

文章编号: 1000-582X(2013)04-093-06

科氏流量计的时变信号处理方法

沈廷鳌¹, 涂亚庆¹, 张海涛¹, 苏奋华²

(1. 后勤工程学院 信息工程系, 重庆 401311; 2. 中国人民解放军 95809 部队, 河北沧州 061036)

摘要: 针对实际应用中科氏流量计流量缓变的特性, 首先建立频率、幅值和相位均按照随机游动模型变化的改进时变信号模型, 其次采用一种跟踪信号频率变化能力更好的陷波算法对信号进行滤波, 以求其频率; 并采用自适应谱线增强器从含有噪声的信号中提取出基频信号; 然后通过短窗截取, 采用修正的滑动 DTFT 递推算法实时计算两路信号之间的相位差和时间差, 求得质量流量。仿真及实测结果表明, 研究方法不仅可以跟踪变化的频率和相位, 而且在测量小相位时具有较高的精度, 整套算法计算量小, 可用于科氏流量计的实时信号处理。

关键词: 科氏流量计; 随机游动模型; 频率跟踪; 自适应陷波器; 相位差; 修正的滑动 DTFT 递推算法

中图分类号: TH814

文献标志码: A

A time-varying signal processing method for Coriolis mass flowmeter

SHEN Ting'ao¹, TU Yaqing¹, ZHANG Haitao¹, SU Fenhua²

(1. Department of Information Engineering, Logistical Engineering University, Chongqing 401311, China; 2. PLA95809, Cangzhou, Hebei 061036, China)

Abstract: The mass flowrate of Coriolis mass flowmeter in practical application has slow changes with time. To solve the problem, an improved time-varying signal model whose frequency, amplitude and phase are time-varying based on the random walk model is established firstly. A new algorithm of adaptive notch filter with the capability of tracking frequency variation is applied to filter the sensor output signal of Coriolis mass flowmeter and its frequency is calculated next. An adaptive line enhancer based on the mentioned notch filter extracts fundamental frequency signal from noisy data. Then, by short window intercepting, the revised sliding DTFT recursive algorithm is introduced to calculate the real-time phase difference between two enhanced signals. With the frequency and phase difference obtained, the time interval between the two signals is calculated and then the mass flowrate is derived. The simulations and field test results show that the proposed method can not only track the change of frequency and phase, but also ensure the calculation accuracy when measuring small phase difference. The computational load of the algorithm 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; frequency tracking; adaptive notch filter; phase difference; revised sliding DTFT recursive algorithm

科里奥利质量流量计(CMF, 简称科氏流量计)是当前发展最为迅速、最具代表性的质量流量计之

一。对科氏流量计的信号进行处理, 关键在于能够精确地测量出来自 2 个传感器输出信号的频率和相

收稿日期: 2012-11-20

基金项目: 国家自然科学基金项目(61271449); 重庆市自然科学基金重点项目(CSTC, 2011BA2015)

作者简介: 沈廷鳌(1986-), 男, 后勤工程学院博士研究生, 从事数字信号处理研究, (Tel)15123209075; (E-mail)peoplesta@sina.com。

位。为提高测量精度和抗噪能力,国内外的相关研究机构纷纷将数字信号处理技术应用于科氏流量计的信号处理中。然而,现有基于时变模型的科氏流量计信号处理方法仍较少,且大都存在着跟踪能力差、滞后较大等问题,不能满足工业现场的实际测量需要^[1-4]。在频率跟踪阶段,文献[3-4]采用的自适应陷波器均存在难以兼顾科氏流量计信号频率的收敛速度和跟踪精度的问题,不能很好实现对信号频率随机缓慢变化的持续跟踪。在相位差和时间差计算阶段,文献[5-6]采用具有重叠矩形窗的滑动 Goertzel 算法,克服了 DFT 法^[7]易受非整周期采样的影响,但其计算量明显增大,且计算结果存在明显滞后,实时性较差;文献[8-9]采用带重叠短矩形窗的计及负频率影响的 DTFT 递推算法,提高了计算精度和实时性,但其计算较为繁琐,且不适用于频率时变的情况。为此,首先建立了科氏流量计改进时变信号模型,并采用一种较好的自适应陷波算法进行滤波,得到频率及增强信号,然后采用修正的滑动 DTFT 递推算法计算两路信号的相位差和时间差,形成了一套完整的科氏流量计信号处理方法。为检验方法的有效性,首先采用 Matlab 进行计算机仿真,然后用实测数据对算法进行测试。

1 改进时变信号模型

在研究科氏流量计信号处理方法之前,首要的步骤是建立能够反映实际流体特性的信号模型。文献[4]在实际工作过程中发现:当流体流量较为稳定时,2 路传感器输出信号的相位随时间会发生缓慢而微小的变化,这种变化是随机的、没有规律的,但变化的幅度并不像文献[5-6]所建立的时变信号模型那样大。同时,在观察 RHEONIK(罗尼克)科氏流量计的实际工作中也发现,在流量测量为 0.4~25 kg/min 的范围内,不同区间内相位差的变化情况不同。当流体流量较小时,相位差的波动范围较大,一般在 30%左右;当流体流量较大时,相位差的波动范围较小,一般在 1%左右。

为更加真实地模拟实际科氏流量计信号,便于为科氏流量计信号处理方法的研究提供准确的研究对象,对现有时变信号模型进行了改进,如式(1)和式(2)所示。

$$\omega(n) = \omega(n-1) + \lambda_1 \cdot \omega(n-1) \cdot \sigma_\omega \cdot e_\omega(n); \quad (1)$$

$$\varphi(n) = \varphi(n-1) + \lambda_2 \cdot \varphi(n-1) \cdot \sigma_\varphi \cdot e_\varphi(n); \quad (2)$$

$$y(n) = A(n) \sin[\omega(n) + \varphi(n)] + \sigma_e \cdot e(n), \quad (3)$$

式中,频率和相位每一时刻是前一时刻的值加一个随机数, $e_\omega(n)$ 和 $e_\varphi(n)$ 均为零均值、方差为 1 且互不相关的白噪声, σ_ω 和 σ_φ 分别控制 $e_\omega(n)$ 和 $e_\varphi(n)$ 的变化幅度, λ_1 和 λ_2 分别控制 $\omega(n)$ 和 $\varphi(n)$ 变

化的幅度,频率变化幅度和相位变化幅度根据实际情况可以灵活设定。当信号缓慢变化时,两者减小;当信号突变时,两者增大。

2 自适应陷波算法

现有的自适应陷波器都存在难以兼顾科氏流量计信号频率的收敛速度和跟踪精度的问题,不能很好实现对信号频率随机缓慢变化的持续跟踪。文献[10]通过对格型 ANF、简化格型 ANF 和新式 ANF3 种典型自适应陷波器优缺点的比较分析,提出了 1 种采用新式 ANF 和简化格型 ANF 交替跟踪信号频率变化的新思想,即:首先采用新式 ANF 快速检测信号频率,待其收敛后简化格型 ANF 开始并行工作,在简化格型 ANF 收敛后改由简化格型 ANF 独立跟踪信号频率的变化。

该方法针对自适应陷波器存在难以兼顾科氏流量计信号频率的收敛速度和长时频率跟踪精度的问题,综合利用新式 ANF 收敛速度更快、短时频率跟踪精度更高和简化格型 ANF 计算更为简单、对硬件要求更低、跟踪信号频率随机缓慢变化精度较高的特点,可选取不同的参数取值和交替跟踪点,实现对时变信号的快速、持续精确跟踪,具有较强的灵活性和可调整性,具体的自适应算法请参见文献[10]。

3 相位差及时间差的计算

3.1 修正的滑动 DTFT 递推算法

对于观测信号 $x(n)$,设矩形窗的宽度为 N ,从 m 时刻开始采样得到 N 个采样数据 $x(m), x(m+1) \cdots x(m+N-1)$,则该有限长序列的离散时间傅里叶变换为

$$X_{m,N}(\hat{\omega}_m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(m+n) \cdot e^{-j\hat{\omega}_m n} = x(m) + x(m+1) \cdot e^{-j\hat{\omega}_m} + x(m+2) \cdot e^{-2j\hat{\omega}_m} + \cdots + x(m+N-1) \cdot e^{-j\hat{\omega}_m(N-1)}, \quad (4)$$

从 $m+1$ 时刻开始采样得到新采样点 $x(m+N)$,剔除 $x(m)$,则由 N 个采样数据 $x(m+1), x(m+2) \cdots x(m+N-1), x(m+N)$ 组成的新的采样序列在 ω 处的离散时间傅里叶变换为

$$X_{m+1,N}(\hat{\omega}_{m+1}) = \sum_{n=0}^{N-1} x(m+1+n) \cdot e^{-j\hat{\omega}_{m+1} n} = x(m+1) + x(m+2) \cdot e^{-j\hat{\omega}_{m+1}} + \cdots + x(m+N-1) \cdot e^{-j\hat{\omega}_{m+1}(N-2)} + x(m+N) \cdot e^{-j\hat{\omega}_{m+1}(N-1)}. \quad (5)$$

需要说明的是,第一个矩形窗内的采样序列仍作常规 DTFT 运算。比较式(4)、(5)可以看出,当 $\hat{\omega}_m$ 指定为信号在第 m 号矩形窗内最后一个采样点处的频率,则信号在第 $m+1$ 号矩形窗内用 $\hat{\omega}_{m+1}$ 来

计算 $X_{m+1,N}(\hat{\omega}_{m+1})$ 是不准确的,因为 2 个相邻窗有 $N-1$ 个采样点是相同的。由于矩形窗的宽度很短,相邻 2 点 $\hat{\omega}_m$ 和 $\hat{\omega}_{m+1}$ 的变化很小,于是对式(5)进行修正为

$$\begin{aligned}
 X_{m+1,N}(\hat{\omega}_{m+1}) &= x(m+1) + x(m+2) \cdot \\
 & e^{-j\hat{\omega}_{m+1}} + \dots + x(m+N-1) \cdot \\
 & e^{-j\hat{\omega}_{m+1}(N-2)} + x(m+N) \cdot e^{-j\hat{\omega}_{m+1}(N-1)} = \\
 & \left[\sum_{n=0}^{N-2} x(m+n) \cdot e^{-j\hat{\omega}_{m+1}n} - x(m) \right] \cdot \\
 & e^{j\hat{\omega}_{m+1}} + x(m+N) \cdot e^{-j\hat{\omega}_{m+1}(N-1)} \approx \\
 & \left[\sum_{n=0}^{N-2} x(m+n) \cdot e^{-j\hat{\omega}_m n} - x(m) \right] \cdot \\
 & e^{j\hat{\omega}_m} + x(m+N) \cdot e^{-j\hat{\omega}_m(N-1)} = \\
 & [X_{m,N}(\hat{\omega}_m) - x(m) + x(m+N) \cdot e^{-j\hat{\omega}_m(N-1)}] \cdot e^{j\hat{\omega}_m}。
 \end{aligned} \tag{6}$$

式(6)即为修正的滑动 DTFT 递推公式。可见,相邻 2 个矩形窗存在递推关系,每采入一点新的数据后,只需进行 2 次复数加法和 2 次复数乘法,消除了冗余计算,不存在不断叠加溢出的问题,大大降低了计算量,并能反映实际信号频率变化的特点,可以满足科氏流量计的实时性要求,非常利于实际系统的实现。

3.2 修正的滑动 DTFT 递推算法计算相位差

设 $\hat{\omega}$ 为 ω 的估计值,则 $x_{1,2}(n)$ 在 $\hat{\omega}$ 处的 DTFT 为

$$\begin{aligned}
 X_{(1,2)N}(\hat{\omega}_i) &= \sum_{n=0}^{N-1} A_{1,2} \cos(\omega \cdot n + \theta_{1,2}) \cdot e^{-j\hat{\omega}_i n} = \\
 & \sum_{n=0}^{N-1} \frac{A_{1,2}}{2} [e^{j(\omega \cdot n + \theta_{1,2})} + e^{-j(\omega \cdot n + \theta_{1,2})}] \cdot e^{-j\hat{\omega}_i n}。
 \end{aligned} \tag{7}$$

忽略负频率成分,只计算正频率部分,用 $\varphi_{1,2}$ 表示 $X_{(1,2)N}(\hat{\omega}_i)$ 的相位,则 $\varphi_{1,2}$ 可统一表示为如下形式

$$\varphi_{1,2} = \theta_{1,2} + \frac{(\omega - \hat{\omega}_i)N}{2} - \frac{\omega - \hat{\omega}_i}{2}。 \tag{8}$$

则 2 路信号的相位差为: $\Delta\theta = \varphi_2 - \varphi_1$ 。 (9)

为缩短收敛过程,提高计算相位差的精度,文献[7-8]考虑了频谱中负频率的影响。具体推导公式如下

$$X_{(1,2)N}(\hat{\omega}_i) =$$

$$\begin{aligned}
 & \sum_{n=0}^{N-1} A_{1,2} \cos(\omega \cdot n + \theta_{1,2}) \cdot e^{-j\hat{\omega}_i n} = \\
 & \sum_{n=0}^{N-1} \frac{A_{1,2}}{2} [e^{j(\omega \cdot n + \theta_{1,2})} + e^{-j(\omega \cdot n + \theta_{1,2})}] \cdot e^{-j\hat{\omega}_i n}
 \end{aligned}$$

$$\tan\varphi_{(1,2)N} = \frac{\text{Im}[X_{(1,2)N}(\hat{\omega}_i)]}{\text{Re}[X_{(1,2)N}(\hat{\omega}_i)]}, \tag{10}$$

$$\Delta\theta =$$

$$\arctan\left[\frac{m_1(\tan\varphi_{2N} - \tan\varphi_{1N})}{m_2 + m_3(\tan\varphi_{1N} + \tan\varphi_{2N}) + m_4 \tan\varphi_{1N} \tan\varphi_{2N}} \right], \tag{11}$$

其中: $m_1 = N(\sin\hat{\omega}_i)^2 - (\sin\alpha)^2/N$;

$m_2 = N(\sin\hat{\omega}_i)^2 + (\sin\alpha)^2/N - 2\sin\hat{\omega}_i \sin\alpha \cos(\alpha - \hat{\omega}_i)$;

$m_3 = 2\sin\hat{\omega}_i \sin\alpha \sin(\alpha - \hat{\omega}_i)$;

$m_4 = N(\sin\hat{\omega}_i)^2 + (\sin\alpha)^2/N + 2\sin\hat{\omega}_i \sin\alpha \cos(\alpha - \hat{\omega}_i)$; $\alpha = N\hat{\omega}_i$ 。

然而,对于负频率影响的讨论,目前尚无统一认识,仅针对采样时间极短、信号频率较低或接近 Nyquist 频率的情况,负频率的影响较大^[11-12]。通过对实际科氏流量计工作情况的研究,提出一套完整的科氏流量计信号处理新方法如下:

1) 采用所述新的自适应陷波算法对 2 路科氏流量计信号进行陷波滤波,跟踪求得信号实时频率 $\hat{\omega}(n)$,并得到 2 路增强信号 $x_1(n)$ 、 $x_2(n)$;

2) 利用修正的滑动 DTFT 递推算法,分别计算在短窗内信号序列 $x_{1N}(n)$ 、 $x_{2N}(n)$ 在指定频率 $\hat{\omega}_i$ 处的 DTFT,得到 $X_{1N}(\hat{\omega}_i)$ 和 $X_{2N}(\hat{\omega}_i)$;

3) 当忽略负频率的影响时:先求出 φ_{1i} 和 φ_{2i} ,即: $\varphi_{1i} = \text{angle}[X_{1N}(\hat{\omega}_i)]$, $\varphi_{2i} = \text{angle}[X_{2N}(\hat{\omega}_i)]$,再带入式(9)中求出相位差: $\Delta\theta_i = \varphi_{2i} - \varphi_{1i}$;当计及负频率的影响时:先求出 $\tan\varphi_{1i}$ 和 $\tan\varphi_{2i}$ 如式(10),再由 $\hat{\omega}_i$ 和 N 求出 $m_1 \sim m_4$ 一起代入式(11),从而得到相位差 $\Delta\theta_i$;

4) 根据 $\Delta\theta_i$ 和 $\hat{\omega}_i$ 求出时间差 Δt_i ,最终求得质量流量。

研究方法流程图如图 1 所示。

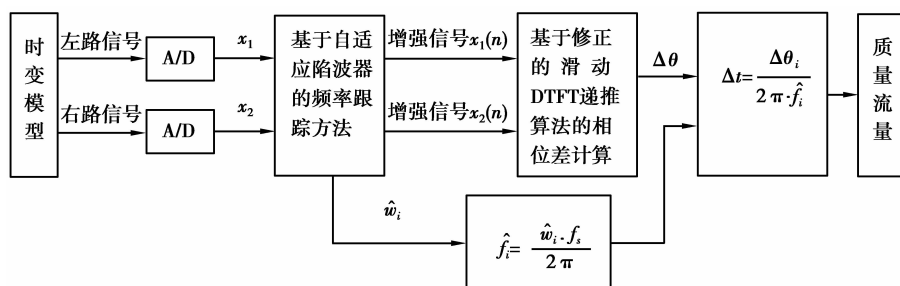


图 1 研究方法的流程图

需要注意的是,研究方法采用滑动递推的方法,矩形窗长度 N 的选取只需考虑计算精度的问题,无需考虑计算精度和计算量的均衡。当信号的相位变化缓慢时,增大 N 的长度来提高计算精度并不会带来计算量的增大;当信号的相位变化快速时,可以缩短 N 的长度来提高跟踪速度,由于算法本身体现了信号的时变特性,也并不会过多的牺牲精度。

通过仿真研究发现:针对大多数情况,忽略负频率影响的算法和计及负频率影响的算法的精度相当,且前者计算更为简单、计算量更小;但当矩形窗的长度 N 较小时,频谱泄露较为严重,此时计及负频率影响的算法精度更高。在实际应用中,根据实际的工作情况可以选择上述不同的方法。仿真实验中,所选取的矩形窗长度 N 值较小,以下仿真实验中均考虑了计及负频率的影响。

4 仿真验证与实测分析

4.1 仿真验证

为了检验研究方法的效果,使用 Matlab 对算法进行仿真,着重仿真相位变化情况下 3 种方法的跟

踪效果。由于科氏流量计信号频率通常在 100 ± 4 Hz 范围内变化,相位差在 $\pm 4^\circ$ 以内^[5-6],单次仿真实验中选择 20 000 个采样点,且

$$f_s = 2\,000 \text{ Hz}, A(0) = 10, \omega(0) = 0.314\,2,$$

$$\lambda_1 = 1\%, \lambda_2 = 30\%,$$

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

自适应陷波器的仿真结果在文献[10]中已详细讨论,在这里仅给出陷波器一些变量的初始值

$$\rho(0) = 0.955, \rho_r = 0.995, \rho_\infty = 0.984, cm = 4\,000$$

$$\mu = 10^{-9}, \alpha = 0.981\,5.$$

将研究方法(以下简称“修正的滑动 DTFT”)分别与文献[5-6]采用的具有重叠矩形窗的滑动 Goertzel 算法(以下简称“SGA”)和文献[8-9]采用的具有重叠短矩形窗的计及负频率的滑动 DTFT 算法(以下简称“滑动 DTFT”)与文献[10]所述的自适应陷波算法组合进行整体系统的仿真比较分析。为了节省篇幅,这里只给出初始相位差为 0.01° 、相位变化幅度 $\lambda_2 = 30\%$ 和 $\lambda_2 = 5\%$ 的相位差和时间差估计结果的比较,如图 2 所示。

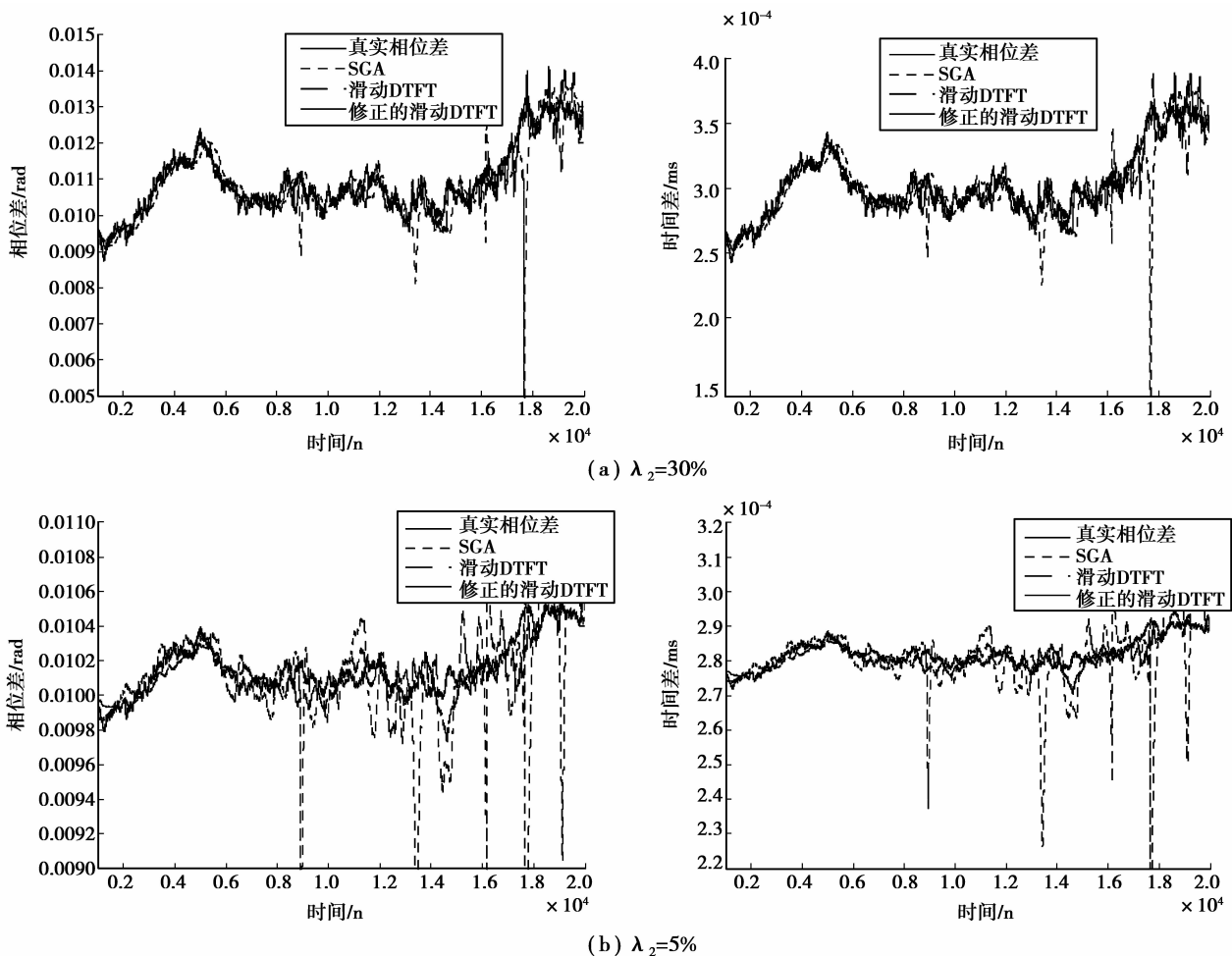


图 2 不同相位变化幅度的相位差和时间差估计结果比较

从图 2 可以看出,研究方法与 SGA 方法相比较,SGA 方法存在一定的滞后性,且当相位变化幅度较小时,其精度越差,SGA 方法存在累积误差,且受频率精度的影响较大,而研究方法都较好地与真实曲线相吻合,不论相位变化幅度大小都能够实时、准确地跟踪相位差的变化;研究方法与滑动 DTFT 方法相比较,精度相当,其主要原因是因为实际科氏流量计频率的变化很小,未能体现出该方法的优越性,但研究方法采用递推计算,消除了冗余计算,计算量显著降低,计算效率更高,实时性更好。

表 1 列出了不同相位变化幅度($\lambda_2 = 30\%$ 和 $\lambda_2 = 5\%$)在不同初始相位差条件下,研究方法与

SGA 方法及滑动 DTFT 方法相位差和时间差估计值的均方误差值,为避免自适应陷波器收敛过程带来的影响,取 1 000 点以后的增强信号进行运算,计算方法如式(12)所示。从表 1 可以看出,在不同相位变化幅度,不同初始相位差条件下,与滑动 DTFT 方法相比,研究方法得到的相位差和时间差均方误差值相当,其原因如上所述;与 SGA 方法相比,得到的相位差和时间差均方误差值均小于 SGA 方法,当相位变化幅度较小时,SGA 方法的精度下降明显,而精度基本没有变化,均具有较高的精度,这也充分说明了方法的有效性。

$$MSE = \frac{1}{19\ 000} \sum_{i=1001}^{20\ 000} [\hat{\omega}(i) - \omega(i)]^2 \quad (12)$$

表 1 不同初始相位差下 3 种方法相位差和时间差估计均方误差值的比较

相位变化幅度/%	初始相位差/(°)	相位差估计值的均方误差			时间差估计值的均方误差		
		SGA 方法	滑动 DTFT 法	研究方法	SGA 方法	滑动 DTFT 法	研究方法
$\lambda_2 = 30$	0.001	$6.108\ 17 \times 10^{-7}$	$3.454\ 83 \times 10^{-7}$	$3.404\ 83 \times 10^{-7}$	$1.540\ 13 \times 10^{-6}$	$8.620\ 25 \times 10^{-7}$	$8.492\ 46 \times 10^{-7}$
	0.010	$6.108\ 82 \times 10^{-7}$	$3.454\ 67 \times 10^{-7}$	$3.404\ 67 \times 10^{-7}$	$1.540\ 29 \times 10^{-6}$	$8.619\ 86 \times 10^{-7}$	$8.492\ 09 \times 10^{-7}$
	0.100	$6.115\ 35 \times 10^{-7}$	$3.453\ 11 \times 10^{-7}$	$3.403\ 22 \times 10^{-7}$	$1.541\ 94 \times 10^{-6}$	$8.615\ 93 \times 10^{-7}$	$8.488\ 38 \times 10^{-7}$
	1.000	$6.193\ 75 \times 10^{-7}$	$3.437\ 34 \times 10^{-7}$	$3.388\ 37 \times 10^{-7}$	$1.561\ 77 \times 10^{-6}$	$8.576\ 06 \times 10^{-7}$	$8.450\ 73 \times 10^{-7}$
$\lambda_2 = 5$	0.001	$1.620\ 57 \times 10^{-6}$	$2.969\ 48 \times 10^{-7}$	$2.938\ 48 \times 10^{-7}$	$4.090\ 67 \times 10^{-6}$	$7.504\ 39 \times 10^{-7}$	$7.425\ 78 \times 10^{-7}$
	0.010	$1.620\ 65 \times 10^{-6}$	$2.969\ 47 \times 10^{-7}$	$2.938\ 47 \times 10^{-7}$	$4.090\ 87 \times 10^{-6}$	$7.504\ 36 \times 10^{-7}$	$7.425\ 75 \times 10^{-7}$
	0.100	$1.621\ 42 \times 10^{-6}$	$2.969\ 33 \times 10^{-7}$	$2.938\ 36 \times 10^{-7}$	$4.092\ 83 \times 10^{-6}$	$7.504\ 01 \times 10^{-7}$	$7.425\ 48 \times 10^{-7}$
	1.000	$1.627\ 42 \times 10^{-6}$	$2.967\ 87 \times 10^{-7}$	$2.937\ 21 \times 10^{-7}$	$4.108\ 03 \times 10^{-6}$	$7.500\ 33 \times 10^{-7}$	$7.422\ 56 \times 10^{-7}$

4.2 实测结果分析

实际采集某型号科氏流量计传感器输出的两路信号,如图 3 所示。首先采用自适应陷波器进行频率估计并作实时跟踪,对滤波后的增强信号分别采用 SGA 方法和研究方法测量相位差(由于滑动 DTFT 方法与研究方法精度相当,在此不再作比较)。流量计振动信号的频率约为 146 Hz,采样频率为 10 KHz,针对不同的流量分别进行采样。由于现有技术条件的限制,无法得到每点的实际相位差和时间差值,根据流量计的性能曲线将实际流量值换算成相应的时间差值,以此作为时间差的理论参考来估计相对误差。表 2 为不同流量下 2 种方法计算得到的时间差均值和相对误差。由表 2 可以看出,计算结果与理论参考值更为接近,精度更高。图 4 给出了 2 种不同算法估计曲线的比较,算法变化趋势基本一致,可以较好反映真实相位差和时间差的变化情况,但 SGA 方法存在一定的滞后性,且当相位变化幅度较小时,跟踪精度和稳定性较差,与仿真结果图 2 相符,这也充分说明了仿真结果的正确性和方法的有效性。

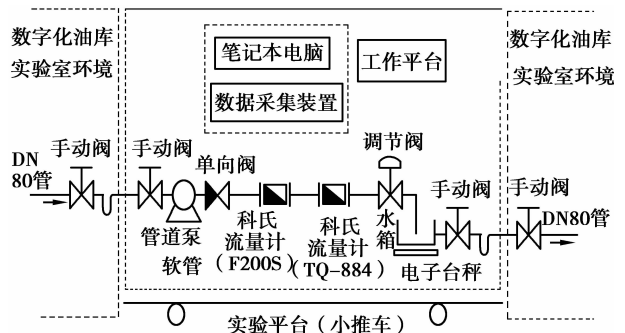


图 3 科氏流量计实验平台示意图

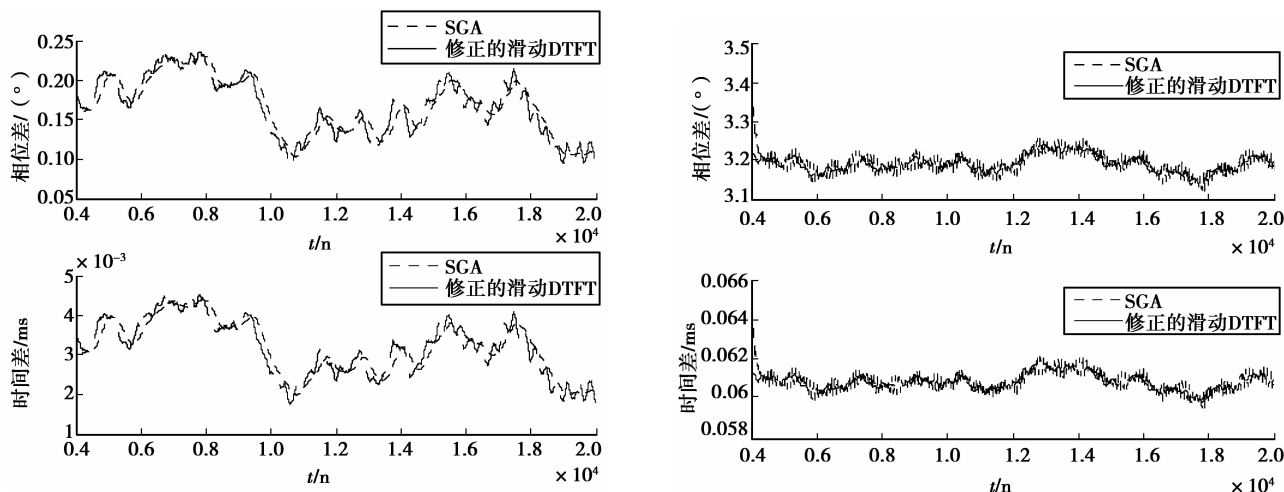


图 4 不同流量下的相位差和时间差估计曲线

表 2 不同流量下的时间差均值及相对误差

质量流量/ (kg · min ⁻¹)	时间差理论 参考值/us	时间差均值/us		时间差相对误差/%	
		SGA 方法	研究方法	SGA 方法	研究方法
0.43	3.169 13	3.180 26	3.173 92	0.351 2	0.1511
1.14	8.044 52	8.068 84	8.054 49	0.302 1	0.123 9
4.45	31.320 51	31.444 25	31.370 9	0.395 0	0.160 9
8.69	60.563 74	60.760 71	60.650 68	0.325 2	0.143 6

5 结 论

针对实际的科氏流量计信号,研究采用长时跟踪信号频率变化能力更好、跟踪精度更高的自适应陷波算法对信号进行滤波,同时进行频率估计与跟踪;然后采用短矩形窗对增强信号进行截取,采用实时性更好、计算量更小的修正的滑动 DTFT 递推算法计算两路增强信号的相位差,并进一步地计算它们之间的实时时间差。从仿真和实测结果可以看出,频率估计、相位差和时间差的计算都具有较高的精度,获得了令人满意的效果,可用于科氏流量计的实时信号处理。

参考文献:

[1] Stephanie E. Effect of asymmetric actuator and detector position on coriolis flowmeter and measured phase shift [J]. Flow Measurement and Instrumentation, 2010, 21 (4): 497-503.

[2] Wang L J, Hu L, Zhu Z C, et al. Analytical calculation of sensitivity for coriolis mass flowmeter[J]. Measurement, 2011, 44(6): 1117-1127.

[3] 涂亚庆, 苏奋华, 沈廷鳌, 等. 自适应陷波器的科氏流量计信号频率跟踪方法[J]. 重庆大学学报, 2011, 34 (10): 147-152.

TU Yaqing, SU Fenhua, SHEN Ting' ao, et al.

Frequency tracking method and simulation for coriolis mass flowmeter based on new adaptive notch filter[J]. Journal of Chongqing University, 2011, 34 (10): 147-152.

[4] 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 Kejun, ZHU Zhihai, 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.

[5] 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.

XU Kejun, NI Wei, CHEN Zhiyuan. A signal processing method for xoriolis mass flowmeter based on time-varying signal model and lattice notch filter[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2006, 27(6): 596-601.

[6] 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.

NI Wei, XU Kejun. A signal processing method for coriolis mass flowmeter based on time-varying signal model[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2005, 26(4): 358-364.

- myo-kinematic signal[J]. *Technology and Disability*, 2003,15(2):73-83.
- [8] 陈昕, 郑永平, 郭静宜. 基于超声信号的假手实时控制系统研究[J]. *仪器仪表学报*, 2010,31(7):1478-1483. CHEN Xin, ZHENG Yongping, GUO Jingyi. Study on ultrasound-based prosthetic hand real-time control system[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2010,31(7):1478-1483.
- [9] Yang D P, Zhao J D, Gu Y K, et al. An anthropomorphic robot hand developed based on underactuated mechanism and controlled by EMG signals[J]. *Journal of Bionic Engineering*, 2009,6(3): 255-263.
- [10] 谭岗慧子, 陈劲杰. 三指仿人灵巧手轨迹规划及仿真研究[J]. *机械研究与应用*, 2010,3: 44-47. TAN Ganghuizi, CHEN Jinjie. Trajectory planning and simulation on three-finger dexterous hand [J]. *Mechanical Research & Application*, 2010,3:44-47.
- [11] Kumar P V, Praneeth N R V, Sudheer V. Hand and finger gesture recognition system for robotic application [J]. *International Journal of Computer Communication and Information System*, 2010,2(1):266-269.
- [12] 侯文生, 戴加满, 郑小林, 等. 基于加速度传感器的前臂运动姿态检测[J]. *传感器与微系统*, 2009,28(1): 106-108. HOU Wensheng, DAI Jiaman, ZHENG Xiaolin, et al. Detection of human upper limb motion gesture based on acceleration sensor [J]. *Transducer and Microsystem Technologies*, 2009,28(1):106-108.
- [13] 蔡全. 手指运动姿态检测及对机械手的控制研究[D]. 重庆大学硕士学位论文, 2011.
- [14] 俞阿龙, 黄惟一. 加速度传感器的动态性能校正技术[J]. *测控技术*, 2004(7): 5-7. YU Along, Huang Weiyi. Correction technique of accelerometer 's dynamic characteristics [J]. *Measurement & Control Technology*, 2004(7): 5-7.

(编辑 陈移峰)

(上接第98页)

- [7] Jacobsen E, Lyons R. The sliding DFT [J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2003, 20(2): 74-80.
- [8] Tu Y Q, Zhang H T. Method for CMF signal processing based on the recursive DTFT algorithm with negative frequency contribution[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation And Measurement*, 2008, 57(11): 2647-2654.
- [9] 张海涛, 涂亚庆. 计及负频率影响的科里奥利质量流量计信号处理方法[J]. *仪器仪表学报*, 2007, 28(3): 539-544. ZHANG Haitao, TU Yaqing. New signal processing method with negative frequency contribution for coriolis mass flowmeter [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2007, 28(3): 539-544.
- [10] 沈廷鳌, 涂亚庆, 张海涛, 等. 基于自适应陷波器的科氏流量计信号频率跟踪新方法[J]. *电子测量与仪器学报*, 2010, 24(12): 1119-1125. SHEN Ting'ao, TU Yaqing, ZHANG Haitao, et al. A new frequency tracking method for coriolis mass flowmeter based on adaptive notch filter[J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrument*, 2010, 24(12): 1119-1125.
- [11] 陈怀琛, 方海燕. 论频谱中负频率成分的物理意义[J]. *电气电子教学学报*, 2008, 30(1): 29-32. CHEN Huaichen, FANG Haiyan. The physical meaning of spectrum of negative frequency[J]. *Journal of Electrical & Electronic Engineering Education*, 2008, 30(1): 29-32.
- [12] 张海涛, 涂亚庆. 基于DTFT的一种低频振动信号相位差测量新方法[J]. *振动工程学报*, 2007, 20(2): 180-184. ZHANG Haitao, TU Yaqing. A new phase difference measurement method for low-frequency vibration signals based on DTFT[J]. *Journal of Vibration Engineering*, 2007, 20(2): 180-184.

(编辑 侯湘)