

二进制偏移载波调制的零相关窗水声同步技术研究*

孙宗鑫 于洋[†] 周锋 刘淞佐 乔钢

(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)

(2013年12月15日收到; 2014年1月13日收到修改稿)

针对线性调频信号同步相关的旁瓣、 m 序列扩频同步的序列自噪声和二进制相移键控调制信号在主瓣周围一个码片范围内存在较强烈的旁瓣三个问题, 提出了一种基于二进制偏移载波(BOC)调制信号的无干扰窗水声同步方式. 利用互补序列的非周期自相关函数之和为零的特殊性质, 实现了在主瓣周围一个码片范围外, 零相关窗范围内的无干扰窗. 使用BOC(1, 1)方式对信号进行亚载波调制, 以减少主瓣周围一个码片范围内的旁瓣. 对单通道信号和双通道信号的零相关窗形式都进行了设计, 通过仿真和实验验证了BOC零相关窗方法在水声系统的同步、信道测量和估计中的有效性.

关键词: 水声, 同步, 二进制偏移载波, 零相关窗

PACS: 43.30.+m

DOI: 10.7498/aps.63.104301

1 引言

水声信道是水声通信区别于无线通信的重要特点, 水声信道的特征由多变的海洋环境所决定^[1,2]. 如果接收机已知水声信道的信道冲激响应, 就可以使用一些准则作为标准进行信道均衡, 以减少多径衰落对通信信号的影响. 在扩频通信体制下, 若接收机能准确地估计信道信息, 可以利用Rake接收机技术以使用多径信息; 而如果发射机能准确地得知信道信息, 对于多载波通信而言, 则可以采用功率注水算法使得在信道条件较好的频率上分配较多的信息, 在信道条件较差的频率上分配较少的信息. 在得到准确的信道估计信息的情况下, 这几种方法都能有效地提高水声系统的性能. 但是在信道信息不准确的情况下, 当利用Rake接收机技术和功率注水算法时水声系统性能则会恶化, 甚至会低于没有采用这两种技术的情况. 水

声信道和高速可靠的水声通信有着密不可分的关系^[3-5]. 水声技术的发展依赖于水声模型的研究^[6]和水声物理特性的深化了解^[7]. 这凸现了水声信道准确估计的重要性.

工程上使用的序列要具有完美的自相关特性和互相关特性, 但实际上这样的序列是不存在的. 良好的自相关性决定了序列的同步能力和抵抗多径衰落的能力. 良好的互相关性则决定了序列的多址接入能力. 序列的相关边界决定了序列拥有上述能力的极限, 其中有代表性的序列的相关边界包括Sarwate边界^[8]、Welch边界^[9]、Levenshtein边界^[10]等, 它们规定了序列性能的极限, 为序列的设计提供了最高的标准. 虽然与二相序列相比, 多相序列具有更好的边界, 且能提供更好的性能, 而在实际应用中, 最广泛使用的仍是二进制序列, 其中Barker序列、Neuman-Hofman序列等均具有良好的非周期自相关函数(AACF)特性, 但是它们

* 国家高技术研究发展计划(批准号: 2009AA093601-2)、国防基础科学研究计划(批准号: B2420110007)、水声技术重点实验室基金(批准号: 9140C200801110C2004)和国家自然科学基金(批准号: 11304056)资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: yuyang516@163.com

都只是达到了较低的旁瓣, 而且其长度远远不能满足实际工程上的需要, 可以把它们看成是低相关序列. 在实际应用中, 需要的是零相关序列, 如松散同步 (LS) 序列^[11]、几乎最佳自相关序列^[12,13]和半最佳自相关序列^[14]等. 零相关序列并不是打破了序列的相关边界, 只是在一定的范围内提供一个零干扰窗, 在零干扰窗之外仍存在着一定的旁瓣. 本文将使用互补序列来构建一个零相关序列, 进而减少同步的自噪声和提高水声信道估计的精度.

二进制偏移载波 (BOC) 调制方式是一种亚载波调制方式, 其可以将频谱推向频带的边缘, 从而增加了信号的 Gabor 带宽, 也增加了系统的鲁棒性^[15-17], 也就是信号的能量并不是集中在中心频点的周围. 在频谱资源紧张的今天, 这种调制方式可以与传统的调制方式相协调, 从而使得系统在对传统信号产生最小影响的情况下工作. BOC 调制方式在 Galileo 卫星导航系统、采用了 M 码频段的新一代全球卫星定位系统、北斗二代卫星导航系统和印度的区域系统导航系统条件中都得到了广泛的应用^[18]. 在水声信道这种频带严重受限的条件下, BOC 调制方式也会发挥出良好的性能. 因此, 本文将采用分裂频谱中间隔最小的 BOC (1, 1) 调制信号适应水声信道这种特殊的系统.

2 原理

2.1 BOC 调制原理

要分析一种信号的同步性能, 应该从它最根本的结构入手, 而功率谱密度是反映信号基本结构的函数. BOC 的偶数阶信号的功率谱密度 $G_{\text{BOC}}(f)$ 为

$$G_{\text{BOC}}(f) = f_r \left[\frac{\tan\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_r}\right)}{\pi f} \right]^2, \quad (1)$$

其中 f_s 和 f_r 分别为亚载波速率和扩频码速率与基准码元速率的比值. 为了比较 BOC 的性能, 本文选择传统的二进制相移键控 (BPSK) 信号与其进行对比. BPSK 信号的功率谱密度 $G_{\text{BPSK}}(f)$ 为

$$G_{\text{BPSK}}(f) = \frac{A^2}{2\pi f_c} \left[\frac{\sin\left(\pi f \frac{1}{f_c}\right)}{\pi f \frac{1}{f_c}} \right]^2, \quad (2)$$

其中, A 为幅度, f_c 为扩频码的码元速率. 图 1 给出了当幅度 A 为 1, 基准码元速率为 500 bit/s 时,

BOC (1, 1) 信号和 BPSK 信号的基带功率谱密度曲线.

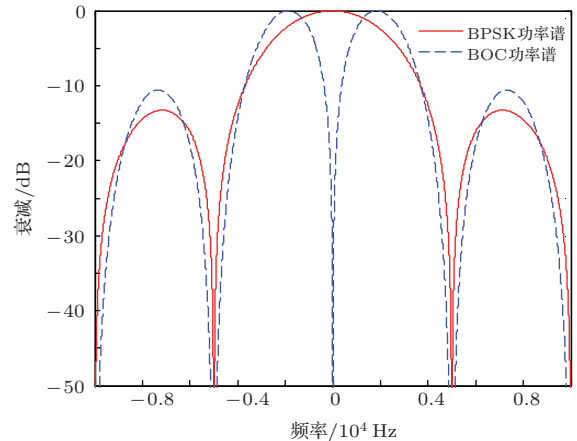


图 1 BOC (1, 1) 信号和 BPSK 信号的基带功率谱密度曲线

BOC 信号相当于将信号的频谱推向了频带的边缘, 使得信号具有裂谱的特性. 在已知功率谱密度的情况下, 根据维纳-辛钦定理, 可以得到自相关函数. 对于带限的接收系统, 其归一化自相关函数 $R(\tau)$ 为

$$R(\tau) = \frac{\int_{-B/2}^{B/2} G(f) e^{j2\pi f\tau} df}{\int_{-B/2}^{B/2} G(f) df}, \quad (3)$$

其中 B 为接收水听器带宽. 由 (3) 式可知, 把 BOC 信号和 BPSK 信号的功率谱密度函数和初始条件代入, 即可得到它们的自相关函数曲线, 结果如图 2 所示. 从图 2 可以看出, BOC (1, 1) 信号的自相关函数曲线明显要比 BPSK 信号的自相关函数曲线尖锐一些. 因此 BOC (1, 1) 信号将提高同步和信道估计的性能.

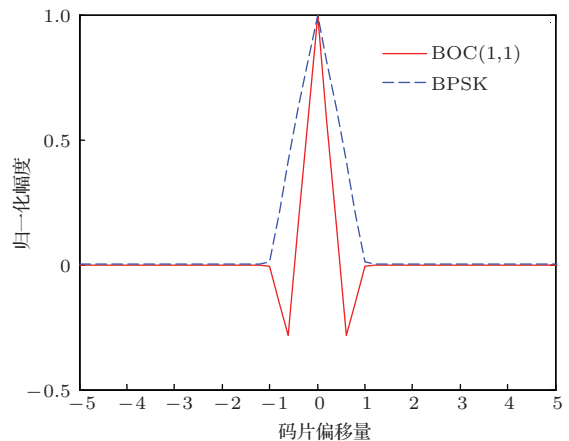


图 2 BOC(1, 1) 信号和 BPSK 信号的自相关函数曲线

对于一个多径衰落信道, 设 $\tau_1(t)$ 为信道的时延扩展, 当 $1/\tau_1(t)$ 小于信号的带宽时, 它是频率选择性衰落, 当 $1/\tau_1(t)$ 大于信号的带宽时, 它是平坦衰落. 本文对于信号同步时间的估计是一个有偏估计. 对于一个有偏估计, 估计精度可以用均方差 (MSE) 表示, MSE 越小, 同步性能越好,

$$S(\tau) = E\{(\hat{\tau}(a(t), \theta(t), \tau_1(t)) - \tau)^2\} \\ = \sigma^2(a(t), \theta(t), \tau_1(t)) \\ + E\{b^2(a(t), \theta(t), \tau_1(t))\}, \quad (4)$$

其中, S 为 MSE, σ^2 为估计方差, b 为估计偏差, $a(t)$ 为多径信号的相对幅值, $\theta(t)$ 为多径信号的相位旋转. 如果 b 和时延是保持独立的, 则方差下界可以用克拉美罗界 (CRB) 的形式表示. 但因为 CRB 中含有扩频序列分量, 它不是本文期望的影响因素, 调制信号对同步性能的影响才是本文所关心的. 这里采用改进的克拉美罗界 (MCRB) 以去除扩频因子的影响, 因为此处把扩频序列看成是一个长的、随机的、零均值的序列 [19,20]. 方差、CRB 和 MCRB 存在如下关系:

$$\sigma^2 \geq c(\tau) \geq m(\tau), \quad (5)$$

其中, c 为 CRB, m 为 MCRB.

对于快衰落信道, $a(t)$, $\theta(t)$, $\tau_1(t)$ 相对于一个码片时间而言是快速变化的, 这种影响等同于噪声的影响, 而此时 b 为零, 在这种情况下, (4) 式等号右端的第二项为零. 这个优化过程等同于在 Gaussian 噪声条件下方差下限求解问题. 通过计算并取近似, 可得到

$$S(\tau) \geq m(\tau) = \frac{B_{EN}}{E/N_0} \frac{1}{4\pi^2 B_{RMS}^2}, \quad (6)$$

MCRB 反映的是同步的性能. 这里 E 为信号功率, N_0 为噪声功率, B_{EN} 为等效噪声带宽, B_{RMS} 为均方根带宽. 因此 B_{EN} 越小, 同步性能越好; B_{RMS}^2 越大, 同步性能越好. B_{EN} 和 B_{RMS}^2 的表达式如下:

$$B_L = \frac{\int_{-B/2}^{B/2} G(f) df}{G(f)_{\max}}, \quad (7)$$

$$B_{RMS}^2 = \frac{\int_{-B/2}^{B/2} f^2 G(f) df}{\int_{-B/2}^{B/2} G(f) df}. \quad (8)$$

由此可知, 当信噪比相同时 BOC 信号的 MCRB 低于 BPSK 信号的 MCRB. 这便可以在理论上得出在

快衰落信道的情况下, BOC 信号的同步性能要好于 BPSK 信号的性能.

对于慢衰落信道, $a(t)$, $\theta(t)$, $\tau_1(t)$ 相对于一个码片时间而言是缓慢变化的, 在这种情况下, (4) 式等号右端第二项的影响不能被省略. 因而可得在慢衰落信道情况下 MSE 为

$$S(\tau) \geq m(\tau) + E\{b^2(a(t), \theta(t), \tau_1(t))\}. \quad (9)$$

(9) 式右端第一项与快衰落信道情况下的 MCRB 一致, 而第二项依赖于接收水听器的参数、多径扩展情况和信号的自相关性曲线. 当接收水听器参数和多径扩展情况相同时, 自相关函数曲线则反映了 (9) 式右端第二项的大小, 自相关函数曲线越尖锐, (9) 式右端第二项越小, 而 BOC 信号的自相关函数比 BPSK 信号的自相关函数曲线尖锐. 所以在慢衰落信道条件下, BOC 信号的 MSE 比 BPSK 信号的 MSE 小, 进而表明在慢衰落信道情况下 BOC 信号的同步性能更好. 因此, 在多径条件下 BOC 信号的同步性能要好于 BPSK 信号的同步性能.

2.2 基于 Golay 序列对的无干扰窗序列原理

通常情况下, 序列具有自相关特性和互相关特性. 相关特性又可以分为周期相关特性和非周期相关特性. 在点对点的同步和信道估计中, 使用序列的 AACF 特性. 对于两个长度为 N 的复值序列 $x = (x_0, x_1, \dots, x_{N-1})$, 其 AACF 可以表示为

$$C_{x,x}(s) = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1-s} x_i x_{i+s}^* & (0 \leq s \leq N-1), \\ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1-s} x_{i-s} x_i^* & (N-1 \leq s \leq 0), \\ 0 & (|s| \geq N). \end{cases} \quad (10)$$

通常情况下, 寻找拥有良好 AACF 特性的序列并不是一件容易的事, 尤其是在二进制伪随机序列的框架下. 如果 AACF 的最大值 $C_{\max} = \max\{C_{am}, C_{cm}\}$, 则 Welch 非周期相关边界可以定义为

$$C_{\max} \geq \sqrt{\frac{M-1}{M(2N-1)-1}}, \quad (11)$$

其中 M 为序列集合的大小. 当 $M=1$ 时, 其相关边界为零. m 序列、基于差集的序列和 Barker 序列都没有达到此边界. 这种特性与序列的自噪声直接

相关, 而序列的旁瓣直接影响着同步的精度和信道估计的准确性. 设计一种无干扰窗的序列显然能提高同步和信道估计的性能.

Golay 序列对又被称为互补序列或辅助序列^[21], 其具有以下性质:

$$C_{x,x}(s) + C_{y,y}(s) = 0 \quad (1 \leq s \leq W), \quad (12)$$

其中 W 为无干扰窗的长度.

类似于 LS 码族的构造方法^[11], 本文将利用 Golay 序列对的性质构造一个无干扰窗的水声同步系统, 此系统可以用于精确的信道测量和估计. 图 3 给出了 Golay 序列对的同步数据的结构示意图. W 的取值取决于信道多径扩展的程度, 信号持续时间 t_d 的取值则取决于信号抵抗噪声的能力.

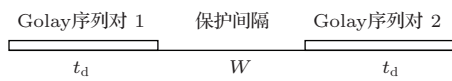


图 3 Golay 序列对的同步数据结构示意图

上述研究基于单通道的序列设计方法, 下面研究基于双通道信号的序列设计方法. 类似于基于互补序列的零相关序列设计方法, 下面也将采用零相关序列的设计方法以减少干扰.

序列的 AACF 特性可以用以下形式表示:

$$C_{x^A,x^A}(s) + C_{y^A,y^A}(s) = 0 \quad (1 \leq s \leq W), \quad (13)$$

$$C_{x^B,x^B}(s) + C_{y^B,y^B}(s) = 0 \quad (1 \leq s \leq W), \quad (14)$$

$$C_{x^A,x^B}(s) + C_{y^A,y^B}(s) = 0 \quad (0 \leq s \leq W). \quad (15)$$

(13) 和 (14) 式说明序列 x^A 与序列 y^A 、序列 x^B 与序列 y^B 是互补序列. (15) 式说明序列对 x^A 和 y^A 与序列对 x^B 和 y^B 是交叉互补序列. 当 (13), (14) 和 (15) 式都成立的情况下, 序列对 x^A 和 y^A 与序列对 x^B 和 y^B 称为匹配序列. 在已知序列对 x^A 和 y^A 的情况下, 其匹配序列可以表示为

$$x^B(D) = D^{N-1}y^A(D^{-1}), \quad (16)$$

$$y^B(D) = -D^{N-1}x^A(D^{-1}), \quad (17)$$

其中 D 为移位. 通过级联的方式构造无干扰窗序列, 其可以表示为

$$u(D) = x^A(D) + D^{N+W}y^A(D), \quad (18)$$

$$v(D) = x^B(D) + D^{N+W}y^B(D). \quad (19)$$

利用上述方法可构造出匹配序列.

3 仿真分析

首先比较未经过调制的基于 m 序列和 Golay 序列对的水声同步系统, 结果如图 4 所示, 其中, m 序列的长度为 127, Golay 序列对的长度为 128. 从图 4 可以看出, m 序列存在着一定的自噪声影响, 而 Golay 序列对则在零相关窗时间内实现了零旁瓣, 这对于主径位置的正确锁定有着重要的意义. 假如设计零相关窗的长度大于多径时延扩展, 就可以更加精准地估计各路径的时延和增益, 特别是对主径时延的估计会更加精准. 此时, 在零相关窗之外的旁瓣对于时延估计、同步和信道估计不再有影响.

下面对调制后的信号进行研究, 采用的调制方式为 BPSK, 采样率为 48 kHz, 带宽为 6—10 kHz. 此时, 一个码片持续时间 t_c 拥有 24 个采样点. 图 5 给出了线性调频 (LFM) 信号、BPSK 调制后的 m 序列和 Golay 序列对的同步性能比较.

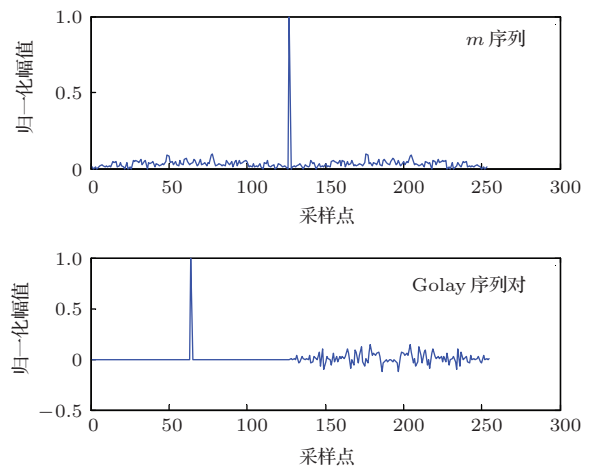


图 4 未调制情况下, m 序列和 Golay 序列对的同步性能比较

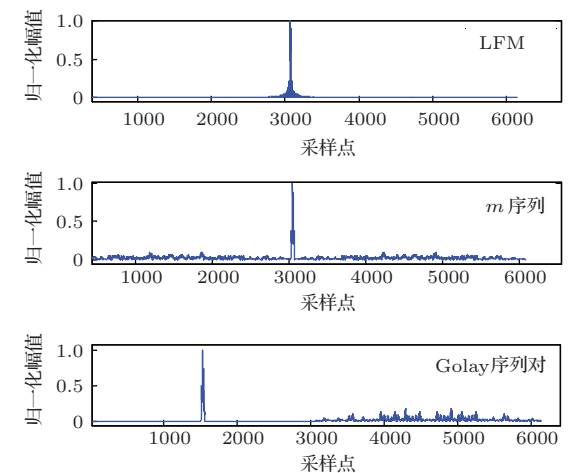


图 5 LFM 信号、BPSK 调制后的 m 序列和 Golay 序列对的同步性能比较

从图5可以看出,无论是LFM信号还是调制后的 m 序列都不能在主峰 $2t_c$ 之外,零相关窗之内实现零相关,这对同步、信道测量和估计显然是有意义的.因此下面研究在主峰 $2t_c$ 之内的相关特性,结果如图6所示.由图6可知:LFM信号的最大旁瓣约为归一化幅值的0.9,基于BPSK调制的Golay序列对的最大旁瓣为归一化幅值的0.875,略低于LFM信号的情形,而基于BOC调制的Golay序列对的最大旁瓣为归一化幅值的0.625,远低于前两种情况;在主峰 $2t_c$ 范围内,基于BOC调制的Golay序列对比基于BPSK调制的Golay序列对和LFM信号有更好的性能.

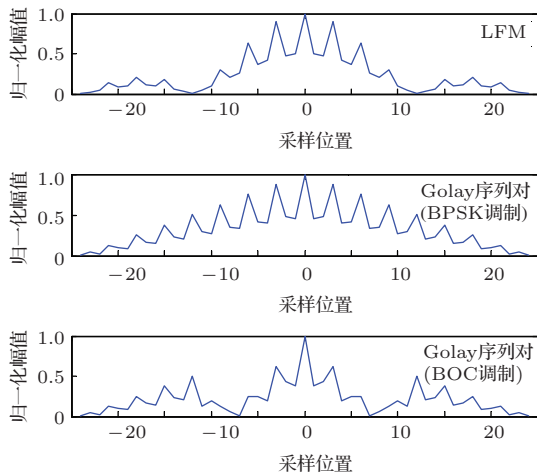


图6 在主峰 $2t_c$ 之内,LFM信号、BOC调制的Golay序列对和BPSK调制的Golay序列对的相关特性比较

图7给出了在多径衰落信道下,LFM信号、 m 序列和BOC调制的Golay序列对的同步性能比较.从图7可以看出,在多径衰落信道下,LFM信号的到达路径受其周围旁瓣的干扰较为严重,而基于BOC调制的Golay序列对的到达路径较为尖锐,它产生了一个无干扰窗,在各个峰值附近的旁瓣强度较低,可以更容易地分辨各路径.

图8所示为在多径衰落信道下各信号同步精度的统计概率,仿真参数与上述仿真参数一致.从图8可以明显地看出,在相同的信噪比条件下,基于Golay序列对的BOC调制信号的正确同步概率比其他两种方式的正确同步概率高一些,最大可以达到1 dB以上的增益,而基于 m 序列的BPSK调制信号的正确同步概率也略高于LFM信号的正确同步概率.此统计意义下的规律与图6所示的结果一致.

通过上述分析可知,基于Golay序列对的BOC调制方式在水声同步系统中有着更优良的性能.

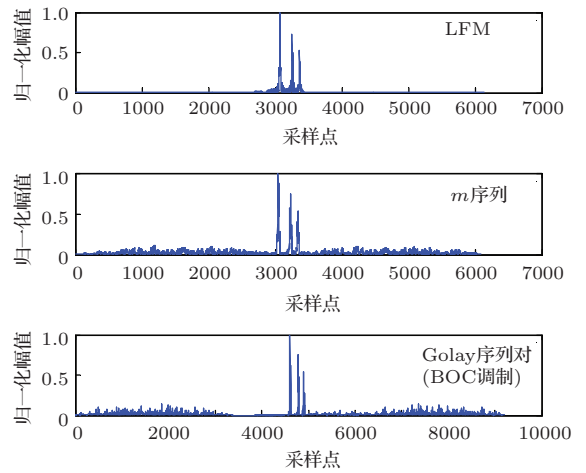


图7 在多径衰落信道下,LFM信号、 m 序列和BOC调制的Golay序列对的同步性能比较

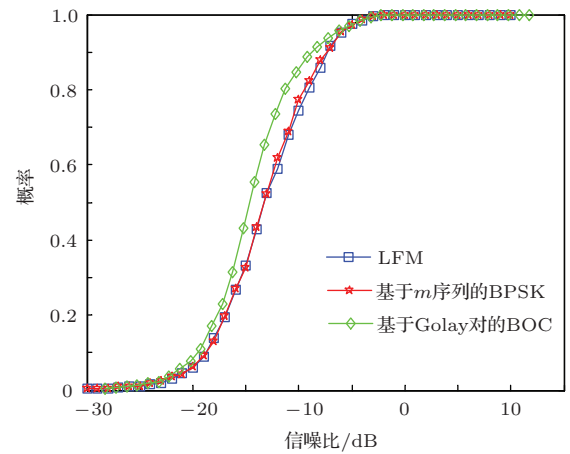


图8 不同信号正确同步的统计概率

下面研究匹配序列相关性与传统序列相关性的差别.序列形式的构造方法类似于上面提到的方法,因为 m 序列拥有较好的AACF特性,所以选取 m 序列作为比较的对象.选取 m 序列的长度为63,匹配序列的长度为64.图9给出了两种序列的AACF特性.从图9可以看出,两条 m 序列的AACF均存在一定的旁瓣,其最大值维持在0.1左右,而两条匹配序列存在一个零相关窗,在距离主瓣一定的范围内无旁瓣干扰.这使得匹配序列的品质因数数值趋向于无穷大,从而降低了旁瓣的最大影响,也降低了旁瓣的平均影响,这无疑对目标检测信号带来了一定的增益.

接下来研究序列的非周期互相关函数(ACCF)特性.由于小Kasami序列有着良好的ACCF特性,所以选择小Kasami序列作为比较的对象.选取小Kasami序列的长度为63,匹配序列的长度为64,具体结果如图10所示.从图10可以看出,小

Kasami序列的旁瓣最大值在0.2左右,而匹配序列在一定范围内实现了零相关窗,它能有效地减少不同通道发射信号间的干扰,并改善了信号叠加区域内目标的定位精度.但是匹配序列只能支持两通道的无干扰窗定位方法.零相关区序列与低相关区序列相比,除了多用户干扰和多径干扰的影响之外,零相关区序列最大的改善在于提高了抵抗远近效应的能力,而远近效应可以放大低相关区序列相关特性的影响.

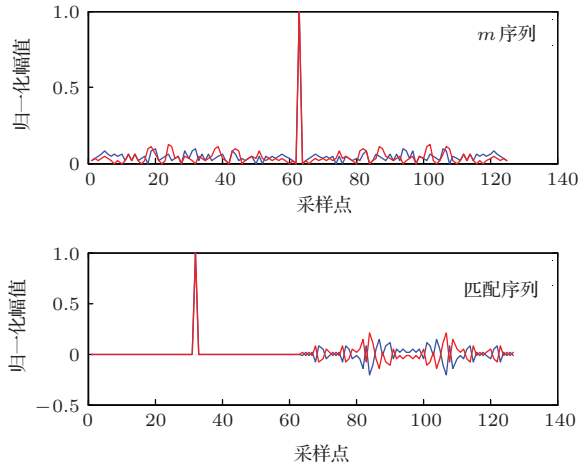


图9 m 序列和匹配序列的ACF特性比较

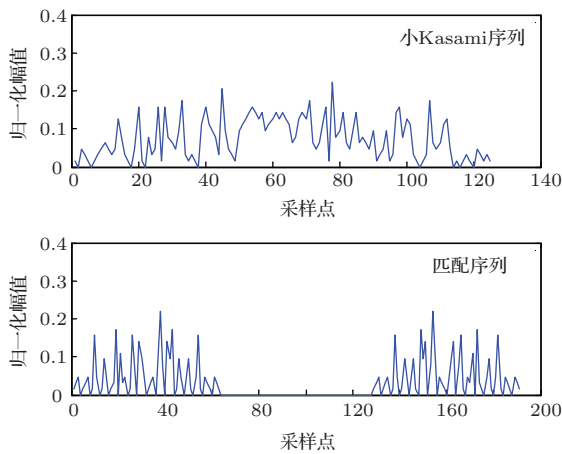


图10 小Kasami序列和匹配序列的ACCF特性比较

下面研究在多径衰落信道下,分别基于 m 序列、小Kasami序列和匹配序列的BOC调制信号同步精度的统计概率,仿真参数与上述仿真参数一致,这里主要研究在0 dB信噪比条件下干扰通道信号与期望通道信号的功率比不同时信号的同步精度,结果如图11所示,其中干扰通道信号与期望通道信号的延时为1.48 ms.从图11可以看出,在干扰通道信号与期望通道信号的功率比为4—7 dB的情况下,各信号正确同步的能力迅速下降.从总体趋势可以看出,匹配序列的同步能力具有最强的

抵抗干扰通道信号的能力,也就是其抗远近效应的能力最强, m 序列其次,小Kasami序列最差.

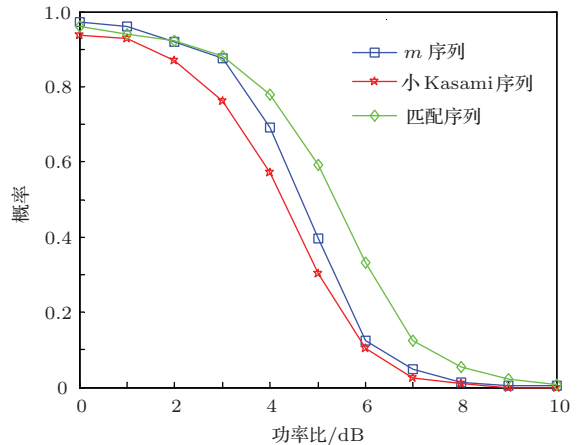


图11 在不同干扰通道信号功率下,不同信号的正确同步概率比较

以上两种零相关序列除了具有上述优点外,与传统的伪随机扩频序列相比,两者还有以下一点很重要的不同:传统的伪随机扩频序列抵抗噪声和抗多径干扰的能力是不可分割的,随着码长的增加,抗噪声的能力和抗多径干扰的能力随之增加.基于本文提出的方法,伪随机序列的码长只决定序列抗噪声的能力,而两段序列之间保护间隔的长度则决定无干扰窗的长度,也就是信道多径扩展的长度.在水声信道下此方法有着重要的意义,因为它可以单独调节系统的抗噪声能力和抗多径能力,在不同的水文条件下复杂多变的水声信道对系统的这两种能力也有着不同的需求.

4 实验验证

实验于2013年12月在哈尔滨工程大学信道水池进行,发射机和接收换能器的距离为9 m,深度均为2.5 m.首先验证LFM信号、基于 m 序列的BPSK调制信号、基于 m 序列的BOC调制信号和基于Golay序列对的BOC调制信号同步性能,结果如图12所示.采样频率为48 kHz,频带为6—10 kHz.斜度和峰度是描述信号对称性和分布概率的衡量标准,这四种信号的斜度都为0,峰度都为1.5.高斯信号的峰度为3,也就是这四种信号都是亚高斯信号.从图12可以明显地看出,基于Golay序列对的BOC调制信号和基于 m 序列的调制信号相比,其在零相关窗附近有着极小的旁瓣.也就是Golay序列对的方式极大地减小了由于序列自噪声导致

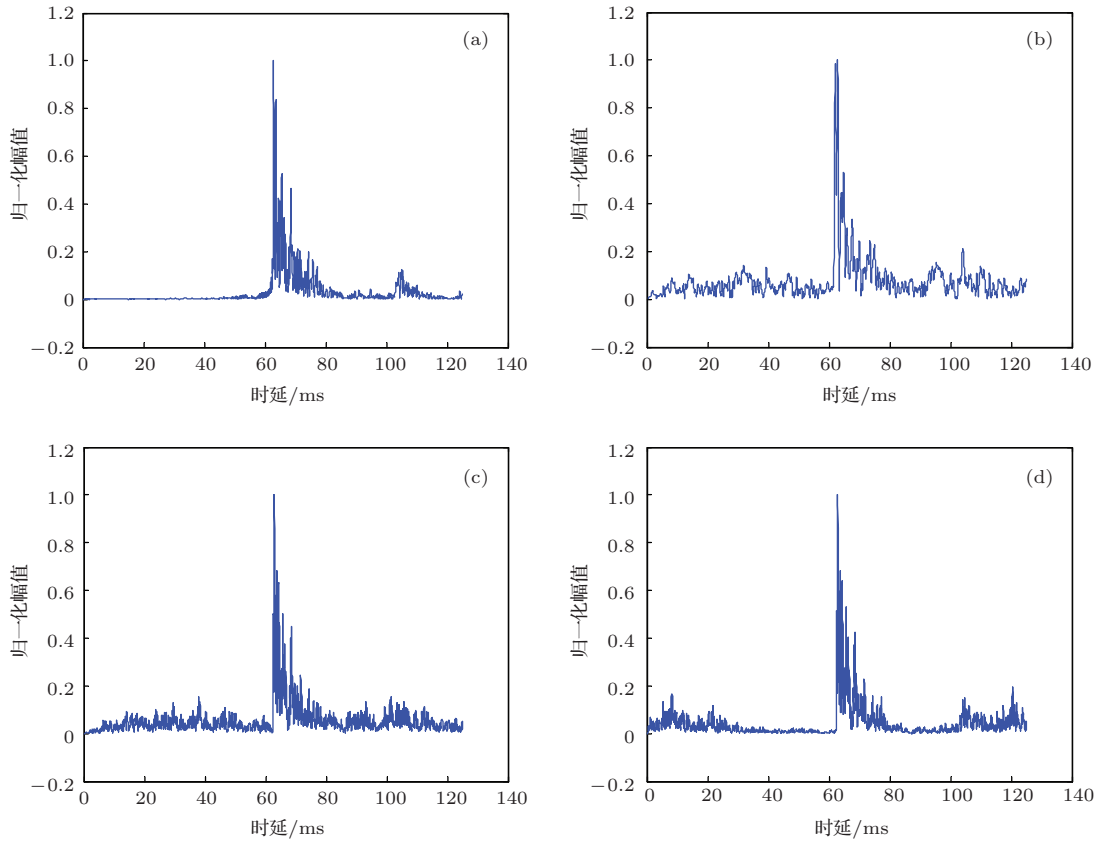


图 12 LFM 信号、基于 m 序列的 BPSK 调制信号、基于 m 序列的 BOC 调制信号和基于 Golay 序列对的 BOC 调制信号的同步性能 (a) LFM 信号; (b) 基于 m 序列的 BPSK 调制信号; (c) 基于 m 序列的 BOC 调制信号; (d) 基于 Golay 序列对的 BOC 调制信号

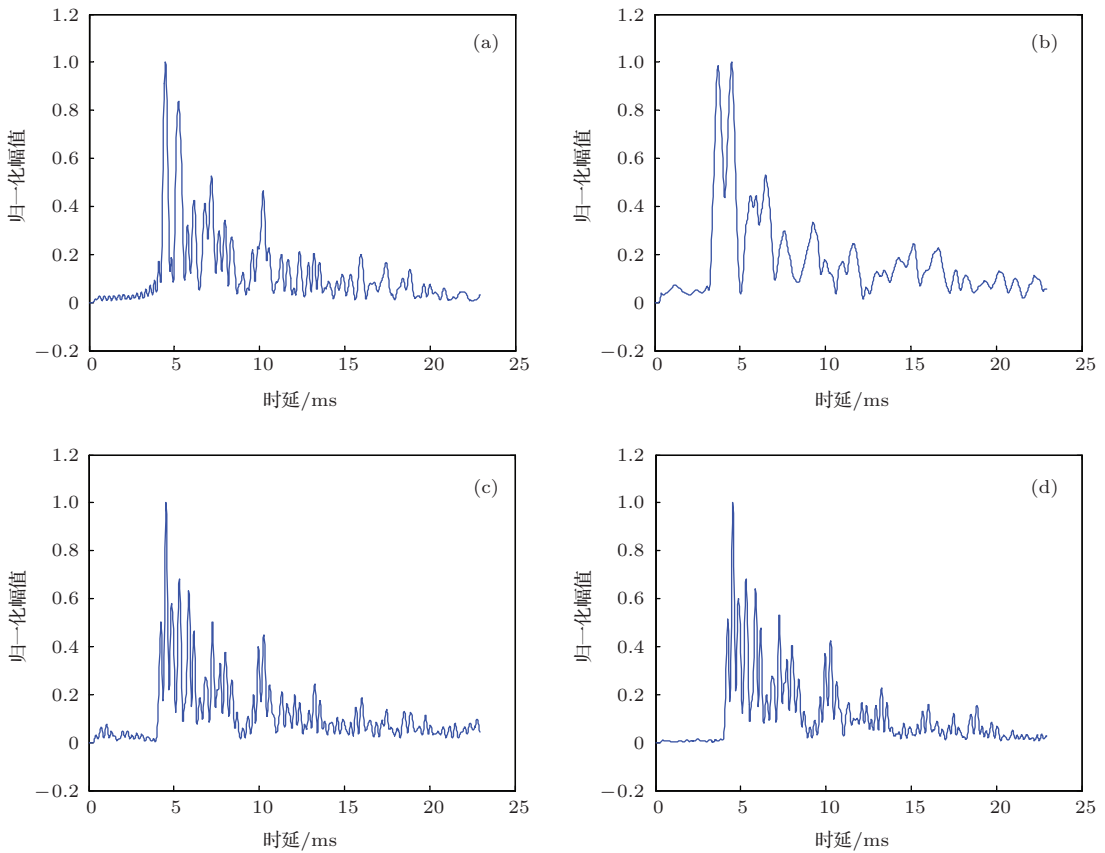


图 13 在主径附近, LFM 信号、基于 m 序列的 BPSK 调制信号、基于 m 序列的 BOC 调制信号和基于 Golay 序列对的 BOC 调制信号的同步性能 (a) LFM 信号; (b) 基于 m 序列的 BPSK 调制信号; (c) 基于 m 序列的 BOC 调制信号; (d) 基于 Golay 序列对的 BOC 调制信号

的主径对多径的影响和多径序列自噪声旁瓣对主径的影响. 这样也可以减小由于时变影响使得接收最大能量的主径变为多径的可能, 增加时延估计的稳定性和信道估计的准确性.

将图 12 所示结果进行局部放大后如图 13 所示. 由图 13 可以看出, 基于 LFM 信号的最强路径的旁瓣的最大幅值是 0.83, 最大路径与主径的时延

为 0.77 ms, 主瓣的宽度为 0.5 ms, 但是其旁瓣的影响随着距主瓣距离的增加而逐渐降低. 所以主径对多径的幅值存在一定的影响. 从图 6 可以看出, 基于 m 序列的 BPSK 调制信号的主瓣宽度约为 1 ms. 由于主瓣太宽, 主径的主瓣和多径的主瓣已有一定的重叠, 进而导致多径的幅值要强于主径. 此时的时延估计会把到达时间错锁在多径上.

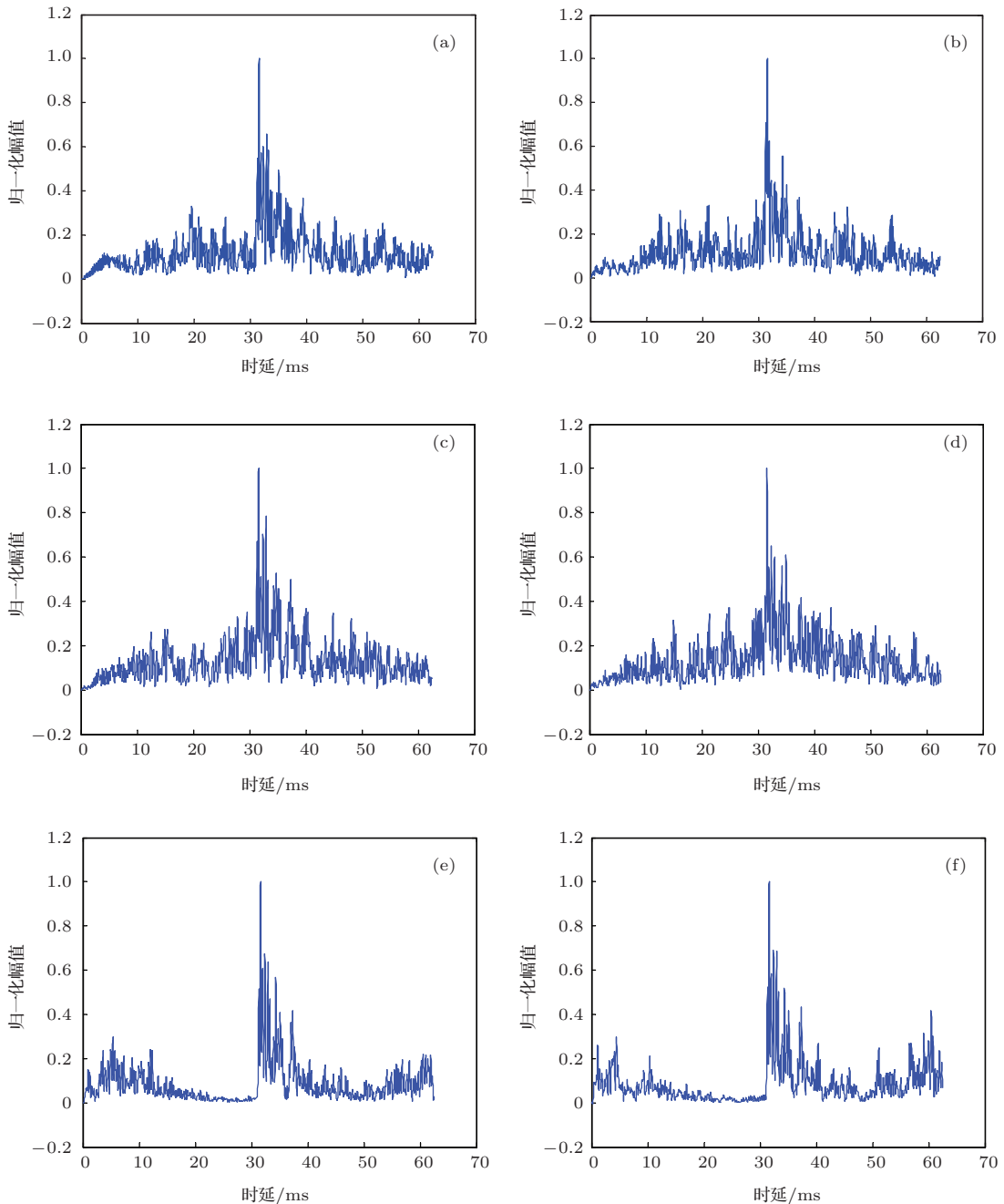


图 14 基于匹配序列的 BOC 调制信号与基于 m 序列的 BOC 调制信号、基于小 Kasami 序列的 BOC 调制信号的同步性能比较 (a) 基于 m 序列的 BOC 调制信号通道 1 同步结果; (b) 基于 m 序列的 BOC 调制信号通道 2 同步结果; (c) 基于小 Kasami 序列的 BOC 调制信号通道 1 同步结果; (d) 基于小 Kasami 序列的 BOC 调制信号通道 2 同步结果; (e) 基于匹配序列的 BOC 调制信号通道 1 同步结果; (f) 基于匹配序列的 BOC 调制信号通道 2 同步结果

BOC调制信号的主瓣宽度只有0.3 ms左右,这显然低于LFM信号和BPSK调制信号的主瓣宽度,主瓣宽度决定时延估计的精度,主瓣宽度越窄精度越高.主瓣宽度也决定路径的分辨能力,主瓣宽度越窄表明路径分辨能力越高.但是BOC调制信号主瓣变窄的同时,也带来了旁瓣的问题,其旁瓣宽度为0.35 ms,旁瓣的归一化幅值为0.5. BOC调制信号的旁瓣未影响到第一多径的幅值.测得基于 m 序列的BOC调制信号的第一多径幅值为0.68,基于Golay序列对的BOC调制信号的第一多径幅值为0.67.而第一多径距主径的距离都是0.77 ms.这两者的第一多径幅值的不同是由于 m 序列自噪声的影响,当然这种影响的结果可能是加强多径或者是减弱多径.测量结果表明,相对于基于 m 序列的调制信号的多径幅值,基于Golay序列对的调制信号的多径幅值更为稳定.

基于匹配序列的BOC调制信号的同步性能如图14所示.这里将基于 m 序列的BOC调制信号,基于小Kasami序列的BOC调制信号作为比较对象,没有加入LFM信号作为比较对象的原因是在双节点条件下使用LFM将使得信号的带宽减半,也就是主瓣的宽度将增加一倍.发射信号采用两通道叠加的异步发射方式.信号的带宽和采样率与上述实验的数据完全相同.

以上几种方式的两通道发射信号时延的测量值都是正确的,相对时延为1.48 ms.图14的数据和图12的数据都是在相同的信道下测试所得,水池中的信道条件相对稳定,因此可认为它们的信道冲激响应是一样的.基于 m 序列的调制信号的多径最大幅值为0.66和0.71,这两个幅值的时间点分别落后于主径1.35 ms和领先于主径0.3 ms.基于小Kasami序列的调制信号的多径最大幅值为0.79和0.65,分别落后于主径1.33和0.8 ms.而基于匹配序列的调制信号的多径最大幅值为0.68和0.69,都落后于主径0.77 ms.由此可知,只有匹配序列的最强多径的幅值和其相对于主径的时延与单通道的情况最为一致,这是由于匹配序列对其他通道带来的干扰进行了有效抑制的结果.这使得匹配序列成为稳定性、抗干扰性最优的一种方式.

5 结 论

本文主要对水声时延估计、同步和信道估计的发射信号形式进行了设计和研究.提出了一种基

于BOC调制的零相关窗调制信号,这种调制方式可以在信号到达主径的周围产生一个零相关窗,从而能使同步和信道估计更加精准.和传统的方式相比,本文方法可以分别调整序列的抗噪声能力和抗衰落能力,为水声信号处理提供了更多的选择.并且通过仿真和实验验证了在单通道和双通道两种情况下本文方法均具有优良的性能.这对于水声信道测量和估计、水声时延估计、基于单节点和双节点的分布式水声定位系统都有着重要的意义.

参考文献

- [1] Stojanovic M, Preisig J 2009 *IEEE Commun. Mag.* **47** 84
- [2] Kilfoyle D B, Baggerroer A B 2000 *IEEE J. Ocean Eng.* **25** 1
- [3] 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]
- [4] 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]
- [5] Yin J W, Hui J Y, Wang Y L, Hui J 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 5915 (in Chinese) [殷敬伟, 惠俊英, 王逸林, 慧娟 2007 物理学报 **56** 5915]
- [6] Wang N, Liu J Z 2002 *Chin. Phys.* **11** 456
- [7] Duan R, Yang K D, Ma Y L, Lei B 2012 *Chin. Phys. B* **21** 124301
- [8] Sarwate D S 1979 *IEEE Trans. Inform. Theory* **25** 720
- [9] Welch L R 1974 *IEEE Trans. Inform. Theory* **20** 397
- [10] Levenshtein V I 1996 *Proceedings of IEEE 4th International Symposium On Spread Spectrum Techniques and Applications* (Vol. 2) (Mainz: IEEE) p657
- [11] Stanczak S, Boche H, Haardt M 2001 *Proceedings of IEEE Global Communications Conference* (Vol. 1) (San Antonio: IEEE) p589
- [12] Pott A, Bradley S P 1995 *IEEE Trans. Inform. Theory* **41** 301
- [13] Wolfmann J 1992 *IEEE Trans. Inform. Theory* **38** 1412
- [14] Popvia B M 1995 *IEEE Electron. Lett.* **31** 944
- [15] Fishman P A, Betz J W 2000 *Proceedings of the Institute of Navigation's National Technical Meeting* Anaheim, USA, January 26–28, 2000 p574
- [16] Giugno L, Luise M 2005 *13th European Signal Processing Conference* Antalya, Turkey, September 4–8, 2005 p760
- [17] Zanier F, Bacci G, Luise M 2009 *Proc. IEEE* **3** 748
- [18] Betz J W 1999 *Proceedings of ION National Technical Meeting* San Diego, USA, January 25–27, 1999 p639
- [19] Moeneclaey M 1983 *IEEE Trans. Commun.* **31** 1029
- [20] Andrea A N D, Mengali U, Reggiannini R 1994 *IEEE Trans. Commun.* **42** 1391
- [21] Golay M J E 1961 *IEEE Trans. Inform. Theory* **7** 644

Underwater acoustic synchronization telemetry research based on binary offset carrier modulated signal with zero correlation window*

Sun Zong-Xin Yu Yang[†] Zhou Feng Liu Song-Zuo Qiao Gang

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

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

(Received 15 December 2013; revised manuscript received 13 January 2014)

Abstract

Aiming at the problem that synchronized correlation of linear frequency synchronization of m sequence possesses self noise and there are strong side lobes in a code range besides main lobe, in this paper we propose a new underwater acoustic synchronization scheme based on binary offset carrier (BOC) modulated signal with no interference windows which employs the property that the sum of aperiodic auto correlation function is 0 to realize no interference window between the range of one code and zero inference window and utilizes BOC (1, 1) to modulate signal with sub-carrier to mitigate side lobes in one code range besides main lobe. The schemes are designed for both single and couple channel signal, and the validity of underwater acoustic synchronization, channel measurement and estimation are testified through simulation and experiments.

Keywords: underwater acoustic, synchronization, binary offset carrier, zero correlation window

PACS: 43.30.+m

DOI: [10.7498/aps.63.104301](https://doi.org/10.7498/aps.63.104301)

* Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China (Grant No. 2009AA093601-2), the National Defense Basic Scientific Research Program of China (Grant No. B2420110007), the Foundation of Science and Technology on Underwater Acoustic Laboratory, China (Grant No. 9140C200801110C2004), and the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 11304056).

[†] Corresponding author. E-mail: yuyang516@163.com