

水声通信中无边带信息峰均比抑制算法

邢思宇, 马璐, 乔钢, 王巍

(哈尔滨工程大学水声技术重点实验室, 哈尔滨黑龙江 150001)

摘要: 主要研究了多输入多输出正交频分复用(OFDM)水声通信中的峰均功率比抑制技术。针对传统选择性映射算法(Selective Mapping, SLM)需要将所选加扰相位序列的序号作为边带信息传递给接收端的缺点, 提出了一种改进 SLM 算法, 从判决反馈的角度设计图样检测器对所选加扰相位序列的序号进行判断, 节约了边带信息传输, 克服了传统 SLM 算法系统的误比特率性能依赖于边带信息准确性的问题, 提高了系统的频带利用率。通过仿真验证, 改进 SLM 方法能在不损失峰均功率比抑制性能的前提下, 在接收端能够准确地解算出所选择的加扰相位序列序号, 实现无边带信息传输的可靠水声通信。

关键词: 水声通信; 峰均功率比抑制; 判决反馈; 无边带信息

中图分类号: TN929.3

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2014)-04-0309-08

DOI 编码: 10.3969/j.issn1000-3630.2014.04.005

A peak-to-average power ratio reduction algorithm for underwater acoustic communication

XING Si-yu, MA Lu, QIAO Gang, WANG Wei

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

Abstract: This paper studies the peak-to-average power ratio reduction methods for Multiple-input Multiple-output Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MIMO-OFDM) system in underwater acoustic communication. An improved selected mapping (SLM) method without side information is proposed to overcome the disadvantages of the conventional SLM algorithm, which needs transmitting the serial number of selected scrambling phase sequence as side information. A pattern detector based on the decision feedback is designed at the receiver to find out the serial number of selected scrambling phase sequence. Therefore, the proposed method does not need to reserve bits for submitting side information, resulting in an increase of the data rate. Furthermore, unlike the conventional SLM algorithm, the improved SLM method has no dependence on the side information. Simulations show that the proposed method could offer better performances of bit error rate under the premise of without losing PAPR reduction performance. The serial number of selected scrambling phase sequence could be calculated accurately by the pattern detector at the receiver, and a reliable underwater acoustic communication without a transmission of side information could be achieved.

Key words: underwater acoustic communication; MIMO-OFDM; PAPR reduction; SLM; decision feedback; without side information

0 引言

在水声通信中, 系统的可用带宽资源十分有限, 严重限制了水声通信的质量和速率。多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)技术可在不增加带宽的条件下成倍地提高通信系统的容量和频谱利用率, 水声正交频分复用(Orthogonal

Frequency Division Multiplexing, OFDM)通信技术是一种频谱利用率高、抗码间干扰能力出众的水下声通信技术, 它能够在很大程度上克服由水下信道时变空变特性所引起的相关问题。在水声通信中将两种技术结合, OFDM 技术可把频率选择性衰落的 MIMO 信道转化为平坦衰落的 MIMO 信道, 降低接收机的复杂度, 提高系统的容量, 实现数据高速传输。由于 MIMO-OFDM 系统采用多载波调制方式, 不可避免地存在峰值平均值功率比(Peak-to-Average-Power-Ratio, PAPR)较高的缺陷。选择性映射(SeLective Mapping, SLM)技术是 R. w. Bauml 在 1996 年提出的^[1], 利用不同的加扰相位序列对信号进行处理, 选择 PAPR 较小的符号传输, 但计算复杂度较高, 并需要传输大量边带信息以保证原始数

收稿日期: 2013-03-23; 修回日期: 2013-06-13

基金项目: 863 重点项目(2009AA093601-2)、国家自然科学基金项目(11274079)、国防基础项目研究(B2420110007)。

作者简介: 邢思宇(1989—), 女, 黑龙江大庆人, 博士研究生, 研究方向为水声通信技术。

通讯作者: 乔钢, E-mail: qiaogang@hrbeu.edu.cn

据的准确恢复,降低了系统通信效率和频带利用率。针对这一缺点,Ibrahim M. Hussain 提出了将边带信息插入数据子载波中共同进行 IFFT 调制的方法,虽不需要单独传输边带信息,但插入的信息仍会降低频带利用率^[2];Hyum-Seung Joo 提出了 MIMO-OFDM 系统中基于循环移位方法的盲 SLM 方法,对每个天线上的传输数据采用循环移位和线性组合的方式,替代传统算法中的与加扰相位序列相乘的做法,降低了传统 SLM 算法的计算复杂度,同时消除了边带信息,但系统的误码性能并没有明显改善^[3];文献[4]中提出了一种基于时域选择滤波的技术,在时域选择 PAPR 最小的符号,不需进行额外的 IFFT,极大地减小了计算复杂度,同时利用全通滤波器的频域相位响应特性,在接收端将时域滤波的影响视作多径信道衰落响应的一部分,不需要传输边带信息,但是需要根据循环前缀和滤波器的长度变化添加更多的导频子载波,降低了频带的利用效率;Seung-Sik Eom 提出了一种基于最大似然估计器的改进 SLM 方法^[5],用多个相位旋转和循环移位来代替传统方法中的原始数据与加扰相位序列相乘的方式,选择估计得到的数据与接收数据差值最小的进行发送数据的恢复,但此种方法需要预知道信道信息,虽然计算量较小且无需传输边带信息,但没有插入导频子载波,不方便进行信道估计,同时定时和同步也会出现问题,故不适用于水声通信。

针对传统的 SLM 算法需要传输大量边带信息、系统通信效率较低的缺点,本文提出了一种基于判决反馈的改进 SLM 算法,在接收端采用一个基于判决反馈的图样检测器判断所选择加扰相位序列的序号,避免了边带信息的传输,减少了因边带信息错误而导致整个符号全部错误的概率,同时也提高了系统的通信效率和频带利用率。

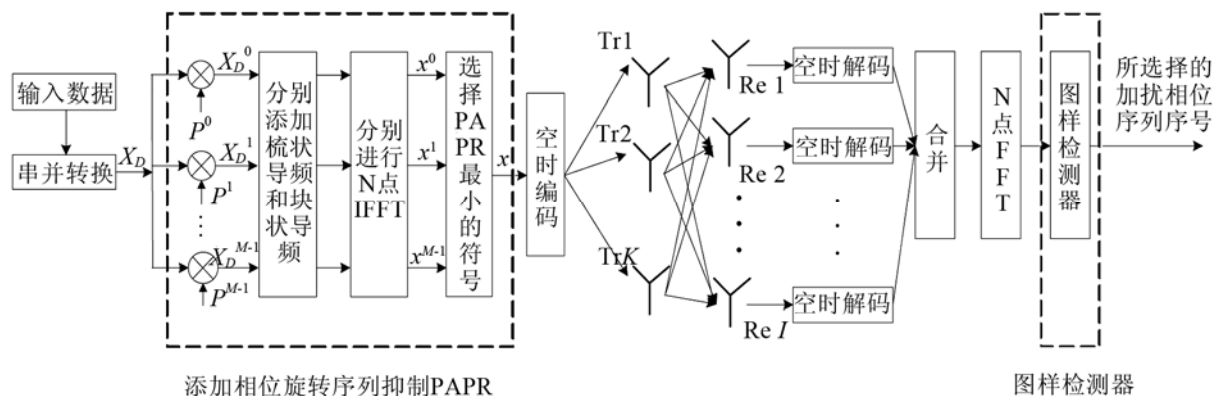


图 1 MIMO-OFDM 改进 SLM 抑制峰均功率比算法系统框图

Fig.1 Framework of the improved SLM peak-to-average power ratio reduction algorithm in MIMO-OFDM system

1 系统描述

图 1 给出了 MIMO-OFDM 水声通信改进 SLM 抑制峰均功率比算法的系统框图,该算法主要由添加相位旋转序列以及图样检测器两部分组成,其中也包含了 MIMO-OFDM、空时编解码(Space-Time Block Code, STBC)的相关技术。

无需传输边带信息而是利用图样检测器来确定所选择的加扰相位序列的序号是本文提出的改进 SLM 算法抑制峰均功率比算法的核心,图样检测器设计结构合理与否直接决定了系统的通信质量。本文设计了一种基于判决反馈思想^[6]的图样检测器,避免了传统 SLM 算法中边带信息的传输,提高了系统的通信效率和频带利用率。

1.1 MIMO-OFDM 技术

MIMO 水声通信系统中,并行的数据流(通常是经过正交化的)通过由 K 个发射换能器组成的发射阵进入水声信道,经过 $K \times I$ 条时域子信道到达由 I 个水听器组成的接收换能器阵。假设发射换能器、接收水听器之间彼此空间不相关,那么不同发射换能器与接收水听器之间形成的 $K \times I$ 条时域子信道的衰落可以看作彼此独立且分布一致的。

水声信道时域传输矩阵 $\mathbf{H}$ 可以记为^[7]:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1K} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{I1} & h_{I2} & \cdots & h_{IK} \end{bmatrix}_{I \times K} \quad (1)$$

式(1)中: $h_{ik}, i=1, 2, \dots, I, k=1, 2, \dots, K$ 是由第 k 个发射换能器和第 i 个接收水听器之间构成的时域子信道的 Toeplitz 矩阵。

此时接收端的采样信号 y 与发射端信号 x 之间

满足:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{n}$ 是一个零均值的加性高斯白噪声向量, 其方差为 $E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = \sigma^2 \mathbf{P}_l$, σ^2 表示每个水听器在指定信噪比下的噪声:

$$\sigma^2 = 10^{-\text{SNR}/10} \quad (3)$$

1.2 对数 LLR 检测

采用对数似然比(Log Likelihood Ratio, LLR)可以为系统级联的卷积解码器提供软信息, 以提高系统性能。设任意 M ($M=2^m, m=1, 2, \dots, M$) 进制的星座映射集合 $C = \{c_1, c_2, \dots, c_M\}$, 假设 C 中所有元素已按功率进行了归一化, 此时有:

$$\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |c_m|^2 = 1 \quad (4)$$

假设 MIMO-OFDM 按符号进行编码, 采用格雷映射方式将二进制元素 $b = (b_1, b_2, \dots, b_{J'})$ 映射到集合 B 中:

$$B(v, X) = \begin{cases} 1, & b_v = 1 \\ 0, & b_v = 0 \end{cases} \quad (5)$$

由于编码比特 $b_1, b_2, \dots, b_{J'}$ 是交织的, 可以假设比特 $b_1, b_2, \dots, b_{J'}$ 相互独立。因此,

$$Pr[X] = \prod_{j=1}^{J'} Pr[b_j] \quad (6)$$

集合中对应 $b_v = 1$ 的子集合 $C_1(v)$ 和对应 $b_v = 0$ 的子集合 $C_0(v)$ 分别满足等式:

$$C_1(v) = \{X : X \in C, B(v, X) = 1\} \quad (7)$$

$$C_0(v) = \{X : X \in C, B(v, X) = 0\} \quad (8)$$

本文采用了 MAP 算法进行卷积解码, 因此需要对 $b = (b_1, b_2, \dots, b_{J'})$ 中的各个比特进行对数似然比量化, 假设 $L(b_v)$ 为比特 b_v 在接收到信号为 $\mathbf{Y}_{\text{LLR}}$ 的条件下的最大后验概率^[8], 则 $L(b_v)$ 满足公式:

$$\begin{aligned} L(b_v) &= \ln \frac{Pr[b_v = 1 | \mathbf{Y}_{\text{LLR}}]}{Pr[b_v = 0 | \mathbf{Y}_{\text{LLR}}]} = \\ &= \ln \frac{\sum_X Pr[b_v = 1, X_{\text{LLR}} \in C | \mathbf{Y}_{\text{LLR}}]}{\sum_X Pr[b_v = 0, X_{\text{LLR}} \in C | \mathbf{Y}_{\text{LLR}}]} = \\ &= \ln \frac{\sum_{X_{\text{LLR}} \in C_1(v)} Pr[X_{\text{LLR}} | \mathbf{Y}_{\text{LLR}}]}{\sum_{X_{\text{LLR}} \in C_0(v)} Pr[X_{\text{LLR}} | \mathbf{Y}_{\text{LLR}}]} = \ln \frac{\sum_{X_{\text{LLR}} \in C_1(v)} Pr[\mathbf{Y}_{\text{LLR}} | X_{\text{LLR}}]}{\sum_{X_{\text{LLR}} \in C_0(v)} Pr[\mathbf{Y}_{\text{LLR}} | X_{\text{LLR}}]} \quad (9) \end{aligned}$$

由于接收信号 $\mathbf{Y}_{\text{LLR}}$ 的实部与虚部独立, 在各个符号出现概率相等的前提下, $Pr[\mathbf{Y}_{\text{LLR}} | X_{\text{LLR}}]$ 满足公式^[9]:

$$Pr[\mathbf{Y}_{\text{LLR}} | X_{\text{LLR}}] \propto \frac{1}{\pi \sigma^2} \exp \left\{ -\frac{\|\mathbf{Y}_{\text{LLR}} - \sqrt{1/I} X_{\text{LLR}} \Omega\|^2}{\sigma^2} \right\} \quad (10)$$

2 基于判决反馈的改进 SLM 算法

峰均功率比的定义为

$$\text{PAPR} = 10 \lg \frac{\max_n |x_n|^2}{E(|x_n|^2)} \quad (11)$$

其中 x_n 为经过 IFFT 之后得到的输出信号。对于 N 个子载波的系统来说, 当全部子载波以相同相位求和时, 所得到的峰值功率是平均功率的 N 倍^[10]。

2.1 传统 SLM 算法基本原理

传统 SLM 算法原理框图如图 2 所示。

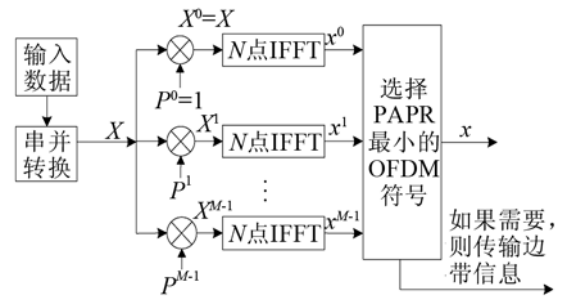


图2 传统 SLM 算法发射机原理框图

Fig.2 Framework of the conventional SLM algorithm transmitter

由图 2 可见, M 个加扰相位序列 $\mathbf{P}^m = [P_0^m, P_1^m, \dots, P_{N-1}^m]^T$ 与输入信号 $X = [X(0), X(1), \dots, X(N-1)]$ 相乘, 其中 $P_n^m = e^{j\varphi_n^m}$, $\varphi_n^m \in [0, 2\pi)$, $n = 0, 1, \dots, N-1$, $m = 1, 2, \dots, M$, 加扰后数据为 $X^m = [X^m(0), X^m(1), \dots, X^m(N-1)]$ 。对 $\{X^m(n)\}$ 的 M 个不同 OFDM 符号进行独立的 IFFT 变换后得到 $x^m = [x^m(0), x^m(1), \dots, x^m(N-1)]$, 选择其中峰均比最小的 OFDM 符号 $\tilde{x} = x^{\tilde{m}}$ 作为传输序列^[11]。

其中 $\tilde{m} = \arg \min_{m=1,2,\dots,M} \left(\max_{n=0,1,\dots,N-1} |x^m(n)| \right)$ 。

为了保证在接收端能够恢复原始传输数据, 需要将选择的相位序列 $\mathbf{P}^m$ 作为边带信息传输给接收端。一旦边带信息发生错误, 会导致整个符号中所携带的信息全部错误, 因此需要对该信息进行特殊的编码以保证接收端能准确地恢复信号。这样就需要传输大量的边带信息, 导致系统通信效率的降低以及频带的浪费。

2.2 基于判决反馈的改进 SLM 算法

基于判决反馈的改进 SLM 算法的核心思想是在接收端利用基于判决反馈的图样检测器来确定选择序列的序号, 去除添加的干扰, 恢复传输信息, 从而避免边带信息的传输, 以提升通信效率及频带利用率, 基于判决反馈的改进 SLM 算法在接收端的图样检测器结构如图 3 所示。

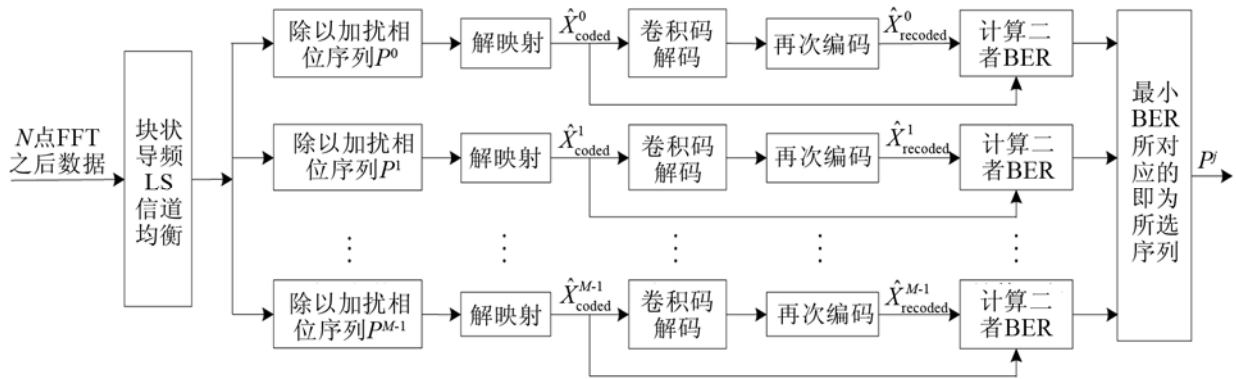


图3 基于判决反馈的图样检测器结构框图

Fig.3 Framework of the pattern detector based on decision feedback

以一个 OFDM 符号为例说明基于判决反馈的 SLM 改进算法的原理, 子载波总数为 N , 导频子载波个数为 N_p , 在发送端等间隔添加梳状导频。

定义 $P_o = \{i_0, i_1, \dots, i_{N_p-1}\}$ 为导频子载波位置, P_o^C 为 $R = [0, 1, \dots, N-1]$ 中 P_o 的补集, 为数据子载波位置。原始发送数据 $X_D = [X_D(0), X_D(1), \dots, X_D(N-1)]$, 用于抑制 OFDM 符号峰均功率比的加扰相位序列 $P^m = [P^m(0), P^m(1), \dots, P^m(N-1)]$, $0 \leq m \leq M$, 其中 M 为加扰序列数目。当 $k \notin P_o^C$ 时, X_D 与 P^m 恒为零, 加扰后的数据 $X_D^m = P^{mT} X_D$ 。定义梳状导频序列 $X_p = [X_p(0), X_p(1), \dots, X_p(N-1)]$, 当 $k \notin P_o$ 时 $X_p(k) \equiv 0$ 。可以得到一个 OFDM 符号的数据:

$$X^m(k) = X_D^m(k) + X_p(k) = \begin{cases} X_D^m(k), & k \in P_o^C \\ X_p(k), & k \in P_o \end{cases} \quad (12)$$

并在要发送的 OFDM 符号数据开头位置添加块状导频 $X_B = [X_B(0), X_B(1), \dots, X_B(N-1)]$, 用于接收端判决反馈时估计信道频域响应。

将所有加扰后的数据调制到时域得到 $x^0, x^1, \dots, x^{M-1}$, 分别计算其 PAPR 值, 选择最小的数据符号作为传输符号 x 。

在接收端经过 FFT 变换后得到的频域数据可以写成 $Y(k) = X(k)H(k) + W(k)$, $H(k)$ 为信道频域响应, $W(k)$ 为频域的高斯白噪声。

在接收端通过块状导频得到信道的频域响应为

$$\hat{H}(k) = \frac{Y_p}{X_B} \quad (13)$$

其中, Y_p 为接收到的块状导频频域数据。

对水听器接收到的数据 $Y(k)$, 根据最小均方 (Least Square, LS) 准则处理可以得到

$$X'(k) = Y(k) / \hat{H}(k) \quad (14)$$

$X'(k)$ 为未除掉加扰图样的数据, 将其分别除以已知的加扰相位序列 P^m 得到

$$X^m(k) = X'(k) / P^m \quad (15)$$

从 $X^m(k)$ 中提取数据子载波上的数据 $X_D^m(k)$, 进行解映射和卷积码维特比译码得到 M 组不同的估计原始数据 $\hat{X}_{Or}^m(k)$, 对其采用同样的卷积码编码矩阵再次编码, 得到数据 $\hat{X}_{recoded}^m(k)$ 。

对比 $\hat{X}_{recoded}^m(k)$ 与原解码前数据 $\hat{X}_{coded}^m(k)$, 计算两者的误比特率, 其中最小 BER 所对应的 m 值, 即为选择的加扰序列序号。

图样检测器的输出为所选择的加扰序列 P^m , 对其进行后续数据处理, 最终恢复原始发送信号。

2.3 算法性能分析

传统 SLM 算法每个数据符号需要 $\lfloor \log_2 M \rfloor$ 比特的边带信息, 用来确定所选择的加扰相位序列的序号, $\lfloor x \rfloor$ 表示的是小于 x 的最大整数, M 为所采用的加扰序列的总数。 K 个发射天线共需要发送 $K \lfloor \log_2 M \rfloor$ 比特的边带信息, 并且为保证其准确地传送到接收机, 需要添加一定的冗余, 所需要的数据位数很可能是 $K \lfloor \log_2 M \rfloor$ 比特的 2 倍甚至是多倍, 信息量非常大。

相比于传统 SLM 算法, 改进 SLM 算法无需将所选加扰相位序列的序号作为边带信息传输给接收端, 节约了传输数据量, 提高了数据传输效率和频带利用率, 而付出的代价则是计算量的增加。相比于传统方法, 改进 SLM 算法的接收端增加了 $M-1$ 次的去除加扰相位序列、解映射、卷积码解码以及再编码的过程。由于卷积码编码的计算量相比于译码较小, 因此改进算法的计算量约为传统 SLM 算法的 $M-1$ 倍。但是由于水声通信的特点, 提高系统接收端的复杂度以降低发送端的消耗, 从而提高系统整体效率和稳定性是十分合适的。

综上所述, 基于判决反馈的改进 SLM 算法是以适当增加计算量为代价, 避免了边带信息的传输, 提高了频带利用率, 降低了发射功率损耗, 有效降低地低了由于通信系统受噪声等因素影响未能

正确解读边带信息而造成的误码灾难的风险, 适合水声通信。

3 仿真实验分析

图4给出了由某信道仿真软件生成的浅海信道冲激响应模型。发射换能器 I、II 分别在水下 20 m 和 17 m 处, 接收水听器 I、II 也分别在水下 6 m 和 9 m 处。发射端与接收端水平相距 3150 m, 平均水深 55 m。

仿真结果分析分为 PAPR 抑制效果和系统 BER 性能两部分, 表 1 给出了 MIMO-OFDM 通信系统仿真采用的主要参数。系统采用的卷积码生成矩阵为多项式, 每次编码长度与单个 OFDM 符号的实际可载信息量一致。卷积解码采用最大后验概率准则^[12]。

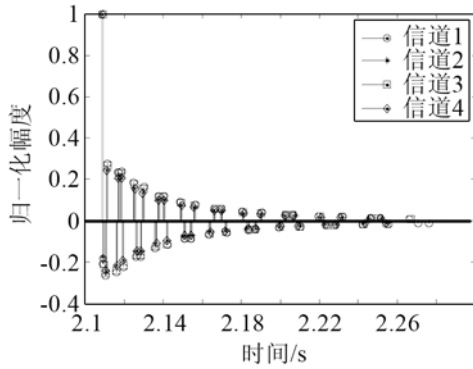


图4 仿真信道冲激响应

Fig.4 The impulse response of the simulation channels

表1 MIMO-OFDM 系统主要参数
Table 1 Parameters of MIMO-OFDM system

参数	取值	参数	取值
FFT 长度	8192	编码方式	STBC&CC
通信频带/kHz	6~12	符号时长/ms	171
子载波数目 J	1025	$K \times I$	2×2
采样率/kHz	48	编码效率	0.5
Δf /Hz	5.86	循环前缀/ms	43

3.1 PAPR 抑制效果

在 OFDM 系统中, 一般采用互补累积函数 (Complementary Cumulative Distribution Function, CCDF) 来衡量系统的 PAPR 分布, 即计算峰均功率比超过某一门限 $PAPR_0$ 的概率。

$$P\{PAPR > PAPR_0\} = 1 - P\{PAPR \leq PAPR_0\} = 1 - (1 - e^{-x})^N \quad (16)$$

为了避免由于采样率偏低(满足奈奎斯特采样率前提下)所造成的当其从离散信号恢复成连续信号时的峰值回升的现象, 不能真正反映连续信号 PAPR 的变化, 本文中取 $\alpha=4$ 过采样来充分反映信号峰值分布情况^[12]。

从图5中两种 SLM 方法的 CCDF 曲线与未加扰数据的 CCDF 曲线的对比可以看出, SLM 方法可以显著改善 OFDM 系统的 PAPR 分布, 大大减少峰值出现的概率, 在 10^{-2} 水平上与未进行 PAPR 抑制的符号相比下降约 10 dB, 但是其代价也很明显, 需要额外计算 $M-1$ 次的 IFFT 运算。基于判决反馈的 SLM 改进算法在 PAPR 抑制效果上与传统方法相近, PAPR 抑制性能并未损失。

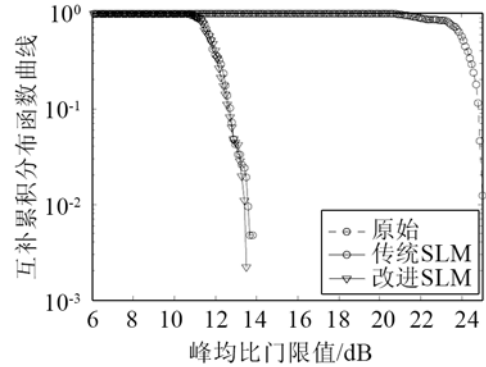


图5 传统 SLM 方法、改进 SLM 方法与原始数据 CCDF 曲线对比图
Fig.5 Performance comparisons between no PAPR reduction, the traditional SLM method and the improved SLM method

在仿真中还选取了限幅(Clipping)和限幅滤波(Clipping and filtering)的方法作为对比。图6中限幅、限幅滤波方法中的限幅系数选取 $CR=0.8$ 和 $CR=1.6$ 。从图6可以看出, 当限幅系数 $CR=0.8$ 时, 限幅方法 PAPR 抑制效果最好, 在 10^{-2} 的水平上可以将 OFDM 符号的 PAPR 值降低到 5 dB。限幅滤波方法在滤波之后, OFDM 符号的 PAPR 值略有回升, 峰均比抑制性能相比于限幅方法约有 3~4 dB 的损失。基于判决反馈的改进 SLM 算法的 PAPR 抑制效果与限幅系数 $CR=1.6$ 的限幅滤波方法接近, 虽然没有 $CR=1.6$ 的限幅方法和 $CR=0.8$ 的限幅、限幅滤波方法抑制 PAPR 的效果明显, 但是限幅会造成信号畸变, 对系统产生干扰, 导致系统 BER 性能的下降。

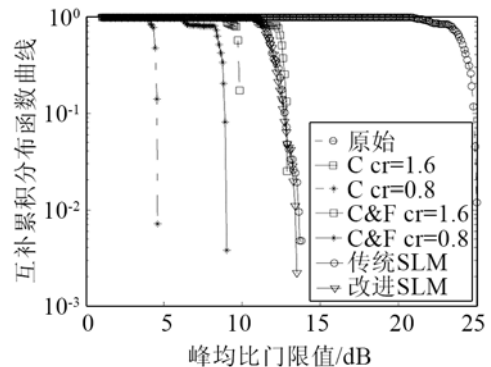


图6 不同 PAPR 抑制方法效果对比
Fig.6 Performance comparisons between different PAPR reduction methods

3.2 系统的 BER 性能及图样序号正确率

在 SLM 方法中, 边带信息能否准确接收一直是研究者关注的重点, 边带信息正确与否直接影响着系统的 BER 性能, 也就是通信的可靠性。加扰相位序列的个数决定了传统 SLM 方法中所需传输边带信息的比特数, 当序列数为 M 时, 所占用的边带信息比特数为 $\lfloor \log_2 M \rfloor$ 个比特。

本文在传统 SLM 方法仿真中, 选用的加扰相位序列个数为 4, 边带信息只传输每个符号所选择的加扰相位序列的序号, 分别占用 2 个比特, 采用卷积编码和空时编码对其进行保护。信道环境与数据信息相同, 为浅海水声信道、高斯白噪声背景。本文采用图样序号正确率来衡量接收端加扰相位序列序号解算的准确程度, 见图 7。

SLM 算法并不会造成信号畸变, 因此不会影响到系统的 BER 性能, 但是边带信息中图样序号的错误会造成一个符号的整体全部错误, 严重影响通信系统的可靠性。通过图 7 中图样序号正确率曲线的对比可以看出, 传统 SLM 算法中边带信息几乎没有完全解算正确的情况, 而改进的 SLM 算法能仅在较低信噪比时存在图样序号解算错误, 其他情况均能正确解算。结合图 7、图 8 中图样序号正确率与 BER 性能曲线可以看出, 传统 SLM 算法的系统 BER 性能受图样正确率的影响明显, 图样正确率曲线上的微小差距会在系统 BER 性能上产生较大差异, 并且由于边带信息错误的难以避免存在明显的误码平台。而改进的 SLM 算法利用判决反馈思想来判断所选择的加扰图样编号, 在信噪比较低的情况下, 接收数据本身误比特率较高, 判决反馈校验后会出现误码遗传问题, 因此图样序号正确率较低。但在此信噪比环境下, 系统本身通信无法有效进行, 必须结合更低码率, 复杂度更高的纠错码才能实现高质量的水声通信。随着信噪比的提高,

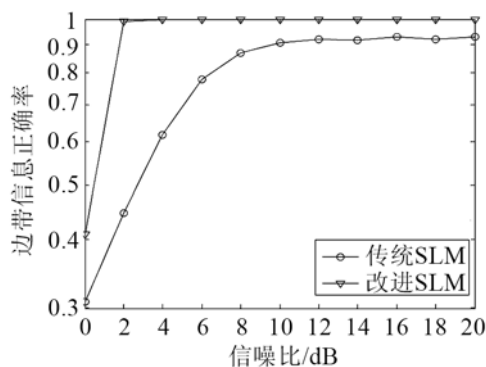


图 7 高斯白噪声传统 SLM 算法、改进 SLM 算法图样序号正确率对比
Fig.7 Comparison of probabilities of correct pattern number between traditional and improved SLM method in white Gaussian noise environment

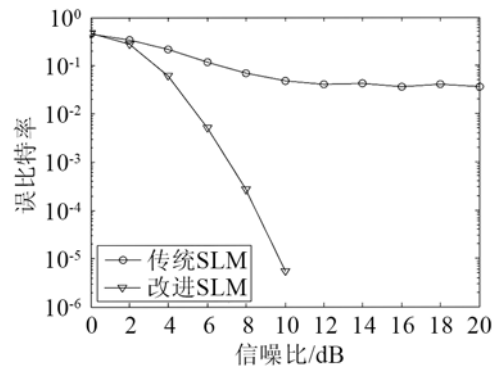


图 8 高斯白噪声传统 SLM 算法、改进 SLM 算法系统 BER 性能对比
Fig.8 Bit error performance comparison between traditional and improved SLM methods in white Gaussian noise environment

图样序号正确率也得到了相应提升, 可以保证系统实现高质量的通信。

图 9 为传统 SLM 方法、基于判决反馈的改进 SLM 方法与限幅、限幅滤波方法中限幅系数选取 $CR=0.8$ 和 $CR=1.6$ 时, 系统在高斯白噪声环境中的 BER 性能对比图。

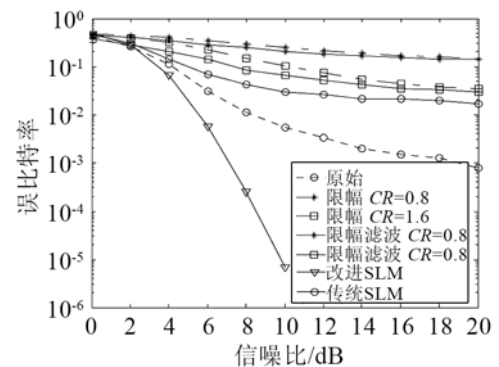


图 9 高斯白噪声下不同方法的系统 BER 性能对比
Fig.9 Bit error performance comparison between different systems in Gaussian noise environment

限幅方法会导致信号发生畸变从而带来带内噪声和带外干扰, 限幅系数 CR 越小, 对系统 BER 性能的影响越大。滤波只能去掉带外干扰, 而带内噪声很难去除, 故而限幅滤波方法对 BER 性能也有较大影响, 与未抑制 PAPR 的符号相比, BER 性能下降很严重, 难以保证通信的可靠进行。

传统 SLM 方法在边带信息完全解算正确的情况下, 系统 BER 性能不会损失。但在此次仿真实验中, 边带信息几乎没有完全正确的情况, 因此传统的 SLM 方法系统 BER 性能相比于未抑制 PAPR 的性能也有较大差距, 在高信噪比时误码平台高达 10^{-2} , 无法满足高可靠性水声通信的基本要求。

基于判决反馈的改进 SLM 算法只有在信噪比极低的时候才存在图样序号解算错误的情况, 随着信噪比的提升, 图样序号正确率的上升较为明显,

在 4 dB 的时候就能够达到可靠通信的要求。与未加扰的数据相比,系统 BER 性能也有些许提高,这是因为与原始数据信号相比,加扰后信号的峰均功率比要小一些,系统发送端发送功率更高。

在水声信道环境下,由于行船、海洋生物等影响,时而会出现突发噪声的情况,严重影响水声通信的质量。针对水声通信噪声时变的情况,本文采用具有明显的脉冲特性、服从 Alpha 稳定分布的噪声来进行水下噪声的仿真^[13],其产生表达式为:

$N' =$

$$A_{\alpha,\beta} \frac{\sin(\alpha(V^* - B_{\alpha,\beta}))}{(\cos(V^*))^{1/\alpha}} \left(\frac{\cos(V^* - \alpha(V^* - B_{\alpha,\beta}))}{W^*} \right)^{(1-\alpha)/\alpha} \quad (17)$$

其中:

$$B_{\alpha,\beta} = -\frac{\arctan(\beta \tan \frac{\pi\alpha}{2})}{\alpha} \quad (18)$$

$$A_{\alpha,\beta} = \left[1 + \left(\beta \tan \frac{\pi\alpha}{2} \right)^2 \right]^{1/2\alpha} \quad (19)$$

式中: V^* 是均匀分布在区间 $(-\pi/2, \pi/2)$ 的随机变量; W^* 是均值为 1 的指数分布随机变量,且 V^* 与 W^* 相互独立。

由于 Alpha 稳定分布具有低阶矩的特征,因此传统的信噪比的定义并不适用于描述服从 Alpha 稳定分布的噪声。因仿真时噪声采样值已知,本文采用伪信噪比^[14](Pseudo Signal Noise Ratio, PSNR)来描述 Alpha 稳定分布噪声信号。PSNR 的定义如下:

$$PSNR = 10 \lg \left(\frac{\sum_{t=1}^{T_{\text{total}} \times F_s} |y(t)|^2}{\sum_{t=1}^{T_{\text{total}} \times F_s} |n(t)|^2} \right) \quad (20)$$

$n(t)$ 为时域噪声样本, T_{total} 为信号持续时间。

在突发噪声环境中,传统 SLM 算法的图样正确率与在高斯白噪声中相比,上升速度较为缓慢,从图 10 中可以看出,在伪信噪比 10 dB 的时候,还存在 20% 的图样序号错误,这说明了传统 SLM 算法抗突发噪声的能力很差;基于判决反馈的改进 SLM 算法在低伪信噪比时存在着图样序号解算错误的情况,但图样序号正确率上升较快,伪信噪比在 6 dB 时的图样序号正确率已与传统 SLM 算法伪信噪比 10 dB 时相差无几,说明基于判决反馈的改进 SLM 算法的抗突发噪声能力较强。对比图 10、11 中的图样序号正确率曲线与 BER 性能曲线可以看出,在低伪信噪比的情况下,系统的 BER 性能受图样正确率的影响较小,在高伪信噪比的情况下,图样正序号率微小的差距就会引起系统 BER 较大变化,这是因为在高伪信噪比的情况下,正确

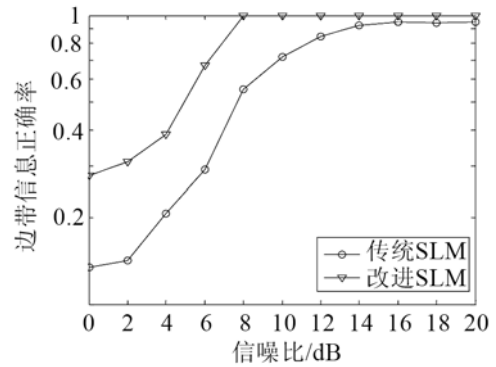


图 10 突发噪声下传统 SLM 算法图样序号正确率对比
Fig.10 Comparison of probabilities of correct pattern number between traditional and improved SLM methods in burst noise environment

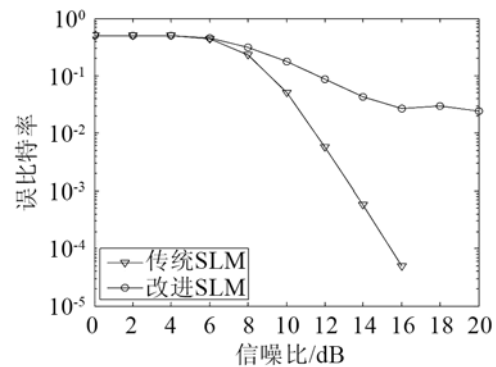


图 11 突发噪声下传统 SLM 算法、改进 SLM 算法系统 BER 性能对比
Fig.11 Bit error performance comparison between traditional and improved SLM methods in burst noise environment

解码的概率很高,一旦图样序号出现错误,整个符号内的数据会全部出现错误,严重影响系统的 BER 性能。

在图 12 中 Alpha 稳定分布的突发噪声环境中, $CR=0.8$ 的限幅和限幅滤波方法的误比特率均在 10^{-1} 以上, $CR=1.6$ 的限幅和限幅滤波方法的误比特率均在 10^{-1} 与 10^{-2} 之间,已经不能保证通信的正常进行。结合 3.1 节中的 PAPR 抑制性能分析可知,虽然限幅与限幅滤波方法操作简单且 PAPR 抑制效

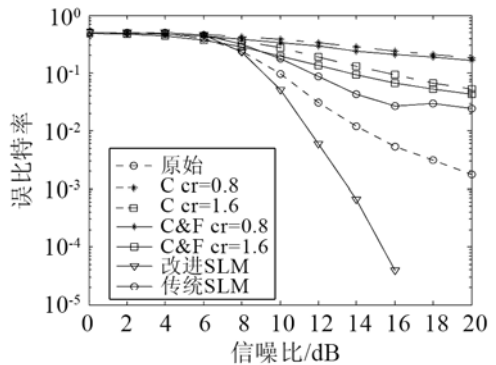


图 12 突发噪声下系统 BER 性能对比
Fig.12 Bit error performance comparison between different systems in burst noise environment

果显著,但是会造成系统 BER 性能的严重下降,所以并不适用于水声通信中。传统 SLM 方法在突发噪声的情况下,系统 BER 性能相比于未抑制 PAPR 的性能也有较大差距,因为图样序号传输错误的影响,在伪信噪比为 20 dB 时,BER 仅在 10^{-2} 左右,距离可靠通信的要求还有一定距离。

基于判决反馈的改进 SLM 算法在突发噪声的环境中,随着伪信噪比的提升,图样序号正确率的上升也很快,系统 BER 性能完全能满足可靠通信的要求,算法具有更好的抗突发噪声的能力。

4 结 论

本文深入研究了 MIMO-OFDM 峰均功率比抑制技术中的 SLM 算法,提出了适合浅海水声通信的抑制峰均功率比的 SLM 改进算法。文章基于判决反馈的改进 SLM 算法与传统 SLM 算法以及限幅、限幅滤波方法在浅海远程水声信道模型中的不同性质噪声环境下进行了仿真比较。

结果表明,本文提出的基于判决反馈的改进 SLM 算法只改进了边带信息的传输和判断,PAPR 抑制性能并未损失。在高斯白噪声环境中,基于判决反馈的改进 SLM 算法只在极低信噪比时存在着图样序号解算错误的情况,系统的 BER 性能不会因为图样序号的错误引发的整个符号的误码灾难有严重下降,通信系统的可靠性大大增强。在突发噪声环境下,基于判决反馈的改进 SLM 算法在低伪信噪比时存在着图样序号解算错误的情况,但图样序号正确率上升较快,抗突发噪声的能力较强,系统 BER 性能完全能满足通信所要求的可靠性。

基于判决反馈的改进 SLM 算法在不损失 PAPR 抑制性能的前提下,避免了边带信息的传输,克服了传统 SLM 方法对边带信息的依赖,通过判决反馈的方式保证了接收端加扰相位序列序号的正确解算,提高了系统的 BER 性能和频带利用率,是一种能够保证 MIMO-OFDM 水声通信系统的实时性和可靠性的算法。

参 考 文 献

- [1] Bauml R w, Fische R F H, Huber J B. Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping[J]. Elect. Lett, 1996, 32(22): 2056-1257.
- [2] Ibrahim M Hussain, Imran A Tasadduq. PAPR Reduction of OFDM signals using autocorrelation based SLM without side information[C]// IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Proceedings, CCECE 2008. 2008: 71-75.
- [3] Hyun-Seung Joo, Jong-Seon No, Dong-Joon Shin. A blind SLM PAPR reduction scheme using cyclic shift in STBC MIMO-OFDM system[C]// IEEE International Conference on Information and Communication Technology Convergence, Proceedings, ICTC 2010. 2010: 272-273.
- [4] DU Zheng, Norman C. Beaulieu, ZHU Jinkang. Selective time-domain filtering for reduced-complexity PAPR reduction in OFDM[J]. IEEE Transaction on Vehicular Technology, 2009, 58(3): 1170-1176.
- [5] Seung-Sik Eom, Haewoon Nam, Young-Chai Ko. Low-complexity PAPR reduction scheme without side information for OFDM systems[J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 2012, 60(7): 3657-3669.
- [6] 王巍, 乔钢. 多输入多输出正交频分复用浅海水声通信打孔判决反馈信道估计算法[J]. 兵工学报, 2013, 34(9): 1116-1124.
- [7] Wang Wei, QIAO Gang. Decision feedback estimation of multiple input multiple output orthogonal frequency division multiplexing channel based on punching technique via UWA shallow sea[J]. Acta Armamentarii, 2013, 34(9): 1116-1124.
- [8] Khoirul Anwar, Tadashi Matsumoto. MIMO spatial Turbo coding with iterative equalization[C]// 2010 International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA). IEEE Computer Society, 2010: 428-433.
- [9] WANG Wenjin, GAO Xiqi, WU Xiaofu, et al. Dual-turbo receiver architecture for turbo code MIMO-OFDM systems[J]. Science China: Information Sciences, 2012, 55(2): 384-395.
- [10] 徐琳, 谭进, 吴玉成. 3GPP 标准下的比特交织 Turbo 码高效编译码方案[J]. 计算及应用研究, 2010, 27(11): 4215-4217.
- [11] XU Lin, TAN Jin, WU Yucheng. Turbo codes for bit-interleave efficient encoding and decoding scheme based on 3GPP standards[J]. Application Research of Computers, 2010, 27(11): 4215-4217.
- [12] 尹长川, 罗涛, 乐光新. 多载波宽带无线通信技术[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2004: 99-100.
- [13] YIN Changchuan, LUO Tao, YUE Guangxin. Multi-carrier broadband wireless communication technology[M]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications Press, 2004: 99-100.
- [14] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung G. Kang. MIMO-OFDM wireless communication with Matlab[M]. John Wiley & Sons(Asia) Pte Ltd, 2010: 233-234, 218-221.
- [15] 邱海宾, 杨坤德, 段睿. 采用拖曳线列阵的海洋声学参数联合反演方法研究[J]. 声学学报, 2011, 36(4): 396-403.
- [16] QIU Haibin, YANG Kunde, DUAN Rui. Study on multi-step geoacoustic inversion with a towed line array[J]. Acta Acustica, 2011, 36(4): 396-403.
- [17] 韩雅菲. 改进粒子滤波器算法研究及其在 MC-CDMA 系统中的应用[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学工学博士论文. 2011: 33-38.
- [18] HAN Yafei. Improved particle filter algorithm and its application in the MC-CDMA system[D]. Harbin: Harbin Engineering University PhD thesis. 2011: 33-38.
- [19] Panagiotis Tsakalides, Chrysostomos Nikias. Maximum likelihood localization of sources in noise modeled as a stable process[J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 1995, 43(1): 2700-2713.