

远程水声扩频通信时变多普勒估计与码片同步联合处理算法

普湛清^{1,2}, 张 阳^{1,2}, 王 巍¹, 李 宇¹, 黄海宁¹

(1. 中国科学院声学研究所, 北京 100190; 2. 中国科学院大学, 北京 100190)

摘要: 在低信噪比的远程浅海水声移动通信中, 传统多普勒估计算法难以有效跟踪时变多普勒因子, 针对该问题提出了一种基于时频联合搜索的新的时变多普勒跟踪算法。利用正交支路扩频码的扩频增益和互相关特性, 结合迭代处理技术, 搜索扩频码符号在不同码片相位下的多普勒频谱峰值, 选择具有最大峰值的频谱对应的多普勒因子和码片相位, 对信号进行多普勒补偿和码片同步。蒙特卡洛仿真表明, 该算法能够在信噪比为 -18 dB 的情况下有效地对 $10\text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 以内产生的时变多普勒进行逐符号跟踪补偿。算法经过海试测试, 在远程浅海移动通信中成功完成了多普勒跟踪估计, 通信误码率达到 10^{-3} 。

关键词: 水声扩频通信; 时变多普勒; 码片同步

中图分类号: TB567

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2018)-01-0018-07

DOI 编码: 10.16300/j.cnki.1000-3630.2018.01.004

Joint processing for time-variant Doppler estimation and chip synchronization in long-range underwater acoustic spread spectrum communication

PU Zhan-qing^{1,2}, ZHANG Yang^{1,2}, WANG Wei¹, LI Yu¹, HUANG Hai-ning¹

(1. Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: To overcome the disadvantages of conventional Doppler estimation under long range shallow water, a novel algorithm based on joint time-frequency search is proposed to track the time-variant Doppler and chip phase in underwater acoustic spread spectrum communication. The algorithm utilizes the spread spectrum gain and cross-correlation of orthogonal spreading code combined with iterative processing to search the Doppler spectrum peak under different chip phases. Then the correct Doppler factor and chip phase corresponding to the spectrum with the maximum peak value are selected to perform the Doppler compensation of signal and the chip synchronization. Experiment results performed by Monte Carlo simulation are provided to demonstrate that the proposed algorithm can effectively track the time-variant Doppler factor within $10\text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ under the SNR of -18 dB . The sea-trial results show successful Doppler tracking and estimation in the long range underwater acoustic spread spectrum mobile communication with a stable performance of $\text{BER} = 10^{-3}$.

Key words: underwater acoustic spread spectrum communication; time-variant Doppler; chip synchronization

0 引 言

具有更强抗干扰和抗多径能力的扩频通信技术, 广泛应用于水下无人航行器(Unmanned Underwater Vehicle, UUV)和潜、浮标等水下平台, 在

低信噪比和严重多途干扰的浅海远程水声通信中发展迅速^[1-4]。然而由于水声信号的传播速度远低于无线电波, 移动通信中收发平台之间的相对运动将产生明显的多普勒频移效应^[5]。此外, 通信平台在海洋洋流和风浪的影响下, 姿态和速度难以保持稳定, 海水介质的不均匀性造成声速的变化, 海洋环境的变化如内波和海面浪涌等因素, 均会导致上述多普勒因子的快速时变^[6]。多普勒效应不仅引起信号载波发生频偏, 与本地载波失配, 还会导致扩频码码片压缩或扩展, 码片相位随之变化, 使得码片捕获跟踪困难, 扩频增益大幅降低, 严重影响扩频通信性能^[7]。因此为了获得稳定的通信, 在解扩

收稿日期: 2016-12-30; 修回日期: 2017-04-14

基金项目: 国家自然科学基金(11504402, 11304343)、中国科学院声学研究所率先计划项目资助。

作者简介: 普湛清(1989—), 男, 河南周口人, 博士研究生, 研究方向为水声信号处理。

通讯作者: 黄海宁, E-mail: hhn@mail.ioa.ac.cn

和解调之前必须对扩频信号的时变多普勒因子进行估计和补偿。国内外有关多普勒估计跟踪的文献较为丰富^[8-10]。文献[8]使用锁相环来完成频率偏移和相位旋转的补偿,然而锁相环需要一个锁定和跟踪的过程,这一过程需要若干码元长度,在无线通信中每次发送的扩频信号持续成千上万个码元长度,而远程水声通信的低频特性决定了其一次只能传输有限码元,将锁相环应用于远程水声通信十分不经济。文献[9]提出了通过对信号帧前后同步信号计算相关来得到实际接收信号的长度,并将该长度与发射信号长度对比得到多普勒因子的方法,该方法虽然结构简单,但需要假设一帧信号时间内多普勒因子变化不大,没有考虑时变多普勒因子带来的影响。文献[10]中把载波同步交给均衡过程,这种方法可以跟踪补偿时变多普勒因子,但是对信噪比有较高的要求,在信噪比较低甚至小于零的远程水声通信中难以稳定工作。

本文针对上述问题提出了一种基于正交扩频调制的联合处理算法,该算法通过在接收端对扩频信号正交支路进行时频二维平面联合搜索,利用扩频码良好的时频分辨能力,对时变多普勒进行逐符号跟踪估计,同时完成对扩频码码片的捕获跟踪,借助扩频增益获得在低信噪比下的可靠性能。经蒙特卡洛仿真和海试证明,该算法在低信噪比的远程移动水声通信中,可以有效估计和跟踪时变多普勒因子,同时捕获码片相位。

1 系统描述

传统水声扩频通信在非移动通信或多普勒因子相对稳定的移动通信环境中具有较高的可靠性和较强的抗干扰能力,而在多普勒因子快速时变的条件下,由于难以跟踪多普勒因子并对其进行有效补偿,导致扩频码相关性能急剧恶化,通信性能下降。

为了解决该问题,本文构建了基于正交扩频的水声扩频通信系统,利用正交支路调制的训练序列

进行同步的多普勒跟踪。图 1 给出了正交扩频系统模型,其发射端生成信号的离散形式可以表示为

$$x(kT_s) = \text{Re}\{s(k)e^{j\omega_c kT_s}\} \quad (1)$$

其中: ω_c 为载波角频率; T_s 为系统采样间隔; k 为采样序号; $s(k)$ 为经过扩频处理以后的信息序列,其表达式为

$$s(k) = s_I(k) + js_Q(k) \quad (2)$$

$$s_I(k) = d(\lfloor k/(N_c N_I) \rfloor) c_I(\lfloor k/N_c \rfloor) \quad (3)$$

$$s_Q(k) = q(\lfloor k/(N_c N_Q) \rfloor) c_Q(\lfloor k/N_c \rfloor) \quad (4)$$

其中: c_I 和 c_Q 分别代表同相支路和正交支路所使用的扩频码,两路扩频码均具有良好的自相关特性,且彼此相互正交; d 代表待发射信息序列; q 代表训练序列; $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整; N_I 和 N_Q 分别是两路扩频码码长, N_c 代表一个码片的采样长度,则系统带宽为 $W = 1/(N_c T_s)$ 。

经过水声信道传输,接收端信号可以表示为

$$y(t) = \sum_{p=1}^{N_p} C_p x((1+a)t - \tau_p) + n(t) \quad (5)$$

其中: C_p 和 τ_p 分别为第 p 条路径的幅度和时延; N_p 代表多径个数; a 是多普勒因子的大小; $n(t)$ 是均值为 0、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。将式(1)~(4)代入式(5),这里只考虑主路径,其他路径的处理可以通过 Rake 接收实现,因此式(5)可以简化为

$$y(k) = \text{Re}\{s(\lfloor (1+a)k \rfloor) e^{j(1+a)\omega_c kT_s}\} + n(kT_s) \quad (6)$$

信号 $y(k)$ 在接收端经过帧同步以后,与本地载波信号 $e^{-j\omega_c kT_s}$ 混频,并通过低通滤波器滤去倍频分量,得到下变频后的基带信号如下:

$$r(k) = s_I(\lfloor (1+a)k + \tilde{k} \rfloor) e^{j(a\omega_c kT_s + \theta)} + s_Q(\lfloor (1+a)k + \tilde{k} \rfloor) e^{j(a\omega_c kT_s + \theta + \pi/2)} + n'(kT_s) \quad (7)$$

其中: θ 为接收信号载波与本地载波之间的相位差; $n'(kT_s)$ 为高斯白噪声经过混频滤波后的结果。

从式(7)可以看出,扩频码未经捕获跟踪,仅通过帧同步难以满足码片级的对齐,相关性能下降,扩频增益降低,其中 $\tilde{k}$ 代表码片偏移;同时多普勒效应引起载波频率偏移,频偏分量 $a\omega_c$ 调制在扩频码上将会引起扩频失效,通信性能降低。因此必须对多普勒因子进行估计补偿。式(7)中虽然含有多普勒因子 a 的信息,但是远程水声通信中接收信号往往信噪比较低,直接对其进行频谱分析,无法得到有效可靠的多普勒频偏估计值。

因此,本文提出利用扩频码 c_Q 对 $r(k)$ 的正交支路解扩以获得扩频增益来提高信噪比,并对解扩后的正交支路进行时频联合分析,获得多普勒因子和码片相位的估计。

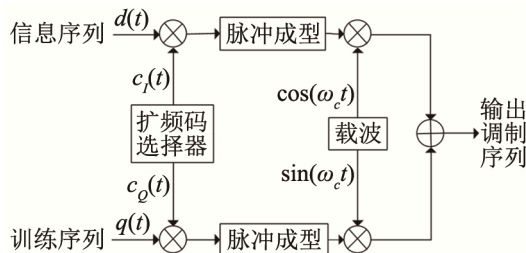


图 1 正交扩频调制系统框图

Fig. 1 The block diagram of orthogonal spread spectrum system

2 时变多普勒估计与码片同步联合处理算法

时变多普勒估计与码片同步联合处理算法的核心思想,是通过在接收端对采用正交双通道结构的扩频信号的正交支路进行时频联合多普勒搜索,经过若干次迭代估计和补偿得到最终的多普勒因子和码片相位的估计值,在完成码片捕获和跟踪的同时,克服了普通多普勒估计方法难以有效跟踪低信噪比下时变多普勒因子的缺点。算法的系统框图如图 2 所示。

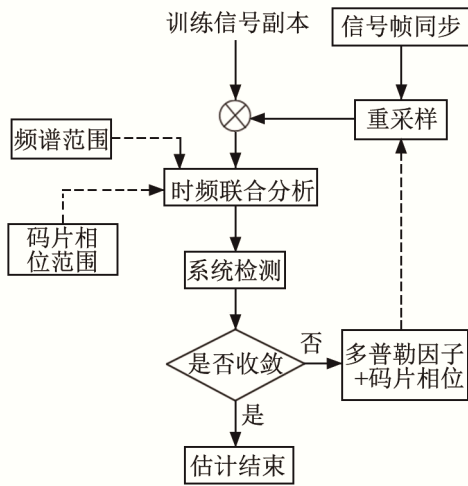


图 2 联合处理算法流程图

Fig.2 The flow diagram of the Joint code synchronized time-variant Doppler estimation algorithm

定义矩阵

$$\Gamma = [s_{k_1}^O \cdots s_{k_{L-1}}^O s_{k_L}^O] \quad (8)$$

其列向量 $s_{k_i}^O$ 即为式(4)中正交支路待调制的扩频信号, k_i 表示码片偏移量, 则

$$s_{k_i}^O = [s_Q(k_i), s_Q(1+k_i), \dots, s_Q(N_Q N_c - 1 + k_i)]^T \quad (9)$$

定义对角阵

$$R = \text{diag}[r(0), r(1), \dots, r(N_Q N_c - 1)] \quad (10)$$

则对基带信号的正交支路解扩可得

$$\eta = R\Gamma = [\mu_{k_1}, \dots, \mu_{k_{L-1}}, \mu_{k_L}] \quad (11)$$

μ_{k_i} 为矩阵 η 第 i 列的列向量, 代表码片偏移量为 k_i 的解扩信号。将式(4)和式(7)代入式(11), 则向量 μ_{k_i} 中第 k 个元素表示为

$$\mu_{k_i}(k) = (\beta_{k_i}^I(k) + j\beta_{k_i}^Q(k)) e^{ja\omega_c k T_s} + v(k T_s) \quad (12)$$

其中: $v(k T_s)$ 代表解扩处理后的加性噪声, $\beta_{k_i}^I(k)$ 和 $\beta_{k_i}^Q(k)$ 表示如下:

$$\begin{aligned} \beta_{k_i}^I(k) &= d \left\lfloor \frac{((1+a)k + \tilde{k})}{N_c N_I} \right\rfloor q \left\lfloor \frac{(k + k_i)}{(N_c N_I)} \right\rfloor \cdot \\ & c_I \left\lfloor \frac{((1+a)k + \tilde{k})}{N_c} \right\rfloor c_Q \left\lfloor \frac{(k + k_i)}{N_c} \right\rfloor \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \beta_{k_i}^Q(k) &= q \left\lfloor \frac{((1+a)k + \tilde{k})}{N_c N_Q} \right\rfloor q \left\lfloor \frac{(k + k_i)}{(N_c N_Q)} \right\rfloor \cdot \\ & c_Q \left\lfloor \frac{((1+a)k + \tilde{k})}{N_c} \right\rfloor c_Q \left\lfloor \frac{(k + k_i)}{N_c} \right\rfloor \end{aligned} \quad (14)$$

式(12)的 μ_{k_i} 中含有多普勒因子项, 对其进行频谱分析, 相当于对信号进行能量积分。根据扩频码的互相关特性, $\beta_{k_i}^I(k)$ 中的 $c_I(k)$ 和 $c_Q(k)$ 两路扩频码相乘积分后能量几乎为 0; 而 $\beta_{k_i}^Q(k)$ 中两个 c_Q 相乘相当于解扩, 根据扩频码的自相关特性, 只有 $k_i = \tilde{k}$ 也即 $\beta_{k_i}^Q(k)$ 中扩频码码片对齐, 积分后才能获得理想的扩频增益; 此时 μ_{k_i} 的频谱在多普勒频偏 $a\omega_c$ 处出现峰值。注意到式(14)中的多普勒因子 a 的存在将影响扩频码的相关特性, 且相同多普勒因子对长码的影响大于短码, 因此算法在大多普勒因子条件下可能会受到限制。通过多次重采样补偿后重新估计的迭代处理可以解决上述问题; 多次迭代后多普勒因子对码片对齐的影响逐渐减小。

综上所述, 对多普勒频移的估计和码片的捕获可以转化为对矩阵 η 中各个列向量频谱峰值的搜索:

$$\langle \hat{a}, \hat{\tau} \rangle = \arg \max_{i=1,2,\dots,L} \{f[\mu_{k_i}]\} \quad (15)$$

其中: $f[\cdot]$ 代表频谱分析函数; 常用的傅里叶变换的频谱分辨率仅为 $F_s/2N$ Hz; F_s 为采样率; N 为信号采样点数。为了获得更佳的频谱分析效果, 本文采用线性调频 Z 变换(Chirp Z Transform, CZT)。CZT 的 z 值沿着 z 平面的任意路径取值, 因此可以仅对最大多普勒频偏范围内的频段分析, 缩小了频谱分析范围, 可以获得较高的频谱分辨率。CZT 的计算可以通过快速傅里叶变换的思想来实现, 运算复杂度为 $O(n \lg n)$ 。

由上述分析可以看出, 算法通过对正交支路信号的时频分析, 利用两路扩频码的相关特性和解扩后的扩频增益, 实现了对低信噪比下时变多普勒因子和码片相位的跟踪, 相比普通多普勒估计算法对一整帧扩频信号进行多普勒估计, 更加可靠有效。在此基础上, 算法相应的计算复杂度也有所增加: 一方面是由于本文算法对接收信号进行逐符号多普勒跟踪; 另一方面为达到时频联合搜索需要计算不同码片相位偏移下中间结果的频谱分析, 并进行时频二维搜索; 最后在大多普勒干扰下需要通过若干次迭代来达到估计效果。

值得注意的是, 通过改变正交支路扩频码的周期, 可以实现不同精度、不同跟踪速度的多普勒估

计。码长越大，估计精度越高，跟踪速度越慢；码长越小，估计精度越低，但是跟踪速度越快，这为不同背景的水声通信提供了一定的灵活性。

3 性能仿真及海试数据处理

3.1 性能仿真与结果分析

为验证文中多普勒跟踪算法的可行性和可靠性，本文通过 Matlab 软件对算法进行蒙特卡洛仿真。水声信道仿真选择高斯白噪声模拟水下噪声，多途信号冲击响应的归一化幅度和时延分别为 $[1, 0.35, 0.62, 0.18]$, $[0 \text{ ms}, 3.6 \text{ ms}, 10.6 \text{ ms}, 18.6 \text{ ms}]$ 。一个扩频码周期内收发相对速度不变，相邻扩频码周期期间速度变化不超过 $0.25 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 。信号正交支路所用扩频码周期为 $127\sim 1023$ ，帧首尾均为 256 ms 的线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)信号，在首部的 LFM 信号前还有一段 256 ms 的单频信号，频率为 3 kHz ，采用二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)调制。其他系统主要参数如表 1 所示。

表 1 扩频系统主要参数
Table 1 System parameters of spread spectrum system

参数	数值	参数	数值
F_s/kHz	64	同相支路码长	63
通信频带/kHz	2~4	扩频码类型	平衡 GOLD 码
映射方式	BPSK	调制类型	单载波

在相对运动速度 7 kn 条件下，多普勒误差随信噪比变化的关系如图 3 所示。图 3 中对正交支路采用不同长度扩频码的情况进行了对比。由图 3 可见，扩频码长度越大，多普勒估计误差越小，短码的估计误差基本不随信噪比变化，而长码的估计误差随信噪比降低而增大，但是依然低于短码的估计误差。这一方面是由于扩频码长度增加可以得到更高的扩

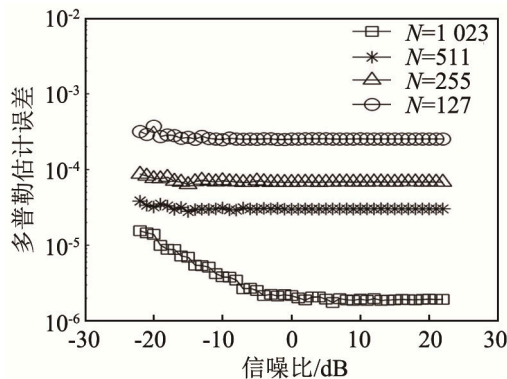


图 3 多普勒估计误差与信噪比的关系
Fig.3 The error of Doppler estimation versus SNR

频增益，同时信号频率的分辨率也随着信号长度增加相应提高，因此在图 3 条件下，长码的多普勒估计误差总是小于短码，具有更高的估计精度；另一方面，在存在多普勒的情况下，码长越大，其相关性受多普勒因子的影响越强，因此，在低信噪比下，长码的估计性能反而下降。

图 4 为输入信噪比 -18 dB 、相对速度 $0\sim 15 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 范围内，不同长度扩频码的多普勒估计误差随速度变化的情况。由图 4 可见，长度为 127 和 255 的扩频码多普勒估计误差基本稳定，不随运动速度变化；而长度为 511 和 1023 的扩频码，其估计误差随着运动速度的增加而上升。在相对运动速度高于 $8 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 时，长码的估计误差甚至大于短码。造成上述现象的原因与图 3 中的原因类似，即在高速运动中大多普勒因子对长码的相关性影响大于短码，因此随着运动速度的增大，长码的估计误差反而增加。

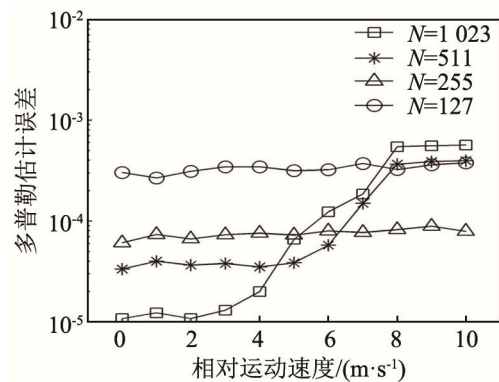


图 4 多普勒估计误差与运动速度的关系
Fig.4 The error of Doppler estimation versus speed

按照估计出的多普勒因子对信号重采样后进行重新估计，反复进行上述处理，多普勒的估计转化为一个收敛过程，经过多次的估计与补偿，多普勒因子对扩频码的相关性影响越来越小，估计精度随之提高。图 5 为信噪比 -18 dB 、运动速度为 $10 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 时，不同长度扩频码的多普勒估计收敛过程。对比图 5 和图 4 不难发现，在大多普勒因子条件下，经过一次处理，长码的估计误差较大，而经过多次迭代后，长码的多普勒估计精度逐渐提高，最终优于短码。因此在实际应用中，应根据需要选择码长，较长的扩频码带来更佳的估计性能，却伴随着更高的计算复杂度。

保持其他仿真条件不变，模拟多普勒随时间变化的情况。设定信噪比为 -18 dB ，初始运动速度为 $1 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ ，加速度为 $1.2 \text{ m}\cdot\text{s}^{-2}$ ，正交支路扩频码长度为 255 ，一帧信号内包含 12 个正交支路扩频码周期，

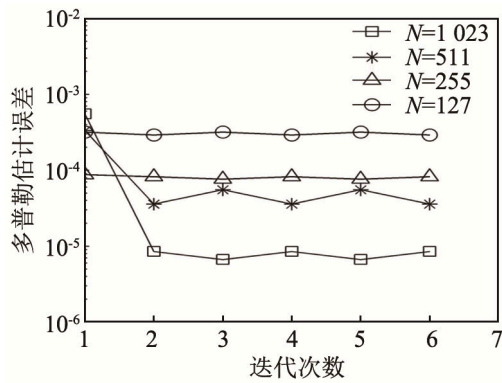


图5 多普勒估计收敛过程

Fig.5 The convergence process of Doppler estimation

对比本文所提算法与单载波测频算法和时域相关算法的输出误码率。三种多普勒估计算法对一帧信号的误码率曲线如图6所示。时域相关算法得到的多普勒因子估计是一帧信号的平均多普勒因子，对于匀加速运动，该多普勒因子刚好是中间几个符号的多普勒因子，因此只有这几个符号误码率较低；而单载波测频算法得到的多普勒因子估计是一帧信号起始时刻的多普勒因子，因此只有帧头的符号误码率较低；而本文提出的算法可以成功跟踪一帧信号中每一个扩频码周期的多普勒因子并对其进行补偿，得到较为稳定的低误码率。

图7为三种算法的输出星座图对比。从图7中可以看出，由于时域相关和单频测频算法无法跟踪时变多普勒因子，不管采用哪种补偿算法，其性能均下降严重，而本文提出的算法有效跟踪了每一个扩频码周期的多普勒因子变化，保证了每一个符号的低误码率，星座图较为收敛。

保持其他仿真条件与图6相同，对比三种算法的输出误码率随信噪比变化的情况，如图8所示。三种算法输出误码率均随信噪比提升而降低，但是本文算法误码率较低，性能明显优于对比算法，在

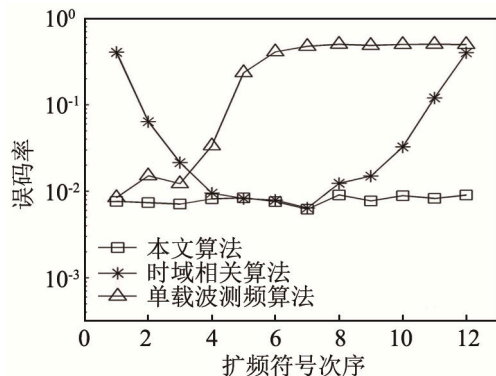


图6 不同多普勒估计算法每个符号误码率

Fig.6 BER of every symbol for three algorithms

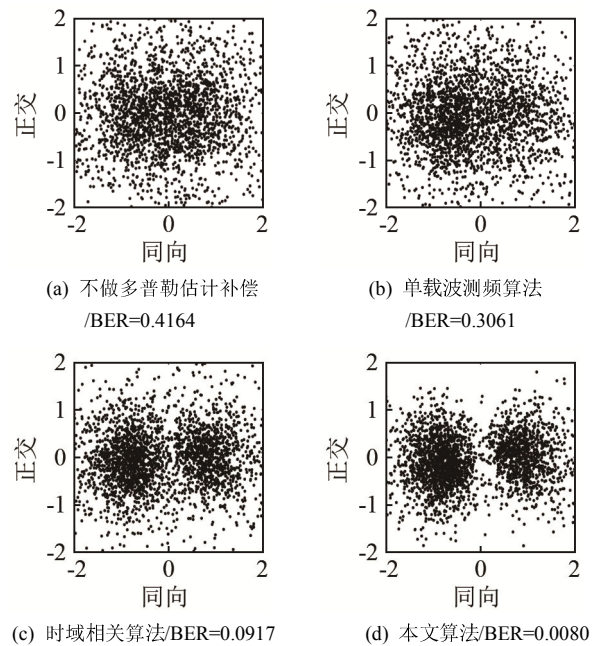


图7 不同多普勒估计算法输出星座图对比

Fig.7 The constellation diagrams for three algorithms

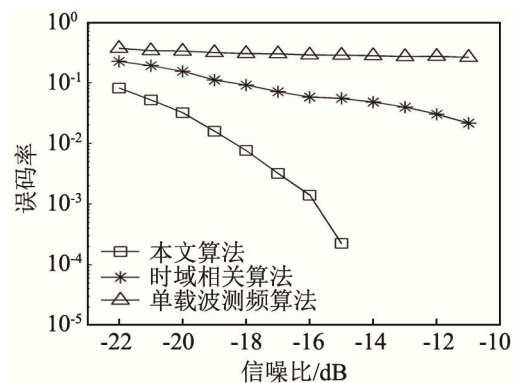


图8 不同算法输出误码率与信噪比之间的关系

Fig.8 BER versus SNR for three algorithms

信噪比高于-18 dB 的时变多普勒环境下，误码率达到 10^{-3} 。

3.2 海试数据处理

为验证本文提出算法的可靠性，2013年11月在某浅海水域对本系统进行了试验。待发射信号正交支路扩频码长度为1023，通信速率为16 bps，其他系统参数与表2一致。

试验海域平均水深40 m左右。试验中发射船处于漂泊状态，换能器入水25 m，接收船以7 kn左右的速度向发射船航行，艏部接收水听器处于水下25 m左右。发射船持续循环发射信号，接收船从距离90 km处开始接收信号一直到距离30 km。试验海域声速剖面如图9所示，35 m深度以上声速呈正梯度分布，利于信号传播。

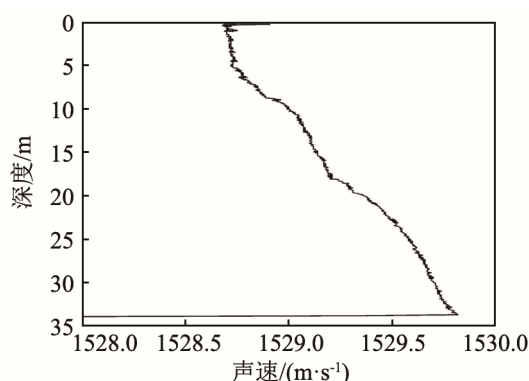


图 9 试验海域声速剖面

Fig.9 The sound velocity profile on trial water area

图 10 是试验期间发射船和接收船之间的相对运动速度，该速度为扩频通信时段利用本文算法估计出的相对径向速度，由图 10 可见，实际环境中存在多普勒因子并不固定而是随机起伏的情况。

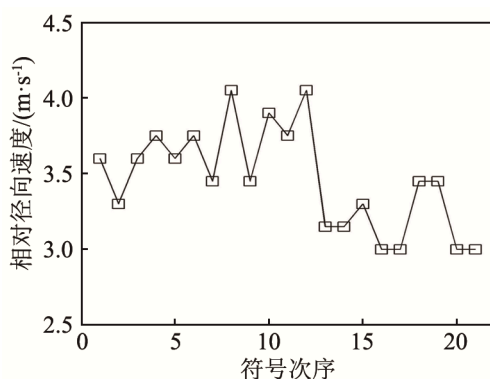


图 10 通信时段相对径向速度

Fig.10 Radial velocity between transmitter and receiver

表 2 为在海试中由远及近的三个测试点处所得信号的误码率。本文算法对时变多普勒和码片相位进行跟踪估计和补偿，保证了稳定的输出信噪比，因而在浅海环境水域 90 km 内未经信道编解码，误码率依然保持 10^{-3} 量级，而仅经过时域相关算法进行固定多普勒补偿的误码率则为 10^{-2} 量级。

图 11 为试验中通信时段的水声信道冲激响应随时间变化的情况。由图 11 可以看出，由于试验中收发换能器均处于正声速梯度水层，较为利于水声信号传播，此外远程信道混响相对较弱，水下信道

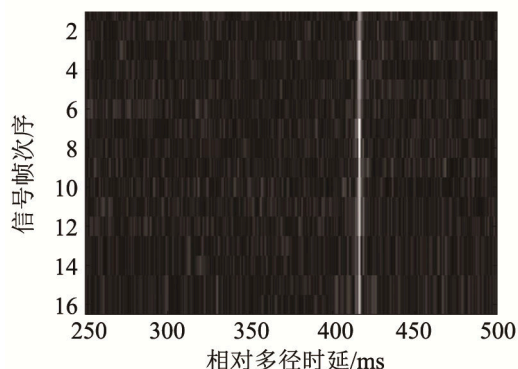


图 11 试验时段信道冲激响应

Fig.11 The channel impulse response during the trial

多径较少，最大多径时延较小，且多径结构基本稳定。

图 12 为 74 km 处不同多普勒估计算法得到的输出星座图。由图 12 可以看出，本文提出的算法有效地跟踪和补偿了时变多普勒因子，输出星座图较为收敛，误码率降低了一个数量级。

对比 3.1 节性能仿真中的多径设置，不难看出本文算法同样适用于近程水声通信中多径相对严重的水声环境，仿真结果结合海试数据验证了本文算法的稳健性。

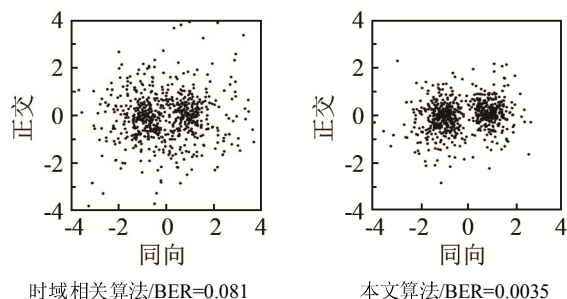


图 12 74 km 处不同多普勒估计算法信号输出星座图

Fig.12 The constellation diagrams for different algorithms at 74 km

4 结 论

本文研究了水声扩频移动通信的多普勒估计跟踪技术，针对浅海远程水声通信中存在的时变多普勒效应，提出了一种基于正交扩频结构的多普勒估计算法。算法借助时频分析技术，利用正交支路扩频码的扩频增益和互相关特性，结合迭代处理搜索扩频码符号在不同码片相位下的多普勒频谱峰值，选择具有最大峰值的频谱对应的多普勒因子和码片相位对信号进行补偿。

文章将提出的算法与传统时域相关算法和单载波测频算法在浅海水声信道模型下进行了对比

表 2 海试数据处理结果

Table 2 Data processing results of sea trial

通信距离/km	运动速度/kn	误码率	
		时域相关算法	本文算法
74	7~8	0.081	0.003 5
64	7~8	0.031	0.002 7
35	7~8	0.027	0.002 5

分析, 蒙特卡洛仿真结果表明: 本文算法有效地克服了传统多普勒估计算法低信噪比下难以有效跟踪时变多普勒因子的缺点, 在一定的信噪比和多普勒范围内, 系统误码率优于对比算法。算法通过海试测试, 在试验中成功跟踪并补偿了远程水声移动通信中的时变多普勒因子和码片相位, 实现了最远通信距离 74 km、通信速率 16 bps、误码率 10^{-3} 量级的远程浅海移动通信, 相比传统多普勒估计算法, 误码率降低一个数量级。

参 考 文 献

- [1] 韩晶, 黄建国, 张群飞, 等. 正交 M-ary/DS 扩频及其在水声远程通信中的应用[J]. 西北工业大学学报, 2006, **24**(4): 463-467.
HAN Jing, HUANG Jianguo, ZHANG Qunfei, et al. Improving bit rate of long-range underwater communication with orthogonal M-ary/DS spread spectrum[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2006, **24**(4): 463-467.
- [2] JAMSHIDI A. Direct sequence spread spectrum point-to-point communication scheme in underwater acoustic sparse channels[J]. IET Communications, 2011, **5**(4): 456-466.
- [3] HE Chengbing, HUANG Jianguo, DIN Zhi. A variable-rate spread-spectrum system for underwater acoustic communications[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2009, **34**(4): 624-633.
- [4] LIU Zhiqiang, KWANG YOO, YANG T C, et al. Long-range double-differentially coded spread-spectrum acoustic communications with a towed array[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2014, **39**(3): 482-490.
- [5] YANG T C. Properties of underwater acoustic communication channels in shallow water[J]. J. Acoust. Soc. Am., 2012, **131**(1): 129-145.
- [6] QU Fengzhou, WANG Zhenduo, YANG Liuqing, et al. A journey toward modeling and resolving Doppler in underwater acoustic communications[J]. IEEE Communications Magazine, 2016, **54**(2): 49-55.
- [7] LIU Liang, GUAN Yongliang, BI Guoan, et al. Effect of carrier frequency offset on single-carrier CDMA with frequency-domain equalization[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, **60**(1): 174-184.
- [8] 帅涛, 刘会杰, 梁旭文, 等. 一种大频偏和低信噪比条件下的全数字锁相环设计[J]. 电子与信息学报, 2005, **27**(5): 1208-1212.
SHUAI Tao, LIU Huijie, LIANG Xuwen, et al. The design of DPLL for low SNR signals with large frequency offset[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2005, **27**(5): 1208-1212.
- [9] SHARIF B S, NEASHAM J, HINTON O R, et al. A computationally efficient Doppler compensation system for underwater acoustic communications[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2000, **25**(1): 52-61.
- [10] 冉茂华, 黄建国, 韩晶. 水声通信中的时变多普勒补偿算法研究与仿真[J]. 计算机仿真, 2008, **22**(11): 328-338.
RAN Maohua, HUANG Jianguo, HAN Jing. Algorithm research and simulation of time-varying Doppler compensation for underwater acoustic communication[J]. Computer Simulation, 2008, **22**(11): 328-338.