

# 基于能量守恒 PI 控制方法的有源电力滤波器研究

卢浩<sup>1</sup>, 宋明华<sup>2</sup>, 谢启<sup>1</sup>, 梁胜军<sup>2</sup>

(1.常熟理工学院, 江苏 常熟 215500; 2.塔里木油田公司塔西南电力工程部, 新疆 塔里木 844804)

**摘要:** 针对并联型有源电力滤波器谐波电流分量检测运算复杂,从直流侧电容电压以及 APF 补偿电流的双闭环控制角度出发,分析了在省略谐波及无功电流模块后的 APF 电流关系,在此基础上提出可基于新型电源电流控制的方法,不再需要复杂的硬件设计和有功电流运算单元,且保留了双闭环电流控制回路和参考指令电流控制器。并从能量守恒的角度论证了这种方法的可行性,提出了一种高性能的 APF 控制方法。最后通过仿真实验证明理论分析的正确性。

**关键词:** 有源电力滤波器; 谐波检测; 电源电流控制; 能量 PI 控制; 直流侧电压; 双闭环

## Research on shunt active power filter based on a control method of PI conversation of energy

LU Hao<sup>1</sup>, SONG Ming-hua<sup>2</sup>, XIE Qi<sup>1</sup>, LIANG Sheng-jun<sup>2</sup>

(1.Changshu Institute of Technology, Changshu 215500, China; 2.Petro China Tarim Oilfield Company, Tarim 844804,China)

**Abstract:** This paper aims at the complexity of calculation on inspection of harmonic of active power filters. From the perspective of DC side capacitor voltage and the compensation current of APF, this paper analyzes the current connection of APF when the part of harmonic and reactive power is omitted. Then it puts forward a new method based on the control of source voltage, which will avoid complex hardware design and the unit of current active power. It also reserves the part of double closed loop of current control and the referenced instruction control device. The feasibility of the method is demonstrated from the perspective of conversation of energy. A high performance method to control APF is proposed. By using a simulated experiment, it shows the validity of theoretical analysis.

**Key words:** active power filter; harmonic inspection; source current control; energy control of PI; DC side voltage; double closed loop

中图分类号: TM713 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2009)12-0068-05

## 0 引言

有源电力滤波器 APF (Active Power Filter) 的研究是电力电子技术学科领域一项热门的课题。而并联型 APF 研究的重点在于电流控制的方法,它是影响到并联型 APF 的性能优劣的重要因素。并联型 APF 的电流控制方法主要分两类:一类是传统的并联型 APF(下简称传统型 APF),它需要检测谐波电流,通过检测的谐波电流进行补偿的控制,检测方法如:快速傅立叶变换检测法、基于瞬时无功率理论的检测法<sup>[1,2]</sup>,其中的典型代表是日本学者 H.Akagi 在 1983 年提出的瞬时无功率理论方法<sup>[3]</sup>。瞬时无功率理论方法虽然较好地解决了实时性问题,但是也存在一定缺陷:如硬件电路复杂,需要使用低通滤波器,运算复杂等。而另一类采用电源电流直接控制 APF 的电流控制方法(以下简称新型 APF)<sup>[4]</sup>,因其具有不需要检测谐波电流,硬件

电路结构简单,实时性更好等特点,故在近期受到科研人员的重视,成为并联型 APF 研究的热点。

针对上述情况,本文将分析传统型 APF 谐波电流控制方法以及省略谐波电流检测模块后的电流关系。在此基础上提出一种以直流侧电容电压控制和电源电流跟随控制组成的双闭环控制的新型电源电流控制方法,并对其进行理论推导和论证。最后通过仿真实验论证了新型电源电流控制方法理论分析的正确性。

## 1 传统型 APF 的控制方法

图 1 是传统型 APF 的控制原理框图,其控制原理是通过检测负载的谐波及无功电流,向电网注入与原有谐波和无功电流大小相等方向相反的补偿电流,使电网的总谐波和无功电流为零,从而达到净化电网的目的。

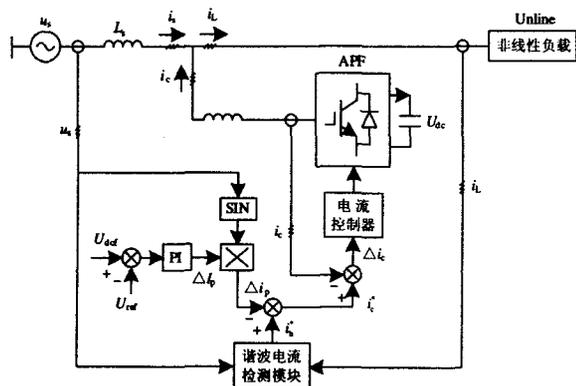


图 1 传统型 APF 控制原理框图

Fig. 1 Conventional control scheme of APF

图 1 中, APF 的电源电流、负载电流和补偿电流之间的关系显然有

$$i_s = i_L + (-i_c) \quad (1)$$

在图 1 中, 非线性负载电流  $i_L$  经过谐波电流检测模块得到谐波电流  $i_h^*$ ;  $\Delta i_p$  是 APF 的直流侧电容对应的有功电流调节量信号;  $i_c^*$  是 APF 补偿参考指令电流,  $i_c$  是 APF 实际补偿电流。实际上, APF 是由直流侧电压(外环)和谐波检测电流(内环)组成的一种双闭环回路控制系统, PWM 模块输出的实际补偿电流值与直流电容电压的波动和谐波及无功电流的检测都有联系。

在传统型 APF 的控制方法中, 谐波电流的检测方法有很多种, 其中最典型的就是瞬时无功率理论方法。这种检测方法常用  $i_p - i_q$  运算方式。  $i_p - i_q$  法的运算原理是将三相电流经过 Park 变换成同步旋转 p-q 坐标系下的有功电流  $i_p$  和无功电流  $i_q$ , 再经过低通滤波器(LPF)得到电网基波直流分量  $\bar{i}_p$ , 再经过反变换及减法电路后得到三相电流对应的基波电流  $i_f$ , 与原电流  $i_L$  相减后便得到谐波电流  $i_h$ 。

因为不需要检测各次谐波含量, 传统型 APF 的谐波电流检测方法最基本的原理是先检测出负载电流中基波有功电流的含量, 然后再用负载电流减去该电流, 从而得到谐波电流的含量。但是这种检测方法需要使用多个乘法器和 LPF, 增加了系统运算量, 出现延迟, 影响补偿效果。考虑到负载电流和电网电流两者的基波幅值等同性, 本文提出一种不需要谐波检测模块的控制策略, 即通过采用直流侧闭环系统控制  $\Delta i_p$  产生电网基波电流  $i_f$  替代谐波电

流检测模块, 进而推导出一种新型电源电流控制补偿的方法。

## 2 传统型 APF 谐波检测模块的可替代性

从上文可知, 传统型 APF 谐波检测的本质是利用 LPF 滤出高于基频的各次谐波, 从而得到基波电流或直流量, 可见 LPF 在谐波检测模块中是关键环节。根据文献[5], 在谐波电流的检测电路中, 一般采用二阶或三阶 Butterworth 低通滤波器, 此时 LPF 的滤波效果和滤波时动态响应时间能够实现最优配置。为了便于分析 LPF 在谐波电流检测中的作用, 推导传统型 APF 和新型 APF 的联系, 本文设计了一个无限冲击响应型(IIR)二阶低通数字滤波器。

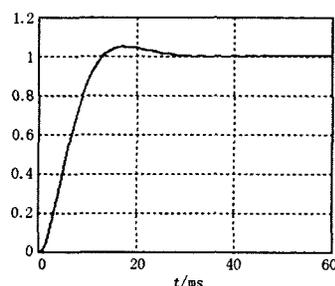


图 2 二阶 Butterworth 低通数字滤波器单位阶跃响应

Fig. 2 A unit transient response of 2nd Butterworth digital LPF

图 2 是二阶 Butterworth 低通数字滤波器的单位阶跃响应曲线。取滤波器截止频率  $f_c = 20$  Hz 时, LPF 的动态响应时间  $T_f$  约为 30 ms, 其稳态误差较小, 系统工作稳定。

为了使 APF 正常工作, 达到所要求的补偿效果, 必须使直流侧电容电压  $U_{dc}$  维持稳定, 以保证在进行动态补偿的任何瞬间能根据控制要求输出所需要的补偿电流, 因此采用 PI 调节电路将直流侧电源维持在稳态值。PI 调节器的传递函数设计, 可以采用经典的控制理论方法进行设计, 其传递函数表达式为

$$W_{PI}(s) = \frac{K_{PI}(\tau s + 1)}{\tau s} \quad (2)$$

式中:比例系数  $K_{PI}$  和时间常数  $\tau$  按闭环幅频特性临界比例法可以确定<sup>[15]</sup>。

由上文可知, APF 的补偿电流中包含一定的基波有功电流调节量  $\Delta i_p$ , 从而使 APF 的直流侧和交流侧交换能量, 将  $U_{dc}$  调节至给定值。

图 3 是直流侧电压对应的  $\Delta i_p$  变化响应曲线。在  $t=0-0.1$  s 期间, 电容处于充电状态,  $\Delta i_p$  需要较大的超调响应来完成充电。随后,  $\Delta i_p$  趋向于零,

APF 输出补偿电流。但由于 APF 补偿电流中含有交流成分,故  $\Delta I_p$  存在小幅波动,以维持电容电压稳定。

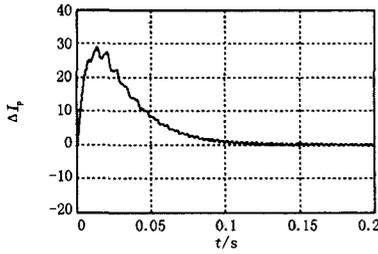


图 3 直流侧电容有功电流调节量响应

Fig. 3 The active current regulated quantity of DC voltage transient response

可以推测如果图 3 中输出的有功电流调节量增加基本电流直流量部分,则和图 2 的输出阶跃响应具有类似性,因此是否考虑能用 PI 调节电路代替 LPF 输出基波电流  $i_f$ ,通过降低  $U_{dc}$  值,将这部分能量转移到直流侧闭环回路的 PI 调节中,产生一个包含  $\Delta i_p$  和  $i_f$  的新电流调节量  $i_s^*$  ( $i_c^* = -i_s^*$ ),从而可以在不影响 APF 性能的情况下,省去谐波电流检测模块。如以瞬时无功功率理论检测法为例,其检测电流关系有<sup>[6,7]</sup>

$$i_h = C_{23} \cdot \sin(\omega t) \cdot \bar{i}_p \quad (3)$$

$$\Delta i_p = \sin(\omega t) \cdot \Delta I_p \quad (4)$$

$$i_s^* = (C_{23} \cdot \bar{i}_p + \Delta i_p) \cdot \sin(\omega t) \quad (5)$$

根据式(3)和式(4)可知,只要 PI 调节电路输出  $i_s^*$  满足式(5)所要求时,即只需产生  $C_{23}$  系数倍的直流量  $\bar{i}_p$ ,就可代替原谐波电流检测模块作用。

### 3 新型 APF 的控制策略

#### 3.1 电流关系的推导

图 4 是在将传统型 APF 的谐波电流检测单元省去的原理图,其需要检测的有功电流  $i_f$  将由直流侧电容电压闭环控制回路补偿产生。

图中补偿电流参考指令关系有

$$i_c^* = i_L - i_s^* \quad (6)$$

根据式(1)可得

$$\Delta i_c = i_c^* - i_c = (i_L - i_c) - i_s^* = i_s - i_s^* \quad (7)$$

从文献[12]可知,电源电流控制的 APF 的电源电流和补偿电流关系有

$$\Delta i_s = i_s - i_s^* \quad (8)$$

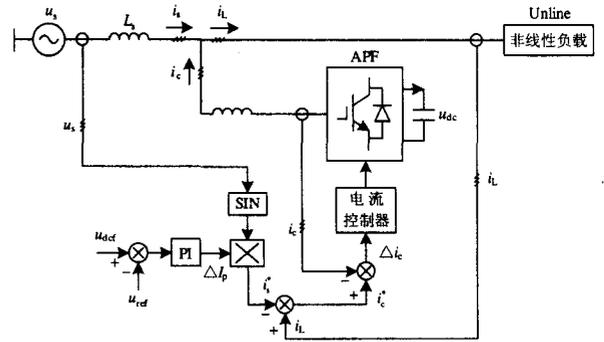


图 4 无谐波检测的并联型 APF 控制原理图

Fig.4 Control scheme without detection of harmonic current for APF

式(8)中,  $\Delta i_s$  是电源电流  $i_s$  的电流偏差量。根据式(7)和式(8),显然可以得到

$$\Delta i_s = \Delta i_c \quad (9)$$

式(9)说明,传统型 APF 的谐波电流检测模块去除后,已经转换成一种新型电源电流控制方法的 APF,使  $i_s^*$  直接跟踪  $i_s$ 。可以说,采用这种新型电源电流控制方法与传统型 APF 电流控制方法是等效的。图 5 是根据以上论述将图 4 简化后的新型电源电流控制方法的 APF 原理图。

系统启动时,当负载电流  $i_L$  增加,  $i_s$  未及时作调整,使得  $i_L$  增加的有功电流分量将由 APF 电流  $i_c$  提供,导致直流侧电容放电,  $U_{dc}$  低于其设定值  $U_{ref}$ ,闭环控制回路输出  $\Delta I_p$  值变大,使  $\Delta i_c$  跟随  $\Delta I_p$  变化,使  $U_{dc}$  开始充电,直至  $i_c + i_s = i_L$  系统平衡后,APF 稳定工作。可见,与传统型的 APF 相比,采用新型电源电流控制方法后,APF 省去了一组电流互感器及其前端电路和谐波电流检测单元,简化了硬件结构,降低了运算量。

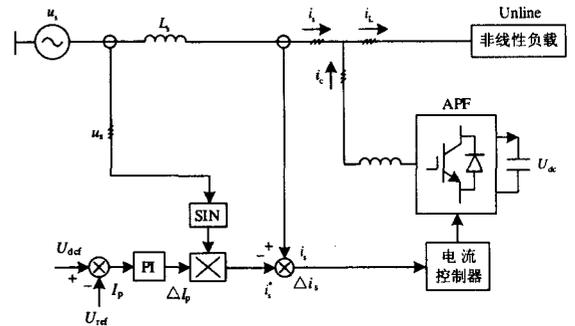


图 5 新型电源电流控制方法的 APF 控制原理图

Fig.5 Control scheme with new strategy of current source control for APF

### 3.2 能量守恒下 PI 控制

当 APF 用于谐波补偿时, 电源电流平均功率  $P_s$ , 负载平均功率  $P_L$  和 APF 交流侧平均功率  $P_A$  三者的关系应满足下式

$$P_s = P_L + P_A \quad (10)$$

忽略 APF 本身的开关损耗, 根据瞬时能量守恒, 存在如下等式关系

$$p_A = CU_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt} \quad (11)$$

式中:  $C$  为直流侧电容容量。

由上式可以计算瞬时有功功率的平均值  $P_A$

$$P_A = \frac{1}{T} \int_0^T p_A dt = \frac{1}{2T} C [U_{dc}^2(T) - U_{dc}^2(0)] = \frac{C \Delta U_{dc}^2}{2T} \quad (12)$$

式中:  $T$  代表一个开关周期。  $U_{dc}[0] = U_{ref}$ ,  $\Delta U_{dc}^2$  是一个开关周期内直流侧电容电压变化值的平方差。根据式(12)可得:

$$P_A = C \Delta U_{dc}^2 / (2T) = P_s - P_L \quad (13)$$

又因为电源侧平均功率表达式为

$$P_s = U_s I_s / 2 \quad (14)$$

式中:  $U_s$  和  $I_s$  分别是系统电源侧电压、电流的幅值。综合式(13)和式(14), 可以得到

$$\Delta U_{dc}^2 = \frac{U_s T}{C} (I_s - \frac{2P_L}{U_s}) \quad (15)$$

式(15)表明, 直流侧电容电压  $U_{dc}$  的波动  $\Delta U_{dc}$  与电源电流的基波幅值  $I_s$  有关。而根据文献[8]可知, 利用 APF 直流侧电容的能量交换的偏差作为电压控制的输入量时有

$$I_p = \frac{CU_{dc}^2 - CU_{ref}^2}{2et} = \frac{U_s T}{2et} (I_s - \frac{2P_L}{U_s}) \quad (16)$$

$$I_s = \Delta I_p = PI(I_p) \quad (17)$$

式(16)中  $e$  为系统接入点基波电压合成矢量的幅值;  $t$  为直流侧电容充电时间。所以只需 PI 参数设计合理, 将比较值  $I_p$  输入 PI 调节电路后, 通过式(17)式就能输出期望的电源电流基波幅值  $I_s$ 。

这种方法的本质是将原来非线性较强的控制系统进行线性化, 减少被控系统非线性因素的影响。同时按照需要设定 PI 调节器的参数, 扩大了 PI 控制对于系统运行状态变化的适应范围。

## 4 实验论证

本文采用 PISM 软件对传统型 APF 和新型 APF

进行了仿真实验, 并将两种方法进行分析比较。仿真参数设置如下: 系统电源电压  $u_s = 220\sqrt{2} \sin(\omega t)$ ; 非线性负载采用三相全控整流桥(产生 5 次、7 次谐波), 电感  $L = 1 \text{ mH}$ , 电阻  $R = 5 \Omega$ ; 交流侧电感  $L = 1 \text{ mH}$ , 直流侧电容  $C = 3300 \mu\text{F}$ , 电容电压初始值  $U_{dc} = 400 \text{ V}$ 。另外 APF 补偿部分的平波电抗器和 RC 滤波器分别取电感  $L = 1 \text{ mH}$ , 电容  $C = 1 \mu\text{F}$ , 电阻  $R = 0.1 \Omega$ 。传统型 APF 直流侧闭环回路 PI 调节电路中  $K_{PI} = 20$ ,  $\tau = 0.1$ ; 而新型 APF 的 PI 调节电路  $K_{PI} = 60$ ,  $\tau = 0.4$ 。

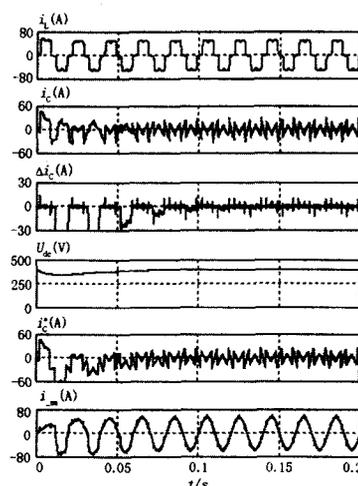


图 6 传统型 APF 仿真结果

Fig.6 Simulation results from conventional of APF

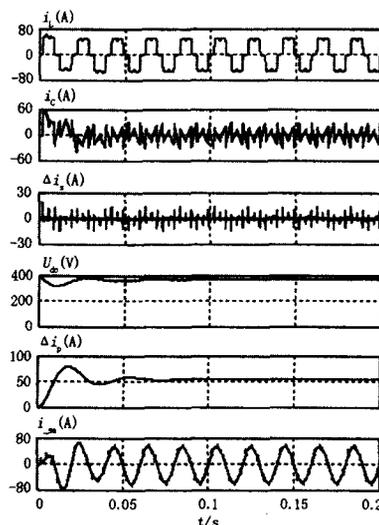


图 7 新型电源电流控制 APF 仿真结果

Fig.7 Simulation results from the new method of source current control of APF

图 6 和图 7 分别是传统型 APF 和新型 APF 的仿真结果。结合图 3、图 6 和图 7, 可以看出, 新型 APF 调节时间小于传统型 APF, 但超调量略大, 这主要是因为输出含有  $I_s$  的缘故。在系统正常工作后, 传统型 APF 的直流侧电容电压值稳定在 400 V, 而新型 APF 的值稳定在 400 V 下方一点, 损失的该部分电压主要是用于提供 PI 调节电路的  $I_s$  量输出。另外, 两种方法的控制电流  $\Delta i$  和补偿电流  $i_c$  在系统稳定工作时的波形几乎一样, 即  $\Delta i_c = \Delta i_s$ , 验证了新型 APF 方法的可行性。

另从表 1 的各次谐波补偿数据来看, 两种方法都能起到很好的补偿效果, 新型 APF 的 5 次谐波含量高于传统型 APF, 而 7 次谐波含量小于传统型 APF, 传统型 APF 的电流谐波的总畸变率  $THD_i = 1.12\%$ , 而新型 APF 的电流谐波的总畸变率  $THD_i = 0.98\%$ , 考虑到新型 APF 的硬件结构简单, 数学运算量少, 毫无疑问, 在实际应用中, 新型 APF 的方法将会取得更好的效果。

表 1 两种补偿方式的电流谐波含量比较

Tab.1 Comparison of current harmonic with two methods

谐波 次数	传统型 APF		新型 APF	
	参考值/mA	谐波含量 I(%)	参考值/mA	谐波含量 I(%)
1	55.69	100	55.89	100
3	0	0	0	0
5	0.432 1	0.776	0.667	1.19
7	0.454 4	0.816	0.321	0.58

## 5 结论

本文在分析传统型 APF 控制方法的基础上, 提出了一种省略谐波及无功电流检测的思路, 进而得到新型电源电流控制的方法。这种方法保留了传统型 APF 的双闭环电流控制回路和参考指令电流控制器, 通过直流侧电容电压闭环回路产生补偿指令电流, 而不再需要通过复杂的硬件和大量的计算来得到谐波及无功电流。经过仿真实验论证上述方法的正确性和有效性, 从而为 APF 的研制提供了一种新的方法。

## 参考文献

[1] Akagi H, Kanazawa Y, Nanae A. Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-phase Circuits[A]. In: IEEE&IEE Proceedings IPEC[C]. Tokyo(Japan): 1983. 1375-1388.

- [2] 王兆安, 李民, 卓放. 三相电路瞬时无功功率理论的研究[J]. 电工技术学报, 1992, 7(3): 55-55.  
WANG Zhao-an, LI Min, ZHUO Fang. Study theory of Instantaneous Reactive Power in Three-phase Circuits[J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 1992, 7(3): 55-55.
- [3] 杨杰, 赖声礼, 李心广, 等. 三相电压不对称时谐波与基波有功、无功电流的精确检测方法研究 [J]. 继电器, 2003, 31(4): 6-9.  
YANG Jie, LAI Sheng-li, LI Xin-guang, et al. The Study on the Precision Detection for Harmonics and Active, Reactive Fundamental Currents of Unbalanced Three-phase Systems[J]. Relay, 2003, 31(4): 6-9.
- [4] 王广柱. 并联型有源电力滤波器电流控制的等效原理 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(15): 40-46.  
WANG Guang-zhu. Equivalence Principle of Current Control for Shunt Active Power Filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(15): 40-46.
- [5] 王磊, 张志文, 高红专. 基于 a-b-c 坐标下三相并联有源滤波器的补偿新策略分析[J]. 继电器, 2006, 34(2): 58-61.  
WANG Lei, ZHANG Zhi-wen, GAO Hong-zhuan. New Compensation Strategy for Three-phase Shunt APF Based on a-b-c Coordinate[J]. Relay, 2006, 34(2): 58-61.
- [6] 唐卓尧, 任震. 并联型混合滤波器及其滤波特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(5): 25-29.  
TANG Zhuo-yao, REN Zhen. Hybrid Filter Connected in Series APF with PF and Compensating Characteristic Analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(5): 25-29.
- [7] Smedley K M, ZHOU Luo-wei, QIAO Chong-ming. Unified Constant Frequency Integration Control of Active Power Filters Steady-state and Dynamics[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2001, 16(3): 428-436.
- [8] 常鹏飞, 曾继伦, 等. 三相四线制有源电力滤波器直流侧电压控制方法[J]. 电力系统自动化, 2005, 29(8): 75-78.  
CHANG Peng-fei, ZENG Ji-lun, et al. Research on DC-side Voltage Control Methods of Three-phase Four-wire Active Power Filters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2005, 29(8): 75-78.

收稿日期: 2008-08-16; 修回日期: 2008-08-26

作者简介:

卢浩 (1984-), 男, 在读硕士研究生, 当前研究课题为有源电力滤波器的设计与应用, 主要研究方向为电磁测量技术及诊断技术; E-mail: luhao7507@163.com

宋明华 (1972-), 男, 工程师, 长期从事燃机电站运行及电力安装工程工作;

谢启 (1974-), 男, 硕士, 讲师, 研究方向为计算机先进控制技术与先进检测技术。