

流速和深度范围约束的脉冲相干多普勒声呐波形设计^①

杨永寿^② 方世良^③

(东南大学信息科学与工程学院水声信号处理教育部重点实验室 南京 210096)

(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

摘 要 针对低速水流场速度测量中要求更高测速精度难题,提出了满足测流环境约束使得测速精度最优的声呐波形参数动态设置方法。基于模糊函数和参量估计理论,研究了相干脉冲串信号测速精度与其波形参数的关系,详细分析了流速范围、探测距离和流场分布等环境因素对波形参数取值的约束,利用非线性规划方法得到测速精度最优的波形参数计算方法。实验结果证明了所提波形设计方法的正确性和实用性。

关键词 脉冲相干;波形设计;速度估计;声学多普勒;模糊函数

0 引言

水流场迅速变化的河段往往被视为最困难、最危险的水文测量环境,然而在温和平静的低速流中获得较高的测速精度同样非常困难。由于其流速的数值较小,测量中即使比较微弱的噪声或误差导致的百分比测速误差都会显得比较大。从测流应用环境的角度来看,流速较低的水流场通常是不稳定的,即使是水面轻微的风也会引起流场的紊乱或振荡,导致单次测流回波的随机性增大。从测流仪器的角度来看,测船的摇摆引起的干扰也会比大流速情形更加明显,仪器的噪声对测流相对误差的影响也会更大。从信号处理的角度来看,相同采样间隔内,低速流情形下两次回波样本间的相位变化较小,相位噪声对流速估计结果的影响更大^[1]。综上所述,低速流条件下获得较小的相对测速误差较为困难,可能需要比大流速测量时更多的平均次数才能获得准确的测流结果。因此,为提高低速流的测速精度,需要结合低速流的特点选择合适的测流方法、设计适合的发射波形。

声学多普勒测流 3 种常用方法为脉冲非相干

(pulse to pulse incoherent) 测流法^[2]、脉冲相干 (pulse to pulse coherent) 测流法^[3-5] 和宽带 (broad-band) 测流法^[6-7]。非相干法适用于探测距离、测速范围要求较大,分层精度、测速精度要求不高的场合。相干法使用相干脉冲串作为发射信号,具有较高的距离分辨率和频率分辨率。虽然相干法存在距离-速度模糊问题,但在浅水、低速流条件下通常不会发生距离-速度模糊,通过合理配置波形参数可以实现细分层厚度、高测速精度测量。宽带法虽然在一定程度上集合了非相干法和相干法的优势,但并非在所有场景下都能取得最优性能。受到编码长度和系统带宽的限制,宽带法的分层厚度往往是相干法的数倍,受到时宽(与分层厚度呈正比)的限制,其在浅水中的频率分辨率一般不及相干法。因此,相干法是较为理想的浅水低速流测量方法。

对于速度估计性能和不确定度的研究一直是声学多普勒测流领域的研究重点。文献[8]使用分数阶傅里叶变换分离声学多普勒流速剖面仪(acoustical Doppler current profilers, ADCP)回波中的强散射体回波成分,提高了水流速度估计的精度和稳定性。文献[9]提出了一种基于中国余数定理的多频

① 国家自然科学基金(91938203,11704069,11604048)资助项目。
② 男,1985年生,博士生;研究方向:声学多普勒测流技术,声呐信号处理;E-mail: ysyang@seu.edu.cn
③ 通信作者, E-mail: slfang@seu.edu.cn
(收稿日期:2020-10-09)

脉冲相干多普勒声呐速度解模糊方法,扩大了脉冲串信号的频率估计范围。该方法解模糊失败的比例远小于参考方法,但要求不同频率信号的模糊速度是互质的。文献[10]提出一种基于线性循环回归(linear circular regression, LCR)的相干脉冲串频率估计方法。实现相同速度估计性能时该方法所需的脉冲样本数要小于脉冲对算法。文献[11]证明只要脉冲的能量谱密度是对称的,并且数据采样率满足奈奎斯特条件,脉冲串频率估计器的性能就几乎不受影响。多普勒声呐通常被安装在运动的载体上完成测量,文献[12-13]研究了通过对载体运动进行补偿来提高速度估计精度的方法。运动条件下多普勒声呐测流中的偏差可分为两类,即校准误差和应用误差,文献[14]分析了校准误差的主要来源和参数对校准误差引起的偏差极限的影响。文献[15]使用重复测量方法研究了测量断面选择和人为操作引起的多普勒流量测量的不确定性,并提出减小测量不确定度的策略。综上,声学多普勒测量的应用环境复杂多样,由于目前缺乏根据应用环境特性调节波形参数的具体策略,很难实现脉冲相干多普勒声呐速度估计性能的最优化。针对这一难题,本文引入声呐应用环境特性约束,基于模糊函数和非线性规划方法,研究了具有环境适应性的脉冲相干多普勒声呐波形优化方法。

测流应用环境因素主要包括待测水体的流速范围、待测水深范围以及流场分布特性等。根据测流环境或测量需求合理配置相干脉冲串的脉冲间隔及脉冲个数就能获得较大幅度的测流性能提升。测流应用环境对相干多普勒声呐波形参数的约束主要表现在以下方面。理论上,脉冲间隔越长、脉冲个数越多则测速精度越高。实际中,需要考虑测速范围、测量距离和观测时长等因素的限制,不可一味地增大脉冲间隔、增加脉冲个数。相干法的模糊速度与脉冲间隔成反比,为了避免待测流速超出测速范围,脉冲间隔的取值存在上限。相干法的探测距离由脉冲间隔决定,为使探测距离不小于最远待测距离,脉冲间隔的取值存在下限。为保证多次采样的水体回波之间的相关性,观测时长存在上限,使得脉冲间隔和脉冲个数的乘积存在上限。因此,相干多普勒声呐

的波形设计应当考虑以上环境因素或测量需求的约束。

本文将具有环境适应性的测速性能最优化波形设计建模为多不等式约束的非线性规划问题。第1节介绍了脉冲相干多普勒声呐的测流原理。第2节基于模糊函数和参数估计理论研究了相干多普勒声呐的速度估计性能与其发射信号波形参数的关系,并给出了测速性能代价函数;接着详细研究了多种环境因素对相干脉冲串波形参数取值的约束,作为非线性规划问题的约束条件;通过求解得到最优化波形参数的计算方法。第3节利用一套声学多普勒测流岸上校准系统搭建了验证平台,检验本文方法的正确性和实用性。第4节给出了本文的结论。

1 脉冲相干多普勒声呐测流原理

脉冲相干多普勒声呐通常使用相干脉冲串作为发射信号,相邻独立发射的脉冲波形之间具有时间相干性,因此各次接收回波之间也被认为是相干的。利用多次发射得到的目标水层回波矩阵估计其多普勒频移。

脉冲相干多普勒声呐的测流原理如图1所示。图1中矩形示意发射脉冲,三角形示意水层回波。常用的速度估计方法为脉冲对算法,其通过估计同一水层多次相邻回波之间的平均相位变化得到该水层的多普勒频移。如图1所示,所有相邻三角回波之间的平均相位变化 $\Delta\varphi$ 除以相干脉冲串的脉冲间隔 T 即可得到水层1的多普勒频移估计 f_d ,表达式为

$$f_d = \frac{\Delta\varphi}{2\pi T} \quad |\Delta\varphi| \leq \pi \quad (1)$$

相干法探测距离范围 $z_{\max}$ 主要由脉冲间隔 T 决定,关系式为

$$z_{\max} = \frac{cT}{2} \quad (2)$$

其中, c 为水下声速 1500 m/s。不发生速度模糊情形下, T 时间内回波相位变化不超过 π ,则最大可测速度 $v_{\max}$ 的计算式为^[9]

$$v_{\max} = \frac{\lambda}{2} f_{d\max} = \frac{\lambda}{4T} \quad (3)$$

其中, λ 为声波的波长, f_{dmax} 为最大多普勒频移。脉冲相干法测流中需要根据测流环境或需求仔细配置波形参数才能获得较好的测流结果。(1) T 越短测速范围越大, 但 T 过短会导致距离量程内外回波的叠加, 增大速度估计误差; T 越长测速精度越高, 但 T 过长可能导致测速范围不满足要求。(2) 脉冲个数 N 越多则测速精度越高, 但 N 过多可能导致同一水层的多次回波之间相关性变差, 增大测速误差。(3) 脉冲宽度 τ 越小则分层越细, 但 τ 过小可能会增大脉冲对算法的测速误差。(4) 由式(2)和式(3)的乘积可知, 相干法中的距离量程与速度量程相互制约, 称为“距离-速度模糊”。

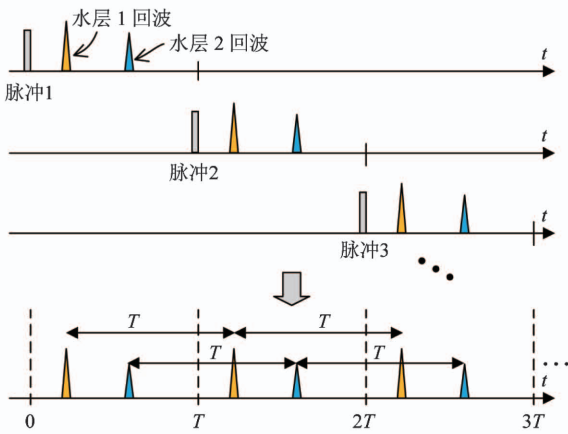


图1 脉冲相干多普勒声呐测流原理

2 优化方法

2.1 相干脉冲串测速性能与波形参数的关系研究

模糊函数是雷达领域用来分析雷达回波受时延和多普勒频移影响的工具, 鉴于多普勒声呐与雷达系统的相似性, 将模糊函数应用于声呐领域是可行的。通过研究发射波形的模糊函数, 可以确定波形参数与测流系统的分辨力、模糊度和测量精度等性能的关系。在此基础上, 根据环境因素和测量需求配置合适的发射波形参数, 最终实现提高测量性能的目的。

复模糊函数 $\chi(t, f)$ 的定义如下:

$$\chi(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(s)x^*(s-t)e^{j2\pi fs}ds \tag{4}$$

其中, t 和 f 分别表示时延差和频率差, 声呐发射波形在 t 和 f 轴上的分辨率对应其测距精度和测速精

度, $x(t)$ 通常为信号的复包络, 复模糊函数的幅度 $|\chi(t, f)|$ 为 $x(t)$ 的模糊函数, $|\chi(t, f)|$ 的值越小说明在该 (t, f) 上系统的分辨能力越强。

相干脉冲串波形模糊函数的推导是以矩形脉冲波形的模糊函数为基础的。假设矩形脉冲的复包络 $x_r(t)$ 定义如下:

$$x_r(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{\tau} & |t| \leq \tau/2 \\ 0 & |t| > \tau/2 \end{cases} \tag{5}$$

其中, τ 为脉冲宽度, 幅度做了归一化处理。其复模糊函数的表达式为^[16]

$$\chi_r(t, f) = \frac{\tau - |t|}{\tau} \frac{\sin \pi(\tau - |t|)f}{\pi(\tau - |t|)f} e^{j\pi f t} \tag{6}$$

取复模糊函数的幅度得到矩形脉冲的模糊函数为

$$|\chi_r(t, f)| = \left(\frac{\tau - |t|}{\tau} \right) \left| \frac{\sin \pi(\tau - |t|)f}{\pi(\tau - |t|)f} \right| \tag{7}$$

相干脉冲串的复包络可表示为

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} x_r(t - nT) \tag{8}$$

其中, N 为脉冲个数, T 为脉冲间隔。将式(8)代入复模糊函数定义式中, 得到:

$$\begin{aligned} \chi(t, f) &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N-1} x_r(s - mT) \sum_{n=0}^{N-1} x_r^*(s - t - nT) e^{j2\pi fs} ds \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} x_r(s - mT) x_r^*(s - t - nT) e^{j2\pi fs} ds \end{aligned} \tag{9}$$

令 $s' = s - mT$, 代入式(9), 得到:

$$\begin{aligned} \chi(t, f) &= \sum_{m=0}^{N-1} e^{j2\pi mTf} \\ &\times \sum_{n=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} x_r(s') x_r^*(s' - t - nT + mT) e^{j2\pi fs'} ds' \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} e^{j2\pi mTf} \sum_{n=0}^{N-1} \chi_r(t + nT - mT, f) \end{aligned} \tag{10}$$

对式(10)进行双重求和分解, 可得:

$$\begin{aligned} \chi(t, f) &= \sum_{n'=1-N}^0 \chi_r(t - n'T, f) \sum_{m=0}^{N-1-n'} e^{j2\pi mTf} \\ &+ \sum_{n'=1}^{N-1} e^{j2\pi n'Tf} \chi_r(t - n'T, f) \sum_{m=0}^{N-1-n'} e^{j2\pi mTf} \end{aligned} \tag{11}$$

其中, $n' = m - n$ 。式(11)中关于 m 的级数求和项可

以表示为

$$\sum_{m=0}^{N-|n|-1} e^{j2\pi mTf} = \frac{\sin[\pi(N-|n|)Tf]}{\sin(\pi Tf)} e^{j\pi(N-|n|-1)Tf} \quad (12)$$

将式(12)代入式(11)中,合并关于 n' 的两个求和项,并将求和符号重新记为 n ,得到相干脉冲串的复模糊函数表达式为

$$\begin{aligned} \chi(t, f) &= \sum_{n=1-N}^{N-1} \chi_r(t-nT, f) \\ &\times \frac{\sin[\pi(N-|n|)Tf]}{\sin(\pi Tf)} e^{j\pi(N+n-1)Tf} \end{aligned} \quad (13)$$

由于 $\chi_r(t, f)$ 在 t 轴上的范围为 $|t| \leq \tau$, 当 $T > 2\tau$ 时, 式(13)中不同延迟的 $\chi_r(t, f)$ 就不会混叠, 式(13)的幅度等于所有求和项的幅度之和, 则相干脉冲串的模糊函数 $|\chi(t, f)|$ 为

$$\begin{aligned} |\chi(t, f)| &= \sum_{n=1-N}^{N-1} \frac{\tau-|t-nT|}{\tau} \left| \frac{\sin[\pi(\tau-|t-nT|)f]}{\pi\tau f} \right| \\ &\times \left| \frac{\sin[\pi(N-|n|)Tf]}{\sin(\pi Tf)} \right| \end{aligned} \quad (14)$$

式(14)表明相干脉冲串的模糊函数由不同延迟的矩形脉冲模糊函数经幅度加权后叠加而成, 在时间轴和频率轴上均呈现多峰结构。多峰结构会导致测量结果出现多值性模糊, 时间轴上的模糊间隔决定了测距范围, 频率轴上的模糊间隔决定了测速范围。如果脉冲间隔和脉冲个数等波形参数设计合理, 则可避免多峰结构对测流结果的不利影响, 此时相干脉冲串的测速、测距性能主要由其模糊函数的主峰特性决定。取式(14)中的 $n=0$ 得到主峰范围内模糊函数的表达式为

$$\begin{aligned} |\chi(t, f)| &= \frac{\tau-|t|}{\tau} \left| \frac{\sin[\pi(\tau-|t|)f]}{\pi\tau f} \right| \\ &\times \left| \frac{\sin(\pi NTf)}{\sin(\pi Tf)} \right| \end{aligned} \quad |t| < T, |f| < \frac{1}{T} \quad (15)$$

相干脉冲串的模糊图如图2所示, 图中幅度、时间和频率均做了归一化处理。模糊图的等高线图如图3所示。图2中主峰的形状与矩形脉冲模糊图类似, 通过合理配置发射信号的波形参数可使主峰在

频率轴和时间轴上的宽度减小数倍, 从而较大幅度提高测速精度和距离分辨力。

令式(15)中的 $t=0$, 得到脉冲串信号的速度模糊函数为

$$|\chi(0, f)| = \left| \frac{\sin(\pi\tau f)}{\pi\tau f} \right| \left| \frac{\sin(\pi NTf)}{\sin(\pi Tf)} \right| \quad (16)$$

由式(16)可知, 浅水、低速流条件下相干脉冲串信号的测速性能主要由其速度模糊函数中 $\sin(\pi NTf)/\sin(\pi Tf)$ 成分的主峰特性决定。图4给出了 $N=2, 4, 8, 16$ 时 $\sin(\pi NTf)/\sin(\pi Tf)$ 主峰的图形, 图中虚线表示 -3 dB 幅度。由图4可知, 脉冲个数越多则峰越尖, 信号的频率分辨率越高。

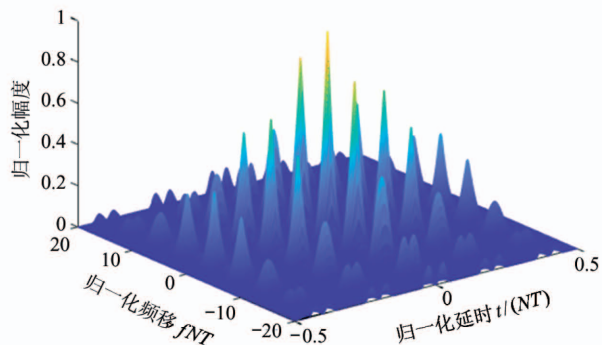


图2 相干脉冲串波形模糊图

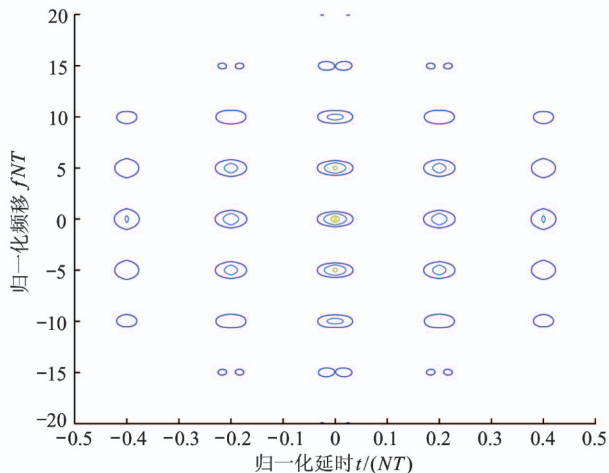


图3 相干脉冲串波形模糊图的等高线图

根据参量估计理论, 频率估计精度可以由速度模糊函数的二阶导数计算得到^[17], 如式(17)所示。此二阶导数反映了模糊函数在点(0, 0)处频率维度的尖锐程度。二阶导数的值越大对应的波峰越尖锐, 对目标频移估计的精度就越高。

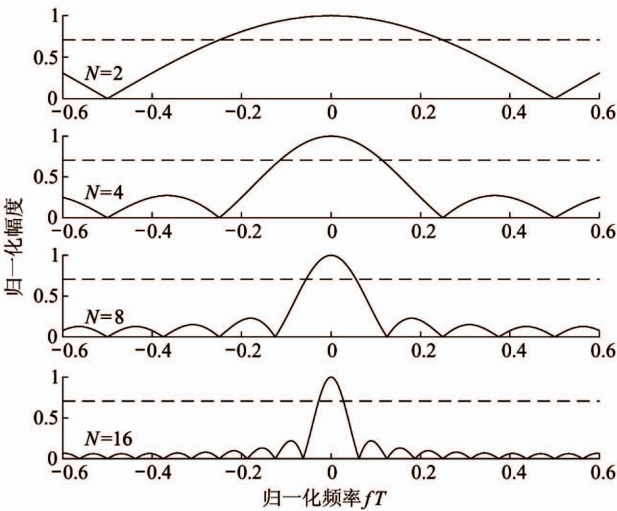


图 4 脉冲串的频率分辨率与脉冲个数 N 的关系

$$\sigma_f^2 = \frac{-1}{\frac{E}{E_n} \left[\frac{\partial^2}{\partial f^2} |\chi(0, f)| \right]_{f=0}} \quad (17)$$

其中, E 为接收机的接收信号能量, E_n 为单位带宽的接收机噪声能量。且 $E_n = kT_k F_n$, k 为玻尔兹曼常数 1.38×10^{-23} J/K, T_k 为热力学温度 290 K, F_n 为接收机的噪声系数。

因为直接求解式(16)的二阶导数无法得到实用的结果,改用近似方法求解。通过分析发现 $|\chi(0, f)|$ 主峰和其右乘积项的主峰非常相似。如图 5 所示,式(16)右乘积项的主峰和 $|\chi(0, f)|$ 主峰基本重合。所以在主峰范围内,可以用乘积项来代替 $|\chi(0, f)|$ 求解二阶导数,即:

$$|\chi(0, f)| = \left| \frac{\sin(\pi NTf)}{\sin(\pi Tf)} \right| \quad |f| \leq \frac{1}{T} \quad (18)$$

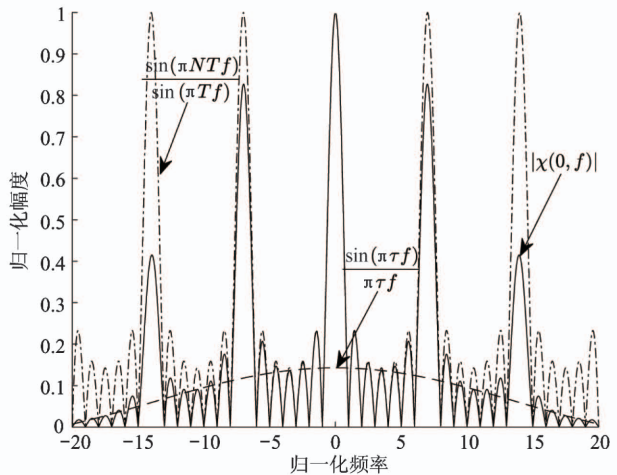


图 5 相干脉冲串信号的速度模糊函数

将式(18)代入式(17),经过推导得到频移估计方差的表达式为式(19)。

$$\sigma_f^2 = \frac{3E_n}{E \pi^2 N(N^2 - 1) T^2} \quad (19)$$

由式(19)和多普勒测流公式 $v = \lambda f/2$ 可得,脉冲相干法流速估计的标准差 σ_v 为

$$\sigma_v = \frac{\lambda}{2\pi T} \left[\frac{3}{(E/E_n) N(N^2 - 1)} \right]^{1/2} \quad (20)$$

式(20)表明脉冲串信号速度估计的标准差与脉冲个数的 $3/2$ 次方、脉冲间隔、匹配滤波器输出信噪比的 $1/2$ 次方成反比。脉冲个数越多、脉冲间隔越大、信噪比越大,则速度估计的精度越高。

2.2 测速精度最优化相干脉冲串信号波形优化方法

本节提出在满足测流应用环境约束条件下获得最优速度估计精度的相干脉冲串信号波形设计方法。引言部分已经指出优化测速精度同时考虑测流应用环境约束的重要性,本节将环境因素约束下的速度估计性能最优化建模为多不等式约束的非线性规划问题,通过将不等式约束转化为无约束条件得到最优化波形参数的计算方法。优化方法的原理如图 6 所示。

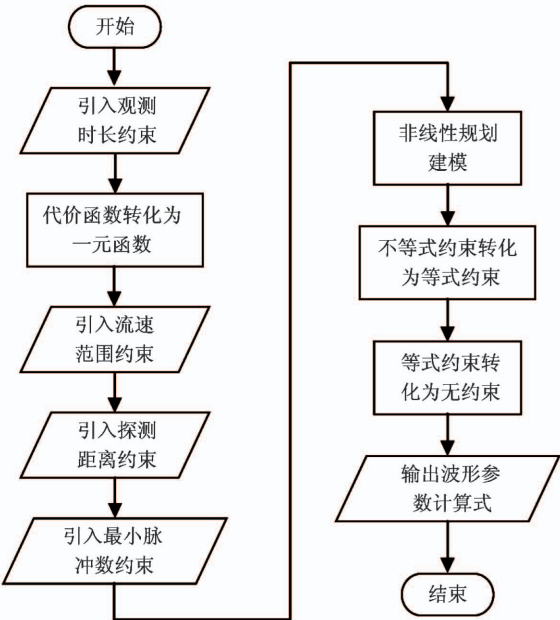


图 6 波形优化方法流程图

利用观测时长与波形参数的关系,将式(20)由二元函数转化为一元函数,结果作为最优化问题的代价函数。观测时长 t_s 是指仪器对相同水体重复

测量的总时长,等于 T 与 N 的乘积,即:

$$t_s = N \cdot T \quad (21)$$

由式(20)和式(21)可知,观测时长越长则测速标准差越小。但受水体流速和散射体变化的影响,观测时长存在取值上限,称为最长允许观测时长 $t_{s\max}$ 。一般来说,待测水体的运动速度越大,则 $t_{s\max}$ 越短。当观测时长 $t_s > t_{s\max}$ 时,多次采样的目标水体回波样本间的相关性将减弱到不可接受的程度。 $t_{s\max}$ 取值的经验公式为

$$t_{s\max} = 0.01/v_m \quad (22)$$

其中, v_m 为最大待测流速。在测量现场,可先根据经验公式确定观测时长的起始值,后根据实测误差动态调整取值。将式(21)代入测速标准差的表达式(20)将其转化为一元函数,得到:

$$\sigma_v = \frac{\lambda}{2\pi t_s} \left[\frac{3N}{(E/E_n)(N^2 - 1)} \right]^{1/2} \quad (23)$$

将式(23)作为非线性规划的代价函数。

接着详细研究测速范围、探测距离和观测时长等环境因素对波形参数取值的约束,并将约束关系作为非线性规划问题的约束条件。测速范围约束使得 N 存在取值下限。相干法的最大可测速度 $v_{\max}$ 又被称为模糊速度,其表达式如式(3)所示。为了避免待测流速超出系统的测速范围,模糊速度必须大于最大待测流速 v_m ,即 $v_{\max} \geq v_m$ 。由此得到 T 的取值上限:

$$T \leq \frac{\lambda}{4v_m} \quad (24)$$

令 $T_{\max}$ 等于 $\lambda/(4v_m)$,称为最大允许脉冲间隔。对于确定的 t_s ,综合式(21)和式(24)得到测速范围约束使得 N 存在取值下限,计算式为

$$N \geq \frac{4t_s v_m}{\lambda} \quad (25)$$

探测距离约束使得 N 存在取值上限。探测距离约束即距离量程必须大于等于最远待测距离 z_m ,由此得到 T 的取值下限:

$$T \geq \frac{2z_m}{c} \quad (26)$$

令 $T_{\min}$ 等于 $2z_m/c$,称为最小允许脉冲间隔。需要指出的是,由于相干法存在“距离-速度模糊”^[18],上述 T 的限值必然满足 $T_{\max} \geq T_{\min}$ 。对于确定的 t_s ,

综合式(21)和式(26)得到测速范围约束使得 N 存在取值下限,计算式为

$$N \leq \frac{t_s c}{2z_m} \quad (27)$$

另外,脉冲相干测流方法的特点要求测流脉冲对至少包含 2 个脉冲,即:

$$N \geq 2 \quad (28)$$

综上,将环境因素约束下的速度估计性能最优化建模为多不等式约束的非线性规划问题:

$$\begin{cases} \min & \sigma_v \\ & \frac{4t_s v_m}{\lambda} - N \leq 0 \\ & N - \frac{t_s c}{2z_m} \leq 0 \\ & 2 - N \leq 0 \end{cases} \quad (29)$$

接着将不等式约束转化为等式约束,需要引入 3 个松弛因子 r_1^2 、 r_2^2 和 r_3^2 ,转化结果为

$$\begin{cases} \min & \sigma_v \\ & \frac{4t_s v_m}{\lambda} - N + r_1^2 = 0 \\ & N - \frac{t_s c}{2z_m} + r_2^2 = 0 \\ & 2 - N + r_3^2 = 0 \end{cases} \quad (30)$$

为将等式约束优化转化为无约束优化,需要引入拉格朗日乘子 μ_1 、 μ_2 和 μ_3 ,根据式(30)得到拉格朗日函数 $f(N, r_1^2, r_2^2, r_3^2, \mu_1, \mu_2, \mu_3)$ 为

$$\begin{aligned} f(N, r_1^2, r_2^2, r_3^2, \mu_1, \mu_2, \mu_3) &= \sigma_v + \mu_1 \left(\frac{4t_s v_m}{\lambda} - N + r_1^2 \right) + \mu_2 \left(N - \frac{t_s c}{2z_m} + r_2^2 \right) \\ &\quad + \mu_3 (2 - N + r_3^2) \end{aligned} \quad (31)$$

拉格朗日函数对各自变量求偏导,化简后得到方程组:

$$\begin{cases} \frac{\partial \sigma_v}{\partial N} - \mu_1 + \mu_2 - \mu_3 = 0 \\ \mu_1 \left(\frac{4t_s v_m}{\lambda} - N \right) = 0 \\ \mu_2 \left(N - \frac{t_s c}{2z_m} \right) = 0 \\ \mu_3 (2 - N) = 0 \\ \mu_1 \geq 0, \mu_2 \geq 0, \mu_3 \geq 0 \end{cases} \quad (32)$$

其中, $\partial\sigma_v/\partial N$ 的表达式为

$$\frac{\partial\sigma_v}{\partial N} = \frac{-\lambda(N^2+1)}{4\pi t_s} \left[\frac{3}{(E/E_n)N(N^2-1)^3} \right]^{1/2} \tag{33}$$

N 的可行域如图 7 所示, 图中细实线表示满足 $t_s \leq t_{s\max}$ 的多种取值 t_s 按式(21)得到的曲线簇, 最右侧的曲线的 t_s 等于最大允许观测时长 $t_{s\max}$, 粗实线段表示 N 的允许取值范围。图 7 中圆点处代价函数 σ_v 取全局最优值, 此时 T 与 N 的计算式为式(34)。

$$\begin{cases} N = \frac{ct_{s\max}}{2z_m} \\ T = \frac{t_{s\max}}{N} = \frac{2z_m}{c} \end{cases} \tag{34}$$

由于脉冲个数必须是整数, 最终要对 N 向下取整。式(34)表明, 先由观测时长约束确定脉冲个数 N , 再由探测距离约束确定脉冲间隔 T , 可使相干脉冲串的测速标准差最小。将式(34)中 N 的表达式带入式(23), 得到最小测速标准差的计算式为

$$\sigma_{v\min} = \frac{\lambda}{2\pi} \left[\frac{6z_m c}{(E/E_n)t_{s\max}(t_{s\max}^2 c^2 - 4z_m^2)} \right]^{1/2} \tag{35}$$

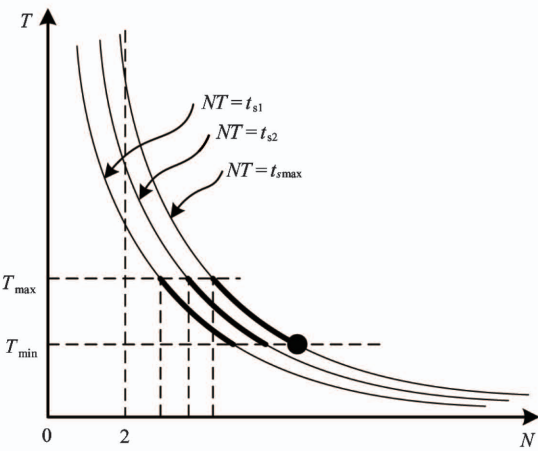


图 7 脉冲间隔和脉冲个数的可行域

3 样机实验与验证

使用声学多普勒测流岸上校准系统搭建了验证平台, 验证所提相干脉冲串波形设计方法的有效性。

3.1 验证平台简介

岸上校准系统根据设定参数生成四通道的模拟测流回波, 通过与多普勒声呐换能器的无缝对接模拟水下声学测流的实际场景。岸上校准系统可以灵

活设置发射波形(包括非相干脉冲、相干脉冲串或者相位编码脉冲)、水底深度、散射体分布、水流场分布、环境噪声等参数, 为声学测流方法研究和测流仪器的测试提供了便利。岸上校准系统由电脑(包含声学多普勒测流回波仿真软件)、任意波发生器、功率放大器、换能器和多普勒声呐(本文以 ADCP 为例)等组成。岸上校准系统的示意图如图 8 所示, 电脑上的回波仿真软件负责根据设定参数生成数字回波, 经任意波发生器转换成模拟回波, 再经功率放大器实现功率放大和阻抗匹配, 最后经发射换能器与 ADCP 对接。岸上校准系统的实物照片如图 9 所示。图 9 左上角是回波仿真软件的界面截图, 右上角是两台两通道任意波发生器, 右下角是四通道功率放大器, 左下角是四组对接起来的换能器。ADCP 的工作频率为 600 kHz, 最小分层厚度 1.5 cm, 速度分辨率 0.5 mm/s, 系统带宽 50 kHz, 波束宽度 3°, 波束倾角 30°, 测速范围 ± 5 m/s, 最大剖面深度 7.5 m。

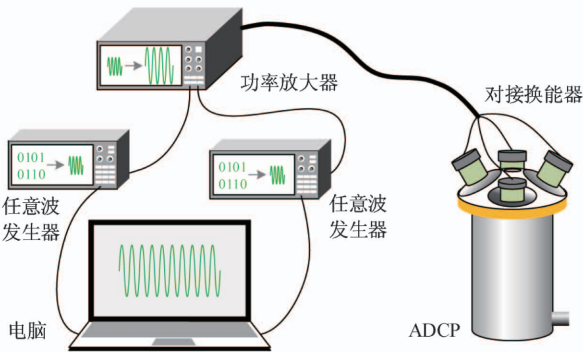


图 8 声学多普勒测流岸上校准系统示意图



图 9 声学多普勒测流岸上校准系统实物照片

3.2 波形设计方法验证结果

实验方法是对比使得 σ_v 最小的相干脉冲串波形和另外两种参数波形的速度估计性能,验证本文所提波形设计方法的正确性。岸上校准系统设置为散射体空间上呈随机分布,流速均匀分布且流速取值 0.1 m/s ,可测距离为 3 m ,由式(22)得到最大观测时长为 0.1 s ,发射脉冲宽度为 0.1 ms 。由式(34)计算得到当 $T = 4 \text{ ms}$ 、 $N = 25$ 时测速标准差 σ_v 最小,如图 10 中圆圈所示。

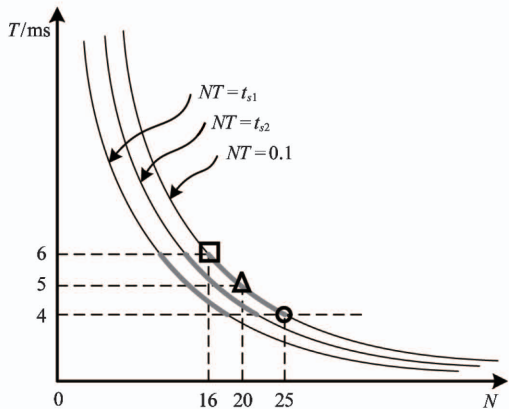


图 10 实验所选 3 种相干脉冲串波形参数

由式(24)和式(26)得到脉冲间隔的取值范围为 $4 \text{ ms} \leq T \leq 6 \text{ ms}$,对应的脉冲个数的取值范围为 $16 \leq N \leq 25$ 。在取值范围内选取两组对比参数 $T = 5 \text{ ms}$ 、 $N = 20$ 和 $T = 6 \text{ ms}$ 、 $N = 16$,如图 10 中三角形和方形位置所示。测量了 $5 \sim 40 \text{ dB}$ 8 种信噪比条件下 3 种波形的测速标准差,结果如图 11 所示。所有信噪比条件下,本文方法所得波形 $T = 4 \text{ ms}$ 、 $N = 25$ 的测速标准差均低于其他两组。

本文进行了不同测流方法之间的对比实验,对比了 3 种方法在分层厚度相同条件下的测速标准差。另外两种声学多普勒测流方法为非相干方法和相位编码方法。相位编码方法使用二相编码调相信号作为发射信号,使用复协方差方法估计多普勒频移。波形参数的设置参考文献[19],编码长度为 5,重复次数为 2,码元宽度为 $20 \mu\text{s}$,载波频率 600 kHz 。非相干方法使用连续波脉冲作为发射信号,频率估计同样使用复协方差法。波形参数设置为脉冲宽度 $100 \mu\text{s}$,载波频率 600 kHz 。本文方法的参数设置与上一实验相同,3 种方法实现的分层厚度均为

7.5 cm ,它们的速度估计标准差如图 12 所示,本文方法获得的测速标准差最小。

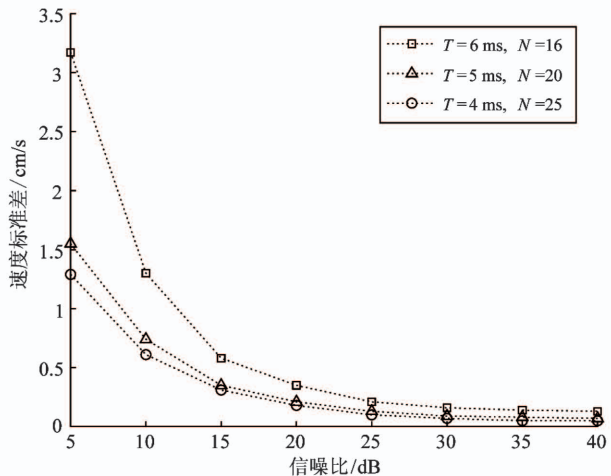


图 11 3 种参数相干脉冲串测速标准差对比

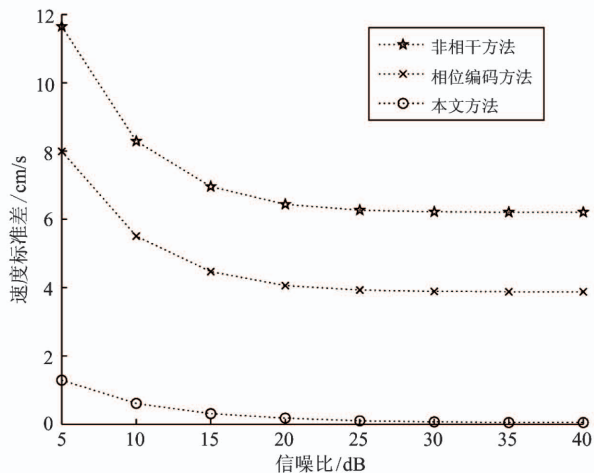


图 12 3 种测速方法测速标准差对比

4 结论

针对现有脉冲相干声呐波形设计方法缺乏测流应用环境针对性、较难实现测量性能最优化的不足,本文设计了一种具有环境适应性、速度估计性能最优的波形参数动态配置方法。该方法将最优化波形设计建模为多约束的非线性规划问题,将速度估计标准差与波形参数的关系式作为代价函数,将环境特性参数作为约束条件,通过调整波形参数实现了速度估计性能最优化。所提方法提高了脉冲相干多普勒声呐的速度估计精度和环境适应性。样机实验结果表明,相对于现有方法,本文方法所得波形实现的速度估计精度最优,验证了所提方法的正确性和有效性。

参考文献

- [1] Wanis P, Brumley B, Gast J, et al. Sources of measurement variance in broadband acoustic Doppler current profilers[C] // Proceedings of the Oceans 2010 MTS/IEEE Seattle, Seattle, USA, 2010: 1-5
- [2] Theriault K. Incoherent multibeam Doppler current profiler performance; part i-Estimate variance[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1986, 11(1): 7-15
- [3] Zedel L. Modeling pulse-to-pulse coherent Doppler sonar[J]. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, 2008, 25(10): 1834-1844
- [4] Dillon J, Zedel L, Hay A E. On the distribution of velocity measurements from pulse-to-pulse coherent Doppler sonar[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2012, 37(4): 613-625
- [5] Chi C, Vishnu H, Beng K T. Resolving velocity ambiguity based on robust Chinese remainder theorem for multifrequency pulse-to-pulse coherent Doppler sonar[C] // Proceedings of the OCEANS 2018 MTS/IEEE Charleston, Charleston, USA, 2018: 1-5
- [6] Ivić I R. Effects of phase coding on Doppler spectra in PPAR weather radar[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2018, 56(4): 2043-2065
- [7] Brumley B H, Cabrera R G, Deines K L, et al. Performance of a broad-band acoustic Doppler current profiler[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1991, 16(4): 402-407
- [8] Cui J, Li Z, Li Q. Strong scattering targets separation based on fractional Fourier transformation in pulse-to-pulse coherent acoustical Doppler current profilers[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2018, 44(2): 466-481
- [9] Chi C, Vishnu H, Beng K T, et al. Robust resolution of velocity ambiguity for multifrequency pulse-to-pulse coherent Doppler sonars[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2019, 45(4): 1506-1515
- [10] Fromant G, Stienne G, Reboul S. Circular estimation of the flow velocity using coherent Doppler sonar[C] // Proceedings of the IEEE 23rd International Conference on Information Fusion, Rustenburg, South Africa, 2020: 1-6
- [11] Clarkson I V L, Sirianunpiboon S, Howard S D. Frequency estimation in coherent, periodic pulse trains[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2020, 27: 1415-1419
- [12] Velasco D W, Wilson W D, Nylund S, et al. Enhancing the accuracy of current profiles from surface buoy-mounted systems[C] // Proceedings of the 2018 OCEANS-MTS/IEEE Kobe Techno-Oceans (OTO), Kobe, Japan, 2018: 1-6
- [13] Velasco D W, Nylund S. Performance improvement for ADCPs on surface buoys[C] // Proceedings of the 2019 IEEE/OES Twelfth Current, Waves and Turbulence Measurement (CWTM), San Diego, USA, 2019: 1-6
- [14] Huang H. Estimating the calibration error-caused bias limit of moving-boat ADCP streamflow measurements[J]. *Journal of Hydraulic Engineering*, 2020, 146(5): 1-10
- [15] Despax A, Le Coz J, Hauet A, et al. Decomposition of uncertainty sources in acoustic Doppler current profiler streamflow measurements using repeated measures experiments[J]. *Water Resources Research*, 2019, 55(9): 7520-7540
- [16] Richards M A. Fundamentals of Radar Signal Processing[M]. New York: McGraw-Hill Education, 2014: 115-124
- [17] 丁鹭飞, 耿富录. 雷达原理[M]. 第五版. 北京: 电子工业出版社, 2014: 383-384
- [18] 刘德铸. 声学多普勒流速测量关键技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学水声工程学院, 2010: 64-67
- [19] 杨永寿, 方世良. 相位编码信号声学多普勒测流中的波形参数优化方法[J]. *声学技术*, 2019, 38(6): 605-610

Waveform design of pulse coherent Doppler sonar with velocity and range constraints

Yang Yongshou, Fang Shiliang

(Key Laboratory of Underwater Acoustic Signal Processing of Ministry of Education, Southeast University, Nanjing 210096)

(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096)

Abstract

Aiming at the problem of requiring higher velocity accuracy in velocity measurement of low-speed current, a dynamic setting method of coherent Doppler sonar's waveform parameters is proposed, this method can meet the constraints of measurement environment and make the velocity estimation accuracy optimal. Based on the theory of ambiguity function and parameter estimation, the relationship between the velocity accuracy of coherent pulse train and its waveform parameters is studied. The constraints of environmental factors such as velocity range, detection distance and flow field distribution on the waveform parameters are analyzed in detail. The nonlinear programming method is used to obtain the formulas of waveform parameters which makes the velocity accuracy optimal. The experimental results show that the proposed waveform design method is correct and practical.

Key words: pause coherent, waveform design, velocity estimation, acoustic Doppler, ambiguity function