

文章编号: 1000-582X(2011)10-147-06

## 自适应陷波器的科氏流量计信号频率跟踪方法

涂亚庆, 苏奋华, 沈廷鳌, 张海涛

(后勤工程学院 信息工程系, 重庆 401311)

**摘要:**为提高对科氏流量计信号频率随机缓慢变化的持续跟踪能力,提出了一种基于新式 ANF 的科氏流量计信号频率跟踪方法。针对频率、幅值和相位均按照随机游动模型变化的科氏流量计变信号模型,采用一种利用 Steiglitz-McBrid 系统辨识方法发展来的新式 ANF 对信号进行陷波滤波,快速检测信号频率并持续跟踪信号频率的变化;通过计算机仿真与格型 ANF 方法的跟踪性能进行了比较分析。仿真及分析结果表明,方法可获得很好的频率跟踪效果,具有收敛速度快、长时间持续跟踪信号频率随机缓慢变化的稳定性和精度更好的特点。

**关键词:**科氏质量流量计;随机游动模型;频率跟踪;自适应陷波器

**中图分类号:**TH814+.6

**文献标志码:**A

### Frequency tracking method and simulation for coriolis mass flowmeter based on a new adaptive notch filter

TU Ya-qing, SU Fen-hua, SHEN Ting-ao, ZHANG Hai-tao

(Department of Information Engineering, Logistical Engineering University, Chongqing 400016, P. R. China)

**Abstract:** In order to improve the long-playing frequency tracking ability in the signal processing for coriolis mass flowmeter (CMF), a new IIR adaptive notch filter (ANF) is developed via steiglitz-mcBride method (SMM) and applied to filter the sensor output signal whose frequency, amplitude and phase are time-varying following the random walk model. The proposed method can detect the signal frequency fleetly and track the frequency variations continuously. The tracking performances of the proposed method and the adaptive lattice notch filter (LANF) method are investigated with computer simulations. Simulations demonstrate the superiority of the proposed method and show it has advantages of fast convergence rate, insensitivity to initial phase variations, and higher long-playing tracking stability and accuracy than LANF method.

**Key words:** coriolis mass flowmeter(CMF); random walk model; frequency tracking; adaptive notch filter

科里奥利质量流量计(简称科氏流量计,CMF)通过测量两路传感器输出信号的频率和相位差,来计算流体的密度和质量流量。在实际测量过程中,

由于受管内流体流速、密度和流体脉动等因素变化的影响,传感器输出信号的频率、幅值和相位会随之发生变化<sup>[1-2]</sup>。为提高科氏流量计跟踪流量变化的

收稿日期: 2011-01-25

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60871098); 重庆市自然科学基金资助项目(CSTC2011BA2015; CSTC2008BB2294)

作者简介: 涂亚庆(1963-),男,后勤工程学院教授,博导,(Tel)15123209075;(E-mail)peoplesta@sina.com.cn.

动态响应能力,要求对传感器输出信号的频率进行实时、精确跟踪。

目前,用于科氏流量计信号频率跟踪的方法主要有过零检测法<sup>[3]</sup>、离散傅里叶变换(DFT)法<sup>[4]</sup>、线性调频 Z 变换(CZT)法<sup>[5]</sup>、数字锁相环(PLL)法<sup>[6]</sup>、自适应陷波滤波器(ANF)法<sup>[7-8]</sup>等。其中,ANF 法由于可自动检测大范围的信号频偏,运算效率高,能够实时跟踪每个采样时刻信号频率变化等特点,近年来倍受国内外研究者的关注。文献[9-10]研究了基于直接型 ANF 的科氏流量计频率跟踪方法,但该 ANF 计算复杂,且所使用的高斯-牛顿自适应算法对初始值的选取敏感。为此,文献[11-12]采用了计算较为简单的格型 ANF,仿真研究表明它具有收敛速度快、短时间内跟踪信号频率随机缓慢变化精度较高的特点,但其长时间持续跟踪能力较差,且跟踪精度会在一定程度上受随机噪声的影响。文献[13-14]研究了基于归一化格型 ANF 的方法,虽然其结构和算法也比较简单,但其算法中包含了大量的三角函数,用 DSP 实现需要大量的函数调用,开销比较大,限制了其在 DSP 中的应用。因此,迫切需要研究一种科氏流量计信号频率跟踪新方法,以大幅提高其测量精度和动态响应能力。

为克服现有 ANF 法存在的问题,基于一种新式 ANF<sup>[15]</sup>提出了一种新的科氏流量计信号频率跟踪方法。该新式 ANF 通过 SMM 发展而来,侧重于发展一种更好的 ANF 算法,具有收敛速度快,可获得无偏收敛结果和实现简单的特点<sup>[15-16]</sup>。首先,简要介绍一种常用的科氏流量计时变信号模型与格型 ANF 频率跟踪方法,接着提出一种基于新式 ANF 的科氏流量计信号频率跟踪新方法并给出了具体的实现算法,最后利用 MATLAB 仿真与格型 ANF 法进行了有关性能的比较分析。

## 1 信号模型

在科氏流量计信号频率跟踪方法的研究中,首先需要根据实际的科氏流量计信号特点建立合理的信号处理模型。为更真实地描述实际的科氏流量计信号,文献[11]中定义了如下时变信号模型

$$y(n) = A(n) \sin[\omega(n) + \varphi(n)] + \sigma_e \cdot e(n) \quad (1)$$

式中,幅值  $A(n)$ 、归一化角频率  $\omega(n)$  和相位  $\varphi(n)$  按照随机游动模型变化,即

$$A(n) = A(n-1) + \sigma_A \cdot e_A(n); \quad (2)$$

$$\omega(n) = \omega(n-1) + \sigma_\omega \cdot e_\omega(n); \quad (3)$$

$$\varphi(n) = \varphi(n-1) + \sigma_\varphi \cdot e_\varphi(n); \quad (4)$$

其中: $e(n)$ 、 $e_A(n)$ 、 $e_\omega(n)$  和  $e_\varphi(n)$  均为零均值、方差为 1 的白噪声,且  $e(n)$ 、 $e_A(n)$ 、 $e_\omega(n)$  和  $e_\varphi(n)$  互不相关; $\sigma_e$ 、 $\sigma_A$ 、 $\sigma_\omega$ 、 $\sigma_\varphi$  为对应参数随时间变化的缩放因子,如  $\sigma_\omega$  取值较小,表明频率随时间变化的幅度较小,反之亦然,它们的取值可视具体的科氏流量计型号及应用环境而定。

## 2 格型 ANF 频率跟踪方法

现有基于 ANF 的科氏流量计信号频率跟踪方法中,文献[11-12]采用的格型 ANF 具有计算简单,频率跟踪性能较好且适合在 DSP 上实现等特点,这里简要介绍其实现方法以便后续作比较。它由 1 个全极点滤波器和 1 个全零点格型滤波器级联而成,其传递函数为

$$H(z) = \frac{1 + 2k_0 z^{-1} + z^{-2}}{1 + k_0(1 + \rho)z^{-1} + \rho z^{-2}}, \quad (5)$$

式中: $k_0$  决定陷波频率; $\rho$  决定陷井带宽。 $k_0$  经过一段时间自适应调整后收敛到  $\cos\omega$ , $\omega$  为信号的归一化频率。 $k_0$  自适应算法的核心公式为

$$C(n) = \lambda C(n-1) + (1 + \lambda)v(n-1) [v(n) + v(n-2)]; \quad (6)$$

$$D(n) = \lambda D(n-1) + 2(1 + \lambda)v^2(n-1); \quad (7)$$

$$k_0(n) = -C(n)/D(n), \quad (8)$$

$v(n)$  为全极点滤波器的输出,极点收缩因子  $\rho$  和遗忘因子  $\lambda$  为 2 个用户调节变量,须根据信号频率变化情况进行合理设置,具体的算法参见文献[11-12]。

## 3 基于新式 ANF 的频率跟踪方法

针对科氏流量计实际信号特点及传统 ANF 法难以实现长时频率跟踪且跟踪性能易受随机噪声影响的缺点,引入一种通过 SMM 发展而来的新式 ANF,并给出了新式 ANF 在科氏流量计信号频率跟踪中的具体实现算法。

### 3.1 基于 SMM 的新式 ANF

基于 SMM 的新式 ANF 可由图 1 直接导出<sup>[15]</sup>。该新式 ANF 侧重于发展一种更好的自适应陷波滤波算法。如图 1 所示,对于给定信号  $y(n)$  利用 SMM 系统辨识方法对自适应陷波滤波器进行辨识,SMM 关于  $n$  的迭代过程,使  $e_s(n)$  的均方误差达到最小,从而确定新式 ANF 的传递函数

$$\frac{\hat{A}_n(z^{-1})}{\hat{A}_n(\rho z^{-1})} = \prod_{k=1}^m \frac{1 + \hat{\alpha}_k(n)z^{-1} + z^{-2}}{1 + \rho_k \hat{\alpha}_k(n)z^{-1} + \rho_k^2 z^{-2}}, \quad (9)$$

其中:  $y(n)$  为含测量噪声且幅值、相位和频率均未知的多正弦波信号;  $m$  为陷井数, 即给定信号正弦波的数目;  $\hat{\alpha}_k(n) = -2\cos\hat{\omega}_k(n)$ ,  $\hat{\omega}_k(n)$  为  $n$  时刻对应陷井的陷波频率, 即对应正弦波的估计频率;  $\rho_k$  决定对应陷井的带宽。去相关参量  $\Delta$  ( $\Delta \geq 1$ ) 用来去除  $y(n)$  噪声成分和  $y(n-\Delta)$  噪声成分之间的相关性,  $\Delta$  的合理取值可提高陷波器抑制噪声影响的能力。

针对频率时变的正弦波信号,  $\hat{\alpha}_k(n)$  采用牛顿型自适应滤波算法进行自适应调整, 具体的递推算法参见文献[15]。

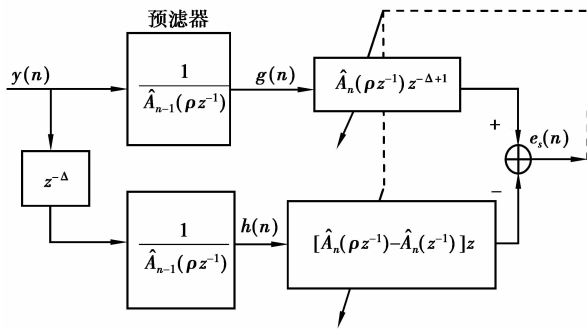


图 1 用于 ANF 辨识的 SMM 结构图

### 3.2 新式 ANF 频率跟踪实现算法

由于通过 SMM 发展来的新式 ANF 具有收敛速度快, 可获得无偏收敛结果和实现简单的特点<sup>[15-16]</sup>, 且在理论上具有较强的抑制噪声影响的能力, 因此利用其对科氏流量计信号频率进行估计和跟踪。对于科氏流量计的输出信号, 由于每路信号中只有 1 个期望的正弦波信号, 取陷阱数为 1, 相应的新式 ANF 的传递函数为

$$\frac{\hat{A}_n(z^{-1})}{\hat{A}_n(\rho z^{-1})} = \frac{1 + \hat{\alpha}(n)z^{-1} + z^{-2}}{1 + \rho \hat{\alpha}(n)z^{-1} + \rho^2 z^{-2}}. \quad (10)$$

具体的频率跟踪算法如下

由图 1, 预滤波器  $\frac{1}{\hat{A}_{n-1}(\rho z^{-1})}$  的输出

$$g(n) = y(n) - \rho^2 g(n-2) - \hat{\alpha}(n-1)g(n-1), \quad (11)$$

$$h(n) = y(n-\Delta) - \rho^2 h(n-2) - \hat{\alpha}(n-1)h(n-1). \quad (12)$$

SMM 结构输出误差

$$e_s(n) = g(n)\hat{A}_n(\rho z^{-1})z^{-\Delta+1} - h(n)[\hat{A}_n(\rho z^{-1}) - \hat{A}_n(z^{-1})]z =$$

$$g(n-\Delta+1) + \rho^2 g(n-\Delta-1) - (\rho^2 - 1) \cdot h(n-1) - [-\rho g(n-\Delta) + (\rho-1)h(n)]\hat{\alpha}(n), \quad (13)$$

$\hat{\alpha}(n)$  可由下式递推计算

$$\hat{\alpha}(n) = \hat{\alpha}(n-1) + P(n)\psi(n)\hat{e}_s(n), \quad (14)$$

其中,  $\psi(n)$  和  $P(n)$  分别为梯度参数和协方差参数;  $\hat{e}_s(n)$  为  $e_s(n)$  的近似值。

$$\psi(n) = -\frac{\partial e_s(n)}{\partial \hat{\alpha}} = -\rho g(n-\Delta) + (\rho-1)h(n). \quad (15)$$

$P(n)$  可由下式递推计算

$$P(n) = \frac{P(n-1)}{\lambda + P(n-1)\psi^2(n)}; \quad (16)$$

$$\hat{e}_s(n) = g(n-\Delta+1) + \rho^2 g(n-\Delta-1) - (\rho^2 - 1)h(n-1) - \psi(n)\hat{\alpha}(n-1). \quad (17)$$

陷波器的输出信号为

$$\hat{e}(n) = \frac{\hat{A}_n(z^{-1})}{\hat{A}_n(\rho z^{-1})} y(n) = \frac{1 + \hat{\alpha}(n)z^{-1} + z^{-2}}{1 + \rho \hat{\alpha}(n)z^{-1} + \rho^2 z^{-2}} y(n). \quad (18)$$

$y(n) - \hat{e}(n)$  为去噪后的增强信号, 信号频率按下式计算

$$\hat{\omega}(n) = \arccos\left(-\frac{\hat{\alpha}(n)}{2}\right). \quad (19)$$

$P(0)$  越大, 陷波器响应信号频率变化的速度, 但产生的超调和振荡幅度也越大。由于信号模型中叠加的是白噪声, 所以取去相关参量  $\Delta=1$  即可, 较大的  $\Delta$  值会导致收敛速度的降低。

$\lambda$  和  $\rho$  的取值须兼顾收敛速度和跟踪精度两方面的性能。为提高 ANF 的收敛速度和频率跟踪稳定性, 可让  $\rho$  由初始值  $\rho(0)$  以  $\rho_r$  的速率递增至稳态值  $\rho_\infty$

$$\rho(n) = \rho_r \rho(n-1) + (1 - \rho_r)\rho_\infty. \quad (20)$$

## 4 仿真结果与分析

由于所研究科氏流量计的信号频率在  $100 \pm 4$  Hz 范围内变化, 相位差变化在  $\pm 4^\circ$  范围内<sup>[11-12]</sup>, 在单次仿真中选择 20 000 个采样点, 采样频率为 2 000 Hz。信号模型的有关参数设置为

$$A(0) = 10, \omega(0) = \frac{2\pi \times 100}{f_s} \approx 0.3142, \quad (21)$$

$$\sigma_e = 0.6, \sigma_A = 10^{-3}, \sigma_\omega = 10^{-5}, \sigma_\rho = 10^{-5}. \quad (22)$$

信噪比  $\text{SNR} = 10 \times \lg\left(\frac{A^2(0)}{2\sigma_e^2}\right) = 21.4$  dB。设 ANF 初始陷波频率  $\hat{\omega}(0) = 0$ , 以检验其检测信号初始频

偏的能力。

### 4.1 频率跟踪效果比较

经测试,新式 ANF 有关参数及调节变量取值为  $\hat{\alpha}(0) = -2\cos(\hat{\omega}(0)) = -2, P(0) = 10^{-3}, \Delta = 1$   
 $\lambda = 0.9999, \rho(0) = 0.95, \rho_r = 0.99, \rho_\infty = 0.98$   
 格型 ANF 较合适的参数设置及调节变量取值为

$$\hat{k}_0(0) = -\cos(\hat{\omega}(0)) = -1, \lambda = 0.9999, \quad (23)$$

$$\rho(n) = 0.97 - 0.07 \times 0.99^{(n-1)}. \quad (24)$$

进行 100 次独立仿真实验,每次实验真实频率变化曲线随机生成。对每次实验分别求取收敛后(1 000 点后)真实频率均值  $\bar{\omega}$  与其估计值的均值  $\hat{\omega}$  及均方误差 MSE,  $\bar{\omega}, \hat{\omega}$  和 MSE 分别按下式计算

$$\bar{\omega} = \frac{1}{19\ 000} \sum_{i=1001}^{20\ 000} \omega(i); \quad (25)$$

$$\hat{\omega} = \frac{1}{19\ 000} \sum_{i=1\ 001}^{20\ 000} \hat{\omega}(i); \quad (26)$$

$$MSE = \frac{1}{19\ 000} \sum_{i=1001}^{20\ 000} [\hat{\omega}(i) - \omega(i)]^2. \quad (27)$$

然后求取总共 100 次独立仿真实验获得的  $\bar{\omega}, \hat{\omega}$  和 MSE 的平均值  $\bar{\omega}_{100}, \hat{\omega}_{100}$  和  $\overline{MSE}_{100}$ 。图 2、3 为其中 2 次独立仿真实验结果,从中可以看出 2 种 ANF 在收敛速度相近的情况下,新式 ANF 的频率跟踪曲线较好地跟真实频率变化曲线吻合,尤其是在跟踪后期,表明新式 ANF 长时频率跟踪精度较高。表 1 列出了 100 次独立仿真实验计算得到的  $\bar{\omega}_{100}, \hat{\omega}_{100}$  和  $\overline{MSE}_{100}$  值的比较,可见新式 ANF 百次估计频率均值  $\hat{\omega}_{100}$  更接近真实频率均值  $\bar{\omega}_{100}$ , 且均方误差均值  $\overline{MSE}_{100}$  更小,说明新式 ANF 长时间连续跟踪信号频率随机缓慢变化的精度和工作稳定性较好。

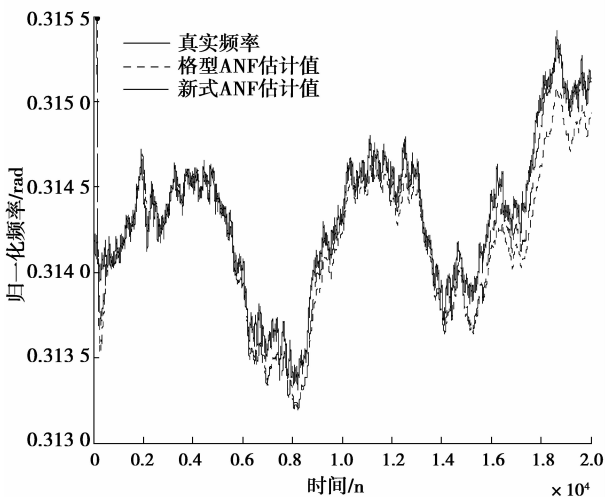


图 2 独立实验 1 真实频率与估计频率

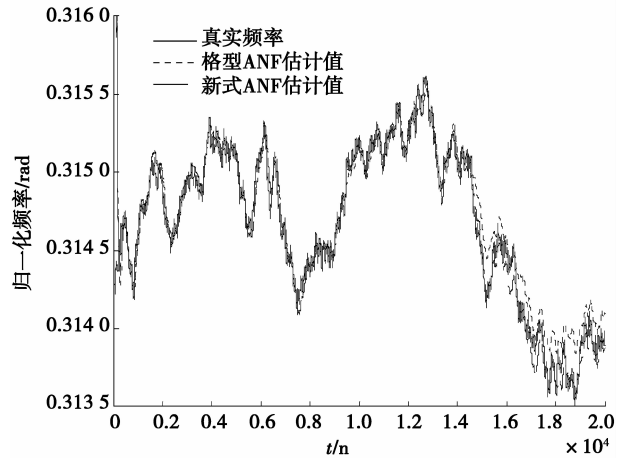


图 3 独立实验 2 真实频率与估计频率

表 1  $\bar{\omega}_{100}, \hat{\omega}_{100}$  和  $\overline{MSE}_{100}$  值的比较

| 参量     | $\bar{\omega}_{100}$ | $\hat{\omega}_{100}$ | $\overline{MSE}_{100}$   |
|--------|----------------------|----------------------|--------------------------|
| 格型 ANF | 0.314 108            | 0.313 962            | $8.170 2 \times 10^{-8}$ |
| 新式 ANF | 0.314 108            | 0.313 990            | $5.917 4 \times 10^{-8}$ |

### 4.2 初始相位差影响分析

由于科氏流量计信号的相位会随管内流体流速等因素的变化而变化,为考察信号初始相位变化对 2 种 ANF 频率跟踪的影响,在信号初始相位(0.000  $1\pi$ )上叠加 8 种不同的初始相位差,保持两种 ANF 有关参数和调节变量不变,分别对图 2 所示的特定真实频率变化曲线进行跟踪实验。图 4 为初始相位差为  $4^\circ$  时的真实频率与估计频率,与图 2 相比几乎没有变化。表 2 列出了在 8 种不同初始相位差下真实频率均值  $\bar{\omega}$  与其估计值的均值  $\hat{\omega}$  以及均方误差

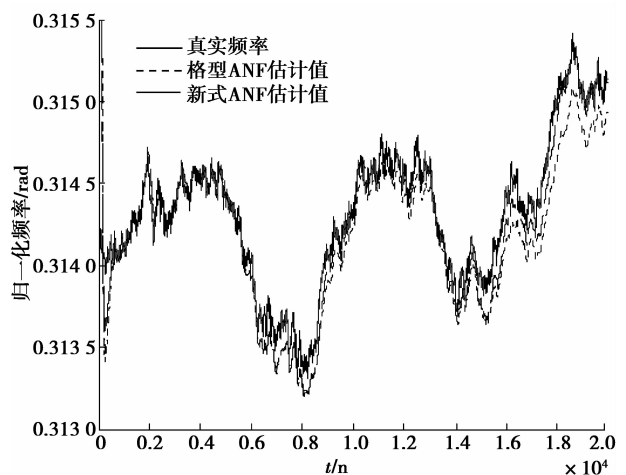


图 4 真实频率与估计频率(初始相位差为  $4^\circ$ )

MSE,可以看出在 8 种初始相位差下,新式 ANF 频率估计均值和 MSE 值均几乎没有变化或变化很小,可认为其在科氏流量计信号频率跟踪中几乎不受信号初始相位变化的影响。

表 2 8 种初始相位差下  $\bar{\omega}$ 、 $\hat{\omega}$  和 MSE 的比较

| 初始相位差/ $^{\circ}$ | 实际频率均值<br>$\bar{\omega}$ | 格型 ANF         |                             | 新式 ANF         |                             |
|-------------------|--------------------------|----------------|-----------------------------|----------------|-----------------------------|
|                   |                          | $\bar{\omega}$ | MSE<br>( $\times 10^{-8}$ ) | $\bar{\omega}$ | MSE<br>( $\times 10^{-8}$ ) |
| 0.000 1           | 0.314 325                | 0.314 199      | 2.940 1                     | 0.314 261      | 1.164 8                     |
| 0.005 0           | 0.314 325                | 0.314 199      | 2.940 0                     | 0.314 261      | 1.164 8                     |
| 0.010 0           | 0.314 325                | 0.314 199      | 2.940 0                     | 0.314 261      | 1.164 8                     |
| 0.100 0           | 0.314 325                | 0.314 199      | 2.939 7                     | 0.314 261      | 1.164 5                     |
| 0.500 0           | 0.314 325                | 0.314 199      | 2.938 3                     | 0.314 261      | 1.163 1                     |
| 1.000 0           | 0.314 325                | 0.314 199      | 2.936 8                     | 0.314 261      | 1.161 5                     |
| 2.000 0           | 0.314 325                | 0.314 199      | 2.934 4                     | 0.314 261      | 1.158 5                     |
| 4.000 0           | 0.314 325                | 0.314 199      | 2.931 8                     | 0.314 261      | 1.153 8                     |

## 5 结 论

针对现有基于自适应陷波器(ANF)的科氏流量计信号频率跟踪方法长时频率跟踪精度和稳定性不是很好的问题,提出一种基于新式 ANF 的科氏流量计信号频率跟踪方法,并进行了仿真比较和性能分析。结果表明该方法具有以下特点

1)基于 SMM 的新式 ANF 算法具有收敛速度快、频率测量为理论无偏及实现简单的特点。

2)与格型 ANF 频率跟踪方法相比,新式 ANF 方法长时间持续跟踪信号频率随机缓慢变化的精度和稳定性更好。

3)新式 ANF 频率跟踪方法精度几乎不受科氏流量计信号初始相位变化的影响。

### 参考文献:

[1] CHEESEWRIGHT R, CLARK C, BISSET D. The identification of external factors which influence the calibration of Coriolis mass flowmeters [J]. Flow Measurement and Instrumentation, 2000, 11: 1-10.  
[2] CLARK C, CHEESEWRIGHT R. The influence upon Coriolis mass flow meters of external vibrations at selected frequencies [J]. Flow Measurement and

Instrumentation, 2003, 14: 33-42.

- [3] 徐科军,姜汉科,苏建徽,等.科氏流量计信号处理中频率跟踪方法的研究[J].计量学报,2000,20(4):304-307.  
XU KE-JUN, JIANG HAN-KE, SU JIAN-HUI, et al. Research on frequency tracking method in signal processing of Coriolis mass flowmeter [J]. Acta Metrologica Sinica, 2000, 20(4): 304-307.  
[4] 牛鹏辉,涂亚庆,张海涛.基于时变模型的科氏流量计信号处理方法与仿真[J].系统仿真学报,2008,20(6):1585-1588.  
NIU PENG-HUI, TU YA-QING, ZHANG HAI-TAO. Signal processing method and simulation for coriolis mass flowmeter based on time-varying signal model [J]. Journal of System Simulation, 2008, 20(6): 1585-1588.  
[5] 曾健,刘凤新,简灿琴,等.用于科里奥利质量流量计的数字信号处理方法[J].计量技术,2007,(3):3-6.  
ZENG JIAN, LIU FENG-XIN, JIAN CAN-QIN, et al. A signal processing method for coriolis mass flowmeter [J]. Measurement Technique, 2007, (3):3-6.  
[6] FREEMAN B S, ASHEVILL C N. Digital phase locked loop signal processing for coriolis mass flowmeter; US, 5804741[P]. 1998-02-03.  
[7] NIEDZWIECKI M, SOBOCINSKI A. On tracking properties of real-valued generalized ANF [J]. IEEE Trans Signal Processing, 2007, 55(5): 1688-1695.  
[8] 李叶,徐科军,朱志海,等.面向时变的科里奥利质量流量计信号的处理方法研究与实现[J].仪器仪表学报,2010,31(1):8-14.  
LI YE, XU KE-JUN, ZHU ZHI-HAI, et al. Study and implementation of processing method for time-varying signal of Coriolis mass flowmeter [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2010, 31(1): 8-14.  
[9] DERBY H V, BOSE T, RAJAN S. Method and apparatus for adaptive line enhancement in Coriolis mass flow meter measurement; US, 5555190 [P]. 1996-09-10.  
[10] NEHORAI A. A minimal parameter adaptive notch filter with constrained poles and zeros [J]. IEEE Trans Acoust, Speech, Signal Processing, 1985, 33(4): 983-996.  
[11] 徐科军,倪伟,陈智渊.基于时变信号模型和格型陷波器的科氏流量计信号处理方法[J].仪器仪表学报,2006,27(2):596-601.  
XU KE-JUN, NI WEI, CHEN ZHI-YUAN. A signal

- rprocessing method for Coriolis mass flowmeter based on time-varying signal model and lattice notch filter [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2006, 27(2): 596-601.
- [12] 牛鹏辉, 涂亚庆, 张海涛. 格型陷波器和 DTFT 科氏流量计信号处理方法[J]. 重庆大学学报, 2007, 30(11): 54-58.  
NIU PENG-HUI, TU YA-QING, ZHANG HAI-TAO. Signal processing method for Coriolis mass flowmeter based on lattice notch filter and DTFT [J]. Journal of Chongqing University, 2007, 30(11): 54-58.
- [13] 倪伟, 徐科军. 基于时变信号模型和归一化格型陷波器的科氏流量计信号处理方法[J]. 计量学报, 2007, 28(3): 243-247.  
NI WEI, XU KE-JUN. A signal processing method for coriolis flowmeter based on time-varying signal model and normalized lattice notch filter [J]. Acta Metrologica Sinica, 2007, 28(3): 243-247.
- [14] 张利, 王喜平. 基于格型 IIR 滤波器的自适应陷波器设计[J]. 水雷战与舰船防护, 2008, 16(3): 23-26.  
ZHANG LI, WANG XI-PING. Design of adaptive notch filter based on lattice IIR filter [J]. Mine warfare & ship self-defence, 2008, 16(3): 23-26.
- [15] CHENGA MU-HUO, TSAIA JAU-LONG. A new IIR adaptive notch filter [J]. Signal Processing, 2006, (86): 1648-1655.
- [16] COUSSEAU J E, DINIZ P S R. New adaptive IIR filtering algorithms based on the Steiglitz-McBride method[J]. IEEE Trans Signal Process, 1997, 45(5): 1367-1371.

(编辑 侯 湘)