

文章编号 :1000-582X(2007)11-0054-05

格型陷波器和 DTFT 科氏流量计信号处理方法

牛鹏辉 涂亚庆 张海涛

(后勤工程学院 信息工程系 重庆 400016)

摘 要 频率、幅度和相位均按随机游动模型变化的时变信号模型,更为真实地描述科氏流量计信号的实际特性。基于时变模型,提出用于科氏流量计的信号处理方法。采用自适应格型陷波器对频率、幅度和相位均按随机游动模型变化的科氏流量计信号进行滤波,得到频率及增强信号;通过短窗截取,采用 DTFT 法计算 2 路信号的相位差和时间差。仿真结果表明,方法具有很好的跟踪效果,且计算量小,可用于科氏流量计的实时信号处理。

关键词 科氏质量流量计;随机游动模型;自适应格型陷波器;DTFT

中图分类号 TP212

文献标志码 A

科里奥利质量流量计(简称科氏流量计)可以直接测量质量流量,其工作原理是基于流体振动原理,目前发展比较迅速。科氏流量计由一次仪表和二次仪表组成,一次仪表包括 U 型测量管、传感器和激振器等(见图 1)。二次仪表是对一次仪表输出信号进行处理的变送器。科氏流量计通过激振器激振 U 型管,产生振荡信号,当流体通过振动管时,U 型管发生扭曲(科里奥利原理),扭曲角度通过计算 U 型管前后两端相位差得到。由相位差和信号频率可求出时间差,从而进一步得到质量流量。

为提高测量精度和抗噪能力,国内外的相关研究机构和公司纷纷将各种数字信号处理方法应用于科氏流量计的二次仪表^[1-5]。这些研究均是以频率、幅度和相位不随时间变化的信号模型作为研究对象,而实际的科氏流量计信号由于受到管内流体的流速、密度和流体脉动等因素变化的影响^[6-7],这些特征是随时间变化的。为了更为真实地描述科氏流量计信号的实际特性,以频率、幅度和相位均按随机游动模型(Random Walk Model)变化的信号模拟科氏流量计信号^[8-9],提出了一种信号处理方法。整个方法分为频率跟踪和相位差计算 2 个阶段。在频率跟踪阶段,采用自适应格型陷波器对频率、幅度和相位均按随机游

动模型变化的科氏流量计信号进行滤波,得到频率及增强信号;在相位差和时间差计算阶段,通过短窗截取,采用计及负频率影响的 DTFT 法计算 2 路信号的相位差和时间差。最后进行仿真分析,证实其有效性。

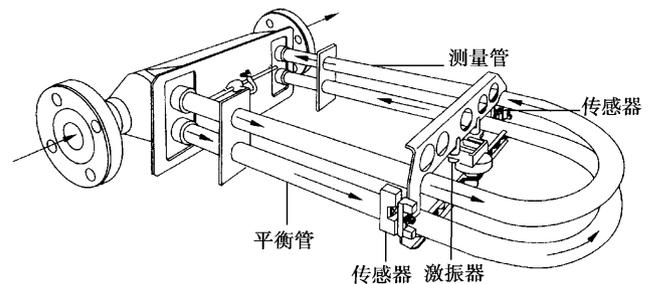


图 1 科氏流量计结构图

1 时变信号模型

文献[8-9]中按式(1)所描述的模型来模拟真实的科氏流量计信号:

$$x(n) = A(n) \sin(\omega(n) \cdot n + \varphi(n)) + \sigma_e \epsilon(n), \quad (1)$$

式中 $\epsilon(n)$ 是零均值,方差为 1 的白噪声。幅值 $A(n)$ 、归一化频率 $\omega(n)$ 和相位 $\varphi(n)$ 按照随机游动模型变化,即

收稿日期 2007-06-30

基金项目 国家自然科学基金资助项目(60272085);重庆市自然科学基金资助项目(CSTC 2007BB2102)

作者简介 牛鹏辉(1978-),男,后勤工程学院博士研究生,主要从事智能检测、数字信号处理方向研究(Tel)023-68595631;
(E-mail)niu_penghui@163.com。

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

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

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

其中 $e_A(n)$ 、 $e_\omega(n)$ 和 $e_\varphi(n)$ 均为零均值, 方差为 1 的白噪声; 且 $e_A(n)$ 、 $e_\omega(n)$ 和 $e_\varphi(n)$ 互不相关。

2 基于格型陷波器和 DTFT 的信号处理方法

2.1 频率跟踪

针对科氏流量计信号的特点, 笔者采用基于自适应格型陷波滤波的方法来实现频率跟踪。

格型陷波器是由文献 [10-11] 提出的, 由 2 个格型滤波器级联而成, 如图 2 所示。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(5)中 k_0 称为权系数, 用于计算信号频率; ρ 称为去偏置参数, 决定滤波器的陷阱带宽。

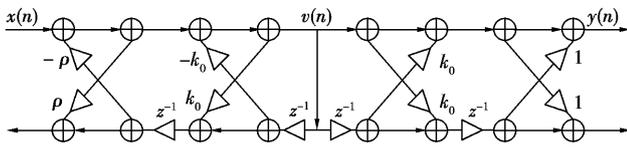


图 2 自适应格型陷波器

整个自适应算法如下:

1) 求中间变量 $u(n)$

$$u(n) = \frac{x(n)}{1 + \hat{k}_0(n-1)[1 + \rho(n)]z^{-1} + \rho(n)z^{-2}}, \quad (6)$$

式(6)中 $\hat{k}_0(n)$ 为 $k_0(n)$ 的估计值。

2) 调整 k_0

$$\alpha(n) = \lambda(n)\alpha(n-1) + [1 - \lambda(n)]\{n - 1\}u(n) + u(n-2), \quad (7)$$

$$D(n) = \lambda(n)D(n-1) + [1 - \lambda(n)]u^2(n-1), \quad (8)$$

$$\hat{k}_0(n) = -\alpha(n)/D(n), \quad (9)$$

其中 λ 为遗忘因子。为了保证陷波器的稳定 k_0 的值必须位于 $[-1, 1]$ 之间, 因此在算法中加入如下检测环节

$$\hat{k}_0(n) = \begin{cases} \hat{k}_0(n), & -1 \leq \hat{k}_0(n) \leq 1; \\ 1, & \hat{k}_0(n) > 1; \\ -1, & \hat{k}_0(n) < -1. \end{cases} \quad (10)$$

然后再对 $\hat{k}_0(n)$ 进行平滑处理

$$\hat{k}_0(n) = \gamma \hat{k}_0(n-1) + (1 - \gamma) \hat{k}_0(n), \quad (11)$$

式(11)中 $\gamma = 0.5$ 。

格型 IIR 陷波器的输出为

$$y(n) = u(n) + 2\hat{k}_0(n)u(n-1) + u(n-2), \quad (12)$$

去除噪声后的增强信号

$$\hat{x}(n) = x(n) - y(n), \quad (13)$$

信号频率可由下式计算得到

$$\hat{\omega}(n) = \arccos(-\hat{k}_0(n)). \quad (14)$$

2.2 相位差及时间差的计算

文献 [8-9] 采用具有重叠矩形窗的滑动 Goertzel 算法来实现相位差和时间差的计算。重叠矩形窗引入冗余计算, 其主要目的是为了保证算法的收敛, 但是, 计算量明显增大, 不利于算法的工业实现。为此, 笔者提出了另一种可行性算法: 计及负频率影响的 DTFT 法。

研究表明, 针对时不变信号, 当计及负频率时, 基于 DTFT 的相位差算法表现出了很快的收敛特性^[3]。充分利用这一特性, 提出一种处理时变信号的方法。首先用重叠的短矩形窗对陷波滤波后的信号进行截取, 然后采用计及负频率影响的 DTFT 法计算相位差。其中矩形窗宽度和重叠区宽度的选取, 必须考虑到计算量和计算精度的均衡。由于该方法考虑了频谱中负频率成分的影响, 收敛很快, 所以与文献 [8-9] 相比, 矩形窗的宽度和重叠区宽度可取得很小。为了得到每一采样点的结果, 重叠区宽度取为 $N-1$ 个采样点, 其中 N 为矩形窗宽度。

算法的基本原理如下:

设对陷波滤波后得到的增强信号进行短矩形窗截取后, 得 2 信号序列, 可近似认为 2 信号序列是时不变的, 表示为

$$s_1(n) = A_1 \cos(\omega \cdot n + \theta_1),$$

$$s_2(n) = A_2 \cos(\omega \cdot n + \theta_2) \quad n = 0, 1, \dots, N-1.$$

(15)

式(15)中 $\omega = 2\pi f_0/f_s$; A_1, A_2 为信号幅度; f_0 为信号频率; f_s ($f_s \geq 2f_0$) 为采样频率; θ_1, θ_2 为信号初相。

设 $\hat{\omega}$ 为 ω 的估计值, 则 $s_1(n)$ 在 $\hat{\omega}$ 处的 DTFT 为

$$S_{1N}(\hat{\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} A_1 \cos(\omega \cdot n + \theta_1) \cdot e^{-j\hat{\omega}n} = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{A_1}{2} [e^{j(\omega \cdot n + \theta_1)} + e^{-j(\omega \cdot n + \theta_1)}] \cdot e^{-j\hat{\omega}n}. \quad (16)$$

忽略负频率成分, 只计算正频率部分, 则

$$S_{1N}(\hat{\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{A_1}{2} e^{j(\omega \cdot n + \theta_1)} \cdot e^{-j\hat{\omega}n} = \frac{A_1}{2} e^{j\theta_1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(\omega - \hat{\omega})n} = \begin{cases} \frac{A_1}{2} \cdot \frac{\sin[(\omega - \hat{\omega})N/2]}{\sin[(\omega - \hat{\omega})/2]} \cdot e^{j\theta_1 + \frac{(\omega - \hat{\omega})N}{2} \cdot \frac{\omega - \hat{\omega}}{2}} & \hat{\omega} \neq \omega, \\ \frac{A_1}{2} \cdot N \cdot e^{j\theta_1} & \hat{\omega} = \omega. \end{cases} \quad (17)$$

用 φ_1 表示 $S_{1\Lambda}(\hat{\omega})$ 的相位, 则 φ_1 可表示为

$$\varphi_1 = \theta_1 + \frac{(\omega - \hat{\omega})N}{2} - \frac{\omega - \hat{\omega}}{2}, \quad (18)$$

对于式(16), 不忽略负频率成分, 有

$$\begin{aligned} S_{1\Lambda}(\hat{\omega}) &= \sum_{n=0}^{N-1} \frac{A_1}{2} e^{j(\omega-n+\theta_1)} \cdot e^{-j\hat{\omega}n} + \\ &\sum_{n=0}^{N-1} \frac{A_1}{2} e^{-j(\omega-n+\theta_1)} \cdot e^{-j\hat{\omega}n} = \\ &\frac{A_1}{2} e^{j\theta_1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(\omega-\hat{\omega})n} + \frac{A_1}{2} e^{-j\theta_1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j(\omega+\hat{\omega})n}. \end{aligned} \quad (19)$$

假设 $\omega \neq \hat{\omega}$, 经推导后可得

$$\tan\theta_1 = \frac{c_1 \cdot \tan\varphi_1 - c_2}{c_3 \cdot \tan\varphi_1 + c_4}, \quad (20)$$

式(20)中:

$$\begin{aligned} c_1 &= \sin\alpha_1 \sin\alpha_2 \cos(\alpha_1 - \alpha_3) + \sin\alpha_3 \sin\alpha_4 \cos(\alpha_4 - \alpha_2); \\ c_2 &= \sin\alpha_1 \sin\alpha_2 \sin(\alpha_1 - \alpha_3) - \sin\alpha_3 \sin\alpha_4 \sin(\alpha_4 - \alpha_2); \\ c_3 &= \sin\alpha_1 \sin\alpha_2 \sin(\alpha_1 - \alpha_3) + \sin\alpha_3 \sin\alpha_4 \sin(\alpha_4 - \alpha_2); \\ c_4 &= \sin\alpha_1 \sin\alpha_2 \cos(\alpha_1 - \alpha_3) - \sin\alpha_3 \sin\alpha_4 \cos(\alpha_4 - \alpha_2); \\ \alpha_1 &= N(\omega - \hat{\omega})/2, \alpha_2 = (\omega + \hat{\omega})/2, \alpha_3 = (\omega - \hat{\omega})/2; \\ \alpha_4 &= N(\omega + \hat{\omega})/2, \varphi_1 \text{ 为 } S_{1\Lambda}(\hat{\omega}) \text{ 的相位。} \end{aligned}$$

同理, 对于 $s_2(n)$, 有

$$\tan\theta_2 = \frac{c_1 \cdot \tan\varphi_2 - c_2}{c_3 \cdot \tan\varphi_2 + c_4}, \quad (21)$$

式(21)中 φ_2 为 $s_2(n)$ 在 $\hat{\omega}$ 处的 DTFT 的相位。

由式(20)和(21), 可求得 2 路信号之间的相位差

$$\Delta\theta = \arctan\left[\frac{(c_1 c_4 + c_2 c_3)(\tan\varphi_2 - \tan\varphi_1)}{c_2^2 + c_4^2 + Z + (c_1^2 + c_3^2)\tan\varphi_1 \tan\varphi_2}\right], \quad (22)$$

式(22)中 $Z = (c_3 c_4 - c_1 c_2)(\tan\varphi_1 + \tan\varphi_2)$ 。

一般情况下, 当信噪比不是特别低时, 通过自适应格型陷波器收敛后求得的信号频率值与真实值很接近, 即可以认为 $\hat{\omega} \approx \omega$, $\sin\alpha_1/\sin\alpha_3 \approx N$, 则式(22)可近似表达为如下形式:

$$\Delta\theta = \arctan\left[\frac{m_1(\tan\varphi_2 - \tan\varphi_1)}{m_2 + m_3(\tan\varphi_1 + \tan\varphi_2) + m_4 \tan\varphi_1 \tan\varphi_2}\right], \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \text{式(23)中 } m_1 &= N(\sin\hat{\omega})^2 - (\sin\alpha)^2/N; \\ m_2 &= N(\sin\hat{\omega})^2 + (\sin\alpha)^2/N - 2\sin\hat{\omega}\sin\alpha\cos(\alpha - \hat{\omega}); \\ m_3 &= 2\sin\hat{\omega}\sin\alpha\sin(\alpha - \hat{\omega}); \\ m_4 &= N(\sin\hat{\omega})^2 + (\sin\alpha)^2/N + 2\sin\hat{\omega}\sin\alpha\cos(\alpha - \hat{\omega}); \\ \alpha &= N\hat{\omega}_0. \end{aligned}$$

式(23)即为相位差计算公式。当 $\omega = \hat{\omega}$ 时, 相位差计算公式与式(23)完全相同。

注意到文中所讨论信号的频率是随时间随机波动的, 不能直接进行 DTFT 计算; 但由于该方法的窗很短, 则 $\hat{\omega}$ 可取作窗内最后一时间点处的频率估计值, 然后再进行 DTFT 计算。每个矩形窗的相位差计算结果可作为窗内最后一点的结果。据此, 可对每一采样点实现实时计算。

归纳起来, 相位差以及时间差的计算步骤如下:

1) 对自适应陷波滤波后得到的增强信号进行短矩形窗截取, 得到窗内信号 $s_1(n)$ 和 $s_2(n)$, $n = 0, 1, \dots, N-1$;

2) 求出 ω 的估计值 $\hat{\omega}$ (窗内最后一时间点处的频率估计值) $\hat{\omega} = 2\pi f_0/f_s$;

3) 应用传统的 DTFT 算法分别计算矩形窗内 $s_1(n)$ 和 $s_2(n)$ 在 $\hat{\omega}$ 处的 DTFT, 求出 $\tan\varphi_1$ 和 $\tan\varphi_2$,

$$\tan\varphi_1 = \frac{\text{Im}[S_{1\Lambda}(\hat{\omega})]}{\text{Re}[S_{1\Lambda}(\hat{\omega})]}, \tan\varphi_2 = \frac{\text{Im}[S_{2\Lambda}(\hat{\omega})]}{\text{Re}[S_{2\Lambda}(\hat{\omega})]};$$

4) 由 $\hat{\omega}$ 、 N 求出 $m_1 \sim m_4$, 并同 $\tan\varphi_1$ 和 $\tan\varphi_2$ 一起代入式(23), 从而求得相位差 $\Delta\hat{\theta}$;

5) 求时间差 $\Delta\hat{t}$, $\Delta\hat{t} = \Delta\hat{\theta}/(\hat{\omega} \cdot f_s)$ 。

3 仿真实例

由于科氏流量计信号频率通常在 100 ± 4 Hz 范围内变化, 相位差小于 $\pm 4^\circ$, 因此单次仿真中, 选择 20 000 个采样点, 且:

$$f_s = 2000 \text{ Hz}, A(0) = 10, \omega(0) = 0.3142,$$

$$\sigma_e = 0.6, \sigma_A = 10^{-3}, \sigma_\omega = 10^{-4}, \sigma_\varphi = 10^{-5}.$$

在相位差和时间差计算环节, 为避免自适应格型陷波器收敛过程带来的影响, 取第 4 000 点以后的增强信号进行运算, 即从第 4 000 点开始计算相位差和时间差。经过大量的仿真, 确定取矩形窗的宽度为 8 个采样点, 其中的重叠区为 7 个采样点, 正是因为窗短, 所以计算量相对很小, 便于实时测量的实现。

图 3 是频率估计值与真实值的比较。图中实线是真实值, 虚线是估计值。从图中可以看出, 笔者采用的频率跟踪方法具有较强的频率跟踪能力, 而且响应时间较快。表 1 中列出了实际信号频率 ω 的均值 $\bar{\omega}$ 和估计频率 $\hat{\omega}$ 的均值 $\bar{\hat{\omega}}$ 以及均方误差 MSE, 均值和 MSE 的计算公式如下:

$$\bar{\omega} = \frac{1}{15000} \sum_{i=5001}^{20000} \omega(i), \quad (24)$$

$$MSE_{\omega} = \frac{1}{15\,000} \sum_{i=5\,001}^{20\,000} (\hat{\alpha}(i) - \alpha(i))^2. \quad (25)$$

从表 1 中数据可以看出,在 8 种初始相位差下,频率估计均值的相对误差都为 0.003 17%,均方误差 MSE 值也基本稳定,变化很小。

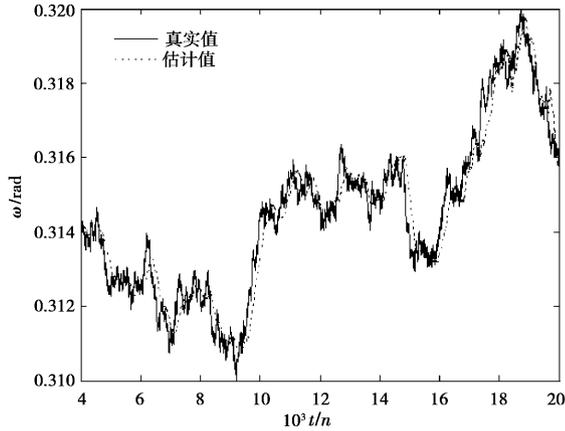


图 3 频率估计值与真实值的比较

这里给出初始相位差 $\Delta\varphi_0$ 为 0.1° 时的相位差和时间差估计结果,如图 4、5 所示。从图中可以看出,相位差和时间差的估计曲线能比较好地与真实值曲线吻合,说明相位差和时间差估计方法也具有很好的跟踪能力。这主要是因为该方法考虑了频谱中负频率成分的影响,在窗很短时,也能很快收敛,达到较高的相位差和时间差计算精度;同时,也正是所用截取窗很短,所以能及时地跟踪相位差和时间差的变化。

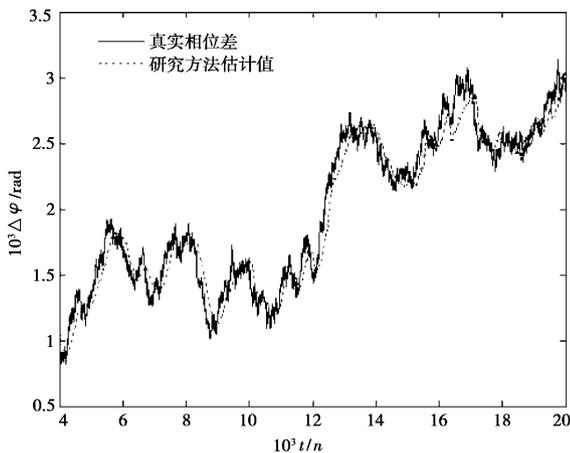


图 4 初始相位差为 0.1° 时的相位差估计

表 2、3 列出了相位差和时间差的真实值及估计值的均值 ($\bar{\Delta\varphi}$ 、 $\bar{\Delta\varphi}$ 、 $\bar{\Delta t}$ 、 $\bar{\Delta t}$) 和均方误差 ($MSE_{\Delta\varphi}$ 、 $MSE_{\Delta t}$), 计算方法如同式 (24) 及 (25)。从表 2、3 中可以看出,不同初始相位差下,相位差和时间差估计值均值均很接近真实值均值, MSE 值也较小,这也说明了该方法对相位差和时间差的变化具有比较好的跟踪能力。

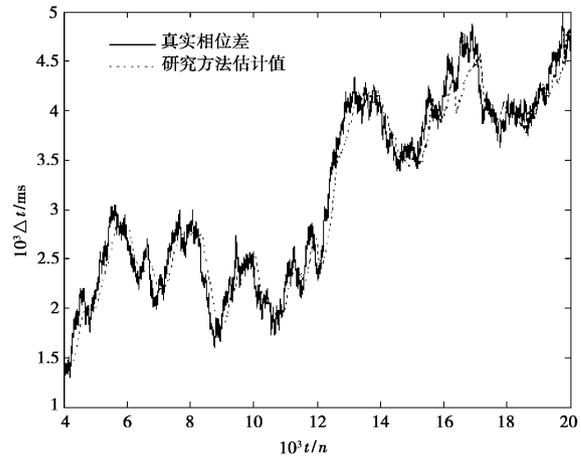


图 5 初始相位差为 0.1° 时的时间差估计

表 1 频率的均值和 MSE

| $\Delta\varphi_0$ | $\bar{\omega}$ | $\hat{\bar{\omega}}$ | MSE_{ω} |
|-------------------|----------------|----------------------|----------------------------|
| 0.001° | 0.315 38 | 0.315 39 | $0.892\,38 \times 10^{-7}$ |
| 0.005° | 0.315 38 | 0.315 39 | $0.892\,38 \times 10^{-7}$ |
| 0.010° | 0.315 38 | 0.315 39 | $0.892\,39 \times 10^{-7}$ |
| 0.050° | 0.315 38 | 0.315 39 | $0.892\,39 \times 10^{-7}$ |
| 0.100° | 0.315 38 | 0.315 39 | $0.892\,41 \times 10^{-7}$ |
| 0.500° | 0.315 38 | 0.315 39 | $0.892\,43 \times 10^{-7}$ |
| 1.000° | 0.315 38 | 0.315 39 | $0.892\,45 \times 10^{-7}$ |
| 2.000° | 0.315 38 | 0.315 39 | $0.892\,50 \times 10^{-7}$ |

表 2 相位差的均值和 MSE

| $\Delta\varphi_0$ | $\bar{\Delta\varphi}$ | $\hat{\bar{\Delta\varphi}}$ | $MSE_{\Delta\varphi}$ |
|-------------------|-----------------------|-----------------------------|---------------------------|
| 0.001° | 0.000 550 1 | 0.000 532 2 | $0.130\,5 \times 10^{-7}$ |
| 0.005° | 0.000 619 9 | 0.000 602 5 | $0.131\,1 \times 10^{-7}$ |
| 0.010° | 0.000 707 2 | 0.000 688 7 | $0.131\,9 \times 10^{-7}$ |
| 0.050° | 0.001 405 3 | 0.001 383 1 | $0.142\,5 \times 10^{-7}$ |
| 0.100° | 0.002 178 0 | 0.002 151 0 | $0.167\,0 \times 10^{-7}$ |
| 0.500° | 0.008 968 2 | 0.008 913 4 | $0.481\,1 \times 10^{-7}$ |
| 1.000° | 0.017 305 0 | 0.017 276 7 | $0.653\,2 \times 10^{-7}$ |
| 2.000° | 0.034 758 0 | 0.034 749 1 | $0.941\,2 \times 10^{-7}$ |

表 3 时间差的均值和 MSE

| $\Delta\varphi_0$ | $\bar{\Delta t}$ | $\hat{\bar{\Delta t}}$ | $MSE_{\Delta t}$ |
|-------------------|------------------|------------------------|---------------------------|
| 0.001° | 0.000 872 1 | 0.000 843 3 | $1.124\,3 \times 10^{-7}$ |
| 0.005° | 0.000 982 8 | 0.000 955 2 | $1.125\,1 \times 10^{-7}$ |
| 0.010° | 0.001 121 4 | 0.001 091 8 | $1.124\,9 \times 10^{-7}$ |
| 0.050° | 0.002 228 1 | 0.002 192 9 | $1.132\,5 \times 10^{-7}$ |
| 0.100° | 0.003 454 0 | 0.003 410 7 | $1.152\,7 \times 10^{-7}$ |
| 0.500° | 0.014 219 1 | 0.014 131 8 | $1.586\,1 \times 10^{-7}$ |
| 1.000° | 0.027 435 8 | 0.027 390 0 | $2.234\,8 \times 10^{-7}$ |
| 2.000° | 0.055 106 0 | 0.055 090 1 | $2.278\,1 \times 10^{-7}$ |

4 结 论

通过在 Matlab 环境下的大量仿真结果,得出结论:针对更符合实际的科氏流量计信号模型,即时变信号模型,自适应格型陷波滤波方法有着较强的频率跟踪能力;通过对传统的忽略负频率的 DTFT 方法加以改进,可较好地实现相位差和时间差的实时跟踪测量,有效提高科氏流量计的测量精度。因此,笔者提出的基于时变模型的科氏流量计信号处理方法具有良好的实用价值。

参考文献:

- [1] 刘凤新,张视川,王磊. 科氏流量计 DSP 算法及其仿真研究[J]. 传感技术学报,2004(1):42-45.
- [2] 牛鹏辉,涂亚庆,张海涛. 科里奥利质量流量计的数字信号处理方法现状分析[J]. 自动化与仪器仪表,2005,(4):1-3.
- [3] 张海涛. 计及负频率影响的相位差测量方法及其应用基础研究[D]. 重庆:中国人民解放军后勤工程学院,2006.
- [4] DERBY H V., BOSE T., RAJAN S. Method and apparatus for adaptive line enhancement in Coriolis mass flow meter measurement: US Patent, 5555190 [P]. 1996-09-10.
- [5] YOSHIMURA HIROYUKI. Phase difference measuring apparatus for measuring phase difference between input signals: European Patent Application, EP 0791807A2, [P]. 1997.
- [6] CHEESEWRIGHT R., CLARK C. The effect of flow pulsations on Coriolis mass flow meters[J]. Journal of Fluids and Structures, 1998, 12: 1025-1039.
- [7] CHEESEWRIGHT R., CLARK C., BISSET D. Understanding the experimental response of Coriolis massflow meters to flow pulsations [J]. Flow Measurement and Instrumentation, 1999, 10(4): 207-215.
- [8] 倪伟,徐科军. 基于时变信号模型的科里奥利质量流量计信号处理方法[J]. 仪器仪表学报,2005,26(4):358-364.
- [9] 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(6):596-601.
- [10] N I CHO, C H CHOI, S U LEE. Adaptive line enhancement by using an IIR lattice notch filter [J]. IEEE Transactions on Acoustics Speech Signal Processing, 1989, 37(4): 585-589.
- [11] N I CHO, S U LEE. On the adaptive lattice notch filter for the detection of sinusoids[J]. IEEE Transactions on Circuits System, 1993, 40(7):405-416.

Signal Processing Method for Coriolis Mass Flowmeter Based on Lattice Notch Filter and DTFT

NIU Peng-hui, TU Ya-qing, ZHANG Hai-tao

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

Abstract: A novel signal processing method for Coriolis mass flowmeter is proposed based on time-varying signal model. First, an adaptive lattice notch filter is applied to filter the output signal, whose frequency, amplitude and phase are time-varying based on the random walk model, of Coriolis mass flowmeter to get its frequency and enhanced signal. Then, by short window intercepting, the DTFT algorithm with negative frequency contribution is introduced to calculate the real-time phase difference between two enhanced signals. With the frequency and the phase difference, the time interval between two signals is calculated. Simulation results show that the proposed method is efficient. Furthermore, the computation of algorithms is simple so that it can be applied to real-time signal processing for Coriolis mass flowmeter.

Key words: Coriolis mass flowmeter; random walk model; adaptive lattice notch filter; DTFT

(编辑 侯 湘)