

TDC 超声流量计设计中的同频噪声处理

梁鸿翔, 王润田, 周艳

(中国科学院声学研究所东海研究站, 上海 200032)

摘要: 介绍了一种基于 TDC(Time-to-Digital Converter)传输延迟线法的时差法外夹式 V 型超声流量计的设计方法, 分析了设计中存在的同频噪声的生成原因以及它对测量精度的影响; 对同频噪声信号和待测信号进行建模, 运用最大似然估计法对噪声的幅度、相位参数进行估计, 给出同频噪声的消除算法; 在同频噪声消除后, 对待测信号的幅度、相位参数进行估计, 利用估计结果给出 TDC 测时方法是否可用的判决函数, 并给出 TDC 测时方法无法使用时的解决方案。

关键字: 最大似然估计; TDC; 同频噪声; 时差法

中图分类号: TB566

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2009)-01-0029-05

Suppression of similar frequency noise in the design of ultrasonic flow-meter with TDC

LIANG Hong-xiang, WANG Run-tian, ZHOU Yan

(Shanghai Acoustics Laboratory, Acoustics Institute, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200032, China)

Abstract: A method of designing ultrasonic flow-meter with TDCs is introduced and the similar frequency noise's influence on the precision of ultrasonic flow-meter is also analyzed. By modeling the noise and the signal and using maximum likelihood estimation method (MLE) the unknown phase and amplitude of the noise and the signal are estimated. Based on the estimation, a solution of suppressing similar frequency noise and an improved design method are presented.

Key words: Maximum Likelihood Estimate (MLE); TDC; similar frequency noise; time-of-flight measurement

1 引言

流量测量广泛应用于供水、电力、化工、石油、冶金、煤炭、食品、医药、农业、环境保护等各个领域, 在整个工业应用领域中起着重要的作用。超声波流量计是一种采用非接触式测量方法的流量计, 其测量方法主要分为: 时差法^[1]、多普勒法、相关法和波束偏移法等。本文介绍了一种时差法外夹式 V 型超声流量计的设计, 并利用最大似然估计对待测信号中的同频噪声进行处理。

2 原理简介

时差法是利用超声波的传播时间差对流量进行测量的一种方法。通常管道中介质流速与超声波顺流和逆流传播时间存在一定的函数关系, 因此只要分别测量出超声波顺流、逆流的传播时间, 就可以得到沿声道传播路径上的平均流速, 进而计算出

流体的平均流量。

在外夹式^[2]V 型超声流量计的设计中, 超声波换能器被夹装在管道同侧, 测量时交替发射和接收超声波信号, 如图 1 所示。

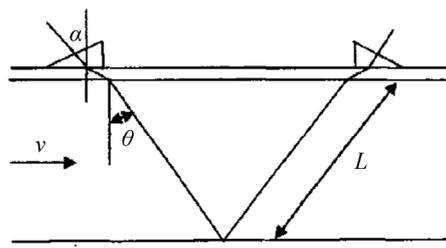


图 1 时差法外夹式 V 型超声流量计测量示意图
Fig.1 V-type time-of-flight ultrasonic flow-metering

图中 L 为声传播路径的单程长度, θ 为声波进入流体介质的折射角, v 是流体的流速。超声波顺流方向和逆流方向的传播时间分别为:

$$T_1 = \frac{2L}{c + v \sin \theta} + \tau \quad (1)$$

$$T_2 = \frac{2L}{c - v \sin \theta} + \tau \quad (2)$$

式中 c 是流体中的声速, τ 是在管壁以及换能器中的传播延时, 整理可得流速 v 和传播时间 T_1 、 T_2 的关系, 如式(3)、(4)所示:

收稿日期: 2008-06-13; 修回日期: 2008-09-25

作者简介: 梁鸿翔(1981-), 男, 云南个旧人, 硕士研究生, 研究方向为信号与信息处理。

通讯作者: 梁鸿翔, E-mail: superlianghx@hotmail.com

$$\Delta T = T_2 - T_1 = \frac{4Lv \sin \theta}{c^2 - v^2 \sin^2 \theta} \quad (3)$$

$$v \approx \frac{2D}{\sin(2\theta)} \left(\frac{\Delta T}{T_2 \times T_1} \right) \quad (4)$$

其中 D 为管道内径。

3 测量方法和测量精度的讨论

3.1 传统的 TDC 时差法测量^[3,4]

TDC 即传输延迟线法,它通过统计待测信号通过逻辑门的绝对时间延迟来精确测量时间间隔,如图 2 所示。

设计中,使用 TDC 测量信号到达的时间。系统框图如图 3 所示,换能器测量时交替发射信号,接收到的信号通过模拟开关选择后,进入 TDC 模块中进行测量。

测量信号示意图如图 4 所示, start 信号是测量同步信号, stop 信号是回波经过放大滤波电路后,

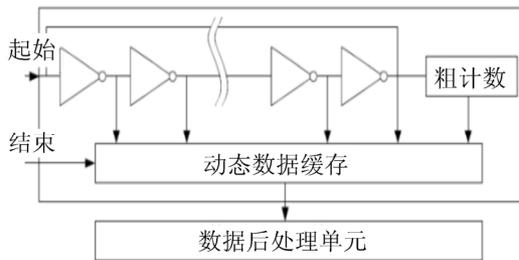


图 2 TDC 测量原理示意图
Fig.2 The principal structure of TDC

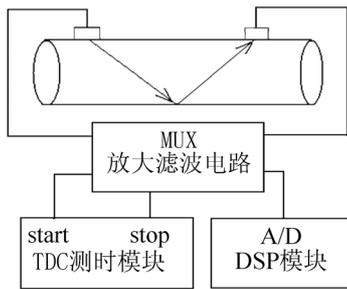


图 3 时差法外夹式 V 型超声流量计的简单系统框图
Fig.3 The system diagram of V-type time-of-flight ultrasonic flow-meter

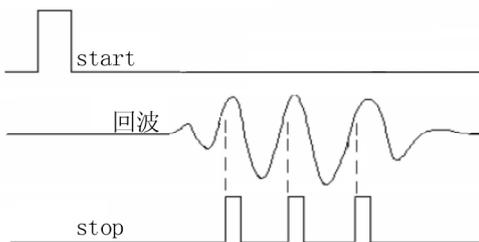


图 4 TDC 测量信号波形图
Fig.4 The signal of TDC

比较器产生的波束到达信号, TDC-GP2 测量的时间是从 start 信号上升沿起始至 stop 信号上升沿处的时间,每次测量可测 3 个值。

3.2 同频噪声和待测信号建模

设计中待测信号中主要存在两种噪声,一种是传统的高斯白噪声,由放大电路或电阻上的热噪声引起;另一种是多途噪声。后者是影响测量精度的主要因素,因此下面主要讨论多途噪声对测量精度的影响。

在实际测量中,声波的传播是十分复杂的,声波不仅会沿着发射和反射路径进行传播,而且会在管道内壁中经过多次反射折射,形成和与待测信号相关性很好的同频多途噪声。图 5 所示的是同频噪声下的待测信号。

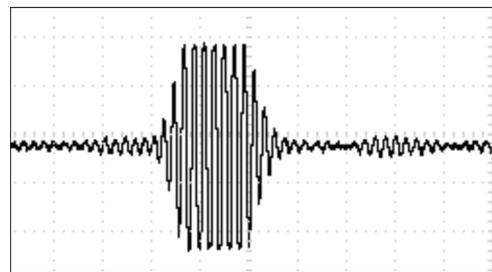


图 5 同频噪声下的待测信号
Fig.5 The signal with similar frequency noise

因为同频噪声是由多途传播引起的,所以在系统结构不发生突变的前提下,它的空间位置是相对固定的。设计中,先验可知待测信号和同频噪声两者叠加的相位差变动范围不会超过 360° 。因此相对于同步信号 start,可以建立式(5)、(6)所示的信号模型,式(5)是只有同频噪声存在的情况,式(6)是同频噪声和待测信号叠加的情况

$$x[n] = A_1 \cos(2\pi fn + \theta_1) + \omega[n] \quad (5)$$

$$x[n] = A_1 \cos(2\pi fn + \theta_1) + A_2 \cos(2\pi fn + \theta_2) + \omega[n] \quad (6)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

其中 A_1 是同频噪声的幅值, A_2 是待测信号的幅值, f 是归一化频率, θ_1 是同频噪声相对于同步信号的相位, θ_2 是待测信号相对于同步信号的相位, $\omega[n]$ 服从 $N(0, \sigma^2)$ 的高斯白噪声。

3.3 同频噪声对 TDC 测时精度的影响以及同频噪声的参数估计

3.3.1 同频噪声对 TDC 测时精度的影响

实际中,同频噪声的影响远大于高斯白噪声的影响,因此忽略白噪声。考虑最坏的情况下,即信号和同频噪声同相叠加以及信号和同频噪声反向叠加的情况。为了讨论方便,假设在两次测量中,待测信号一次没有叠加同频噪声,另一次同相叠加

或者反向叠加同频噪声, 分别如式(7)、(8)所示:

$$U_1 = A_2 \sin \omega t \quad (7)$$

$$U_2 = (A_2 \pm A_1) \sin \omega t = k_1 \cdot A_2 \sin \omega t \quad (8)$$

$$k_1 = \frac{A_2 \pm A_1}{A_2} \quad (9)$$

设比较器的比较电平为 U_T , 分析 k_1 大小对测量精度的影响, dt 表示产生的测量误差, 则:

$$U_T = U_1 = A_2 \sin \omega t \quad (10)$$

$$U_T = U_2 = k_1 \cdot A_2 \sin \omega t \quad (11)$$

整理可得

$$t_1 = \arcsin \frac{U_T}{A_2} / \omega \quad (12)$$

$$t_2 = \arcsin \left(\frac{1}{k_1} \frac{U_T}{A_2} \right) / \omega \quad (13)$$

$$dt = t_1 - t_2 \quad (14)$$

令 $U_T/A_2=0.1$, k_1 取 0.8 至 1.2, 仿真结果如图 6 所示。

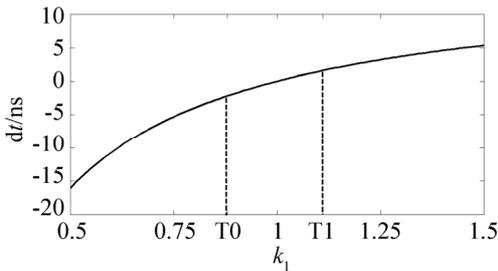


图 6 k_1 和测量误差 dt 的关系
Fig.6 k_1 vs. dt

通过以上论述可知, TDC 测量方法是基于门限电平比较的方法, 这决定了只有在 k_1 相对较小的情况下, 测量结果才能满足设计所需精度的要求; 当 k_1 比较大时, 传统的 TDC 测量时差的方法是无法使用的。下面就针对这种情况, 使用最大似然估计法对同频噪声的未知参数进行估计, 并实现叠加位置相对固定的同频噪声消除。

3.3.2 同频噪声未知参数的最大似然估计(MLE)^[5]

由于多途同频噪声在空间上的相对固定性, 所以可利用待测信号未到达前的一段数据, 对同频噪声的参数进行估计, 噪声模型为式(5), 其联合概率密度见式(16):

$$p(x; \theta) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^N} \exp \left[-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} (x[n] - A_1 \cos(2\pi fn + \theta_1))^2 \right] \quad (16)$$

其中 $A_1 > 0$ 且 $0 < f < 1/2$ 。通过求式(17)的最小值可以求得 A_1 和 θ_1 的最大似然估计。

$$J(A_1, \theta_1) = \sum_{n=0}^{N-1} (x[n] - A_1 \cos(2\pi fn + \theta_1))^2 \quad (17)$$

首先对式(17)的余弦项展开, 可得:

$$J(A_1, \theta_1) = \sum_{n=0}^{N-1} (x[n] - A_1 \cos \theta_1 \cos 2\pi fn + A_1 \sin \theta_1 \sin 2\pi fn)^2 \quad (18)$$

把上式变换成 A_1 和 θ_1 的二次型函数, 令

$$\alpha_1 = A_1 \cos \theta_1 \quad (19)$$

$$\alpha_2 = -A_1 \sin \theta_1 \quad (20)$$

其逆变换为

$$A_1 = \sqrt{\alpha_1^2 + \alpha_2^2} \quad (21)$$

$$\theta_1 = \arctan \left(\frac{-\alpha_2}{\alpha_1} \right) \quad (22)$$

再令

$$c = [1 \cos 2\pi f \dots \cos 2\pi f(N-1)]^T$$

$$s = [1 \sin 2\pi f \dots \sin 2\pi f(N-1)]^T$$

于是可得

$$J(\alpha_1, \alpha_2) = (x - \alpha_1 c - \alpha_2 s)^T (x - \alpha_1 c - \alpha_2 s) = (x - H\alpha)^T (x - H\alpha) \quad (23)$$

其中 $\alpha = [\alpha_1 \alpha_2]^T$, $H = [c \ s]$, 求最小化的解为

$$\hat{\alpha} = (H^T H)^{-1} H^T x \quad (24)$$

于是可得

$$\hat{\alpha} = \begin{bmatrix} \hat{\alpha}_1 \\ \hat{\alpha}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cos 2\pi fn \\ \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \sin 2\pi fn \end{bmatrix} \quad (25)$$

最终可以得到如下结论:

$$\hat{A}_1 = \frac{2}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \exp(-j2\pi fn) \right| \quad (26)$$

$$\hat{\theta}_1 = \arctan \frac{-\sum_{n=0}^{N-1} x[n] \sin 2\pi fn}{\sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cos 2\pi fn} \quad (27)$$

根据以上理论, 设噪声幅度为 A_1 为 1 和 θ_1 为 1.047, $\omega[n]$ 服从 $N(0, 0.01)$ 分布, 对同频噪声的参数估计进行仿真, 可得到估计的直方图, 如图 7、图 8 所示:

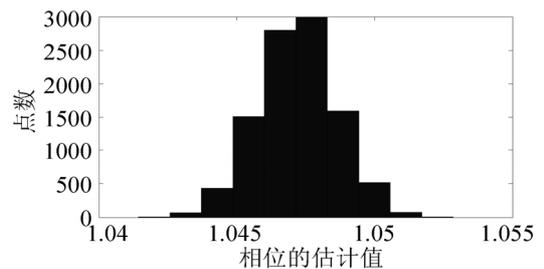


图 7 同频噪声估计相位的直方图
Fig.7 Histogram plot of noise's phase-estimation

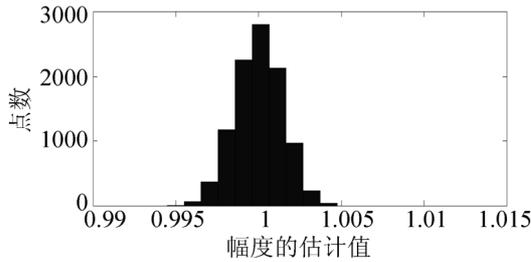


图 8 同频噪声估计幅度的直方图

Fig.8 Histogram plot of noise's amplitude-estimation

3.4 同频噪声消除和测量方案修改

3.4.1 同频噪声消除

在得到同频噪声幅度和相位的先验知识后, 可以对待测信号的幅度和相位进行估计。在待测信号和同频噪声叠加的情况下, 采样的信号模型如式(28)所示, 将式(26)、(27)所求出的估计量代入式(6), 可得:

$$x[n] = \hat{A}_1 \cos(2\pi fn + \hat{\theta}_1) + A_2 \cos(2\pi fn + \theta_2) + \omega[n] \quad (28)$$

其中, θ_1 和 θ_2 都是相对于同步信号 start 的相位。

用采样信号减去估计得到的同频噪声可得式(29):

$$y[n] = x[n] - \hat{A}_1 \cos(2\pi fn + \hat{\theta}_1) = A_2 \cos(2\pi fn + \theta_2) + \omega[n] \quad (29)$$

式(29)中 $y[n]$ 是消除同频噪声后的重建信号。

设噪声幅度和相位为 $A_1=1$ 和 $\theta_1=1.047$, 信号幅度和相位分别为 $A_2=2$ 和 $\theta_2=0.785$, $\omega[n]$ 服从 $N(0,0.01)$ 分布, 进行噪声消除, 消除前后的仿真结果如图 9 所示:

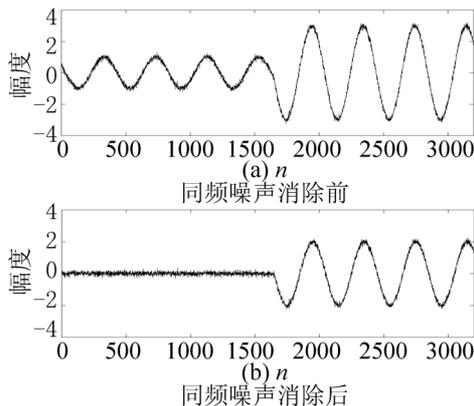


图 9 同频噪声消除

Fig.9 The suppression of similar frequency noise

3.4.2 测量方案的修改

在重建信号 $y[n]$ 的基础上, 可对测量方案做如下修改。

(1) 引入 TDC 测时方案是否可用的判决函数

首先对 $y[n]$ 使用最大似然估计法, 对 A_2 和 θ_2 进行估计, 可以得到以下等式:

$$\hat{A}_2 = \frac{2}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} y[n] \exp(-j2\pi fn) \right| \quad (30)$$

$$\hat{\theta}_2 = \arctan \frac{-\sum_{n=0}^{N-1} y[n] \sin 2\pi fn}{\sum_{n=0}^{N-1} y[n] \cos 2\pi fn} \quad (31)$$

结合式(26)、(27), 可以构造判决函数, 如式(32)所示:

$$\hat{k}_1 = \frac{\hat{A}_2 \pm \hat{A}_1}{\hat{A}_2} \quad (32)$$

设 T_0 和 T_1 为 TDC 测时方法可用的临界点, 如图 6 所示, 当 $T_0 < \hat{k}_1 < T_1$ 时, TDC 测时方法可以满足精度要求, 继续使用传统 TDC 测时方法进行测量; 当 $(\hat{k}_1 < T_0) \cup (\hat{k}_1 > T_1)$ 时, TDC 测时精度不能达到设计要求, 不能使用传统 TDC 测量方法, 下面对这种情况给出测量方案。

(2) 在 TDC 测时无法使用情况下的解决方案

在顺流和逆流两次测量中, 可由式(30)、(31)得到如下估计信号:

$$\hat{y}_s[n] = \hat{A}_s \cos(2\pi fn + \hat{\theta}_s) \quad (33)$$

$$\hat{y}_n[n] = \hat{A}_n \cos(2\pi fn + \hat{\theta}_n) \quad (34)$$

其中式(33)代表顺流时待测信号的估计, 而式(34)代表逆流时待测信号的估计, \hat{A}_s 和 $\hat{\theta}_s$ 分别为顺流时待测信号幅值和相位的估计, \hat{A}_n 和 $\hat{\theta}_n$ 分别为逆流时待测信号幅值和相位的估计。

进而可求 ΔT 和流速的估计, 如式(35)所示:

$$\hat{\Delta T} = \frac{\hat{\theta}_n - \hat{\theta}_s}{2\pi} \cdot T_p \quad (35)$$

其中 $\hat{\Delta T}$ 是顺流和逆流信号达到时间差的估计, T_p 是发射信号周期。

假设噪声幅度和相位为 $A_1=1$ 和 $\theta_1=1.047$, 信号幅度和相位为 $A_2=2$ 和 $\theta_2=0.785$, $\omega[n]$ 服从 $N(0,0.01)$ 分布, 并假设发射信号周期 T_p 为 $1\mu s$, 仿真结果如图 10、11 所示。其中图 11 为待测信号估计相位的直方图, 可以看出 $\hat{\theta}_n - \hat{\theta}_s$ 的最大误差为 0.01, 通过式(35)可得 $\hat{\Delta T}$ 的最大误差为 1.6ns, 所以在当 $(\hat{k}_1 < T_0) \cup (\hat{k}_1 > T_1)$ 时, 该算法精度好于使用 TDC 的测时精度(图 6 所示)。

4 结束语

介绍了一种基于 TDC 芯片的超声流量计的设计方法, 对设计中存在的同频噪声进行了讨论, 同时用最大似然估计对噪声进行了处理, 并给出了传统的 TDC 测时方法的一种修正方案。

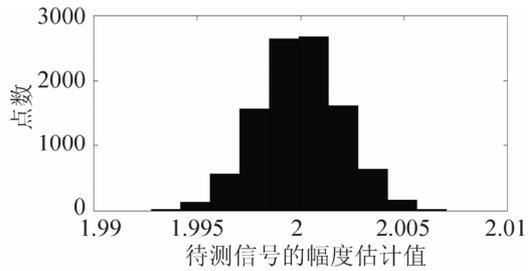


图10 待测信号估计幅度的直方图

Fig.10 Histogram plot of signal's amplitude-estimation

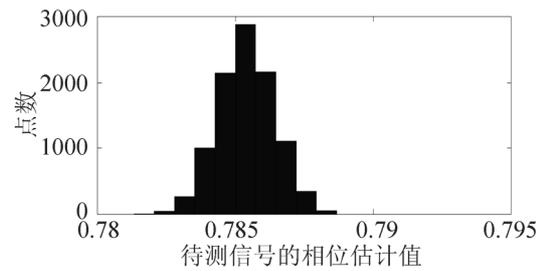


图11 待测信号估计相位的直方图

Fig.11 Histogram plot of signal's phase-estimation

参 考 文 献

- [1] 周艳, 王润田, 梁鸿翔. 声时测量精度的主要影响因素分析[J]. 声学技术, 2008, 27(2): 210-213.
ZHOu Yan, WANG Runtian, LIANG Hongxiang. Analysis of main factors affecting accurate transit time measurement[J]. Technical Acoustics, 2008, 27(2): 210-213.
- [2] 韦余红, 袁易全. 夹持式超声流量计误差分析[J]. 声学技术,

- 1993, 12(1): 30-33.
- [3] Acam mess. Electronic Ltd. The TDC Cookbook[Z]. 2002.
- [4] Acam mess. Electronic Ltd. Ultrasonic Flow-metering with TDCs [Z]. 1999.
- [5] Steven M. Kay 著, 罗鹏飞等译. 统计信号处理基础——估计与检测理论[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006. 127-225.
Steven M Kay. Fundamentals of statistical signal processing[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry. 2006. 127-225.