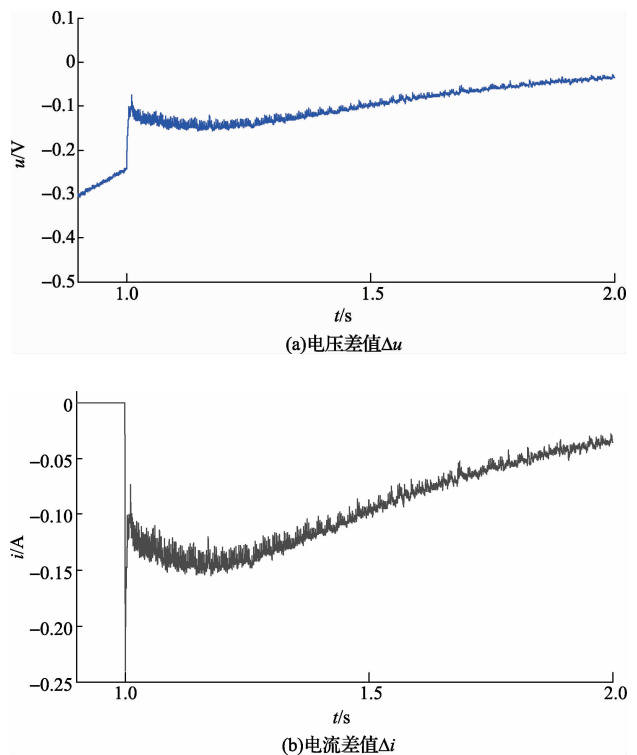


图6 1 s 并联时的系统响应

4 功率分配控制

在一些特殊应用的场合,需要将不同功率制式的移动电站并联供电,由此必须使移动电站输出的功率按自身功率等级等比例分配,才能使每个电站都工作在最佳的输出状态上。

为求得两个模块功率分配不同的情况下,每个模块电压参考值,假设功率分配实现稳态的情况下,即每个模块直流侧电压稳定,并且等于各个模块的参考电压时,对参考电压的设定值进行分析有:

$$\left(\frac{1}{Z_{eq1}} + \frac{1}{Z_{eq2}} + \frac{1}{R_L}\right)u_{ref} = \frac{u_{1ref}}{Z_{eq1}} + \frac{u_{2ref}}{Z_{eq2}} \quad (7)$$

式中: u_{zref} , u_{iref} 分别为负载参考电压和整流器直流侧参考电压。

由于添加的电阻 $R_\theta \geq R_L$ 所以原式可以近似为:

$$\left(\frac{1}{R_\theta} + \frac{1}{R_\theta} + \frac{1}{R_L}\right)u_{zref} = \frac{u_{1ref}}{R_\theta} + \frac{u_{2ref}}{R_\theta} \quad (8)$$

令功率分配系数为 k , 由于两个模块在负载端的输出电压相同, 所以有式(9):

$$k = \frac{u_{zref}i_{1ref}}{u_{zref}i_{2ref}} = \frac{i_{1ref}}{i_{2ref}} = \frac{u_{1ref} - u_{zref}}{u_{2ref} - u_{zref}} \quad (9)$$

式中: i_{iref} , u_{iref} 分别为模块指令参考输出功率, 输出电流和整流器直流侧电压。由式(8)、(9)可知每个模块的指令参考电压为:

$$\begin{cases} u_{1ref} = \left[\frac{kR_\theta}{(1+k)R_L} + 1 \right] u_{zref} \\ u_{2ref} = \left[\frac{R_\theta}{(1+k)R_L} + 1 \right] u_{zref} \end{cases} \quad (10)$$

当每个整流模块按照指令参考电压输出时, 整流器之间功率将会自动实现按照系数 k 分配。

设置分配系数 $k = \frac{3}{7}$, 负载侧的稳态电压 $u_z =$

500 V, 稳态负载功率 $p_{zref} = 5$ kW 添加电阻 $R_\theta = 1 \Omega$, 则相应的指令参考电压为:

$$\begin{cases} u_{1ref} = 503 \text{ V} \\ u_{2ref} = 507 \text{ V} \end{cases} \quad (11)$$

两模块同时启动后在 0.6 s 时并联为负载供电, 相应的仿真结果如图 7 所示。

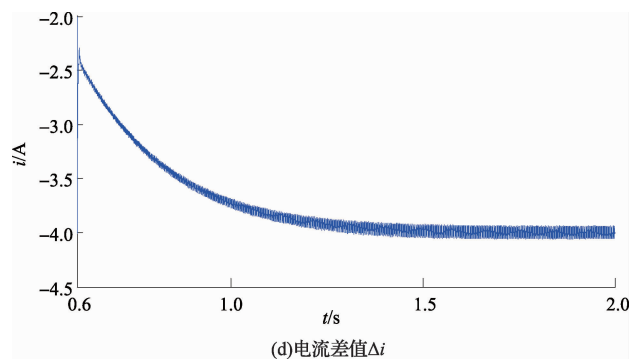
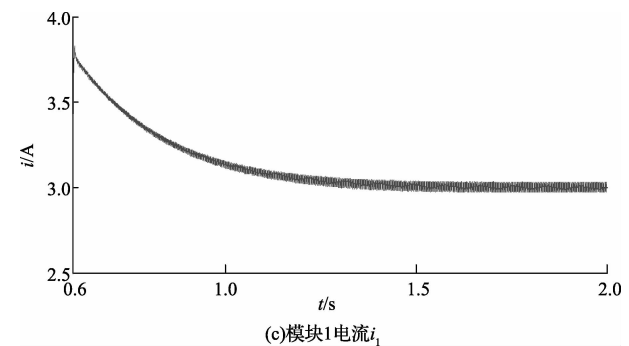
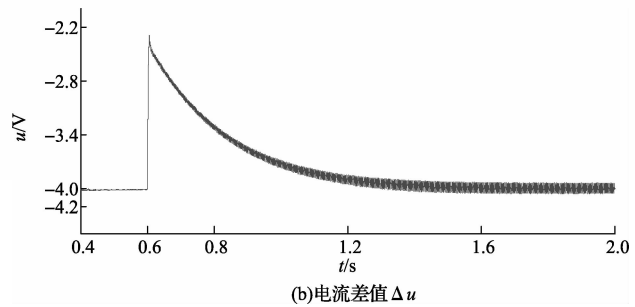
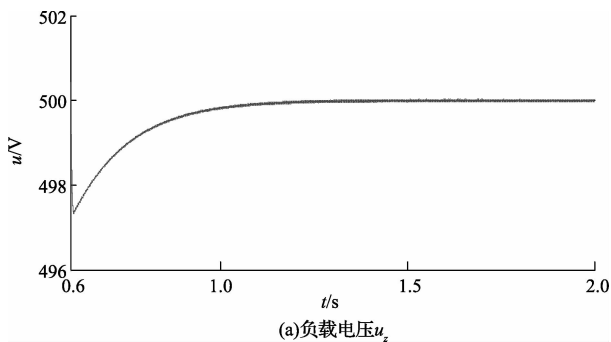


图7 功率分配控制下状态响应

由图7可知模块1输出的电流值最终稳定在3 A左右, 直流侧电压稳定在500 V; 2个模块的电流差为-4 A, 则模块间的输出功率之比为3:7实现了功率按照指令分配的要求, 验证了所提理论的正确性。

5 结论

基于三相PWM整流器直流侧电压脉动的现象, 通过为并联模块添加电阻的方式, 抑制了模块间的电流振荡; 确立了直流侧电压相对稳定后再对模块并联供电的标准; 通过调整并联模块的直流指令电压, 从而实现模块间功率按指令分配。实验结论对多个移动电站的直流并联同样适用。然而在研究的过程中只对整流并联部分进行了研究, 采用的负载也是理想电阻, 没有逆变供电的部分, 所以今后采用不同负载类型验证整流并联供电的可靠性。

参 考 文 献

- [1] 申淑静. 变频发电机组并联均流控制系统的设计与研究[D]. 重庆:西南大学, 2010.
- [2] 黄文君, 曹永平, 张健能. 基于 IRMCF343 的空调变频控制器设计[J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(8): 53-56.
- [3] 彭建学, 叶银忠, 刘以建. 分布式直流开关电源并联技术[J]. 上海海事大学学报, 2009, 30(1): 1-5.
- [4] 刘秉安. 基于 ZVS-PWM 功率变换器的设计与制作[J]. 电子测量技术, 2013, 32(1): 46-49.
- [5] 董玉玺. 三相电压型整流器的仿真研究[D]. 重庆:重庆大学, 2010.
- [6] 王文娟, 黄建. 航空用三相电压型 PWM 整流器并联控制技术[J]. 电子技术, 2011(2): 28-31.
- [7] 史伟伟, 蒋全, 胡敏强, 等. 三相电压型 PWM 整流器的数学模型和主电路设计[J]. 东南大学学报:自然科学版, 2002, 32(1): 50-55.
- [8] 张崇巍, 张兴. 三相 PWM 整流器及其控制[M]. 北京:机械工业出版社, 2007.
- [9] 杨庆庆, 徐科军, 任保宏, 等. 变 PWM 占空比的压电式阀门定位气控制方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2014, 28(4): 424-433.
- [10] 陈英华, 胡国清, 邹崇, 等. 一种用于电容式电磁流量计的励磁系统研制[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(7): 1659-1666.

作 者 简 介

杜运超, 1992 年出生, 硕士研究生。主要研究方向为军用电站组网非线性鲁棒控制研究。

E-mail: 1203466877@qq.com

邵天章, 1967 年出生, 副教授, 硕士研究生导师。主要研究方向为移动电站控制技术。

谷志锋, 1979 年出生, 博士研究生, 讲师。主要研究方向为电力系统非线性控制技术。

(上接第 47 页)

参 考 文 献

- [1] 梁胜. 北京:完善产业链提升竞争力[N]. 中国电子报, 2011-04-19(3).
- [2] 陈金梅, 马虎兆. 滨海新区与浦东新区、中关村科技园区发展比较研究[J]. 上海经济研究, 2015(1): 106-113.
- [3] 曹乐平. 产业协同创新空间及提升路径——以闽台集成电路产业为例[J]. 长江大学学报:社会科学版, 2014, 37(12): 49-51.
- [4] 苏明, 颜世峰. 集成电路产业发展分析及北京发展集成电路产业的战略思考[J]. 中国集成电路, 2014, 23(9): 11-24.
- [5] 陈炳欣. 集成电路快速发展需要适度泡沫——中科院微电子研究所所长叶甜春[J]. 集成电路应用, 2015(7): 8-9.
- [6] 冼志勇, 徐洁. 战略性新兴产业知识产权保护的协同合作机制研究——以集成电路设计公司为例[J]. 科学管理研究, 2013, 41(4): 57-60.
- [7] 北京市统计局. 国家统计局北京调查总队[R]. 北京市 2014 年国民经济和社会发展统计公报, [2015. 2] <http://www.bjstats.gov.cn/>.
- [8] 徐恒. 天津:京津冀协同推动未来之“芯”[N]. 电子信息产业网 [2015. 4]. http://eyyw.cena.com.cn/2015-04/30/content_274295.htm.
- [9] 蒋晓岚. 城市视域的电子信息产业创新策略与方向研究——基于合肥与深圳的比较[J]. 华东经济管理, 2015, 29(3): 104-109.

作 者 简 介

潘卓伟, 1979 年出生, 学士学位, 产业研究室副主任。主要研究方向为电子信息产业发展及企业竞争情报。

E-mail: pan_zw123@126.com

张焱, 1982 年, 学士学位, 所长助理。主要研究方向为电子信息产业发展趋势。

E-mail: zhangyan_8217@126.com