

正交多载波  $M$  元循环移位键控扩频水声通信\*尹艳玲<sup>1)2)</sup> 周锋<sup>1)2)†</sup> 乔钢<sup>1)2)</sup> 刘淞佐<sup>1)2)</sup>

1) (哈尔滨工程大学, 水声技术重点实验室, 哈尔滨 150001)

2) (哈尔滨工程大学水声工程学院, 哈尔滨 150001)

(2013年7月8日收到; 2013年8月13日收到修改稿)

针对水声扩频通信中频带利用率低的问题, 提出了一种  $M$  元扩频技术和循环移位键控 (CSK) 技术相结合的多载波调制方式, 将  $M$  元扩频后选择的扩频码同时采用 CSK 调制, 并调制在多个正交的载波上, 显著提高了频带利用率. 在水声多途信道下, 采用相同的通信速率和带宽,  $m$  序列、Kasami 小集合序列和 Gold 序列为扩频码时, 比较了系统的误码性能. 仿真结果和实验结果均表明,  $m$  序列为扩频码时性能最优, Gold 序列性能最差. 由于  $m$  序列数量有限, 为了进一步提高通信速率, 并使其他序列的性能接近  $m$  序列性能, 提出了一种复合序列抑制载波间干扰的算法, 该算法能够很好抑制多途干扰, 使复合序列性能接近  $m$  序列的性能.

**关键词:**  $M$  元扩频, 循环移位键控, 正交多载波, 载波间干扰

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

**DOI:** 10.7498/aps.62.224302

## 1 引言

水声信道是一个带宽有限、多途干扰严重的时变、频变和空变的复杂信道<sup>[1,2]</sup>, 这给水声通信带来了很多难题. 目前水声通信主要的研究方向是近程高速水声通信和低速远程水声通信. 近程高速水声通信主要采用相干通信技术和多载波调制技术<sup>[3-5]</sup>等, 远程水声通信主要采用更加稳健的频移键控、脉冲调制<sup>[6-8]</sup>和扩频调制<sup>[9-11]</sup>等技术. 扩频技术因其优越的抗干扰能力、抗信道衰落能力以及可在低信噪比下工作的性能, 被广泛应用于远程水声通信中<sup>[12,13]</sup>.

受水声信道有限带宽的限制, 扩频通信往往只有每秒几十个比特甚至几个比特的传输速率, 因而限制了其实用性<sup>[14,15]</sup>. 为了提高扩频通信速率, 文献[16]采用循环移位键控 (CSK) 扩频通信方式, 将信息调制在码元相位上, 与常规的直接序列扩频通信相比, 提高了带宽利用率. 而文献[17]在此基础上采用了双正交通道的 CSK 调制方式, 通信速率

与原来的 CSK 相比又提高了一倍. 文献[18]采用正交多载波扩频通信方式, 将扩频调制后的信号同时调制在多个正交的载波上, 进一步提高了通信速率. 本文将  $M$  元扩频技术<sup>[19]</sup>、CSK 扩频调制技术和多载波技术相结合, 极大地提高了通信速率, 且在水声信道下, 与多载波直接序列扩频技术相比, 多载波  $M$  元 CSK 扩频调制具有更稳健的通信性能, 且比频移键控具有更高的带宽利用率.

常用的正交扩频码有  $m$  序列、Kasami 序列和 Gold 序列等. 在这三种序列中,  $m$  序列的相关性最好, 但是  $m$  序列的数量有限, 无法满足元数较多的  $M$  元扩频, 限制了通信速率. 虽然 Gold 序列相关性能比  $m$  序列稍差, 但是序列的数目大幅增加. Kasami 序列的相关性能和数量介于  $m$  序列与 Gold 序列之间. 本文通过公式推导, 分析得出在多途信道下, 载波间干扰主要受扩频码自相关性、互相关性、载波个数和多径数目等因素的影响. 由于  $m$  序列数量和 Kasami 序列、Gold 序列相关性能的限制, 本文提出了一种抑制载波间干扰的复合序列算法, 该算法既可以满足扩频码数量的要求, 其性能

\* 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)、国家自然科学基金 (批准号: 11274079) 和自然科学基金青年科学基金 (批准号: 11304056) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: zhoulfeng@hrbeu.edu.cn

又接近  $m$  序列作为扩频码的算法性能.

## 2 系统模型

### 2.1 发射信号

正交多载波  $M$  元循环移位扩频系统的发射机工作原理框图如图 1 所示. 设  $M$  元扩频携带  $k_0$  bit 信息, CSK 调制携带  $k_1$  bit 信息, 将二进制数据流按  $(k_0 + k_1)$  bit 进行串并转换, 变为  $U$  路并行的子数据流. 经过串并转换后, 用  $U$  路子数据流的  $k_0$  bit 进行  $M$  元扩频调制, 设选取的扩频码为  $c_u^{m_u}(t)$ . 然后用  $k_1$  bit 对  $M$  元扩频调制后的扩频码进行码相位循环移位调制, 设第  $u$  路数据向右移位  $k_u$  个码片, 则调制后的扩频码可以表示为  $D^{k_u}c_u^{m_u}(t)$ , 其中  $D^{k_u}$  为移位算子, 表示序列向右移动  $k_u$  次. 将各路扩频码调制在频率为  $f_u$  ( $u = 1, 2, \dots, U$ ) 的子载波上, 求和得到发射信号. 假设每个载波的初相位为 0, 则发射信号可以表示为

$$s(t) = \sum_{u=1}^U \sqrt{2PD^{k_u}} c_u^{m_u}(t) \cos(2\pi f_u t), \quad (1)$$

其中,  $P$  表示每个子载波的发射功率;  $c_u^{m_u}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_u \psi(t - nT_c)$  是扩频码波形,  $c_u$  取  $+1$  或  $-1$ ;  $\psi(t)$  表示时域扩频序列的码片波形, 该波形定义在  $(0, T_c]$  上, 且归一化为  $\int_0^{T_c} \psi^2(t) dt = T_c$ ,  $T_c$  为扩频码片长度. 各个子载波在扩频后满足正交条件, 即

$$\int_0^{T_c} \cos(2\pi f_i t) \cos(2\pi f_j t) dt = 0 \quad (i \neq j), \quad (2)$$

满足正交条件的最小子载波间隔为  $1/T_c$ . 若  $m$  序列移位寄存器阶数为  $r$ , 扩频序列长度为  $N = 2^r - 1$ , 则以一个码片长度为最小移位间隔  $\Delta\tau$  的循环移位序列携带的最大比特数为  $r - 1$ . 设  $r - 1$  进制信息为  $k$ , 设符号间隔为  $T_s$ , 则经过 CSK 调制的扩频码序列可以表示为

$$c^k(t) = \begin{cases} c(t + k\Delta\tau) & (0 \leq t \leq T_s - k\Delta\tau) \\ c(t - T_s + k\Delta\tau) & (T_s - k\Delta\tau < t \leq T_s) \end{cases}. \quad (3)$$

对于扩频序列长度为  $N$  的直接序列, 扩频调制的带宽利用率为

$$\eta_b = \frac{1}{2N}, \quad (4)$$

对于多载波个数为  $N_c$  的正交多载波直接序列, 扩频调制的带宽利用率为

$$\eta_b = \frac{N_c}{N(N_c + 1)}. \quad (5)$$

当采用  $M_0$  元扩频和  $M_1$  元 CSK 扩频调制之后, 正交多载波  $M$  元循环移位扩频调制的带宽利用率可以表示为

$$\eta_b = \frac{N_c(\log_2(M_0) + \log_2(M_1))}{N(N_c + 1)}. \quad (6)$$

通过以上的比较可以看到, 本文提出的算法的带宽利用率比单载波和多载波直接序列扩频的带宽利用率高很多, 而且  $M$  元扩频和 CSK 扩频采用的扩频元数越多, 带宽利用率越高, 但此时解调运算量越大, 接收机设备就越复杂.

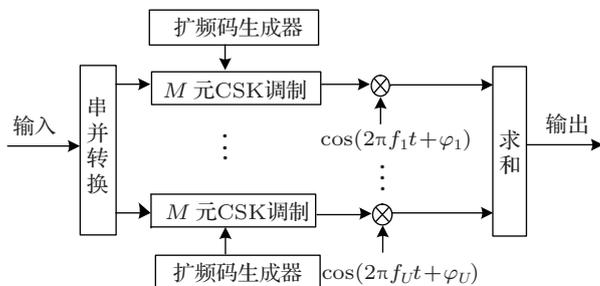


图 1 正交多载波  $M$  元循环移位扩频系统的发射机工作原理框图

### 2.2 接收机

正交多载波  $M$  元循环移位扩频系统的接收机可以采用相干解调方式和非相干解调方式. 相干接收机的工作原理如图 2 所示. 接收端在获得相干载波后, 每路信号与对应的相干载波相乘, 经低通滤波后, 与本地扩频码进行相关处理, 选择相关峰中的最大值进行判决, 完成  $M$  元解扩. 再对  $M$  元解扩选择的扩频码和其循环移位的扩频码进行相关处理, 选择相关最大值进行判决, 完成 CSK 解扩. 对各路解扩后的数据并串转换, 再转化为二进制数据流, 即完成解调过程.

相干接收机需要估计接收信号载波频率和相位, 载波频率偏差和相位偏差将影响接收机性能. 当信道存在严重衰落时, 通常采用非相干检测, 因为这时在接收端不容易得到同步解调所需的相干载波. 非相干检测即对每路子数据再乘以  $\sin(2\pi f_i t)$ ,  $i = 1, 2, \dots, U$ , 然后和该路信号平方求和取最大值进行判决.

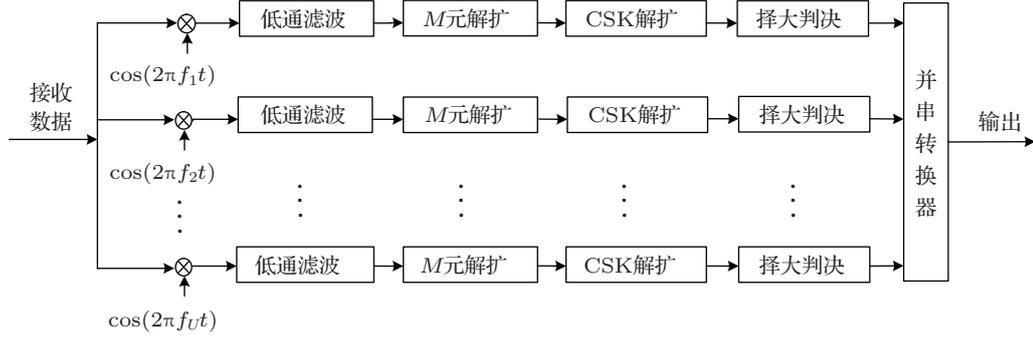


图2 正交多载波  $M$  元循环移位扩频系统的相干接收机工作原理框图

在相干接收机和非相干接收机中,  $M$  元解扩和 CSK 解扩过程中用到的相关处理可以使用快速傅里叶变换 (FFT) 运算实现, 这样可以降低运算量, 提高运算速度. 以 CSK 解扩为例, 设第  $i$  路信号正交解调、低通滤波、 $M$  元解扩后的信号为  $r'_i(t)$ , 则 CSK 解扩后的时延估计可以表示为

$$\Delta \hat{\tau} = \max_i (F^{-1} (F (r'_i(t)) \cdot F^* (c_i(t)))) \quad (7)$$

其中,  $F(\cdot)$ ,  $F^{-1}(\cdot)$  和  $F^*(\cdot)$  分别表示为傅里叶变换、傅里叶逆变换和傅里叶变换的共轭运算,  $c_i(t)$  为第  $i$  路信号的扩频码. 得到时延估计后便可进一步给出多进制信息的估计

$$\hat{k} = \text{round}(\Delta \hat{\tau} / \Delta \tau), \quad (8)$$

其中,  $\text{round}(\cdot)$  表示向邻近的数据取整. 在得到多进制信息序列后, 对数据并串转换, 然后转化为二进制数据流, 完成解调过程.

### 2.3 系统性能分析

采用加性高斯白噪声 (AWGN) 信道, 在不考虑多普勒频移和理想同步的情况下, 由于每路信号调制的载波是正交的, 正交解调后各路信号之间没有载波间干扰, 因此其误码性能只与  $M$  元扩频调制和 CSK 调制的误码性能有关. 下面主要分析在水声多途信道下系统的性能.

考虑时不变水声多途信道, 第  $u$  个子载波经历的水声多途信道模型如下 [20]:

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_{ul} \delta(t - \tau_l) e^{-j\phi_{ul}}, \quad (9)$$

其中,  $L$  为总的路径数;  $\alpha_{ul}$ ,  $\tau_l$  和  $\phi_{ul}$  分别为第  $l$  条路径的衰减幅度、时延和相位. 当 (1) 式所示的正交多载波  $M$  元 CSK 调制信号经过此信道后, 不考

虑能量损失, 接收信号可以表示为

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{u=1}^U \sqrt{2P} \alpha_{ul} D^{k_u} c_u^{m_u}(t - \tau_l) \cos(2\pi f_u(t - \tau_l) - \phi_{ul}) + n(t), \quad (10)$$

其中,  $n(t)$  为双边带功率谱密度为  $N_0/2$  的 AWGN. 接收机选择输出信号幅度最大的路径进行解调, 假设接收机能够准确地实现同步, 且  $M$  元解扩和 CSK 解扩时正确地选择该路信号的扩频码和循环移位值. 考虑解调第  $v$  个子载波的数据  $[m_v, k_v]$  ( $m_v$  为  $M$  元扩频调制携带的信息,  $k_v$  为 CSK 调制携带的信息), 设输出信号幅度最大的路径为第一条路径, 信道衰减系数  $\alpha_{v1} = 1$ , 时延  $\tau_{v1} = 0$ , 则相应的判决变量可以表示为

$$Z_v = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t) D^{k_v} c_v^{m_v}(t) \cos(2\pi f_v t) dt. \quad (11)$$

将 (10) 式代入 (11) 式, 经过低通滤波后,  $Z_v$  可以表示为

$$\begin{aligned} Z_v = & \sqrt{\frac{P}{2}} \left\{ [m_v, k_v] \cos(\phi_{v1}) \right. \\ & + \frac{1}{T_s} \sum_{l=2}^L \int_0^{T_s} \alpha_{vl} D^{k_v} c_v^{m_v}(t - \tau_l) D^{k_v} c_v^{m_v}(t) \\ & \times \cos(\phi_{v1} - \phi_{vl} - 2\pi f_v \tau_l) dt \\ & + \left( \frac{1}{T_s} \sum_{l=2}^L \sum_{u=1, u \neq v}^U \int_0^{T_s} \alpha_{ul} D^{k_u} c_u^{m_u}(t - \tau_l) D^{k_v} c_v^{m_v}(t) \right. \\ & \times \cos(2\pi(f_u - f_v)t + \phi_{v1} - \phi_{ul} - 2\pi f_u \tau_l) dt \\ & \left. + \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} n(t) D^{k_v} c_v^{m_v}(t) \cos(2\pi f_v t + \phi_v) dt \right\} \\ = & \sqrt{\frac{P}{2}} \left( D_v + \sum_{l=2}^L I_s(l) + \sum_{l=2}^L \sum_{u=1, u \neq v}^U I_M(l) + N_v \right), \quad (12) \end{aligned}$$

其中,  $D_v$  为期望输出;  $N_v$  为噪声干扰项, 与  $n(t)$  有关;  $I_s$  为由当前解调的子载波的多径信号引起的干扰项, 可以进一步表示为

$$\begin{aligned}
 I_s &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \alpha_{vl} D^{k_v} c_v^{m_v}(t - \tau_l) D^{k_v} c_v^{m_v}(t) \\
 &\quad \times \cos(\phi_{v1} - \phi_{vl} - 2\pi f_v \tau_l) dt \\
 &= \frac{1}{T_s} \int_0^{\tau_l} \alpha_{vl} D^{k_v[-1]} c_v^{m_v[-1]}(t - \tau_l) D^{k_v[0]} c_v^{m_v[0]}(t) \\
 &\quad \times \cos(\theta_{vl}) dt + \frac{1}{T_s} \int_{\tau_l}^{T_s} \alpha_{vl} D^{k_v[0]} c_v^{m_v[0]}(t - \tau_l) \\
 &\quad \times D^{k_v[0]} c_v^{m_v[0]}(t) \cos(\theta_{vl}) dt. \tag{13}
 \end{aligned}$$

定义

$$\begin{aligned}
 R[\tau_l] &= \frac{1}{T_s} \int_0^{\tau_l} D^{k_v[-1]} c_v^{m_v[-1]}(t - \tau_l) \\
 &\quad \times D^{k_v[0]} c_v^{m_v[0]}(t) dt, \tag{14}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \hat{R}[\tau_l] &= \frac{1}{T_s} \int_{\tau_l}^{T_s} D^{k_v[0]} c_v^{m_v[0]}(t - \tau_l) \\
 &\quad \times D^{k_v[0]} c_v^{m_v[0]}(t) dt, \tag{15}
 \end{aligned}$$

则  $I_s$  可以表示为

$$I_s = \alpha_{vl} \cos(\theta_{vl}) (R[\tau_l] + \hat{R}[\tau_l]), \tag{16}$$

其中,  $\theta_{vl}$  为均匀分布在  $(0, 2\pi)$  的随机变量,  $\theta_{vl} = \phi_{v1} - \phi_{vl} - 2\pi f_v \tau_l$ ;  $k_v[-1]$ ,  $m_v[-1]$  和  $k_v[0]$ ,  $m_v[0]$  表示第  $v$  个子载波所传输的前一个数据和当前数据;  $R[\tau_l]$  和  $\hat{R}[\tau_l]$  是扩频码  $c_v(t)$  和自身扩频码的延时码  $c_v(t - \tau)$  的部分自相关函数.  $I_M$  是由其他子载波的多径信号引起的干扰项, 同理,  $I_M$  可表示为

$$I_M = \alpha_{ul} (R[\tau_l, \theta_{ul}] + \hat{R}[\tau_l, \theta_{ul}]). \tag{17}$$

由于第  $u$  个和第  $v$  个载波的频率  $f_u$  和  $f_v$  不同, 所以重新定义  $c_v(t)$  和  $c_u(t - \tau)$  的部分相关函数

$$\begin{aligned}
 R[\tau_l, \theta_{ul}] &= \frac{1}{T_s} \int_0^{\tau_l} D^{k_u[-1]} c_u^{m_u[-1]}(t - \tau_l) D^{k_v[0]} c_v^{m_v[0]}(t) \\
 &\quad \times \cos(2\pi(f_u - f_v)t + \theta_{ul}) dt, \tag{18}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \hat{R}[\tau_l, \theta_{ul}] &= \frac{1}{T_s} \int_{\tau_l}^{T_s} D^{k_u[0]} c_u^{m_u[0]}(t - \tau_l) D^{k_v[0]} c_v^{m_v[0]}(t) \\
 &\quad \times \cos(2\pi(f_u - f_v)t + \theta_{ul}) dt, \tag{19}
 \end{aligned}$$

其中,  $\theta_{ul} = \phi_{v1} - \phi_{ul} - 2\pi f_u \tau_l$ . 从 (9) 式可以看出, 在水声多途信道下, 信号解调的主要干扰项有加性噪声干扰、自身子载波引起的多径干扰和其他子载波引起的多径干扰三项. 多径干扰主要和扩频码相关性、载波频率、多途时延以及相位等有关. 若第  $v$  个子载波所传输的前一个数据和当前数据相同, 也就是  $M$  元扩频时选择同一个扩频码时, (14), (15) 式中的相关函数实际上是选择扩频码的自相关函数; 若前后传输的数据不同, 则此相关函数是两个不同扩频码的互相关函数. 同理, (18), (19) 式中相关函数值的大小和调制时选择的扩频码有关. 本文主要讨论  $m$  序列、Kasami 小集合序列和 Gold 序列作为扩频码时, 系统在多途信道下的性能, 因此下面分析三种序列的相关性能.

Kasami 序列和 Gold 序列均是在  $m$  序列基础上构造出来的, 均可由移位寄存器生成. 设生成序列的移位寄存器阶数为  $r$ , 则三种序列的长度均为  $N = 2^r - 1$ . 长度为  $N$  的  $m$  序列、Kasami 小集合序列和 Gold 序列的自相关函数、互相关函数和序列数量如表 1 所列, 其中  $u_k$  是  $m$  序列特征多项式首根的幂指数中的最小值 [21].

表 1 不同序列相关性能和序列数量比较

序列名称	自相关函数	互相关函数	序列数量
$m$ 序列	$R_m = \begin{cases} 1, & \tau = mN \\ -1/N, & \tau \neq mN \end{cases} \quad (m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots)$	$ R_{ab}(\tau)  \leq (2^{r-1} - 2u_k)/N$	2, 2, 6, 6, 18, 16, 48 ( $r = 3-9$ )
Kasami 小集合序列	$R_{Kasami} = \begin{cases} -1 \\ -1 - 2^{\frac{r}{2}} \\ -1 + 2^{\frac{r}{2}} \end{cases} \quad (\text{模 } 2 \text{ 后 } r = 0)$	$R_{Kasami} = \begin{cases} -1 \\ -1 - 2^{\frac{r}{2}} \\ -1 + 2^{\frac{r}{2}} \end{cases} \quad (\text{模 } 2 \text{ 后 } r = 0)$	$2^{r/2}$
Gold 序列	$R_{Gold} = \begin{cases} -1 \\ -1 - 2^{\frac{r+1}{2}} \\ -1 + 2^{\frac{r+1}{2}} \end{cases} \quad (r \text{ 为奇数})$	$R_{Gold} = \begin{cases} -1 \\ -1 - 2^{\frac{r+1}{2}} \\ -1 + 2^{\frac{r+1}{2}} \end{cases} \quad (r \text{ 为奇数})$	$2^r + 1$
	$R_{Gold} = \begin{cases} -1 \\ -1 - 2^{\frac{r+2}{2}} \\ -1 + 2^{\frac{r+2}{2}} \end{cases} \quad (r \text{ 为偶数})$	$R_{Gold} = \begin{cases} -1 \\ -1 - 2^{\frac{r+2}{2}} \\ -1 + 2^{\frac{r+2}{2}} \end{cases} \quad (r \text{ 为偶数})$	

为了更直观地比较三种扩频码的相关性能,图3—5分别给出了  $m$  序列、Kasami 小集合序列和 Gold 序列族中任意两个序列的自相关曲线和互

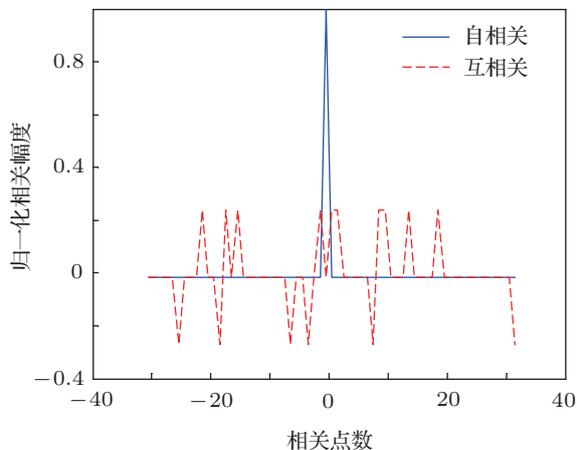


图3  $m$  序列的相关曲线

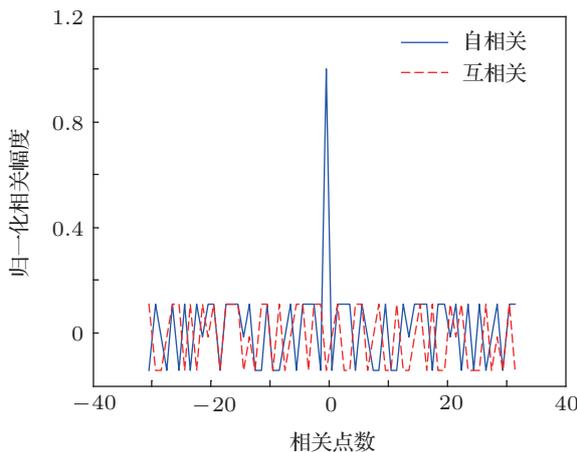


图4 Kasami 小集合序列的相关曲线

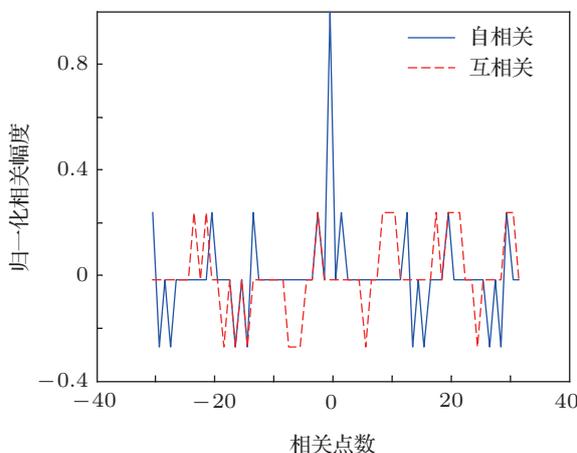


图5 Gold 序列的相关曲线

相关曲线. 从表 1 和图 3—5 可以看到,  $m$  序列有非常好的自相关特性, 优于 Kasami 小集合序列和 Gold 序列, Kasami 小集合序列的最大互相关旁瓣值要比其他两个序列的最大互相关旁瓣值小, 更接近于 Welch 下限 [22]. 在这三个序列中,  $m$  序列数量最少, Gold 序列数量最多. 因此, 对于 (13)—(19) 式干扰项中最严重的情况就是各个子载波扩频时选择的扩频码和前后相邻符号选择的扩频码均不相同, 此时均为不同扩频码之间的互相关, 引入了很大的载波间干扰 (ICI). 为此, 本文还提出了一种抑制 ICI 的改进算法.

从以上分析可以看出, ICI 主要受扩频码的相关性能影响. 因此, 为了减小多途引起的 ICI, 应考虑如何提高扩频码的互相关性能. 本文提出了一种复合序列抑制 ICI 的方法, 即对每个发射符号进行  $M$  元扩频和 CSK 调制之后, 再乘以一个自相关性能非常好的扩频序列. 若复合序列用  $c(t)$  表示, 则乘以复合序列后的发射信号可以表示为

$$s(t) = \sum_{u=1}^U \sqrt{2PD}^{k_u} c_u^{m_u}(t)c(t) \cos(2\pi f_u t + \varphi_u), \quad (20)$$

此发射信号经过多途信道后, 干扰项  $I_s$  和  $I_M$  中的互相关函数有所变化, (14), (15) 式重新定义为

$$R[\tau_l] = \frac{1}{T_s} \int_0^{\tau_l} D^{k_v[-1]} c_v^{m_v[-1]}(t - \tau_l) \times D^{k_v[0]} c_v^{m_v[0]}(t)c(t - \tau_l)c(t) dt, \quad (21)$$

$$\hat{R}[\tau_l] = \frac{1}{T_s} \int_{\tau_l}^{T_s} D^{k_v[0]} c_v^{m_v[0]}(t - \tau_l) \times D^{k_v[0]} c_v^{m_v[0]}(t)c(t - \tau_l)c(t) dt. \quad (22)$$

同理, 重新定义 (18), (19) 式

$$R[\tau_l, \theta_{ul}] = \frac{1}{T_s} \int_0^{\tau_l} D^{k_u[-1]} c_u^{m_u[-1]}(t - \tau_l) \times D^{k_v[0]} c_v^{m_v[0]}(t)c(t - \tau_l)c(t) \times \cos(2\pi(f_u - f_v)t + \theta_{ul}) dt, \quad (23)$$

$$\hat{R}[\tau_l, \theta_{ul}] = \frac{1}{T_s} \int_{\tau_l}^{T_s} D^{k_u[0]} c_u^{m_u[0]}(t - \tau_l) \times D^{k_v[0]} c_v^{m_v[0]}(t)c(t - \tau_l)c(t) \times \cos(2\pi(f_u - f_v)t + \theta_{ul}) dt. \quad (24)$$

从 (21)—(24) 式可以看出, 干扰项中同时包含了  $c(t - \tau_l)$  的相关值和  $c(t)$  的相关值, 对于连续发射的信号, 在一个符号积分时间内, 上一个符号由多途时延扩展到当前符号的扩频码  $c(t - \tau_l)$  与当前符号的扩频码  $c(t)$  组成的新序列实际上是  $c(t)$  的一

个循环移位. 若选取一个自相关旁瓣值非常小的扩频序列作为该复合序列的扩频码, 相当于对由不同扩频码很大的互相关值引起的干扰项乘以一个非常小的系数, 压低了此干扰, 由此可以降低多途信号带来的 ICI. 具体的影响将在下面的仿真中给出.

### 3 系统仿真和水池实验

#### 3.1 系统仿真

仿真的系统频率范围为 4—8 kHz, 采样率为 48 kHz, 仿真的多途信道根据实际外场实验测得的信道冲激响应简化得到, 简化后参数如下: 共 5 条路径, 按时延大小排序, 路径的幅度衰减依次为 1, 0.4, 0.3, 0.2, 0.15, 时延值依次为 0, 3.1, 8.3, 14.6, 18.7 ms.

图 6 给出了在多途信道下, 采用不同调制方式时, 系统的误码性能比较, 图中比较了正交多载波  $M$  元二进制相移键控 (BPSK) 扩频调制、多音多进制频移键控 (MFSK) 扩频调制 (即扩频前各个载波正交, 扩频后载波重叠)<sup>[23]</sup> 与本文提出的正交多载波  $M$  元 CSK 扩频调制的性能. 其中, 载波数为 6;  $M$  元 BPSK 扩频调制和  $M$  元 CSK 扩频调制采用扩频码长为 63 的  $m$  序列, MFSK 扩频调制采用扩频码长为 15 的  $m$  序列; 采用 16 进制频率调制;  $M$  元 BPSK, MFSK,  $M$  元 CSK 扩频调制的通信速率分别为 190.5, 355.6, 444.4 bit/s. 从图 6 可以看出,  $M$  元 CSK 调制与多音 MFSK 调制性能接近, 优于  $M$  元 BPSK 调制, 且  $M$  元 CSK 的通信速率最高. 仿真结果表明, 在相近的误码性能下  $M$  元 CSK 调制提高了通信速率.

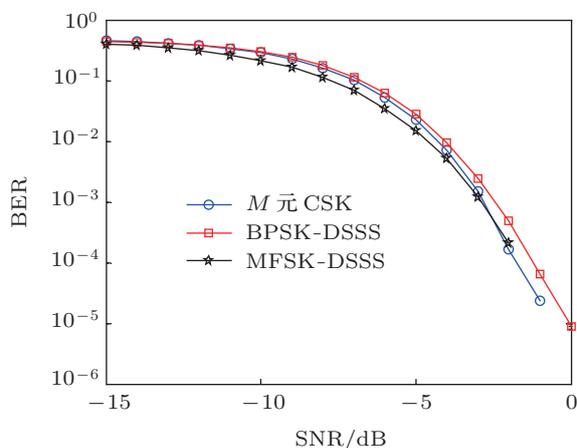


图 6 在多途信道下, 采用不同调制方式时, 系统的误码率比较

图 7 给出了码长为 63 的  $m$  序列、Kasami 小集合序列和 Gold 序列在多途信道下的误码率 (BER) 曲线. 从图 7 可以看到,  $m$  序列的性能最好, Kasami 小集合序列次之, Gold 序列性能最差. 由上述分析可知, 在多途信道下, 干扰主要来自自身载波的多途干扰和其他载波的多途干扰, 而这两项干扰主要与序列的自相关和互相关性能有关. 在这三种序列中,  $m$  序列有较好的相关特性, Gold 序列的相关特性最差.

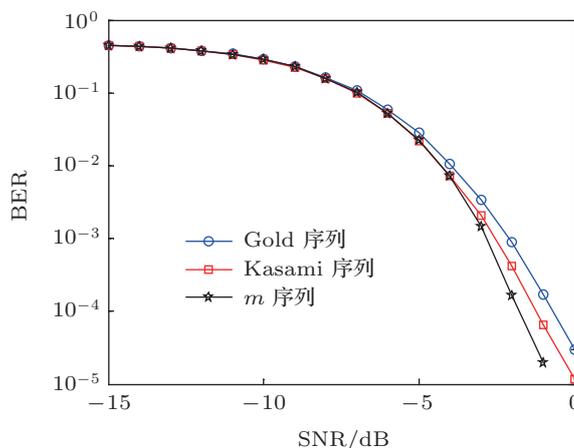


图 7 在多途信道下, 采用不同序列时, 系统的 BER 比较

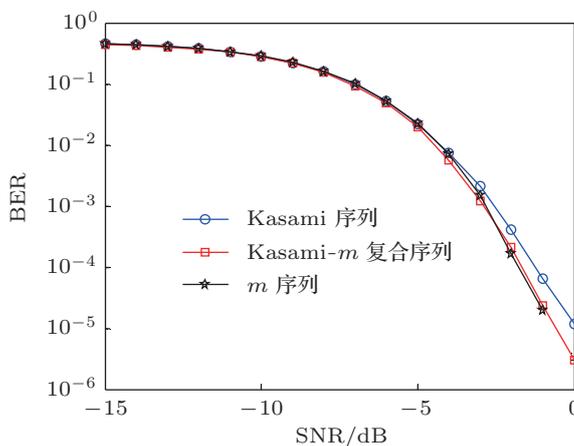


图 8 在多途信道下, 分别采用 Kasami- $m$  复合序列、Kasami 序列和  $m$  序列作为扩频码时, 系统的误码性能比较

由于  $m$  序列有非常好的自相关特性, 因此本文选取  $m$  序列与其他两个序列复合对算法进行改进. 图 8 和图 9 分别给出了在多途信道下, Kasami 小集合序列和  $m$  序列复合后的序列 (Kasami- $m$  复合序列)、Gold 序列和  $m$  序列复合后的序列 (Gold- $m$  复合序列) 与未复合的序列和  $m$  序列的误码性能比较, 其中载波个数为 6, 扩频增益为 63. 从图 8 和

图 9 可以看出, Gold- $m$  复合序列和 Kasami- $m$  复合序列与未复合的 Gold 序列和 Kasami 序列相比, 误码性能有一定的改善, 接近  $m$  序列的误码性能, 且 Kasami- $m$  复合序列的误码率曲线基本与  $m$  序列的误码率曲线重合. 这表明本文提出的复合序列可以抑制 ICI, 提高系统的性能.

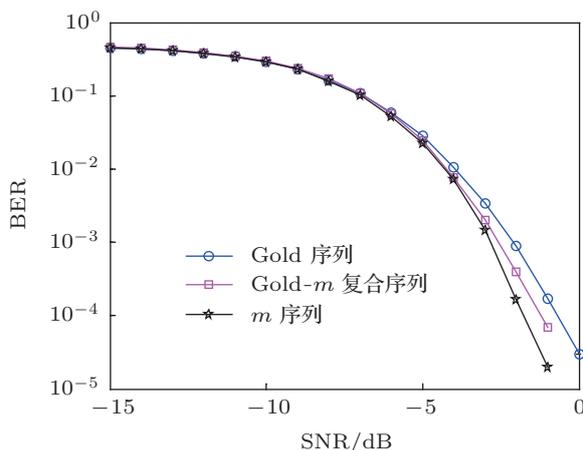


图 9 在多途信道下, 分别采用 Gold- $m$  复合序列、Gold 序列和  $m$  序列作为扩频码时, 系统的误码性能比较

### 3.2 水池实验

上述通过仿真比较了多途信道下多载波  $M$  元 CSK 扩频调制与 BPSK 和 MFSK 扩频调制的误码性能以及不同扩频序列对本文提出的系统性能的影响. 下面通过水池实验进一步验证算法的有效性和可靠性. 用线性调频信号测得的信道冲激响应如图 10 所示. 从图 10 可以看到有 4 条明显的路径, 信道最大多途时延大约为 10 ms. 实验采用的发射信号参数和仿真参数相同, 以图片作为数字信号源, 图像的信息量共 8400 bit, 统计了发送 10 次的平均 BER 结果. 图 11 给出了多载波  $M$  元 CSK 扩频调制、多载波  $M$  元 BPSK 扩频调制和多音 MFSK 扩频调制实验中的一组解调结果, 其中多载波  $M$  元 CSK 扩频调制的扩频码为  $m$  序列. 三种调制方式 10 次的统计平均 BER 分别为  $4.29 \times 10^{-4}$ ,  $3.03 \times 10^{-4}$ ,  $4.27 \times 10^{-4}$ . 从结果可以看出, 三种调制方式误码性能接近, 与仿真结果一致. 但是,  $M$  元 CSK 调制的通信速率明显高于其他两种调制方式.

图 12 给出了采用不同扩频序列时多载波  $M$  元 CSK 扩频调制实验中一组解调结果,  $m$  序列、Kasami 小集合序列、Gold 序列、Kasami- $m$  复合序列和 Gold- $m$  序列 10 次平均的统计误码率分别为  $1.94 \times 10^{-3}$ ,  $5.36 \times 10^{-3}$ ,  $9.43 \times 10^{-3}$ ,  $1.59 \times 10^{-3}$ ,

$1.72 \times 10^{-3}$ . 从图 12 和统计的误码率结果可以看到,  $m$  序列作为扩频序列时, 系统的误码率最低, Gold 序列作为扩频序列时, 系统的误码率最高, 但是经过  $m$  序列复合后, Kasami 小集合序列和 Gold 序列与未复合的序列比较, 系统的误码率明显降低, 验证了复合序列抑制多途干扰算法的有效性, 实验结果与仿真结果相符合.

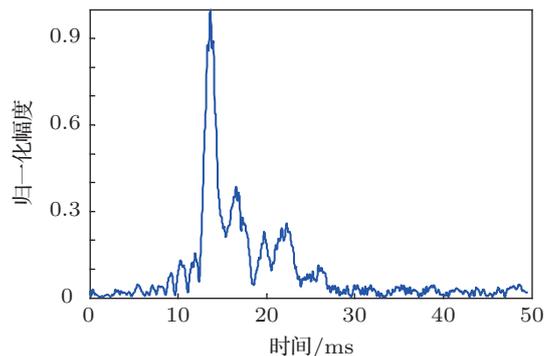


图 10 水池信道冲激响应

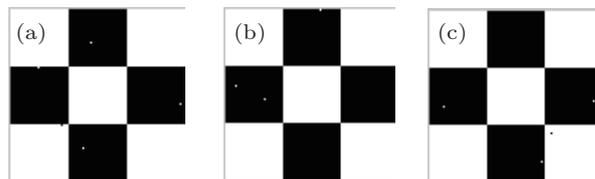


图 11 不同调制方式下系统的 BER 比较 (a) 多载波  $M$  元 CSK 扩频调制; (b) 多载波  $M$  元 BPSK 扩频调制; (c) 多音 MFSK 扩频调制

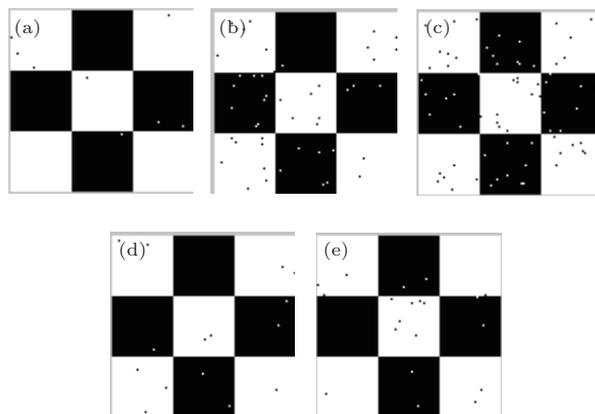


图 12 采用不同扩频序列时, 系统的误码率比较 (a)  $m$  序列; (b) Kasami 小集合序列; (c) Gold 序列; (d) Kasami- $m$  复合序列; (e) Gold- $m$  复合序列

为了更清晰地解释复合序列如何抑制多途干扰, 图 13 给出了 Kasami 小集合序列作为扩频序列时, 在高信噪比 (SNR) 和低 SNR 情况下, 某个符号

其中一个载波的 CSK 解调时得到的相关结果. 从图 13(a) 和 (b) 可以明显地看出: 受多途信道的影响, 未复合  $m$  序列的相关结果类似于信道冲激响应, 因为在高 SNR 时, 自身载波的多途信号是主要干扰, 相对自身载波干扰而言其他载波的干扰比较小, 可以近似为噪声, 因此相关结果近似为信道冲激响应; 而复合序列的相关结果只有一个明显的峰值, 因为复合的  $m$  序列由于自身良好的自相关性, 极大地抑制了自身载波的多途干扰.

从图 13(c) 和 (d) 可以看出, 低 SNR 时, 未复合序列的相关结果有多个大小接近的峰值, 而复合序列的相关结果仍存在明显的主峰. 当 SNR 比较低时, 受其他载波多途信号和噪声的影响, 未复合序列的自身载波多途信号的相关峰值可能超过直达声的相关峰值, 引起误码, 而复合序列抑制了多途信号的干扰, 使多途干扰近似为噪声, 因此仍然可以看到明显的主峰.

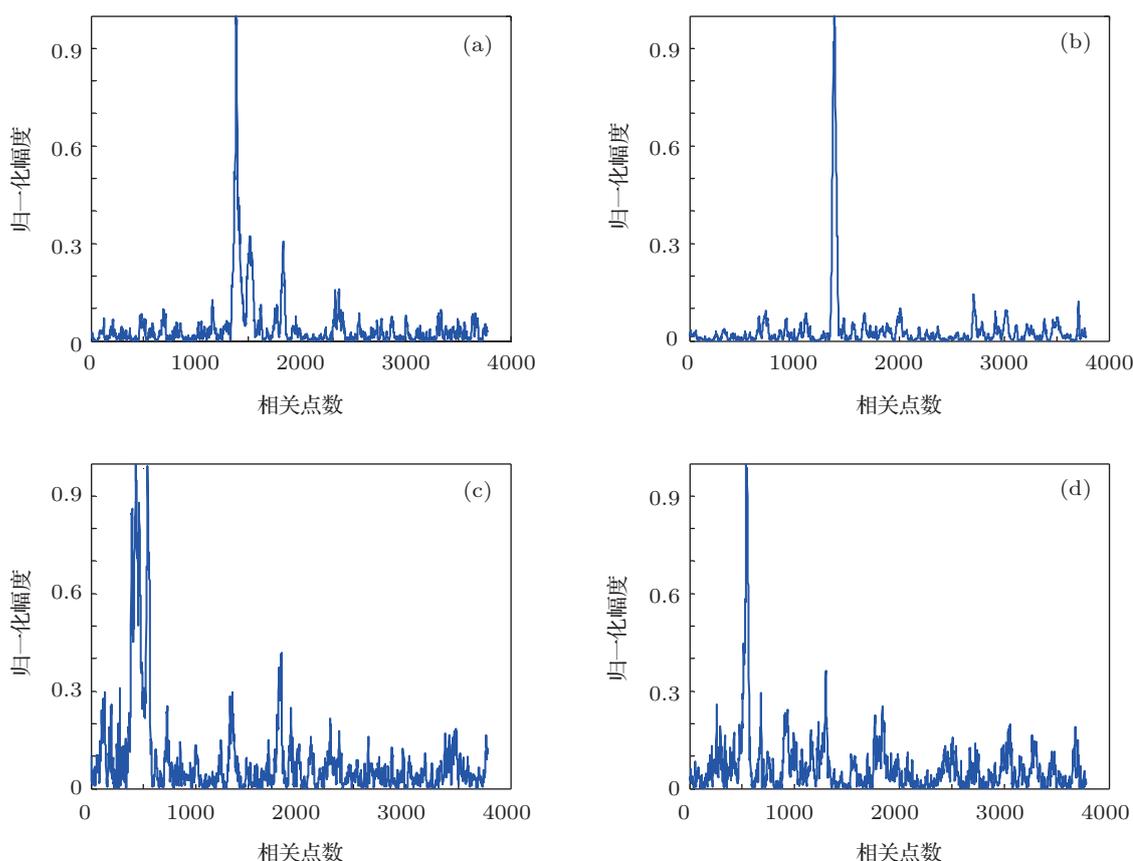


图 13 CSK 解调相关结果比较 (a) 高 SNR 时未复合序列的相关结果; (b) 高 SNR 时复合序列的相关结果; (c) 低 SNR 时未复合序列的相关结果; (d) 低 SNR 时复合序列的相关结果

从上述实验结果可知, 与 BPSK 扩频调制和 MFSK 扩频调制相比, 在相近的误码性能下, 本文提出的多载波  $M$  元 CSK 调制具有更高的通信速率; 不同的扩频序列具有不同的误码性能,  $m$  序列的误码性能最好, Gold 序列的误码性能最差, 复合  $m$  序列能够很好地抑制多途干扰, 提高系统的误码性能.

## 4 结论

本文将  $M$  元扩频技术和 CSK 扩频技术相结

合, 并调制在多个正交的载波上, 大幅度提高了通信速率和频带利用率. 通过仿真, 分析比较了多载波直接序列扩频、频移键控直接序列扩频与本文提出的调制方式在多途信道下的误码性能. 结果表明, 在相近的误码性能下, 本文提出的算法具有更高的频带利用率, 并且通过水池实验进行了验证. 同时比较了多途信道下, 分别采用  $m$  序列、Kasami 小集合序列和 Gold 序列作为扩频码时多载波  $M$  元 CSK 扩频调制的误码性能. 结果表明,  $m$  序列作为扩频序列时系统性能最优. 由于  $m$  序列数量有限, 为了进一步提高通信速率, 提出了一种抑制载波干

扰的复合序列算法, 仿真和实验结果均表明, 复合序列能够很好地抑制多途干扰, 提高系统性能, 采

用复合序列后的系统性能接近  $m$  序列的系统性能, 同时还提高了通信速率.

- [1] Hui J Y 1992 *Underwater Acoustic Channel* (Beijing: National Defence Industry Press) pp56–65 (in Chinese) [惠俊英 1992 水下声信道 (北京: 国防工业出版社) 第 56—65 页]
- [2] Stojanovic M, Catipovic J, Proakis J 1994 *IEEE J. Ocean. Eng.* **19** 100
- [3] Bingham J A C 1990 *IEEE Commun. Mag.* **28** 5
- [4] Stojanovic M 1996 *IEEE J. Ocean. Eng.* **21** 125
- [5] Bejjani E, Belfiore J C 1996 *Proc. IEEE Oceans '96 Fort Lauderdale 1996* p1125
- [6] 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]
- [7] Zhang G S, Hovem J M, Dong H F, Zhou S H, Du S P 2010 *Appl. Acoust.* **71** 11
- [8] Yin J W, Hui J Y, Guo L X 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 1753 (in Chinese) [殷敬伟, 惠俊英, 郭龙祥 2008 物理学报 **57** 1753]
- [9] Wang H B, Wu L X 2004 *Acta Acoust.* **29** 162 (in Chinese) [王海斌, 吴立新 2004 声学学报 **29** 162]
- [10] Xu X K, Zhou S L, Morozov A K, Preisig J C 2013 *J. Acoust. Soc. Am.* **133** 2746
- [11] van Walree P A 2010 *J. Acoust. Soc. Am.* **128** 3525
- [12] Qu F Z, Yang L Q, Yang T C 2009 *Proceedings of Oceans MTS/IEEE Conference Biloxi*, October 26–29, 2009 p1
- [13] Zhang G S, Dong H F 2012 *Appl. Acoust.* **73** 872
- [14] Loybet G, Capellano V, Filipiak R 1997 *Proceedings of IEEE Oceans '97 Conference Halifax* October 6–9, 1997 p574
- [15] Freitag L, Stojanovic M, Singh S, Johnson M 2001 *IEEE J. Ocean. Eng.* **26** 586
- [16] 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]
- [17] 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]
- [18] Zhou F, Yin Y L, Qiao G 2012 *J. Harbin Eng. Univ.* **33** 567 (in Chinese) [周锋, 尹艳玲, 乔钢 2012 哈尔滨工程大学学报 **33** 567]
- [19] 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]
- [20] Chitre M 2007 *J. Acoust. Soc. Am.* **122** 2580
- [21] Tian R C 2007 *Spread Spectrum Communication* (Beijing: Tsinghua University Press) p4 (in Chinese) [田日才 2007 扩频通信 (北京: 清华大学出版社) 第 4 页]
- [22] Welch L R 1974 *IEEE Trans. Inform. Theory* **20** 397
- [23] Yang L L, Hanzo L 1999 *IEEE Trans. Veh. Technol.* **48** 18

# Orthogonal multicarrier $M$ -ary cycle shift keying spread spectrum underwater acoustic communication\*

Yin Yan-Ling<sup>1)2)</sup> Zhou Feng<sup>1)2)†</sup> Qiao Gang<sup>1)2)</sup> Liu Song-Zuo<sup>1)2)</sup>

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

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

( Received 8 July 2013; revised manuscript received 13 August 2013 )

## Abstract

To solve the problem of low bandwidth efficiency of underwater acoustic spread spectrum communication, a multicarrier modulation scheme combined with  $M$ -ary spread spectrum and cycle shift keying (CSK) is proposed in this paper. The code sequences chosen by  $M$ -ary modulation are then modulated by CSK, simultaneously, they are modulated by the orthogonal multicarrier. The approach enhances the bandwidth efficiency greatly. The performances of the system with  $m$ -sequence, Kasami-sequence, and Gold sequence as the code sequence are compared over the underwater acoustic multipath channel with the same data rate and the same bandwidth. The simulations and the results of pool experiment show that  $m$ -sequence as the code sequence performs best and Gold sequence performs worst. The number of the  $m$ -sequence is limited. In order to increase the data rate further and make the performances of other sequences close to the  $m$ -sequence, a new approach to suppressing the inter-carrier interference (ICI), named multiple sequences, is proposed. The approach can greatly suppress the ICI caused by multipath and make the performance close to the performance of the  $m$ -sequence.

**Keywords:**  $M$ -ary spread spectrum, cycle shift keying, orthogonal multicarrier, inter-carrier interference

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

**DOI:** 10.7498/aps.62.224302

---

\* 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 National Natural Science Foundation of China (Grant No. 11274079), and the Young Scientists Fund of the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 11304056).

† Corresponding author. E-mail: zhoulfeng@hrbeu.edu.cn