M 元码元移位键控扩频水声通信*

于洋 周锋† 乔钢

(哈尔滨工程大学, 水声技术重点实验室, 哈尔滨 150001)

(2012 年 3 月 21 日收到; 2012 年 6 月 29 日收到修改稿)

针对传统直接序列扩频、M 元扩频和码元移位键控扩频水声通信速率低的问题, 基于小 Kasami 序列优良的自相关和互相关特性, 提出了 M 元扩频和码元移位键控扩频两者相结合的水声扩频通信新方法. 不仅利用了不同的序列信息, 还利用了相同序列的扩频码相位信息. 对于自相关和互相关函数在加性高斯白噪声和衰落信道下对 M 元码元移位键控扩频这种水声通信方法的影响进行了分析, 并分别在两种信道下对其性能进行仿真, 仿真结果表明在同等通信速率下 M 元码元移位键控扩频的抗噪声能力要高于直接序列扩频、M 元扩频和码元移位键控扩频. 在水池对 M 元扩频、码元移位键控扩频和 M 元码元移位键控这三种情况进行了比较性实验. 在 10^4 比特的数据量下, 实现了 253.6 bps 通信速率的 M 元码元移位键控无误码传输.

关键词: 水声通信, 扩频, M 元, 码元移位键控

PACS: 43.30.+m

1 引 言

随着社会的发展、人们对海洋资源开发的迫切需要和军事国防对水下通信需求的迫在眉睫, 声波作为最优的水下传输选择, 占据着越来越重要的地位. 水声信道是迄今为止难度最大的无线信道之一. 由于海水介质造成高频信号的衰减非常严重, 以及水声发射换能器工艺技术的限制, 导致了水声信道很窄的可利用带宽. 由于海洋环境的复杂多变, 造成了水声信道的时变、频变和空变特性.

扩频通信有着良好的抗噪声和抗多径衰落的能力, 因此被广泛应用在水声领域. 但是传统的扩频方式通信速率较低, 保密性较差, 已经逐渐不能满足民用和军用对水声通信的要求. 近年来, M 元频移键控 (MFSK) 技术 [1], M 元相移键控 (PSK) 扩频技术 [2], 正交调制 M 元扩频技术 [3,4], 多载波扩频技术 [5,6], 码分多址 (CDMA) 技术 [7,8], M 元 CDMA 技术 [9−11], M 元调频 [12] 和码元移位键控 (CSK) 技术 [13] 的出现, 在一定程度上提高了通信的鲁棒性和通信速率. 其中, 文献 [13] 中的 CSK 技术在 2 kHz 的带宽内, 单通道的通信速率为 375 bps, 误码率在 10^{-3} 的量级. 文献 [9] 中使用脉位编码和 M 元扩频相结合的技术实现了单通道通信速率为 50 bps, 误码率为 10^{-4} 的量级.

对于文献中所述的通信方法, 很多都依赖多通道和多载波技术来提高通信速率, 而这两种方案的的引入, 将会带来码间干扰和载波间干扰, 也必然造成系统性能的严重下降. 为了避免陷入依赖这两种技术的瓶颈, 本文寻找其他的途径, 通过将 M 元和 CSK 两种技术相结合, 带来系统整体性能的提高.

为了进一步提高通信速率和抗噪声能力, 本文从提高每符号载有信息量这个角度入手, 提出 M 元 CSK 这种水声通信的新方法, 利用 M 元和 CSK 两种通信方案拥有相同的检测方式的特点, 将两种技术相结合, 充分利用序列的循环自相关性和同一族序列间良好的互相关性等特点, 进一步提高通信速率. 本文推导了 M 元 CSK 通信系统每符号积分输出的表达形式和影响其积分输出的相关函数的

* 国家高技术研究发展计划 (批准号: 2009AA093601-2)、国防基础项目研究 (批准号: B2420110007) 和水声技术重点实验室基金 (批准号: 9140C200801110C2004) 资助的课题.

† E-mail: yuyang516@163.com

© 2012 中国物理学会 Chinese Physical Society

表达式. 仿真验证了 M 元 CSK 和其他几种方式相比通信速率的提高和抗噪声能力的增加. 最后通过实验验证了仿真结果的正确.

2 M 元 CSK 原理

对于许多伪随机序列来说, 如 m 序列、Gold 序列和 Kasami 序列都有着良好的循环相关特性, 这就提供了传输信息的新思路, 不仅可以把信息调制在载波的相位上, 还可以调制在伪随机码的码相位上, 在码长为 N 的情况下, 其通信速率比同等码长的直接序列扩频 (DSSS) 调制通信速率提高 $\mathrm{lb}(N)$ 倍.

M 元扩频通信的思想是使用不同的序列表示不同的信息, 在上述拥有良好的循环相关性的序列中, 有一些也拥有优良的互相关性, 如 Gold 序列和 Kasami 序列. 良好的互相关性意味着不同序列间的分辨能力较强. 其中, 小 Kasami 序列的互相关性达到了 Welch 定义的相关下界. M 元的通信速率为同等码长的 DSSS 通信速率的 $\mathrm{lb}(M)$ 倍.

将 M 元和 CSK 这两种技术结合将更进一步提高通信速率, 其通信速率达到同等码长 DSSS 通信速率的 $\mathrm{lb}(MN)$ 倍. 由于两者在检测方式上近似, 所以还会获得一些额外的增益.

图 1 是 M 元 CSK 水声通信系统的原理框图.

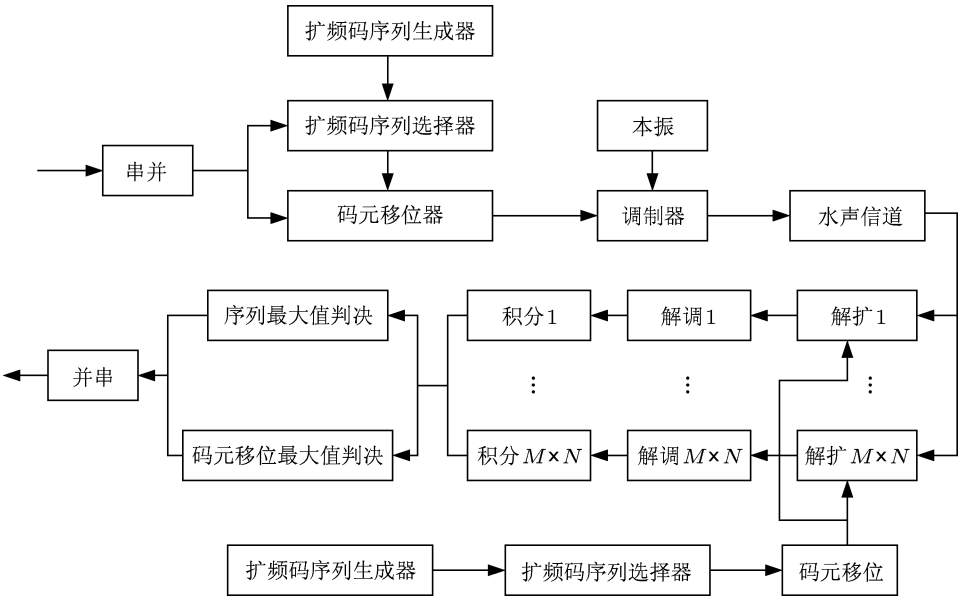

图 1 M 元 CSK 水声通信系统

首先, 通过扩频码生成器产生扩频码序列 $c_i(t)$, $1 \leqslant i \leqslant M$, 其中 M 为小 Kasami 序列的数量, 根据 M 元上的信息, 通过扩频码序列选择器, 选取第 i 个扩频序列. 然后进行码元移位键控, 根据码相位上调制的信息, 对 $c_i(t)$ 码元移位 j, 得到 $c_{i,j}(t)$, $1 \leqslant j \leqslant N$, 其中 N 为序列的长度, 通过载波调制后, 发射信号可以表示为

$$s(t) = Ac_{i,j}(t)\cos(w_{\mathrm{c}}t + \varphi), \tag{1}$$

其中, A 为发射信号的幅度, $c_{i,j}(t)$ 为码长 N, 码片持续时间为 T_{c} 的扩频码, 设载有 $\mathrm{lb}(MN)$ 比特信息数据的符号的持续时间为 T, 则 $T = NT_{\mathrm{c}}$.

发射信号经历水声信道, 受到了多径衰落和噪声的影响. 设直达信号的传播时延为 τ_0, 衰减后的幅度为 A_0. 多径信号的传播时延为 τ_l, $1 \leqslant l \leqslant L$, 其中 L 为多径的条数, 到达接收机的幅度为 A_l. 此时, 接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{l=0}^{L} A_l c_{i,j}(t+\tau_l)\cos(w_{\mathrm{c}}(t+\tau_l)+\varphi) + n(t) \\ &= \sum_{l=0}^{L} A_l c_{i,j}(t+\tau_l)\cos(w_{\mathrm{c}}t+\varphi_l) + n(t), \end{aligned} \tag{2}$$

其中, $\varphi_l = w_{\mathrm{c}}\tau_l + \varphi$, 本地载波为 $\cos(w'_{\mathrm{c}}t + \varphi')$, 在完成载波同步之后 $w'_{\mathrm{c}} = w_{\mathrm{c}}$, $\varphi' = \varphi_0$.

由本地产生的扩频序列经过序列选择器和码元移位可以得到 $c'_{k,m}(t)$, k 和 m 分别是序列选择信息和码元移位信息, 其中 $1 \leqslant k \leqslant M, 1 \leqslant m \leqslant N$. 当 $k=i, m=j$ 时, $c'_{k,m}(t)=c_{i,j}(t+\tau_0)$.

下面本文仅研究一个符号持续时间内的积分输出, 积分器作用于 $\tau_0 \leqslant t \leqslant T+\tau_0$, 则输出为

$$\begin{aligned} V_{k,m}(t) = & \frac{1}{2}A_0\int_{\tau_0}^{T+\tau_0} c_{k,m}(t+\tau_0)c_{i,j}(t+\tau_0)\mathrm{d}t \\ & + \frac{1}{2}\sum_{l=1}^{L} A_l \int_{t_0}^{T+t_0} c_{k,m}(t+\tau_0)c_{i,j}(t+\tau_l) \\ & \times \cos[w_{\mathrm{c}}(\tau_l-\tau_0)]\mathrm{d}t \\ & + \int_{t_0}^{T+t_0} n(t)c_{k,m}(t+\tau_0) \\ & \times \cos(w_{\mathrm{c}}t+\varphi_0)\mathrm{d}t, \end{aligned} \tag{3}$$

在上式中, i 和 j 是常量, k 和 m 是变量. 上式中的扩频码相乘可以用相关函数的形式表示出来

$$R_{k,m}(0) = \int_{\tau_0}^{T+\tau_0} c_{k,m}(t+\tau_0)c_{i,j}(t+\tau_0)\mathrm{d}t, \tag{4}$$

$$R_{k,m}(\tau_l-\tau_0) = \int_{\tau_0}^{T+\tau_0} c_{k,m}(t+\tau_0)c_{i,j}(t+\tau_l)\mathrm{d}t, \tag{5}$$

则上式可以写成

$$\begin{aligned} V_{k,m}(t) = & \frac{1}{2}A_0R_{k,m}(0) \\ & + \frac{1}{2}\sum_{l=1}^{L} A_l R_{k,m}(\tau_l-\tau_0) \\ & \times \cos[w_{\mathrm{c}}(\tau_l-\tau_0)] \\ & + \int_{t_0}^{T+t_0} n(t)c_{k,m}(t+\tau_0) \\ & \times \cos(w_{\mathrm{c}}t+\varphi_0)\mathrm{d}t. \end{aligned} \tag{6}$$

对于不同的 k 和 m, 可以得到不同的 $V(t)$. 对不同的 k 和 m 取最大值, 可得 $\max(V_{k,m}(t))$, 这是一个 M 行 N 列的矩阵, 而在这个矩阵中, 最大值所在的行和列就是 M 元和码相位上调制的信息.

在此, 码的相关函数 $R_{k,m}$ 是影响解调结果最重要的因素, 为了研究这个相关函数取值与小 Kasami 序列相关函数值之间的关系, 下面在码片级别上对基于小 Kasami 序列的 M 元 CSK 相关特性进行讨论.

在小 Kasami 序列中, 除去 m 序列外的自相关函数值为

$$R_x(s) = \left\{-\frac{1}{N}, \frac{-1-2^{\frac{n}{2}}}{N}, \frac{-1+2^{\frac{n}{2}}}{N}, 1\right\}, \tag{7}$$

则 R_x 可以定义为 $R_x(s)=\dfrac{1}{N}\sum\limits_{i=1}^{N} x_i x_{i+s}$, 同理可得经码元移位后的自相关函数为

$$R_z(s) = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} x_i x_{i+k+s}. \tag{8}$$

在加性高斯白噪声 (AWGN) 信道下, 对于 DSSS 和 M 元扩频来说, 得到的判决变量为 $R_z(0)$, DSSS 是对其进行极性判决, 得到最后的结果. M 元是把这个判决变量和互相关函数值 $R_{z,m}(0)$ 进行比较, 进行最大值判决. 而 M 元 CSK 由于 k 的不定性, 其自相关函数值为 $R_z(s), s \in [1, N]$, 其中 $R_z(s)$ 符合 (7) 式函数值的分布. 在这个自相关函数值中寻找最大值的过程相当于在自相关旁瓣的背景下检测主瓣, 这也会降低抗噪声的能力.

小 Kasami 序列的互相关函数值为

$$R_{x,y}(s) = \left\{-\frac{1}{N}, \frac{-1-2^{\frac{n}{2}}}{N}, \frac{-1+2^{\frac{n}{2}}}{N}\right\}, \tag{9}$$

其中 N 为序列的长度, n 为阶数, 设 x 和 y 为小 Kasami 序列集中的子序列. 则 $R_{x,y}$ 可以定义为 $R_{x,y}(s)=\dfrac{1}{N}\sum\limits_{i=1}^{N} x_i y_{i+s}$, 由序列的循环移位性, 可得 $x_{k+N}=x_k, y_{k+N}=y_k$. 令 z 为 x 的码元移位序列, m 为 y 的码元移位序列, 则

$$z = \begin{cases} x_{i+k}, & 1 \leqslant i \leqslant N-k, \\ x_{i+k-N}, & N-k+1 \leqslant i \leqslant N; \end{cases} \tag{10}$$

$$m = \begin{cases} y_{i+l}, & 1 \leqslant i \leqslant N-l, \\ y_{i+l-N}, & N-l-1 \leqslant i \leqslant N. \end{cases} \tag{11}$$

设 $k \leqslant l$, 则经码元移位后的 z 和 m 的互相关函数为

$$\begin{aligned} R_{z,m}(s) &= \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} z_i m_{i+s} \\ &= \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N-l} x_{i+k}y_{i+l+s} \\ &\quad + \frac{1}{N}\sum_{i=N-l+1}^{N-k} x_{i+k}y_{i+l-N+s} \end{aligned}$$

$$+\frac{1}{N}\sum_{i=N-l+1}^{N-k} x_{i+k-N}y_{i+l-N+s}$$
$$=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} x_{i+k}y_{i+l+s}. \tag{12}$$

当 $k>l$ 时也可以得到同样的结果. 在 AWGN 信道下, 对于基于 m 序列的 DSSS 来说, 互相关函数为 $-\frac{1}{N}$. 对于 M 元扩频来说, 互相关函数转化为一定值 $R_{z,m}(0)$, 而对于 M 元 CSK 来说, 其互相关函数为 $R_{z,m}(s), s\in[1,N]$, $R_{z,m}(s)$ 符合 (9) 式的函数值分布情况. 由于码元移位的不定性, 相比 M 元扩频来说, 这就增加了各互相关函数值出现的概率, 也降低了抗噪声的能力.

上面分析了在 AWGN 信道下, 相关函数对解调造成的影响. 下面来研究衰落信道下, 相关函数对基于小 Kasami 序列的 M 元 CSK 的影响, 这里只研究不同延时码片数的多径与主径的相关函数, n 为多径延迟的码片数.

当 $1\leqslant n\leqslant N-1$ 时, 相关函数为

$$\begin{aligned}R_t(s)&=R_z(s)+R_{z,m}(s)\\&=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N-n} z_iz_{i+s}+\frac{1}{N}\sum_{i=N-n+1}^{N} z_im_{i+s}\\&=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N-n} x_{i+k}x_{i+k+s}\\&\quad+\frac{1}{N}\sum_{i=N-n+1}^{N} x_{i+k}y_{i+l+s},\end{aligned} \tag{13}$$

其中, $R_t(s)$ 是多径和主径的相关函数, 可表示为两部分相关函数的和的形式.

当 $n\geqslant N$ 时, 设 m 是 n 除以 N 得到的余数, 则

$$\begin{aligned}R_t(s)&=R_{z,m}(s)+R_{z,p}(s)\\&=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N-m} z_im_{i+s}+\frac{1}{N}\sum_{i=N-m+1}^{N} z_ip_{i+s}\\&=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N-m} x_{i+k}y_{i+l+s}\\&\quad+\frac{1}{N}\sum_{i=N-m+1}^{N} x_{i+k}q_{i+u+s},\end{aligned} \tag{14}$$

其中, $p=\begin{cases}q_{i+u}, & 1\leqslant i\leqslant N-u,\\ q_{i+u-N}, & N-u-1\leqslant i\leqslant N\end{cases}$.

(13) 式和 (14) 式就是 M 元 CSK 在码元级别上多径干扰的表示形式. 和传统的基于 m 序列的 DSSS 中的多径干扰相比, 它破坏了序列良好的循环相关特性, 把循环相关函数转化为两个部分相关函数和的形式. 和单纯的 CSK 方式相比较, M 元 CSK 用部分互相关函数代替了 CSK 的部分自相关函数.

3 仿真分析

以下将对同等码长 M 元 CSK 和其他方式相比抗噪声性能的直观表现和同等通信速率 M 元 CSK 和其他通信方式进行比较, 首先对基于 m 序列 DSSS、M 元扩频、CSK 扩频和 M 元 CSK 扩频的 BER 曲线进行比较, 仿真采用小 Kasami 序列, 采样频率为 48 kHz, 带宽为 6—10 kHz, 水池信道冲激响应如图 2 所示.

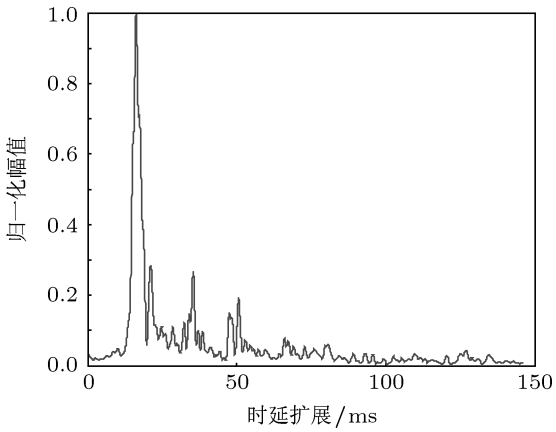

图 2 水池信道冲激响应

同等码长的 BER 曲线比较如图 3 和图 4 所示.

他们是在相同码长情况下比较 DSSS、M 元、CSK 和 M 元 CSK 在 AWGN 和衰落两种情况下的抗噪声性能. 无论是 AWGN 还是衰落信道, 从图中都可以得到这样的结论: DSSS 的抗噪声性能高于 M 元, M 元高于 CSK, CSK 高于 M 元 CSK. 这也正好和它们的通信速率成反比.

以上是基于相同码长情况下, 对不同通信方式的性能分析. 下面我们来研究通信速率基本相同的情况下, 抗噪声能力的分析.

在图 5 中 M 元 CSK (码长为 15) 的通信速率为 665 bps, DSSS (码长为 3) 的通信速率为 666.7 bps. 为了比较抗噪声能力, 这里定义误码率为 10^{-4} 为一个尺度来进行横向比较. 在这个

尺度下, M 元 CSK 在 AWGN 信道下比 DSSS 抗噪声能力高 1.9 dB, 在衰落信道下比 DSSS 抗噪声能力高 1.2 dB. M 元 CSK 的通信速率比 DSSS 慢 0.25%. 通常来讲, 在 AWGN 信道下, 伪随机序列码长增加一倍, 抗噪声能力增加 3 dB. 在这个标准下, 很显然可以得到这样的结论, 在同等的通信速率下, M 元 CSK 在 AWGN 和衰落信道下的抗噪声能力均比 DSSS 要好.

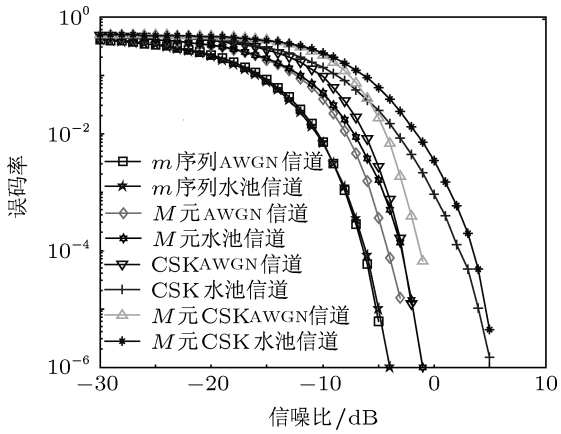

图 3 DSSS、M 元、CSK 和 M 元 CSK 比较 (码长 15)

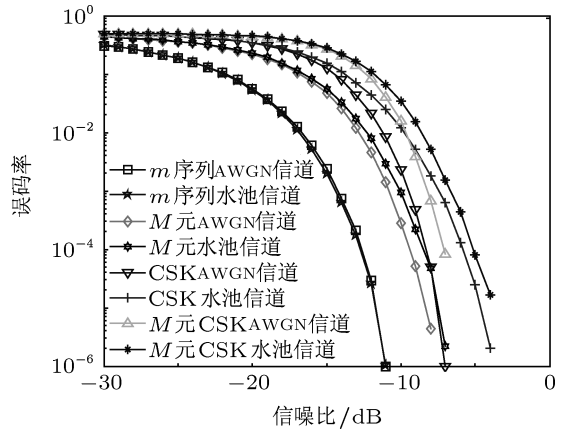

图 4 DSSS、M 元、CSK 和 M 元 CSK 比较 (码长 63)

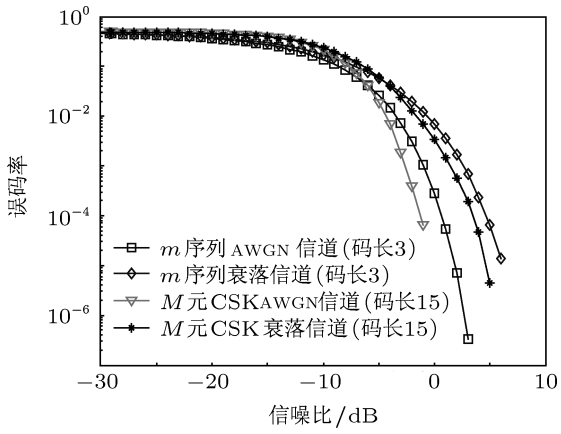

图 5 DSSS 和 M 元 CSK 比较

图 6 比较了 CSK (码长为 31, 通信速率 258 bps), M 元 (码长为 15, 通信速率 266 bps) 和 M 元 CSK (码长为 63, 通信速率 253.6 bps). 在此, M 元 CSK 的通信速率比 CSK 的通信速率慢 1.71%, 比 M 元通信速率慢 4.66%. 在 10^{-4} 的尺度下, M 元 CSK 在 AWGN 信道下比 CSK 的抗噪声性能高 1.4 dB, 比 M 元抗噪声性能高 2.9 dB. 在衰落信道下, 比 CSK 的抗噪声性能高 2.5 dB, 比 M 元抗噪声性能高 2.2 dB. 对于 M 元 CSK 来讲, 以通信速率百分之几的损失换取 1 dB 以上的抗噪声能力显然是值得的. 这也可以说明, 在同等的通信速率下, M 元 CSK 无论是在 AWGN 还是衰落信道下, 抗噪声能力都高于 M 元和 CSK 两种通信方式.

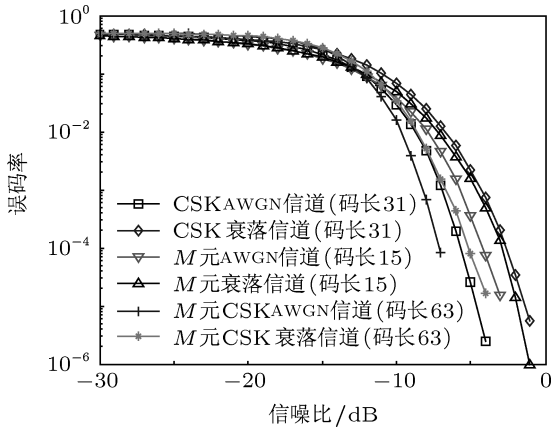

图 6 CSK、M 元和 M 元 CSK 比较

通过上述仿真, 本文得到了 DSSS、M 元、CSK 和 M 元 CSK 在 AWGN 和衰落信道下的一些表现和规律, 验证了在同等的通信速率下, M 元 CSK 无论是 AWGN 还是衰落信道下, 抗噪声能力都要好于 DSSS、M 元和 CSK 这几种通信方式.

4 实验验证

上述仿真验证了在多径衰落信道下, M 元、CSK 和 M 元 CSK 的性能. 下面通过比较性实验来验证 M 元、CSK 和 M 元 CSK 在衰落信道下的性能. 本实验于 2012 年 2 月在哈尔滨工程大学信道水池进行, 该水池有效长度为 45 m, 宽 6 m, 水深 5 m, 四周布有吸声尖劈, 池底为沙底, 接收与

发射换能器均无指向性, 位于水池中央位置, 深度均为 2 m, 相距约 15 m, 系统工作频带为 6—10 kHz, 采样频率 48 kHz. 为了更直观地比较误码率, 本实验传输的是二进制图像数据, 图像数据的大小为 10 kbit, 采用分帧传输的方式. M 元, CSK 和 M 元 CSK 的通信速率分别为 266, 258 和 253.6 bps, 近似认为它们的通信速率相等, 来比较 BER 性能. 本实验的三种通信方式在同样的信道下, 使用相同的发射功率. 水池实验测得的信道冲激响应见图 7.

发射的原始图像和三种通信方式的接收图像如图 8 所示. 由图可以看出, 在 10^4 比特的数据传输量下, M 元接收图像的误码率在 10^{-2}, CSK 的误码率在 10^{-3}, 而 M 元 CSK 可以实现无误码传输. 可以得到这样的结论, M 元 CSK 的误码率要远好于 M 元和 CSK 的误码率. 这就意味着和传统的通信方式相比较, M 元 CSK 在同等的通信速率下会获得更好的可靠性.

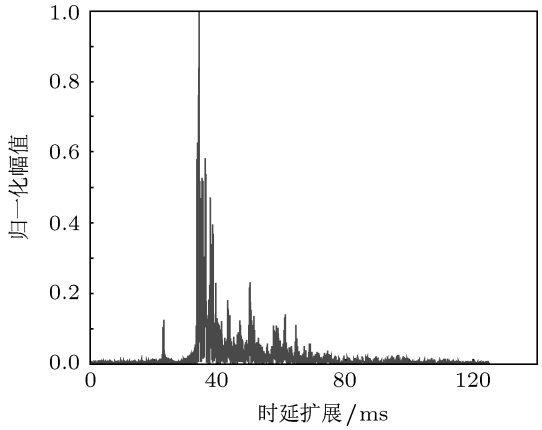

图 7 水池实测信道冲激响应图

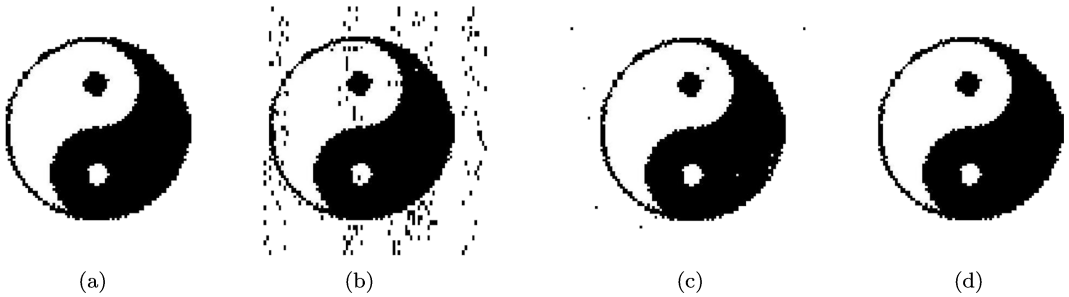

图 8 实验发送与接收图像 (a) 原始发送图像; (b) M 元接收图像误码率 3.4%; (c) CSK 接收图像误码率 0.12%; (d) M 元 CSK 接收图像误码率 0

5 结 论

本文提出了一种基于小 Kasami 序列、M 元和 CSK 技术相结合的水声扩频通信技术, 它将扩频码的相位信息和扩频序列信息结合起来, 充分利用扩频码良好的循环相关特性和序列间良好的互相关特性, 进一步提高每符号载有的比特数, 在不牺牲可靠性的同时, 提高通信速率. 本文通过推导得到 M 元 CSK 系统每符号积分输出的表达式和其相关函数的表达式. 通过仿真验证了 M 元 CSK 无论在 AWGN 和衰落信道下, 抗噪声能力都要好于 m 序列、M 元和 CSK 这几种通信方式. 并通过实验验证了 M 元 CSK 在较为恶劣的衰落信道下, 在同等的通信速率下误码率性能要好于 M 元和 CSK, 在 253.6 bps 的通信速率下实现无误码传输.

[1] Yang L L, Hanzo L 1999 *IEEE Trans. Veh. Technol.* **48** 1984
[2] Bystrom M, Modestino J W 2001 *IEEE Trans. Commun.* **49** 1142
[3] Xiao P, Strom E G 2005 *IEEE Trans. Veh. Technol.* **54** 1400
[4] Hong E S, Kim K J, Whang K C 1996 *IEEE Trans. Veh. Technol.* **45** 57
[5] Yang L L, Hanzo L 2002 *IEEE Trans. Commun.* **50** 956
[6] Yang L L, Hanzo L 2003 *IEEE Trans. Commun.* **51** 748
[7] Stojanovic M, Freitag L 2006 *IEEE Oceanic Eng.* **31** 685
[8] Tsimenidis C C, Hinton O R, Adams A E, Sharif B S 2001 *IEEE Oceanic Eng.* **26** 594
[9] 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]
[10] Madhukumar A S, Chin F 2004 *IEEE Trans. Wireless Commun.* **3** 1363
[11] Chiang C T 2004 *IEEE Proc. Commum.* **151** 574

[12] Wang H B, Wu L X 2004 *Acta Acoustic* **29** 161 (in Chinese) [王海滨, 吴立新 2004 声学学报 **29** 161]
[13] 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]

M-ary code shift keying spread spectrum underwater acoustic communication*

Yu Yang Zhou Feng† Qiao Gang

(*National Laboratory of Underwater Acoustic Technology, Harbin Engineering University, Harbin* 150001, *China*)

(Received 21 March 2012; revised manuscript received 29 June 2012)

Abstract

Aiming at the low data rate of traditional direct sequence spread spectrum, M-ary spread spectrum and code shift keying underwater acoustic spread spectrum communication, a new combine method of M-ary code shift keying underwater acoustic spread spectrum communication is proposed based on the small Kasami sequence with good self and mutual correlation. Different sequence information and the same sequence code phase information are used in this method. The influences of self and mutual correlation function on M-ary code shift keying underwater acoustic spread spectrum communication over gaussian and fading channel are analyzed. The performances under the two kinds of channels are simulated. The simulation shows that the ability for M-ary code shift spread spectrum to overcome the noise is better than for the direct sequence spread spectrum, M-ary spread spectrum and code shift keying spread spectrum. The comparative experiment is conducted to compare the M-ary spread spectrum, code shift keying spread spectrum and M-ary code shift keying spread spectrum in the pool. The M-ary code shift keying communication rate of 256.3 bps with no transmitting error in 10^4 bit data volume is realized.

Keywords: underwater acoustic communication, spread spectrum, M-ary, code shift keying

PACS: 43.30.+m

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

† E-mail: yuyang516@163.com