

基于单矢量差分能量检测器的扩频水声通信

殷敬伟 杜鹏宇 张晓 朱广平

Direct-sequence spread-spectrum underwater acoustic communication based on single vector differential energy detector

Yin Jing-Wei Du Peng-Yu Zhang Xiao Zhu Guang-Ping

引用信息 Citation: [Acta Physica Sinica](#), 65, 044302 (2016) DOI: 10.7498/aps.65.044302

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.044302>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2016/V65/I4>

---

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

一种基于简正波模态频散的远距离宽带海底参数反演方法

[A far distance wideband geoacoustic parameter inversion method based on a modal dispersion curve](#)

物理学报.2015, 64(17): 174302 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.174302>

基于水声信道传播时延排序的分层空时信号检测

[Ordered detection of layered space-time signals based on the propagation delays of underwater acoustic channels](#)

物理学报.2015, 64(16): 164302 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.164302>

矢量拖线阵水听器流噪声响应特性

[Flow-induced noise calculations for vector hydrophones in towed arrays](#)

物理学报.2015, 64(15): 154306 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.154306>

水下任意刚性散射体对 Bessel 波的散射特性分析

[Study on underwater acoustic scattering of a Bessel beam by rigid objects with arbitrary shapes](#)

物理学报.2015, 64(15): 154305 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.154305>

水声正交频分多址上行通信稀疏信道估计与导频优化

[Sparse channel estimation and pilot optimization for underwater acoustic orthogonal frequency division multiple access uplink communications](#)

物理学报.2015, 64(15): 154304 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.154304>

# 基于单矢量差分能量检测器的扩频水声通信\*

殷敬伟<sup>†</sup> 杜鹏宇 张晓 朱广平

(哈尔滨工程大学水声技术重点实验室, 哈尔滨 150001)

(哈尔滨工程大学水声工程学院, 哈尔滨 150001)

(2015年9月9日收到; 2015年10月21日收到修改稿)

通过获得扩频处理增益, 直接序列扩频水声通信系统具有较高的稳定性, 是高质量水声通信及远程水声通信的首选通信方式. 但复杂的海洋环境使得直扩系统在解扩时受到载波相位跳变的影响, 这将导致直扩系统的扩频处理增益下降. 为此, 本文针对直扩系统提出了差分能量检测器算法, 通过比较接收端相关器输出能量完成解码, 并与有源平均声强器算法相结合, 提出单矢量差分能量检测器算法. 该算法具有很好的抗载波相位跳变和多途扩展干扰的能力, 并可对信号方位信息实时跟踪估计, 利用估计方位进行矢量组合可获得矢量处理增益, 从而保证直扩系统可以在低信噪比、时变信道条件下稳定工作. 通过仿真分析和大连海试试验, 验证了本文提出的单矢量差分能量检测器算法的有效性和稳健性.

**关键词:** 水声通信, 单矢量, 差分能量检测器, 有源平均声强器

**PACS:** 43.30.+m, 43.60.+d

**DOI:** 10.7498/aps.65.044302

## 1 引言

水声通信作为水下信息传输手段不仅具有较强的军事应用背景, 在民用领域中更是不可或缺. 随着人类开发海洋的步伐不断加快, 水下各种信息传输的需求将不断增大. 水声信道是一个带宽有限、多径干扰严重的时、频、空变信道<sup>[1-4]</sup>. 水声信道的复杂性及多变性使得高质量水声通信面临着挑战.

直接序列扩频通信具有很好的抗干扰、抗多径的能力, 能够在较低信噪比条件下工作, 是实现高质量水声通信的首选通信方式<sup>[5-7]</sup>. 在扩频水声通信系统中, 载波相位的跳变将严重影响扩频系统的扩频增益, 导致系统性能下降. 文献<sup>[8]</sup>通过锁相环实时跟踪锁定载波相位, 从而保证了扩频增益不受载波相位跳变影响, 但是在低信噪比条件下, 锁相环内的相位噪声将严重影响其性能. 文献<sup>[9]</sup>采用时间反转镜技术实现了低信噪比条件下的直

扩水声通信, 系统在 $-13$  dB条件下仍然可以实现0误码解码, 但是并没有给出载波相位跳变的处理方案.

在低信噪比条件下, 如何克服载波相位跳变影响, 实现高质量直扩水声通信是本文解决的主要问题. 为此, 本文针对直扩系统提出了差分能量检测器算法, 该算法通过比较相关器输出能量来对系统进行解码, 可在低信噪比条件下工作且具有较好的抗载波相位跳变干扰和抗多途干扰的能力.

矢量水听器<sup>[10-13]</sup>可以同步共点地获得声场的矢量和标量信息, 且单个矢量水听器即可实现测量目标的方位信息, 具有良好的空间指向性. 本课题组早期的工作针对单矢量水听器提出了有源平均声强器算法<sup>[14]</sup>, 利用扩频序列优良的自相关和互相关特性, 可以同时测得同频带多个用户的方位信息, 从而实现定向通信提高用户数量. 但是在实际应用中, 由于接收端在海面上发生转动或者收发双方存在相对运动, 相对于矢量水听器而言通信目

\* 国家自然科学基金(批准号: 51179034, 61471137, 51509059, 61501061)、中央高校基本科研业务费专项资金(批准号: heucfd1506, heucfx1505)和船舶预研支撑技术基金(批准号: 13J3.1.5)资助的课题.

<sup>†</sup> 通信作者. E-mail: yinjingwei@hrbeu.edu.cn

标的方位是随时间发生变化的, 此时有源平均声强器的性能将受限. 另外, 文献 [14] 中并没有给出在方位估计时如何克服载波相位跳变的影响. 因此, 本文在早期工作的基础上对有源平均声强器算法进行改进, 并与差分能量检测器相结合, 提出单矢量差分能量检测器算法, 通过差分能量检测器的输出结果反馈给有源平均声强器, 可对目标方位进行实时更新, 从而利用实时更新的方位信息进行矢量组合, 提高接收端处理增益. 2015年1月在大连常山岛附近海域进行了海试试验验证. 在最大通信距离为10 km、存在载波相位跳变干扰条件下, 利用单矢量差分能量检测器成功实现了零误码扩频水声通信; 后续信号处理中人为进一步加入噪声干扰, 使得接收信号的信噪比达到-18 dB时, 系统仍然可以实现零误码解码. 验证了单矢量差分能量检测器算法在低信噪比条件下的稳定性.

## 2 差分能量检测器

图 1 为差分能量检测器原理图. 接收信号在粗同步后以两个扩频符号周期为单位进入差分能量检测器, 分别与本地构建的两组扩频序列做相关运算. 差分能量检测器通过对两个相关器的能量输出进行比较, 最终完成直扩系统解码. 下面通过公式对差分能量检测器原理及性能进行详细说明.

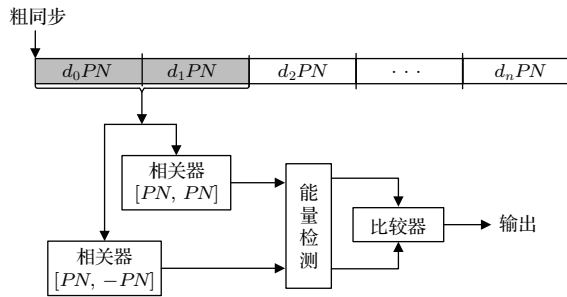


图 1 差分能量检测器

Fig. 1. Differential energy detector.

在直扩系统发射端, 首先对原始信息序列进行差分编码, 差分编码的目的在于防止能量检测器输出误差扩散. 设原始信息序列为  $a_n$  ( $a_n$  以概率  $P$  取 1, 以概率  $1 - P$  取 0), 则经过差分编码后的序列为

$$d_n = a_n \oplus_2 d_{n-1}, \quad (1)$$

式中, “ $\oplus_2$ ” 为模二相加,  $d_n$  为差分编码后的信息序列且  $d_0 = 1$ . 对差分序列  $d_n$  进行转换, 将序列  $d_n$  中取 0 项转换为 -1:

$$d_n = \text{sign}(d_n - 0.5), \quad (2)$$

式中  $\text{sign}(\cdot)$  为符号函数. 此时由 (1) 和 (2) 式可知,

$$a_n = \text{sign}(|d_n d_{n-1} - 1|). \quad (3)$$

对转换后的差分序列  $d_n$  进行扩频和载波调制, 即可将信号发送出去 (仅取一个扩频符号周期说明):

$$s(t) = d_n PN(t) \cos(\omega_c t), \quad (4)$$

式中,  $PN(t)$  为扩频序列的时域波形,  $\omega_c$  为载波中心频率.

直扩系统接收端利用差分能量检测器进行解码. 首先利用本地参考扩频序列构建一对组合序列:

$$\begin{aligned} P_+(t) &= [PN(t), PN(t)], \\ P_-(t) &= [PN(t), -PN(t)]. \end{aligned} \quad (5)$$

接收端利用  $e^{j\omega_c t}$  信号进行载波解调后, 低通滤波器的输出信号为 (取两个扩频符号周期, 不考虑噪声影响)

$$r(t) = \left[ \begin{aligned} &d_n \sum_{i=1}^L A_i PN(t - \tau_i) e^{j\varphi_n}, \\ &d_{n+1} \sum_{i=1}^L A_i PN(t - \tau_i) e^{j\varphi_{n+1}} \end{aligned} \right], \quad (6)$$

式中,  $d_n = \pm 1$ ,  $\varphi_n$  为第  $n$  个扩频符号内的载波残留的随机相位,  $L$  为水声信道多径条数,  $A_i$  为每条路径衰减系数,  $\tau_i$  为每条路径的时延.

分别与本地组合序列  $P_+(t)$  和  $P_-(t)$  进行相关运算后的能量输出为

$$\begin{aligned} E_1(t) &= |\langle P_+(t) \cdot r(t) \rangle|^2 \\ &= |(d_n e^{j\varphi_n} + d_{n+1} e^{j\varphi_{n+1}})|^2 \sum_i^L \rho(t - \tau_i), \\ E_2(t) &= |\langle P_-(t) \cdot r(t) \rangle|^2 \\ &= |(d_n e^{j\varphi_n} - d_{n+1} e^{j\varphi_{n+1}})|^2 \sum_i^L \rho(t - \tau_i), \end{aligned} \quad (7)$$

式中, “ $\langle \cdot \rangle$ ” 为相关运算;  $|\cdot|$  为取模运算;  $\rho$  为扩频序列的自相关函数. 对于定点水声通信, 水声扩频系统载波相位跳变较为缓慢, 可认为相邻扩频符号间的载波残留的随机相位变化不大, 即  $\varphi_n \approx \varphi_{n+1}$ . 因此可得

$$\begin{aligned} E_1(t) &= |e^{j\varphi_n}|^2 |d_n + d_{n+1}|^2 \sum_i^L \rho(t - \tau_i), \\ E_2(t) &= |e^{j\varphi_n}|^2 |d_n - d_{n+1}|^2 \sum_i^L \rho(t - \tau_i). \end{aligned} \quad (8)$$

因此由 (3) 式可知, 若  $\max E_1(t) > \max E_2(t)$ , 则  $d_n d_{n+1} = 1, a_n = 0$ ; 反之,  $d_n d_{n+1} = -1, a_n = 1$ , 比较相关器输出能量匹配结果的大小即可完成解码. 此时输出结果均为实数, 因此差分能量检测器将不受载波相位跳变影响. 同时, 由于差分能量检测器算法是比较两个相关器的能量输出结果, 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, 差分能量检测器将不受多途扩展的影响.

另外, 若采用  $\cos(\omega_c t)$  信号解调, 低通滤波输出信号的残留载波相位的存在形式为  $\cos \varphi_n$  而非  $e^{-j\varphi_n}$ , 因此当  $\varphi_n \rightarrow \pi/2$  时差分能量检测器的两个相关器输出能量差将受到严重影响, 进而产生误码. 因此可以看到采用  $e^{j\omega_c t}$  信号进行解调是差分能量检测器的关键一步, 它有效抑制了残留载波相位在  $\pi/2$  附近处跳变时对直扩系统的影响.

### 3 单矢量差分能量检测器

图 2 给出了本文提出的单矢量差分能量检测器原理框图. 在直扩系统接收端, 单矢量水听器声压振速输出信号首先进入有源平均声强器对当前目标方位进行估计. 利用估计得到的方位进行矢量组合, 从而完成对矢量水听器指向性的电子旋转, 实现定向通信. 差分能量检测器在进行相关运算时将相关峰的位置信息反馈给有源平均声强器, 从而保证有源平均声强器的方位估计增益最大化.

下面对单矢量差分能量检测器进行理论分析说明.

在单矢量差分能量检测器中, 有源平均声强器是以扩频符号周期为单位对接收信号进行处理的. 假设有源平均声强器对第  $k$  个扩频符号周期信号进行方位估计, 在满足声学欧姆定律条件下, 单矢量水听器输出信号为<sup>[15]</sup>

$$\begin{cases} p_k(t) = x_k(t) + n_p, \\ v_{x_k}(t) = x_k(t) \cos \theta_k + n_x, \\ v_{y_k}(t) = x_k(t) \sin \theta_k + n_y, \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $x_k(t) = d_k e^{j\varphi_k} PN(t) * h(t)$ ;  $\theta_k$  为第  $k$  个扩频符号周期的信号方位;  $n_p, n_x, n_y$  为各向同性的加性非相干干扰, 且彼此相互独立;  $h(t)$  为相干多途水声信道. 则第  $k$  个扩频符号周期对应的信号的有效平均声强器方位估计输出结果为

$$\hat{\theta}_k = \arctan \frac{\text{Re}\{I_y I_p^*\}}{\text{Re}\{I_x I_p^*\}}, \quad (10)$$

式中,  $(\cdot)^*$  为取共轭运算,  $\text{Re}\{\cdot\}$  为取实部运算;  $I_p, I_x$  和  $I_y$  分别为本地参考扩频序列与  $p_k(t), v_{x_k}(t)$  和  $v_{y_k}(t)$  对应相乘后积分输出结果. 其中, 对于  $I_p$ , 有

$$\begin{aligned} I_p &= \int_T p_k(t) PN(t) dt \\ &= d_k e^{j\varphi_k} \sum_{i=1}^L A_i \int_T PN(t) PN(t - \tau_i) dt \\ &\quad + n'_p, \end{aligned} \quad (11)$$

式中  $n'_p$  为噪声干扰, 经过扩频处理其干扰大幅降低. 假设水声信道直达声为第一条路径, 则由扩频序列相关特性可知,

$$I_p = d_k e^{j\varphi_k} A_1 M + \Gamma_p, \quad (12)$$

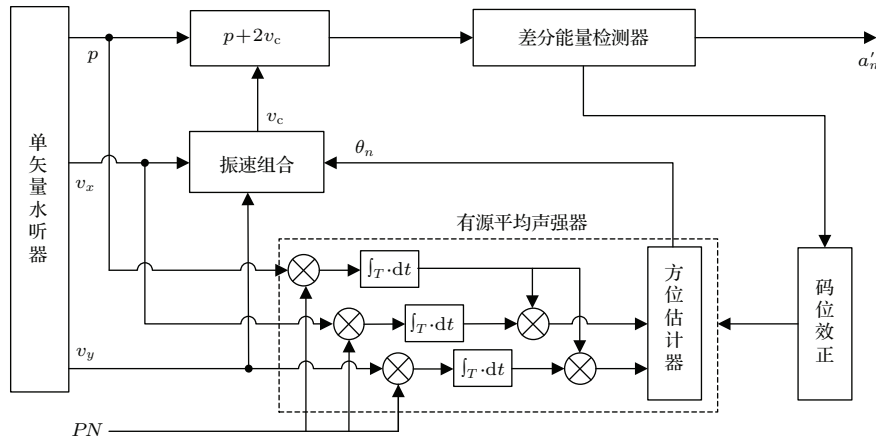


图 2 单矢量差分能量检测器

Fig. 2. Single vector differential energy detector.

式中,  $M$  为扩频序列周期;  $\Gamma_p$  由多径干扰分量和噪声干扰分量组成, 由于经过扩频处理后其干扰大幅降低, 因此可视为小量处理. 同理有

$$\begin{aligned} I_x &= d_k e^{j\varphi_k} A_1 M \cos \theta_k + \Gamma_x, \\ I_y &= d_k e^{j\varphi_k} A_1 M \sin \theta_k + \Gamma_y. \end{aligned} \quad (13)$$

可以看到,  $I_x$  和  $I_y$  分别与  $I_p^*$  相乘后期望项为实数, 消除了  $e^{j\varphi_k}$  的影响, 即有源平均声强具有抗载波相位跳变、抗多径干扰的能力. 利用有源平均声强器输出的方位信息进行振速组合:

$$v_c = [v_{x_k}, v_{x_{k+1}}] \cos \hat{\theta}_k + [v_{y_k}, v_{y_{k+1}}] \sin \hat{\theta}_k. \quad (14)$$

由于差分能量检测器是以每两个扩频符号为单位进行处理的, 因此选择两个扩频符号进行振速组合, 最后将  $p + 2v_c$  矢量组合信号输入差分能量检测器完成直扩系统解码. 从 (11) 式可以看出, 有源平均声强器的输出增益取决于码位同步, 当码位同步误差超过扩频序列一个码片持续时间时, 其输出增益将显著降低, 而在水声直扩系统中多普勒累积十分明显, 这将严重影响有源平均声强器的性能. 通过检测差分能量检测器的相关器输出能量峰值出现的时刻, 可以实时地将码位信息反馈给有源平均声强器, 从而保证有源平均声强器的码位同步实时更新, 有效解决了多普勒累积的影响.

## 4 仿真研究及海试验证

### 4.1 仿真研究

本文根据矢量水听器二维输出模型对单矢量差分能量检测器进行仿真研究, 仿真采用的水声信道结构如图 3 所示. 仿真参数为: 系统采样率  $f_s = 48$  kHz, 载波中心频率  $f_c = 6$  kHz, 扩频序列选用周期为 511 的  $m$  序列, 发射船初始方位为  $100^\circ$ . 仿真中分别假设接收船做匀速率转动和变速率转动. 在带限信噪比为 0 dB 条件下, 有源平均声强器的实时方位估计结果如图 4 所示.

图 4 中的信号实际方位是每个扩频符号周期持续时间的平均方位, 由于扩频符号周期持续时间较短且接收船转动速率较低, 可认为信号方位在此期间为定值. 可以看到有源平均声强器可以有效地实时跟踪信号方位的变化. 当直扩系统采用周期为 511 的  $m$  序列作为扩频序列时, 图 5 给出了有源平均声强器在不同信噪比条件下的方位估计均方根

误差曲线. 可以看到, 在带限信噪比为  $-15$  dB 时, 有源平均声强器的方位估计偏差值小于  $6^\circ$ .

利用本文提出的有源平均声强器实现方位估计, 再对矢量水听器输出信号进行  $p + 2v_c$  组合后进入差分能量检测器, 最终完成解码. 图 6 给出了采用差分能量检测器和单矢量差分能量检测器的直扩系统性能结果 (BER 表示误码率).

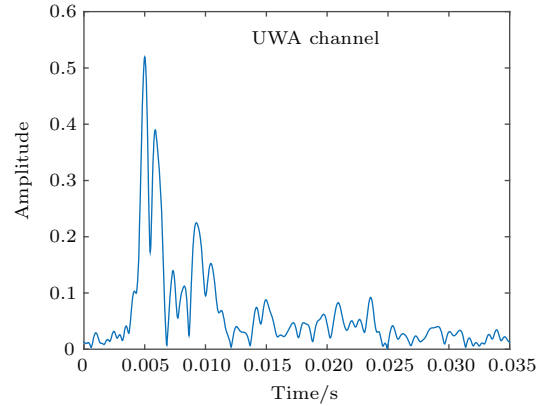


图 3 仿真水声信道

Fig. 3. Underwater acoustic channel for simulation.

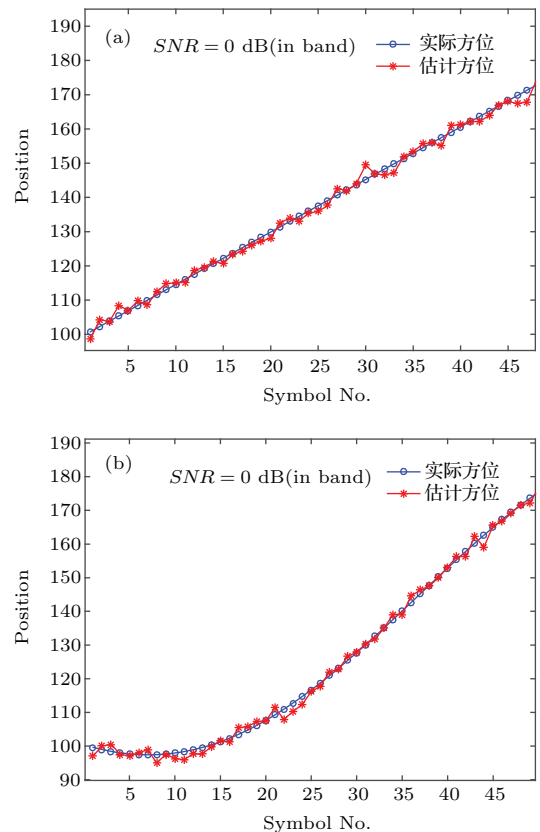


图 4 (网刊彩色) 实时方位估计结果 (a) 匀速率转动; (b) 变速率转动

Fig. 4. (color online) Real-time orientation estimation results: (a) Uniform rate of rotation; (b) variable rate of rotation.



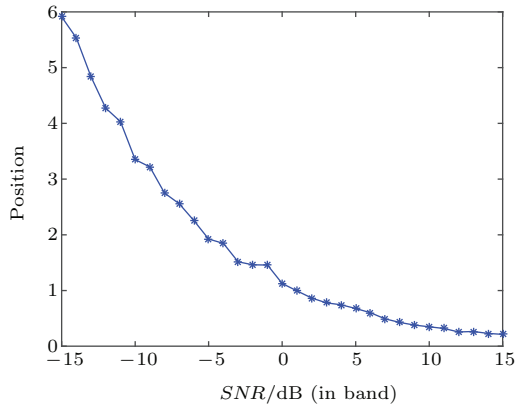


图5 方位估计均方根误差曲线

Fig. 5. Direction of arrival estimation root mean square error curve.

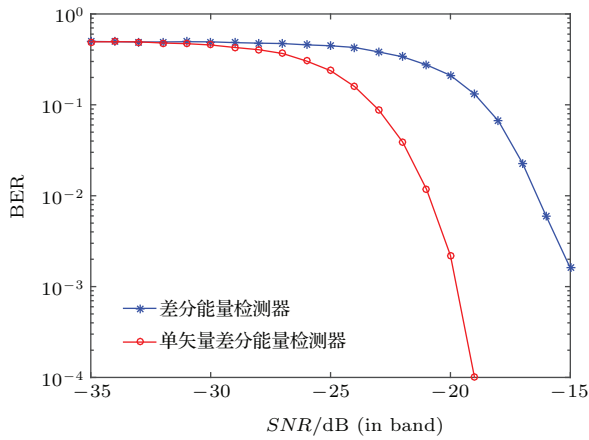


图6 (网刊彩色) 直扩系统性能对比

Fig. 6. (color online) Performance comparison of direct-sequence spread-spectrum system with different methods.

### 4.2 大连海试试验

2015年1月在大连常山岛附近海域进行了直接序列扩频通信海上试验. 试验海域深度在20—40 m, 最大通信距离为10 km. 试验当天海面风浪较大, 这将使得接收信号的相位发生快速跳变. 图7给出了试验当天通信距离为10 km时测试得到的水声信道, 可见直达声到达时刻越来越近, 即风浪导致通信过程中收发双方存在相对运动, 运动速度约为0.5 m/s. 另外, 接收船由于风浪作用在海面上做缓慢转动, 因此发射船相对矢量水听器的方位将随时间发生变化.

海试中直扩系统参数为: 带宽4 kHz, 载波中心频率6 kHz, 采用二进制相移键控调制, 扩频序列选用周期为511的m序列. 发送数据每帧包含180 bit信息, 共发送9组. 图8给出了通信距离为

10 km时, 矢量水听器接收信号的时域波形图, 可以看到 $v_x$ 和 $v_y$ 通道的信号包络发生明显变化, 这说明矢量水听器在接收信号时发生了转动.

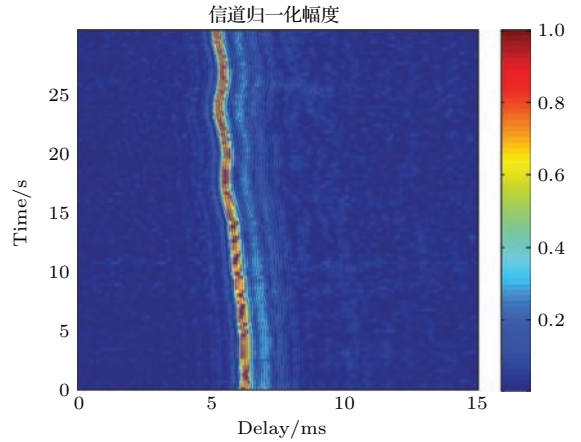


图7 (网刊彩色) 实测水声信道

Fig. 7. (color online) Underwater acoustic channel measured by sea data.

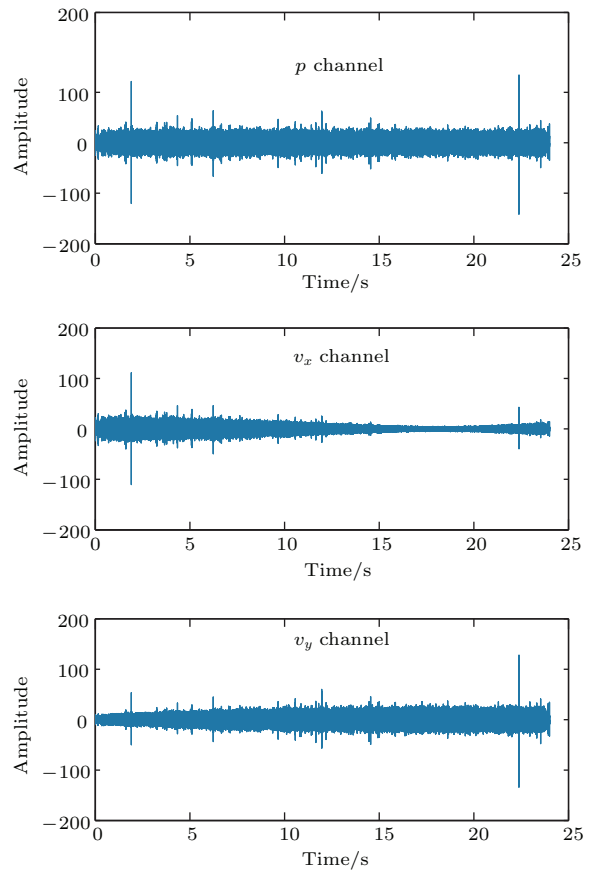


图8 矢量水听器接收信号

Fig. 8. Vector hydrophone received signals.

海试中, 图8所示的接收信号接收信噪比约为0 dB. 为了进一步验证单矢量差分能量检测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,使得接收信号的输入信噪比达到  $-18$  dB. 图9给出了有源平均声强器的方位估计跟踪结果,从图中蓝线可以看出,在接收信号时,接收船发生了近似为匀速的转动,导致矢量水听器接收信号的方位随时间发生变化.

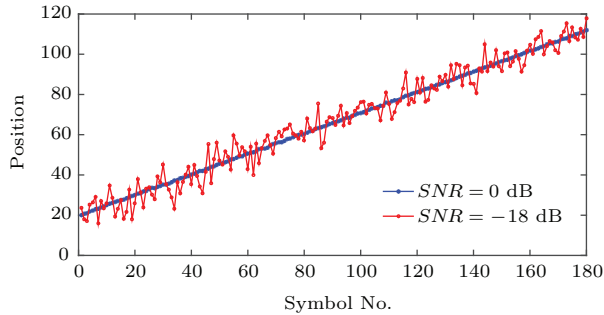


图9 (网刊彩色) 不同信噪比条件下方位跟踪估计结果  
Fig. 9. (color online) Azimuth tracking and estimation results in different SNR.

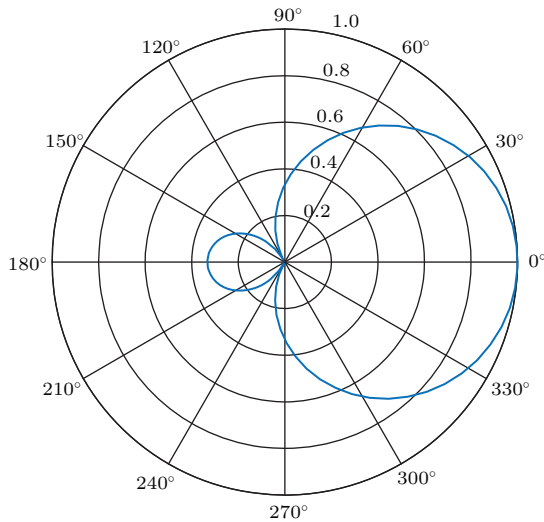


图10  $p + 2v_c$  归一化指向性  
Fig. 10. Normalized directivity of  $p + 2v_c$ .

从图9可以看出:在信噪比较高 ( $SNR = 0$  dB)时,有源平均声强器的方位跟踪估计结果平稳;而在低信噪比较低 ( $SNR = -18$  dB)时,有源平均声强器的方位跟踪估计结果发生了较大的跳变.这是因为随着信噪比的下降,(12)和(13)式中的“小量”干扰将越来越大,导致有源平均声强器方位估计的均方根误差增大.在后续研究中,将会对进一步提高有源平均声强器方位估计输出信噪比进行研究,以减小有源平均声强器在低信噪比条件下的方位估计均方根误差.虽然,在信噪比为  $-18$  dB时,有源平均声强器方位跟踪估计结果跳变较为严重(最大方位估计偏差为  $12^\circ$ ),但直扩系

统仍然可以获得矢量组合处理增益.图10给出了  $p + 2v_c$  的归一化指向性,可以看到在  $\pm 30^\circ$  范围内均可较好地获得矢量处理增益.

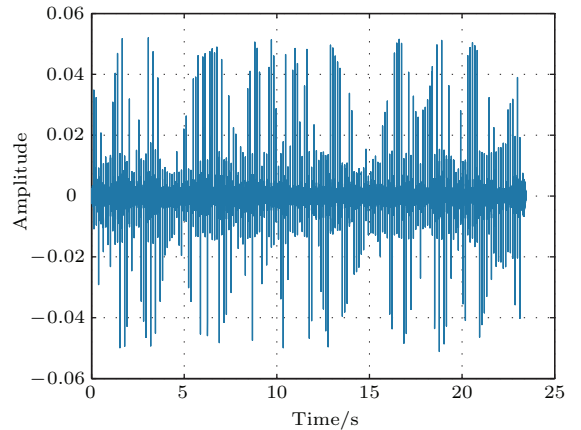


图11 传统直扩系统拷贝相关输出结果  
Fig. 11. The output of matched filter of traditional direct-sequence spread-spectrum system.

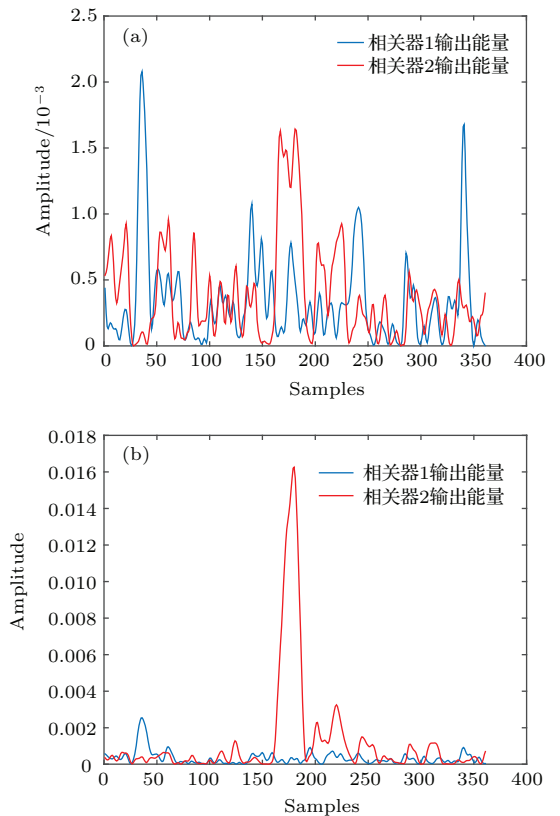


图12 (网刊彩色) 相关器能量输出结果 (a) 差分能量检测器; (b) 单矢量差分能量检测器  
Fig. 12. (color online) Output power of correlators: (a) Differential energy detector; (b) single vector differential energy detector.

传统的直扩系统将接收的直扩信号与本地扩频序列进行拷贝相关处理得到一系列相关峰,通过检测相关峰进行解码.对矢量水听器  $p$  通道数

据进行传统直扩系统解码, 拷贝相关处理结果如图 11 所示. 可以看到输出的相关峰受载波相位跳变影响严重, 此时系统通过检测相关峰解码将出现误码. 而单矢量差分能量检测器通过能量检测的方式可以有效抑制载波相位跳变的影响.

图 12 给出了差分能量检测器和单矢量差分能量检测器在信噪比为  $-18$  dB 时的解码输出对比. 可以看到, 由于获得了矢量处理增益, 单矢量差分能量检测器的两个相关器输出能量差明显, 如图 12 (b) 所示; 而仅仅利用了声压通道的差分能量检测器的相关器输出能量差相近, 出现误码, 如图 12 (a) 所示.

图 13 给出了单矢量差分能量检测器在信噪比为  $-18$  dB 条件下的前 10 bit 信息解码的输出结果, 可以看到每 bit 对应的相关器输出能量差值明显, 解码效果良好. 由于发送数据有限, 基于单矢量差分能量检测器的直扩系统均实现了无误码传输, 验证了本文提出的单矢量差分能量检测器算法的稳定性.

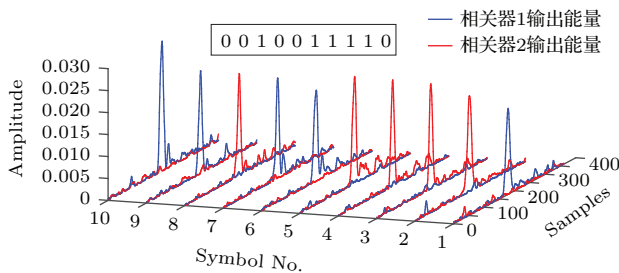


图 13 (网刊彩色) 单矢量差分能量检测器输出结果  
Fig. 13. (color online) Outputs of single vector differential energy detector.

## 5 结 论

本文针对直扩系统提出的单矢量差分能量检测器算法是以扩频符号周期为单位进行处理运算的. 因此在处理每相邻两个扩频符号周期的信号时, 单矢量差分能量检测器可实时跟踪估计当前环境信息, 保证系统获得最大处理增益. 另外, 单矢量差分能量检测器中的有源平均声强器可根据实际情况调整估计更新频率以节省接收端解码运算

量. 单矢量差分能量检测器具有较好的抗载波相位跳变和抗多途干扰的能量, 可在低信噪比条件下稳定工作, 且该算法简单易实现.

在后续研究中将会进一步给出单矢量差分能量检测器在码分多址系统中的应用研究以及如何提高有源平均声强器在低信噪比条件下和多址干扰条件下的方位估计精度.

## 参考文献

- [1] Stojanovic M, James P 2009 *IEEE Commun. Mag.* **47** 84
- [2] Yang T C 2012 *J. Acoust. Soc. Am.* **131** 129
- [3] Yin J W 2011 *Principle of Acoustic Communication and Signal Processing* (Beijing: National Defense Industry Press) p20 (in Chinese) [殷敬伟 2011 水声通信原理及信号处理技术 (北京: 国防工业出版社) 第 20 页]
- [4] Ye P C, Pan G 2015 *Chin. Phys. B* **24** 066401
- [5] He C B, Huang J G, Han J, Zhang Q F 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 8379 (in Chinese) [何成兵, 黄建国, 韩晶, 张群飞 2009 物理学报 **58** 8379]
- [6] Yang T C, Yang W B 2008 *J. Acoust. Soc. Am.* **124** 3632
- [7] Yang T C, Yang W B 2008 *J. Acoust. Soc. Am.* **123** 842
- [8] Stojanovic M, Freitag L 2000 *OCEANS 2000 MTS/IEEE Conference and Exhibition Providence, USA, September 11–14, 2000* p123
- [9] Zhou H Y, Li L F, Chen K, Tong F 2012 *J. Electron. Inform. Technol.* **34** 1685 (in Chinese) [周跃海, 李芳兰, 陈楷, 童峰 2012 电子与信息学报 **34** 1685]
- [10] Nehorai A, Paldi E 1994 *IEEE Trans. Signal Process.* **42** 2481
- [11] Song A J, Abdi A, Badiey M, Hursky P 2011 *IEEE J. Ocean Eng.* **36** 454
- [12] D'Spain G L, Hodgkiss W S, Edmonds G L 2001 *IEEE J. Ocean Eng.* **16** 195
- [13] Hawkes M, Nehorai A 2001 *IEEE J. Ocean Eng.* **26** 337
- [14] Yin J W, Yang S, Du P Y, Yu Y, Chen Y 2011 *Acta Phys. Sin.* **61** 064302 (in Chinese) [殷敬伟, 杨森, 杜鹏宇, 余赞, 陈阳 2011 物理学报 **61** 064302]
- [15] Hui J Y, Hui J 2009 *Vector Signal Processing* (Beijing: National Defense Industry Press) p24 (in Chinese) [惠俊英, 惠娟 2009 矢量声信号处理基础 (北京: 国防工业出版社) 第 24 页]



# Direct-sequence spread-spectrum underwater acoustic communication based on single vector differential energy detector\*

Yin Jing-Wei<sup>†</sup> Du Peng-Yu Zhang Xiao Zhu Guang-Ping

(Acoustic Science and Technology Laboratory, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

(College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

( Received 9 September 2015; revised manuscript received 21 October 2015 )

## Abstract

By taking advantage of spread processing gain, the direct-sequence spread-spectrum (DSSS) for underwater acoustic (UWA) communication system can be carried out at low signal levels, which is the preferred method for high-quality UWA communication and remote UWA communication. However, phase fluctuation caused by complex marine environment seriously affects the performance of spread spectrum system, leading to the reduction of spread processing gain. Differential energy detector is proposed for DSSS UWA communication system in this paper, which has a good ability of anti-carrier phase fluctuation and multi-path interference by detecting the output energy of two correlators. Differential coding can avoid error propagation when determining the relationship between adjacent symbols. Differential energy detector combined with improved active average sound intensity detector is further proposed in this paper, which can get vector processing gain by updating the estimated azimuth so as to make the system operate stably at a low signal to noise ratio. Improved active average sound intensity detector also has the ability of anti-carrier phase fluctuation, and the feedback code bit information of differential energy detector can ensure that the processing gain of improved active average sound intensity detector is not affected by Doppler's accumulation. Simulation and Dalian sea test have verified the robustness of single vector differential energy detector algorithm. Using the single-vector differential energy detector, good performance is achieved for a signal-to-noise ratio as low as  $-18$  dB based on at-sea data.

**Keywords:** underwater acoustic communication, single vector, differential energy detector, active average sound intensity

**PACS:** 43.30.+m, 43.60.+d

**DOI:** 10.7498/aps.65.044302

---

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 51179034, 61471137, 51509059, 61501061), the Fundamental Research Funds for the Central Universities, China (Grant Nos. heucfd1506, heucfx1505), and the Ship Pre-research and Support Technology Foundation, China (Grant No. 13J3.1.5).

<sup>†</sup> Corresponding author. E-mail: [yinjingwei@hrbeu.edu.cn](mailto:yinjingwei@hrbeu.edu.cn)