

基于时反镜能量检测法的循环移位扩频水声通信

杜鹏宇 殷敬伟 周焕玲 郭龙祥

Cyclic shift keying spread spectrum underwater acoustic communication using time reversal energy detector

Du Peng-Yu Yin Jing-Wei Zhou Huan-Ling Guo Long-Xiang

引用信息 Citation: [Acta Physica Sinica](#), 65, 014302 (2016) DOI: 10.7498/aps.65.014302

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.014302>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2016/V65/I1>

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>

基于时反镜能量检测法的循环移位扩频水声通信*

杜鹏宇 殷敬伟† 周焕玲 郭龙祥

(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5月29日收到; 2015年8月28日收到修改稿)

海面的起伏和多普勒效应使得接收信号的载波相位发生跳变以及水声信道的多途扩展使得接收信号波形发生畸变, 这严重影响循环移位扩频系统的性能. 本文提出循环移位能量检测器算法, 通过检测循环移位匹配滤波器的输出能量对系统进行解码, 可有效解决载波相位跳变对循环移位扩频系统的影响; 将时间反转镜技术与循环移位能量检测器相结合, 进一步提出时反镜能量检测器算法, 利用已检测到的符号对信道进行实时估计并进行时反处理, 抑制了水声信道多途扩展的影响, 保证了循环移位扩频系统可在低信噪比条件下工作. 通过大连海上试验以及莲花湖湖上试验验证, 在复杂水声信道多途扩展、载波相位跳变和低信噪比条件下实现了低误码水声通信.

关键词: 水声通信, 循环移位扩频, 循环移位能量检测器, 时间反转镜

PACS: 43.30.+m, 43.60.+d

DOI: 10.7498/aps.65.014302

1 引言

在近代海洋开发中, 水声技术作为主导技术之一, 拥有广阔的发展空间. 水声通信一直是水声技术中的一个重要研究领域, 受到人们的广泛关注. 虽然无线电通信已十分成熟^[1,2], 但水声通信却发展得较为缓慢. 这是因为水声信道是一个带宽有限、多径干扰严重的时、频、空变信道^[3-6], 水声信道的复杂性及多变性严重限制了水声通信的性能.

循环移位扩频水声通信^[7-9]利用扩频序列的循环移位特性对信息序列进行映射编码, 可成倍数地提高直扩系统的通信速率. 但是, 载波相位跳变及水声信道的多途扩展严重制约着循环移位扩频通信系统的性能, 体现在: 1) 载波相位跳变使得循环移位扩频系统的扩频增益严重下降; 2) 信道多途扩展使得循环移位扩频系统产生严重的码内干扰和码间干扰. 虽然现有的一些自适应信道均衡技术可以很好地解决信道多途干扰, 同时通过内嵌锁相

环的方式实时跟踪载波相位^[10,11], 但是这些方法均需要较高的信噪比条件.

在低信噪比条件下, 如何解决水声信道的多途扩展影响和相位跳变对循环移位扩频系统的影响是本文主要解决的问题. 时间反转镜技术可以自动补偿信号在传播时产生的畸变, 利用声场传输的收发互易性, 实现了时间上的压缩和空间上的聚焦^[12-14]. 虚拟时反处理只要接收信号的信道可估计即可实现^[15,16]. 经虚拟时反镜处理后, 可有效抑制多途干扰, 但依然存在载波相位跳变. 对于低信噪比条件下的载波相位带来的影响, 本文提出循环移位能量检测算法, 通过检测循环移位匹配滤波输出能量来对系统进行解码. 该算法只要求在码元持续时间内接收相位跳变相对稳定, 即可保证循环移位匹配输出结果不受残留载波相位的影响.

本文将时反镜技术与循环移位能量检测器相结合, 提出时反镜循环移位能量检测器算法, 并应用于循环移位扩频水声通信系统. 该算法通过循环移位能量检测器的反馈输出结果对虚拟时间反转

* 国家自然科学基金 (批准号: 51179034, 61471137) 和船舶预研支撑技术基金 (批准号: 13J3.1.5) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: yinjingwei@hrbeu.edu.cn

镜中的估计信道进行实时更新, 具有较强的抗载波相位跳变干扰和抗水声信道多途干扰的能力. 2012年8月在黑龙江省莲花湖进行了湖试验证, 在水声信道结构复杂、多途扩展干扰严重的条件下, 利用时反镜循环移位能量检测器成功实现了零误码循环移位扩频水声通信; 2015年1月在大连常山岛附近海域进行了海试试验验证. 在通信距离为10 km (接收信噪比为-3 dB)、存在载波相位跳变干扰条件下实现了基于时反镜循环移位能量检测器的零误码水声通信; 后续信号处理中人为地进一步加入噪声干扰, 使得接收信号的信噪比达到了-10 dB, 系统仍然可以实现零误码解码. 验证了时反镜循环移位能量检测算法在低信噪比条件下的稳定性.

2 循环移位能量检测器

为方便公式推导, 首先定义一个循环移位矩阵:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{1 \times (M-1)} & \mathbf{1} \\ \mathbf{I}_{M-1} & \mathbf{0}_{(M-1) \times 1} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

扩频序列循环移位一次, 可以通过矩阵 \mathbf{K} 与扩频序列相乘一次得到. 因此, $\mathbf{K}^j \mathbf{c}$ 表示混沌序列循环移位 j 次的结果, 其中 \mathbf{c} 为扩频序列的向量形式.

在循环移位扩频系统发射端, 发送序列 $a[i]$ 首先进行串并转换, 将二进制数据流转换成十进制数据流 $N[i]$. 利用十进制数据流 $N[i]$ 控制扩频序列进行循环移位编码 (本文对信号的分析均限定在一个扩频序列持续周期内):

$$\mathbf{c}_{N[i]} = \mathbf{K}^{N[i]} \mathbf{c}, \quad (2)$$

式中 $\mathbf{c}_{N[i]}$ 表示扩频序列 \mathbf{c} 进行了 $N[i]$ 次循环移位后得到的序列. 此时可知, 发送信息序列已经通过循环移位编码映射到扩频序列中.

循环移位能量检测器通过检测本地参考扩频序列与接收信号匹配输出的能量结果进行解码. 循环移位能量检测器输出的第 m 个能量输出结果为

$$\begin{aligned} y[m] &= \left| \mathbf{c}_{N[i]}^T \mathbf{K}^m \mathbf{c} \right|^2 \\ &= \left| \left(\mathbf{K}^{N[i]} \mathbf{c} \right)^T \mathbf{K}^m \mathbf{c} \right|^2 \\ &= \left| \mathbf{c}^T \mathbf{K}^{N[i]-m} \mathbf{c} \right|^2. \end{aligned} \quad (3)$$

扩频序列循环移位特性:

$$\mathbf{c}^T \mathbf{K}^{N[i]-m} \mathbf{c} \begin{cases} = M & (N[i] - m = 0), \\ \ll M & (\text{其他}), \end{cases} \quad (4)$$

式中 M 为扩频序列周期. 由 (4) 式可知, 当且仅当 $m = N[i]$ 时, 循环移位匹配滤波器输出信号 y 取最大值. 因此通过搜索 y 出现最大值的位置即可得到 $N[i]$, 进而利用 $N[i]$ 恢复原始信息序列 $a[i]$.

海面起伏以及多普勒效应将共同导致接收信号中的载波出现一个随时间变化的载波相位, 则接收信号为 (暂不考虑多途信道和噪声影响):

$$r(t) = c_{N[i]}(t) \cos(\omega_c t + \varphi(t)), \quad (5)$$

式中, $\varphi(t)$ 为随时间变化的载波相位, 它将会影响常规的循环移位匹配滤波器的输出结果. 尤其当 $\varphi(t) \rightarrow \pi/2$ 时, 系统的扩频增益将受到严重影响.

循环移位能量检测器通过检测扩频序列匹配输出能量, 可以很好地解决载波相位的影响. 循环移位能量检测器采用 $e^{j\omega_c t}$ 信号对接收信号进行解调:

$$\begin{aligned} r_c(t) &= r(t) e^{j\omega_c t} \\ &= \frac{1}{2} c_{N[i]}(t) \left\{ e^{-j\varphi(t)} + e^{j[2\omega_c t + \varphi(t)]} \right\}. \end{aligned} \quad (6)$$

经过低通滤波处理后接收信号将变为

$$r_{\text{low}}(t) = c_{N[i]}(t) e^{-j\varphi(t)}, \quad (7)$$

则 (3) 式输出结果为

$$y[m] = \left| \mathbf{r}_{\text{low}}^T \mathbf{K}^m \mathbf{c} \right|^2, \quad (8)$$

式中, \mathbf{r}_{low} 为 $r_{\text{low}}(t)$ 的向量形式,

$$\mathbf{r}_{\text{low}} = \mathbf{A} \mathbf{c}_{N[i]}, \quad (9)$$

其中, \mathbf{A} 为载波相位, 由于载波相位变化是在一个码元周期内进行的, 在这个有限时间内可认为 $\varphi(t) \approx \varphi$ 为一常量, 因此有

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} e^{-j\varphi} & & & \\ & e^{-j\varphi} & & \\ & & \ddots & \\ & & & e^{-j\varphi} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

则循环移位能量检测器第 m 个能量输出结果为

$$\begin{aligned} y[m] &= \left| \left(\mathbf{A} \mathbf{K}^{N[i]} \mathbf{c} \right)^T \mathbf{K}^m \mathbf{c} \right|^2 \\ &= \left| e^{-j\varphi} \mathbf{I}_C^T \mathbf{K}^{N[i]-m} \mathbf{c} \right|^2 \\ &= \left| \mathbf{c}^T \mathbf{K}^{N[i]-m} \mathbf{c} \right|^2. \end{aligned} \quad (11)$$

从 (11) 式可以看到, 循环移位匹配滤波器输出的是扩频序列匹配的能量形式, 已经消除了载波相位跳

变的影响, 可有效保障循环移位扩频系统解码正常进行. 可以看到, 接收端用 $e^{j\omega_c t}$ 信号解调是循环移位能量检测器克服载波跳变干扰的关键, 即使当 $\varphi \rightarrow \pi/2$, 系统仍可有效抑制载波相位带来的影响.

3 时反镜循环移位能量检测器

水声信道多途扩展干扰将使得循环移位扩频信号产生严重的码内干扰和码间干扰, 这将使循环移位能量检测器性能显著下降. 因此, 本文将单阵元时反镜技术与循环移位能量检测器相结合, 提出时反镜循环移位能量检测器算法.

循环移位扩频系统对水声信道的多途扩展十分敏感, 下面利用相干多途信道模型^[17]来分析水声信道对循环移位扩频系统的影响.

当存在水声信道时, 接收端接收信号为

$$r[n] = \sum_{k=1}^L A_k c[n - \tau_{kn}] + z[n] \\ = \sum_{k=1}^L A_k \mathbf{H}_{\tau_{kn}} \mathbf{K}^{N[i]} \mathbf{c} + \mathbf{z}, \quad (12)$$

式中, L 为水声信道多径条数, τ_{kn} 为每条路径的延迟, A_k 为每条路径的衰减系数, $z[n]$ 加性高斯白噪声,

$$\mathbf{H}_{\tau_{kn}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(M-\tau_{kn}) \times \tau_{kn}} & \mathbf{I}_{(M-\tau_{kn}) \times (M-\tau_{kn})} \\ \mathbf{0}_{\tau_{kn} \times \tau_{kn}} & \mathbf{0}_{\tau_{kn} \times (M-\tau_{kn})} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

假设水声信道第一条路径为直达声并令 $\tau_{1n} = 0$, 则循环移位能量检测器输出为

$$y[m] = \left| \left\{ \sum_{k=1}^L A_k \mathbf{H}_{\tau_{kn}} \mathbf{K}^{N[i]} \mathbf{c} + \mathbf{z} \right\}^T \mathbf{K}^m \mathbf{c} \right|^2 \\ = \left| \sum_{k=1}^L A_k \mathbf{c}^T (\mathbf{K}^{N[i]})^T \mathbf{H}_{\tau_{kn}}^T \mathbf{K}^m \mathbf{c} + \mathbf{z}' \right|^2 \\ = \left| A_1 \mathbf{c}^T \mathbf{K}^{N[i]-m} \mathbf{c} + \sum_{k=2}^L A_k \mathbf{c}^T (\mathbf{K}^T)^{N[i]} \mathbf{H}_{\tau_{kn}}^T \mathbf{K}^m \mathbf{c} + \mathbf{z}' \right|^2, \quad (14)$$

式中, 第一项为期望项; 其余两项分别为多径干扰项和噪声干扰项. 从(14)式可以看出, 经过水声信道后循环移位扩频输出结果 $y[m]$ 在 $m = N[i] - \tau_{kn}$

时会出现多个峰值, 即水声信道的多途扩展导致了循环移位扩频信号的码内干扰. 再加上噪声项的影响, 系统在选择峰值时可能会出现差错, 进而产生误码. 同理, 当水声信道的多途扩展时间大于循环移位扩频信号码元周期时间时, 将会产生码间干扰, 进一步影响循环移位匹配滤波器的能量输出结果.

时间反转镜技术可以在没有任何先验知识的情况下自适应匹配水声信道, 完成对水声信道在时间和空间上的聚焦. 本文采用单阵元虚拟时间反转镜来克服水声信道多途干扰对循环移位扩频系统的影响, 其原理如图1所示. 设发送信号为 $s[n]$, 则在接收端的信号为

$$r[n] = s[n] * h[n] + z[n], \quad (15)$$

式中, $*$ 为卷积运算, $h[n]$ 为水声信道冲激响应函数. 时间反转镜利用探测信号 $p[n]$ 进行信道估计并利用估计的结果进行时反处理:

$$r_{\text{TRM}}[n] = r[n] * h'[-n] \\ = s[n] * (h[n] * h'[-n]) + z'[n] \\ = s[n] * Q[n] + z'[n], \quad (16)$$

式中, $h'[-n]$ 为利用探测信号估计的水声信道冲激响应函数, $z'[n]$ 为时反处理后的噪声分量, $Q[n]$ 为时反处理得到的 Q 函数^[18]. 虚拟时反镜性能的好坏由 Q 函数决定, Q 函数在时域上近似为一 sinc 函数, 具有较低的旁瓣. 数值仿真分析指出^[19]: Q 函数的旁瓣随着接收阵元个数的增加而降低. 虽然采用单阵元时反处理得到的 Q 函数具有一定旁瓣, 但由于多途扩展在时间上被压缩, Q 函数主峰将明显高于旁瓣. 对于较高的扩频处理增益, Q 函数的旁瓣对扩频系统解码影响不大. 当然, 实际应用时可根据系统需要增加阵元接收个数, 进一步提高循环移位扩频系统的性能. 图2给出了单阵元时反处理结果图, 可以看到单阵元时反处理得到的 Q 函数具有尖锐的主峰和较低的旁瓣.

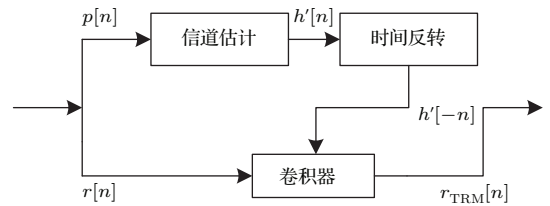


图1 单阵元虚拟时间反转镜

Fig. 1. Single element virtual time reversal mirror.

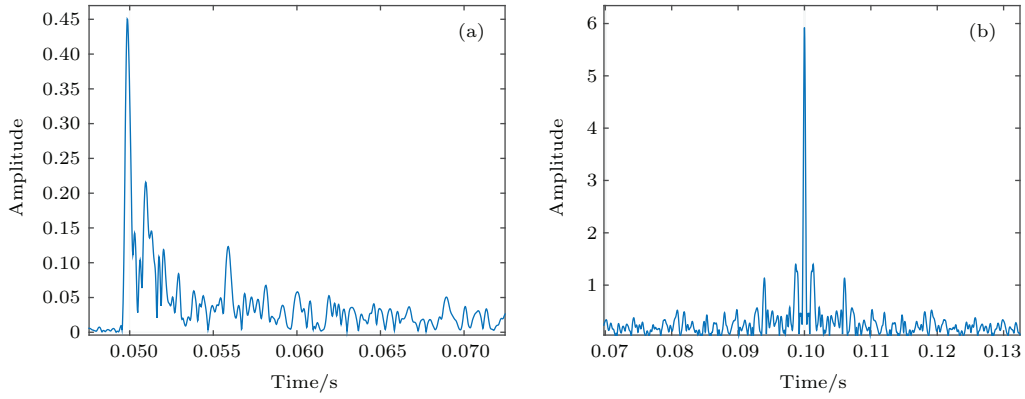


图2 单阵元时反处理结果 (a) 水声信道; (b) 单阵元时反处理 Q 函数

Fig. 2. The result of single element time reversal mirror: (a) Underwater acoustic channel; (b) Q -function of single element time reversal mirror.

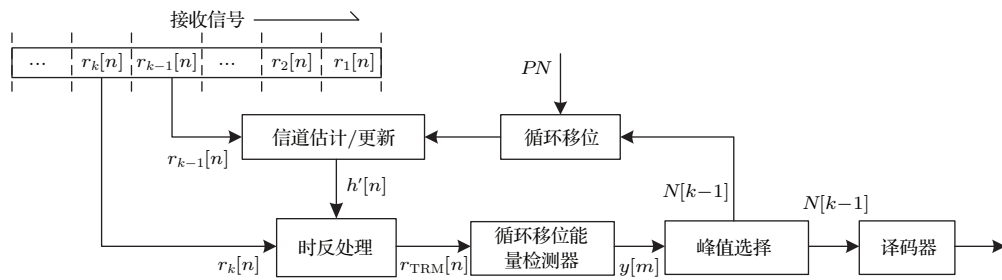


图3 时反镜循环移位能量检测器

Fig. 3. Time reversal cyclic shift energy detector.

图3给出了本文提出的时反镜循环移位能量检测器原理图. 在当前符号进入循环移位能量检测器前首先进行时反处理, 将水声信道的多途扩展进行压缩从而保证进入循环移位能量检测器的信号不受多途扩展干扰影响. 通过循环移位能量检测器反馈回的检测结果对当前符号的水声信道进行估计并存储, 作为对下一个符号进行时反处理的信道估计, 这将有助于适用于快速变化的水声信道, 即时反镜循环移位能量检测器算法可以实时地跟踪信道, 从而保证了时反处理的可靠性. 本文采用自适应信道估计算法来实现信道估计, 其原理如图4所示. 自适应横向滤波器的输入信号为本地参考扩频序列 PN 经过 $N[k]$ 次循环移位后得到的信号; 期望信号 r_k 为接收信号的第 k 个符号周期对应的信号. 当自适应滤波器稳定时, 自适应横向滤波器的权系数 h_{RLS} 即为当前符号估计得到的水声信道. 其中, 自适应滤波器采用自适应递归最小二乘 (recursive least squares, RLS) 算法, e 为输出误差. 在实际应用中, 相邻两个循环移位扩频符号对应的水声信道变化相对缓慢, 因此通过检测当前符号估计信道与前一个符号估计信道的相关系数来确定

信道估计是否出现较大误差.

因此, 时反镜循环移位能量检测器的输出结果为

$$y[m] = |\mathbf{r}_{TRM} \mathbf{K}^m \mathbf{c}|^2 = \left| \mathbf{c}^T \mathbf{K}^{N[i]-m} \mathbf{c} + \mathbf{z}'' + \mathbf{\Gamma} \right|^2, \quad (17)$$

式中, \mathbf{z}'' 为扩频处理后的噪声分量, $\mathbf{\Gamma}$ 为 Q 函数旁瓣经过扩频处理后的干扰分量. 由前面分析可知 \mathbf{z}'' 和 $\mathbf{\Gamma}$ 均为小量, 保障时反镜循环移位能量检测器输出信号为单峰.

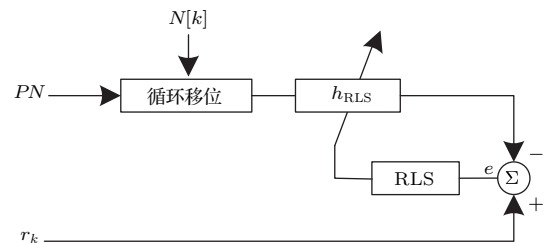


图4 信道估计

Fig. 4. Channel estimation.

综上, 时反镜循环移位能量检测器有效地集合了时反镜与能量检测器的优势, 并可实时跟踪信道

变化,提高通信系统性能.当水声信道变化缓慢时,可适当调整信道更新速度,以减少解码运算量.

4 试验验证

为了验证本文提出算法的可靠性,分别进行了大连海上试验和莲花湖湖上试验.大连海试水声信道结构较为简单,但由海面起伏引起的载波相位跳变较为严重;莲花湖湖试载波相位跳变相对平缓,但水声信道较为复杂,多途扩展干扰严重.下面将分别对两次试验及处理结果进行分析.

4.1 大连海上试验

2015年1月在大连常山岛附近海域进行了基于时反镜能量检测法的循环移位扩频通信海上试验.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.发射端布放深度12 m,接收端布放深度6 m.图5给出了信道试验当天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.

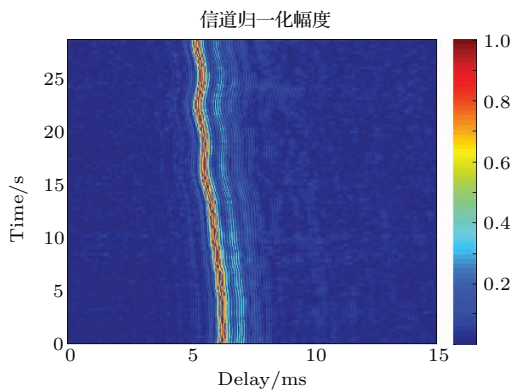


图5 (网刊彩色) 实测水声信道

Fig. 5. (color online) Underwater acoustic channel measured by sea data.

海试中系统参数为:带宽4 kHz,载波中心频率6 kHz,采用二进制相移键控(BPSK)调制,扩频序列选用周期为511的 m 序列,通信速率为70.45 bps.发送数据每帧包含540 bit信息,共发送6组.由于发送比特数有限,时反镜循环移位扩频系统均实现了零误码通信.发射信号结构如图6所示,由线性调频(LFM)信号和循环移位(CSK)扩频信号组成.

图7给出了通信距离为10 km的海试数据接收波形图.经同步头检测确定8—58 s时间内为通信

有效数据,由此可见接收信号完全淹没在噪声中,接收带限信噪比约为-3 dB.另外,可以看到接收信号中混有许多“毛刺”干扰,这些“毛刺”是由风浪拍击接收船以及水听器与线缆、船上的物体碰撞产生的,其频谱很宽,覆盖通信频带,无法通过滤波器滤除.

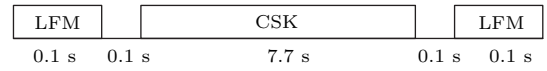


图6 发射信号结构

Fig. 6. The structure of sending signal.

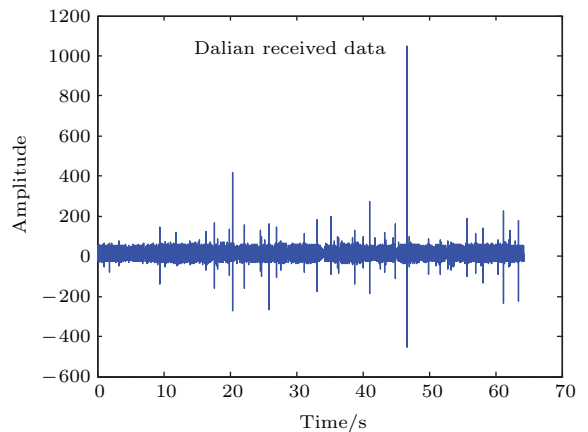


图7 海试试验接收信号波形图

Fig. 7. Signal waveform of received data.

为进一步验证算法在更低的信噪比条件下的性能,对接收信号额外加入了高斯白噪声,使得接收信号带限信噪比为-10 dB,系统仍实现了低误码水声通信.图8给出了-10 dB信噪比条件下时反镜循环移位能量检测器前10个码元周期的输出结果,可见能量输出极大值明显.

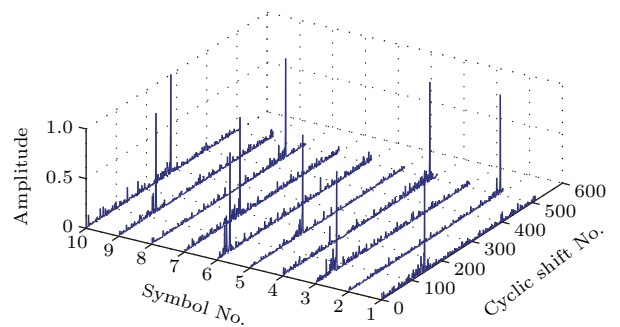


图8 时反镜循环移位能量检测输出结果

Fig. 8. Outputs of time reversal cyclic shift energy detector.

图9分别给出了同一组数据经过常规循环移位扩频、循环移位能量检测器和时反镜循环移位能

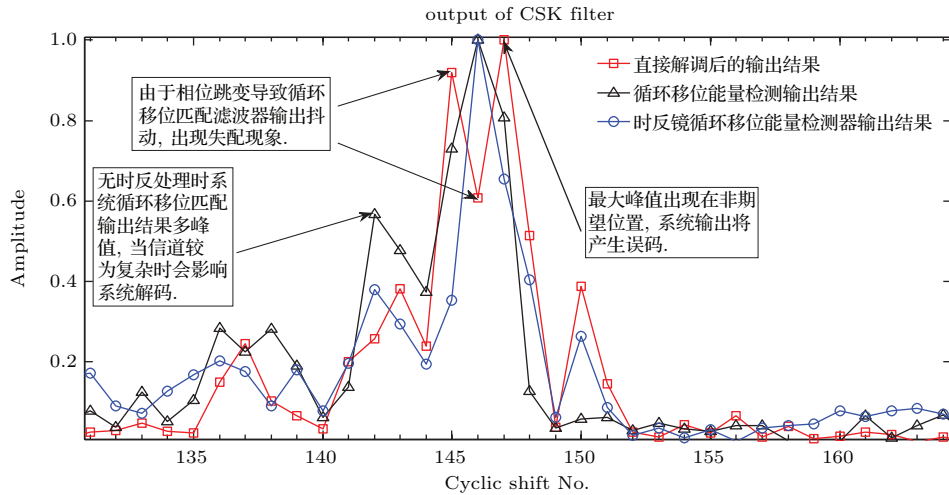


图9 (网刊彩色) 循环移位扩频系统输出结果对比

Fig. 9. (color online) The output comparison chart of cyclic shift spread spectrum system.

量检测器三种方式处理得到的解码效果对比图。如前所述,海面的起伏以及收发双方的相对运动使得接收信号的相位发生了跳变,若直接进行解调会使得残留的载波相位严重影响循环移位匹配的结果,进而出现误码。而循环移位能量检测的方法很好地解决了载波相位慢速跳变的问题。当不进行时反处理时,系统输出结果如图9中黑色曲线所示,匹配结果是多峰值的。海试验数据处理得到的效果并非十分明显,原因在于试验海域的10 km的水声信道多途结构相对简单,多途扩展较小(见图5)。因此,处理结果与时反处理结果(图9蓝线所示)相近。但是,当信道多途结构较为复杂或者多途扩展较大时,循环移位匹配输出结果将受到严重影响。

中红色虚线为循环移位能量检测器输出,蓝线为时反镜循环移位能量检测器输出。

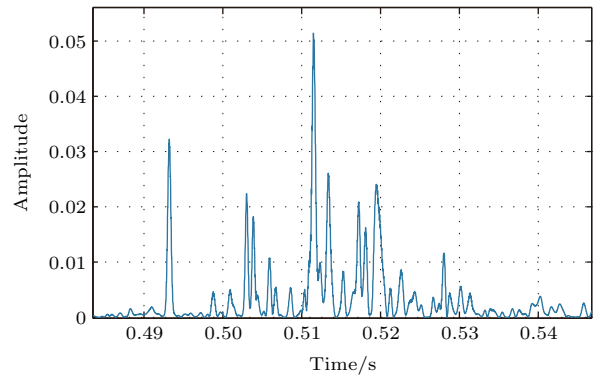


图10 莲花湖实测水声信道

Fig. 10. Underwater acoustic channel measured by Lianhua Lake data.

4.2 莲花湖湖上试验

2012年8月在黑龙江省莲花湖水域进行了循环移位扩频水声通信实验,试验水域开阔,平均水深40 m。试验当天晴有多云,微风,浪高约0.1 m。声速呈负梯度声速分布。莲花湖湖底原为村庄,后建立大坝成为蓄水湖,湖底界面条件复杂。收发节点的换能器吊放深度均约为6 m。莲花湖实验系统参数为:带宽2 kHz,载波中心频率6 kHz,采用BPSK调制,扩频序列选用周期为128的M序列,通信速率为110.23 bps。发送数据每帧包含721 bit信息,共发送10组。

图10给出了通过莲花湖湖试数据实测的莲花湖水声信道多途结构。可以看到,莲花湖实测信道多途结构复杂,多途扩展达到60 ms。在该信道条件下循环移位扩频解码输出结果如图11所示,其

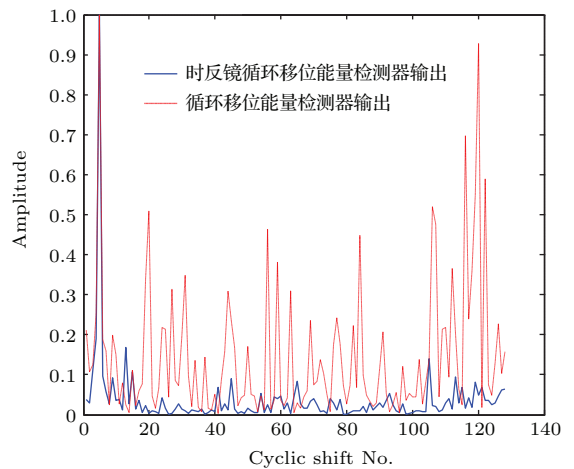


图11 (网刊彩色) 循环移位扩频系统输出

Fig. 11. (color online) Outputs of cyclic shift spread spectrum system.

从图 11 可以看出较大的多途扩展(多途扩展时间大于符号持续时间)以及较为复杂的信道结构严重影响了循环移位系统的性能. 时反处理在时间域上实现了对水声信道的聚焦, 在结构上将复杂结构的水声信道变成近似单峰的简单信道. 此次试验数据处理结果均为零误码传输.

5 结 论

循环移位扩频编码通过循环移位扩频序列与信息序列一一映射, 使得在一个扩频序列周期持续时间内映射的信息量成倍数增长, 是克服直扩系统低通信速率问题的一个有效解决方案. 然而载波相位跳变严重影响其性能, 而在低信噪比条件下载波同步变得十分困难, 加之多途扩展干扰影响, 将进一步恶化其性能. 本文根据循环移位扩频编解码特点, 创新提出了循环移位能量检测算法. 该算法可胜任低信噪比条件, 且运算简单易实现, 通过检测循环移位匹配滤波器能量输出即可实现解码. 为进一步提高循环移位扩频系统对水声多途扩展信道的适应能力, 本文提出引入单阵元时间反转镜技术进而构成时反镜循环移位能量检测器算法, 具有对水声信道的实时匹配跟踪能力, 有效地克服了水声信道多途扩展的影响.

参考文献

- [1] He J, Huang M G, Li X X, Li H Q, Zhao L, Zhao J D, Li Y, Zhao S L 2015 *Chin. Phys. B* **24** 104102
- [2] Yu X T, Zhang Z C, Xu J 2014 *Chin. Phys. B* **23** 010303

- [3] Kilfoyle D B, Baggeroer A B 2000 *IEEE J. Ocean Eng.* **25** 4
- [4] Dogandzic A, Nehorai A 2002 *IEEE Trans. Signal Process.* **50** 457
- [5] LeBlanc L R, Beaujean P P J 2000 *IEEE J. Ocean Eng.* **25** 40
- [6] Ye P C, Pan G 2015 *Chin. Phys. B* **24** 066401
- [7] 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]
- [8] Yu Y, Zhou F, Qiao G 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 064302 (in Chinese) [于洋, 周锋, 乔钢 2013 物理学报 **62** 064302]
- [9] Yu Y, Zhou F, Qiao G 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 234301 (in Chinese) [于洋, 周锋, 乔钢 2012 物理学报 **61** 234301]
- [10] Freitag L, Stojanovic M 2004 *OCEANS'04 Kobe, Japan, November 9–12, 2004* p14
- [11] Stojanovic M, Freitag L 2000 *OCEANS 2000 MTS/IEEE Conference and Exhibition Providence, USA, September 11–14, 2000* p123
- [12] Kuperman W A, Hodgkiss W S, Song H C, Akal T, Ferla C, Jackson D R 1998 *J. Acoust. Soc. Am.* **103** 25
- [13] Song H C, Kuperman W A, Hodgkiss W S 1998 *J. Acoust. Soc. Am.* **103** 3234
- [14] Hodgkiss W S, Song H C, Kuperman W A, Akal T, Ferla C, Jackson D R 1999 *J. Acoust. Soc. Am.* **105** 1597
- [15] Yin J W, Hui J, Hui J Y, Sheng X L, Yao Z X 2007 *Acta Acoust.* **32** 362 (in Chinese) [殷敬伟, 惠娟, 惠俊英, 生雪莉, 姚直象 2007 声学学报 **32** 362]
- [16] Yin J W, Hui J Y, Wang Y, Liu Y 2007 *J. Syst. Simul.* **19** 4033 (in Chinese) [殷敬伟, 惠俊英, 王燕, 刘洋 2007 系统仿真学报 **19** 4033]
- [17] 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]
- [18] Yang T C 2004 *IEEE J. Ocean Eng.* **29** 472
- [19] Yang T C 2003 *IEEE J. Ocean Eng.* **28** 229

Cyclic shift keying spread spectrum underwater acoustic communication using time reversal energy detector^{*}

Du Peng-Yu Yin Jing-Wei[†] Zhou Huan-Ling Guo Long-Xiang

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

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

(Received 29 May 2015; revised manuscript received 28 August 2015)

Abstract

The fluctuation of sea surface and the Doppler effect cause carrier phase fluctuations of received signal, and the multipath expansion of the underwater acoustic channel makes received signal distorted, which can seriously influence the decoding performance of the cyclic shift spread spectrum system. In this paper, we propose cyclic shift energy detector (CS-ED) algorithm for cyclic shift keying spread spectrum system, which can solve the problem about the influence of carrier phase fluctuation by detecting the output energy of cyclic shift matched filter. The CS-ED combined with time reversal mirror is further proposed and analyzed in this paper by using a time-updated channel impulse-response estimate as a (match) filter to do time reversal processing to mitigate the multipath-induced interferences. Time reversal CS-ED method is simple and robust, which can make the system work in low SNR. Dalian Sea test validation and Lianhua lake test validation are carried on, showing that the low bit error rate underwater acoustic communication is achieved under the condition of multi-path extension, carrier phase fluctuation and low signal-to-noise ratio.

Keywords: underwater acoustic communication, cyclic shift spread spectrum, cyclic shift energy detector, time reversal mirror

PACS: 43.30.+m, 43.60.+d

DOI: [10.7498/aps.65.014302](https://doi.org/10.7498/aps.65.014302)

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 51179034, 61471137) and the Ship Pre-research and Support Technology Foundation, China (Grant No. 13J3.1.5).

[†] Corresponding author. E-mail: yinjingwei@hrbeu.edu.cn