

水声宽带信号的多普勒补偿

黄建纯^{1,2}, 郭圣明¹, 郭中源¹, 陈庚¹

(1 中国科学院声学研究所水声环境特性实验室, 北京 100190; 2 中国科学院研究生院, 北京 100190)

摘要: 当收发平台相对运动时, 水声信道表现出明显的多普勒效应。多普勒效应会引起接收信号频率的偏移, 对宽带信号来说, 频率偏移值随频率的大小变化, 不能简单地用固定频偏进行补偿。选用 OFDM 信号作为对象, 对水声宽带信号的多普勒补偿进行研究, 基于 Sharif 的研究提出了改进算法, 分两步进行补偿。仿真结果表明了算法的可行性, 并通过对海试数据的处理进行试验验证。

关键词: 多普勒补偿; 固定频偏估计; OFDM 水声通信

中图分类号: TB556

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2009)-02-0099-05

DOI 编码: 10.3969/j.issn1000-3630.2009.02.001

Doppler compensation on underwater acoustic wideband signals

HUANG Jian-chun^{1,2}, GUO Sheng-ming¹, GUO Zhong-yuan¹, CHEN Geng¹

(1. Laboratory of Underwater Acoustic Environment, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

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

Abstract: When platforms move during underwater acoustic communications, Doppler Effect which introduces frequency offset in received signals needs to be considered. The values of frequency offset for wideband signals vary with different frequency components, and cannot be represented as a constant value. Based on the study of OFDM signals, the problem on Doppler compensation of underwater acoustic wideband signals is studied in this paper. An improved algorithm which compensates Doppler Effect in two steps is presented. Simulations and a sea trial are carried out to testify the algorithm.

Key words: Doppler Effect compensation; frequency offset estimation; OFDM underwater acoustic communications

1 引言

水声信道是目前已知的较为复杂的信道, 存在严重的海洋噪声干扰、复杂的多途现象、多变的时空特性等。同时由于声波在水中的传播速度有限(一般情况下为 1500m/s), 水声信道对收发双方相对运动的敏感程度要比无线电通信高得多, 多普勒效应的影响非常明显。多普勒效应会引起接收信号频率的偏移, 对于宽带信号, 其频率偏移量随信号频率的大小而变化, 不能简单的用固定大小的频偏进行补偿。因此如何补偿多普勒效应是水声通信系统设计的主要工作之一, 对接收信号进行解调之前必须对其进行多普勒补偿以恢复频率同步, 否则将降低通信系统的性能。

针对水声通信中的多普勒补偿, 国内外有不少的研究成果。Joao Gomes 和 Victor Barroso 提出利

用时间反转聚焦进行多普勒效应的补偿^[1], 文中指出在收发双方相对匀速运动的条件下, 仍能进行时间反转聚焦, 只是会引起重生信号的包络波动, 该方法正是基于这个事实提出的。但是用这个方法进行多普勒补偿要求有个收发合置的换能器阵, 操作起来较为烦琐, 不利于其在实际系统中的应用。Bayan S. Sharif、Jeff Neasham 等人提出了利用接收信号的长度来估计多普勒系数的方法^[2], 该方法将发射信号封装成帧, 在帧首尾设有定时信号, 用于估计接收帧的长度, 而发射时一帧信号的长度是已知的, 通过二者的对比可以得到该帧信号被压缩/扩展的情况, 即其多普勒系数, 然后通过时域插值进行多普勒补偿。该方法结构简单、易于实现, 并且可以与各种传统的均衡和波束成型结构一同使用, 适用性很广; 但是其估计精度很大程度上取决于选用的定时信号的精度, 该方法用于一些对多普勒补偿的精度有严格要求的系统时, 很难满足要求。本文基于 Sharif 的方法提出了改进算法, 将多普勒补偿分为初步补偿和精细补偿, 初步补偿算法采用 Sharif 的方法, 然后利用频偏补偿作为替代对残余的多普勒进行较为精细的补偿。选用对频率同

收稿日期: 2008-11-18; 修回日期: 2009-01-14

作者简介: 黄建纯(1983-), 男, 广东惠州人, 硕士研究生, 研究方向为水声通信。

通讯作者: 黄建纯, E-mail: jasonbarca@gmail.com

步很敏感的宽带信号——OFDM 信号作为研究对象，利用仿真说明算法的可行性，并通过在海试数据的处理进行验证，在收发双方运动速度小于 3m/s、距离 1.9km 的条件下实现了宽带多普勒条件下的正常通信。

2 多普勒效应的影响

多普勒效应造成信号在时域上的扩展或者压缩可以描述为：

$$r(t)=s((1+\alpha)t) \tag{1}$$

其中 $s(t)$ 和 $r(t)$ 分别为多普勒扩展/压缩前后的信号， α 为信号的多普勒系数。其离散形式可以表达为：

$$r[nT_s]=s[n(1+\alpha)T_s] \tag{2}$$

式(2)中， T_s 为采样周期。多普勒效应在频域的表现接收信号的频率偏移。对于窄带信号而言，其偏移量与信号载频成正比；但是对于宽带信号，由于带内频率变化较大，多普勒引起的频率偏移量会随频率的大小变化。宽带多普勒的这一特点使其不能简单地用固定大小的频率偏移表示和补偿。Sharif 提出的算法是通过对比发射信号和接收信号的长度得到多普勒系数的估计，然后对接收信号进行时域重采样来补偿多普勒。但是它利用线性调频信号的相关估计接收信号的长度必然存在误差，通过上述办法进行多普勒补偿后信号仍有残余的多普勒，这部分多普勒还会造成系统性能的下降，特别是应用于对频率同步有严格要求的信号时，这点尤为明显。

本文选择对频率同步很敏感的 OFDM 信号作为对象进行宽带多普勒补偿的研究。OFDM 信号正确解调的前提是子载波间的正交性，如果接收信号存在多普勒扩展/压缩，那么这种正交性就会被破坏，从而引入载波间干扰(ICI)，影响系统性能。如前面所述，宽带多普勒引起的频率偏移量是随频率变化的，如果用固定频偏进行补偿就会产生较大的误差。图 1 中给出了直接解调和先用固定频偏补偿后再解调的仿真结果，所选取 OFDM 信号中心频率为 6kHz，带宽 3kHz，带内分成 600 个子载波，载波间隔为 5Hz，信号采用 BPSK 调制。图中的横轴表示信号的多普勒系数，纵轴为解调后的误比特率 (BER)，虚线表示直接进行解调的结果，实线为先用固定频偏进行补偿的情况，频偏值的估计将在后面介绍，每个多普勒系数对应的误比特率是对 1000 个 OFDM 符号进行仿真后得到的平均值。

由图 1 可见，无论是直接解调还是先用固定频

偏进行补偿，OFDM 符号的误码率都随着多普勒系数的增大而急剧地增加。当多普勒系数为 2×10^{-4} 的时候，直接解调的误比特率已超过 10^{-2} ，以声波在水中传播的速度为 1500m/s 计算，这是收发双方以 0.3m/s 的速度运动的结果，这个结果验证了 OFDM 信号对多普勒效应的敏感性。解调前先用固定频偏进行补偿可以减缓误码率增大的趋势，但是当多普勒系数增大到一定程度时，这个方法就会失效。从图中可以发现一个现象，当多普勒系数小于 5×10^{-4} 时，先用固定频偏进行补偿后再解调，系统没有出现误码，这说明当多普勒系数很小的时候，可以用固定频偏补偿作为替代补偿多普勒效应。对此可以做如下解释：多普勒效应造成不同子载波上的频偏可表示为 $\Delta f_k = \alpha f_k$ (f_k 是第 k 个子载波的频率大小)，当多普勒系数 α 很小的时候， Δf_k 之间的绝对差很小，在这种情况下认为各频率上的频偏值不变，因此可以用固定频偏进行补偿。

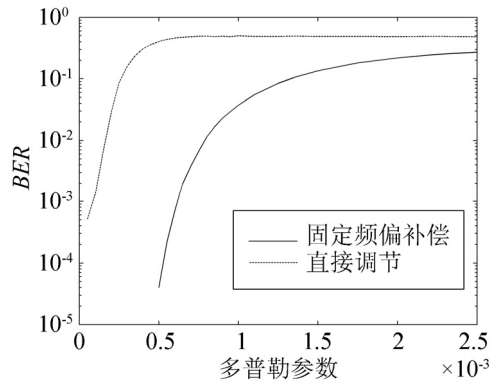


图 1 宽带多普勒信号的解调性能对比
Fig.1 Demodulation performance of wideband Doppler signals

3 多普勒效应的补偿

基于以上讨论，采用如图 2 所示的帧结构进行多普勒补偿，补偿算法可分为两步。首先通过对比发射帧和接收帧的长度估计出多普勒系数，利用时域重采样进行多普勒的初步补偿，接收帧的长度由帧首尾的定时信号进行估计；然后利用固定频偏作为替代对残余多普勒进行较为精细的补偿，固定频偏的大小由事先插入的训练序列估计出，训练序列由两个相同的 OFDM 符号相连组成，每个符号在中心载频附近的 52 个子载波上映射了 BPSK 调制的伪随机序列，使其具有较好的自相关特性。为了消除多径的影响并尽量减小训练序列的长度，仅在第一个符号前添加循环前缀而第二个符号不添加。

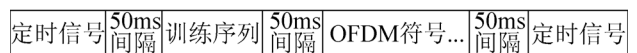


图 2 帧结构示意图
Fig.2 Structure of a frame signal

3.1 多普勒的初步补偿

借助图2帧结构中前后的定时信号进行首尾定时,可以确定接收帧的时间长度 T_r ,而发射端帧的时间长度 T_t 是已知的,通过比较 T_r 和 T_t 就能估计出信道对这帧信号压缩或者拉伸的程度^[2]:

$$\hat{\alpha} = T_r / T_t - 1 \quad (3)$$

$\hat{\alpha}$ 是对多普勒系数的初步估计。估计出 $\hat{\alpha}$ 后对这帧信号在时域上进行 $1:1+\hat{\alpha}$ 的重采样,完成多普勒的初步补偿。实际应用中选用250ms的线性调频信号作为定时信号,频率变化范围为4kHz~8kHz,因此其定时的精度为:

$$\delta = \frac{1}{8-4} = 0.25(\text{ms}) \quad (4)$$

如第2节中的仿真分析可见,当多普勒系数小于 5×10^{-4} 时才能用固定频偏补偿作为替代对多普勒进行精细补偿,为了使多普勒系数的估计误差小于此值,每帧信号的长度应该为:

$$T_t \geq \frac{2 \times 0.25 \text{ms}}{5 \times 10^{-4}} = 1(\text{s}) \quad (5)$$

3.2 多普勒的精细补偿

初步补偿后残余多普勒的补偿可以用固定频偏补偿作为替代,因此精细补偿的关键在于固定频偏值的估计。以相邻子载波的间隔作为基准可以将固定频偏划分成小数和整数部分,分别定义为小数倍和整数倍频偏,在时域和频域上对接收到的训练序列进行处理可以分别得到它们的估计。

若用 s_n 表示发射的训练序列, N 表示一个OFDM符号的长度,由于训练序列中两个OFDM符号是相同的,因此有 $s_{n+N} = s_n$ 。当存在频偏 ε 时,接收的两个训练序列可以分别表示为:

$$\begin{aligned} \tilde{r}_n &= (s_n \otimes h_n) e^{-j2\pi\varepsilon n/N} + \eta_n \\ \tilde{r}_{n+N} &= (s_{n+N} \otimes h_{n+N}) e^{-j2\pi\varepsilon(n+N)/N} + \eta_{n+N} \end{aligned} \quad (6)$$

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

式(6)中 h 为信道冲激响应, η 表示高斯白噪声。如果在训练序列传输的过程中信道冲激响应没有发生变化的话,两个信号仅在相位上有差别。因此,对接收到的两个训练序列进行时域相关可以得到:

$$\begin{aligned} \phi^t &= \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{r}_n (\tilde{r}_{n+N})^* = e^{j2\pi\varepsilon} \sum_{n=0}^{L-1} (s_n \otimes h_n) (s_{n+N} \otimes h_{n+N})^* + \sigma_\eta^2 = \\ & e^{j2\pi\varepsilon} \sum_{n=0}^{L-1} |s_n \otimes h_n|^2 + \sigma_\eta^2 \end{aligned} \quad (7)$$

在不考虑噪声影响的情况下,可以得到频偏 ε 的估计值为:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \arg\{\phi^t\} \quad (8)$$

这个算法的估计范围为 $-0.5 < \varepsilon < 0.5$ 。超出此范

围的频偏称为整数倍频偏,通过对前导信号在频域上的处理进行估计。小数倍频偏补偿后的信号表达式仍如式(6),只是频偏 ε 是一个整数,记为 ε_0 ,对式(6)中的第一个式子做傅立叶变换有:

$$\begin{aligned} \tilde{R}_k &= \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{r}_n e^{-j2\pi kn/N} = \\ & \sum_{n=0}^{N-1} (s_n \otimes h_n) e^{-j2\pi\varepsilon_0 n/N} e^{-j2\pi kn/N} = S_{k+\varepsilon_0} H_{k+\varepsilon_0} \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)中 S_k 和 H_k 是 s_n 和 h_n 的傅立叶变换,由于发射信号的子载波上映射了具有良好自相关性的伪随机信号,通过频域的相关可以估计出 ε_0 ,但是简单的相关容易引起较大的误差,如式(10)所示:

$$\phi_l^f = \left| \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{R}_{k+l} S_k^* \right| = \left| \sum_{k=0}^{N-1} S_{k+l+\varepsilon_0} H_{k+l+\varepsilon_0} S_k^* \right| \quad (10)$$

信道频率响应函数 H_k 的相位对 ϕ_l^f 的幅度影响比较大,如果采用频域双相关的方法可以有效地解决这个问题^[3],如下式:

$$\begin{aligned} \hat{\varepsilon}_0 &= \arg \max_l \phi_l^{fd} = \arg \max_l \left\| \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{R}_{k+l} S_k^* \tilde{R}_{k+l-1}^* S_{k-1} \right\| = \\ & \arg \max_l \left\| \sum_{k=0}^{N-1} S_{k+l+\varepsilon_0} S_k^* S_{k-1+l+\varepsilon_0}^* S_{k-1} H_{k+l+\varepsilon_0} H_{k-1+l+\varepsilon_0}^* \right\| \end{aligned} \quad (11)$$

因为信道频率响应函数是连续变化的,在相干带宽内相位不会发生突变,所以 $H_k H_{k-1}^*$ 可近似认为是实数。同时考虑到发射信号 S_k 具有较好的频域自相关特性,因此当 $l = \varepsilon_0$ 时,式(11)可取得最大值:

$$\phi_{\varepsilon_0}^{fd} = \left\| \sum_{k=0}^{N-1} |S_k|^2 |S_{k-1}|^2 H_k H_{k-1}^* \right\| \quad (12)$$

因此通过寻找 ϕ_l^{fd} 最大值的位置就可以准确的估计出整数倍频偏,从而完成对接收信号频率偏移的估计。

4 海试数据处理

为了验证文中提出的多普勒补偿算法,于2008年5月在青岛附近海区进行了收发相对运动的水声通信实验。试验海区海深为24m,发射换能器由发射船拖曳,吊放深度为10m,接收水听器则固定在一个浮标上,吊放深度也为10m,试验的总体情况如图3所示。在信号发射过程中发射船一直处于运动状态,先远离浮标,到达一定距离后折返向浮标靠近。该海区的声速剖面如图4,声速相差不超过0.3m/s,可认为是等声速剖面。试验中测得的一个典型的信道响应函数如图5所示,可以看出信道的多途情况比较复杂。

选用的发射信号是对频率同步很敏感的OFDM信号,信号设置与仿真时的设置一样,中心

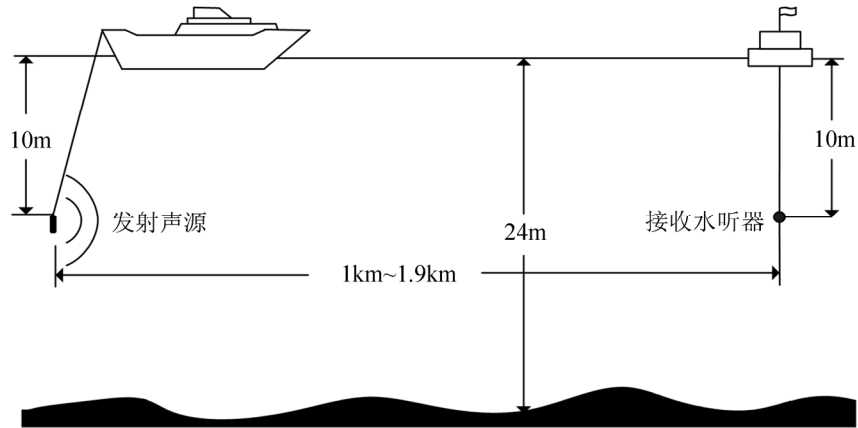


图3 试验的基本情况
Fig.3 Environment of sea trial

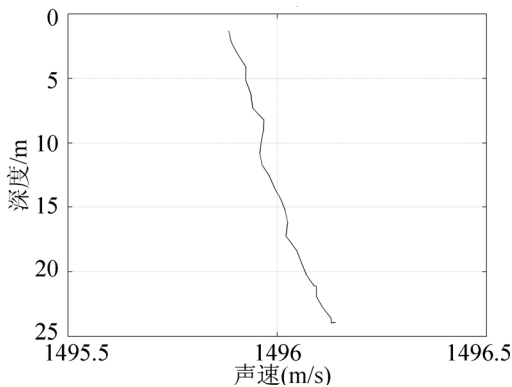


图4 试验海区的声速剖面
Fig.4 Sound speed profile of the sea area

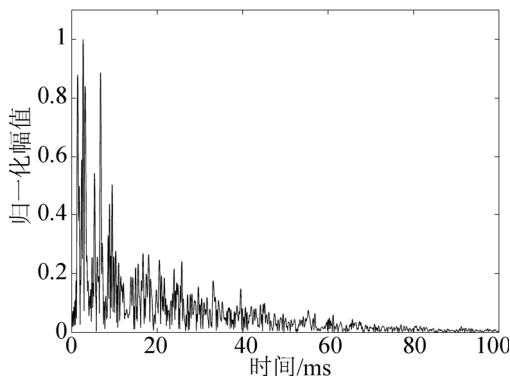


图5 试验海区典型的信道冲激响应
Fig.5 A typical channel pulse response

频率为 6kHz, 带宽 3kHz, 分成 600 个子载波, 子载波间隔 5Hz, 信号采用 BPSK 调制。每个 OFDM 符号的长度为 200ms, 循环前缀 50ms。信号设计成图 2 所示的帧结构, 每帧信号包含 10 个 OFDM 符号, 加上训练序列和定时信号, 每帧信号长度为 3.6s, 满足式(5)的要求, 保证了用固定频偏补偿残余多普勒的可靠性。运动过程中信号重复发射, 接收到多帧 OFDM 信号, 以下选取收发距离在 1km~1.9km 之间的其中 6 帧信号进行处理。

在接收端首先检测接收信号帧头部的线性调

频信号获得时间同步, 然后按第 3 节中描述的算法进行信号的多普勒补偿, 得到所有信号的多普勒初步估计及频偏估计分别列于表 1。前两帧信号是在发射船远离浮标时得到的, 发射信号被拉伸, 所以估计出来的多普勒系数是正值; 而后四帧则是靠近时得到的, 发射信号被压缩, 多普勒系数为负值。

表 1 还给出了精细补偿前后信号解调性能的对比, 可以看出如果不对残余多普勒进行补偿, 系统的性能会大大地降低, 而利用固定频偏作为替代补偿残余多普勒后, 误码率有明显的下降。图 6 给出了其中一帧的解调星座图, 信号较好的收敛到了发射点上。图中有些点的幅度明显大于其他点, 其原因是发射信号进行峰均比抑制的时候采用了星座图扩展方法(Active Constellation Extension), 而非信道传输造成的误差。如果系统中加入 1/2 卷积码, 误比特率能达到 10^{-3} 量级, 这个结果基本让人满意。

表 1 信号的解调情况
Table 1 Demodulation of received signals

帧号	多普勒系数	运动速度/(m/s)	频偏估计/Hz	BER (无补偿频偏)	BER (频偏补偿)	BER (信道编码)
第 1 帧	0.0006	0.9	-1.77	0.056	0.013	0
第 2 帧	0.0020	3	-1.81	0.085	0.025	0.001
第 3 帧	-0.0017	-2.55	-1.12	0.089	0.041	0.004
第 4 帧	-0.0016	-2.4	-0.62	0.086	0.021	0
第 5 帧	-0.0006	-0.9	-1.19	0.056	0.022	0.003
第 6 帧	0	0	-1.59	0.062	0.015	0

5 结 论

本文选用对频率偏移较为敏感的 OFDM 信号作为研究对象, 对水声通信中宽带信号的多普勒补偿问题进行了研究。在仔细分析了宽带多普勒系数和误比特率的关系并进行模拟计算后提出宽带多普勒补偿的改进算法, 设计了特殊的帧结构, 分两

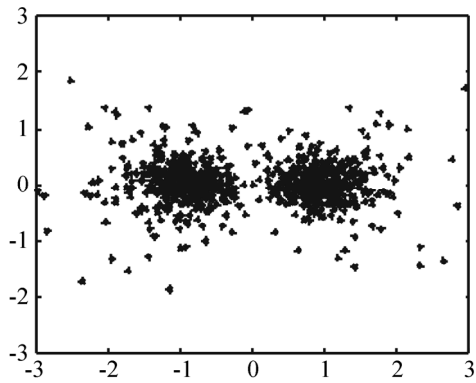


图6 其中一帧信号的解调星座图

Fig.6 Constellation of a frame signal after demodulation

步对接收信号的多普勒进行补偿。首先借助每帧首尾的同步信号获取接收帧的长度,比较接收帧长度和发射帧长度估计出多普勒系数,通过时域重采样对其进行初步补偿;然后利用事先加入的训练序列

估计频偏,用频偏补偿作为替代对残余多普勒进行较为精细的补偿。为了验证系统的性能,进行了相应的海上试验,海试数据的处理结果表明,经过对残余多普勒的精确补偿后,系统的性能有了明显的提高,误码率达到 10^{-3} 量级。

参 考 文 献

- [1] Joao Gomes, Victor Barroso. Doppler Compensation in Underwater Channels Using Time-Reversal Arrays[A]. Proc. ICASSP'03 [C]. 2003, 5: 81-84.
- [2] sharif B S, Neasham J, Hinton O R, et al. A computationally efficient Doppler compensation system for under water acoustic communications[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2000, 25(1): 52-61.
- [3] 孙健. 突发 OFDM 系统的同步技术研究[D]. 浙江大学博士学位论文. 2005: 48-54.
- [4] 王文博, 郑佩. 宽带无线通信 OFDM 技术[M]. 人民邮电出版社. 2003 年.