

基于混沌正交组合序列的 M 元码分多址水声通信

吕曜辉^{1,2}, 杜鹏宇³, 张宏滔³, 朱小辉³

(1. 哈尔滨工程大学水声技术重点实验室, 黑龙江哈尔滨 150001;

2. 中国科学院声学研究所, 北京 100190;

3. 杭州应用声学研究所声纳技术重点实验室, 浙江杭州 310023)

摘要: 提出了 M 元能量检测器算法, 该算法简单易实现, 极大优化了 M 元码分多址系统接收机结构和解码运算量。同时, M 元能量检测器具有抗载波相位跳变和抗水声信道多途干扰的能力。针对 M 元码分多址水声通信系统中所需扩频序列数量庞大、选码难度高的问题, 提出了混沌正交组合序列, 通过简单的迭代组合即可产生大量满足要求的扩频序列, 而且同族的混沌正交组合序列间满足正交关系。海试试验成功实现了 7 个用户的 M 元码分多址水声通信试验 ($M=512$), 共采用了 3 584 条混沌正交组合序列, 每个用户通信速率为 $70 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}$, 验证了算法的有效性, 为网络化水声通信的应用提供了技术基础。

关键字: 水声通信; M 元编码; 码分多址; 混沌正交组合序列; 能量检测器

中图分类号: TB567

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2018)-01-0032-06

DOI 编码: 10.16300/j.cnki.1000-3630.2018.01.006

M-ary code division multiple access underwater acoustic communication based on chaotic orthogonal combination sequence

LÜ Yao-hui^{1,2}, DU Peng-yu³, ZHANG Hong-tao³, ZHU Xiao-hui³

(1. Acoustic Science and Technology Laboratory, Harbin Engineering University, Harbin 150001, Heilongjiang, China;

2. Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

3. Science and Technology on Sonar Laboratory, Hangzhou Applied Acoustic Institute, Hangzhou 310023, Zhejiang, China)

Abstract: An M-ary energy detector algorithm is proposed. The algorithm is simple and easy to implement, which greatly optimizes the receiver structure and decoding operation of the M-ary code division multiple access (CDMA) system. Also, the M-ary energy detector has the ability to resist carrier phase hopping and multi-channel interference in underwater acoustic channels. To solve the problem of selecting a large number of spreading sequences in M-ary CDMA underwater acoustic communication system, a chaotic orthogonal combination sequence is proposed in this paper, and a large number of spreading sequences satisfying the requirements can be generated through a simple combination of iterations. And, the orthogonal relationship exists between the chaotic orthogonal combination sequences of the same family. In January 2015, a sea trial successfully implemented the M-ary code CDMA Acoustic Communication Test ($M = 512$) for 7 users with a total of 3 584 chaotic orthogonal combination sequences and a communication rate of $70 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}$, which verifies the validity of the proposed algorithm and provides a technical basis for the application of networked underwater acoustic communications.

Key words: underwater acoustic communication; M-ary code; code division multiple access; chaotic orthogonal combination sequence; energy detector

0 引言

随着水声通信技术和网络通信需求的增加, 多用户水下声通信逐渐成为一个广泛关注的研究对象^[1-2], 这种对水下通信网的广泛兴趣已经开

始, 水下通信网和无人水下潜器及水下无线传感网络融合并开启了一系列对深海探测的序曲。西方发达国家对水声通信领域的研究、开发非常重视, 目前国外一些机构包括美国海军水下作战中心、美国海军研究局、麻省理工学院、Woods Hole 海洋研究所、Scripps 实验室、英国海洋研究所及多所高校, 已组建多个水声通信网并进行了多次试验, 部分网络已应用于实际, 不断推进覆盖地面、空中、水下的立体信息通信网的形成。例如美海军自 1998 年起多次进行海洋万维网(Seaweb)^[3]水声通信网络试验, 是目前规模最大的在研实用水声网络, 旨在推

收稿日期: 2017-12-04; 修回日期: 2018-02-10

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61701449, 61701450, 61471137)。

作者简介: 吕曜辉(1982—), 男, 北京人, 硕士研究生, 研究方向为水声信号处理。

通讯作者: 吕曜辉, E-mail: hqb0092@163.com

进未来海军性能最好的水下信息作战系统 DADS，它既可用于全球信息化海战，也可用于信息化海洋研究与开发；美国于 2008 年演示的“近海水下持续监视网” PLUSNet 是当今世界上最先进的水下网络之一，由多个携带半自主传感器的潜航器组成。

为了防止相互干扰，需要选择多址接入的方式来使多个用户进行通信，目前无线电通信中常用的技术为频分、码分、时分等多址技术。由于水声信道的带宽有限且声速在水中传播速度较慢，频分多址和时分多址技术在水声多用户通信中应用较为困难。码分多址技术中使用的不同用户地址码相互正交，对信道及噪声抗干扰的能力很强，所以相比其他复用技术而言，码分多址技术已经成为一些水声通信多用户系统研究的焦点^[4-5]。

M 元直扩序列扩频方式可以获得比传统直接序列扩频更高的处理增益和频带利用率^[6-7]，但是由于 M 元直扩系统接收机需要拷贝相关器组进行译码，所以随着 M 的增大计算量将显著增加^[8]。在 M 元码分多址(M-ary Code Division Multiple Access, M-CDMA)系统中，这一问题将更加明显。虽然出现了一些改进算法，但是目前已采用的 M 元扩频技术中 M 值一般不会很大^[9-10]，以保证系统接收端的解码工作量不至过于庞大。本文采用 M-CDMA 系统中的 M=512，若仍然采用传统的拷贝相关器组进行解码，接收机结构将变得十分复杂，同时系统所需的扩频码数量十分巨大，选码难度增加。

由于海面的起伏和收发双方的相对运动，相干水声通信的接收信号载波上将会产生一个随时间变化的跳变相位。跳变相位将直接导致水声扩频系统的扩频增益下降，严重影响水声扩频系统的性能。因此，在设计任何一个水声扩频系统时都必须考虑如何解决跳变相位的影响。对于跳变载波相位，通常采用锁相环(Phase Locking Loop, PLL)技术来对载波进行跟踪同步，但是在码分多址系统中，由于多址干扰的影响，锁相环技术的应用将变得十分困难。

综上，M-CDMA 系统的实现将面临着以下几个问题：(1) 当 M 过大时，接收端解码运算量巨大；(2) 多用户系统中载波相位跳变的影响；(3) 系统需要庞大数量的扩频序列。本文基于 M 元直扩系统，提出 M 元能量检测器算法，该算法具有抗载波相位跳变和抗水声信道多途扩展影响的能力，同时简单易实现，极大优化了 M-CDMA 系统接收端的解码运算量。针对 M-CDMA 选码难度高的问题，本文提出了混沌正交组合序列，通过简单的迭代和组合

即可产生大量满足要求的扩频序列。2015 年 1 月，在某海域成功实现了 7 个用户的 M-CDMA 水声通信，每个用户的通信速率为 70 bit·s⁻¹。

1 M 元能量检测器

1.1 M 元能量检测器原理

图 1 给出了 M 元能量检测器的原理图，下面通过公式推导来对 M 元能量检测器的原理进行说明。

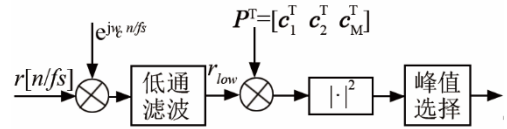


图 1 M 元能量检测器原理图

Fig.1 The principle of M-ary energy detector

首先定义一个 M 元扩频序列矩阵：

$$\mathbf{P} = [\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_M] \quad (1)$$

式中， $\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_M$ 为 M 条伪随机序列。

M 元扩频系统在编码时首先将二进制原始序列 $a[i]$ 每 $\log_2(M)$ 为一组进行串并转换，将二进制数据流转换成十进制数据流 $N[i]$ 。通过得到的 $N[i]$ 来选择矩阵 \mathbf{P} 中的扩频序列，进而完成 M 元扩频编码。经过 M 元扩频编码后的信号(以下对信号的分析均限定在一个扩频符号周期内)为

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

式中， \mathbf{K} 为移位矩阵，定义为

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{1 \times M-1} & 1 \\ \mathbf{I}_{M-1} & \mathbf{0}_{(M-1) \times 1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$\boldsymbol{\alpha}$ 为 $M \times 1$ 阶单位向量：

$$\boldsymbol{\alpha} = [1, 0, \dots, 0]_{M \times 1}^T \quad (4)$$

接收端采用 M 元能量检测器进行解码，其将本地参考的 M 元扩频序列矩阵 \mathbf{P} 与接收信号进行相乘，通过检测输出信号能量来完成解码：

$$\mathbf{y} = |\mathbf{P}^T \mathbf{c}_{N[i]}|^2 = |\mathbf{P}^T \mathbf{P}\mathbf{K}^{N[i]}\boldsymbol{\alpha}|^2 = \left[|\mathbf{c}_1^T \mathbf{c}_{N[i]}|^2, |\mathbf{c}_2^T \mathbf{c}_{N[i]}|^2, \dots, |\mathbf{c}_M^T \mathbf{c}_{N[i]}|^2 \right]^T \quad (5)$$

式中， $|\cdot|^2$ 表示对矩阵中每个元素取模求平方运算， $(\cdot)^T$ 为求当前矩阵的转置。由扩频序列的互相关特性：

$$\mathbf{c}_i^T \mathbf{c}_j = \begin{cases} N, & i=j \\ \ll N, & i \neq j \end{cases} \quad (6)$$

可知，输出信号的能量在第 $N[i]$ 项取最大值，因此通过搜索输出能量 \mathbf{y} 的最大值出现位置即可得到 $N[i]$ ，进而利用 $N[i]$ 恢复原始信息序列 $a[i]$ 。

从上述推导过程可以看出，与传统的拷贝相关

译码相比, M 元能量检测器大大减小了接收端系统的运算量。下面将进一步分析 M 元能量检测器的性能。

1.2 性能分析

对式(2)得到的 M 元编码信号进行载波调制, 得到 M 元扩频系统的发送信号 $s(t)$ 为

$$s(t) = c_{N[i]}(t) \cos(\omega_c t) \quad (7)$$

式中: $c_{N[i]}(t)$ 为 $c_{N[i]}$ 的时域波形; ω_c 为载波中心频率。收发节点的相对运动以及复杂的海洋环境(海面起伏、内波等)将使得扩频系统接收信号出现载波相位跳变, 则接收信号中的载波将会出现一个随时间变化的载波相位(暂不考虑水声信道和噪声影响):

$$r(t) = c_{N[i]}(t) \cos(\omega_c t + \varphi(t)) \quad (8)$$

式中, $\varphi(t)$ 为载波相位跳变, 随时间发生变化。若不对 $\varphi(t)$ 进行有效处理, M 元扩频系统的处理增益将受到严重影响。

M 元能量检测器可以有效抑制载波相位跳变对系统的影响。 M 元能量检测器采用 $e^{j\omega_c t}$ 信号进行解调:

$$r_c(t) = r(t) e^{j\omega_c t} = \frac{1}{2} c_{N[i]}(t) \{e^{-j\varphi(t)} + e^{j[2\omega_c t + \varphi(t)]}\} \quad (9)$$

解调后信号经过低通滤波处理并离散化:

$$r_f = c_{N[i]}[n] e^{-j\varphi[n]} = \mathbf{A} \mathbf{P} \mathbf{K}^{N[i]} \mathbf{a} \quad (10)$$

式中, \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:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} e^{-j\varphi} & & & \\ & e^{-j\varphi} & & \\ & & \ddots & \\ & & & e^{-j\varphi} \end{bmatrix} \quad (11)$$

此时 M 元能量检测器输出为

$$\begin{aligned} y &= |\mathbf{P}^T r_f|^2 = |\mathbf{P}^T \mathbf{A} \mathbf{P} \mathbf{K}^{N[i]} \mathbf{a}|^2 = \\ & |e^{j\varphi}|^2 |\mathbf{P}^T \mathbf{I} \mathbf{P} \mathbf{K}^{N[i]} \mathbf{a}|^2 = \\ & [|\mathbf{c}_1^T \mathbf{c}_{N[i]}|^2, |\mathbf{c}_2^T \mathbf{c}_{N[i]}|^2, \dots, |\mathbf{c}_M^T \mathbf{c}_{N[i]}|^2] \end{aligned} \quad (12)$$

可以看出, 当载波相位跳变缓慢变化时, M 元能量检测器算法可有效抑制载波相位跳变的干扰。

2 M-CDMA 水声通信系统

2.1 混沌正交组合序列

在 M 元码分多址系统中, 若有 N 个用户, 则共需要选取 $M \cdot N$ 个扩频序列。这将是一项十分复杂和繁重的工作。本文提出混沌正交组合序列, 可

方便快速地产生足够数量的彼此正交的扩频序列, 为 M -CDMA 系统服务。

混沌映射产生的序列迭代方式简单, 通过改变迭代初值即可生成任意长度的多条混沌序列。本文主要采用 Chebyshev 混沌序列, 通过 Chebyshev 映射生成多条混沌序列。 ω 阶 Chebyshev 映射定义为 $c_{n+1} = \cos(\omega \cdot \cos^{-1} c_n)$ 。

Walsh 序列具有良好的正交性能, 且产生方便, 其递推关系如下:

$$\begin{aligned} H_2 &= \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \\ H_4 &= H_2 \otimes H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \\ H_{2n} &= H_n \otimes H_n \end{aligned} \quad (13)$$

式中, ‘ \otimes ’ 为克罗内克积, n 取 2 的整数次幂。式(13)通过递推得到的矩阵中每一行或每一列即为一条 Walsh 序列。记 Walsh 为 $w(t)$, 则可以看出递推矩阵中的一族任意两条 Walsh 序列均满足正交关系:

$$\int_T w_i(t) w_j(t) dt = 0 \quad (i \neq j) \quad (14)$$

Walsh 序列虽然具有严格的正交关系, 但是其自相关特性较差, 因此将混沌序列与 Walsh 组合, 构成混沌正交组合序列。

混沌正交组合序列的组合方式为将一条同周期混沌序列分别与同一族 Walsh 相乘, 记混沌序列为 $c(t)$, 则混沌正交组合序列为

$$c_w(t) = c(t) w(t) \quad (15)$$

通过式(15)生成的一族混沌正交组合序列仍保持着同一族序列中任意两条序列互相正交的性能:

$$\begin{aligned} \int_T c_w(t) c_w(t) dt &= \int_T c(t) w_i(t) c(t) w_j(t) dt = \\ \int_T c^2(t) w_i(t) w_j(t) dt &= 0, \quad i \neq j \end{aligned} \quad (16)$$

同时, 混沌正交组合序列也保有了混沌序列优良的相关特性。在一族 ($M=32$) 混沌正交组合序列中, 随机选择一条序列分别与所有序列做相关运算的输出结果如图 2 所示。可以看到, 本文提出的混沌正交序列均拥有良好的相关特性, 不同的混沌正交组合序列呈弱互相关特性。

将混沌正交组合序列应用到 M 元能量检测器中, 则式(5)将变为

$$y = \left| \mathbf{a}_{N[i]} \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1 \mathbf{c}_1^T & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{c}_2 \mathbf{c}_2^T & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{c}_M \mathbf{c}_M^T \end{bmatrix} \right|^2 \quad (17)$$

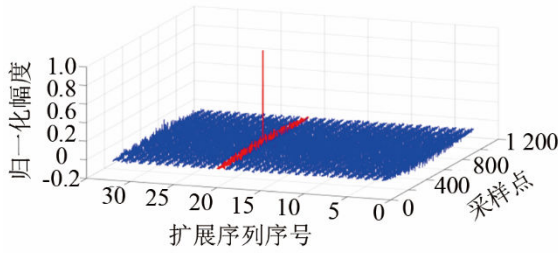


图 2 混沌正交组合序列的相关特性

Fig.2 Correlation characteristic of chaos orthogonal combination sequence

由式(5)可知，当采用传统扩频序列(如 Gold 序列)时，由于接收扩频序列与非期望扩频序列并非严格正交，因此接收扩频序列与本地期望扩频序列匹配输出能量将受到其与本地非期望扩频序列匹配输出能量的干扰。而由式(17)可以看到，利用混沌正交组合序列的正交特性，当前接收扩频序列与本地序列非期望序列的匹配输出能量均为 0，保证了在检测接收扩频序列与本地期望扩频序列匹配输出能量时，不受其与非期望扩频序列匹配输出能量的影响，从而提高了 M 元能量检测器的性能。

2.2 M-CDMA 系统

传统的码分多址系统中，每个用户分配一条伪随机序列作为地址码；而 M-CDMA 系统中，每个用户需要分配 M 条伪随机序列作为地址码，这将直接增大系统的选码难度。另外，随着 M 的增加，M-CDMA 系统的接收机结构将变得十分复杂。针对上述问题，本文提出了基于 M 元能量检测器算法的 M-CDMA 水声通信系统，系统中的扩频序列采用本文提出的混沌正交组合序列，系统原理如图 3 所示。

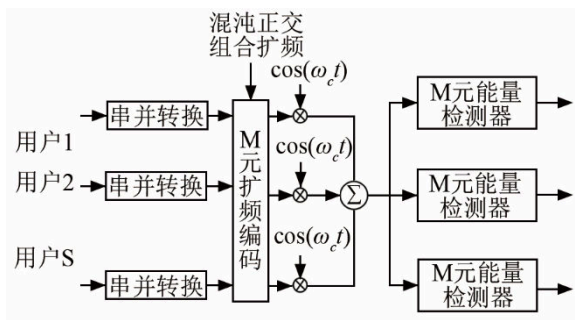


图 3 M-CDMA 系统原理图

Fig.3 Principle diagram of M-CDMA system

在系统选码过程中，只需要通过递推关系产生 N 条混沌序列(N 为用户个数)和 M 条彼此正交的 Walsh 序列。将 N 条混沌序列分别与 Walsh 序列对应相乘，得到 N 族彼此正交的混沌正交组合序列，并存储在相应矩阵中分配给各个用户。可以看出，

通过简单的迭代和相乘运算即可完成系统选码工作，极大优化了 M-CDMA 系统编码工作。

DS-CDMA 系统在发送端为每个用户分配一个扩频序列作为地址码，而本文提出的 M-CDMA 系统则是在发送端为每个用户分配一族彼此正交的混沌组合序列。由于 DS-CDMA 系统中每个用户对应的扩频序列彼此不是严格正交，因此系统将出现多址干扰；同理，由于不同族的混沌正交组合序列间并非严格正交，本文提出的 M-CDMA 系统同样存在着码间干扰，下面通过公式进行说明。

设 M-CDMA 系统共有 N 个用户，则 M-CDMA 系统接收信号 (为了方便讨论，假设 M-CDMA 系统为同步系统且暂不考虑水声信道影响)为

$$r(t) = \sum_{k=1}^N c_{N_k[t]}^k(t) \cos(\omega_c t) + n(t) \quad (18)$$

式中： $c_{N_k[t]}^k(t)$ 为第 k 个用户经过 M 元扩频编码后信号的时域波形； $n(t)$ 为加性高斯白噪声。假设对第 l 个用户进行解码，则经过 M 元能量检测器的输出结果为

$$y = \left[r(t) e^{j\omega_c t} \right]_{\text{filter_low}} P_l^T \Big|^2 = \left| \sum_{k=1}^N c_{N_k[t]} P_l^T + n' \right|^2 = \left| c_{N_l[t]} P_l^T + \sum_{k=1, k \neq l}^N c_{N_k[t]} P_l^T + n' \right|^2 = \left| a_{N_l[t]} P_l P_l^T + \sum_{k=1, k \neq l}^N a_{N_k[t]} P_k P_l^T + n'' \right|^2 \quad (19)$$

式中， $[\cdot]_{\text{filter_low}}$ 表示对当前信号进行低通滤波并离散化处理， P_l 为第 l 对应的一族混沌正交组合序列。 n' 为经过 M 元能量检测器处理后输出的噪声分量的向量形式。式(19)第一项为期望项，后两项分别为多址干扰项和噪声干扰项。不同族的混沌正交组合序列之间具有较弱的相关性，因此式(19)中第二项为小量；由于噪声被混沌正交组合序列扩频处理，因此检测器输出的噪声分量也为小量。

式(19)指出，M-CDMA 系统中的干扰来自两个方面：多址干扰和噪声干扰。由于不同族的混沌正交组合序列并非严格正交，将随着用户数量的增多而增大，而噪声干扰由于被本地扩频序列进行了扩频处理，其干扰大大降低。因此 M-CDMA 系统中的主要干扰为多址干扰，并且随着用户数量的增多而增大。多址干扰是限制码分多址系统的系统容量的主要因素。另外，水声信道的多途扩展将使得 M-CDMA 系统的多址干扰变得更加严重。时间反转镜技术具有时间和空间聚焦的特性，可以很好的与码分多址系统结合。因此，将时反处理技术与

M-CDMA 系统结合可以有效抵抗水声信道带来的影响, 显著提高系统容量。

3 海试试验

2015 年 1 月在某海域进行了 M-CDMA 海上试验, 试验海域深度为 20~40 m。试验当天海面风浪较大, 这使得接收信号的相位发生快速跳变。由于试验条件限制, 本次海试试验无法进行严格意义上的 M-CDMA 试验, 而是单独接收 M-CDMA 系统中各个用户的信号, 在后续数据处理时将所有用户的接收数据进行叠加处理。图 4 给出了 M-CDMA 海试试验的布局情况, 接收端在 A 点锚定不动, 发射端分别在距离 A 点 5 km、7 km 和 10 km 处, 改变换能器的布放深度, 给各个用户发送数据。

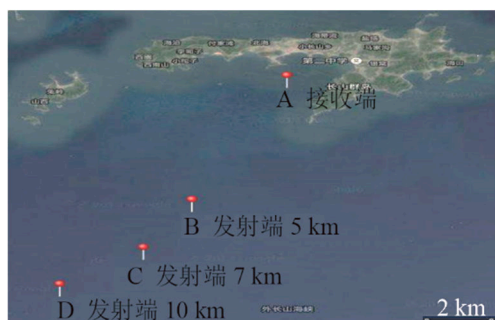


图 4 M-CDMA 系统的海试布局
Fig.4 Sea trial layout of M-CDMA system

海试中, M-CDMA 系统参数为: 带宽 4 kHz, 载波中心频率 6 kHz, 采用 BPSK 调制。M = 512, 即每个用户分配 512 条扩频序列。扩频序列采用本文提出的混沌正交组合序列, 序列长度为 512。每个用户发送 540 bit 信息, 共 7 个用户, 每个用户的通信速率为 70 bit·s⁻¹。

M-CDMA 系统不仅受到多址干扰的影响, 还将受到“远近效应”的影响。在多址水声通信中, 由于各用户节点与主节点所处的水平距离不同, 使得各信号到达主节点的传播损失是不同的, 如果所有用户都以相同的功率发射, 距离主节点较近的用户接收功率较大。这样, 功率较强的信号将会使功率较弱的信号淹没其中, 无法正确解码; 另外, 与主节点水平距离相同、发射深度不同的用户, 由于经过的水声信道不同, 各个用户信号到达主节点的传播损失仍然不同, 这同样会导致“远近效应”。即多址水声通信中的“远近效应”问题不仅要考虑到用户间的相对位置, 还要全面考察水声信道的特性。“远近效应”问题一般采用功率控制算法解决。由于功率控制不在本文讨论范围内, 数据处理

时首先将各个用户的功率进行归一化处理, 避开“远近效应”对多址系统的影响。

图 5 给出了 M-CDMA 系统中每个用户与主节点间水声信道实际测量的归一化输出结果。可以看出, 每个用户的信道多途扩展都在 10 ms 以内, 信道结构较为简单, 不同用户对应的水声信道结构不同。表 1 给出了海试试验相关数据处理结果。由于本次海试每个用户发送数据量有限, M-CDMA 系统所有用户均实现了 0 误码解码。图 6 给出了 M-CDMA 系统中每个用户前 10 bit 信息解码效果图, 从图 6 可以看出, 在每个用户的每个符号周期内, M 元能量检测器, 输出能量均出现明显的峰值。因此通过搜索符号周期内峰值出现的位置即可完成当前用户的当前符号周期内的解码。

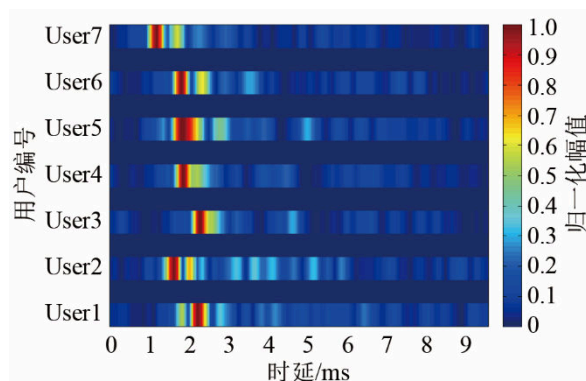


图 5 不同用户实测的信道图
Fig.5 Channel map measured by different users

表 1 M-CDMA 系统中的用户位置信息
Table 1 The user location information in M-CDMA system

用户编号	通信距离 /km	发送深度 /m	接收信噪比 /dB	误码率
1	5	4	19.8	0(0/540)
2	5	6	22.2	0(0/540)
3	7	5	18.1	0(0/540)
4	7	6	19.7	0(0/540)
5	10	6	-1.4	0(0/540)
6	10	9	-0.2	0(0/540)
7	10	13	-3.6	0(0/540)

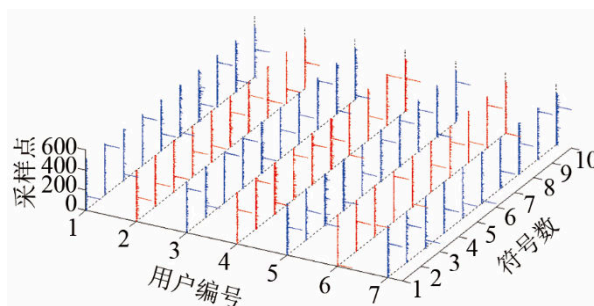


图 6 M-CDMA 系统解码输出结果
Fig.6 Output of M-CDMA system decoding

4 结 论

本文提出的 M 元能量检测器算法,通过检测匹配能量输出进行解码,极大优化了 M 元码分多址系统接收机结构,降低了接收端解码计算量。同时, M 元能量检测器算法具有抗载波相位跳变和抗水声信道多途扩展干扰的能力。本文提出的混沌正交组合序列使得 M 元码分多址系统选码工作变得简单,在 M 元码分多址水声系统通信试验中通过简单的迭代和组合成功产生了 7 族 3584 条扩频序列。在 2015 年 1 月的海上试验中成功实现了 7 个用户的 M 元码分多址水声通($M=512$), 解码效果良好。

基于 M 元能量检测器和混沌正交组合序列的 M 元码分多址通信系统仍然受到多址干扰的影响,这是因为不同族的混沌正交组合序列并非具有严格正交特性,这使得基于混沌正交编码的 M 元多用户系统仍然面临“远近效应”的问题,后续将重点针对“远近效应”问题开展功率控制研究。另外,水声信道将使期望用户和非期望用的多途扩展干扰变成“虚拟用户”,使得多址干扰进一步增加,从而严重影响系统性能,降低系统容量。因此,后续研究将充分考虑水声信道的影响,通过结合实际水声物理环境特性发展空分多址技术,进一步提高 M 元码分多址系统性能。

参 考 文 献

- [1] CATIPOVIC J, BRADY D, ETCHEMENDY. Development of underwater acoustic modems and networks[J]. *Oceanography*, 1993, **6**(3): 112-119.
- [2] SOZER E M, STOJANOVIC M, PROAKIS J G. Underwater acoustic networks[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2000, **25**(1): 72-83.
- [3] RICE J, CREBER B, FLETCHER C, et al. Evolution of Seaweb underwater acoustic networking[J]. *Oceans*, 2000, **3**(3): 2007-2017.
- [4] STOJANOVIC M, FREITAG L. Multichannel detection for side-band underwater acoustic CDMA communications[J]. *IEEE Journal of oceanic engineering*, 2006, **31**(3): 685-695.
- [5] DARIO Pompili, TOMMASO Melodia, Akyildiz Ian F. A CDMA-based medium access control for underwater acoustic sensor networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, **8**(4): 1899-1909.
- [6] ISKANDER C D, MATHIOPOULOS P T. Performance of Multicode DS/CDMA with Noncoherent M-ary Orthogonal Modulation in Multipath fading Channels[J]. *IEEE Trans on Wireless Communications*, 2004, **3**(1): 209-223.
- [7] YAR K P, YOO D S. Performance of RS Coded M-ary Modulation With and Without Symbol Overlapping[J]. *IEEE Trans on Communications*, 2008, **56**(3): 445-453.
- [8] 褚振勇, 谢德芳. 采用 M 元方式提高扩频通信系统的处理增益[C]//空间电子学会论文集, 1996: 15-18.
- [9] DENG Juinhong, CHIU Yulun, HWANG Jengkuang. A low-complexity MSK-based M-ary cyclic-shift keying transceiver for direct sequence spread spectrum system over multipath fading channels[J]. *International Journal of Communication Systems*, 2011, **24**(12): 1595-1610.
- [10] TSAI Yuhren. M-ary spreading code phase shift keying modulation for dsss multiple access systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2009, **57**(11): 3220-3224.