

# 基于 Kalman 滤波和短时自相关变换的电压暂降检测

黄 杰<sup>1,2</sup>, 张晓峰<sup>1,2</sup>, 姚文熙<sup>1</sup>, 吕征宇<sup>1\*</sup>

(1. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027; 2. 浙江大学 山特(伊顿)电力电子联合实验室, 浙江 杭州 310027)

**摘要:** 为了在含有谐波和噪声的电网中准确检测电压暂降, 将卡尔曼滤波器和短时自相关变换结合起来, 对相邻工频周期的采样信号做差, 再进行短时自相关变换, 准确检测到了电压扰动, 采用卡尔曼滤波器对基波幅值和相位进行了估计; 采用离线计算增益矩阵  $K$  的方式减小了卡尔曼递推算法的运算量, 并在稳态时通过采用定常增益矩阵  $K$  达到了抑制滤波发散的目的, 同时减小了所需的存储空间; Matlab 仿真实验证实了此方法的有效性。

**关键词:** 电压暂降; 基波检测; 卡尔曼滤波器; 短时自相关算法

中图分类号: TM74

文献标识码: A

文章编号: 1001-4551(2010)05-0051-05

## Detection of voltage sag based on Kalman filter and short time self-correlation transfer

HUANG Jie<sup>1,2</sup>, ZHANG Xiao-feng<sup>1,2</sup>, YAO Wen-xi<sup>1</sup>, LV Zheng-yu<sup>1</sup>

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Santak Joint Laboratory of Power Electronics, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** In order to detect voltage sag in power system which contains plenty of harmonics, the Kalman filter and short time self-correlation transfer were combined. The differential signal was gotten between sample value and that a period ago, then the differential signal was coped with the short time self-correlation transfer algorithm, which helps detect the voltage disturbances. After that estimating the amplitude and phase with Kalman filter, the coefficient matrix  $K$  off-line was calculated, which reducing the calculated capacity remarkably. Using the const  $K$  when the state is steady, it not only prevent from filter instability, but also reduce the demand of storage space. The stimulation results show its validity and feasibility.

**Key words:** voltage sag; fundainental wave detection; Kalman filter; short time self-correlation algorithm

## 0 引 言

电压暂降(也称电压凹陷)是指在工频条件下电压有效值减小到  $0.1 \sim 0.9 p$  之间、持续时间为  $0.5$  个周波到  $1$  分钟的短时电压变动现象。电压暂降是一个比较严重的电能质量问题, 通常会造成计算机系统出错、调速设备跳闸以及机电设备误动作等。由于电压暂降的发生, 每年都会有大量的经济损失, 其中一些伴随着人身安全的伤害。为了降低电压暂降造成的损

失, 动态电压恢复器(DVR)、静态转换开关(STS)等设备相继出现, 其核心是对基波电压的快速检测。

电压暂降的检测是以得到基波电压暂降幅值、持续时间以及相位跳变为目的。目前有很多方法可以对电压暂降进行检测。其中有效值计算法运算量小, 但是无法确定暂降发生的起止时刻; 基于  $dq$  变换, 以及  $\alpha\beta/dq$  变换的检测法<sup>[1-3]</sup>实时性好, 但是对噪声和谐波比较敏感, 通常要引入低通滤波环节, 而滤波器的使用又限制了系统的快速性; 基于傅里叶变换的算法, 如短时傅里叶变换(STFT), 滑动窗口的傅里叶变换<sup>[4-5]</sup>等

算法在含有大量噪声和谐波的情况下能够准确检测基波幅值,但是响应速度慢,不能满足快速响应的要求;S变换的算法<sup>[6]</sup>和基于小波变换<sup>[7]</sup>的算法实现复杂,运算量大,难以应用于廉价的数字平台上;卡尔曼滤波法<sup>[8]</sup>在电网电压模型已知的情况下,能够准确计算基波和谐波分量,如果离线计算增益矩阵,则可以大大减少运算量,并且动态响应速度可以通过引入遗忘因子来调节。采用卡尔曼滤波检测法,能够满足对电压暂降的实时检测要求。

本研究将卡尔曼滤波器和短时自相关变换相结合。相邻两个工频周期的采样值相减,并对相减的结果进行短时自相关变换,可以滤除差模信号中的白噪声并准确发现电压暂降的发生,再用卡尔曼滤波器估算出电压的幅值和相位。Matlab 仿真证明,该方法能够快速、准确地检测电压暂降。

## 1 卡尔曼滤波

### 1.1 卡尔曼滤波的基本原理

Kalman 滤波<sup>[9-11]</sup>是卡尔曼于 1960 年提出的一种滤波算法,能够从与提取信号相关的管测量中,估计出所需的信号。这种滤波算法不仅能够对平稳的随机过程进行分析,也可以对非平稳过程进行分析,因此适用范围较广。

已知随机离散线性系统的方程为:

$$\begin{cases} X_{k+1} = \Phi_{k+1}X_k + \Gamma_{k+1}W_k \\ Y_{k+1} = H_{k+1}X_{k+1} + V_{k+1} \end{cases} \quad (1)$$

式中  $X$ —系统的  $n$  维状态向量; $Y$ —系统的  $m$  维观测序列; $W$ —系统的  $p$  维过程噪声序列; $V$ —系统的  $m$  维观测噪声序列; $\Phi$ —系统的  $n \times n$  维状态转移矩阵; $\Gamma$ — $n \times p$  维噪声输入矩阵; $H$ —系统的  $m \times n$  维观测矩阵。

满足:

$$\begin{cases} E[w] = 0, E[w(k)w(j)^T] = Q(k)\delta(k, j) \\ E[v] = 0, E[v(k)v(j)^T] = R(k)\delta(k, j) \\ E[ww^T] = 0 \end{cases} \quad (2)$$

卡尔曼滤波的过程分为以下几步:

(1) 状态一步预测:

$$\tilde{X}_{k+1} = \Phi_{k+1}X_k \quad (3)$$

(2) 一步预测误差方差矩阵:

$$\tilde{P}_{k+1} = \Phi_{k+1}P_k\Phi_{k+1}^T + \Gamma_{k+1}Q_k\Gamma_{k+1}^T \quad (4)$$

(3) 计算滤波增益矩阵:

$$K_{k+1} = P_{k+1}H_k^T[H_kP_{k+1}H_k^T + R]^{-1} \quad (5)$$

(4) 状态估计:

$$X_{k+1} = \tilde{X}_{k+1} + K_{k+1}[Y_{k+1} - H_k\tilde{X}_{k+1}] \quad (6)$$

(5) 估计误差方差矩阵:

$$P_{k+1} = [I - K_{k+1}H_k] \tilde{P}_{k+1} \quad (7)$$

可以看出,卡尔曼滤波是一个递推过程,整个过程中不需要记录历史数据,每得到一个观测量后就可以计算得到状态量,这为实现实时检测提供了很大的方便,如图 1 所示。

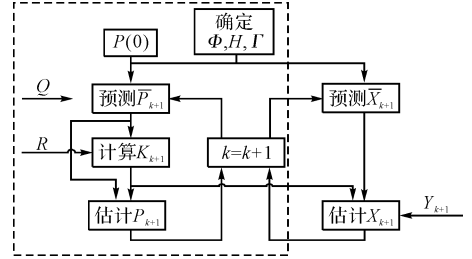


图 1 卡尔曼递推流程图

卡尔曼递推过程中,包括两个独立的回路:增益矩阵计算回路(虚线内)和滤波计算回路。增益矩阵的计算回路中, $\Phi, \Gamma, H$  可以提前确定, $Q$  和  $R$  可以根据经验提前给定,因此初始误差矩阵  $P_0$  给定后,增益矩阵  $K_1, K_2, \dots, K_k$  都可以离线计算出来,极大地减小了在线计算量。

卡尔曼滤波过程中,增益矩阵  $K$  和算法的动态响应速度以及滤波精度有着直接关系。随着递推步数  $k$  的增多,增益矩阵  $K$  不断变小,状态量  $X$  不断趋近于真实值,算法的动态响应速度也越来越慢。如果电压幅值发生较大的变化,卡尔曼滤波则难以快速响应这种变化。为了提高卡尔曼滤波的响应速度,当检测到电压发生扰动的时候应重置误差矩阵  $K_k = K_1$ ,使得算法能够在短时间内得到比较准确的状态量。

### 1.2 卡尔曼滤波检测电压暂降

对于单相电网来说,电压或电流信号可以表述为<sup>[12]</sup>:

$$y(t) = \sum_n A_n \cos(n\omega t + \theta_n) + v(t) \quad (8)$$

式中  $n$ —需要考虑的谐波次数; $v(t)$ —均值为 0,方差为  $\delta^2$  的白噪声信号。

满足:

$$E[v(k)v(j)^T] = \begin{cases} R(i=j) \\ 0(i \neq j) \end{cases} \quad (9)$$

电压/电流信号的采样值为:

$$y(k) = \sum_{n=1}^H A_n \cos\left(\frac{nk}{N} + \theta_n\right) + v(k) \quad (10)$$

式中  $N$ —一个工频周期内的采样点数。

把电网电压电流的采样信号  $y(k)$  作为观测量,取

状态量:

$$\begin{aligned} x_{2n-1}(k) &= A_n \cos \left( \frac{nk}{N} + \theta_n \right) \\ x_{2n}(k) &= A_n \sin \left( \frac{nk}{N} + \theta_n \right) \end{aligned} \quad (11)$$

则有:

$$\begin{bmatrix} x_{2n-1}(k+1) \\ x_{2n}(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{M}_n \begin{bmatrix} x_{2n-1}(k) \\ x_{2n}(k) \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中:

$$\mathbf{M}_n(k) = \begin{bmatrix} \cos \frac{nk}{N} & -\sin \frac{nk}{N} \\ \sin \frac{nk}{N} & \cos \frac{nk}{N} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$n$  次谐波分量的幅值为:

$$A_n = \sqrt{x_{2n-1}^2(k+1) + x_{2n}^2(k+1)} \quad (14)$$

实时相位为:

$$\theta_n = a \tan \frac{x_{2n}(k+1)}{\sqrt{x_{2n-1}^2(k+1) + x_{2n}^2(k+1)}} \quad (15)$$

取状态向量:

$$\mathbf{X}_k = [x_1(k) \quad x_2(k) \quad \cdots \quad x_{2n-1}(k) \quad x_{2n}(k)]^T \quad (16)$$

状态转移矩阵:

$$\Phi_{k+1} = \text{diag}(M_1(k) \quad \cdots \quad M_n(k)) \quad (17)$$

观测矩阵:

$$\mathbf{H}_{k+1} = [1, 0, \cdots, 1, 0] \quad (18)$$

过程噪声序列:

$$\mathbf{W}_k = [w_1(k) \quad w_2(k) \quad \cdots \quad w_{2n-1}(k) \quad w_{2n}(k)]^T \quad (19)$$

并满足:

$$E[w(k)w(j)^T] = \begin{cases} Q(i=j) \\ 0(i \neq j) \end{cases} \quad (20)$$

噪声输入矩阵:

$$\Gamma_{k+1} = \text{diag}(1 \quad \cdots \quad 1) \quad (21)$$

至此,本研究得到了单相电网电压的离散系统方程。

### 1.3 卡尔曼滤波发散的抑制

滤波的发散是指在实际应用中,随着时间的推移和数据量的积累,对状态量的估计可能是有偏的,且估计误差的方差可能比较大,远超出了方差矩阵所限定的范围,甚至滤波误差的均值和方差有可能趋于无穷大。

引起滤波发散的原因有两种:由于描述系统的数学模型和噪声的统计特性不够精确而引起的发散称作滤波发散;由于滤波步数的增加、舍入误差的积累而造成的发散称作计算发散。

为了抑制滤波发散,常用的方法有自适应滤波、衰减记忆滤波、扩充状态法、定常增益法等<sup>[13-14]</sup>。本研究采用定常增益的方法。也就是说,当递推步数  $k$  达到并超过预定值  $m$  的时候,保持增益矩阵  $K_k = K_m$  不变。采用这种方式,在抑制发散的同时也可以减少存放增益矩阵  $K$  所需的存储空间。

## 2 短时自相关变换

用来描述各种随机信号的最主要的方法是其统计特性<sup>[15]</sup>。白噪声信号的统计特性可以表述为:

$$\begin{aligned} E[x(t)] &= 0 \\ R_x(t, t+\tau) &= R_x(\tau) = \begin{cases} \sigma^2(\tau=0) \\ 0(\tau \neq 0) \end{cases} \end{aligned} \quad (22)$$

式中  $E[x(t)]$ — $x(t)$  的期望函数;  $R_x(t, t+\tau)$ —相关函数。

对于信号  $x(t)$  的离散采样序列  $x(n)$  来说,其自相关变换为:

$$R_{xx}(i) = E(x_n x_{n+i}) = E(x_n)E(x_{n+i}) = 0 \quad (23)$$

当  $x(n)$  中叠加了与白噪声信号的统计特性不同的扰动时,其自相关变换的结果会有很大的变化。

在这个基础上定义了信号的短时自相关变换:

$$R_{xx}(n_0, i) = \sum_{n=n_0-W}^{n_0} x_{n-i} x_n \quad (24)$$

式中  $n_0$ —窗口右沿;  $W$ —窗口长度。

正常的电网电压可以表述为:

$$y(t) = \sum_{n=1}^H A_n \cos(n\omega t + \theta_n) + v(t) \quad (25)$$

式中  $v(t)$ —电网中的白噪声。

将相邻两个周期的信号相减,可得到:

$$e(t) = y(t) - y(t-T) = v(t) - v(t-T) \quad (26)$$

其中,  $T=1/\omega$ 。可以证明:

$$\begin{aligned} E[e(t)] &= 0 \\ R_{ee}(t, \tau) &= \begin{cases} 0 \\ \delta^2 \quad \tau = T, \tau = 0, \tau = -T \end{cases} \end{aligned} \quad (27)$$

可以看出,相邻周期的差模信号满足白噪声的统计特性。其短时自相关变换为:

$$R_{ee}(n_0, i) \approx 0 \quad (28)$$

如果某时刻电压信号发生了扰动,那么有:

$$|R_{ee}(n_0, i)| > \varepsilon \quad (29)$$

## 3 电压暂降检测流程

笔者提出了一种基于卡尔曼滤波和短时自相关变换的电压暂降检测算法。对相邻周期的电压采样信号

做差,并计算其短时自相关变换的结果  $R_{ee}$ 。当  $|R_{ee}(n_0, i)| > \varepsilon$  时,立刻重置卡尔曼滤波算法中的增益矩阵  $K$ ,使得卡尔曼滤波能够快速检测电压幅值和相位。其流程如图 2 所示。

**扰动判断:**如果  $|R_{ee}(n_0, i)| > \varepsilon$ ,即认为发生了扰动,并记录发生扰动的时刻  $p$ ,禁止再次判断扰动。只有当  $|R_{ee}(n_0, i)| < \varepsilon$  并且保持一段时间后,才能再次判断扰动。

**更新递推步数  $k$ :**如果判断发生扰动,那么  $k = 0$ ;如果  $k = m$  ( $m$  为大于 0 的某个正整数),保持  $k$  不变;否则每次更新  $k = k + 1$ 。

**卡尔曼递推:**按照式(3)、式(6)进行计算。其中增益矩阵  $K_k$  为离线计算,并存在数据空间中。

## 4 算法的 Matlab 仿真

**仿真实验 1:**电压基波为 1 V,频率 50 Hz,含 3 次谐波 3%,信噪比 30 dB。在 500 采样处跌落至 0.6 V,并伴随有  $60^\circ$  的相位跳变,采样频率 5 kHz。仿真结果如图 3 所示。

当电网电压处于正常状态时,卡尔曼滤波算法能够比较准确地检测电压的幅值和相位,周期差分信号的短时自相关变换  $R_{ee}(n_0, i)$  近似为 0。500 采样点处发生了电压暂降,并伴随着相位跳变,  $|R_{ee}|$  立刻增大,算法检测到  $|R_{ee}(n_0, i)| > \varepsilon$ ,此时算法重置卡尔曼滤波中的增益矩阵  $K$ ,显著提高了动态响应。经过约 7 个采样周期(1.4 ms)后,检测到电压幅值为 0.62 V,瞬时相位为  $63^\circ$ 。

**仿真实验 2:**电压基波为 1 V,频率 50 Hz,含 3 次谐波 6%,5 次谐波 3%,信噪比 25 dB。在 500 采样处跌落至 0.6 V,采样频率 5 kHz。仿真结果如图 4 所示。

当电网电压信噪比较低,含有大量谐波的时候,该算法依然可以准确地检测到电压暂降的发生,当 500 采样点处发生电压暂降后,可以通过短时自相关变换  $R_{ee}$  检测到这一扰动。经过 11 个采样点(2.2 ms)后,卡尔曼滤波计算得到电压幅值为 0.62 V,电压的瞬时角度为  $63^\circ$ 。

## 5 结束语

本研究提出了一种检测电压暂降的算法。该算法将卡尔曼滤波和短时自相关变换相结合,能够在很短

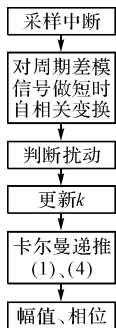


图 2 电压暂降检测流程图

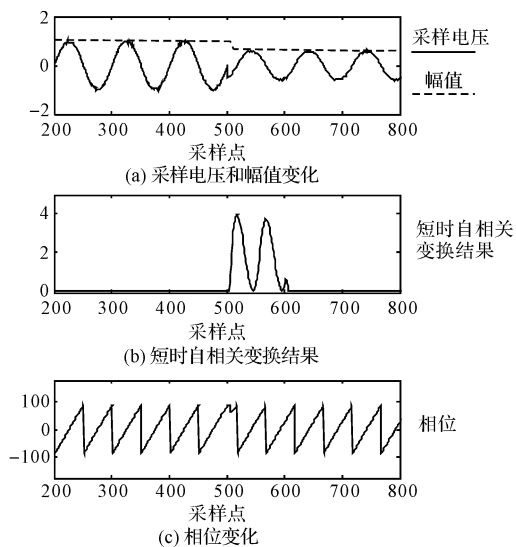


图 3 电压暂降

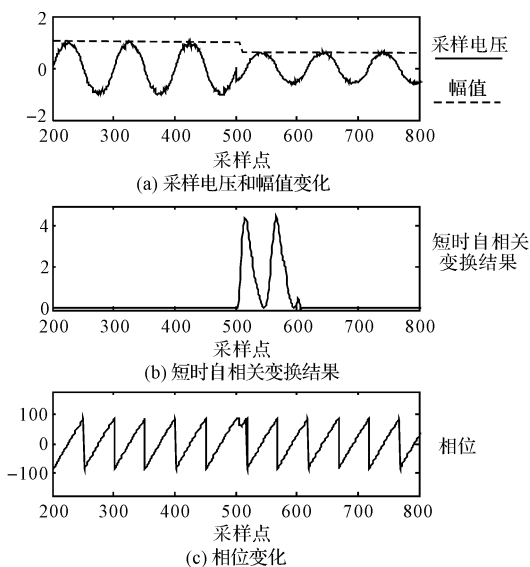


图 4 含有大量谐波和噪声的电压暂降

的时间内检测到电压的幅值和相位。即使在信噪比低、含有大量谐波的情况下,依然有比较好的检测效果。同时该算法运算量适中,能够应用于廉价的数字平台。

## 参考文献 (References):

- [1] 赵国亮,刘宝志,肖湘宁,等.一种无时延的改进 d-q 变换在动态电压扰动识别中的应用[J].电网技术,2004,28(7):53-57.
- [2] 张庆超,肖玉龙.一种改进的电压暂降检测方法[J].电工技术学报,2006,21(2):123-126.
- [3] 魏磊,张伏生,耿中行,等.基于瞬时无功功率理论的电能质量扰动检测[J].电网技术,2004,28(6):53-57.
- [4] 李国勇,刘汉奎,徐殿国,等.一种电网电压基波分量的实时检测方法[J].中国电机工程学报,2002,22(2):83-88.

- [5] 高 婧,郑建勇,潘震东. 电力系统微机保护中改进傅氏算法综合性能研究[J]. 继电器,2002,30(10):16-20.
- [6] 赵凤展,杨仁刚. 基于 S 变换和时域分析的电能质量扰动识别[J]. 电网技术,2006,30(15):90-100.
- [7] 张 斌,孙 静. 基于 Mallat 算法和快速傅里叶变换的电能质量分析方法[J]. 电网技术,2007,31(19):35-40.
- [8] 余希木. 基于 Kalman 滤波的动态电能质量监测[D]. 成都:四川大学电气工程学院,2008.
- [9] 张 静,徐 政. 基于卡尔曼滤波误差的电能质量扰动检测[J]. 电力系统及其自动化学报,2006,18(5):25-30.
- [10] 赵青春,邹 力,刘 沛. 基于短窗自相关算法和数学形态学的电能质量扰动信号检测和定位新方法[J]. 电网技术,2005,29(6):6-10.

- [11] 贾沛璋. 最优估计及其应用[M]. 北京:科学出版社,1984.
- [12] 张贤达. 现代信号处理[M]. 北京:清华大学出版社,1995.
- [13] 付梦印,邓志红,张继伟. Kalman 滤波及其在导航系统中的应用[M]. 北京:科学出版社,2003.
- [14] 李文清,施鼎汉,蔡建立. 滤波理论[M]. 厦门:厦门大学出版社,1989.
- [15] ZHANG H, LIU P, MALIK O P. detection and classification of power quality disturbances in noisy condition[J]. **IEEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution**,2003,150(5):567-572.

[编辑:柴福莉]

(上接第 40 页)

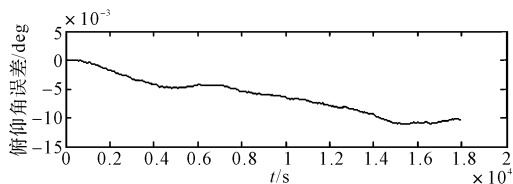


图 11 静态俯仰角误差输出曲线

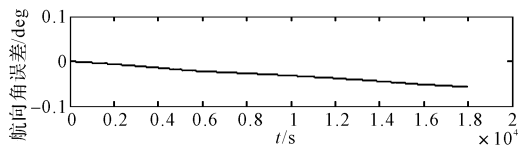


图 12 静态航向角误差输出曲线

由图 8 知,经度误差小于  $1.5(0.025 \times 60)$  海里;由图 9 知,纬度误差小于  $0.18(3 \times 10^{-3} \times 60)$  海里;由图 10 知,横滚角误差保持在  $0.015^\circ$  以内;由图 11 知,俯仰角误差保持在  $0.011^\circ$  以内;由图 12 知,航向角误差保持在  $0.06^\circ$  以内;静态导航精度完全符合惯性传感器的精度参数指标。

## 5 结束语

本研究的深海捷联惯导系统具有以下一些特点:

(1) 笔者设计了以双 DSP 和 FPGA 为核心的嵌入式捷联惯性导航系统的硬件平台,大大提高了系统的实时运算处理能力。

(2) 该系统重量轻、体积小、功耗低。

(3) 系统精度高,适用于对导航精度要求高的深海远程惯性导航系统。

(4) 系统采用模块化设计,拥有除导航接口以外的 RS485 接口、电机驱动接口等,扩展性能与调试性能良好。

系统导航精度已经在实验室车载试验中得到了证实,最终导航的精度很好地符合了预期目标。在系统的后续设计中将考虑增加 GPS 测速仪等信息来实现数据融合,以进一步提高系统的定位和测算精度。

## 参考文献(References):

- [1] DINAPOLI L D. The Measurement of Angular Velocities without the Use of Gyros[D]. Philadelphia: The Moore School of Electrical Engineering, University of Pennsylvania,1965.
- [2] 陈 哲. 捷联惯导系统原理[M]. 北京:宇航出版社,1986.
- [3] 陈静燕,叶凌云,宋开臣. 水下捷联惯性组合导航数据处理系统测试平台[J]. 机电工程,2009,26(3):6-8.
- [4] 任丽香,马淑芳. TMS320C6000 系列 DSP 的原理与应用[M]. 北京:电子工业出版社,2000.
- [5] 余 翔,陆继明,毛承雄. DSP 串行通信[J]. 电子工程师,2002,28(11):11-13.
- [6] KAUFET S. Controlling crosstalk in high-speed digital systems[J]. **Electronics Systems**,1999(5):31-35.
- [7] BOUTAYEB M, AUBRY D. A strong tracking extended Kalman observer for nonlinear discrete time systems[J]. **IEEE Transaction on Automatic Control**,1999,44(8):1550-1556.

[编辑:张 翔]