◇ 研究报告 ◇

# 扫扩载波-直接序列扩频深海水声通信方法\*

## 彭海源1,2 李 宇1† 普湛清1 王 巍1

(1 中国科学院声学研究所 先进水下信息技术重点实验室 北京 100190)(2 中国科学院大学 北京 100049)

摘要:针对深海水声信道长多径时延条件下,常规直接序列扩频(DSSS)水声通信系统扩频增益不足以抵抗 多径干扰从而引起性能下降的问题,该文结合扫扩载波(S2C)技术,提出一种应用于深海水声通信的扫扩载 波-直接序列扩频(S2C-DSSS)通信方法,并在深海实测信道下进行了仿真。结果显示,相较于常规DSSS系统,该文提出的S2C-DSSS系统仿真误比特率可下降1~3个数量级。结果证明,S2C-DSSS系统具有较好的抗 多径性能,适用于深海水声信道。

关键词:深海水声通信;长多径时延;直接序列扩频;扫扩载波 中图法分类号:TN929.3 文献标识码:A 文章编号:1000-310X(2024)06-1272-11 DOI: 10.11684/j.issn.1000-310X.2024.06.010

# Deep sea underwater acoustic communication method based on sweep spread carrier-direct sequence spread spectrum

 $\rm PENG~Haiyuan^{1,2}~~LI~Yu^1~~PU~Zhanqing^1~~WANG~Wei^1$ 

(1 Key Laboratory of Science and Technology on Advanced Underwater Acoustic Signal Processing, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

(2 University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** Aiming at the problem that the spread spectrum gain of conventional direct sequence spread spectrum (DSSS) underwater acoustic communication system is insufficient to resist multipath interference under the condition of long multipath delay in deep sea underwater acoustic channel, combining sweep spread carrier (S2C) technology, this paper presents a sweep spread carrier-direct sequence spread spectrum (S2C-DSSS) communication method for deep sea underwater acoustic communication. The simulation is carried out in the actual measured deep-sea channel. The results show that, compared to the conventional DSSS system, the simulation bit error rate of the S2C-DSSS system proposed in this paper can be reduced by 1 to 3 orders of magnitude. The results prove that the S2C-DSSS system has good anti-multipath performance and is suitable for deep-sea acoustic channels.

**Keywords:** Deep sea underwater acoustic communication; Long multipath time-delay; Direct sequence spread spectrum; Sweep spread carrier

<sup>2023-08-02</sup> 收稿; 2023-11-03 定稿

<sup>\*</sup>中国科学院重点实验室基金项目(1110300001)

作者简介: 彭海源 (1998-), 男, 山东临沂人, 博士研究生, 研究方向: 信号与信息处理。

<sup>†</sup>通信作者 E-mail: ly@mail.ioa.ac.cn

### 0 引言

深海水声通信是海防安全和海洋资源开发的 重要组成部分。基于对深海水下数据传输的广泛需 求,深海水声通信近年来受到国内外研究人员的关 注<sup>[1-3]</sup>。深海水声通信面临的主要问题之一是长多 径时延带来的码间串扰问题。浅海水声通信信道多 径时延一般为几毫秒到几十毫秒,而深海由于空间 尺度大、声传播模式复杂,其信道延迟通常可达几 百毫秒到几秒。较长的多径时延会引起通信信号严 重的码间串扰,为深海水声通信带来了严峻的考验。 为实现深海场景下的稳健水声通信,研究人员在 通信体制、信道匹配等方面展开了探索。传统抗多 径和抗噪声能力较强的非相干频移键控技术<sup>[4-5]</sup>、 扩频通信技术<sup>[6-7]</sup>在深海水声通信中已经得到广 泛应用。利用自适应多通道组合器<sup>[8]</sup>、联合译码均 衡<sup>[9]</sup>、级联锁相环自适应均衡接收机<sup>[10]</sup>等方式,深 海条件下实现单载波高速相干水声通信成为可能。 此外,为了进一步提高带宽利用率、提高通信速率, 近年来正交频分复用等多载波通信体制也开始应 用于深海水声通信当中[11-12]。

直接序列扩频(Direct sequence spread spectrum, DSSS) 技术使用高速率的扩频码来扩展待传 输信息信号的带宽,具有较好的抗多径干扰的能力, 并且能够在低信噪比(Signal-to-noise ratio, SNR) 下实现可靠通信,多用于强调通信稳健性的场景。 由于水声信道带宽受限, DSSS 水声通信系统在权 衡通信效率情况下其抗多径能力会受到限制,因 此多配合信道均衡方法进行接收。文献[13-14]提 出了针对扩频系统的假设反馈均衡接收机,以提升 DSSS 水声系统的抗多径性能。文献 [15] 针对水声 直接序列码分复用通信系统设计了基于多相位假 设的码片速率自适应判决反馈均衡算法,在增加接 收机复杂度的情况下提高了系统性能。文献[16]针 对深海远程水声信道下扩频增益不足以抵抗多径 干扰的情况,将双向判决反馈均衡应用于 M 元扩 频水声通信当中,提高了常规符号判决反馈均衡器 的输出SNR。此外,也有研究人员将DSSS系统与 线性调频 (Linear frequency modulation, LFM) 扩 频技术相结合,以混合扩频的方式来提升系统的抗 干扰性能[17-18]。文献[19]将啁啾二元正交键控与 DSSS系统相结合,用于多用户水声通信当中,实现 了近距离多用户的可靠水声通信。无论是假设判决 反馈还是LFM再扩频,现有的DSSS水声通信改进 方法在提升系统可靠性的同时都以提高系统复杂 度为代价。如何在提升DSSS水声通信系统抗干扰 能力的同时尽可能避免系统复杂度的提升,是需要 进一步研究的内容。

扫扩载波 (Sweep spread carrier, S2C) 通信是 一种以锯齿状LFM信号作为载波的通信技术。通 过采用频率连续变化的载波信号,接收端利用相关 接收,以较小的计算成本可将多径信号在频域进行 分离,从而克服多径干扰以及码间串扰的影响,具 有较好的抗多径干扰的能力。S2C水声通信技术最 早由Kebkal<sup>[20]</sup>提出,并通过仿真和海试试验验证 了S2C水声通信的可行性。文献[21]提出了一种针 对S2C水声通信的接收机,利用从所有传播路径接 收到的能量,从而提升解调信号的SNR。文献[22] 设计了一种针对于S2C水声通信信号的变分贝叶 斯软符号解码方法,在仿真信道下提升了S2C系统 的解码效率。文献[23]对于不同调制参数的S2C水 声通信系统在浅海环境下进行了海试试验,验证了 S2C良好的通信性能。将S2C应用于深海水声通信 当中以解决深海信道长多径时延的问题,是一种切 实可行的方案。

针对深海信道长多径时延情况下,常规DSSS 水声通信系统扩频增益不足以抵抗多径干扰的问题,本文结合S2C技术对常规DSSS水声通信系统 进行改进,提出了一种S2C-DSSS深海水声通信方 法。在不增加系统接收机复杂度的情况下,使用 S2C作为DSSS水声通信系统调制载波,接收端通 过去斜解调将多径分量转化为频率偏移,通过带 通滤波或低通滤波提取主路径分量,减少多径效 应引起的码间串扰。之后对扩频码进行解扩、解映 射得到传输信息比特。利用S2C良好的抗多径特 性,提升DSSS系统在深海长多径时延场景下的性 能。实测深海海试信道仿真结果证明,本文所提出 的S2C-DSSS深海水声通信方法误码性能优于常规 DSSS,能够减小深海长多径时延对水声通信的干 扰,有效提高深海场景下通信的稳健性。

#### 1 深海信道特性分析

深海信道也被称为SOFAR(sound fixing and ranging)声道<sup>[24]</sup>。与浅海不同,深海中声速在某一海深处存在极小值,声速极小值所在深度称为声道轴。由于声线在传播过程中会向声速小的区域弯曲,

与此同时,由于深海中声线传播空间跨度大、 传播距离较远,其信道冲激响应存在较长多径时 延的现象。图2为浅海、深海典型信道冲激响应, 图2(a)所示浅海信道冲激响应<sup>[26]</sup>最大多径时延小 于50 ms,而图2(b)所示深海信道冲激响应最大多 径时延大于2 s。深海信道长多径时延的特点对于 远程水声通信产生较大影响。对于扩频水声通信而 言,较长多径时延会引起数十乃至数百个扩频码片 间的串扰,从而引起扩频系统性能下降<sup>[16]</sup>。因此, 在保证一定通信速率的前提下,如何在深海长多径 时延信道下实现可靠扩频水声通信,是本文主要研 究的内容。

深海典型声速剖面[25] 及声传播损失如图1所示。

#### 2024 年 11 月

#### 2 系统模型

#### 2.1 S2C 抗多径理论分析

幅度归一化的S2C信号模型<sup>[20]</sup>为

$$c(t) \stackrel{\Delta}{=} \exp\left[j\phi(t)\right], \qquad (1)$$

$$\phi(t) = 2\pi \left[f_{\rm L}\left(t - \left\lfloor \frac{t}{T_{\rm sw}} \right\rfloor T_{\rm sw}\right) + m\left(t - \left\lfloor \frac{t}{T_{\rm sw}} \right\rfloor T_{\rm sw}\right)^2\right], \qquad (2)$$

其中,  $T_{sw}$  为扫频周期, 即单个LFM脉冲持续时 间; [.] 表示向下取整,  $[t/T_{sw}]$  为t时刻所经历的扫 频周期个数,设S2C信号持续时长为 $T_c$ ,则S2C 中完整扫频个数为 $N_c = [T_c/T_{sw}]$ ;  $f_L$ 为LFM 脉冲的最低频率,  $f_H$ 为LFM脉冲的最高频率,  $m = (f_H - f_L)/2T_{sw}$ 定义为LFM脉冲的调频率, 单位为Hz/s。S2C的时频谱示意图如图3所示。







图 2 典型信道时域响应 Fig. 2 Typical channel time-domain response



图 3 S2C 时频谱示意图

Fig. 3 Time-frequency spectrum diagram of S2C

设经过相移键控(Phase shift keying, PSK)调制后的基带信号为

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k g(t - kT), \qquad (3)$$

其中, $s_k$ 为经PSK调制后的第k个待发送符号,g(t)为脉冲成形函数;T为单个符号持续时长, $T < T_{sw}$ ,并且 $T_{sw}$ 为T整数倍,则单个扫频上调制符号个数为 $M = T_{sw}/T$ 。将基带信号与S2C载波信号混频,取信号实部作为发射信号

$$x(t) = \operatorname{Re} \left\{ s(t) \times c(t) \right\} = \sum_{k=0}^{N-1} \left( s_{k,\operatorname{Re}} \cos\phi(t) - s_{k,\operatorname{Im}} \sin\phi(t) \right) g(t-kT).$$
(4)

水声信道时域模型通常定义为

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{N_p - 1} A_p \delta(\tau - (\tau_p - a_p t)), \qquad (5)$$

其中, N<sub>p</sub>为信道多径数目, A<sub>p</sub>表示多径增益, τ<sub>p</sub>表 示多径时延, a<sub>p</sub>表示多普勒因子。这里着重分析 S2C系统的抗多径性能, 忽略多普勒的影响, 并在 一段S2C持续时间内将水声信道看作时不变, 从而 将h(τ,t)简化为一系列具有延时和抽头增益的滤 波器。

$$h(t) = \sum_{p=0}^{N_p - 1} A_p \delta(t - \tau_p).$$
 (6)

接收信号可以看作发射信号与信道滤波器的 卷积,即

$$y(t) = h(t) \otimes x(t) + n(t)$$
  
=  $A_d x(t) + \sum_{p=0, p \neq d}^{N_p - 1} A_p x \left( t - \tau'_p \right) + n(t),$  (7)

其中,n(t)为加性噪声。设第d条路径到达信号为期 望信号,其多径增益为 $A_d$ , $\tau_d = 0$ ,其他多径到达信 号与主径信号相对时延为 $\tau'_p$ 。

S2C系统接收端对接收信号进行去斜解调。接 收信号经过同步与多普勒补偿之后,与本地S2C 载波信号进行混频,经低通滤波后以获取基带信 号。对于式(7)所示接收信号,其主径信号混频结果 表示为

$$r_{d}(t) = A_{d}x(t)\exp\left[j\phi(t)\right]$$
  
=  $\frac{A_{d}}{2}\sum_{k=0}^{N-1} (s_{k,\text{Re}} - js_{k,\text{Im}})g(t - kT)$   
+  $\frac{A_{d}}{2}\sum_{k=0}^{N-1} f_{d}g(t - kT),$  (8)

其中,  $f_d = (s_{k,\text{Re}} + js_{k,\text{Im}}) \exp [j2\phi(t)]$ , 为混频过程 中产生的高频分量。对于第p条多径信号, 其混频 结果表示为

$$r_{p}(t) = A_{p}x \left(t - \tau_{p}'\right) \exp\left[j\phi(t)\right]$$
  
=  $\frac{A_{p}}{2} \sum_{k=0}^{N-1} (s_{k,\text{Re}} - js_{k,\text{Im}})$   
×  $\exp\left\{j \left[\phi(t) - \phi \left(t - \tau_{p}'\right)\right]\right\} g \left(t - \tau_{p}' - kT\right)$   
+  $\frac{A_{p}}{2} \sum_{k=0}^{N-1} f_{p}g \left(t - \tau_{p}' - kT\right),$  (9)

其中,  $f_p$ 为混频过程中产生的高频分量,表示为  $f_p = (s_{k,\text{Re}} + js_{k,\text{Im}}) \exp \left[j\left(\phi\left(t - \tau'_p\right) + \phi(t)\right)\right]$ 。

 $r_p(t) 与 r_d(t)$ 的低频分量相差一个频移因子 exp {j [ $\phi(t) - \phi(t - \tau'_p)$ ]},可以证明

$$\phi(t) - \phi\left(t - \tau_p'\right) = 2\pi\Delta f_p t + \Delta\varphi_p, \qquad (10)$$

其中,

$$\begin{bmatrix}
2m\left(\tau_{p}'-\left\lfloor\frac{\tau_{p}'}{T_{\rm sw}}\right\rfloor T_{\rm sw}\right), & t-\left\lfloor\frac{t}{T_{\rm sw}}\right\rfloor T_{\rm sw} > \tau_{p}'-\left\lfloor\frac{\tau_{p}'}{T_{\rm sw}}\right\rfloor T_{\rm sw}, \\
2m\left(\tau_{p}'-\left\lfloor\frac{\tau_{p}'}{T_{\rm sw}}\right\rfloor T_{\rm sw} - T_{\rm sw}\right), & t-\left\lfloor\frac{t}{T_{\rm sw}}\right\rfloor T_{\rm sw} \leqslant \tau_{p}'-\left\lfloor\frac{\tau_{p}'}{T_{\rm sw}}\right\rfloor T_{\rm sw},
\end{bmatrix}$$
(11)

$$\Delta\varphi_p = 2\pi f_{\rm L} \left(\tau_p' + \left\lfloor \frac{t - \tau_p'}{T_{\rm sw}} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{t}{T_{\rm sw}} \right\rfloor T_{\rm sw} \right) + m \left[ \left( \left\lfloor \frac{t}{T_{\rm sw}} \right\rfloor T_{\rm sw} \right)^2 - \left(\tau_p' + \left\lfloor \frac{t - \tau_p'}{T_{\rm sw}} \right\rfloor \right)^2 \right].$$
(12)

因此,对于与主径信号相对时延为 $\tau'_p$ 的第p条 多径信号,经混频后其低频分量与主径信号混频后 低频分量产生大小为 $\Delta f_p$ 的频率偏移,频率偏移的 大小与相对时延 $\tau'_p$ 以及S2C调频率m有关。选取 适当的调频率,接收信号经混频后通过带通滤波器 (或低通滤波器),就能尽可能消除多径分量的干扰, 从而分离出主径信号。去斜解调的原理示意图如 图4所示,其中 $x_d$ 为接收主径信号时频谱, $x_{p1}$ 、 $x_{p2}$ 为多径信号时频谱,c为本地S2C载波信号。经严格 同步之后,接收信号与本地S2C载波进行混频分别 得到 $r_d$ 、 $r_{p1}$ 、 $r_{p2}$ 。多径信号 $x_{p1}$ 、 $x_{p2}$ 与主径信号 $x_d$ 



图 4 去斜解调示意图 Fig. 4 Diagram of dechirp demodulation

存在时延差,混频之后 $r_{p1}$ 、 $r_{p2}$ 与 $r_d$ 存在频率偏移。

#### 2.2 S2C-DSSS 系统模型

DSSS通信系统通常是将待传输的信息信号与高速率的伪随机码相乘,相乘后的序列直接控制载 波信号的某个参量,从而扩展传输信号的带宽,常用 的调制方式为PSK。本文所设计S2C-DSSS水声通 信系统在常规单频载波DSSS系统上做出改进,将 传统单频载波调制改进为S2C调制,利用S2C信号 良好的抗多径特性,提升直扩水声通信系统在深海 长时延复杂多径信道下的性能,S2C-DSSS系统框 图如图5所示。

设待传输信息比特为 $b_k$ ,  $k = 0, 1, \dots, N - 1$ , 码元脉宽为 $T_b$ , 码速率为 $R_b = 1/T_b$ 。扩频伪随机 PN码为 $p_l$ ,  $l = 0, 1, \dots, L - 1$ , 长度为L, 扩频码脉 宽为 $T_c$ , 扩频码速率为 $R_c = 1/T_c$ 。将传输信息比特 与 PN码相乘, 经基带调制与脉冲成形后得到基带 信号。其中,  $s_{kl}$  为 $b_k p_l$  经 PSK 映射后得到的待传送 符号。

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} s_{kl} g(t - lT_c).$$
(13)

如式(4)所示,基带信号经IQ调制搬移到S2C 上,取实部得到发射信号

$$x(t) = \operatorname{Re} \left\{ s(t) \times c(t) \right\}$$
  
= 
$$\sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left( s_{kl,\operatorname{Re}} \cos\phi(t) - s_{kl,\operatorname{Im}} \sin\phi(t) \right)$$
$$\times q\left( t - lT_c \right).$$
(14)



图 5 S2C-DSSS 系统框图 Fig. 5 System diagram of S2C-DSSS

由式(8)~式(12),接收信号经过去斜解调与低 通滤波之后,假设高频分量被完全滤除,得到

$$r'(t) = \frac{A_d}{2} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} (s_{kl,\text{Re}} - js_{kl,\text{Im}}) g(t - lT_c) + \Delta P + \Delta N,$$
(15)

其中,  $\Delta P \pi \Delta N$  分别为混频残余多径分量与残余 噪声分量。由 2.1 节中分析可知, S2C 调制信号经混 频后多径分量与主径分量会产生频率偏移, 因此在 低通滤波之后, r'(t) 中的残余多径分量要低于常规 DSSS 系统。

S2C-DSSS 的解扩步骤与常规 DSSS 系统相同, 基本流程为接收端产生本地 PN 码与解调后的信号 进行相关检测。假设 PN 码具有良好的正交特性,与  $\Delta P$ 、 $\Delta N$ 均不相关,则解扩过程可以描述为式(16), 解扩后经基带数字检测后便可得到传输信息比特。

$$r''(k) = \begin{cases} (s_{b_k, \text{Re}} + js_{b_k, \text{Im}}) \sum_{l=0}^{L-1} p_l^2, & b_k = +1, \\ -(s_{b_k, \text{Re}} + js_{b_k, \text{Im}}) \sum_{l=0}^{L-1} p_l^2, & b_k = -1. \end{cases}$$
(16)

### 3 系统性能分析

#### 3.1 系统处理增益

扩频系统的处理增益G定义为接收机的输出 SNR与接收机输入SNR的比值。对于DSSS系统, 其处理增益与扩频信号带宽B<sub>ss</sub> (解扩前带宽)成正 比,与信息信号的带宽B<sub>b</sub>(解扩后带宽)成反比。设 信息码速率为R<sub>b</sub>,扩频码速率为R<sub>c</sub>,扩频码长度为 L,则DSSS系统的处理增益定义为

$$G_{\rm DSSS} = \frac{B_{\rm ss}}{B_b} = \frac{R_c}{R_b} = L.$$
 (17)

对于 S2C 系统,其去斜解调获取的处理增益 可以定义为去斜解调前后的主径信号、多径信号 能量之比的比值,在此对该增益做定性分析。由 式 (9)~(11) 可得,对于固定时延 $\tau'_p$ 的第p条多径分 量,去斜解调后产生的频率偏移 $\Delta f_p$ 与 S2C 调频率 m成正比。因此,提高 S2C 调频率可以增加多径分 量与主径分量去斜解调后的频率间隔,意味着多径 分辨率的提高。因此,在不考虑多径分量引起多个 周期扫频信号混叠的情况下,S2C 系统的处理增益 可以描述为

$$G_{\rm S2C} \propto |m|.$$
 (18)

因此S2C-DSSS系统的处理增益可以描述为

$$G_{\rm S2C-DSSS} \propto |m|L.$$
 (19)

在系统带宽一定的情况下,增加调频率*m*意味 着减小扫频周期*T*<sub>sw</sub>,在扫频周期较小的情况下,当 前周期扫频信号会受到之前周期扫频信号的串扰, 从而造成多路径信号的相互混叠<sup>[27]</sup>。在实际使用 中,*m*的选取受信道多径结构、低通滤波器带宽等 的影响,需折中考虑。

#### 3.2 系统带宽

设扩频码速率为 $R_c$ ,对于DSSS系统,在PSK 调制场景下,其扩频带宽为扩频码速率的2倍,即  $B_{ss} = 2R_c$ 。设常规DSSS系统载波中心频率为 $f_c$ , 系统总带宽为 $B_{ss}$ 。改进的S2C-DSSS系统S2C载 波中心频率设置为 $f_c$ ,带宽 $B_{S2C} \leq B_{ss}$ 。信号产 生后经过中心频率为 $f_c$ 、带宽为 $B_{ss}$ 的带通滤波器, 因此S2C-DSSS系统实际发射信号并未占用多余 频带,其发射信号带宽仍由扩频码速率决定。常 规DSSS与S2C-DSSS实际发射信号时频谱如图6、 图7所示。



图6 DSSS发射信号时频谱

Fig. 6 Transmitted signal's time-frequency spectrum of DSSS





Fig. 7 Transmitted signal's time-frequency spectrum of S2C-DSSS

#### 3.3 系统复杂度

如图5所示,S2C-DSSS接收端相干解调、解扩 流程与常规DSSS系统相同,而只是将用于解调的 本地单频载波改为本地S2C信号。因此,理论上 S2C-DSSS相较于常规DSSS并未引起接收机复杂 度的上升。对于S2C-DSSS系统,其解调复杂度与 接收信号采样点数、低通滤波器阶数有关,其解扩 复杂度与扩频码长度L有关,计算复杂度为O(L<sup>2</sup>)。

#### 4 实验结果与分析

#### 4.1 实验方案

仿真实验中,S2C-DSSS发射信号帧结构如图8 所示,发射信号由用于同步的LFM信号和经过扩频 调制后的S2C-DSSS信号构成。其中,扩频伪随机码 采用未经二值量化的混沌序列<sup>[28]</sup>,具有较好的相关 特性。对于S2C-DSSS系统,每个扫频周期*T*<sub>sw</sub>作为 一包,一包内调制*M*个未经编码的信息比特,其中 每个比特经长度为*L*的混沌序列进行扩频,扩频后 的序列进行相位映射,与S2C载波相乘直接调制载 波相位。仿真常规DSSS系统除了使用单频载波进行调制外,其余参数均与仿真S2C-DSSS系统相同。

为了验证 S2C-DSSS 在深海水声信道下的可行性,以及相较于常规 DSSS 系统的性能提升,本节采 用实际深海水声通信试验中测得的典型信道进行 仿真,信道时域响应如图9 所示。其中信道1、信道 2 均为声道轴收发信道,试验海区海深约为4000 m, 发射深度、接收深度均位于1000 m 左右,通信距离 分别为53 km 和30 km。

由于深海水声通信信号传播空间跨度大以及 声道轴的会聚作用,信道1和信道2均呈现明显的 簇状稀疏结构<sup>[29]</sup>。信道1中主径簇内多径结构简 单,但簇结构较多,最大多径时延大于300 ms,并且 主路径外其他多路径幅度增益较高,较长的多径时 延会跨越多个扩频码片,在扩频增益不足以抵抗多 径时延干扰时,常规DSSS系统性能会受到较大的 影响。信道2内主径簇内结构较复杂,最大多径时 延超过1 s,但主路径外多径幅值增益较低,因此对 常规DSSS系统的影响较小。



图 9 实测深海信道时域响应

Fig. 9 Time-domain response of measured deep sea channel

#### 4.2 实验结果与分析

首先验证S2C-DSSS在实测深海信道下的可行 性,并对S2C-DSSS与常规DSSS的性能进行对比, 仿真参数如表1所示。仿真结果如图10、图11所 示。如图10所示,与4.1节中分析结论相符,常规 DSSS 在信道1下受长多径时延影响严重,单纯依 靠扩频增益已无法抵抗多径干扰,因此误比特率 一直大于10<sup>-2</sup>,单纯增加SNR已无法降低误比特 率。而信道1下S2C-DSSS仿真误比特率随SNR增 加而持续下降, SNR大于4 dB时误比特率已小于 10<sup>-4</sup>,说明S2C-DSSS相比于DSSS能够克服信道1 长多径时延的影响,具有更好的抗多径性能。如 图11所示,信道2下常规DSSS受多径干扰影响较 小,在SNR大于9dB时误比特率小于10-4。信道 2下S2C-DSSS在SNR高于6dB时误比特率小于  $10^{-4}$ ,相较于常规DSSS系统约有3 dB的误码性能 提升。



图 10 信道 1 下仿真误比特率

Fig. 10 Simulation bit error rate under Channel 1



Fig. 11 Simulation bit error rate under Channel 2

	表1	仿真参数
Table 1	$\mathbf{Simu}$	lation parameters

	-
仿真参数	DSSS/S2C-DSSS
采样频率	64000 Hz
系统带宽	2000  Hz
包长度	512  ms
一包调制比特数	16
传输速率	23.4375  bit/s
扩频码生成方式	混沌序列
扩频码长	32
扩频码元脉宽	1  ms
信息码元脉宽	32  ms

进一步验证 S2C-DSSS 系统在深海信道下的 通信性能,持续传输131136 bit数据,在不同 SNR下DSSS 系统与S2C-DSSS 系统解码结果如 图12、图13所示。仿真结果显示,在信道1和信 道2不同SNR条件下持续信息传输过程中,S2C-DSSS误码性能均优于DSSS。在信道1下,S2C-DSSS误比特率相较于DSSS 由 2.24×10<sup>-2</sup>下降为 9.40×10<sup>-5</sup>;在信道2下S2C-DSSS误比特率相较 于DSSS 由 7.10×10<sup>-3</sup>下降为8.46×10<sup>-4</sup>。仿真结 果说明持续通信场景下,S2C-DSSS性能仍然优于 DSSS,与深海信道具有更好的适配性。

由3.1节分析可知,对于S2C-DSSS与DSSS系 统,其处理增益均与扩频长度L有关。仿真不同 扩频长度S2C-DSSS与DSSS系统在信道1、信道2 下的误码曲线。仿真结果如图14、图15所示。图14 显示,在信道1下,增加扩频长度L对于DSSS系统 的性能提升十分有限。主要原因是在扩频长度小 于最大多径时延情况下,长多径时延带来的码间 串扰对于常规DSSS系统仍然产生较大的影响。而 S2C-DSSS由于去斜解调过程能够去除大部分长多 径时延分量,因此增加扩频长度L,其误码性能提 升明显,随着扩频长度的增加,S2C-DSSS系统误比 特率达到10<sup>-4</sup>以下所需SNR不断减小。图15显示, 在信道2下,减小扩频长度L对于DSSS系统影响 较大。主要原因是当扩频长度减小时,系统扩频增 益不足以抵抗多径时延的影响,在扩频长度小于16 时,DSSS系统在信道2下难以实现有效信息传输。 而 S2C-DSSS 系统在扩频长度减小情况下具有更好 的稳健性,其性能下降并不明显。同时,在扩频码元 脉宽一定的情况下,减小扩频长度意味着通信速率 的提高。因此S2C-DSSS 有望克服DSSS 水声通信 速率较低的问题,在深海环境下实现较高速率的水 声通信。

# 应用声学

#### 2024 年 11 月



SNR = 0 dBBER 3884/131136





DSSS

SNR = 5 dB

BER 2701/131136

S2C-DSSS SNB = 0 dBBER 36/13113

S2C-DSSS SNB = 5 dBBER 1/131136

SNR = 10 dBBER 0/131136

DSSS

SNR = 10 dB

BER 2225/131136

S2C-DSSS

图 12 信道 1 下仿真结果

Fig. 12 Simulation result under Channel 1



信道1下不同扩频长度仿真误比特率 图 14 Fig. 14 Simulation bit error rate for different spread length under Channel 1

### 5 结论

针对深海水声信道长多径时延条件下,常规 DSSS水声通信系统扩频增益不足以抵抗多径时延 干扰从而引起性能下降的问题,本文提出了一种结 合 S2C 调制的 S2C-DSSS 深海水声通信方法。算法 将S2C调制方法与DSSS系统相结合,利用S2C良 好的抗多径干扰特性,经去斜解调和低通滤波分离 出大部分多径时延,从而提升常规DSSS水声通信 系统在深海信道下的性能。实测深海信道下仿真 实验证明,在深海长多径时延信道条件下,本文提



SNR = 0 dB

SNR = 0 dB

BER 109/131136



SNR = 5 dBBER 775/131136 BER 131/131136







DSSS

SNR = 10 dB

S2C-DSSS SNR = 5 dBBER 2/131136

S2C-DSSS SNB = 10 dBBER 0/131136

图13 信道2下仿真结果

Fig. 13 Simulation result under Channel 2



图 15 信道2下不同扩频长度仿真误比特率 Fig. 15 Simulation bit error rate for different spread length under Channel 2

出的S2C-DSSS系统误码性能优于常规DSSS系统, 在不同扩频长度下均具有较好的通信效果, 与深 海长多径时延信道具有更好的适配性,可运用到深 海水声通信系统设计当中,有力支持深海水声通信 系统研发任务未来计划开展相关海试试验,以验证 S2C-DSSS的实用性。

#### 献 考 文

[1] Shimura T, Ochi H, Watanabe Y, et al. Demonstration of time-reversal communication combined with spread spectrum at the range of 900 km in deep ocean[J]. Acoustical Science and Technology, 2012, 33(2): 113–116.

- [2] Song H C. Acoustic communication in deep water exploiting multiple beams with a horizontal array[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2012, 132(2): EL81–EL87.
- [3] Shimura T, Ochi H, Song H C. Experimental demonstration of multiuser communication in deep water using time reversal[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2013, 134(4): 3223–3229.
- [4] Kilfoyle D B, Baggeroer A B. The state of the art in underwater acoustic telemetry[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2000, 25(1): 4–27.
- [5] 王海斌, 吴立新. 混沌调频 M-ary 方式在远程水声通信中的应用 [J]. 声学学报, 2004, 29(2): 161–166.
  Wang Haibin, Wu Lixin. Long-range underwater acoustic communication based on Chaotic-FM M-ary mode[J]. Acta Acustica, 2004, 29(2): 161–166.
- [6] Liu Z, Yoo K, Yang T C, et al. Long-Range doubledifferentially coded spread-spectrum acoustic communications with a towed array[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2014, 39(3): 482–490.
- [7] 何成兵,黄建国,张群飞,等. M 元线性调频远程水声通信新技术 [J].西北工业大学学报, 2005, 23(6):777-780.
  He Chengbing, Huang Jianguo, Zhang Qunfei, et al. On exploring quaternary linear frequency modulation (LFM) for improving long range underwater acoustic communication[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2005, 23(6):777-780.
- [8] Daly E L, Singer A C, Choi J W, et al. Linear turbo equalization with precoding for underwater acoustic communications[C]. Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals. IEEE, 2010.
- [9] 台玉朋, 王海斌, 杨晓霞, 等. 一种适用于深海远程水声通信的LT-Turbo均衡方法 [J]. 中国科学: 物理学 力学 天文学, 2016, 46(9): 96-103.
   Tai Yupeng, Wang Haibin, Yang Xiaoxia, et al. A novel

LT-Turbo equalization for long-range deep-water acoustic communication[J]. Scientia Sinica Physica, Mechanica & Astronomica, 2016, 46(9): 96–103.

- [10] 吴芳菲,黄建国,何成兵.远程高速水声通信及实验研究 [J]. 计算机测量与控制, 2010, 18(8): 1837-1839.
  Wu Fangfei, Huang Jianguo, He Chengbing. Experimental research on long-range high-speed underwater acoustic communication[J]. Computer Measurement & Control, 2010, 18(8): 1837-1839.
- [11] Kang T, Song H C, Hodgkiss W S, et al. Long-range multi-carrier acoustic communications in shallow water based on iterative sparse channel estimation[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2010, 128(6): EL372–EL377.
- [12] Kang T, Song H C, Hodgkiss W S. Long-range multicarrier acoustic communication in deep water using a towed horizontal array[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2012, 131(6): 4665–4671.

- [13] Stojanovic M, Freitag L. Hypothesis-feedback equalization for direct-sequence spread-spectrum underwater communications[C]. OCEANS 2000 MTS/IEEE Conference and Exhibition. IEEE, 2000.
- [14] Stojanovic M, Freitag L. Multichannel detection for wideband underwater acoustic CDMA communications[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2006, 31(3): 685– 695.
- [15] 王晋兴,朱敏. 水声 DS-CDMA 通信中多相位假设码片速率自适应判决反馈均衡算法研究 [J]. 声学技术, 2009, 28(3): 212-216.

Wang Jinxing, Zhu Min. A study of chip rate phase hypothesis adaptive decision feedback equalization for DS-CDMA underwater acoustic communication[J]. Technical Acoustics, 2009, 28(3): 212–216.

- [16] 杨光. 一种针对深海远程信道的 M 元扩频接收算法 [J]. 数字 海洋与水下攻防, 2023, 6(1): 95–105.
  Yang Guang. An M-ary spread spectrum receiver algorithm for long range deep sea channels[J]. Digital Ocean & Underwater Warfare, 2023, 6(1): 95–105.
- [17] 朱黎, 谭建军, 黄双林, 等. 基于线性调频再扩频的 Zig-Bee 网络中 WiFi 干扰避免方法 [J]. 电讯技术, 2017, 57(9): 1071–1076.

Zhu Li, Tan Jianjun, Huang Shuanglin, et al. WiFi interference avoidance in ZigBee networks based on linear frequency modulation and direct sequence spread spectrum[J]. Telecommunication Engineering, 2017, 57(9): 1071–1076.

- [18] 池涛, 严浩伟. 基于 DSSS-LFM-FRFT 的 ZigBee 网络中抗 RFID 干扰研究 [J]. 重庆邮电大学学报 (自然科学版), 2019, 31(2): 166–173.
  Chi Tao, Yan Haowei. Research on anti-RFID interference in ZigBee network based on DSSS-LFM-FRFT[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications(Natural Science Edition), 2019, 31(2): 166–173.
- [19] Yuan F, Jia Z Y, Cheng E, et al. Chirp-rate quasiorthogonality based DSSS-CDMA system for underwater acoustic channel[J]. Applied Acoustics, 2020, 161: 107163.
- [20] Kebkal K G. Sweep-spread carrier for underwater communication over acoustic channels with strong multipath propagation[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2002, 112(5Pt1): 2043–2052.
- [21] Marchetti L, Reggiannini R. An efficient receiver structure for sweep-spread-carrier underwater acoustic links[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2016, 41(2): 440– 449.
- [22] Arunkumar K P, Murthy C R. Soft symbol decoding in sweep-spread-carrier underwater acoustic communications: a novel variational bayesian algorithm and its analysis[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 2435–2448.
- [23] Baldone C, Mangione S, Croce D, et al. Performance analysis of sweep-spread carrier (S2C) modulation for underwater communications[C]. The 16th International Conference on Underwater Networks & Systems: 1–5.

- [24] 李整林,杨益新,秦继兴,等. 深海声学与探测技术 [M]. 上海: 上海科学技术出版社, 2020: 75-81.
- [25] Boyer T P, Garcia H E, Locarnini R A, et al. World ocean Atlas 2018[DB/OL]. [2024-02-02]. https://www. ncei.noaa.gov/products/world-ocean-altas.
- [26] Huang J C, Diamant R. LongRangeUWAC\_Channels [DB/OL]. [2023-06-26]. https://drive.google.com/file/d/ 1g2sW7j3qvdTBnpj35CjS2ak83YQK0S80/view?usp= sharing.
- [27] 石维欣, 张歆. 一种抗信道多径的扫频-扩频调制技术 [J]. 声 学技术, 2011, 30(4): 369–372.
  Shi Weixin, Zhang Xin. An anti-multipath technique— Sweep-spread carrier modulation[J]. Technical Acoustics, 2011, 30(4): 369–372.
- [28] 舒秀军, 王海斌, 汪俊, 等. 一种多通道混沌调相扩频方式及 其在水声通信中的应用 [J]. 声学学报, 2017, 42(2): 159–168. Shu Xiujun, Wang Haibin, Wang Jun, et al. A method of multichannel chaotic phase modulation spread spectrum and its application in underwater acoustic communication[J]. Acta Acustica, 2017, 42(2): 159–168.
- [29] 王悦悦, 王海斌, 台玉朋, 等. 深海远程正交频分复用水声 通信块间迭代稀疏信道估计方法 [J]. 声学学报, 2023, 48(1): 16-26.

Wang Yueyue, Wang Haibin, Tai Yupeng, et al. Interblock iterative sparse channel estimation method for longrange OFDM underwater acoustic communication in deep sea[J]. Acta Acustica, 2023, 48(1): 16–26.