

## 基于改进差分能量检测器的移动直扩水声通信研究

杜鹏宇<sup>1</sup>, 郭龙祥<sup>2,3</sup>, 殷敬伟<sup>2,3</sup>, 乔钢<sup>2,3</sup>

(1. 杭州应用声学研究所声纳技术重点实验室, 浙江 杭州 310023;

2. 哈尔滨工程大学水声技术重点实验室, 黑龙江 哈尔滨 150001;

3. 哈尔滨工程大学水声工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

**摘要:** 针对时变大多普勒干扰提出了基于直扩信号结构的多普勒估计方法, 通过相邻接收扩频符号的匹配相关运算及能量检测可实现对接收扩频信号中的多普勒实时估计。同时, 该方法充分利用扩频处理增益, 在低信噪比条件下仍然可以完成多普勒估计。在此基础上, 提出改进差分能量检测器接收机算法, 通过比较接收端相关器输出能量完成解码, 可有效应对多普勒效应带来的快速载波相位跳变干扰以及时变的多途扩展干扰, 从而保证了直扩水声通信系统在复杂干扰条件下稳定可靠工作。通过计算机仿真及实际海试实验, 成功实现了-10 dB 信噪比时大多普勒干扰条件下的直扩水声通信, 验证了所提算法的有效性和稳健性。

**关键词:** 扩频通信; 移动水声通信; 改进差分能量检测器; 多普勒估计

中图分类号: TB567

文献标识码: A

## Mobile direct-sequence spread-spectrum underwater acoustic communication based on improved differential energy detector

DU Peng-yu<sup>1</sup>, GUO Long-xiang<sup>2,3</sup>, YIN Jing-wei<sup>2,3</sup>, QIAO Gang<sup>2,3</sup>

(1. Science and Technology on Sonar Laboratory, Hangzhou Applied Acoustic Research Institute, Hangzhou 310023, China;

2. Acoustic Science and Technology Laboratory, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;

3. College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

**Abstract:** A Doppler estimation method based on the structural features of spread spectrum signal was proposed, which could achieve real-time Doppler estimation for received spread spectrum signals by energy detecting the result of matching correlation calculation of adjacent received spreading symbols. In addition, this method made full use of the spread spectrum processing gain and could do Doppler estimation under low SNR condition. Improved differential energy detector was further proposed, which can effectively deal with the rapid carrier phase fluctuation interference caused by Doppler effect and time-varying multi-path interference by detecting the output energy of two correlators. Simulation verified the robustness of improved differential energy detector algorithm and the Doppler estimation method based on spread spectrum signal. At-sea data shows that improved differential energy detector combined with the proposed Doppler estimation method can achieve low bit error rate communication for direct-sequence spread spectrum underwater acoustic communication with large time-varying Doppler interference when SNR is -10 dB.

**Key words:** spread spectrum communication, mobile underwater acoustic communication, improved differential energy detector, Doppler estimation

### 1 引言

作为声信号传播介质的海洋十分复杂, 严重影

响和制约着水声通信系统的性能<sup>[1-3]</sup>。在复杂海洋环境的影响下, 高质量水声通信一直都面临着挑战。

扩频水声通信具有抗多径能力、抗干扰能力、

收稿日期: 2016-06-21; 修回日期: 2016-12-17

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61471137, No.51509059); 霍英东教育基金会青年教师基金资助项目 (No.151007)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.61471137, No.51509059), Henry Fok Education Foundation for Young Teachers (No.151007)

多址通信能力等优点，是实现高质量水声通信的首选技术之一<sup>[4,5]</sup>。为此，国内外学者针对扩频水声通信进行了相关研究，其中，Stojanovic等<sup>[6]</sup>成功地将内嵌数字锁相环的判决反馈均衡器应用在扩频水声通信中，很好地解决了载波相位跳变的影响。Yang等<sup>[7]</sup>结合水声独有的环境对直扩系统的性能进行了较为全面的分析。国内学者在扩频水声通信上主要进行了不同扩频方式及相关技术与扩频水声通信结合的研究，相继提出循环移位扩频<sup>[8]</sup>、并行组合扩频<sup>[9]</sup>和时反镜扩频<sup>[10]</sup>等。

然而，目前国内外针对移动扩频水声通信的相关研究较少，移动扩频水声通信在水声通信中的应用仍然面临一些问题。由于水中声速有限，较小的相对运动速度就会带来较大的多普勒效应。多普勒效应将直接导致扩频水声通信系统失去扩频处理增益，因此，在移动直扩水声通信接收端必须首先对接收信号进行多普勒估计及补偿。一个较为常用的多普勒估计方法是在扩频信号两端加入线性调频信号，利用相关算法进行多普勒估计<sup>[11]</sup>。然而，这种方法得出的结果是整个接收信号持续时间内的一个平均多普勒估计，对于相对运动速度变化时所带来的时变多普勒干扰，利用该方法进行多普勒估计补偿将得不到理想的效果。其他一些多普勒估计算法，有的在低信噪比条件下的性能显著下降，有的无法实时跟踪估计多普勒<sup>[12-14]</sup>。

在低信噪比条件下，收发节点存在相对运动尤其是当相对运动速度随时间发生变化的稳健直接序列扩频水声通信是本文解决的主要问题。为此，本文提出基于直扩信号结构特征的多普勒实时估计方法，该方法利用直扩信号中相邻扩频符号进行相关处理，通过检测能量峰值偏移实现多普勒估计，并利用估计得到的多普勒系数对当前扩频符号进行重采样补偿。在直扩系统解码上，近期研究提出了单矢量差分能量检测器<sup>[15]</sup>，该方法具有较好的抗载波相位跳变的能力和较高的处理增益，但该方法应用的假设是载波相位2个扩频符号周期持续时间内相对稳定。在移动扩频水声通信中载波相位将发生快速跳变，上述假设条件很难满足。另外，文献<sup>[15]</sup>中并没有考虑多普勒估计补偿问题，移动条件下单矢量差分能量检测器将受到时变大多普勒的严重干扰，为此，本文进一步提出改进差分能量检测器，可以更好地应对快速载波相位跳变干扰，同时在时变大多普勒干扰条件下仍然保持较高的

解码性能。2015年7月，在某海域进行了运动速度变化的移动扩频水声通信实验，在相对运动速度达到2.5 m/s条件下，循环发送了1 000 bit信息，接收端均实现了零误码解码；通过加入在当天海域采集到的噪声，使接收信号信噪比达到-10 dB，系统仍然可以实现零误码解码，从而验证了本文提出算法的可靠性。

## 2 基于直扩信号结构的多普勒估计

收发节点存在相对运动时将产生多普勒效应，使接收信号在时域上出现压缩或展宽的现象。若发送信号的持续时间为 $T$ ，当存在多普勒现象时，接收信号的持续时间 $T'$ 将变为<sup>[16]</sup>

$$T' = \alpha T \quad (1)$$

其中， $\alpha$ 为多普勒系数，与收发节点相对运动速度有关。当存在多普勒效应时，接收信号（忽略噪声和信道影响）将变为

$$\begin{aligned} r(t) &= m\left(\frac{1}{\alpha}t\right)\cos\left(\omega\frac{1}{\alpha}t\right) \\ &= m[(1+\delta)t]\cos[\omega(1+\delta)t] \\ &= m[(1+\delta)t]\cos[\omega t + \varphi(t)] \end{aligned} \quad (2)$$

其中， $\delta = \frac{1}{\alpha} - 1$ ， $m(t)$ 为信号包络， $\omega$ 为载波中心频率， $\varphi(t) = \delta\omega t$ 为多普勒效应带来的快速载波相位跳变。从式(2)可以看出多普勒效应对直扩信号直接产生的影响体现在2个方面：1)对信号包络而言，多普勒效应使其时间比例发生了变化，即信号包络在时域上被压缩或展宽；2)对载波而言，多普勒效应使其产生了随时间变化的相位 $\varphi(t)$ ，其变化的快慢与收发节点的相对运动速度有关。对于直扩水声通信系统，其扩频处理增益即为接收扩频符号与本地参考扩频序列匹配增益。因此，多普勒效应对直扩系统匹配输出增益的影响是移动扩频水声通信系统所关注的主要问题。图1通过仿真给出了多普勒效应对直扩系统匹配输出增益的影响，图中相同灰度代表扩频系统采用相同的扩频序列，虚线代表只存在包络失真时的匹配输出结果（载波相位跳变得到了补偿）。由于接收扩频符号与本地扩频序列的匹配处理增益和它们之间的相关系数呈正相关，为了便于对比说明，匹配输出结果以相关系数形式给出。从图1可以看出：1)多普勒效应将导致扩频水声系统的扩频增益严重下降，多普勒越大扩频增益下降越严重；2)扩频增益下降的根

本原因为多普勒效应导致扩频符号的包络失真（时域上的压缩或展宽）和扩频符号周期持续时间内的快速载波相位跳变，对比图 1 中实线和虚线可知扩频符号周期内的快速载波相位跳变是导致扩频增益下降的主导原因；3）对比图 1(a)和图 1(b)可知，在相同多普勒条件下，扩频增益下降程度与选取的扩频序列长度、系统带宽有关，选取的扩频序列越长、系统带宽越窄，扩频符号周期持续时间越长，则载波相位在扩频符号周期内的相对跳变越快且扩频符号失真越大，扩频增益下降越严重。因此，在设计移动扩频水声通信系统时要合理选取扩频系统参数来应对多普勒效应带来的影响，同时扩频系统接收端必须进行多普勒估计和补偿来有效抑制多普勒效应对扩频水声通信系统带来的影响。

情况下，多普勒效应对扩频信号的影响也将随时间发生变化，因此，直扩系统接收端需要实时更新多普勒估计结果并进行补偿。本文针对直扩系统提出的多普勒估计原理如图 2 所示，对相邻 2 个扩频符号基带信号做相关运算并进行能量检测，通过检测输出能量最大值位置即可完成多普勒估计，估计的结果作为 2 个扩频符号周期内的平均多普勒分别对 2 个扩频符号进行重采样，完成多普勒补偿。

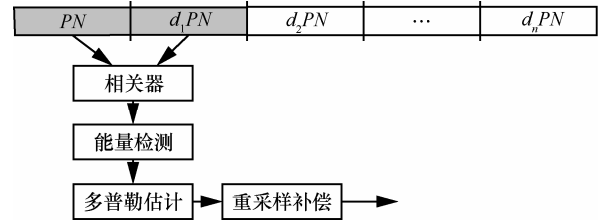


图 2 多普勒估计原理

下面通过计算式进行进一步说明。

当不存在多普勒干扰时，接收直扩基带信号的 2 个相邻扩频符号的时域波形  $s_n(t)$  和  $s_{n+1}(t)$  为（暂不考虑水声信道及噪声）

$$\begin{cases} s_n(t) = d_n c(t) \\ s_{n+1}(t) = d_{n+1} c(t) \end{cases}, t \in [0, T] \quad (3)$$

其中， $c(t)$  为扩频序列的时域波形， $d_n$  为信息序列（取  $\pm 1$ ）， $T$  为扩频符号持续时间，则相关器的能量输出结果为

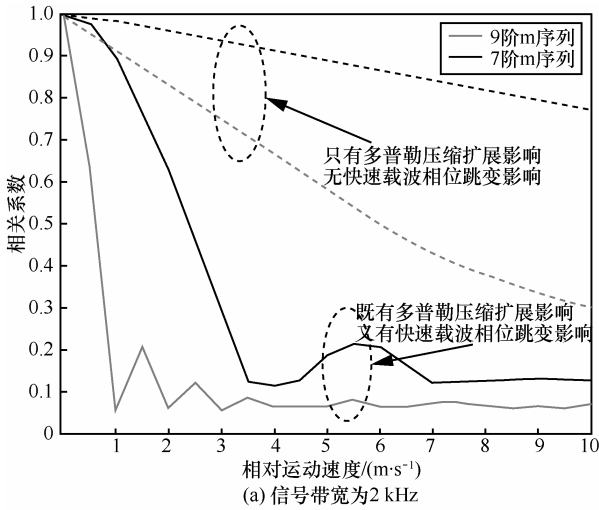
$$\begin{aligned} R(\tau) &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s_n(t+\tau) s_{n+1}^*(t) dt \right|^2 \\ &= \left| (d_n d_{n+1})^2 \int_{-\infty}^{+\infty} c(t+\tau) c^*(t) dt \right|^2 \\ &= \rho^2(\tau) \end{aligned} \quad (4)$$

其中，上标 \* 表示共轭运算， $\rho(\tau)$  为扩频序列的自相关函数。由扩频序列的性质可知，当且仅当  $\tau = 0$  时输出结果出现最大值。

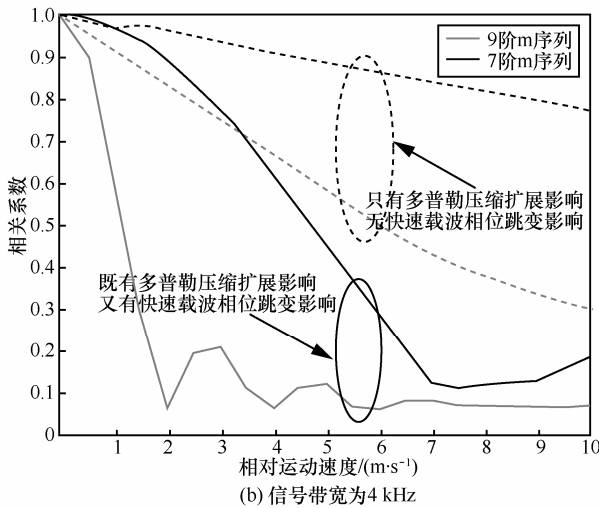
当存在多普勒干扰时，接收直扩基带信号的 2 个相邻扩频符号的时域波形为

$$\begin{cases} s_n(t) = d_n c'(t) e^{j\delta\omega_c t} \\ s_{n+1}(t) = d_{n+1} c'(t + \Delta) e^{j(\delta\omega_c t + \delta\omega_c T)} \end{cases}, t \in [0, T] \quad (5)$$

其中， $c'(t) = c[(1 + \delta)t]$  为受多普勒压缩或扩展后的扩频信号时域波形， $e^{j\delta\omega_c t}$  为多普勒导致的快速载波相位跳变， $\Delta = (1 - \alpha)T$  为接收信号在  $T$  时间内的压缩或扩展量，则此时相关器的能量输出结果为



(a) 信号带宽为 2 kHz



(b) 信号带宽为 4 kHz

图 1 多普勒条件下扩频序列的匹配输出结果

在收发节点相对运动速度随时间发生变化的

$$\begin{aligned}
 R(\tau) &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s_n(t+\tau) s_{n+1}^*(t) dt \right|^2 \\
 &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} c'(t+\tau) c^*(t+\Delta) e^{j(\delta\omega_c\tau - \delta\omega_c T)} dt \right|^2 \\
 &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} c[(1+\delta)t+\tau] c^*[(1+\delta)t+\Delta] dt \right|^2 \quad (6)
 \end{aligned}$$

对式(6)的积分做换元处理  $tt = (1+\delta)t + \Delta$ ，有

$$\begin{aligned}
 R(\tau) &= \frac{1}{(1+\delta)^2} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} c(tt - \Delta + \tau) c^*(tt) dtt \right|^2 \\
 &= \frac{1}{(1+\delta)^2} \rho(\tau - \Delta) \quad (7)
 \end{aligned}$$

当且仅当  $\tau = \Delta$  时，相关器的能量输出结果出现最大值。因此，通过检测相关器能量输出最大值的位置即可完成多普勒估计。

上述推导过程中没有考虑水声信道的影响，若设  $h_n(t)$  为第  $n$  个扩频符号周期内的水声信道，则式(7)的输出结果变为

$$\begin{aligned}
 R(\tau) &= \frac{1}{(1+\delta)^2} \rho(\tau - \Delta) \otimes [h_n(\tau) \otimes h_{n+1}^*(\tau)] \\
 &= \frac{1}{(1+\delta)^2} \rho(\tau - \Delta) \otimes \rho_h(\tau) \quad (8)
 \end{aligned}$$

其中， $\otimes$  表示卷积， $\rho_h(\tau)$  为 2 个相邻扩频符号周期信号对应信道的互相关相关函数。虽然移动条件下的水声信道将随时间发生变化，但在 2 个相邻扩频符号持续时间内可认为水声信道是时不变的，即  $h_n(\tau)$  和  $h_{n+1}(\tau)$  具有较高的互相关系数，这一假设在后面的海试实验数据处理中将得到验证。事实上，实际应用中，在进行多普勒估计前可首先进行时反处理，利用时反处理得到的  $Q$  函数来取代实际水声信道<sup>[17]</sup>。这样，即使 2 个相邻扩频符号周期持续时间内的水声信道相关性较弱，也不会对多普勒估计结果产生太大影响。

相对运动速度发生变化移动直扩水声通信将导致不同时刻接收到的扩频符号受到不同的多普勒影响，而本文给出的基于直扩信号的多普勒估计方法估计得到的是 2 个扩频符号持续时间内平均多普勒而非整帧接收扩频信号的平均多普勒，从而可以实现对接收扩频信号内时变多普勒的实时估计/更新，利用估计得到的多普勒系数对当前的相邻扩频符号进行重采样多普勒补偿。

### 3 改进差分能量检测器

图 3 给出了改进差分能量检测器原理。在相邻

2 个扩频符号接收信号经过多普勒估计补偿后，将前一个扩频符号的后半段和后一个扩频符号的前半段组成的信号分别与本地构建的 2 个序列进行相关运算，通过比较 2 个相关器输出能量的最大值完成解码。

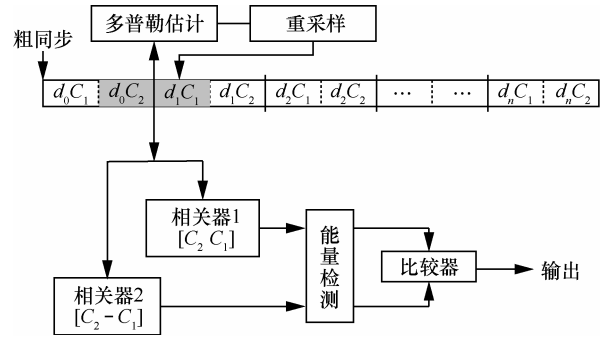


图 3 改进差分能量检测器

下面通过计算式进一步说明。

在直扩系统的发射端首先对原始发送信息序列进行差分编码，设原始信息序列为  $a_n$  ( $a_n$  以概率  $P$  取 1，以概率  $1-P$  取 -1)，则经过差分编码后的序列为

$$d_n = d_{n-1} a_n \quad (9)$$

其中， $d_n$  为差分编码后的信息序列， $d_0=1$ ，则可知

$$a_n = d_n d_{n-1} \quad (10)$$

将  $d_n$  进行扩频和载波调制后即可发送出去。

在接收端对接收扩频信号进行粗同步和多普勒估计补偿后，将接收信号由通带信号转换为基带信号。改进差分能量检测器每次处理的信号为前一个扩频符号的后半段和下一个扩频符号前半段组成的信号（暂不考虑噪声及水声信道影响）。

$$r_n = [d_{n-1} C_2 e^{j\bar{\varphi}}, d_n C_1 e^{j\bar{\varphi}}] \quad (11)$$

其中， $C_2$  为扩频序列后半段， $C_1$  为扩频序列的前半段， $\bar{\varphi}$  为在一个扩频符号持续时间内平均相位。改进差分能量检测器假设载波相位在一个扩频符号持续时间内缓慢变化。因此，改进差分能量检测器 2 个相关器的能量输出结果为

$$\begin{aligned}
 \rho_1 &= |e^{j\bar{\varphi}}|^2 |<[d_{n-1} C_2, d_n C_1] T_+>|^2 \\
 \rho_2 &= |e^{j\bar{\varphi}}|^2 |<[d_{n-1} C_2, d_n C_1] T_->|^2 \quad (12)
 \end{aligned}$$

其中， $<\cdot>$  为相关运算， $T_{\pm}$  为本地构建的扩频序列

$$T_+ = [C_2, C_1], T_- = [C_2, -C_1] \quad (13)$$

通过比较 2 个相关器输出能量最大值即可完成解码

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \max\{\rho_1\} \\ \max\{\rho_2\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left| \sum C_2^2 + d_{n-1}d_n \sum C_1^2 \right|^2 \\ \left| \sum C_2^2 - d_{n-1}d_n \sum C_1^2 \right|^2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

由式(14)可知:当  $E_1 > E_2$  时,  $a_n = d_n d_{n-1} = 1$ ; 当  $E_1 < E_2$  时,  $a_n = d_n d_{n-1} = -1$ 。可以看出,改进差分能量检测器只要求载波相位在一个扩频符号周期内保持稳定即可完成解码,而差分能量检测器则要求载波相位在 2 个扩频符号周期内保持稳定<sup>[17]</sup>。因此,改进差分能量检测器对载波相位跳变更加不敏感,更适用于移动水声通信。需要说明的是,在上述式子推导说明时将一个扩频符号周期持续时间内的载波相位跳变用常量  $\bar{\varphi}$  表示,而在实际应用中  $\bar{\varphi}$  并非常量。当  $\bar{\varphi}$  变化明显时,改进差分能量检测器的解码性能将受到影响,主要体现在 2 个相关器输出能量差变小,后面的海试实验数据处理将给出相应结果。

## 4 实验验证

### 4.1 仿真研究

本文首先对改进差分能量检测器性能进行了仿真研究。仿真参数:系统带宽  $B=4$  kHz,载波中心频率  $f_c=12$  kHz,扩频序列为 9 阶 m 序列。图 4 给出了在收发双方存在 1 m/s 相对运动时,同一直扩系统分别采用差分能量检测器和改进差分能量检测器解码性能对比。需要说明的是,在解码过程中没有进行多普勒估计和补偿处理。1 m/s 的相对运动使载波相位在 2 个扩频符号周期内不再保持稳定,因此严重降低了差分能量检测器的处理增益;而改进差

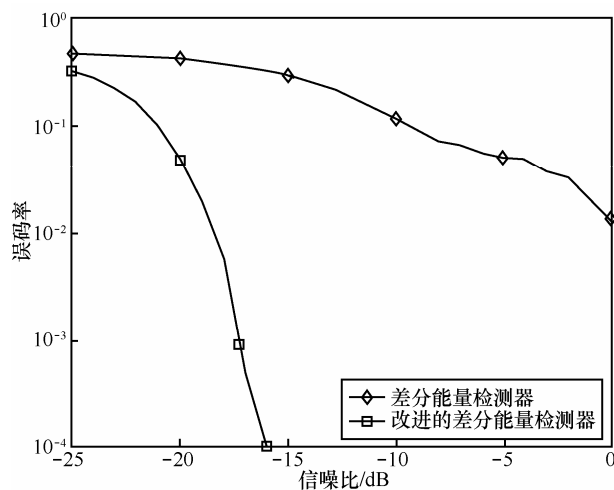


图 4 多普勒条件下 2 种能量检测器解码性能对比

分能量检测器的处理增益只受一个扩频符号周期的载波相位干扰,其处理增益受载波相位跳变影响较小,因此解码性能要优于差分能量检测器。

在相同仿真条件下,图 5 给出了在不同相对运动速度条件下改进差分能量检测器的解码性能,可以看到改进差分能量检测器具有较好的抗多普勒性能:在 1.5 m/s 的相对运动以及 -5 dB 信噪比条件下,直扩系统采用改进差分能量检测器解码误码率小于  $10^{-2}$ 。

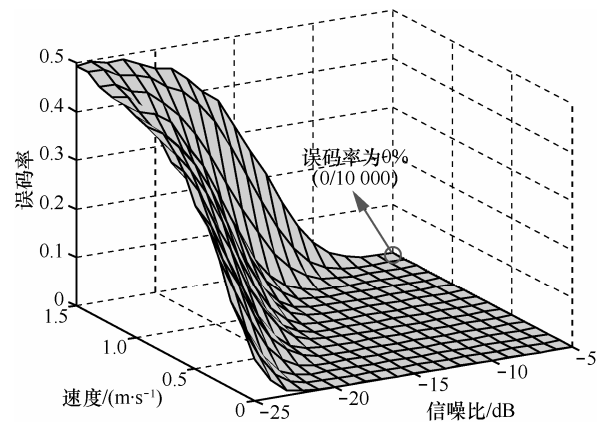


图 5 改进差分能量检测器多普勒条件下解码性能

图 6 给出了多途干扰条件下改进差分能量检测器的输出结果。由于改进差分能量检测器算法是比较 2 个相关器能量输出结果,可知当水声信道多途扩展小于扩频符号周期时,水声信道的多途扩展分量将成为能量的有益贡献,差分能量检测器将具有较强的抗多途扩展干扰能力。

从上述仿真结果可以看出,改进差分能量检测器具有较好的抗载波相位跳变能力和抗多途干扰能力,因此对较小的多普勒干扰不敏感。而对于受到较大的多普勒干扰的直扩系统,只需对其进行粗略的多普勒估计补偿,将较大的多普勒干扰转化为较小的多普勒干扰,再利用改进差分能量检测器即可实现高质量解码。

图 7 给出了在多普勒(相对运动速度为 5 m/s)干扰下的匹配结果。其中,图 7(a)为本地扩频序列与接收信号的匹配输出结果,可以看到多普勒导致的快速相位跳变严重影响了匹配输出结果,根本无法看见相关峰。图 7(b)为接收信号相邻 2 个扩频符号周期信号的匹配输出结果,可以看到明显的相关峰,该结果与式(6)和式(7)分析一致,说明了本文提出的多普勒估计算法可以在快速载波相位跳变条件下完成多普勒估计。

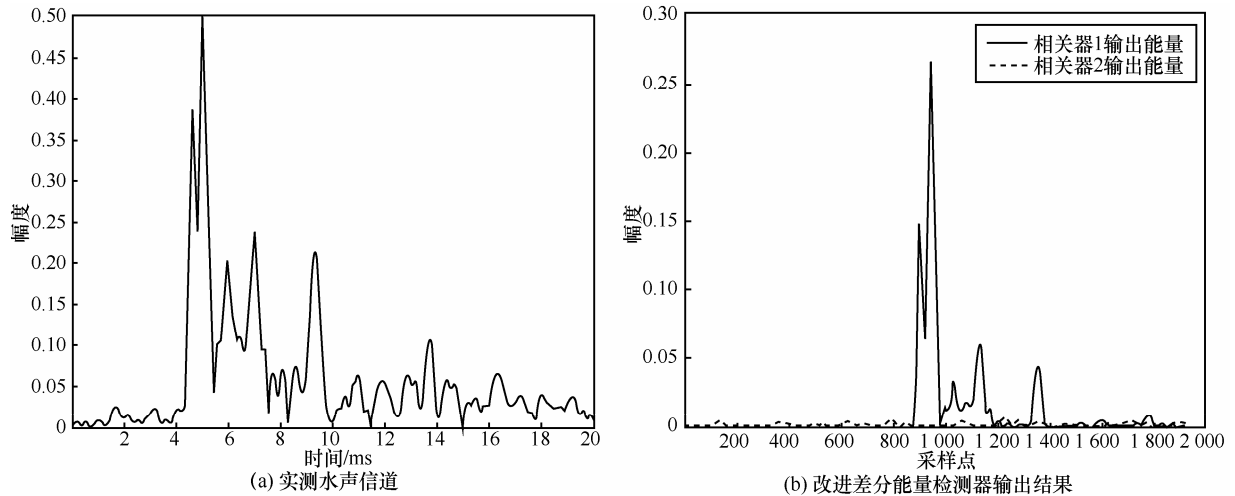


图6 多途干扰下的改进差分能量检测器解码

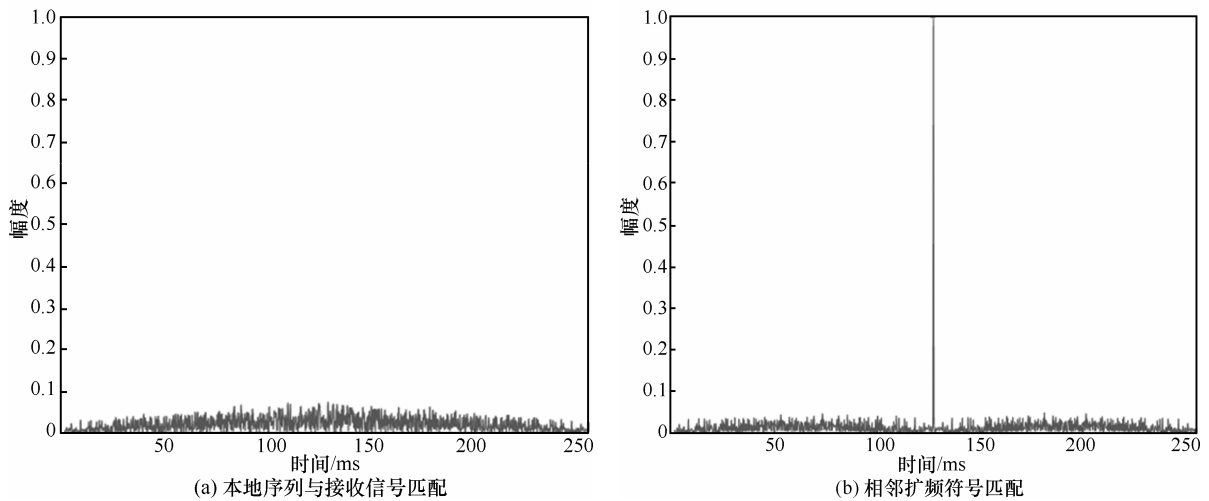


图7 多普勒影响下匹配输出结果

图8给出了在5 m/s相对运动条件下基于直扩信号结构特征的多普勒估计结果。

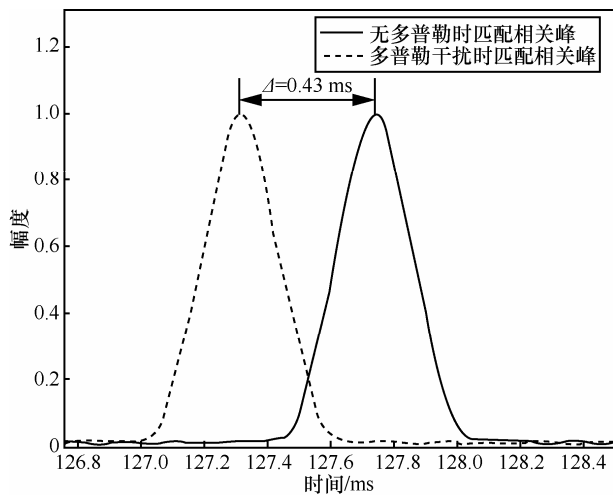


图8 多普勒估计输出结果

### 4.2 大连海试实验

2015年7月，在某海域进行了直接序列扩频移动通信海上实验，实验海域深度为20~40 m。发射端采用8~20 kHz发射换能器，刚性连接布放，布放深度为1.5 m。移动水声通信实验示意如图9所示，实验时发射船以图9中所示轨迹行驶，可以看到在发射船行驶过程中收发双方的径向速度是不断变化的。特别地，当发射船经过A点时，收发双方的相对运动速度将由相向运动变为背向运动，速度变化最为明显。图10给出了实验海域的声速梯度分布，可以看到声速呈明显的负梯度分布。

图11给出了实测移动水声信道及移动信道的相关特性曲线。从图11(a)中可以看到移动水声信道结构较为复杂，时变特性十分明显，这将严重影响水声通信系统的性能。利用当前时刻实测的水声信道与初始时刻实测的水声信道做归一化

相关运算,图 11(b)给出了实测移动水声信道的相关特性曲线。可以看到移动信道的时间相关性较差,因此,水声通信系统在进行信道均衡处理时要时刻跟踪估计水声信道。但由于本文提出的改进差分能量检测器具有较强的抗多途扩展干扰能力,因此,时变水声信道对改进差分能量检测器解码影响不大。图 11(c)是相邻 2 个扩频符号周期内水声信道的相关特性曲线,可以看到相邻扩频符号周期内的水声信道归一化互相关系数均保持在 0.8 以上,从而验证了前面的假设。

为了验证本文提出的移动扩频水声通信系统的性能,在大连海试实验中设计了一组长序列、窄带宽的直扩信号,该信号的具体参数为:扩频序列选用周期为 511 的 m 序列,带宽为 1 kHz,扩频符号周期持续时间达到 0.511 s。下面将给出对该组数据在相对运动速度为 2.5 m/s 条件下的数据处理结果。为了方便后续讨论,将这组数据命名为 ExDL07\_D1。

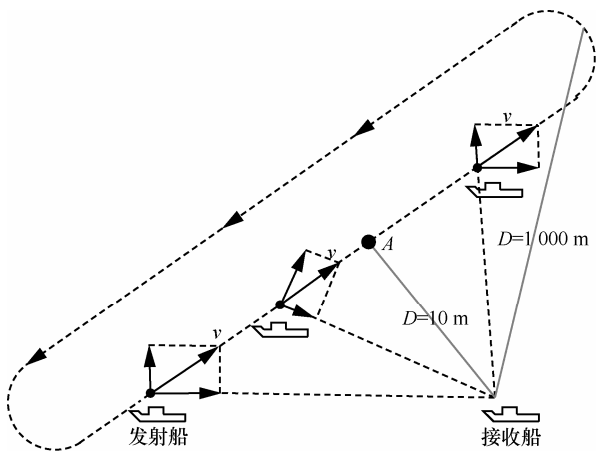


图 9 移动扩频通信实验示意

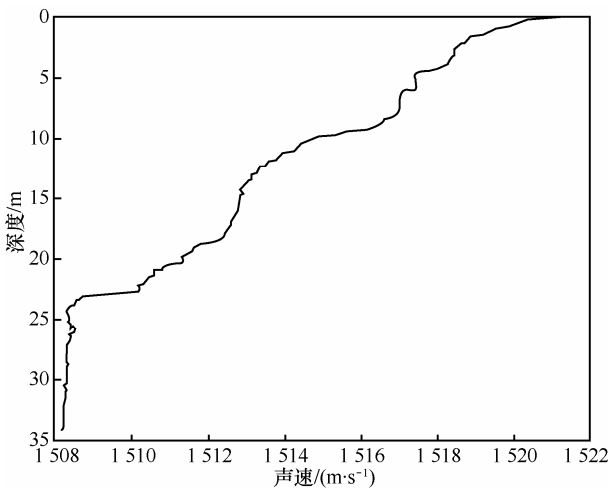
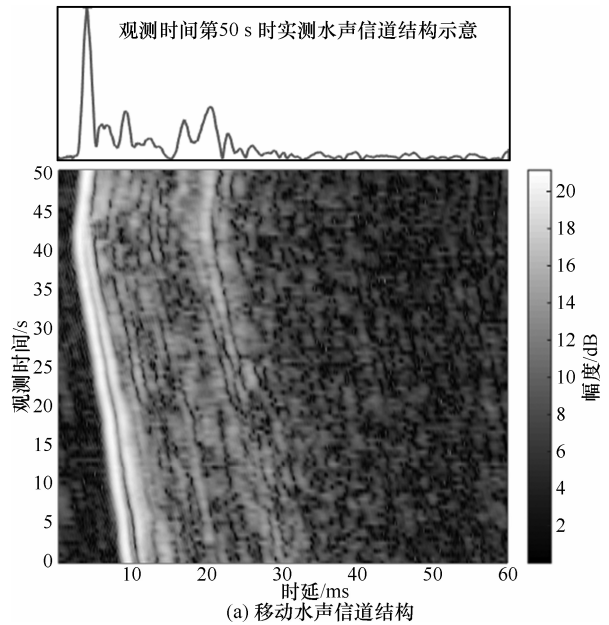
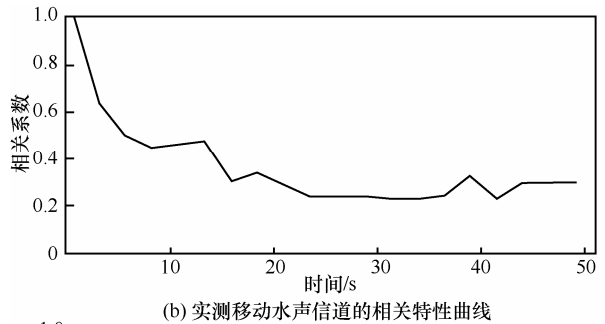


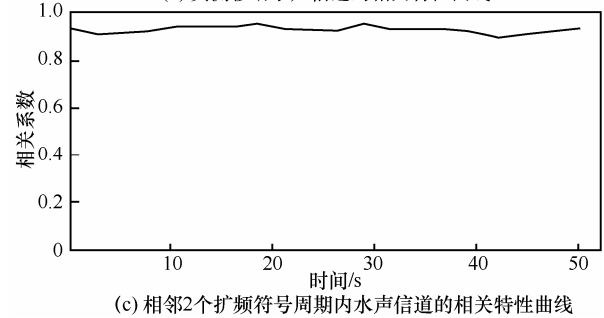
图 10 实验海域声速梯度分布



(a) 移动水声信道结构



(b) 实测移动水声信道的相关特性曲线



(c) 相邻2个扩频符号周期内水声信道的相关特性曲线

图 11 实测水声信道及特性

在移动条件下, ExDL07\_D1 数据中的扩频序列正交性将完全被破坏,图 12(a)给出了 ExDL07\_D1 接收数据的第一个扩频符号改进差分能量检测器输出结果,可以看到快速的载波相位跳变干扰使改进差分能量检测器中的 2 个相关器输出能量差不明显,因此解码过程中将出现严重的误码;图 12(b)为多普勒重采样补偿后的改进差分能量检测器输出结果,可以看到重采样补偿有效抑制了快速载波相位跳变干扰,系统实现了零误码解码。需要说明的是,无论基于 LFM 信号的多普勒估计还是本文提出的基于直扩信号结构的

特征的多普勒估计均属于多普勒粗略估计，而重采样的补偿方式也属于多普勒粗略补偿，直扩信号经过粗略的多普勒估计补偿后仍然存在多普勒的影响。但是这种处理方式可有效抑制多普勒干扰，将大多普勒干扰转化到改进差分能量检测器可接收的范围内，从而完成最终解码。

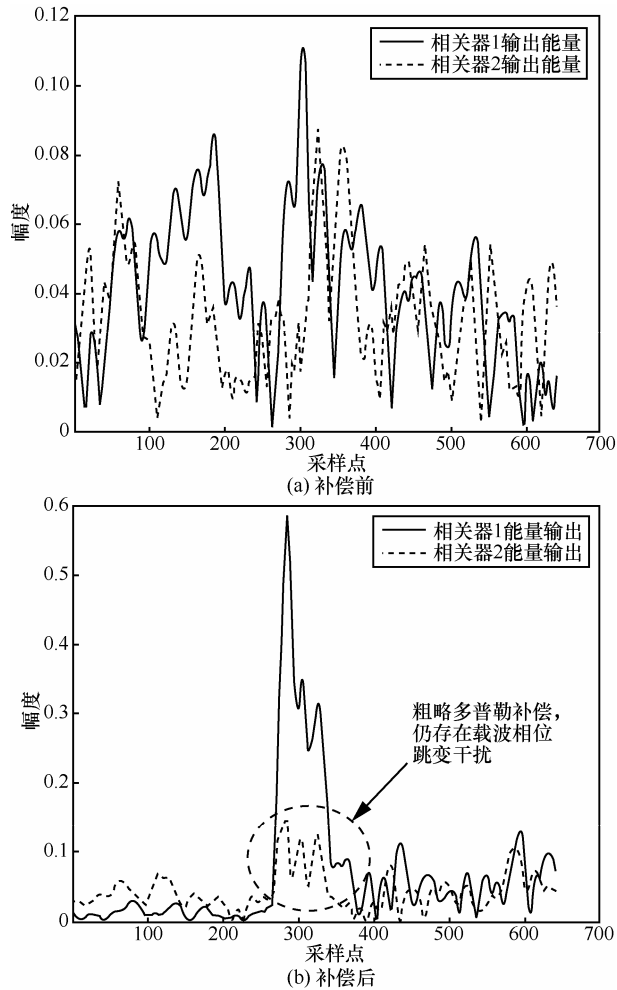


图 12 多普勒补偿前后改进差分能量检测器输出对比

发射端移动发射 ExDL07\_D1 数据期间(0~55 s)与接收端之间的相对运动速度发生了变化，即 ExDL07\_D1 接收数据中的多普勒干扰将发生变化。在对 ExDL07\_D1 接收数据进行多普勒估计时，分别采用基于 LFM 信号的多普勒估计方法和本文提出的基于直扩信号结构特征的多普勒估计方法进行多普勒估计补偿。图 13(a)为基于 LFM 信号多普勒估计<sup>[11]</sup>补偿后的改进差分能量检测器输出，2 个相关器的能量输出对比说明了此扩频符号周期内载波相位跳变仍变化较快，即在时变多普勒干扰下，平均多普勒估值无法保证每个扩

频符号内的快速载波相位跳变均得到有效补偿；图 13(b)为对相同扩频符号利用直扩信号结构特征多普勒估计补偿后的改进差分能量检测器输出，可以看到此时相关器输出能量差明显，当前扩频符号内的快速载波相位跳变干扰得到有效抑制。可见，在时变大多普勒干扰条件下，基于直扩信号结构特征的多普勒估计补偿更加有效地抑制了多普勒效应带来的干扰。

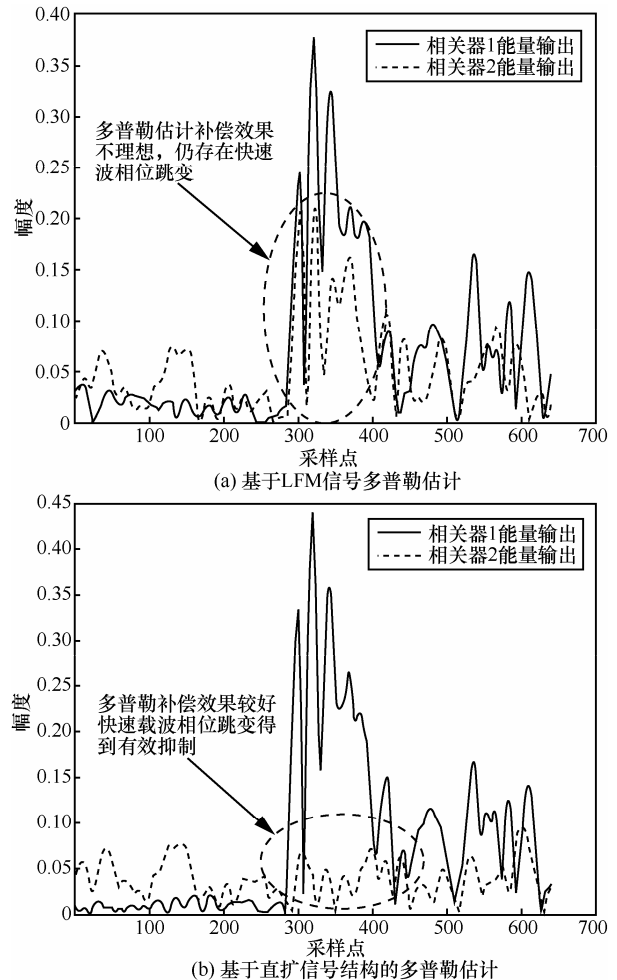


图 13 基于不同多普勒估计系数重采样补偿后改进差分能量检测器输出结果

在海试实验中，ExDL07\_D1 数据接收信噪比约为 0 dB，为了进一步验证改进差分能量检测器在低信噪比条件下的稳定性，对接收信号额外加入高斯白噪声，使接收信号的输入信噪比达到-10 dB。由式(14)可知，改进差分能量检测器输出结果充分利用了扩频增益，因此，改进差分能量检测器在-10 dB 信噪比条件下仍然可以稳定工作。图 14 给出了改进差分能量检测器在-10 dB 信噪比条件下的输出结果，可以看到 2 个相关器输出能量差明显，在发

送数据有限条件下系统仍然实现了零误码解码。

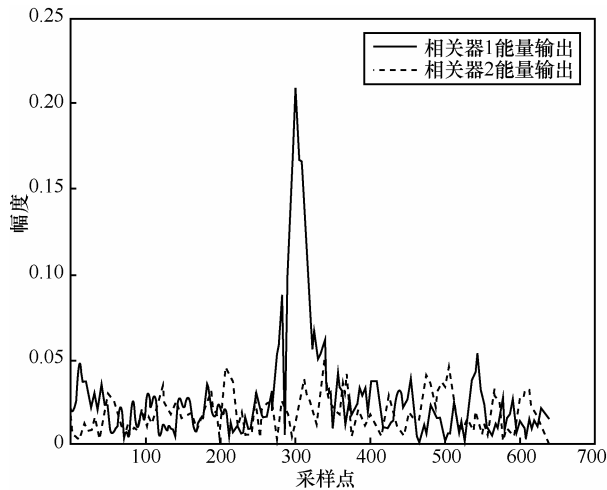


图 14 改进差分能量检测器输出结果 (-10 dB)

通过上述对 ExDL07\_D1 数据的处理结果可以看到, 利用本文提出的基于直扩信号结构特征的多普勒估计补偿方法和改进差分能量检测器成功实现了时变大多普勒条件干扰下的零误码扩频水声通信(发送数据 1 000 bit)。需要说明的是, 本文所讨论的大多普勒干扰是相对的, 是针对具体直扩接收信号而言的。例如, 海试实验中在相同运动条件下还发射的另外一组直扩信号, 该直扩信号的参数为: 扩频序列选用周期为 127 的 m 序列, 带宽为 1 kHz, 扩频符号周期持续时间为 0.127 s。在不进行任何多普勒估计补偿前提下该组数据的改进差分能量检测器处理结果如图 15 所示, 可以看到此时 2 个相关器的输出能量差明显, 改进差分能量检测器在无多普勒补偿条件下成功实现零误码解码(发送数据 4 000 bit)。因此, 在移动扩频水声通信系统中, 要综合扩频符号周期持续时间和实际相对运动速度来衡量多普勒干扰的大小。

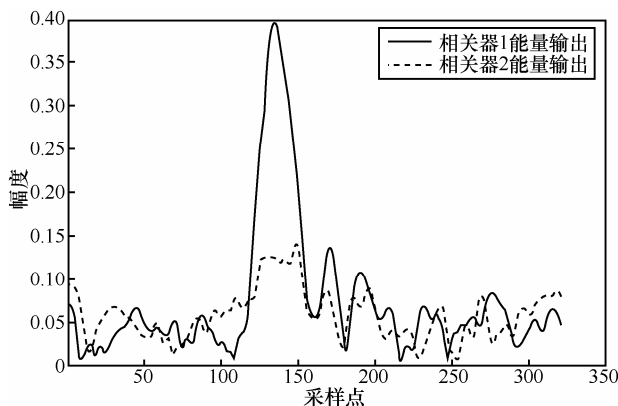


图 15 改进差分能量检测器输出结果

## 5 结束语

本文提出的改进差分能量检测器算法具有一定的抗多普勒干扰能力, 在短序列、宽带宽的扩频水声系统中甚至不需要多普勒估计补偿即可实现对移动扩频接收数据的高质量解码。基于直扩信号结构特征的多普勒估计方法主要是针对时变大多普勒干扰提出的, 通过对时变多普勒的实时估计可以更加有效地进行多普勒补偿, 从而将大多普勒干扰转化到改进差分能量检测器可接收的范围内, 保证了直扩水声通信系统的最终解码。

通过本文的分析、计算机仿真及海试实验结果可知, 在移动扩频水声通信系统设计中发射信号的扩频符号持续时间不宜过长, 即在条件允许范围内移动直扩水声通信系统参数应尽量采用短序列、宽带宽。

## 参考文献:

- [1] YANG T C. Properties of underwater acoustic communication channels in shallow water[J]. Journal of Acoustical Society of America, 2011, 131(1): 129-145.
- [2] KILFOYLE D B, BAGGEROER A B. The state of the art underwater acoustic telemetry[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2000, 25(1): 4-27.
- [3] 殷敬伟. 水声通信原理及信号处理技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2011: 9-11.  
YIN J W. The theory and signal processing technology of underwater acoustic communication[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2011: 9-10.
- [4] YANG T C, YANG W B. Performance analysis of direct-sequence spread-spectrum underwater acoustic communications with low signal-to-noise-ratio input signals[J]. Journal of Acoustical Society of America, 2008, 123(2): 842-855.
- [5] YANG T C, YANG W B. Low probability of detection underwater acoustic communications using direct-sequence spread spectrum[J]. Journal of Acoustical Society of America, 2008, 124(6): 3632-3647.
- [6] STOJANOVIC M, FREITAG L. MMSE acquisition of DSSS acoustic communications signals[J]. IEEE Oceans Conf, Kobe, Japan, 2004, 1(8): 14-19.
- [7] STOJANOVIC M, FREITAG L. Hypothesis-feedback equalization for direct-sequence spread-spectrum underwater communications[C]/IEEE Oceans Conf, Providence, RI. 2000, 1: 123-129.
- [8] 杜鹏宇, 殷敬伟, 周焕玲, 等. 基于时反镜能量检测法的循环移位扩频水声通信[J]. 物理学报, 2016, 65(1): 014302.  
DU P Y, YIN J W, ZHOU H L, et al. Cyclic shift keying spread underwater acoustic spread spectrum communication using time reversal energy detector[J]. Acta Physica Sinica, 2016, 65(1): 014302.
- [9] 殷敬伟, 王蕾, 张晓. 并行组合扩频技术在水声通信中的应用[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2010, 31(7): 959-962.  
YIN J W, WANG L, ZHANG X. The application of parallel combina-

tory spread spectrum in underwater acoustic communication[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2010, 31(7): 959-962.

- [10] 周跃海, 曾堃, 童峰. 混合采用被动时反及 RAKE 接收的扩频水声通信方案[J]. 厦门大学学报(自然科学版), 2015, 54(2): 270-275. ZHOU Y H, ZENG K, TONG F. Underwater acoustic spread communication scheme by hybridly adopting passive time reversal and RAKE receiving[J]. Journal of Xiamen University (Natural Science), 2015, 54(2): 270-275.
- [11] 何成兵, 黄建国, 孟庆微, 等. 水声多径信道多普勒因子精确估计方法[J]. 电声技术, 2010, 34(12): 57-59. HE C B, HUANG J G, MENG Q W, et al. Accurate Doppler factor estimation for multipath underwater acoustic channels[J]. Audio Engineering, 2010, 34(12): 57-59.
- [12] 解恺. 基于多载波直扩码分多址的水声通信技术与实现[D]. 哈尔滨工程大学, 2009. XIE K. The research and implementation of multi-carrier DS-CDMA in underwater acoustic communication technology[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2009.
- [13] MA L, QIAO G, LIU S Z. Erratum: a combined Doppler scale estimation scheme for underwater acoustic OFDM system[J]. Journal of Computational Acoustics, 2015, 23(4): 154004.
- [14] 雷开卓, 韩晶, 黄建国. 直接序列扩频水声通信中的自适应多普勒补偿方法[J]. 西北工业大学学报, 2010, 28(6): 829-833. LEI K Z, HAN J, HUANG J G. Adaptive Doppler compensation for direct sequence spread spectrum underwater acoustic communication[J]. Journal of Northwestern Polytech University, 2010, 28(6): 829-833.
- [15] 殷敬伟, 杜鹏宇, 张晓, 等. 基于单矢量差分能量检测器的扩频水声通信[J]. 物理学报, 2016, 65(4): 044302. YIN J W, DU P Y, ZHANG X, et al. Direct-sequence spread-spectrum underwater acoustic communication based on single vector differential energy detector[J]. Acta Physica Sinica, 2016, 65(4): 044302.
- [16] 田坦. 声呐技术[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 1999: 22-24. TIAN T. Sonar technology[M]. Harbin: Harbin Engineering University Press, 1999: 22-24.
- [17] YANG T C. Differences between passive phase conjugation and decision feedback equalizer for underwater acoustic communications[J].

IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2004, 29(2): 472-487.

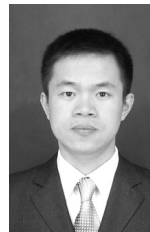
#### 作者简介:



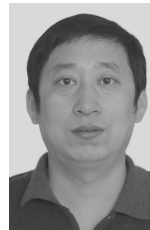
**杜鹏宇** (1988-), 男, 黑龙江牡丹江人, 博士, 杭州应用声学研究所工程师, 主要研究方向为水声通信、水声信号处理技术。



**郭龙祥** (1979-), 男, 黑龙江哈尔滨人, 博士, 哈尔滨工程大学副教授, 主要研究方向为水声中的信号处理、通信技术、矢量信号处理技术等。



**殷敬伟** (1980-), 男, 黑龙江尚志人, 博士, 哈尔滨工程大学教授、博士生导师, 主要研究方向为水声通信和极地声学。



**乔钢** (1974-), 男, 黑龙江哈尔滨人, 博士, 哈尔滨工程大学教授、博士生导师, 主要研究方向为水声通信和水声信号处理技术。