

文章编号:1671-6833(2005)02-0014-04

基于非线性PID 控制的三相有源滤波器

赵国生¹, 魏志纲²

(郑州大学电气工程学院, 河南 郑州 450002; 2. 安阳钢铁集团有限责任公司水冶钢铁公司, 河南 安阳 455004)

摘 要: 将非线性PID 控制理论应用于三相电压型有源滤波器的离散控制系统, 通过引入非线性跟踪微分器与PID 控制信号的非线性组合, 推出了基于非线性PID 控制的三相有源滤波器的离散控制系统差分方程的迭代格式, 并对非线性PID 控制的离散差分方程与传统PID 控制的离散差分方程进行了 MATLAB 仿真. 仿真结果表明: 采用非线性PID 控制可以显著地改善传统PID 控制的快速性与超调量之间的矛盾, 提高系统的跟踪速度, 具有很好的鲁棒性, 且具有很好的滤波效果.

关键词: 三相有源滤波器; 非线性PID 控制; 非线性跟踪微分器

中图分类号: TM 712

文献标识码: A

0 引言

随着电力电子技术的不断发展, 越来越多的电力电子装置被广泛应用于各个领域, 这些电力电子装置向电网注入了大量的谐波, 从而造成电网的功率因数低下, 设备的运行效率降低以及配电变压器的过热. 传统的抑制谐波与无功补偿方法是采用无源滤波器, 这些无源滤波器采用电感与电容元件, 它具有体积大、滤波特性受系统参数影响较大、补偿性能差、且仅能抑制固定的几次谐波等缺点, 因此, 人们提出采用一种有源滤波器 (APF) 技术^[1~3] 来减少谐波和对无功功率进行动态的可调补偿. 它与无源滤波器相比, 具有高度可控制和快速响应特性, 并且能跟踪补偿各次谐波, 自动产生所需变化的无功功率, 其特性不受系统参数影响. 有源滤波器目前有 3 种类型, 分别为串联型有源滤波器、并联型有源滤波器、混合型有源滤波器, 人们研究较多的为并联型有源滤波器.

传统的PID 控制由于结构简单、参数调整方便、适应性强等特点而在控制系统中普遍采用, 但该控制在快速性与超调量之间存在着矛盾. 电力有源滤波器需要保证在电力系统遭受大扰动时有很快的跟踪速度, 这样, 采用传统的PID 控制就不能达到控制要求, 而非线性PID 控制具有很好的适应性与鲁棒性, 能够克服传统的PID 控制的这

些缺陷^[4,5].

本文作者将探讨非线性PID 控制理论在有源滤波器离散控制系统中的应用, 推出三相有源滤波器的离散化控制方程, 并对离散化控制方程进行了 MATLAB 数字仿真.

1 非线性PID 控制器

1.1 非线性跟踪微分器

在实际控制过程中, 控制所需信号往往不连续或不可微, 或在噪声的干扰下信号变得不连续或不可微, 给PID 控制带来实用上的困难, 非线性跟踪微分器作为非线性PID 控制器的一个基本单元, 成功地解决了这个问题.

所谓“跟踪-微分器”是这样-一个动态系统, 对其输入一个信号 $v(t)$, 它将给出两个输出信号 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$, 其中 $x_1(t)$ 跟踪输入信号, 而 $x_2(t)$ 是 $x_1(t)$ 的微分. 非线性跟踪-微分器可采用如下形式来表示

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_2(t) \\ A_1 = x_1(t) - v(t) + \frac{x_2(t) |x_2(t)|}{2R_1} \\ \dot{x}_2(t) = -R \text{sat}(A_1, \delta_1) \end{cases} \quad (1)$$

式中, $\delta_1(t)$ 决定着线性饱和区间的范围, R_1 决定着系统的跟踪速度. 饱和函数

收稿日期: 2005-01-08; 修订日期: 2005-02-13

基金项目: 河南省科技攻关项目(991030117)

作者简介: 赵国生(1965-), 男, 河南省南阳市人, 郑州大学副教授, 博士, 主要从事电力电子技术方面的研究.

$$\text{sat}(A_1, \delta_1) = \begin{cases} \text{sign}(A_1), & |A_1| \geq \delta_1 \\ A_1/\delta_1, & |A_1| < \delta_1 \end{cases} \quad (2)$$

1.2 非线性PID 控制器

非线性PID 控制器的思想是将常规PID 控制器中的“误差”、“误差积分”、“误差微分”进行非线性组合而得出控制信号的一种控制方式,其“误差”来自输入信号 $v(t)$ 的“跟踪-微分器”的跟踪信号 $x_1(t)$ 与输出信号 $y(t)$ 的“跟踪-微分器”的跟踪信号 $x_3(t)$ ，“误差微分”来自输入信号 $v(t)$ 的“跟踪-微分器”的微分信号 $x_2(t)$ 与输出信号 $y(t)$ 的“跟踪-微分器”的微分信号 $x_4(t)$ 。非线性PID 控制器可以表示为

$$u(t) = \beta_{\text{fal}}(\varepsilon_0, \alpha, \delta) + \beta_{\text{fal}}(\varepsilon_1, \alpha, \delta) + \beta_{\text{fal}}(\varepsilon_2, \alpha, \delta) \quad (3)$$

式中： $\varepsilon_1 = x_1 - x_3$, $\varepsilon_2 = x_2 - x_4$, $\varepsilon_0 = x_1 - x_3$; β_0 、 β_1 、 β_2 称为该非线性PID 控制器的积分、比例、微分环节; α 用于描述控制器的非线性度; δ 为设定的线性饱和区间范围。函数

$$\text{fal}(\varepsilon, \alpha, \delta) = \begin{cases} |\varepsilon|^\alpha \text{sign}(\varepsilon), & |\varepsilon| \geq \delta \\ \varepsilon/\delta^{1-\alpha}, & |\varepsilon| < \delta \end{cases} \quad (4)$$

输出 $u(t)$ 通常需要进行滤波处理,滤波函数可以采用如下形式

$$\begin{cases} z' = -\rho_0(z - u_1) \\ u = z \end{cases} \quad (5)$$

式中： ρ_0 为滤波常数,由跟踪与滤波需要而定。非线性PID 控制器可由图 1 的控制框图来表示。

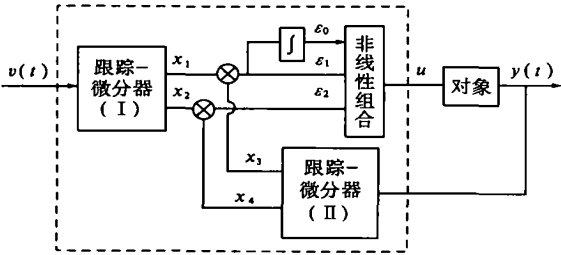


图 1 非线性PID 控制器结构

Fig. 1 The diagram of nonlinear PID controller

2 三相有源滤波器的离散非线性PID 控制

2.1 三相有源滤波器主电路结构

三相有源滤波器(电压型)的主电路如图 2 所示^[9],图中 V_{sa} 、 V_{sb} 、 V_{sc} 为系统电压, L_a 、 L_b 、 L_c 为系统电抗,电容 C_R 和电感 L_R 组成低通滤波器用于滤除有源滤波器产生的开关频率附近的谐波干扰,快恢复二极管 $D_1 \sim D_6$ 用于续流,电容 C 用于

在直流侧产生稳定的直流电压。图中的三相非线性负载向电网注入谐波及无功电流,检测电路根据检测的电网电流,计算出其中的无功及谐波分量,脉冲触发电路通过控制 6 个 IGBT($S_1 S_2 S_3$ 、 $S_4 S_5 S_6$) 开关的通断,使有源滤波器产生补偿无功及抑制谐波所需的电流 i_{la} i_{lb} i_{lc} 。从而保证电网中的电流始终为正弦波,三相有源滤波器可以根据用户要求在只补偿无功、只补偿谐波、同时补偿无功与谐波中进行选择。

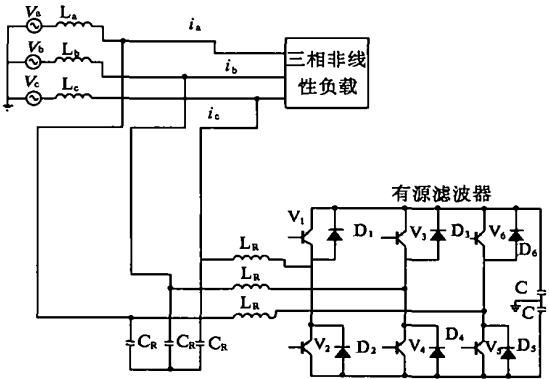


图 2 三相有源滤波器的主电路

Fig. 2 Main circuit of three-phase APF

2.2 三相有源滤波器非线性PID 控制器跟踪微分信号的离散迭代方程

三相有源滤波器的控制目标是保证电容 C 两端电压 V_{dc} 等于设定值 V_{ref} ,同时滤波器输出相电流 i_{la} i_{lb} i_{lc} 跟踪设定值 i_{la}^* i_{lb}^* i_{lc}^* ,因此设定 i_{ref} i_{la}^* i_{lb}^* i_{lc}^* 分别为电压闭环与电流闭环控制的输入信号,由于这些信号连续可微,其“跟踪-微分器”的跟踪信号仍设为 V_{ref} i_{la}^* i_{lb}^* 、 i_{lc}^* ,微分信号分别设为 0 \dot{i}_{la}^* \dot{i}_{lb}^* \dot{i}_{lc}^* 。电压闭环控制的输出信号 V_{dc} 的“跟踪-微分器”的跟踪信号 V_{dc1} 的离散迭代方程为

$$\begin{aligned} \frac{V_{dc}(nT) - 2V_{dc}(nT-T) + V_{dc}(nT-2T)}{T^2} = \\ -R \text{sat}(V_{dc}(nT) - V_{dc}(nT-T), \delta_1) \\ \frac{V_{dc}(nT) - V_{dc}(nT-T)}{2R_1 T^2} \cdot \\ |V_{dc}(nT) - V_{dc}(nT-T)|, \delta_1) \end{aligned} \quad (6)$$

其微分信号 V_{dc2} 的离散迭代方程为

$$V_{dc2}(nT) = \frac{V_{dc}(nT) - V_{dc}(nT-T)}{T} \quad (7)$$

式中, T 为离散时间步长。同样,电流闭环控制的输出信号 i_{la} i_{lb} i_{lc} 的“跟踪-微分器”的跟踪信号 i_{la1} i_{lb1} i_{lc1} 的离散迭代方程为

$$\frac{i_{ij}(nT) - 2i_{ij}(nT-T) + i_{ij}(nT-2T)}{T^2} = -R \text{sat} i_{ij}(nT) - i_{ij}(nT) + \frac{(i_{ij}(nT) - i_{ij}(nT-T))}{2R_2T} \cdot$$

$$|i_{ij}(nT) - i_{ij}(nT-T)|, \delta_2) \quad (8)$$

式中 j 分别代表 a, b, c , 其微分信号 $i_{ia2}, i_{ib2}, i_{ic2}$ 的离散迭代方程为

$$i_{ij}(nT) = \frac{i_{ij}(nT) - i_{ij}(nT-T)}{T} \quad (9)$$

2.3 三相有源滤波器非线性 PID 控制器离散迭代方程

设三相有源滤波器的各相内部损耗电阻为 $R_a = R_b = R_c = R$, 电感为 L (电源电感及内阻忽略), 参与调制的载波信号幅值为 V_{cm} , 载波周期为 T_c , 采样周期为 T , 则电压闭环非线性 PID 控制器的输出为

$$u_{dc}(nT) = \beta_{fal}(\varepsilon_0(nT), \alpha, \phi) + \beta_{fal}(V_{ref} - V_{dc}(nT-T), \alpha, \phi) + \beta_{fal}(-V_{dc}(nT-T), \alpha, \phi) \quad (10)$$

式中: $\varepsilon_i(nT) = \varepsilon_i(nT-T) = T(V_{ref} - V_{dc}(nT-T))$.

三相电流闭环非线性 PID 控制器的输出为

$$i_j(nT) = \beta_{fal}(\varepsilon_j(nT), \alpha_1, \theta) + \beta_{fal}(\varepsilon_j(nT), \alpha_1, \theta) + \beta_{fal}(\varepsilon_j(nT), \alpha_1, \theta) \quad (11)$$

式中:

$$\begin{aligned} \varepsilon_j(nT) &= \varepsilon_j(nT-T) = T(i_{ij}^*(nT) - i_{ij}(nT-T) - u_{dc}(nT-T) \sin(n\omega T + \phi)), \\ \varepsilon_j(nT) &= i_{ij}^*(nT) - i_{ij}(nT-T) - u_{dc}(nT-T) \sin(n\omega T + \phi), \\ \varepsilon_j(nT) &= \left(\frac{i_{ij}^*(nT) - i_{ij}^*(nT-T)}{T} - i_{ij}(nT-T) - \frac{u_{dc}(nT-T) \sin(n\omega T + \phi) - u_{dc}(nT-2T) \sin((n-1)\omega T + \phi)}{T} \right), \end{aligned}$$

式中 j 分别为 a, b, c 时, ϕ_j 分别为 $0, -\pi/3, \pi/3$, 为了保证三相有源滤波器的跟踪速度, 其控制输出信号不能进行软件上的滤波处理. 设三相有源滤波器共用一载波信号, 在时间 $(nT \sim (n+1)T)$ 区间内各相对应桥臂 (假定下桥臂) 的开通时间为^[7]

$$\hat{\delta}(nT) = \frac{T_c}{2V_{cm}} (V_{cm} + i_{ij}(nT)) \quad (12)$$

假定在开通时间 $\hat{\delta}$ 内, 电容 C 充电, 有源滤波器输出相电流 i_{ij} 减小, 在开通时间 $\hat{\delta}$ 内, 该桥臂开通引起的电容电压的增量 $\Delta V_{dcj}^{(1)}$ 为

$$\Delta V_{dcj}^{(1)} = V_{ij}(nT) \hat{\delta}(nT) / C \quad (13)$$

在不考虑地线电流的影响时 (三相不平衡可以不计), 可认为两个电容器 C 上电压始终相等 (为 $V_{dc}(nT)$), 有源滤波器输出相电流 i_{ij} 增量 $\Delta i_{ij}^{(1)}$ 为

$$\Delta i_{ij}^{(1)} = -\frac{\hat{\delta}(nT)}{L} (V_{dc}(nT) + V_{sj}(nT) + i_{ij}(nT)R) \quad (14)$$

式中: $V_{sj}(nT)$ 为采样时刻该相电网相电压, 因此有

$$i_{ij}(nT + \hat{\delta}(nT)) = i_{ij}(nT) - \frac{\hat{\delta}(nT)}{L} (V_{dc}(nT) + V_{sj}(nT) + i_{ij}(nT)R) \quad (15)$$

现不考虑死区影响, 则在该桥臂关断时间 $T_c - \hat{\delta}$ 内, 电容 C 放电, 有源滤波器输出相电流 i_{ij} 增加. 在关断时间 $T_c - \hat{\delta}$ 内, 该桥臂关断引起的电容电压的增量 $\Delta V_{dcj}^{(2)}$ 为

$$\Delta V_{dcj}^{(2)} = -\frac{T_c - \hat{\delta}(nT)}{C} i_{ij}(nT + \hat{\delta}(nT)) \quad (16)$$

有源滤波器输出相电流 i_{ij} 增量 $\Delta i_{ij}^{(2)}$ 为

$$\Delta i_{ij}^{(2)} = \frac{T_c - \hat{\delta}(nT)}{L} (V_{dc}(nT + \hat{\delta}(nT)) - V_{sj}(nT + \hat{\delta}(nT)) - i_{ij}(nT + \hat{\delta}(nT))R) \quad (17)$$

因此有

$$i_{ij}(nT + T) = i_{ij}(nT + \hat{\delta}(nT)) + \frac{T_c - \hat{\delta}(nT)}{L} (V_{dc}(nT + \hat{\delta}(nT)) - V_{sj}(nT + \hat{\delta}(nT)) - i_{ij}(nT + \hat{\delta}(nT))R) \quad (18)$$

由式 (13)、(15)、(16)、(18), 可得如下的电压、电流迭代方程

$$\begin{aligned} (V_{dc}(nT + T) &= V_{dc}(nT) - \frac{T_c}{C} \sum_j i_{ij}(nT) + \frac{2}{C} \sum_j i_{ij}(nT) \hat{\delta}(nT) + \frac{1}{LC} \cdot \sum_j (T_c - \hat{\delta}(nT)) \hat{\delta}(nT) (V_{dc}(nT) + V_{sj}(nT) + i_{ij}(nT)R) \quad (19) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_{ij}(nT + T) &= i_{ij}(nT) \left(1 - \frac{\hat{\delta}(nT)}{L} R - \frac{T_c - \hat{\delta}(nT)}{L} R + \frac{T_c - \hat{\delta}(nT)}{L^2} R^2 \hat{\delta}(nT) \right) - \frac{\hat{\delta}(nT)}{L} \left(1 - \frac{T_c - \hat{\delta}(nT)}{L} R \right) V_{dc}(nT) - \frac{\hat{\delta}(nT)}{L} \left(1 - \frac{T_c - \hat{\delta}(nT)}{L} R \right) V_{sj}(nT) - \frac{T_c - \hat{\delta}(nT)}{L} \cdot V_{sj}(nT + \hat{\delta}(nT)) + \frac{T_c - \hat{\delta}(nT)}{L} V_{dc}(nT - \hat{\delta}(nT)) \quad (20) \end{aligned}$$

式中, $V_{dc}(nT - \hat{\delta}(nT))$ 可以表示为

$$V_{dc}(nT + \hat{\delta}(nT)) = V_{dc}(nT) + \Delta V_{dcj}^{(1)} + \sum V_{dci},$$

$$\Delta V_{\text{dc}} = \begin{cases} \frac{\hat{q}(nT)}{\hat{q}(nT)} \Delta V_{\text{dc}}^{(1)}, & \hat{q} \geq \hat{q}, \\ \Delta V_{\text{dc}}^{(1)} - \frac{\hat{q}(nT) - \hat{q}(nT)}{T_c - \hat{q}(nT)} \Delta V_{\text{dc}}^{(2)}, & \hat{q} < \hat{q} \end{cases} \quad (21)$$

3 数值仿真

仿真电路如图 2 所示^[8], 各元件参数设定值为: 内部损耗电阻为 $R_a = R_b = R_c = 0.1\Omega$, 电感 $L_R = 5\text{ mH}$ (电源电感及内阻忽略), 开关频率为 10 kHz (取 $T = 10\text{ }\mu\text{s}$), 电源相电压 $V_{\text{sa}} = 310\sin\varphi$, 电容 $C = 4\text{ }000\text{ }\mu\text{F}$, 电容 C 上电压设定值为 $V_{\text{ref}} = 500\text{ V}$, 对传统的 PID 离散控制 (曲线 1) 与非线性 PID 离散控制 (曲线 2) 方程的 MATLAB 数值仿真结果如图 3、图 4、图 5 所示, 图 3 为电容 C 上电压波形, 图 4 为有源滤波器输出相电流 i_{La} 波形, 图 5 为有源滤波器投入前后系统侧电流波形. 数值仿真结果表明, 非线性 PID 离散控制比传统的 PID 离散控制的超调量小, 达到稳态值的时间短, 而且在仿真过程中发现非线性 PID 参数在较大范围内变化时对仿真结果影响很小, 说明非线性 PID 控制具有很好的鲁棒性.

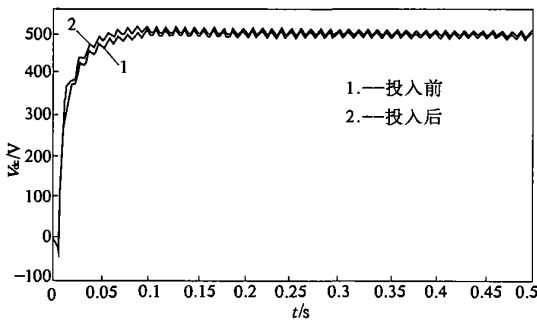


图 3 电容电压 V_{dc} 波形

Fig. 3 Waveform of capacitor voltage V_{dc}

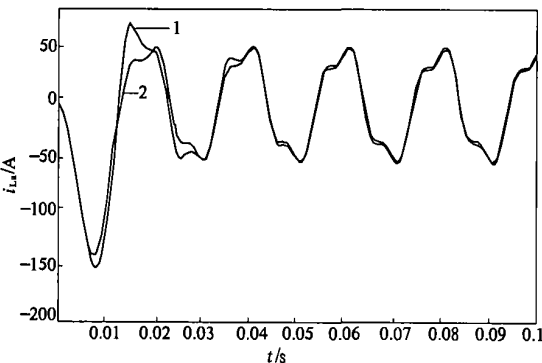


图 4 有源滤波器输出相电流 i_{La} 波形

Fig. 4 Output phase current i_{La} waveform of APF V_{dc}

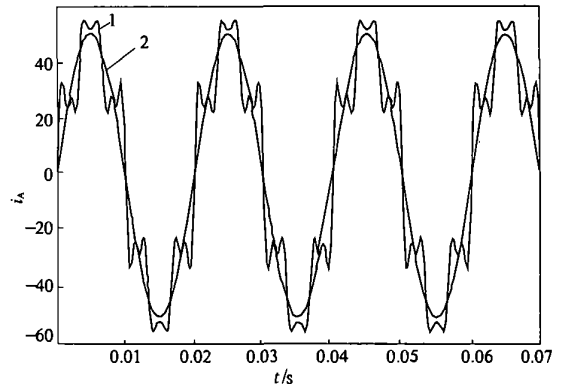


图 5 有源滤波器投入前后系统侧电流波形

Fig. 5 System current waveform

4 结论

(1) 本文作者将非线性 PID 控制理论引入三相有源滤波器的离散控制系统中, 并推出了三相有源滤波器的非线性 PID 控制的离散控制差分方程.

(2) 对三相有源滤波器的传统的 PID 控制与非线性 PID 控制离散差分方程进行了 MATLAB 数值仿真, 仿真结果表明, 非线性 PID 控制可以减小超调量, 提高控制系统的跟踪速度, 具有很好的鲁棒性.

参考文献:

- [1] AKAGI H. New trends in active filters[R]. Sevilla, proceedings of EPE '95, 1995.
- [2] AKAGI H. Trends in active power line conditioners[J]. IEEE Trans Power Electron, 1994, 9(3): 263~268.
- [3] GYUGI L, STRYcula E C. Active ac power filter[R]. New York, Proc of IEEE IAS Annual Meeting, 1976.
- [4] 韩京清. 一种新型控制器——NLPIID[J]. 控制与决策, 1994, 9(6): 401~407.
- [5] 韩京清. 非线性 PID 控制器[J]. 自动化学报, 1994, 20(4): 487~490.
- [6] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [7] 黄俊, 王兆安. 电力电子变流技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 1999.
- [8] 赵国生. 直流输电系统交流侧的有源滤波技术[J]. 郑州大学学报(工学版), 2003, 24(4): 24~27.

(下转第 22 页)

Research on Security Analysis of District Power Net work
Considering the Maxi mal Load Forecasting

CAI Ze -xiang ,HOU Ru -feng ,YIN Liang

(College of Electric Power ,South China University of Technology ,Guangzhou 510640,China)

Abstract : From the point of view of planning , a maxi mal load forecasting based security analysis method for district power network is proposed . Here , the feature of planning oriented security analysis , the establishment and use of maxi mal load forecasting model and the method of security analysis are researched , and the method to acquire the value of annual peak load is improved . Based on a lot of sampled load data , a warehouse of load characteristics is formed , on the basis of which the realization method of this software , its architecture and flow chart and functions are determined . The applications of the developed software show that by using the proposed security planning method it is convenient for the anticipate district power network structure to discover the hidden trouble of system security under forecasted future load level and to assist the user to work out reasonable planning .

Key words : security analysis ; load forecasting ; network planning ; district power network ; power system

(上接第 17 页)

Three phase Active Power Filter Based on Nonlinear PID Control

ZHAO Guo -sheng¹ , WEI Zhi -gang²

(1.School of Electrical Engineering ,Zhengzhou University , Zhengzhou 450052, China ;2.Shuiye Iron and Steel Company ,Anyang Iron and Steel Group ,Anyang 450004,China)

Abstract : In this paper , voltage mode three phase active power filter employing nonlinear PID control theory is pro - posed . The discrete differential control equations of three phase active power filter are derived by using the nonlinear tracking -differentiator and nonlinear combination of traditional PID control signals . The MATLAB simulation of discrete differential equations of traditional PID and nonlinear PID is made . The results prove nonlinear PID control has good perfor mance than traditional PID control .

Key words : three phase active power filter ; nonlinear PID control ; nonlinear tracking differentiator