

直接序列扩频水声通信中的自适应多普勒补偿方法

雷开卓, 韩 晶, 黄建国

(西北工业大学 航海学院, 陕西 西安 710072)

**摘 要:**当直接序列扩频水声通信的收发机存在相对运动时必须对接收信号进行多普勒补偿,但现有补偿方法在频率扩展信道中存在多普勒残留,使系统性能下降。文章提出了一种针对直接序列扩频的每路径自适应多普勒补偿方法,此方法通过解算互模糊度函数获取信道中各路径的时延与多普勒因子,并采用多相滤波器内插方法分别对各路径到达信号实现符号级自适应多普勒补偿,同时借助RAKE接收机将各路径信号的解调结果作为时间分集进行合并。在双扩展水声信道中的仿真分析表明,该方法提高了输出信噪比和信号畸变比,具有更好的时变跟踪性能。

**关 键 词:**水声通信, 每路径多普勒补偿, 直接序列扩频, 双扩展信道  
**中图分类号:** TN911, TB567      **文献标识码:** A      **文章编号:** 1000-2758(2010)06-0829-05

水声信道中通信信号传输受到很多因素影响,一方面,多径传播导致时间扩展,造成接收信号码间干扰 (ISI);另一方面,收发端相对运动导致多普勒频移,且不同路径频移不同,形成频率扩展,使得相位相干接收机的载波与符号同步变得困难。

为克服信道影响实现系统可靠解调,传统的直接序列扩频水声通信采用RAKE接收机以利用信道多径<sup>[1,2]</sup>。另外,为补偿多普勒频移,针对PSK系统,文献[3]采用与自适应判决反馈均衡器集成的二阶数字锁相环进行载波同步。文献[4,5]进一步采用线性内插重采样预处理的方法,分别实现了开环与闭环结构的多普勒补偿。但是上述多普勒补偿方法存在以下2个问题:①为保证采样率转换的准确性,线性内插方法需要的采样频率相对较高,不利于实时存储处理;②由于无法分辨各传输路径的多普勒频移差异,上述方法采用统一的内插因子,在频率扩展信道中,将导致无法跟踪补偿多普勒的残留,使得系统性能下降。

为此,本文针对直接序列扩频提出了一种自适应多普勒补偿方法,此方法基于模糊度函数解算获取信道中各路径的时延与多普勒因子,采用多相滤波器内插方法分别对各路径的到达信号实现符号级自适应多普勒补偿,同时借助RAKE接收机将各路

径解调结果作为时间分集进行合并。这样就消除了常规多普勒补偿方法在双扩展信道中的多普勒残留,提高了补偿性能,可实现水声双扩展信道中的可靠通信。

1 宽带信号多普勒补偿原理

对于窄带信号,多普勒效应可近似以多普勒频移表示;但是对于宽带水声通信信号而言,必须考虑多普勒对信号的压缩扩展效应。具体来说,应以如下方式建模

$$r_k(t) = s((1 + \Delta_k)t) \tag{1}$$

式中  $s(t)$  与  $r_k(t)$  分别为发射信号与第  $k$  条路径的接收信号,  $\Delta_k$  为多普勒因子,它是对应于第  $k$  条路径收发端相对运动速度与声速的比值。

为补偿水声信道多普勒,在接收端还原发射信号,这涉及到对接收信号序列进行采样率转换,以离散信号表示,即

$$s[nT_s] = r_k\left[\left(\frac{n}{1 + \Delta_k}\right)T_s\right] \tag{2}$$

式中  $T_s$  为采样周期。因此,对应第  $k$  条路径接收信号多普勒补偿的重采样频率为

$$f_s' = (1 + \Delta_k)f_s \tag{3}$$

对于频率扩展信道而言,不同路径的多普勒因子  $\Delta_k$  不同,对应的重采样频率也互不相同,需要分别进行单独处理。

## 2 直接序列扩频自适应多普勒补偿方法

### 2.1 初始化多普勒检测

为对多径信道接收信号进行多普勒补偿,需要首先对各路径的时延与多普勒频移进行估计。具体来讲,可以通过解算发射接收信号间的互模糊度函数来实现。

宽带连续信号的互模糊度函数定义为

$$\chi_{sr}(\tau, \Delta) = (1 + \Delta) \int_{-\infty}^{\infty} s((1 + \Delta)t) r(t - \tau) dt \quad (4)$$

用以描述由接收信号时延与多普勒频移引起的匹配滤波器失配情况。其中  $r(t)$  为接收信号,是各路径接收信号的时延叠加,即

$$r(t) = \sum_{k=1}^K x_k(t - \tau_k) \quad (5)$$

$K$  为信道传输路径总数,  $\tau_k$  为第  $k$  路径的时延。

模糊度函数求解需要在时间-频率二维平面上进行相关,通过搜索相关峰值即可得到各路径的时延与多普勒频移的估计,检测方法见图 1。考虑到实际系统实现,通常选取具有良好时频分辨能力的 PN 序列作为同步头进行相关搜索。

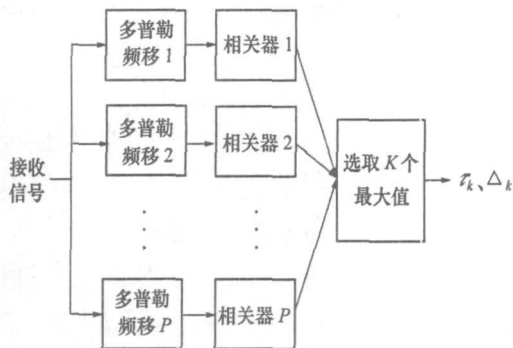


图 1 模糊度函数时延多普勒检测

### 2.2 多相滤波器内插

在得到多普勒频移估计后,即可对其进行重采样补偿。文献 [4, 5] 采用的线性内插方法,为保证重采样的准确性而需要较高的采样频率。为减少实

际系统存储量同时提高精度,本文采用多相滤波器内插方法。其具体过程如下:

首先,将接收信号序列多普勒补偿对应的非整数采样位置  $t_h$  近似为

$$t_h \approx l_h T_s + m_n T_s / I \quad 0 \leq m_n < I \quad (6)$$

式中  $I$  为内插升采样倍数,且  $l_h, m_n$  与  $I$  均为整数。

其次,设计内插低通滤波器  $h(n)$ , 其中  $n = 0, 1, \dots, M-1$ ,  $M$  为整数,并将其分解为  $I$  个多相子滤波器  $p(j, m)$ , 有

$$p(j, m) = h(m + jI) \quad \begin{matrix} m = 0, 1, \dots, I-1 \\ j = 0, 1, \dots, M-1 \end{matrix} \quad (7)$$

通过多相滤波器内插,所得到的多普勒补偿对应的重采样输出为

$$r(l_h + m_n T_s / I) = \sum_{j=0}^{M-1} p(j, m_n) r((l_h - j) T_s) \\ \sum_{j=0}^{M-1} h(m_n + jI) r((l_h - j) T_s) \quad (8)$$

### 2.3 自适应多普勒补偿

在文献 [4, 5] 给出的方法中,系统不对各多径信号进行分辨,采用统一的多普勒补偿,系统结构见图 2(a)。借助于直接序列扩频固有的多径分辨能力,利用互模糊度函数解算出的各路径时延与多普勒因子,结合多相滤波器内插方法,本文提出的每路径自适应多普勒补偿系统结构如图 2(b) 所示。

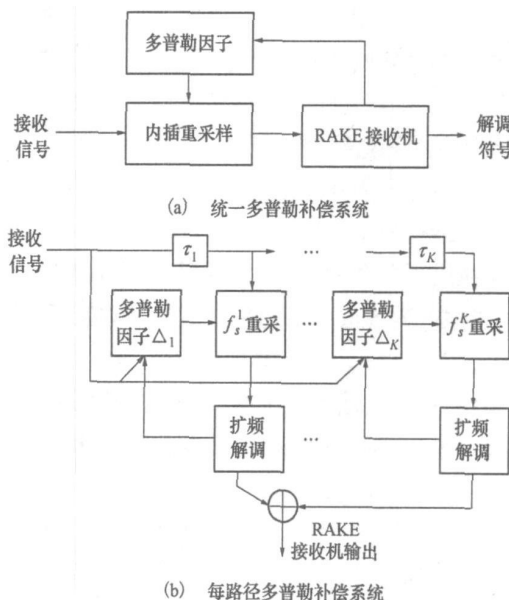


图 2 自适应多普勒补偿系统结构

其中, RAKE 接收机包含  $K$  个分支,分别对准多普勒检测得到的各路径信号的时延位置,并且采用

多相滤波器内插方法对各分支信号实现多普勒补偿预处理,随后将经过解扩后的各分支信号作为时间分集进行合并实现符号判决。

需要说明的是,各分支多普勒因子的初始值由帧同步头模糊度函数检测得到,随后这些多普勒因子还将以符号速率进行自适应更新,以跟踪信道时变与系统残留多普勒。其计算方法如下

$$\phi_n = \arg[y_n \cdot d_n^*] \tag{9}$$

$$\Delta_{n+1} = \Delta_n + k_f \phi_n \tag{10}$$

其中,  $y_n$ 、 $d_n$  分别为第  $n$  个符号对应的符号估计与符号判决,  $k_f$  为相位跟踪常数。

3 仿真算例与系统性能分析

为验证本文提出的每路径自适应多普勒补偿方法的有效性,比较该方法与传统的多普勒补偿方法的性能,本节将以实际的算例来进行仿真分析。

3.1 互模糊度函数解算

仿真系统的参数设置见表 1,仿真信道的参数设置见表 2。信道中包含 2 条等能量传输路径,其中第 1 条路径为静态路径,不存在多普勒频移,而第 2 条路径受到信道中散射体变速运动的影响,存在时变的多普勒频移。

表 1 仿真系统参数设置

参数	值
相位调制	差分 QPSK
码片速率 /Hz	2 000
扩频序列长度	31
数据率 /(bits/s)	129. 0
传输符号数	240
滤波器系数 (I×M)	50×8

表 2 仿真信道参数设置

参 数	路径 1	路径 2
相对时延 (ms)	0	1
相对幅度	1	1
初始运动速度 (m /s)	0	1.5
加速运动 (m /s <sup>2</sup> )	0	0.5

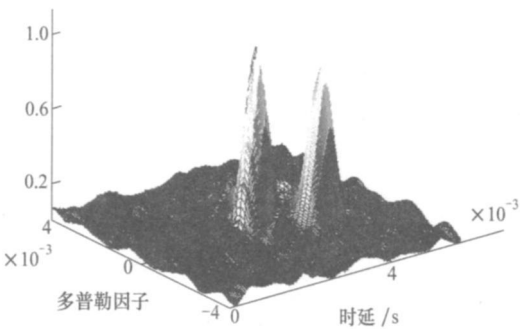


图 3 互模糊度函数多普勒检测结果

3.2 多相滤波器内插

在上述仿真信道环境中,如果不借助于多普勒补偿系统,则多径到达信号对应的 RAKE 接收机分支位置将发生移动,如图 4 所示。其中,RAKE 接收机第 2 分支锁定静态路径到达信号,此时时变路径到达信号对应的分支受到多普勒时间压缩扩展效应的影响,与静态路径到达信号间的相对时延逐渐增大,并在第 200 个符号附近移出 RAKE 接收机的分支范围,从而导致 RAKE 接收机失去时间分集功能,系统性能下降。

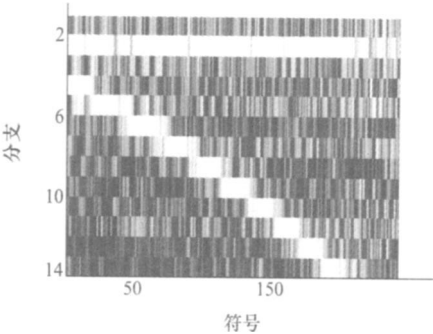


图 4 多普勒信道中 RAKE 接收机的分支权系数

为解决这一问题,需要采用多普勒补偿系统对信道时变进行校正。对于图 2(a)的统一补偿结构,由于各路径到达信号以相同的重采样频率进行内插,在频率扩展信道条件下将不可避免地导致多普勒残留,因此系统性能改善有限;相比而言,图 2(b)的每路径补偿结构能够对各路径到达信号的时变多普勒分别加以校正,保持路径间的相对时延,阻止 RAKE 接收机分支移位,从而可以有效提高系统性能。

重采样内插算法的精度以信号畸变比 (SDR; signal-to-distortion ratio) 参数度量。以对  $f_c$  单频余

弦信号内插为例, 5%给出了不同采样频率下线性内插与多相滤波器内插的精度性能对比, 从中可见多相滤波器方法具有更好的内插精度。

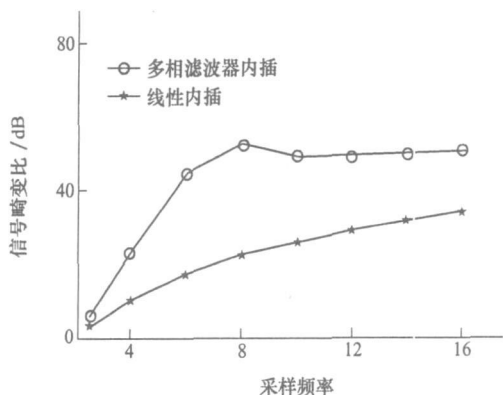


图 5 多相滤波器内插与线性内插的精度比较

### 3.3 自适应多普勒补偿输出

利用解算出的各路径初始时延与多普勒因子, 通过多相滤波器内插, 分别对各路径到达信号实现符号级自适应多普勒补偿, 再借助 RAKE 接收机将各路径信号的解调结果作为时间分集进行合并, 即可得到自适应的解调输出结果。

图 6(a)与图 6(b)分别给出了统一补偿和各路径自适应补偿等 2 种多普勒补偿系统解调输出的符号散点图。图中可以看出, 在相同条件下, 图 6(a)的散点图接近闭合, 且存在 2 个判决误码; 图 6(b)散点图完全分离, 实现了无误码解调。

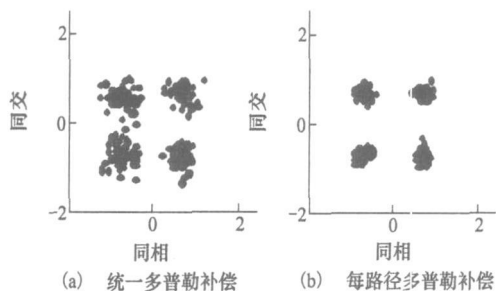


图 6 2 种补偿系统输出符号散点图比较

根据系统解调输出的信噪比定义

$$\text{SNR}_{\text{out}} = 10 \log \frac{|d_n|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y_n - d_n|^2} \quad (11)$$

式中  $N$  为数据帧包含的符号数。则对应于时变路径 2 的相对运动为  $-0.2 \sim -2 \text{ m/s}$  输入信噪比为 3 dB 的信道条件, 仿真计算 2 种多普勒补偿系统输出信噪比如图 7 所示。

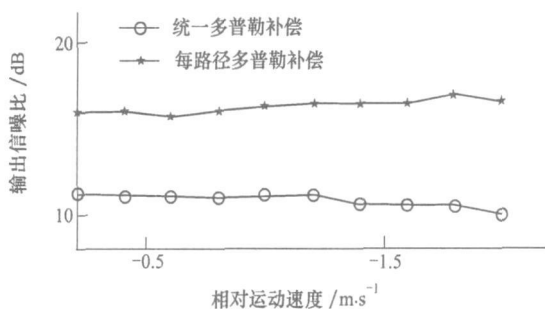


图 7 2 种补偿系统输出信噪比较

图 7 仿真结果表明, 在各个相对运动速度条件下, 每路径多普勒补偿系统相比于统一多普勒补偿系统输出信噪比平均高出约 5 dB, 具有更好的系统性能。

## 4 结 论

本文针对于直接序列扩频提出了一种每路径自适应多普勒补偿方法, 该方法相对于现有的多普勒补偿方法具有以下优点:

- (1) 采用多相滤波器方法能够以相对较小的采样频率实现高精度内插, 相比于线性内插要求高采样频率的特性, 更有利于实时系统实现。
- (2) 借助于每路径多普勒补偿以及 RAKE 接收机时间分集合并, 具有更好的信道时变跟踪性能。
- (3) 每路径多普勒补偿系统输出信噪比比统一补偿系统高 5 dB 以上, 具有更好的系统性能。

## 参考文献:

- [1] Loubet G, Capellano V, Filipiak R. Underwater Spread Spectrum Communications Proc of IEEE Oceans '97 Conf 1997, 574 ~579
- [2] Sozer E M, Proakis J G, Stojanovic M, Rice J A, Benson A, Hatch M. Direct Sequence Spread Spectrum Based Modem for Underwater Acoustic Communication and Channel Measurements Proc of IEEE Oceans '99 Conf 1999, 228~233
- [3] Stojanovic M, Catipovic J A, Proakis J G. Phase Coherent Digital Communications for Underwater Acoustic Channels IEEE J

Oceanic Eng 1994, 19(1): 100~111

- [4] Sharif B S Neasham J Hinton O R Adams A E A Computationally Efficient Doppler Compensation System for Underwater Acoustic Communication IEEE J Oceanic Eng 2000, 25(1): 52~61
- [5] Sharif B S Neasham J Hinton O R Adams A E Closed Loop Doppler Tracking and Compensation for Non-Stationary Underwater Platforms Proc of IEEE Oceans '2000 Conf 2000, 371~375

## Adaptive Doppler Compensation for Direct-Sequence Spread-Spectrum Underwater Acoustic Communication

Lei Kaizhuo Han Jing Huang Jianguo

(College of Marine Engineering Northwestem Polytechnical University Xi'an 710072 China)

**Abstract** In the direct-sequence spread-spectrum underwater acoustic communication, carrier tracking and symbol synchronization are adversely affected by the movement between the transmitter and the receiver. In this case, conventional RAKE receiver may fail to function and Doppler compensation must be adopted. However, the existing methods of Doppler compensation employ only one interpolator, this will lead to residual Doppler and performance degradation of the receiver in frequency-spread channel. So in this paper, an algorithm is presented for direct-sequence spread-spectrum communication, which is implemented as follows. First, by Fig. 1 and Eq. (4), the cross-ambiguity function is calculated and the path delay  $\tau_k$  and Doppler  $\Delta_k$  are initially estimated. Then, by Eq. (6) through (10), polyphase filter interpolator is combined with RAKE receiver to perform Doppler compensation at symbol rate on each path of the channel. Finally, as shown in Fig. 2-(b), the demodulated symbols on each path are considered as time diversity and combined by RAKE receiver. By simulations in doubly-spread underwater acoustic channel, our method of Doppler compensation achieves error-free demodulation (Fig. 6) and outperforms the existing method with higher signal-to-distortion ratio (Fig. 5) and 5dB output SNR signal-to-noise ratio (Fig. 7), thus has better capability of tracking the time-varying channel.

**Key words** underwater acoustic communication; Doppler compensation; direct-sequence spread spectrum; doubly-spread channel