

文章编号: 1001-0920(2005)07-0811-04

基于尺度滤波与小波去噪的 PD 继电整定

郑 军, 颜文俊, 诸 静

(浙江大学 电气工程学院, 杭州 310027)

摘 要: 针对 PD 参数继电整定法存在继电环节对噪声敏感和受噪声污染的输出波形无法提取出特征参数等缺陷, 提出一种利用小波技术的解决方法。该方法以尺度函数为低通滤波器在线滤除反馈信号中的高频干扰, 并用小波阈值去噪法离线去除输出波形中的噪声, 恢复真实波形以提取出精确的特征参数。从理论上证明了尺度滤波与小波去噪的正确性, 并给出了实用算法。仿真实例验证了该方法的有效性。

关键词: 尺度滤波器; 小波去噪; 继电整定; PD 控制

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Relay Auto-turning for PD Control Based on Scale Filter and Wavelet Denoising

ZHENG Jun, YAN Wen-jun, ZHU Jing

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China. Correspondent: ZHENG Jun, E-mail: dbzj@netease.com)

Abstract Aiming at that the relay is sensitive to noises and extracting characteristic parameters from system output values polluted by noises is hard, one approach is proposed to solve the problems based on wavelet technology. Scale function is regarded as low-pass filter to eliminate noises online from feedback signal, and denoising of output waveforms offline is done using wavelet thresholding to extract characteristic parameters easily. The validity of scale filter and wavelet denoising is proved theoretically, and practical algorithm is presented. The simulation shows that the method is effective.

Key words: Scale filter; Wavelet denoising; Relay auto-turning; PD control

1 引 言

在工业生产过程控制中,大量的工业调节器仍采用 PD 控制结构。在线自动整定 PD 参数,以符合过程控制的鲁棒性要求,使系统处于最佳运行状态,是调节器设计的一个重要课题。采用传统的 Z-N 法^[1]需使系统接近临界状态运行,这很容易产生增幅振荡。而文献[2]提出的继电整定方法是在闭环回路中加入理想继电环节产生极限环振荡,同时测量出系统的临界增益和临界周期,进而用幅值相位裕度法确定 PD 调节器的参数。该方法不需较多的被控对象的先验知识,整定仅需设置继电环节的输出

高度和滞环宽度,且是受控振荡,避免了 Z-N 法的缺陷。现场应用表明,此法有很强的鲁棒性、快速性和抗干扰性。

受实际工业生产过程的限制,形成的极限环的振荡幅值不可能过大,否则将破坏系统运行的稳定性。然而实际运行中难以避免各种各样的负载干扰和量测噪声,使得振荡波形严重失真,无法提取出真实的振荡幅度 A 和临界周期 T 等特征参数。依此整定出的 PD 参数有较大偏差,影响了系统的控制效果。同时继电特性对噪声反应极其敏感^[3],不适用于有色噪声或强白噪声场合。因此尽量去除噪声对继电特性的影响,并恢复极限周期振荡的真实波形就

收稿日期: 2004-08-17; 修回日期: 2004-10-22

基金项目: 国家自然科学基金项目(60374028)。

作者简介: 郑军(1976—),男,浙江常山人,博士生,从事小波分析、系统建模等研究;颜文俊(1965—),浙江温岭人,教授,博士后,从事复杂控制系统、离散事件系统等研究。

显得尤为重要

本文提出的解决算法如下: 1) 以尺度函数为滤波器对系统反馈信号作在线滤波处理(尺度变换), 滤除高频噪声对继电环节的影响, 文献[4~ 6]提供了应用小波滤波器的实例; 2) 应用小波阈值去噪技术对极限环振荡波形作离线去噪处理, 获得尽可能真实的波形. 近年来提出的小波阈值去噪技术^[7]在信号分析、机器视觉、图像处理和目标跟踪等领域均有成功应用, 其原理是先将信号进行小波多层分解, 并依据某一原则确定每一层的阈值; 然后根据所确定的阈值对每一层的高频小波系数进行处理, 再与低频尺度系数重构出原信号, 以达到去噪的目的. 该方法既能大量去除信号中的噪声, 又能保留原信号中的高频成分, 比传统的消噪方法有较大改进. 本文利用该方法对包含噪声的极限环振荡波形进行去噪处理, 以获取真实的振荡幅度和临界周期, 从而为后续的PD 整定提供精确的计算参数.

2 尺度滤波与小波阈值去噪

由文献[8]知, 相互正交的尺度函数 ϕ 和小波函数 ψ 满足如下二尺度关系:

$$\phi(t) = \sqrt{2} \sum_k h_{0k} \phi(2t - k), \quad (1)$$

$$\psi(t) = \sqrt{2} \sum_k h_{1k} \phi(2t - k). \quad (2)$$

其中分解滤波器系数 h_{0k} 和 h_{1k} 与 j 无关, 对任意相邻尺度其值都相同.

对任一离散时间序列 $\{x(k), k = 1, 2, \dots\}$, 其正交尺度变换 $x_a(k)$ 的过程如下(小波变换过程类似):

$$1) \quad x(k) = \sum_n h_{0n} x(2k - n);$$

2) 对 $x(k)$ 进行偶数位置补零插值, 得到

$$x(k) = \begin{cases} x\left(\frac{k+1}{2}\right), & k = 1, 3, 5, \dots; \\ 0, & k = 2, 4, 6, \dots; \end{cases}$$

3) 利用重构滤波器 g_{0n} 对插值后的数据进行卷积计算, 即 $x_a(k) = \sum_n g_{0n} x(k - n)$.

基于以上知识, 本文将证明以下定理:

定理 1 信号经尺度变换与重构, 等同于对该信号进行低通滤波处理.

证明 设有一离散数据序列 $x(k) (k = 1, 2, \dots, l)$, 根据上述知识, 经离散尺度变换与重构后得到的数据序列为

$$x_a(k) = \sum_{m=0}^{N-1} g_{0m} h_{0n} \cdot x(k + N - 1 - m - n) = \sum_{m=0}^{N-1} g_{0m} \sum_{n=0}^{N-1} h_{0n} \cdot x(k + N - 1 - m - n), \quad (3)$$

其中 N 是尺度变换滤波器系数个数, 是一偶数. 如果 k 是奇数, 则 m 须为偶数, 反之亦然. 不妨设 k 是奇数, 则 $m = 0, 2, 4, \dots, N - 2$. 于是得到 $k - N + 2 \leq k + N - 1 - m - n \leq k + N - 1$, 且有

$$x_a(k) = \sum_{m=0}^{N/2-1} g_{0(2m)} \sum_{n=0}^{N-1} h_{0n} \cdot x(k + N - 1 - 2m - n).$$

由文献[8]知, $\sum_{m=0}^{N/2-1} g_{0(2m)} = \frac{\sqrt{2}}{2}$, $\sum_{n=0}^{N-1} h_{0n} = \sqrt{2}$, 因此

此有系数和 $\sum_{m=0}^{N/2-1} g_{0(2m)} \sum_{n=0}^{N-1} h_{0n} = 1$, 且 $\{g_{0(2n)}\}$ 和 $\{h_{0n}\}$

均为低通滤波器系数. 由式(3)可知, 尺度变换与重构是对原数据序列连续进行二次低通滤波处理, 定理得证.

特别地, 对 $k = l$ 的最右侧边缘数据采取镜像周期延拓处理, 有

$$x_a(k) = a_0 x(k) + a_1 x(k - 1) + \dots + a_{N-2} x(k - N + 2). \quad (4)$$

式(4)实质上是一低通有限脉冲响应(FIR)滤波器, 可应用该式对信号进行在线滤波处理. 经计算并考虑到分解滤波器系数 h_{0n} 与重构滤波器系数 g_{0n} 的镜像对称性^[8], 得到

$$a_i = \begin{cases} \frac{N-i-1}{2} g_{0(2n+i-1)} (g_{0(2n-1)} + g_{0(2n-2)}), & i \text{ 为奇数}; \\ \frac{N-i}{2} g_{0(2n-2)} (g_{0(2n+i-1)} + g_{0(2n+i-2)}), & i \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (5)$$

同理, 可证明信号经小波变换与重构, 等同于进行高通滤波处理.

引理 1^[9] 设 $0 < \partial < 1$, 函数 $x(t)$ 在 $[a, b]$ 上有一致 Lipschitz 指数 ∂ 的充要条件是, 存在一个常数 $k > 0$ 使得 $\forall t \in [a, b]$, 小波变换满足

$$|W_{2^j} x(t)| \leq k(2^j)^\partial. \quad (6)$$

定理 2 对含噪声的信号进行小波变换, 信号变换绝对值将随变换尺度的增大而增大, 相反噪声变换绝对值将随变换尺度的增大而减小.

证明 对式(6)两边取对数, 可得

$$\log_2 |W_{2^j} x(t)| \leq \log_2 k + \partial j. \quad (7)$$

由式(7)可知, 若信号 $x(t)$ 的 Lipschitz 指数 $\partial > 0$, 则该信号的小波变换绝对值将随尺度 j 的增大而增大. 事实上, 信号的 Lipschitz 指数一般是大于 0 的, 即使是不连续的奇异信号, 只要在某一领域内有界, 也有 $\partial = 0$. 相反, 噪声所对应的 Lipschitz 指数往往是小于 0 的(如 Gaussian 白噪声的 Lipschitz 指数 $\partial = -1/2 - \epsilon (\epsilon > 0)$), 因此噪声的小波变换绝对值将



随尺度 j 的增大而减小 定理得证

由定理 2 可知, 经多尺度小波分解后, 信号的小波变换值与噪声的变换值在各尺度上的传播特性是相反的 噪声的影响越来越弱, 因此可设定一阈值, 对低于此阈值的小波系数均视为噪声而加以去除 基于此, 文献[7] 提出小波阈值变换方法, 即给定一个阈值, 根据此阈值再用硬取法或软取法对小波变换值进行处理, 将处理后的结果与尺度变换值相加, 重构去噪信号 其中, SURE 法是一种基于 Stein 无偏似然估计原理的自适应阈值选择, 对一给定的阈值 t , 得到它的似然估计, 再将非似然 t 最小化, 就得到所选的阈值

根据阈值对小波系数进行处理的方法有硬取法和软取法, 但单纯的硬取法在保留信号高频成分的同时也保留了噪声, 而软取法对信号高频成分去除太多, 因此实际应用中通常采用折衷法, 即引入一折衷系数 $0 < \beta < 1$, 函数表达式为

$$\hat{\alpha}_\lambda(t) = \begin{cases} \text{sgn}(x(t)) (|x(t)| - \beta\lambda), & |x(t)| > \lambda \\ 0, & |x(t)| \leq \lambda \end{cases} \quad (8)$$

为增强效果, 可进行多层小波分解和重构, 即对各层高频(小波) 系数 c_1, c_2, \dots 按一定的阈值进行去噪处理, 然后重构 正交多分辨率分析就是将整个信号的频带多次以二进方式划分, 由此得到由低到高分布在不同频带的信号成分(即信号的高低频成分), 从而将信号的有用频率成分和属于噪声的频率成分区分开, 再经阈值处理和重构, 得到有用信号

3 尺度滤波与小波去噪用于继电器整定

继电器 PD 整定的基本思想是在系统中设置两种模式: 振荡模式和调节模式(如图 1 所示), 两个模式之间的切换靠开关来实现

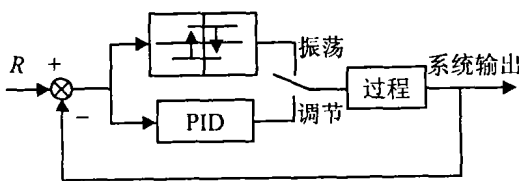


图 1 继电器整定原理

启动自整定程序, 即在闭环中接入二位继电器特性, 系统将产生极限周期振荡, 由此测试出系统的临界振荡周期和增益, 系统及继电器特性输出波形如图 2 所示 而在调节模式下, 根据以上参数并应用幅值相位裕度法确定 PD 控制参数, 然后由此 PD 控制器对系统动态性能进行调节

图 2 中 R 为设定值, τ 为纯滞后时间, ϵ 为继电器环节的滞环宽度, h 为滞环幅度, A 为系统输出的极限

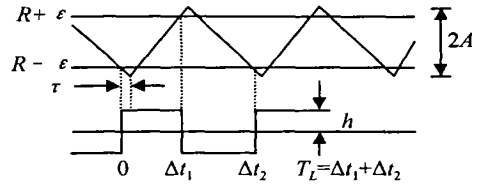


图 2 系统及继电器特性输出波形

环振荡幅度, T_c 为振荡周期 由上述测试得到的波形可提取出 A 和 T_c , 但实际应用中会有如下问题:

1) 各种干扰影响(如负载扰动和量测噪声) 致使波形失真, 使得提取出的特征参数有很大偏差甚至无法提取 为此, 必须提高振荡幅值, 即加大滞环宽度 ϵ 实际中 ϵ 一般取大于 2 倍系统噪声带幅值, 但过大的振荡幅度又会对系统稳定运行产生危害 2) 继电器特性对噪声反应极其敏感, 过强的噪声会导致继电器环节不停地上下切换, 无法形成稳定的极限周期振荡, 使整定失败 因此, 根本的解决办法是滤除噪声干扰 传统的基于傅立叶变换原理的滤波器设计繁琐算法复杂, 而基于小波变换原理的数字滤波器具有傅立叶变换不可比拟的优越性^[5]: 小波(尺度) 分解与重构算法简单, 且满足正交性, 使得滤波器实现起来简单可靠 因此首先选定某种小波函数和尺度函数, 利用式(4) 对系统反馈信号进行在线尺度滤波, 并对获得的波形进行小波离线阈值去噪 具体算法步骤如下:

- 1) 启动自整定程序, 引入继电器特性环节, 并根据式(4) 以尺度函数滤波器对系统输出反馈进行在线低通滤波, 消除噪声对继电器特性的影响;
- 2) 获得系统振荡波形后, 对受噪声污染的波形进行多层小波分解, 得到各层小波系数;
- 3) 根据 SURE 法在各层确定阈值;
- 4) 以折衷法对各层小波系数进行阈值处理, 得到处理后的小波系数;
- 5) 将处理后的各层小波系数与同层尺度系数相加, 得到重构后的振荡波形;
- 6) 从处理后的波形中提取出振荡周期与振幅等特征参数, 然后根据幅值相位裕度法整定出 PD 参数

4 仿真实例

以某温度控制系统为仿真实验对象, 该控制对象的传递函数为

$$G(s) = 1.65e^{-4s} / (20s + 1).$$

取设定值 $R = 1$, 继电器特性环节的滞环宽度 $\epsilon = 0.02$, 滞环均值 $h_0 = 0.5$, 滞环幅度 $h = 1$, 采样周期 $T = 0.1$ s, 用于仿真的模拟噪声采用零均值、标准差为 0.05 的白噪声, 测试时间为 200 s 在无滤波和

消噪情况下所得到的系统输出振荡波形和继电输出如图3和图4所示

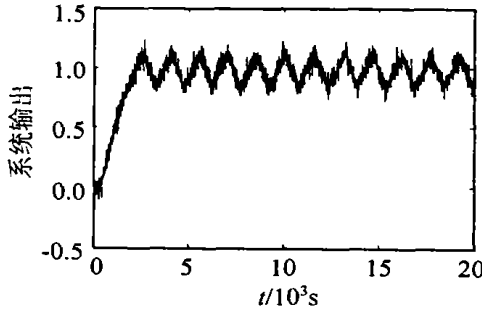


图3 含噪声的系统输出波形

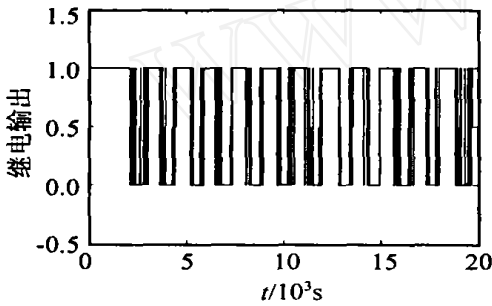


图4 噪声影响下的继电特性输出

由图3可知,受噪声干扰继电输出上下不停切换,根本无法确定系统振荡周期;而图4的系统输出波形受噪声污染,无法提取出精确的振荡幅度

选定db5小波为在线尺度滤波和离线阈值去噪工具,由式(5)计算出db5尺度滤波器系数如下:

$$\begin{aligned}
 a_0 &= 0.819, a_1 = 0.322, a_2 = -0.079, \\
 a_3 &= -0.115, a_4 = 0.01, a_5 = 0.048, \\
 a_6 &= 0.005, a_7 = -0.01, a_8 = -0.002
 \end{aligned}$$

将以上滤波器系数代入式(4),对系统反馈信号作低通滤波处理,去除噪声对继电特性的干扰,所得到的继电输出如图5所示.对系统输出作5层小波分解,以SURE法确定各层阈值,并选用折衷法进行阈值处理(折衷系数 $\beta = 0.5$),得到的去噪波形如图6所示.图6中波峰均值 $w_p = 1.108$,波谷均值 $w_v = 0.806$,可得振荡幅值 $A = (w_p - w_v)/2 = 0.151$.同

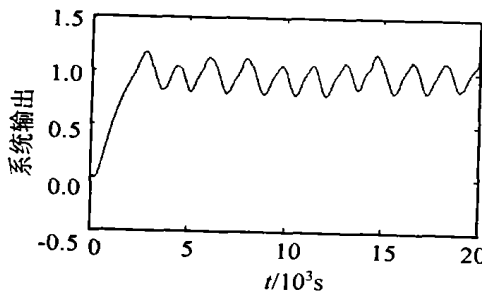


图5 反馈滤波的继电特性输出

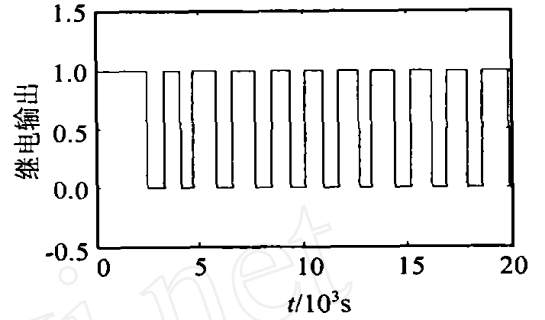


图6 经小波阈值去噪后的系统输出波形

样,从图5中计算出平均振荡周期 $T_c = 17.1$ s,比较图5和图6的峰(谷)值时间可计算出对象纯滞后时间 $\tau = 3.8$ s,与实际值接近

根据文献[3]的PD参数整定公式,可计算出控制参数 $K = 1.62, T_i = 9.05, T_d = 2.26$.依此设计控制器,实验结果如图7所示(设定温度 100)。

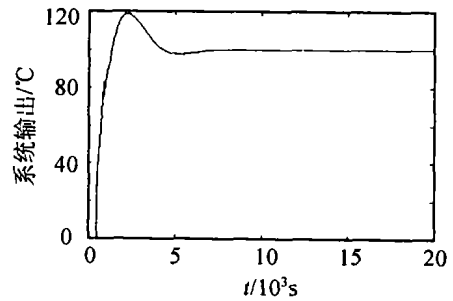


图7 PD控制实验结果

5 结 语

本文从理论上分析了尺度滤波与小波去噪法的正确性,给出了尺度滤波器系数计算公式和应用于PD继电整定的实用算法.仿真实例表明该算法有效地消除了噪声对继电特性的影响,消去了系统输出波形中所含的噪声,较好地提取出系统振荡幅值和临界周期等特征参数,解决了过去继电整定无法应用于强噪声场合的问题,拓展了继电整定法在实际工业生产控制中的应用范围

参考文献(References)

[1] 柴天佑,张贵军.基于给定的相角裕度和幅值裕度的PD参数自整定新方法[J].自动化学报,1997,23(2):167-192
(Chai T Y, Zhang G J. A New Self-tuning of PD Regulators Based on Phase and Amplitude Margin Specifications[J]. Acta Automatica Sinica, 1997, 23(2): 167-192)

[2] Astrom K J. Toward Intelligent Control[J]. IEEE Control System Magazine, 1989, (2): 60-64

(下转第833页)

的升级来实现, 有较好的可行性

参考文献(References)

- [1] 吴江, 赵慧玲. 下一代的 IP 骨干网络技术——多协议标记交换[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2001.
(Wu J, Zhao H L. *Next Generation IP Backbone Networking Technique: multiprotocol Label Switching* [M]. Beijing: Posts & Telecom Press, 2001.)
- [2] RFC2309. Recommendations on Queue Management and Congestion Avoidance in the Internet[S]. 1998
- [3] Floyd S, Fall K. Promoting the Use of End-to-end Congestion Control in the Internet[J]. *IEEE/ACM Trans on Networking*, 1999, 7(4): 458-472

- [4] Jacobson V. Congestion Avoidance and Control[A]. *Proc of ACM SIGCOMM* [C]. 1988: 314-329.
- [5] Vern Paxson. End-to-end Internet Packet Dynamics [J]. *IEEE/ACM Trans on Networking*, 1999, 7(3): 277-292
- [6] Stoica I, Shenker S, Zhang H. Core-Stateless Fair Queueing: A Scalable Architecture to Approximate Fair Bandwidth Allocations in High Speed Networks [J]. *IEEE/ACM Trans on Networking*, 2003, 11(1): 1432-1446
- [7] RFC3031. *Multiprotocol Label Switching Architecture* [S]. 2001

(上接第 814 页)

- [3] 谢元旦, 夏淑艳. PD 继电整定几种算法的比较[J]. *控制与决策*, 1993, 8(1): 77-79.
(Xie Y D, Xia S Y. The Relay Self-tuning of PD Regulators Parameters[J]. *Control and Decision*, 1993, 8(1): 77-79.)
- [4] 王肖峰, 徐科军, 沈峰. 小波滤波器的幅频特性研究[J]. *合肥工业大学学报*, 2003, 26(2): 171-175.
(Wang X F, Xu K J, Shen Y. Research on the Amplitude-frequency Characteristic of Wavelet Transform [J]. *J of Hefei University of Technology*, 2003, 26(2): 171-175.)
- [5] 孙立宁, 李志鹏, 曲东升. 小波变换在数字滤波中的实现[J]. *锅炉制造*, 2004, (1): 33-35.
(Sun L N, Li Z P, Qu D S. Application of Digital Filter Technology Based on Wavelet Transform [J]. *Boiler Manufacturing*, 2004, (1): 33-35.)
- [6] 张玉磷, 陈伟民, 杨建春, 等. 小波变换自适应滤波器及在主动噪声控制中的应用[J]. *控制与决策*, 2002, 17

(1): 107-110

(Zhang Y L, Chen W M, Yang J C, et al. Wavelet Transformation Adaptive Filter and Its Application in Active Noise Control[J]. *Control and Decision*, 2002, 17(1): 107-110.)

- [7] Donoho D L. De-noising by Soft-thresholding [J]. *IEEE Trans on Information Theory*, 1995, 41(3): 613-627.
- [8] 杨福生. *小波变换的工程分析与应用*[M]. 北京: 科学出版社, 2000: 42-69.
(Yang F S. *The Engineering Analysis and Application of Wavelet Transformation* [M]. Beijing: Science Press, 2000: 42-69.)
- [9] 徐晨, 赵瑞珍, 甘小冰. *小波分析与应用算法*[M]. 北京: 科学出版社, 2004: 91-118.
(Xu C, Zhao R Z, Gan X B. *The Wavelet Analysis and Application Algorithm* [M]. Beijing: Science Press, 2004: 91-118.)

(上接第 829 页)

进而求得 $kT + 16$ 时刻的控制输入. 取设定值 $r = 1$, 当控制器参数 p_1 分别取为 6 和 10 时, 系统的输出和输入如图 1 所示. 当 p_1 取 6 和 10 时, 经计算 Ψ 的特征值均在单位圆内, 其中特征值最大幅值分别为 0.985 3 和 0.933 2, 由定理 1 知闭环系统稳定. 可以看出, 控制器参数 p_1 的大小会影响控制的稳定性和快速性.

6 结 语

本文针对一类在实际生产过程中有着广泛应用的多速率采样系统, 提出了一种基于单值预报的多速率广义预测控制算法. 通过在系统周期 T 内根据不同的采样时刻构造扩展模型序列的方法, 解决了多速率采样预测控制系统中的因果约束问题. 在此基础上, 应用线性矩阵不等式的方法得到了有关多速率闭环系统稳定性的新结论. 本文的结果为多速

率采样预测控制系统的设计提供了一个新的思路.

参考文献(References)

- [1] Jie Sheng, Tongwen Chen, Sirish L S. Generalized Predictive Control for Non-uniformly Sampled Systems [J]. *J of Process Control*, 2002, 12(3): 875-885.
- [2] Masahiro O. Multirate Multivariable Model Predictive Control and its Application to a Polymerization Reactor [J]. *Int J Control*, 1994, 59(3): 731-742.
- [3] Ling K V, Lim K W. A State Space GPC with Extensions to Multirate Control[J]. *Automatica*, 1996, 32(7): 1067-1071.
- [4] Colaneri P, Scattolini R, Schiavoni N. Stabilization of Multirate Sampled-data Linear Systems [J]. *Automatica*, 1990, 26(2): 377-380.
- [5] Kranc G M. Input-output Analysis of Multirate Feedback System [J]. *IRE Trans Automatic Control*, 1957, 3: 21-28.