DOI: 10.13382/j.jemi.B1902724

基于浅海多径时延的复合码水声测距研究*

郝梦华[1,2] 陈为刚[1,2] 杨晋生[1]

(1. 天津大学 微电子学院 天津 300072; 2. 青岛海洋科学与技术国家实验室海洋观测与探测联合实验室 青岛 266237)

摘 要:针对浅海环境单发单收水声测距方法运算复杂度较高、易受水下特殊环境影响的问题,提出一种低复杂度且适用于水声多径信道的测距方法。首先将复合码作为同步测距信号应用于水声测距系统,支持快速、准确的信号同步和多径时延检测,然后提出改进加权函数的广义互相关(GCC)算法提取多径时延,最后引入匹配函数将多径时延与传播路径正确匹配,并结合双曲线、三角形等几何方法计算收发端之间的距离。仿真结果表明,在多径及低信噪比(-10 dB)环境下,复合码同步捕获准确率达 100%且运算复杂度较低,与相位变换-广义互相关(PHAT-GCC)算法相比,改进加权函数的 GCC 算法多径时延检测性能提高了将近 6 dB,在此基础上,实现了单接收节点对水下目标的测距。

关键词: 水声测距;复合码;信号同步;多径时延;GCC 算法

中图分类号: TN929.3 **文献标识码**:A **国家标准学科分类代码**: 510.4099

Research on underwater acoustic ranging with composite code using multipath delay in shallow sea

Hao Menghua[1,2] Chen Weigang[1,2] Yang Jinsheng[1]

(1. School of Microelectronics, Tianjin University, Tianjin 300072, China; 2. Qingdao National Laboratory for Marine Science and Technology, Joint Laboratory for Ocean Observation and Detection, Qingdao 266237, China)

Abstract: Aiming at the problems that the single-shot and single-acquisition water-acoustic ranging method in the shallow sea environment has high computational complexity and is susceptible to the special underwater environment, a low-complexity ranging method suitable for underwater acoustic multipath channels is proposed. Firstly, the composite code is applied to the underwater acoustic positioning system as a synchronous ranging signal, which supports fast and accurate signal synchronization and multipath delay detection. Then, an improved weighting function generalized cross correlation (GCC) algorithm is proposed to extract the multipath delay. Finally, a matching function is introduced to multiply the multipath delay. The path delay is correctly matched to the propagation path, and the geometrical methods such as hyperbola and triangle are used to calculate the distance between the transmitting and receiving ends. Simulation results show that in multipath and low signal-to-noise ratio (-10 dB) environments, the synchronization accuracy of the composite code is 100% and the computational complexity is low. Compared with the phase transformation-generalized cross correlation (PHAT-GCC) algorithm, the multipath of the GCC algorithm with an improved weighting function is improved. The delay detection performance is improved by nearly 6 dB, and based on this, a single receiving node can achieve ranging of underwater targets.

Keywords: underwater acoustic ranging; composite code; signal synchronization; multipath delay; GCC algorithm

0 引 言

水下航行器(autonomous underwater vehicle, AUV)的准确测距或定位对完成一些重要任务具有不可替代的作用,对实现多个航行器之间的协同作用等具有重要意义[1-2]。然而,面对极其复杂的水声信道[3-5],尤其是浅海作业的 AUV,基于声呐的测距方法易受多径效应、快速

收稿日期: 2019-10-31 Received Date: 2019-10-31

*基金项目:青岛海洋科学与技术国家实验室主任基金(QNLM201712)资助项目

时变及噪声干扰等因素的影响,且实现原理相对复杂[6-8]。因此,合理利用海洋波导信息,降低水下特殊环境的影响以及单发单收水声测距系统的复杂度,是实现对 AUV 准确测距或定位的重要研究方向之一[9-10]。

在海洋环境中,多径效应、宽带散射等海洋波导具有许多独特的特性,其中,多径效应可以被用于声源定位[11-13]。文献[11]利用自相关法提取直达路径与海面反射路径(direct and the surface-reflected DSR)时延差,并与加权子空间拟合技术相结合,实现了对震源的精准定位。文献[12]利用接收信号的自相关函数跟踪 DSR 时延差,同时将源距作为扩展卡尔曼滤波器的参数之一,在离线迭代的情况下,获得了精确的测距结果。文献[13]提出一种改进的倒谱法提取 D-SR 时延差,对声源运动参数进行瞬时估计,取得了较好的估计效果。但在浅海环境中,声波经一次海底反射路径(B)造成的多径时延差不容忽视,且相关法和倒谱法均无法确定多径时延是由海面反射还是由海底反射造成。

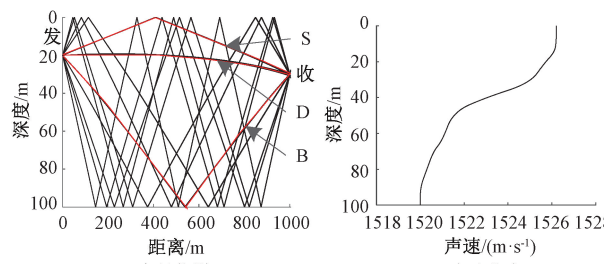
在水声测距技术中,常用的发射信号有单频脉冲信号[14]、线性调频信号[15]及伪随机扩频信号[16]等。其中,单频脉冲信号简单实用,但无法兼顾作用距离和测距分辨率,且抗干扰能力差。与线性调频信号相比,伪随机扩频信号在时延分辨率方面占有优势且支持信号快速同步,在水声通信或测距中的应用较为广泛。在基于浅海多径时延的水声测距系统中,测距误差主要来源于多径时延的检测,所以实现多径时延的准确检测对提高测距精度具有重要意义。一般来说,常用的多径时延检测算法主要有自适应法、互相关法和倒谱法等[17-19]。其中,自适应法无需发射信号的先验知识,但需较长的适应时间,难以满足实时性[17]。由于广义互相关(generalized cross correlation, GCC)算法具有鲁棒性好、计算量小、利于实时实现等优点,在时延检测方面应用较为广泛。倒谱法在理论上分辨率优于互相关法,但如果信道发生畸变,不同路径之间的相关性下降,倒谱法性能差于互相关法[18]。文献[19]分析了在水下环境中相位变换-广义互相关(phase transformation-generalized cross correlation, PHAT-GCC)时延检测算法的性能,表明该算法有较好的时延检测性能,但在浅海环境易受海洋噪声的影响。

本文针对浅海环境中单发单收水声测距方法运算复杂度较高、易受水下特殊环境影响的问题,提出基于浅海多径时延的复合码水声测距方法。该方法通过合理设置子码参数生成复合码,并将复合码作为同步测距信号应用于水声测距系统,支持快速、准确的信号同步和多径时延检测,同时考虑到 PHAT-GCC 算法易受海洋环境噪声的影响,通过信噪比监控、信噪比加权等手段提出一种改进加权函数的 GCC 多径时延检测算法,进而更准确地提取多径时延,在此基础上,引入匹配函数将多径时延与传播路径进行正确匹配,并结合几何方法计算收发端之间的距离。

1 基于浅海多径结构的水声测距方法

1.1 浅海多径信道及声速分布

研究水声测距或定位问题时,水声信道特性及海水声速分布对研究结果有十分重要的影响。在浅海环境中,水声信道是一个复杂的多径信道。图 1(a)所示为浅海负声速梯度环境下单发单收测距系统中的多径信道模型,发射端发出的水声信号,经过不同的传播路径,到达同一个接收端。由于声波在浅海中传播时存在各种衰减,特别是经历多次反射的信号,衰减更为严重。因此本文分析占主要作用的直达路径(D)、一次海面反射路径(S)及一次海底反射路径。另一方面,海水是一种极其复杂的声学介质。在浅海环境中,海水中的声速分布与温度 T、盐度 S 及静压力 P 等因素有关,同时,受这些因素的影响,声波在海水介质中的传播呈现分层现象,即表现为不同的声速剖面,它是决定声波在海水介质中传播最重要的水文环境因素。实际测试时,需利用相关设备分别测量 T、S 和 P 的数值,代入声速经验公式进行计算。在本文仿真实验中,采用图 1(a)给出的浅海实测声速数据作为仿真信道的声速分布,同时,参考文献[11-12]定位计算时对声速的处理方法,仿真实验计算收发端距离时的声速取图 1(a)声速分布的平均值,即 1 522.3 m/s。该声速分布为 Dahl 等[20]使用悬挂的 CTD 设备,在东海亚洲海国际声学实验中测量的浅海声速分布。其中,海深约为 103 m,水柱下的沉积层参数为声速 1 629 m/s,密度 1.89 g/cm^3,衰减 0.33 dB/λ。



(a) 多径信道 (b) 声速分布

(a) Multipath channel (b) Sound speed profil

图 1 浅海多径信道及声速分布

Fig. 1 Shallow sea multipath channel and its sound velocity distribution

1.2 基于浅海多径时延的测距方法

由于海面和海底的限制作用,声波在浅海环境中的传播可视为声场在以海面和海底为上下边界的波导中传播,根据射线声学,海洋波导中的声场是声源及声源相对

于海面、海底形成的虚源的声线贡献总和。不同的声线组合与收发端深度、距离存在不同的几何关系。在基于多径时延的水声测距中,正确地将提取的多径时延与不同路径之间正确匹配是实现准确测距的基础。所以,在设计基于浅海多径时延的复合码水声测距方法时,综合考虑多径时延与传播路径之间的几何关系,通过引入匹配函数并比较其在不同匹配情况下的函数值,将提取的多径时延与传播路径之间进行正确匹配。

1)水下目标的距离计算公式

在单发单收测距系统中,收发端之间的位置具有互易性,可将发射端及其在海面、海底形成的虚发射端发出的声线等效为接收端及其在海面、海底形成的虚接收端接收声源发出的声线。图 2 所示为基于浅海多径时延的复合码水声测距方法应用的场景模型。其中, A 为发射端, B 为接收端, B_1、B_2 分别为接收端相对于海面和海底形成的虚接收端,θ 为直达路径的掠射角, B 的深度为 h, 海深为 z, 收发端直线距离为 d,$\Delta\tau_1$、$\Delta\tau_2$ 分别为声波经一次海面反射路径、一次海底反射路径与直达路径之间的多径时延。以 B 正上方点 O 为原点建立坐标系, A 的坐标为 (x_0,y_0),B 的坐标为 $(0,-h)$。

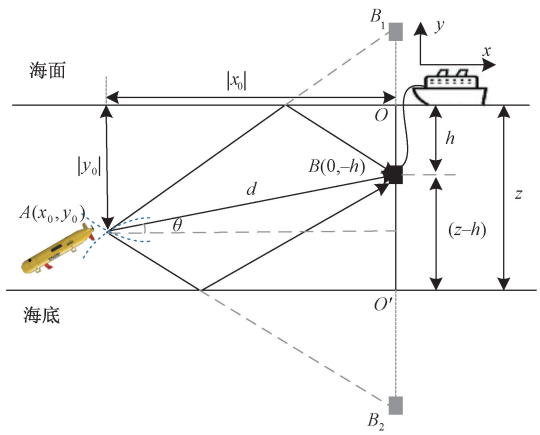


图 2　基于浅海多径时延的复合码水声测距方法应用场景模型

Fig. 2　Application model of underwater acoustic localization method based on multipath time delay

其中,接收端深度 h 为已知量,海深 z 、发射端深度 $|y_0|$ 和收发端水平距离 $|x_0|$ 未知,为待求量。由图 2 可知,声波经一次海面反射路径 AB_1 与直达路径 AB 之间的距离差 $\Delta d_1 = c\Delta\tau_1$, 在收发端位置固定时, Δd_1 为定值。同时,结合双曲线的定义可知,此时发射端 A 在以 O 为原点、B、B_1 为焦点、实轴 $2a = c\Delta\tau_1$、焦距 $2c = 2h$ 的双曲线上。所以 A 所在的双曲线方程为:

$$\frac{y_0^2}{(c\Delta\tau_1)^2} - \frac{x_0^2}{4h^2 - (c\Delta\tau_2)^2} = \frac{1}{4} \tag{1}$$

式中: c 为声速。同理,声波经一次海底反射路径 AB_2 与直达路径 AB 之间的距离差 $\Delta d_2 = c\Delta\tau_2$, 在收发端位置固定时, Δd_2 为定值。则此时发射端 A 在以 O' 为原点、B、B_2 为焦点、实轴 $2a = c\Delta\tau_2$、焦距 $2c = 2(z-h)$ 的双曲线上。为便于分析计算,将此时的双曲线转换到以 O 为原点的坐标系中,并向下平移 z, 使双曲线经过点 A。 则此时点 A 所在的双曲线方程为:

$$\frac{(y_0+z)^2}{(c\Delta\tau_2)^2} - \frac{x_0^2}{4(z-h)^2 - (c\Delta\tau_2)^2} = \frac{1}{4} \tag{2}$$

令 BB_1 和 BB_2 的长度分别为:

$$\begin{aligned} D_1 &= 2BB_1 = 2h \\ D_2 &= 2BB_2 = 2(z-h) \end{aligned} \tag{3}$$

结合余弦定理可得:

$$\begin{aligned} (AB_1)^2 &= d^2 + D_1^2 - 2dD_1\cos\left(\frac{\pi}{2}+\theta\right) \\ (AB_2)^2 &= d^2 + D_2^2 - 2dD_2\cos\left(\frac{\pi}{2}-\theta\right) \end{aligned} \tag{4}$$

其中:

$$\begin{aligned} AB_1 &= d + c\Delta\tau_1 = \sqrt{x_0^2+y_0^2} + c\Delta\tau_1 \\ AB_2 &= d + c\Delta\tau_2 = \sqrt{x_0^2+y_0^2} + c\Delta\tau_2 \end{aligned} \tag{5}$$

所以,联立式(4)和(5)可得:

$$\sqrt{x_0^2+y_0^2} = \frac{D_1D_2(D_1+D_2) - (D_1(c\tau_2)^2 + D_2(c\tau_1)^2)}{2(D_1c\tau_2 + D_2c\tau_1)} \tag{6}$$

联立式(1)~(3)及(6)进行化简,结合以上分析推导可知,在接收端深度 h 和声速 c 已知的条件下,通过测试得到声波经一次海面反射路径、一次海底反射路径与直达路径的时延差 $\Delta\tau_1$、$\Delta\tau_2$, 并借助计算程序可计算得到海深 z 、发射端的深度 $|y_0|$, 进而得到收发端的水平距离 $|x_0|$。

2)多径时延与传播路径的匹配

在浅海环境中,一般认为最先到达接收端的是直达波[11, 13],但受收发端所处位置、海深、声速分布等多个因素的影响,不能确定声波经一次海面反射与一次海底反射后到达接收端的顺序。基于图 2 模型可知, 多径时延 $\Delta\tau_1$ 和 $\Delta\tau_2$ 分别对应两种传播路径,即 DSR 和直达路径与海底反射路径(direct and the bottom-reflected, DBR),但无法确定 $\Delta\tau_1$、$\Delta\tau_2$ 对应的是 DSR、DBR 还是 DBR、DSR。因此,根据 $\Delta\tau_1$、$\Delta\tau_2$ 与传播路径之间的所有匹配情况建立矩阵 $\boldsymbol{P}$,$\boldsymbol{P}$ 中每一行代表一种多径时延与传播路径的匹配情况。

$$\boldsymbol{P} = \begin{matrix} \\ \Delta\tau_1 \\ \Delta\tau_2 \end{matrix} \begin{matrix} \begin{matrix} \Delta d_1 & \Delta d_2 \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} \Delta\tau_1 & \Delta\tau_2 \\ \Delta\tau_2 & \Delta\tau_1 \end{bmatrix} \end{matrix} \tag{7}$$

式中: Δd_1、Δd_2 分别为海面、海底反射路径与直达路径之

间的距离差。对于矩阵 $\boldsymbol{P}$，当多径时延 $\Delta\tau_1$、$\Delta\tau_2$ 与传播路径正确匹配时，存在如下方程：

$$k_1=\sqrt{x_0^2+(y_0-h)^2}-\sqrt{x_0^2+(y_0+h)^2}-c\Delta\tau_1$$
$$k_2=\sqrt{x_0^2+(y_0+2z-h)^2}-\sqrt{x_0^2+(y_0+h)^2}-c\Delta\tau_2 \tag{8}$$

为方便表述，用向量 $\boldsymbol{k}=[k_1,k_2]^{\mathrm{T}}$ 表示式(8)的方程组，并利用 k 构造匹配函数 ε，表述为：

$$\varepsilon=\sum_{i=1}^{M}\|k_i\|^2 \tag{9}$$

式中：$\|\cdot\|$为范数；M 为多径时延个数，由于本文考虑的是一次反射造成的多径时延，所以 $M=2$。理想情况下，当多径时延与传播路径正确匹配时 ε 为 0，但在实际环境中，受噪声、声速分布梯度等因素的影响，导致提取的多径时延存在一定的误差，造成 ε 不为 0。因此，在不同匹配情况下，认为当 ε 取最小值时，多径时延与传播路径之间实现了正确匹配。

2　基于复合码同步信号的多径时延检测

2.1　系统方案设计

由基于浅海多径时延的测距方法可知，在接收端深度和声速已知情况下，通过提取多径时延，不需要发射端的相关信息可以计算发射端的深度和距离。因此，准确地实现信号同步和提取多径时延至关重要。然而，快速时变、多径复杂及噪声干扰的浅海环境使信号同步和多径时延检测过程变得异常困难。因此，提出将复合码作为同步发射序列应用于水声测距系统中，图 3 所示为基于复合码水声同步信号的多径时延检测系统方案，其主要包括发射端和接收端两部分。

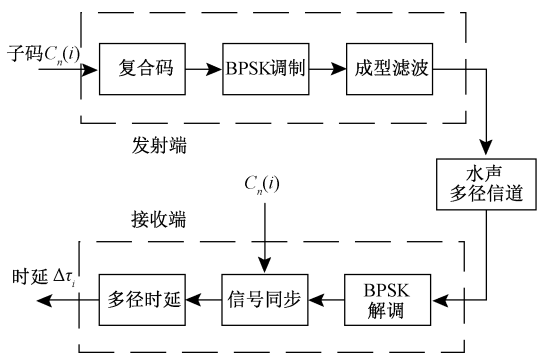


图 3　基于复合码水声同步信号的多径时延检测的方案设计

Fig. 3　Multipath delay detection scheme design based on composite code underwater acoustic synchronization signal

发射端将复合码作为唯一信息序列进行 BPSK 调制、成型滤波等数据处理，形成波形已知的发射信号，并将其作为同步测距信号进行循环发射。接收端首先通过滤波、BPSK 解调、抽样判决等处理过程恢复接收复合码序列，然后利用复合码精密的结构和良好的相关特性，实现快速、准确的信号同步，最后通过改进的 GCC 多径时延检测算法提取多径时延。

2.2　复合码水声信号的同步

1)复合码及其相关性分析

复合码由多个周期互质的 m 序列组合而成，其设计具有较大灵活性，可根据实际需求选取不同的子码参数进行组合。本文的复合码 C 由周期分别为 7、15 和 31 的 m 序列组合而成，对于周期为 λ_n 的子码 $C_n(i)$，通过周期延拓形成长序列，并将长序列做模二加运算得到 C。由于各个子码的周期互质，所以复合码的周期 L 为所有子码周期的乘积，即 3 255。

复合码与子码之间具有良好的相关特性，其相关函数如图 4 所示。相关函数在对应相位上出现尖锐的相关峰，这表明当各个子码相位与复合码对齐时，会在子码周期内出现一个相关峰，且每个子码周期均会出现一个相关峰。

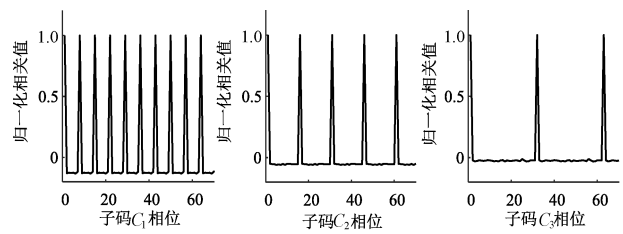


图 4　复合码与子码的相关函数

Fig. 4　Correlation functions of compound codes and subcodes

由于复合码与子码之间具有良好的相关性，所以可将复合码与本地子码进行滑动相关运算实现复合码水声信号的同步。

2)复合码水声信号的同步算法

实时、准确地同步复合码水声信号，对于水声测距系统至关重要。本文采用滑动相关法完成复合码的同步捕获。其原理如图 5 所示。利用各子码 C_i 与接收复合码做滑动相关，得到每个子码对应的最大相关值，并将其与对应的门限值 A_i 相比较，当其大于等于 A_i 时，为正确捕获；当其小于 A_i 时，为错误捕获，并将错误的捕获结果反馈到接收端信号检测处，重新捕获复合码。3 个子码的门限值根据接收端检测窗的大小分别进行设置，其中，检测窗的大小为接收序列的长度。

接收端准确实现信号同步时，接收复合码序列与本地子码之间存在明显的相关峰。当接收端捕获错误或者没有接收到同步测距信号(仅噪声输入)时，接收复合码序列与本地子码之间不存在相关峰值。因此，门限值的

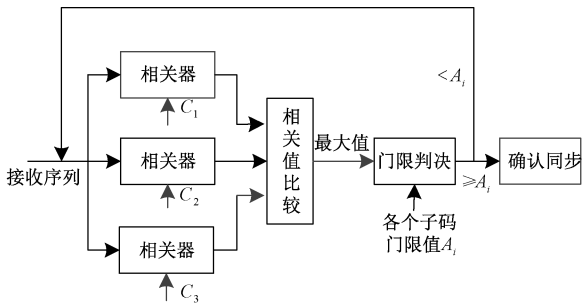


图 5　复合码水声信号的同步算法原理

Fig. 5　Schematic diagram of synchronization algorithm for composite code underwater acoustic signal

设置提高了滑动相关算法捕获复合码的准确性,同时排除仅噪声输入情况造成错误捕获情况。

2.3　广义互相关多径时延检测算法

复合码实现同步捕获后,首先利用同步的子码构造再生复合码,并与本地载波相乘形成本地参考信号 $x(t)$,用于提取多径时延。考虑到水声信道的多径结构,接收信号 $y(t)$ 在多径信道中的数学模型为:

$$y(t) = \sum_{i=1}^{N} A_i x(t - \tau_i) + n(t) \tag{10}$$

式中:N 为多径个数;A_i 为第 i 条多径的衰减因子;τ_i 为真实的多径时延;$n(t)$ 为高斯白噪声。考虑到在时域进行多径时延估计时,估计精度会受到采样间隔影响的问题,本文在频域利用 GCC 算法提取多径时延。

1)PHAT-GCC 算法

GCC 算法的基本思想是对接收信号和本地参考信号做相关计算之前,先对接收信号进行预滤波处理,即对信号的互功率谱进行频域加权处理,实现对信号及噪声的白化处理,进而增加信号中信噪比比较高的频率成分,抑制噪声功率,在低信噪比环境下,获得较好的多径时延检测性能。

GCC 算法处理接收信号与本地参考信号后,得到互相关峰值的输出,从输出的相关峰各个极值可提取发射信号经过多径信道传输后的多径时延 $\hat{R}(\tau)$,即:

$$\hat{R}(\tau) = F^{-1}(\psi(\omega)\hat{G}_{xy}(\omega)) \tag{11}$$

式中:$\psi(\omega)$ 为频域加权函数;$\hat{G}_{xy}(\omega)$ 为互功率谱密度函数。从式(11)可以看出,加权函数不同时,互相关处理结果也不相同。传统的加权函数中,PHAT 加权函数相当于白化滤波,能够抑制噪声干扰,锐化相关峰值,在时延估算方面应用广泛,但当信号能量较小时,PHAT 权函数的值会趋近无穷大,造成较大的时延估算误差[19]。其表达式为:

$$\psi(\omega) = \frac{1}{|\hat{G}_{xy}(xy)|} \tag{12}$$

2)改进加权函数 GCC 算法

为提高 GCC 算法的准确性,通过信噪比监控、信噪比加权等手段设计一种改进加权函数的 GCC 算法,利用改进加权函数对信号互功率谱进行频域加权,再进行快速傅里叶逆变换(IFFT),对其实部进行峰值检测获得多径时延,进而实现实时精确的多径时延检测。

由于加性高斯白噪声具有频谱较平坦的特点,所以利用频域信噪比估计算法对信道环境进行实时的信噪比计算。具体的算法实现首先是计算接收信号的离散傅里叶变换(DFT),然后将信道带宽平均分成 i 段,计算每一段的平均幅度平方,定义为:

$$A_i \triangleq \frac{1}{L}\sum_{k}^{a_i} |Y_2(k)|^2 \tag{13}$$

式中:L 为每一段的数据长度;a_i 表示第 i 段;$|Y_2(k)|$ 为接收信号经离散傅里叶变换后的幅值。然后将 A_i 中最大的 m 段认为是测距信号所在频段,取其均值计算接收信号总功率,记为 P_y。将 A_i 最小的 n 段认为只包含噪声的频段,取其均值计算噪声功率,记为 P_v。最后计算出信噪比(SNR)估计值,即:

$$SNR = 10 * \log\frac{P_y - P_v}{P_v} \tag{14}$$

综合考虑接收到的多经信号及噪声对 GCC 算法的影响,本文提出的改进加权函数可表示为:

$$\psi(\omega) = \frac{1}{[G_{xx}(\omega) + G_{yy}(\omega)]^{\gamma}} \tag{15}$$

其中,$0 \leqslant \gamma \leqslant 1$,为了得到更准确的多径时延检测结果,$\gamma$ 随着信噪比的改变而改变,具体的变化如下:

$$\gamma = \begin{cases} \gamma_0, & \vartheta < \vartheta_0 \\ \dfrac{\gamma_1 - \gamma_0}{\vartheta_1 - \vartheta_0}(\vartheta - \vartheta_0) & \vartheta_0 \leqslant \vartheta \leqslant \vartheta_1 \\ \gamma_1, & \vartheta > \vartheta_1 \end{cases} \tag{16}$$

式中:ϑ 表示实际环境下计算的信噪比;ϑ_0、ϑ_1、γ_0、γ_1 是根据实际情况确定的常数,且 $\gamma_1 > \gamma_0$、$\vartheta_1 > \vartheta_0$。

改进加权函数的互相关函数为:

$$\hat{R}_{xy}^{g}(\tau) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\psi(\omega)\hat{G}_{xy}(\omega)e^{j\omega\tau}\,d\omega \tag{17}$$

从而多径时延的估计值为:

$$\hat{\tau}_l = argmax\hat{R}_{xy}^{g}x_2(\tau) \tag{18}$$

3　软件仿真与结果分析

3.1　仿真环境与参数设置

基于 MATLAB 平台搭建单发单收的水声测距实验系统。首先发射端采用复合码为同步测距信号进行调制传输,具体的发射信号参数如表 1 所示。然后利用

Bellhop 声学工具箱建立水声多径信道模型，并将特定信道环境中计算的多径时延-幅度结构作为仿真信道的多经参数，最后接收端在固定检测窗大小的条件下，进行实时同步复合码水声信号、提取多径时延信息、计算发射端深度以及收发端之间的直线距离等数据处理过程，完成测量实验。

表 1　发射信号参数

Table 1　Experimental parameter setting

参数	设置
带宽/kHz	9(7~16)
调制解调方式	BPSK
波特率/Kbps	7.2
采样率/kHz	43.2
中心频率/kHz	11.5

为分析复合码水声信号的同步性能、改进 GCC 算法以及基于浅海多经时延的复合码水声测距方法的性能，在收发端水平距离不同的信道环境下进行多组仿真实验进行对比分析，具体环境参数如表 2 所示。

表 2　信道 A~C 的环境参数

Table 2　The environmental parameters of channel A~C

(m)

信道	发端深度	收端深度	水平距离
信道 A	20	30	500
信道 B	20	30	1 000
信道 C	20	30	2 000

3.2　仿真实验结果与分析

1）复合码的同步捕获性能分析

复合码水声信号同步捕获性能主要从同步捕获准确性和计算复杂度两方面进行分析。

（1）同步捕获准确性

结合实时的采样数据，在信道 A 环境下，采用 10 000 次蒙特卡罗实验对复合码和与其同周期的 m 序列的同步捕获错误率分别进行了统计，图 6 所示为在不同信噪比环境下的统计结果。其中，N 为接收端接收复合码的序列长度，M 为 m 序列的周期。由图 6 可以看出，复合码的同步捕获错误率与接收端接收复合码的长度有关，随着接收长度的增大（≥2 000），滑动相关法复合码同步捕获表现出较好的同步捕获性能，在信噪比为 −10 dB 的多径环境下，同步捕获准确率高达 100%。此外，当 $N=3\ 255$ 时，接收端检测的复合码序列长度与 m 序列周期相等，对比二者同步捕获错误率可知，复合码作为同步序列的同步捕获性能明显优于 m 序列。

（2）计算复杂度

在滑动相关法同步捕获复合码过程中，计算复杂度主要取决于相关运算次数，所以可通过比较相关运算量

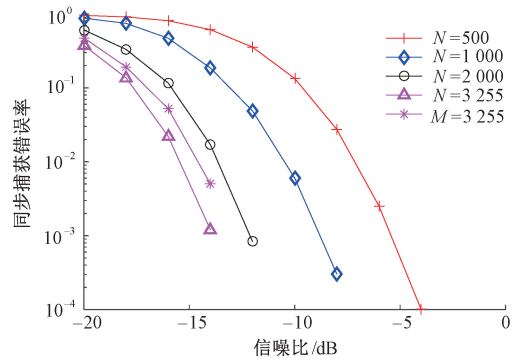


图 6　复合码与 m 序列的同步捕获错误率对比

Fig. 6　Synchronous capture error rate of composite code and m-sequence

分析复合码作为同步序列的优越性能。对于由 m 阶、n 阶和 p 阶 m 序列组成的复合码来说，同步捕获需要的相关运算次数 T_1 为：

$$T_1 = (2^m - 1) + (2^n - 1) + (2^p - 1) \tag{19}$$

而对于采用滑动相关法同步与复合码长度相等的 m 序列来说，同步捕获过程需要的相关运算次数 T_2 为：

$$T_2 = (2^m - 1)(2^n - 1)(2^p - 1) \tag{20}$$

相比之下 $T_1 \ll T_2$，即与 m 序列相比，复合码水声信号的同步捕获极大减少了系统的相关运算量，比较适用于快速、时变的水声多径信道环境。

2）改进 GCC 算法的多径时延检测性能分析

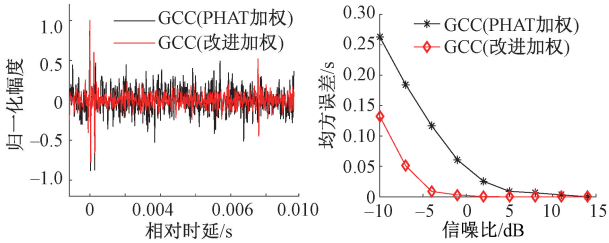
在信道 B 环境中，利用 Bellhop 模型提取一次海面反射、一次海底反射路径与直达路径之间的时延差，分别为 $2.407\ 3\times10^{-4}$ 和 9.5×10^{-3} s，幅度分别为 0.635 和 0.491，将其作为仿真信道的多径参数，利用 PHAT 加权函数与改进加权函数的 GCC 算法提取多径时延。并在不同信噪比水平下进行 10 000 次蒙特卡罗实验计算不同加权函数的 GCC 多径时延估计算法的均方误差（MSE），其中，MSE 计算如下：

$$MSE = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}(\hat{\tau}_l - \tau_l)^2 \tag{21}$$

式中：$\hat{\tau}_l$ 为 GCC 算法得到的多径时延估计值；τ_l 为真实多径时延值。

图 7 所示为 PHAT-GCC 算法与改进加权函数 GCC 多径时延检测算法的性能对比。由图 7（a）可看出，PHAT-GCC 算法输出的相关峰中，出现了伪峰，且最大伪峰为 0.492，由海底反射的多径峰被其淹没，无法正确估计出多径时延。改进加权函数的 GCC 算法输出的多径相关峰比较清晰，可准确估计出多径时延。由图 7（b）可看出，当信噪比较大（SNR>10 dB）时，PHAT-GCC 与改进加权函数的 GCC 算法多径时延估计误差均比较小，相差不大，但随信噪比的降低，PHAT-GCC 算法的时延估计

误差迅速增大，在 $SNR = 0$ dB 时，其估计均方误差为 0.05，而改进加权函数在 $SNR = -6$ dB 时，估计均方误差达到 0.05，相比之下，改进加权函数的 GCC 算法的多径时延估计性能提高了将近 6 dB，具有更为准确的时延估计精度。



(a) SNR=0 dB时相关输出　(b) 不同加权函数性能对比

(a) Correlation output at SNR =0 dB　(b) Performance com-parison of different weighting function

图 7　不同加权函数的 GCC 算法多径时延检测性能对比

Fig. 7　Delay detection performance of GCC algorithm with different weighting functions

3) 水声测距性能分析

在信道 A～C 中进行分别进行水声测距实验，具体的实验过程是发射端发射同步测距信号后，接收端在检测窗为 2 000 的条件下实现信号同步，并利用改进加权函数的 GCC 算法按照从小到大的顺序提取多径时延 $\Delta\tau_1$、$\Delta\tau_2$。然后计算不同匹配情况下匹配函数 ε 的大小，并取 ε 最小时的匹配情况作为正确匹配情况。同时，在每个信噪比下进行 10 000 次蒙特卡罗实验计算收发端之间的水平距离，由此判断本文测距方法在不同信噪比、不同信道环境下的测距性能。同时，为进一步分析本文测距方法的性能，将估算的发射端深度误差作为分析本文测距方法性能的一部分。

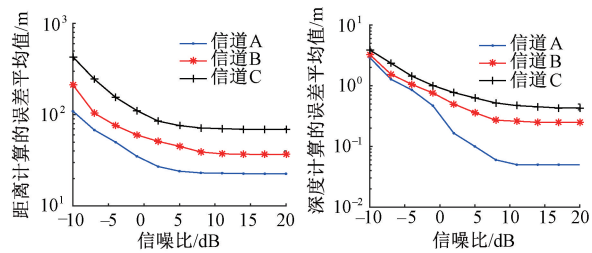
表 3 给出了 $SNR = 5$ dB 时，不同信道环境、不同匹配情况下计算的 ε 大小，其中，匹配函数 ε_1 表示 $\Delta\tau_1$、$\Delta\tau_2$ 对应的传播路径为 DSR、DBR，匹配函数 ε_2 表示 $\Delta\tau_1$、$\Delta\tau_2$ 对应的传播路径为 DBR、DSR。在信道 A～C 环境下，与 ε_2 相比，ε_1 的数值很小，相差约 10^4 倍，说明在第 1 种匹配情况下，多径时延与传播路径之间实现了正确匹配，$\Delta\tau_1$、$\Delta\tau_2$ 对应的传播路径为 DSR、DBR，即分别为一次海面反射路径与直达路径之间的时延差、一次海底反射路径与直达路径之间的时延差。

表 3　$SNR = 5$ dB 信道 A～C 环境下计算的匹配函数大小

Table 3　The size of the matching function calculated in the channel A～C environment when $SNR = 5$ dB

信道	匹配函数 ε_1	匹配函数 ε_2
信道 A	3.512	3.076×10^4
信道 B	4.937	3.853×10^4
信道 C	8.621	6.175×10^4

实现多径时延与传播路径正确匹配的同时，得到图 8 所示信道 A～C 环境下的测距性能。在负声速梯度环境下，随着收发端之间水平距离的增加，基于浅海多径时延的复合码水声测距方法对收发端水平距离和发射端深度计算的平均误差越来越大。另一方面，其测距性能与信道中信噪比大小紧密相关，当信道中的信噪比大于 5 dB 时，测距误差趋于稳定，其中，信道 A 环境下收发端水平距离和发射端深度的计算误差约为 0.023 km 和 0.061 m，信道 B 环境下收发端水平距离和发射端深度的计算误差约为和 0.036 km 和 0.239 m，信道 C 环境下收发端水平距离和发射端深度的计算误差约为 0.068 km 和 0.502 m。



(a) 水平距离　(b) 发射端深度

(a) Horizontal distance　(b) Transmitter depth

图 8　不同信道环境下的测距性能

Fig. 8　Positioning performance in different channel environments

4　结　论

针对浅海环境单发单收水声测距方法运算复杂度较高、易受水下特殊环境影响及信号同步困难等问题，提出基于浅海多径时延的复合码水声测距方法。将复合码作为同步发射序列应用于水声测距系统，支持接收端实时、准确的信号同步。同时，通过信噪比监控、信噪比加权等手段提出改进加权函数的 GCC 算法，提高了多径时延的估计精度。此外，引入匹配函数将提取的多径时延与传播路径正确匹配，并结合双曲线、三角形等几何方法计算收发端的距离。进一步，在多径及噪声环境下，对复合码的同步过程、改进 GCC 算法及基于浅海多径时延的复合码水声测距方法进行了仿真实验。仿真结果表明，在多径及低信噪比环境下，复合码同步准确率较高且运算复杂度较低；与 PHAT-GCC 算法相比，改进 GCC 算法抑制噪声干扰、锐化相关峰值，具有更为准确的多径时延检测性能；在此基础上，实现了单接收点对水下目标的测距。因此，基于浅海多径时延的复合码水声测距方法适用于水声多径信道，能够在实际应用中实现单接收节点对水下目标或水下航行器的测距。

参考文献

[1] MILLER A, MILLER B, MILLER G. AUV position estimation via acoustic seabed profile measurements [C].

Autonomous Underwater Vehicle Workshop, IEEE, 2018: 1-5.

[2] 高胜峰,陈建华,朱海. SINS/LBL 组合导航序贯滤波方法[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(5): 1071-1078.
GAO SH F, CHEN J H, ZHU H. SINS/LBL combined navigation sequential filtering method [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(5): 1071-1078.

[3] HUANG J G, WANG H, HE C B, et al. Underwater acoustic communication and the general performance evaluation criteria [J]. Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering, 2018, 19(8): 951-971.

[4] 阎妍,行鸿彦. 基于小波包多阈值处理的海杂波去噪方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2018, 32(8): 172-178.
YAN Y, XING H Y. Sea clutter denoising method based on wavelet packet multi-threshold processing [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32(8): 172-178.

[5] 张舒然,武岩波,朱敏. 基于 MCMC 采样器的簇稀疏水声信道估计方法[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(8): 201-212.
ZHANG SH R, WU Y B, ZHU M. MCMC sampler-based method for cluster-thinning hydrophobic acoustic channel estimation [J]. Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(8): 201-212.

[6] XU Y L, LIU W Q, DING X, et al. USBL positioning system based adaptive Kalman filter in AUV [C]. OCEANS'18 IEEE, 2018: 1-4.

[7] 梅佳,高明生,季洪翠. 基于分层航行的 LDB 非测距水下定位算法[J]. 电子测量技术, 2018, 41(15): 82-86.
MEI J, GAO M SH, JI H C. LDB non-ranging underwater positioning algorithm based on layered navigation [J]. Electronic Measurement Technology, 2018, 41(15): 82-86.

[8] LI J, GU Q, CHEN Y, et al. A combined ray tracing method for improving the precision of the USBL positioning system in smart ocean [J]. Sensors, 2018, 18(10): 3586.

[9] 普湛清,王巍,张扬帆. UUV 平台 OFDM 水声通信时变多普勒跟踪与补偿算法[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(7): 1634-1644.
PU ZH Q, WANG W, ZHANG Y F, et. al. Time-varying Doppler tracking and compensation algorithm for OFDM underwater acoustic communication on UUV platform [J]. Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(7): 1634-1644.

[10] DUBROVINSKAYA E, NISSEN I, CASARI P. On the accuracy of passive multipath-aided underwater range estimation [C]. IEEE Third Underwater Communications and Networking Conference, 2016: 1-5.

[11] GUO X, YANG K, YAN X, et al. Theory of passive localization for underwater sources based on multipath arrival structures [C]. Oceans, Anchorage, IEEE, 2017: 1-3.

[12] DUAN R, YANG K, MA Y, et al. Moving source localization with a single hydrophone using multipath time delays in the deep ocean [J]. Journal of the Acoustical Society of America, 2014, 136(2): 159-165.

[13] MENG L, CHENG G, ZHANG M. Motion parameter estimation of moving sound source using multipath delay measurements from a single hydrophone [C]. China Ocean Acoustics, IEEE, 2016: 1-5.

[14] ZHAO S, ZHANG X, ZHANG X. Iterative frequency domain equalization combined with LDPC decoding for single-carrier underwater acoustic communications [C]. Oceans, Monterey, IEEE, 2016: 1-5.

[15] YE Z, JIANG Z, WANG K. Detecting of LFM synchronization signal for underwater acoustic communication with FPGA [C]. Workshop on Advanced Research and Technology in Industry Applications, IEEE, 2014: 476-478.

[16] 徐亮,赵英亮,王黎明,等. 一种混沌水下定位优化方法研究[J]. 国外电子测量技术, 2019, 38(11): 119-123.
XU L, ZHAO Y L, WANG L M, et al. Research on a chaotic underwater location optimization method [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2019, 38(11): 119-123.

[17] GHADIRI-MODARRES M, MOJIRI M, KARIMI-GHARTEMANI M. New adaptive algorithm for delay estimation of sinusoidal signals with unknown frequency [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2015, 64(9): 2360-2366.

[18] CHOUDHARY H, BAHL R, KUMAR A. Inter-sensor time delay estimation using cepstrum of sum and difference signals in underwater multipath environment [C]. International Conference on Underwater Technology, IEEE, 2015: 1-7.

[19] KIM S, ON B, IM S. Performance comparison of FFT-based and GCC-PHAT time delay estimation schemes for target azimuth angle estimation in a passive SONAR array [C]. Underwater Technology, IEEE, 2017: 1-4.

[20] DAHL P H, ZHANG R, MILLER J H, et al. Overview of results from the asian seas international acoustics

experiment in the east China sea [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2004, 29(4): 920-928.

作者简介

郝梦华(通信作者),2017 年于山东理工大学获得学士学位,现为天津大学硕士研究生,主要研究方向为水声通信与测距。
E-mail:haomenghua_tju@163.com

Hao Menghua (Corresponding author) received her B. Sc. degree from Shandong University of Technology in 2017. Now she is a M. Sc. candidate at Tianjin University. Her main research interests include underwater communication and ranging.

陈为刚,2003 年于山东大学获得学士学位,2008 年于清华大学获得博士学位,现为天津大学副教授,主要研究方向为无线传感器网络、信息论与编码技术、水声通信。
E-mail:chenwg@tju.edu.cn

Chen Weigang received his B. Sc. degree from Shandong University in 2003, Ph. D. degree from Tsinghua University in 2008. Now he is an associate professor at Tianjin University. His main research interests include wireless sensor networks, information theory and coding, underwater communication.