

浅海水声信道下抗多径 OCDM 通信研究

朱培斌¹, 陈 文¹, 许肖梅²

(1. 集美大学海洋信息工程学院, 福建 厦门 361021; 2. 厦门大学海洋与地球学院, 福建 厦门 361005)

[摘要] 基于正交 chirp 复用技术, 提出一种新的抗多径浅海水声通信方法 (DP-Rake OCDM)。采用经调制的 chirp 信号, 利用多径分集来提高鲁棒性, 同时在接收端解调中加入基于数据分选的 Rake 接收机, 用多个时间窗分析数据帧来消除多径引起的载波间干扰, 从而在短保护间隔时提高通信性能。与 OCDM、OFDM、DP-Rake OFDM 方案通过系统仿真进行性能比较, 结果表明, 在强多径条件下 (时延扩展大于保护间隔), DP-Rake 抗多径 OCDM 的 BER floor 可达到 10^{-6} , DP-Rake OFDM 的 BER floor 为 10^{-5} , 而 OCDM 和 OFDM 都只有 10^{-3} , 仿真结果验证了该方案的可行性和抗多径性能的优越性。

[关键词] 浅海水声信道; OCDM; 水声通信; Rake 接收机; 抗多径

[中图分类号] TN 929.3

Research on Anti-Multipath OCDM Communication in Shallow Water Acoustic Channel

ZHU Peibin¹, CHEN Wen¹, XU Xiaomei²

(1. School of Ocean Information Engineering, Jimei University, Xiamen 361021, China;

2. College of Ocean and Earth Sciences, Xiamen University, Xiamen 361005, China)

Abstract: This paper proposes a new anti-multipath shallow seawater acoustic communication method (DP-Rake OCDM) based on orthogonal chirp multiplexing. Orthogonal chirp multiplexing uses modulated chirp signals to improve robustness by taking advantage of multipath diversity. This method also adds a data pick Rake receiver to the demodulation at the receiver and uses multiple time windows to analyze the data frame to eliminate the ICI caused by multipath, thereby improving the communication performance when the guard interval is short. It describe the implementation and parameter selection of the shallow water anti-multipath OCDM system and compares its performance with the OFDM through system simulation. Under strong multipath conditions (the delay spread is greater than the guard interval), the BER floor of the DP-Rake OCDM system can reach 10^{-6} , while the BER floor of DP-Rake OFDM is 10^{-5} , and BER floor of OCDM and OFDM are both only 10^{-3} . The simulation results verify the feasibility of the scheme and the superiority of anti-multipath performance.

Keywords: shallow water acoustic channel; orthogonal chirp-division multiplexing; underwater acoustic communication; Rake receiver; anti-multipath

0 引言

目前, 高速水声通信系统的研究工作主要基于单载波和多载波两类调制技术开展。对于单载波通

[收稿日期] 2021-12-13

[基金项目] 福建省自然科学基金项目 (2021J01866); 福建省中青年教师教育科研项目 (科技类) (JAT200289)

[作者简介] 朱培斌 (1984—), 男, 讲师, 主要从事水声通信和信号处理研究。E-mail: peibin.zhu@jum.edu.cn

<http://xuebaobangong.jmu.edu.cn/zkb>

信, 自适应滤波器技术对于消除符号间干扰颇具效果。比如有: 带递归最小二乘判决反馈均衡的应用^[1]; 依靠信道追踪器能在很大程度上消除水声信道引起的多普勒扩展^[2]。对于多载波通信, 近十年间, 正交频分复用 (orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM) 技术因具频谱利用率高、接收机设计复杂度低等优点, 得到较为充分的研究^[3]。因为多普勒扩展会破坏子载波的正交性, 所以基于 OFDM 技术的水声通信系统对多普勒扩展较为敏感, 通常需要诸如多普勒频移校正等进行载波间干扰 (inter-carrier interference, ICI) 补偿^[4]。此外, 较大的多普勒扩展可通过 BEM 模型 (basis expansion model) 的信号设计和信道编码技术进行处理^[5]。

正交 chirp 复用 (orthogonal chirp-division multiplexing, OCDM) 是一种源自光纤通信领域的新的多载波调制体制。OCDM 与传统的 CSS (chirp spread spectrum) 类似但又有所区别。它是在给定的带宽内, 采用一组正交的 chirp 信号调制码元, 从而在继承 CSS 技术高可靠性的同时最大化利用了系统的频谱资源。OCDM 相较于传统的 OFDM, 在保持相同频谱利用率的同时具有更好的抗干扰能力^[6]。BAI 等^[7]提出了一种欠载 OCDM 水声通信方案, 该方案以频谱利用率的降低为代价换取信噪比 (signal to noise ratio, SNR) 增益, 因此在提高可靠性时降低了通信速率。海面、海底和障碍物的反射以及海洋内部的不均匀性导致水声信道的强多径, 特别是在浅海水域, 多径时延可能达到几十甚至几百毫秒^[8]。在水声通信中采用保护间隔 (guard interval, GI) 是有效的抗多径方法^[8], 但过长的保护间隔会导致通信速率显著降低。OCDM 同样对强多径浅海环境中时延扩展造成的 ICI 敏感, 因此, 为满足强多径浅海水声信道高速通信的需求, 本文提出在 OCDM 通信系统的接收端加入基于数据分拣的 Rake 接收机的新方法, 命名为基于数据分拣的 OCDM (data pick Rake OCDM, DP-Rake OCDM)。

1 基于数据分拣的 Rake 接收机法

多载波水声通信在多径时延和多普勒扩展的影响下会降低通信性能。关于多普勒补偿的有效性已有一些研究^[9], 本文则聚焦于浅海多径对 OCDM 通信的影响及消除方案。

强多径会带来码间干扰和块间干扰。在高信噪比下, 块间干扰不会导致符号错误, 通常可通过分集技术 (多个接收端) 有效提高信噪比; 同时, 强多径引起的 ICI 则不那么显而易见。为方便讨论, 本文构建一个基本的 OCDM 框架。如图 1 所示: 在发送端, 发送的数字信号 $A_m(n) = 0$ ($0 \leq m \leq M-1, 0 \leq n \leq N-1$, m 表示数据块的序号, M 为数据块数, n 表示子载波的序号, N 为子载波数); $A_m(n)$ 经 BPSK 调制后得到 $B_m(n) = 1$, 和预设的伪随机序列相乘后得到 $X_m(n)$ (取值为 1 或 -1), 再经离散菲涅耳逆变换 (inverse discrete fresnel transform, IDnFT) 运算得到 $x_m(t)$, 然后加入循环前缀 (cyclic prefix, CP) 作为保护间隔; 接收端是与发送端相反的过程, 接收信号 $r(t)$ 移除 CP 后得到 $r_m(t)$, $r_m(t)$ 经离散菲涅耳变换 (discrete fresnel transform, DnFT) 运算得到 $R_m(n)$, 再经逆向伪随机得到 $C_m(n)$, 最后 $C_m(n)$ 经 BPSK 解调后得到 $D_m(n)$ 。

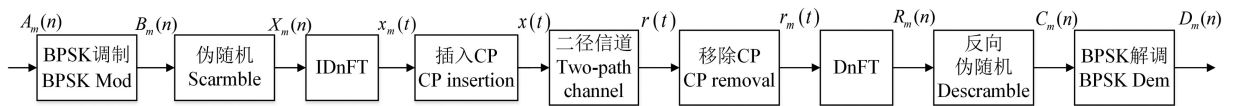


图 1 OCDM 基础模型

Fig.1 Basic OCDM model

设定数据块的长度为 T , 循环前缀的长度为 T_{cp} 。为简化讨论, 设定水声信道为二径模型, 则接收信号可表达为:

$$r(t) = x(t) + \alpha x(t - \tau) + n(t). \quad (1)$$

其中: α 和 τ 分别为信道传播中第二径的衰减系数和时延; $n(t)$ 为加性高斯白噪声, 由传输 SNR 决定。为仿真并讨论多径所引起的 ICI, 设定发送 20 个数据块, 且数据块长度 $T = 256$, 循环前缀长度 $T_{cp} = 64$, 时延 $\tau = 300$, 衰减系数 $\alpha = 0.7$ 。在接收端, 当没有发生符号错误时, $C_m(n)$ 应等于 $B_m(n)$,

因此, 当 $C_m(n)$ 值为负数时, 则表明接收端发生了符号错误。

分析时间窗如图 2 所示, 当第二径的时延 $\tau = 300$ 时, 第二径的第 $(m-1)$ 个数据块和第 m 个 CP 与第一径的第 m 个数据块发生了混叠。接收信号 $C_m(n)$ 的实部分布如图 3 所示, 其部分值为负值, 即产生了符号错误。

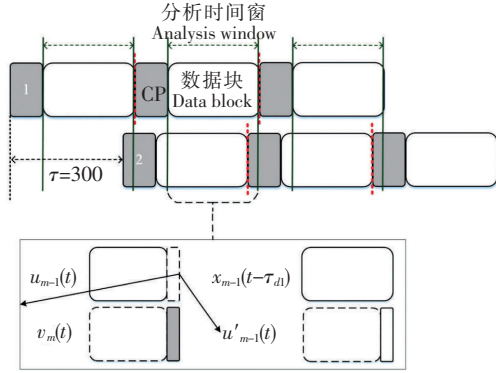


图 2 第一径和第二径的相对位置关系

Fig.2 Relation between direct and delay waves

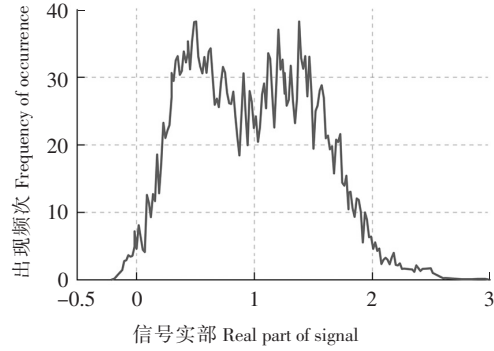


图 3 接收信号的出现频次

Fig.3 Received signal distribution affected by ICI

在此仿真系统中, 当忽略噪声影响时, 接收信号 $r_m(t)$ 可表达为:

$$r_m(t) = x_m(t) + \alpha(u_{m-1}(t) + v_m(t)) = x_m(t) + \alpha x_{m-1}(t - \tau_{d1}) + \alpha(-u'_{m-1}(t) + v_m(t)), \quad (2)$$

$$u_{m-1}(t) = \begin{cases} x_{m-1}(t - \tau_{d1}), & \text{if } 0 \leq t \leq \tau_{d1} - 1 \\ 0, & \text{if } \tau_{d1} \leq t \leq N - 1 \end{cases} = x_{m-1}(t - \tau_{d1}) - u'_{m-1}(t), \quad (3)$$

$$u'_{m-1}(t) = \begin{cases} 0, & \text{if } 0 \leq t \leq \tau_{d1} - 1, \\ x_{m-1}(t - \tau_{d1}), & \text{if } \tau_{d1} \leq t \leq N - 1, \end{cases} \quad (4)$$

$$v_m(t) = \begin{cases} 0, & \text{if } 0 \leq t \leq \tau_{d1} - 1, \\ x_m(t - \tau_{d2}), & \text{if } \tau_{d1} \leq t \leq N - 1. \end{cases} \quad (5)$$

其中: $v_{m-1}(t)$ 为第 $(m-1)$ 个数据块信号; $v_m(t)$ 为第 m 个循环前缀信号; $u'_{m-1}(t)$ 为第 $(m-1)$ 个数据块中波分析时间窗切除的信号。基于循环位移的性质, 式 (2) ~ (5) 中 $\tau_{d1} = \tau - T_{cp}$, $\tau_{d2} = \tau_{d1} - T_{cp}$ 。假设 $S_m(n)$ 和 $S_{m-1}(n)$ 分别是第 m 和第 $(m-1)$ 个数据块的随机化序列, 由 1 或 -1 构成。则 $C_m(n)$ 的实部可表达为:

$$\text{Re}[C_m(n)] = 1 + \text{Re}[\alpha S_m(n) S_{m-1}(n) e^{j\pi/4} e^{j\pi((n-\tau_{d1})^2/N)}] + \text{Re}[\alpha(-U'_{m-1}(n) + V_m(n))]. \quad (6)$$

在式 (6) 中, $U'_{m-1}(n)$ 和 $V_m(n)$ 两项在仿真系统中由 u'_{m-1} 和 $v_m(t)$ 经 IDnFT 和 DnFT 运算后得到, 因此, $U'_{m-1}(n)$ 和 $V_m(n)$ 会加入到每个子载波中, 从而产生 ICI。可通过调节分析时间窗来避免 ICI。如图 4 所示, 将时间窗前移 40 个采样值, 使得第二径对第一径的影响完全在同一个数据块内, 位移引起的相位旋转可通过频域均衡 (frequency domain equalization, FDE) 补偿。调整时间窗后的接收信号 $C_m(n)$ 的实部分布如图 5 所示, 所有值均为正, 即未产生符号错误。

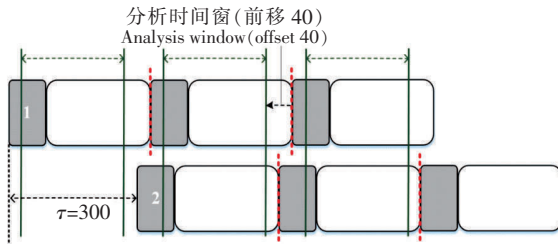


图 4 调整时间窗

Fig.4 Adjustment of analysis window

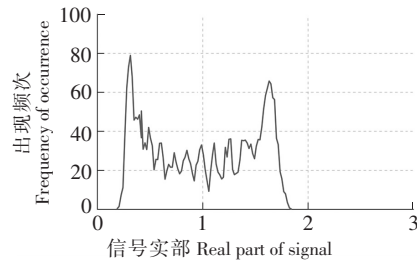


图 5 调整时间窗后接收信号的出现频次

Fig.5 Received signal distribution after adjustment

用移动分析时间窗消除 ICI 的方法需知道多径到达的时延信息, 不过多径中每一径的准确时延在实际水声通信中通常是不清楚的。本研究设计了一种基于数据分拣的 Rake 接收机, 其实施方案如图 6 所示, 因多径的时延 (τ_1, \dots, τ_i) 和对应的衰减系数 ($\alpha_1, \dots, \alpha_i$) 是未知的, 所以需要设计多个时间窗用于 OCDM 解调, 这些时间窗即为 Rake fingers。

多个 Rake fingers 会显著增加计算量, 通过仿真和实验发现, 多径时延越长, 相应则需要更多的计算分支数才能找到合适的分析时间窗, 而当 Rake fingers 的个数 $K > 64$ 时, 系统的性能增益变得不明显。因此, 可以通过时延扩展 τ 计算并调整 Rake fingers 的个数 K , 从而降低计算量, 如:

$$K = \begin{cases} 64, & \text{if } \tau/T \geq 1, \\ 64\tau/T, & \text{if } \tau/T < 1. \end{cases}$$

传统的 Rake 接收机主要利用了扩频通信中的多径分集, 而本文基于数据分拣的 Rake 接收机方案中, Rake 接收机主要用于寻找最佳的 Rake finger 从而降低 ICI 的影响。本研究在发射端对数字信息进行以下预处理: 对二进制数据在前向纠错 (forward error correcting, FEC) 编码前插入循环冗余校验码 (cyclic redundancy check, CRC)。CRC 的开销很小, 通常采用 16 bit 已足够 (即 CRC-16)。对于接收端的这些 Rake fingers, 可通过 CRC 校验检查解调后的符号错误, 从中选取无错误发生的最佳 Rake finger, 由此可知每个数据块都有各自最佳的 Rake finger。如果 CRC 校验后所有 Rake fingers 都有错误发生, 接收端则通过对所有解码数据进行合并的方式生成最终的输出数据。

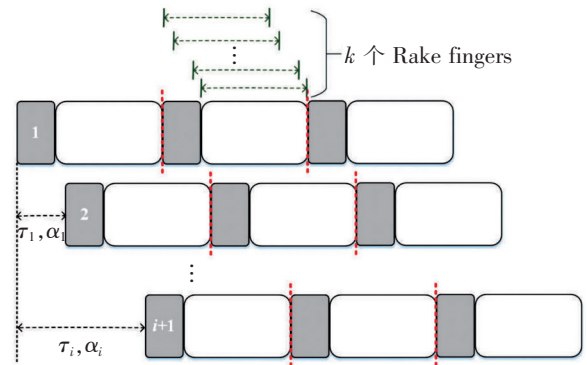


图 6 接收机的 Rake fingers

Fig.6 Rake fingers of data pick Rake reception

2 抗多径 OCDM 系统模型

2.1 水声信道模型

本文采用两种水声信道模型进行系统性能仿真, 一个是基于 watermark channel^[10] 的时变水声信道模型, 另一个是基于厦门港实测数据驱动的随机生成型水声信道模型^[11]。

对于第一种水声信道模型, 本研究选取单输入单输出模式的模拟器。该仿真信道可称为 watermark 时变信道 (watermark time-varying channel, WMT Channel), 经过该时变仿真信道后的接收信号可表达为:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{h}(t; \tau) s(t - \tau) d\tau + n(t).$$

其中: $s(t)$ 是输入信号; $\hat{h}(t; \tau)$ 为时变的冲激响应估计; $n(t)$ 为噪声项。

本文 WMT Channel 的仿真信道实测数据来自挪威 Oslofjorden 的浅水域, 信道的通信距离为 750 m, 水深约为 10 m, 换能器置于水深 8 m 处, -3 dB 带宽为 10 ~ 18 kHz。图 7 为 WMT Channel 的归一化信道冲激响应, 其信道时延扩展均方根 (root mean square, RMS)^[12] 为 9.6 ms。

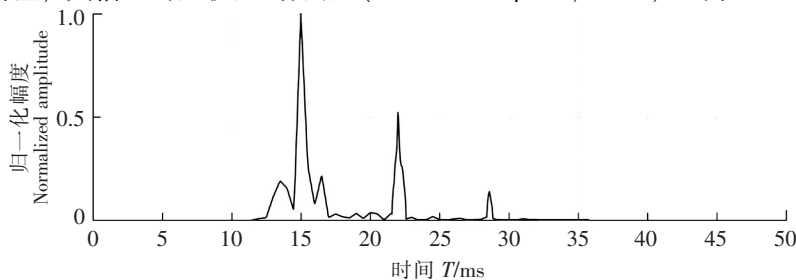


图 7 WMT Channel 归一化信息冲激响应

Fig.7 Normalized channel impulse response of WMT channel

第二种水声信道模型是基于厦门港现代码头实测的冲激响应数据 (实测数据已验证该信道符合宽平稳非相干散射的约束条件), 通过随机生成型水声信道仿真方法生成与实测信道具有相同统计特性 (散射函数) 的时变信道冲激响应^[11]。该次厦门港现代码头的通信距离约为 300 m, 水深约为 15 m, 换能器置于水深 5 m 处。由图 8 可见, 在浅海水域中, 厦门港浅海水声信道多径严重, 时延扩展较长, 其信道时延扩展 RMS 为 26 ms。

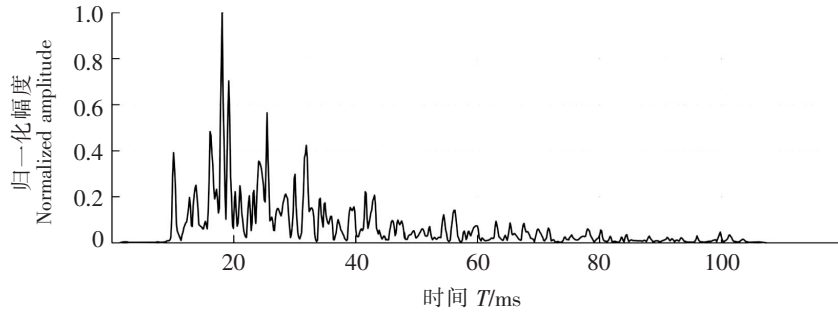


图 8 厦门港浅海水声信道归一化冲激响应

Fig.8 Normalized channel impulse response of Xiamen Port shallow seawater acoustic channel

2.2 抗多径 OCDM 通信结构

抗多径 OCDM 通信的帧结构为: 每一帧的开头是一个由两个双曲调频 (hyperbolic frequency modulation, HFM) 信号 (上扫频和下扫频) 构成的前导序列; 设保护间隔时长为 T_c ; 保护间隔后是一个已知的导频 (pilot symbol) 序列, 用于信道估计; 导频序列后是传输信息的通信数据块, 相邻数据块间插入 CP。

在 OCDM 通信系统中原本在发射端和接收端应分别有 IDFT 和 DFT 的运算过程。为了能够和 OFDM 系统兼容, 文献 [13] 提出了一种基于 OFDM 的兼容性 OCDM 方案。该方案在收发端只出现离散傅里叶逆变换 (inverse discrete Fourier transform, IDFT) 和离散傅里叶变换 (discrete Fourier transform, DFT) 的运算过程。本文提出的抗多径 OCDM 通信结构以该方案为基础。

如图 9 所示, 为保证高速水声通信系统的可靠性, 发射端的数字信息需经过以下预处理: 对二进制数据在 FEC 编码前插入 CRC (采用 CRC-16); CRC 码后再经前向纠错编码和数据帧内的矩阵交织。考虑到复杂度和纠错性能的平衡, 将前向纠错编码选取为卷积码, 经预处理后的数字信号再经正交相移键控映射为复数信号, 最后经 OCDM 调制后发出。在 OCDM 调制中, IDFT 可用 IDFT 和两次相位变化 Θ_1^* 和 Θ_2^* 替代。 Θ_1 和 Θ_2 是对角矩阵, 其角元分别为 $\Theta_1(m)$ 和 $\Theta_2(n)$, 表达式为:

$$\Theta_1(m) = e^{-j\pi/4} \times \begin{cases} e^{j\pi/Nm^2} & N \equiv 0 \pmod{2}, \\ e^{j\pi/4N} e^{j\pi/N(m^2+m)} & N \equiv 1 \pmod{2}, \end{cases} \quad \Theta_2(n) = \begin{cases} e^{j\pi/Nn^2} & N \equiv 0 \pmod{2}, \\ e^{j\pi/N(n^2-n)} & N \equiv 1 \pmod{2}. \end{cases}$$

DP-Rake OCDM 系统的接收端如图 9 所示: 帧同步后通过相位估计和校正来补偿相对运动引起的多普勒频移; 随后, 将得到的数据输入基于数据分选的 Rake 接收机, 在每个 Rake finger 设置下对数据块进行 OCDM 解调, OCDM 解调部分采用 single-tap FDE 的解调结构, 用以补偿信道畸变对 OCDM 信号的影响; 解调后的数据经 CRC 校验和数据分选得到最终的信息序列。设待解调的数据块为 \mathbf{r} , 在 FDE 前对 \mathbf{r} 进行快速傅里叶变换 (fast fourier transform, FFT) 处理后得到 \mathbf{y} , 可表达为: $\mathbf{y} = \mathbf{F}\mathbf{r} = \mathbf{F}^H \mathbf{F} \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{w}$ 。其中: \mathbf{F} 是 N 阶傅里叶矩阵, \mathbf{F} 和 \mathbf{A} 皆为 N 阶的对角矩阵; \mathbf{w} 是均值为 0 的高斯噪声分量。当 N 为偶数时, 可表达为: $\{\mathbf{F}\}_{k,k} = e^{-j\pi k^2/2N}$, $\{\mathbf{A}\}_{k,k} = H_k$ 。其中: H_k 是浅海水声信道的信道频率响应在第 k 个频点处的值。

假设在一帧内信道频率响应不变, 那么对信号的估计 \mathbf{x}' 可通过对 \mathbf{y} 进行相位相乘、信道频率响应补偿及 IDFT 后得到: $\mathbf{x}' = \mathbf{F}^H \mathbf{G} \mathbf{F} \mathbf{y}$ 。其中 \mathbf{G} 是在最小均方误差 (minimum mean square error,

MMSE) 准则下的对角均衡矩阵, 该均衡矩阵由导频估计得到, 设信噪比为 ρ , 则 \mathbf{G} 可表达为: $\mathbf{G} = \mathbf{A}^H (\mathbf{A}^H \mathbf{A} + \rho^{-1} \mathbf{I})^{-1}$ 。

如图9所设计的 DP-Rake OCDM 通信系统收发方案是兼容于 OFDM 方案的, 图9中的虚线框部分标明了 DP-Rake OCDM 通信系统相较于 OFDM 系统增加的步骤: 在发送端增加两次相位相乘, 在接收端则增加一次相位相乘和一次 IDFT 运算。考虑到 OCDM 算法相较于 OFDM 的复杂度, 在发射端每个符号只有 2 个额外的相位乘法, 而在接收端, 附加的 IDFT 运算还带来了每个符号 $0.5 \log_2 N$ 的附加计算量。由此可见, 与 OFDM 系统相比, OCDM 系统的复杂性仅略有增加, 每个符号增加了 $2 + 0.5 \log_2 N$ 的乘法运算。在实际应用中, DP-Rake OCDM 通信系统可方便利用原有 OFDM 系统通过功能升级来实现。

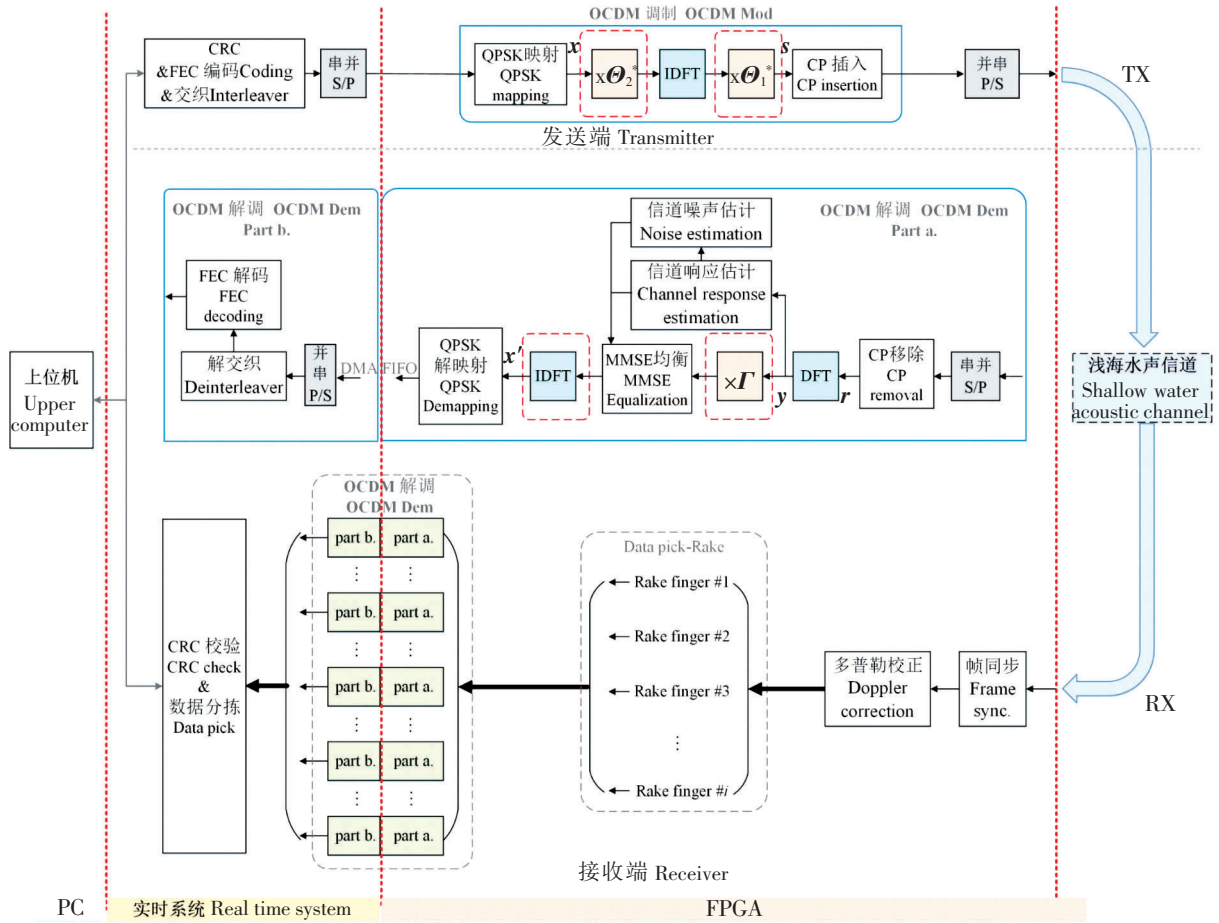


图9 DP-Rake OCDM 系统结构图

Fig.9 Schematic diagram of DP-Rake OCDM system

3 系统仿真结果及讨论

3.1 仿真参数

本文主要对 OFDM 系统、OCDM 系统和 DP-Rake OCDM 系统的性能进行仿真比较和讨论。

系统仿真参数的设置汇总于表1, OFDM 系统、OCDM 系统和 DP-Rake OCDM 系统的仿真参数设置一致。两种仿真信道条件下采用不同的中心频率和通信带宽, 并通过不同的 CP 设置使得时延扩展和 CP 的关系不同。

表 1 系统仿真参数
Tab. 1 System simulation parameters

符号 Symbol	描述 Signification	WMT 信道 WMT Channel	厦门港浅海水声信道 Xiamen Port shallow water channel
B_w	基带信号的带宽 Bandwidth for baseband signal	4 kHz	20 kHz
f_s	采样频率 Sampling frequency	120 kHz	200 kHz
f_c	中心载频 Center carrier frequency	14 kHz	50 kHz
N	子载波数 Number of subcarriers	256	1024
N_d	每帧数据块数 Number of data blocks preframe	3	10
T_{CP}	循环前缀时长 Cyclic prefix time	16 ms	12.8 ms
T_G	前导序列后的保护间隔时长 Guard interval time after preamble	256 ms	256 ms
	调制方法 Modulation	QPSK-OCDM	QPSK-OCDM
M	星座图阶数 Constellation order	4	4
	FEC	卷积编码 & 维特比译码 Convolutional coding & Viterbi decoding	卷积编码 & 维特比译码 Convolutional coding & Viterbi decoding
R_C	FEC 码率 FEC rate	1/2	1/2
R_{CP}	循环前缀比 Cyclic prefix ratio	1/4	1/4
K	Rake fingers 数量 Number of rake fingers	1 ~ 64 动态调整 1 ~ 64 Dynamic adjustment	1 ~ 64 动态调整 1 ~ 64 Dynamic adjustment
F_N	仿真帧数 Number of evaluated frames	100	100

通信系统性能比较指标为解调后二进制数据的误码率 B (bit error ratio, BER) 和通信有效速率 E (effective data rate, EDR)。EDR 可定义为: $E = (1 - P) \cdot D$, $D = N_d B R_C \log_2 M / (1 + N_d)(1 + R_{CP})$ 。其中: P 是数据包错误率 (packet error ratio, PER), 表示传输数据帧的出错比率; D 表示数据传输速率 (data rate, DR)。

3.2 WMT Channel 仿真

由于具有迭代 FDE 的单载波通信系统是目前水声通信的常用制式^[14], 因此选用单载波频域均衡 (single-carrier frequency domain equalization, SC-FDE) 系统作为性能比较的基准, 并采用相同的带宽和传输速率。

图 10a 比较了 SC-FDE、OFDM、OCDM 和 DP-Rake OCDM 系统的 BER 性能。由图 10a 可见: OFDM 和 SC-FDE 的性能相当, 这是由于这两系统中采用了 FEC 编码、多普勒估计和相位校正技术, 从而抵消了大部分信道变化引入的多普勒频移; OCDM 的性能明显优于 OFDM, 这是由于 OCDM 通过其核心基 chirp 信号提供了扩频和分集增益; DP-Rake OCDM 的性能最优, 但由于 WMT Channel 的多径时延扩展相对于 CP 较小, 引起的 ICI 也不严重, 因此 DP-Rake OCDM 相较于 OCDM 的性能提升并不显著。

如图 10b 所示, EDR 性能的比较结果与 BER 相似, OCDM 和 DP-Rake OCDM 系统提供了比其他系统更好的 EDR 性能, 特别在低 SNR 时, OCDM 扩频和分集增益的优势更为明显。可见, 在相同通信速率下, OCDM 方案只需要更低的 SNR, 因此 OCDM 提供了更好的通信性能和更高的系统鲁棒性。

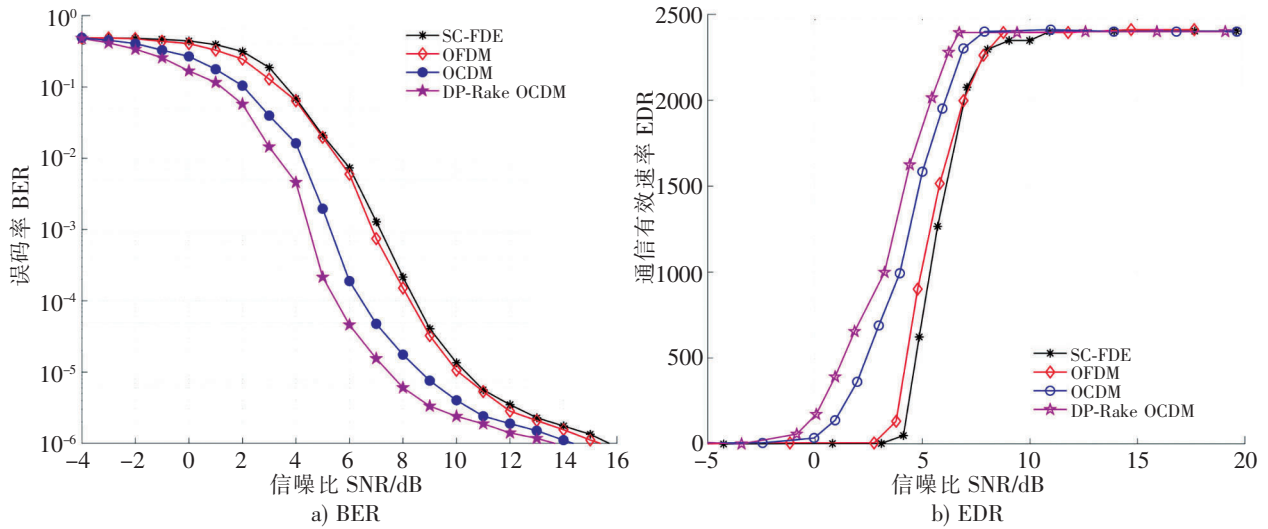


图 10 WMT Channel 下性能比较

Fig.10 Performance comparison over the WMT Channel

3.3 厦门港浅海水声信道仿真

厦门港浅海水声信道的多径时延扩展较大, 而且仿真中多径时延扩展大于保护间隔 CP, 严重影响通信性能。本研究比较了 OFDM、OCDM、Data Pick-Rake OFDM (DP-Rake OFDM) 和 DP-Rake OCDM 多载波系统的 BER 性能。由图 11 可见: OFDM 和 OCDM 的性能均不佳, BER floor 约在 10^{-3} , 可见因时延扩展而引入的 ICI 对多载波系统的通信影响甚大, 但 OCDM 性能仍略好于 OFDM; DP-Rake OCDM 系统的 BER 性能相较于 OFDM 和 OCDM 有显著提升, 因系统中加入了基于数据分拣的 Rake 接收机, 从而有效消除 ICI, 打破 10^{-3} 的 BER floor, 并且有效提高系统的通信性能, 其 BER floor 约在 10^{-6} ; DP-Rake OFDM 的性能介于 OCDM 和 DP-Rake OCDM 之间, Rake 接收机增强了 OFDM 的性能, 使其 BER floor 降低为 10^{-5} 。由图 11b 可见, 4 种方法的 PER 性能曲线的趋势和 BER 基本一致, OFDM 和 OCDM 的性能曲线下降较缓, 可见其性能除了受 SNR 影响外还受 ICI 影响; 而 DP-Rake OCDM 消除了 ICI 使得 SNR 成为主因, 因此性能曲线下降较为陡峭。从图 11 可看出基于数据分拣的 Rake 接收机具有对抗强多径干扰的有效性。

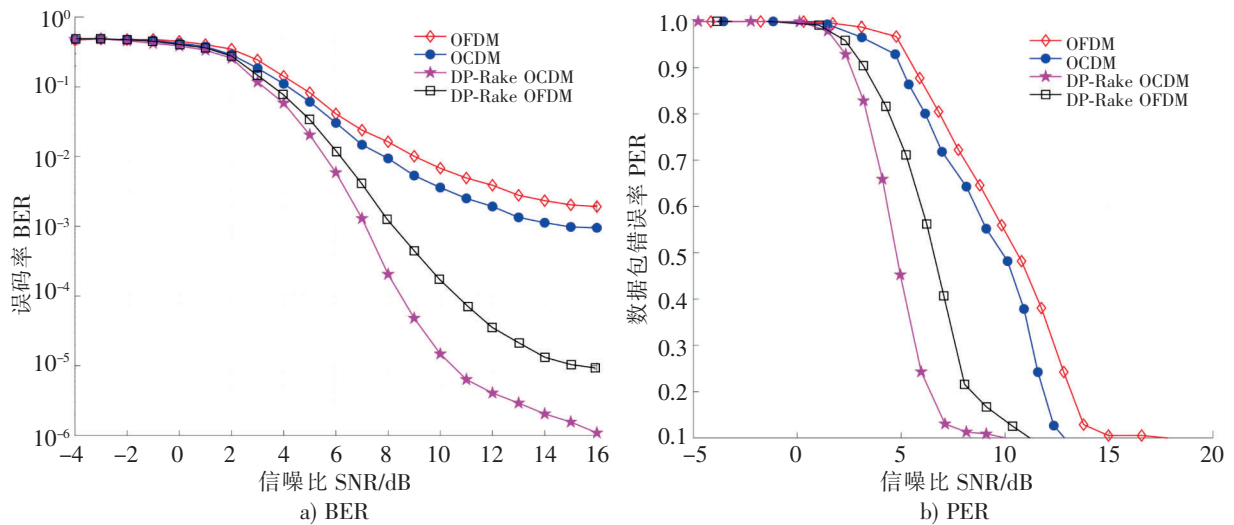


图 11 厦门港浅海水声信道下性能比较

Fig.11 Performance comparison over the Xiamen Port shallow seawater acoustic channel

4 结论

本文提出了一种新的抗多径 OCDM 方法 (DP-Rake OCDM), 用以提高浅海水声通信系统的鲁棒性。该方法中 OCDM 基于菲涅尔变换, OCDM 系统的收发结构可兼容于传统的 OFDM 系统。本文在分析了强多径会引起 ISI 和 ICI 的基础上, 通过调节分析时间窗的方法消除 ICI, 进而提出用具有多个分析时间窗结构 (Rake fingers) 的基于数据分拣的 Rake 接收机来有效消除 ICI, 用于在短保护间隔时提高通信性能。本文描述了 DP-Rake OCDM 的系统结构并与 OCDM、OFDM 系统的通信性能进行仿真比较, 仿真的 BER、EDR 和 PER 指标结果表明 OCDM 性能优于 OFDM, 但受 ICI 影响很大, 而 DP-Rake OCDM 可有效消除多径时延引起的 ICI, 提高了通信质量, 在强多径明显的浅海水声信道通信中具有较大的应用价值。

[参考文献]

- [1] STOJANOVIC M, CATIPOVIC J, PROAKIS J. Phase coherent digital communications for underwater acoustic channels [J]. IEEE J Ocean Eng, 1994, 19(1): 100-111.
- [2] EGGENT H, PREISIG J C, BAGGEROER A B. Communication over Doppler spread channels Part II: receiver characterization and practical results [J]. IEEE J Ocean Eng, 2001, 26(4): 612-621.
- [3] 刘千里, 谢静. MIMO-OFDM 水声通信系统发展现状及趋势 [J]. 通信技术, 2021, 54(5): 1035-1044.
- [4] STOJANOVIC M. Low complexity OFDM detector for underwater acoustic channel [C] //Proc OCEANS Conference. Boston: IEEE, 2006: 1-6.
- [5] QU F, YANG L. Basis expansion model for underwater acoustic channels [C] //Proc OCEANS Conference. Quebec City: IEEE, 2008: 1-7.
- [6] OUYANG X, DOBRE O A, GUAN Y L, et al. Chirp spread spectrum towards the Nyquist signaling rate: orthogonality condition and applications [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2017, 24(10): 1488-1492.
- [7] BAI Y, BOUVET P J. Orthogonal chirp division multiplexing for underwater acoustic communication [J]. Sensors, 2018, 18(11): 3815.
- [8] 殷敬伟. 水声通信原理及信号处理技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2011: 107.
- [9] WAN L, JIA H, ZHOU F, et al. Fine Doppler scale estimations for an underwater acoustic CP-OFDM system [J]. Signal Processing, 2020, 170: 107439.
- [10] VAN WALREEP A, SOCHELEAU F, OTNES R, et al. The watermark benchmark for underwater acoustic modulation schemes [J]. IEEE J Ocean Eng, 2017, 42(4): 1007-1018.
- [11] OTNES R, VAN WALREE P A, JENSERUD T. Validation of replay-based underwater acoustic communication channel simulation [J]. IEEE J Ocean Eng, 2013, 38(4): 689-700.
- [12] PROAKIS J G, SALEHI M. Digital Communications [M]. 5th ed. Boston: McGraw-Hill, 2008: 830-891.
- [13] OUYANGX, ZHAO J. Orthogonal chirp division multiplexing for coherent optical fiber communications [J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(18): 4376-4386.
- [14] ZHENGY R, WU J, XIAO C. Turbo equalization for single-carrier underwater acoustic communications [J]. IEEE Commun Mag, 2015, 53(11): 79-87.

(责任编辑 朱雪莲 英文审校 黄振坤)