

## 全相位 FFT 在合成孔径水声通信运动补偿中的应用

王志杰\* 李宇 黄海宁  
(中国科学院声学研究所 北京 100190)

**摘要:** 该文针对浅海远程水声信道提出合成孔径技术与直接序列扩频相结合的通信方案,并重点分析了影响通信质量的多普勒效应问题,提出了一种有效的多普勒估计和补偿算法。该补偿算法采用重采样与全相位快速傅里叶变换(AP-FFT)处理技术,实现了频率和相位的高精度估计,同时消除多普勒造成的时间模糊。该文利用声学工具箱对声信道进行了建模,对合成孔径通信系统进行了仿真验证。结果表明,该文所提出的多普勒补偿算法有效地抵抗了收发节点以较高航速相对运动时所产生的多普勒效应,实现了多虚拟子阵发射信号的相干叠加,减少了运动造成的合成孔径处理空间增益损失,显著改善了通信质量。

**关键词:** 合成孔径水声通信; 直接序列扩频; 全相位 FFT; 运动补偿

**中图分类号:** TN929.3

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2013)09-2206-07

**DOI:** 10.3724/SP.J.1146.2013.00171

## Applications of All-phase FFT in Motion Compensation for Synthetic-aperture Underwater Acoustic Communication System

Wang Zhi-jie Li Yu Huang Hai-ning

(Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

**Abstract:** A communication scheme is proposed based on spread spectrum combined synthetic-aperture for long-range acoustic communication in shallow water. The Doppler effect and an effective motion compensation method are analyzed using resampling technique combined with All-Phase FFT (AP-FFT) to perform the frequency and phase accuracy estimation, while eliminating the time fuzzy caused by Doppler. This paper uses the acoustic toolbox to model the acoustic channel for further synthetic-aperture communication simulation. The results show that the motion compensation approach proposed can effectively eliminate Doppler effect due to the relative movement between the two elements especially at a high speed. Consequently, this method achieves the coherent combination of signals transmitted by the virtual sub-arrays, reduces diversity gain loss and improves the communication quality significantly.

**Key words:** Synthetic-aperture underwater communication; Direct sequence spread spectrum; All-Phase FFT (AP-FFT); Motion compensation

### 1 引言

浅海水声通信信道是最为恶劣的无线通信信道之一,如何应对其声传播起伏,以及多途叠加引起的声信号衰落,是水声通信信号处理设计中的一个难题,也是对通信声呐可靠性和稳定性的一种挑战<sup>[1]</sup>。在水声通信中,通常利用垂直接收阵来提高信噪比和消除信道衰落效应。文献[2]首次提出将“合成孔径”技术应用于水声通信,实现了与 PSK 通信体制的结合,并取得了较好的试验结果。文献[3]则实现了衰落信道中多载波合成孔径水声通信,取得

了较大的性能改善。“合成孔径”这一概念最初源于雷达,其基本原理是利用雷达与目标的相对运动获得高空间分辨力。在水声通信中,合成孔径技术并非是为了增加孔径尺寸,而是利用多虚拟子阵传输信号进行相干叠加取得空间分集增益,提高输出信噪比,并有效抵抗多途传播引起的频率选择性衰落,从而显著改善通信质量,称这种通信方式为合成孔径通信(Synthetic Aperture Communication, SAC)。它由单个收发节点间的相互运动形成虚拟子阵,这样,SAC系统使用两个阵元即可取得空间分集,较垂直接收阵简化了系统设备,节约了成本。

本文提出合成孔径技术与直接序列扩频相结合的通信方案,将其应用于浅海远程水声通信。根据合成孔径通信的工作原理,发射和接收节点之间的

2013-02-04 收到, 2013-05-03 改回

国家 863 计划项目(2006AA09Z117, 2009AA093601)和国家自然科学基金项目(60672118, 10904160)资助课题

\*通信作者: 王志杰 wzj\_ioa@126.com

相对运动造成的多普勒是无法避免的,另外,海水介质不均匀性及运动过程中换能器的随机摇摆均会造成声信号的相位起伏,均会对系统性能产生不良的影响。一方面扩频码的压缩和扩展使得扩频增益大幅下降,另一方面会使得各通道的信号无法实现相干合并,导致空间分集增益降低,甚至通信失败。因此,精确的运动补偿在合成孔径扩频通信系统中尤为重要,是其性能得以发挥的前提和保障。文献[4]采用判决反馈锁相环(Decision-Feedback Phase-Locked Loop, DFPLL)进行相位跟踪的方法来实现对多普勒的粗估计,但是该方法只适用于载体运动速度较小的情况。文献[5]提出利用线性调频Z变换对训练序列进行谱估计,然而由于伪随机序列有较高的频率分辨率,这意味着在大多普勒条件下无法实现相关峰的检测。在无线电扩频通信中,通常使用PLL实现频率和相位的跟踪<sup>[6]</sup>,但PLL的收敛需要经过几十甚至几百个码元,对于变化较快的水声信道中的低码速率扩频通信并不适用<sup>[7]</sup>。文献[8-11]中均将水声通信中的多普勒效应分解为宽带多普勒和窄带多普勒问题,并分别进行补偿。

本文提出了一种适用于合成孔径扩频水声通信的运动估计和补偿方案,由重采样进行多普勒效应的粗估计和补偿,消除大部分动态,然后由全相位FFT<sup>[12]</sup>对载波一致多普勒频偏进行细估计和补偿,由于其谱估计的优越性能,使得频率和相位估计的精确性大大提高。另外,全相位预处理能够有效抑制高斯白噪声对信号的影响,更容易得到估计结果,这对于低信噪比水声通信信号的处理有着重要的意义。

## 2 合成孔径水声扩频通信系统

合成孔径通信系统的基本原理如图1所示,系统由两个节点组成,一个发射,一个接收。其中接收节点固定,发射节点在运动过程中,每隔一段时间在 $M$ 个不同的位置发射相同的数据包,形成 $M$ 个虚拟子阵。若发射时间间隔足够长或子阵间距足够远,即满足充分空间分集的条件,则认为这 $M$ 包数据是相互独立的。这样,把相同的信号通过多个独立衰落信道传输,然后在接收节点将这些信号加以合并处理。由于多条独立衰落信道同时发生衰落的概率是极小的,因此合成孔径通信可以显著改善误码性能,提高系统的稳定性和可靠性。其代价是通信效率降低为原来的 $1/M$ ,但其低成本、高可靠等优点对于水声通信仍有着重要的意义。

合成孔径通信系统是借助于平台的相对运动来取得空间和时间上的分集,收发节点之间的多普勒

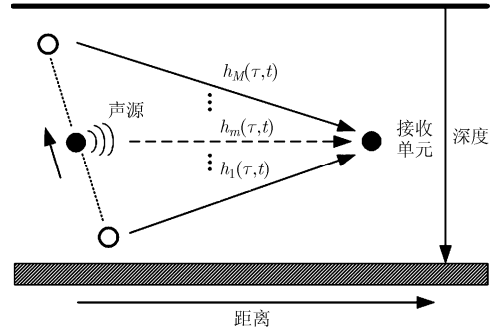


图1 合成孔径水声通信原理图

效应是无法避免的,而实现相干合并的前提是接收节点需对每包信号进行精确的时间同步、频率和相位补偿。水声信道为一宽带系统,水声信号的多普勒效应应该建模为模拟信号在时域上的压缩或扩展,即信号的持续时间由 $T$ 变为 $T/(1+\alpha)$ <sup>[8]</sup>,其中 $\alpha$ 为多普勒因子, $\alpha = v/c \cdot \cos(\varphi)$ , $v$ 为相对运动速度, $c$ 为声速,通常取 $1500 \text{ m/s}$ , $\varphi$ 为收发双方的相对运动与视线方向之间的夹角。

此外,在存在多途传输的衰落水声信道中,就每条路径的信号而言,它的衰减和时延都是随机变化的。因此,多途传播后的接收信号将是衰减和时延都随时间变化的各路信号的合成。根据水声信道的稀疏特性,图1中的第 $m$ 个子信道的冲激响应可以描述为

$$h_m(\tau, t) = \sum_{l=1}^L a_{lm}(t) \delta(t - \tau_{lm}(t)) \quad (1)$$

其中 $L$ 表示共有 $L$ 条传播路径, $a_{lm}(t)$ 和 $\tau_{lm}(t)$ 为每条路径对应的信号幅度和延时。

发射BPSK调制直接序列扩频信号 $s(t)$ 可以表示为

$$s(t) = \sum_{k,n} d_k c_n p(t) e^{j(2\pi f_c t + \theta)} \quad (2)$$

其中 $d_k$ 为基带信息序列, $c_n$ 为伪随机码序列,符号 $\sum_{k,n}$ 表示扩频调制, $f_c$ 为载波频率, $p(t)$ 为基带脉冲成型波形,一般采用平方根升余弦滤波,滚降系数取 $0.2 \sim 0.6$ 。

信号经水声信道传播到达接收节点,综合考虑多普勒、多途和噪声的影响,以及信道衰落等多种原因造成的相位起伏 $\varphi_m$ ,各子信道的接收信号可表示为

$$r_m(t) = e^{j\varphi_m} \cdot \sum_{l=1}^L \sum_{k,n} d_k c_n a_{lm}(t) \cdot p(t + \alpha_m t - \tau_{lm}(t)) \cdot e^{j[2\pi f_c(t + \alpha_m t - \tau_{lm}(t)) + \theta]} + n_m(t) \quad (3)$$

其中 $n_m(t)$ 是均值为0、方差为 $\sigma_n^2$ 的加性高斯白噪

声,  $\alpha_m$  为该分集信号对应的多普勒因子, 此处假设在一帧数据的时间间隔内, 载体的运动速度不变。

若要实现分集信号  $r_m(t)$  的相干合并, 须对多普勒因子  $\alpha_m$  和相位起伏  $\varphi_m$  进行估计和补偿<sup>[13]</sup>, 方可获得多途传输条件下的最大空间分集增益, 从而使输出信噪比最大。

### 3 运动补偿

#### 3.1 宽带信号多普勒补偿

考虑到 LFM 信号的模糊度函数在多普勒轴上较宽<sup>[14]</sup>, 这意味着 LFM 信号对多普勒有较高的容忍, 因此选择 LFM 信号作为前导码和后导码进行突发信息帧的同步及帧长估计, 避免因载体运动速度较快造成检测失败, 数据包丢失。而伪随机序列的模糊度函数在多普勒轴上有尖锐的相关峰, 具有较高的频率分辨率, 因此用伪随机序列作为训练序列来实现载波一致多普勒频偏的高精度估计。本文设计的帧结构如图 2 所示。为了让匹配滤波器具有足够高的检测性能, 须使 LFM 信号的时间带宽乘积  $BT$  足够大, 保证其模糊度函数的主脊非常窄, 一般情况下应满足  $BT > 100$ <sup>[15]</sup>。

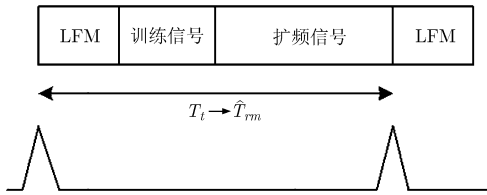


图2 帧结构示意图

宽带多普勒的估计问题即多普勒因子的估计, 基本原理为发送已知帧长的信号波形, 接收到信号后利用帧结构中所包含的前导码和后导码估计数据包的长度, 通过与已知帧长比较得到多普勒因子的估计值

$$\hat{\alpha}_m = \hat{T}_{rm} / T_i - 1 \quad (4)$$

利用  $\hat{\alpha}_m$  对接收信号  $r_m(t)$  进行重采样得到

$$z_m(t) = r_m \left( \frac{t}{1 + \hat{\alpha}_m} \right) \quad (5)$$

兼顾运算量和精度的要求, 在具体工程实现时, 可采用基于多相滤波器的线性内插方法。

图 3 给出了发射单元的运动速度在 0~10 km 时, 基于帧长测量得到的多普勒因子估计值与真实值的对比结果。可见, 随着运动速度的增大, 该方法估计误差随之增大。此外, 由于 LFM 信号模糊度函数的主脊随着多普勒频移在时间轴上产生扩展, 二者的关系为<sup>[8]</sup>

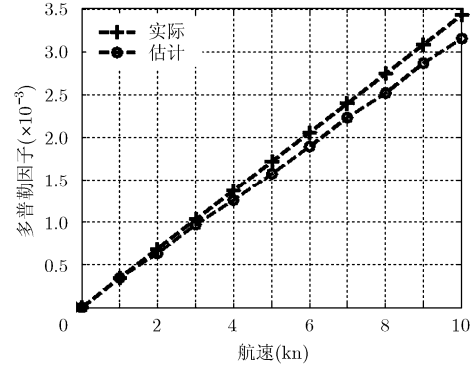


图3 基于帧长测量的多普勒因子估计

$$\tau_e = \frac{T}{B} \frac{\alpha}{1 - \alpha} \left[ \frac{f_{\min}}{1 - \alpha} - \frac{\alpha f_{\max}}{1 + \alpha} \right] \quad (6)$$

在一帧数据时间间隔内, 若收发节点的相对运动速度不变(即没有加速度), 前后两段 LFM 信号的匹配滤波相关峰有相同的时间偏移, 对帧长的估计不会产生影响, 但是会造成时间同步偏差, 因此仅在频域进行补偿是不够的, 还需抵消多普勒在时间轴上造成的扩展影响。无论是频率误差还是时间误差均会对合成孔径通信的相干合并造成影响, 且使得伪随机码对齐失败, 扩频增益下降, 严重恶化其性能。因此, 需要在此基础上进行精确的时频估计与补偿。针对该问题, 本文将给出相应的高精度估计与补偿方案, 详细阐述其实现过程。

#### 3.2 全相位 FFT 高精度谱估计

全相位 FFT(All-Phase Fast Fourier Transform, AP-FFT) 谱分析是经过全相位预处理后再进行 DFT 变换, 较传统 FFT 具有幅值精度高、相位不变等优点<sup>[16]</sup>。本文提出利用全相位 FFT 谱分析进行高精度残留频偏估计, 并对各个子信道进行相位估计和补偿, 以使相干合并增益达到最大。

由 3.1 节所述, 宽带水声信号的非一致多普勒补偿通过重采样将“宽带”问题转化为“窄带”问题, 此时残留多普勒可以建模为载波一致多普勒频偏(Carrier Frequency Offset, CFO)。根据式(3)和式(5)可得

$$z_m(t) = e^{j\varphi_m} \cdot \sum_{l=1}^L \sum_{k,n} d_k c_n a_{lm} \cdot p \left( \frac{1 + \alpha_m}{1 + \hat{\alpha}_m} t - \tau_{lm} - \tau_e \right) e^{j2\pi f_c \left( \frac{1 + \alpha_m}{1 + \hat{\alpha}_m} t - \tau_{lm} - \tau_e \right) + \theta} \quad (7)$$

多普勒补偿的目的是让  $(1 + \alpha_m)/(1 + \hat{\alpha}_m)$  尽量接近 1, 式(7)可以写作

$$z_m(t) \approx e^{j2\pi f_c \frac{\alpha_m - \hat{\alpha}_m}{1 + \hat{\alpha}_m} t} \cdot e^{j\varphi_m} \cdot \sum_{l=1}^L \sum_{k,n} d_k c_n a_{lm} p(t - \tau_{lm} - \tau_e) \cdot e^{j[2\pi f_c(t - \tau_{lm} - \tau_e) + \theta]} \quad (8)$$

综上所述, 本文提出的整个运动补偿算法处理流程如图4所示。由于系统为突发工作模式, 接收端首先用前导码副本对输入信号进行匹配滤波, 通过门限判决完成帧检测和时间同步。接着用后导码副本确定信号的结束位置, 得到多普勒因子的估计值, 并对信号进行重采样, 完成多普勒效应的粗补偿。在此基础上, 使用全相位FFT对下变频和解扩后的训练信号进行高精度频率和相位估计, 同时消除时间模糊, 得到精确的信号起始时刻。将 $M$ 个分集支路经过频率补偿、相位调整后, 进行同相叠加, 经解扩和解调恢复出原始基带信息。

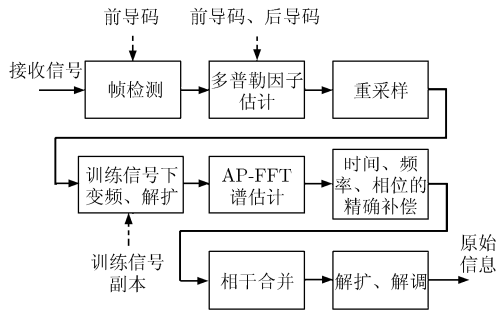


图4 合成孔径通信运动补偿算法流程

全相位FFT谱分析是通过重叠的方法来减小由于信号截断带来的误差, 其输入信号为包含了残留多普勒信息的基带训练信号。整个估计流程及公式推导如下。

根据时间同步结果以及最大时间不确定度截取 $L$ 点数据, 每 $2N-1$ 点为一段, 顺序取 $R$ 段。令 $c_{lm}$ 表示训练伪随机序列,  $\chi_m(t)$ 表示未调制基带信息的训练信号

$$\chi_m(t) = e^{j2\pi f_c \frac{\alpha_m - \hat{\alpha}_m t}{1 + \hat{\alpha}_m}} \cdot e^{j\varphi_m} \cdot \sum_{l=1}^L c_{lm} a_{lm} p(t - \tau_{lm} - \tau_e) \cdot e^{j[2\pi f_c(t - \tau_{lm} - \tau_e) + \theta]} \quad (9)$$

用本地载波和训练序列对 $\chi_m(t)$ 进行下变频和解扩, 若副径与主径的时间间隔大于一个码片长度, 即 $\tau_{lm} > T_c$ , 则在解扩的过程中该副径转化成噪声, 不予考虑。设有 $P$ 条副径与主径的时间间隔小于一个码片, 经推导, 训练信号的基带表达式为

$$\tilde{\chi}_m(t) = e^{j2\pi f_c \frac{\alpha_m - \hat{\alpha}_m t + \Delta\phi_m}{1 + \hat{\alpha}_m}} \cdot R(\tau_e) \cdot \sum_{l=1}^P a_{lm} R(\tau_{lm} + \tau_e) e^{-j2\pi f_c \tau_{lm}} \quad (10)$$

其中 $R(\tau_e)$ 为理想的归一化伪码相关函数, 当 $\tau_e \rightarrow 0$ 时,  $R(\tau_e) = 1$ 。基带训练信号包含了基于重

采样的多普勒补偿与真实多普勒的偏差及残留多普勒造成的定时偏差。重采样后的CFO表示为

$$\Delta f_m = \frac{\alpha_m - \hat{\alpha}_m}{1 + \hat{\alpha}_m} \cdot f_c \quad (11)$$

$\Delta\phi_m$ 表示由于时间同步误差和前文所述的相位起伏等原因造成的相位偏移

$$\Delta\phi_m = -2\pi f_c \tau_e + \varphi_m \quad (12)$$

全相位谱分析的目的是对CFO和相位偏移进行精确的估计, 为了更好地抑制频谱泄露, 对每段数据依次作双窗全相位预处理<sup>[17]</sup>, 即卷积窗 $\omega_c(n)$ 的前窗 $f(n)$ 和后窗 $b(-n)$ 均为汉宁窗, 其观察区间为 $n \in [-N+1, N-1]$ 。

$$\omega_c(n) = f(n) * b(-n) \quad (13)$$

以 $\tilde{\chi}_m(n)$ 表示 $\tilde{\chi}_m(t)$ 的离散形式, 则加权重叠相加后的数据 $y_m(n)$ 可表示为

$$y_m(n) = (\omega_c(n)\tilde{\chi}_m(n) + \omega_c(n-N)\tilde{\chi}_m(n-N)) \cdot R_N(n) \quad (14)$$

其中 $R_N(n)$ 为长度为 $N$ 的矩形窗。对 $y_m(n)$ 做 $N$ 点FFT即为全相位谱分析结果, 记为 $Y_m(e^{j\omega})$ 。

对于时间同步误差采取自适应方式进行调整, 调整的依据为以上全相位谱分析的结果, 直至时间偏差与真实结果的误差在允许的范围内, 即 $\tau_e < \tau_0$ 。在自适应过程中, 同时对谱分析结果进行峰值检测, 若峰值超过预设门限, 则表示时频同步成功。求取主谱线上的相位值 $\phi_{ap}(k^*)$  (假设谱序号为 $k^*$ )即为 $\Delta\phi_m$ 的精确估计值。而高精度的频率估计需使用全相位时移相位差法<sup>[17]</sup>进行频率矫正后方可获得, 校正公式为

$$\hat{\omega}^* = [\phi(k^*) - \phi_{ap}(k^*)] / N + 2k^*\pi / N \quad (15)$$

其中 $\phi(k^*)$ 为传统相位谱,  $\phi_{ap}(k^*)$ 为全相位相位谱, 二者具有 $N$ 的时移差。

图5为 $N$ 点全相位FFT在信噪比为-10 dB的条件下进行频偏估计的结果。其中, 黑色曲线为残留多普勒的真实值, 可见,  $N$ 点全相位FFT的估计基本与真实值吻合, 估计精度高, 误差小(小于0.01 Hz)。它和传统的 $2N$ 点FFT相比, 性能有较大的提高。

根据全相位谱估计结果对各个虚拟子阵的接收信号进行CFO补偿, 并将 $m=2 \sim M$ 虚拟子阵对应的估计相位按照 $m=1$ 时的估计结果进行调整, 由此得到每个子阵的动态补偿加权因子为

$$\beta_m = \begin{cases} e^{-j2\pi\Delta\hat{f}_m t}, & m = 1 \\ e^{-j(2\pi\Delta\hat{f}_m t + \Delta\hat{\phi}_m - \Delta\hat{\phi}_1)}, & m \neq 1 \end{cases} \quad (16)$$

将所有子阵的接收信号 $r_m(t)$ 进行重采样及高

精度频率和相位补偿,即实现了相干合并。结合式(5)和式(16),合并后的信号可以表示为

$$r(t) = \sum_{m=1}^M \beta_m \cdot r_m \left( \frac{t}{1 + \hat{\alpha}} \right) \quad (17)$$

对合并信号  $r(t)$  进行解调、解扩,便可恢复出原始基带信息。由于全相位FFT具有良好的抑制频谱泄露特性,因而该方法的频率和相位估计精度非常高,在谱估计的同时,对多普勒效应带来的时间扩展进行了自适应纠正,这些均为各个虚拟子阵的发射信号进行相干合并提供了极大的便利,弥补了因时频误差造成的空间增益损失。

#### 4 系统仿真与性能分析

为了验证合成孔径通信系统的性能及所提出的运动补偿方案的有效性,本文根据真实海洋声速分布对水声信道进行建模,进行仿真研究。通过改变收发节点间相对水平位置即可得到不同的信道冲激响应  $h_j(\tau, t)$ , 这些信道模型具有不同的衰落特性,用于进一步验证合成孔径扩频通信在低信噪比、强多途和频率选择性衰落的时变水声信道中的性能。图6为某海域实测的声速剖面。

设收发节点均位于水深20 m处,二者的距离为30 km左右,通过改变距离得到不同的信道冲激响应,如图7所示。各个子信道的多途结构均不相同,反映了水声信道的空变性。信道的延时扩展约1 s,即相干带宽为1 Hz,且这些子信道均为最小相位信道和最大相位信道的混合,对帧检测极其不利,信道环境极其复杂恶劣。

为了让仿真更加逼近真实的水声环境,从以下几个方面进行水声信道的模拟:将帧结构如图2所示的直接序列扩频数据帧分别与以上6个信道模型进行卷积,等同于发射节点在  $M=6$  个不同位置上进行数据的传输,即共有6个虚拟子阵;模拟运动速度范围为  $-10 \sim 10$  kn,每个子信道设置不同的多普勒,表示收发节点的相对运动速度是变化的;最后在数据帧上添加高斯白噪声。具体通信参数如下,

调制方式为BPSK,载波频率  $f_c$  为2 kHz,训练序列为一个周期包含255个码片的  $m$  序列,扩频码为长度等于127个码片的Gold码,伪码速率  $R_c$  为1 keps,信息速率  $R_b$  为7.9 bps。

图8分别给出了虚拟子阵个数  $M=1,2,4,6$  对应的星座图,可见,随着合成孔径叠加次数的增大,信噪比提高,误码率减小。

本文以在不同信噪比条件下,单通道通信( $M=1$ )与合成孔径通信( $M>1$ )的误码性能对比来说明所提出的算法性能。表1汇总了3200 bit基带数据基于蒙特卡罗仿真的误码率统计结果。可见,随着  $M$  的增大,系统的误码性能有着明显的改善,当  $\text{SNR} = -15$  dB时,通过合成孔径处理系统可以达到0.8%的误码率,充分说明了本文所提出的运动补偿算法有效地获得合成孔径空间分集增益,提高了通信作用距离。

综上所述,合成孔径水声通信系统通过发射分集的方式获取空间增益,然而这是以通信速率的降低和处理复杂度的提高为代价的,以有效性换取了通信的可靠性。在信噪比条件较好的情况下,通过较少的分集合并次数即可获得满意的误码性能;而当通信距离较远,信噪比较低时,则须通过较多的分集合并次数方可满足实用需求。

#### 5 结束语

本文针对浅海远程合成孔径水声通信中存在的多普勒效应进行了分析,提出基于重采样和全相位FFT的运动补偿方案,实现了频率、相位和时间的高精度估计。由于该方案是对每一帧数据分别进行运动估计与补偿,因此对时变多普勒有着较强的宽容性。本文利用实测海洋声速剖面进行了水声信道建模,在此基础上对整个合成孔径直接序列扩频系统进行了仿真和性能分析,有效地验证了所提运动补偿算法的鲁棒性。该算法确保了合成孔径处理的空间分集增益不受运动的影响,使其误码率较单通道模式下有明显的降低,改善了通信质量,且该运

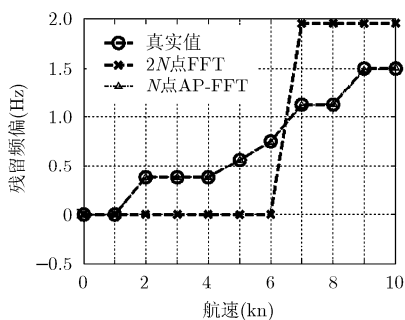


图5 FFT/AP-FFT载波频偏估计对比

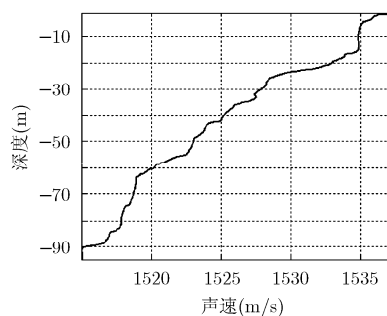


图6 试验海域实测声速剖面

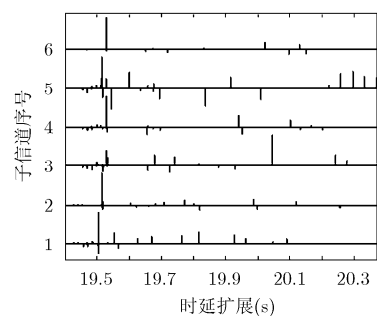


图7 信道冲激响应

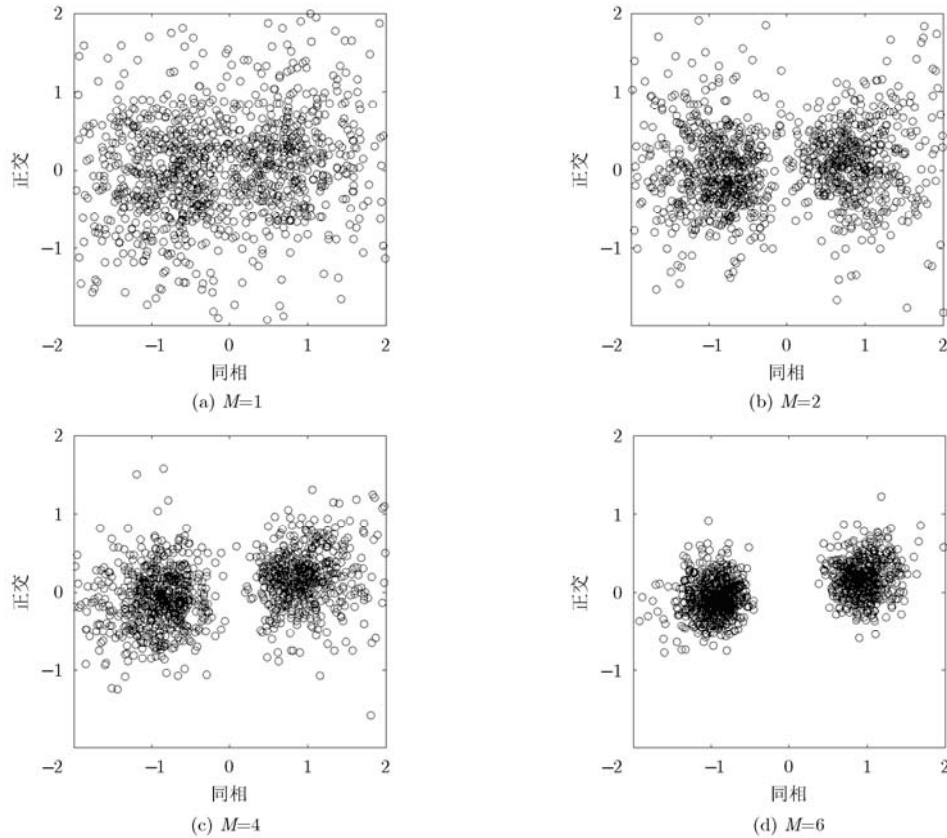


图8 不同数量虚拟子阵对应的星座图(SNR=-10 dB)

表1 不同虚拟子阵个数的误码率统计结果

SNR(dB)	M=1	M=2	M=3	M=4	M=5	M=6
-5	$3.0 \times 10^{-3}$	$5.7 \times 10^{-4}$	$4.3 \times 10^{-5}$	0	0	0
-10	$2.1 \times 10^{-2}$	$1.2 \times 10^{-3}$	$7.6 \times 10^{-4}$	$3.0 \times 10^{-4}$	$9.8 \times 10^{-6}$	0
-12	$4.9 \times 10^{-2}$	$2.5 \times 10^{-2}$	$3.3 \times 10^{-3}$	$1.4 \times 10^{-3}$	$7.9 \times 10^{-4}$	$2.4 \times 10^{-4}$
-15	$6.0 \times 10^{-1}$	$0.7 \times 10^{-1}$	$9.3 \times 10^{-2}$	$3.7 \times 10^{-2}$	$1.6 \times 10^{-2}$	$8.1 \times 10^{-3}$

动补偿算法对于大多普勒条件下的单包通信同样适用，具有一定的实用价值。后续研究将会进行实际海试数据的处理，进一步验证和改进本文所提运动补偿方案的性能。

参考文献

[1] Yang T C. Properties of underwater acoustic communication channels in shallow water[J]. *Journal of the Acoustical Society of America*, 2012, 131(1): 129-145.

[2] Song H C, Hodgkiss W S, Kuperman W A, et al. High-rate synthetic aperture communications in shallow water[J]. *Journal of the Acoustical Society of America*, 2009, 126(6): 3057-3061.

[3] Kang T, Song H C, and Hodgkiss W S. Multi-carrier synthetic aperture communication in shallow water: experimental results[J]. *Journal of the Acoustical Society of America*, 2011, 130(6): 3797-3802.

[4] Song H C, Hodgkiss W S, Kuperman W A, et al. Spatial diversity in passive time reversal communications[J]. *Journal of the Acoustical Society of America*, 2006, 120(4): 2067-2076.

[5] 袁兆凯, 隋天宇, 李宇, 等. 水声扩频通信中多普勒估计与补偿算法研究[J]. *电子与信息学报*, 2012, 34(1): 51-56.

[6] Yuan Zhao-kai, Sui Tian-yu, Li Yu, et al. The estimation and compensation of doppler effect on underwater acoustic spread spectrum communication[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(1): 51-56.

[6] 王志杰. 基于 FPGA 平台的直接序列扩频系统关键技术研究[D]. [硕士学位论文], 北京航空航天大学, 2009.

Wang Zhi-jie. Research on key technologies of direct sequence

- spread spectrum system based on FPGA[D]. [Master dissertation], Beihang University, 2009.
- [7] Jamshidi A. Direct sequence spread spectrum point-to-point communication scheme in underwater acoustic sparse channels[J]. *IET Communications*, 2011, 5(4): 456-466.
- [8] 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.
- [9] Li Bao-sheng, Zhou Sheng-li, Stojanovic M, *et al.*. Multicarrier communication over underwater acoustic channels with nonuniform doppler shifts[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2008, 33(2): 198-209.
- [10] Qi Chen-hao and Wu Le-nan. Sparse channel estimation for wavelet-based underwater acoustic communications[J]. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, 2012, 23(8): 764-776.
- [11] Qi C, Wang X, and Wu L. Underwater acoustic channel estimation based on sparse recovery algorithms[J]. *IET Signal Processing*, 2011, 5(8): 739-747.
- [12] 王兆华, 侯正信, 苏飞. 全相位 FFT 频谱分析[J]. *通信学报*, 2003, 24(11A): 16-19.  
Wang Zhao-hua, Hou Zheng-xin, and Su Fei. All phase FFT spectrum analysis[J]. *Journal on Communications*, 2003, 24(11A): 16-19.
- [13] Song H C and Hodgkiss W S. Diversity combining for long-range acoustic communication in deep water[J]. *Journal of the Acoustical Society of America*, 2012, 132(2): 68-73.
- [14] Lin Zhen-biao. Wideband ambiguity function of broadband signals[J]. *Journal of the Acoustical Society of America*, 1988, 83(6): 2108-2116.
- [15] Stojanovic M. Adaptive multichannel combing and equalization for underwater acoustic communications[J]. *Journal of the Acoustical Society of America*, 1993, 94(3): 1621-1631.
- [16] 黄翔东. 全相位数字信号处理[D]. [博士论文], 天津大学, 2006.  
Huang Xiang-dong. All-phase digital signal processing[D]. [Ph.D. dissertation], Tianjin University, 2006.
- [17] 黄翔东, 王兆华. 基于全相位频谱分析的相位差频谱矫正法[J]. *电子与信息学报*, 2008, 30(2): 293-297.  
Huang Xiang-dong and Wang Zhao-hua. Phase difference correcting spectrum method based on all-phase spectrum analysis[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(2): 293-297.
- 王志杰: 女, 1985 年生, 博士生, 研究方向为水声通信、水声信号处理.
- 李 宇: 男, 1977 年生, 博士, 副研究员, 研究方向为水声信号处理、水声通信.
- 黄海宁: 男, 1969 年生, 博士, 研究员, 博士生导师, 研究方向为水下信号处理、水声通信、非线性信号处理.