

变时宽 OCDM-IM 通信系统设计及性能分析

宁晓燕, 邵宇豪, 叶 帅, 王震铎

(哈尔滨工程大学 信息与通信工程学院, 哈尔滨 150001)

摘 要: 为了提升正交线性调频分复用索引调制(OCDM-IM)系统的隐蔽性,提出了一种变时宽变索引映射方法,构建了VT-OCDM-IM系统。该系统通过同一组伪随机序列选取时宽和索引映射方法,打乱信号周期性,提高系统在检测信号周期性特征场景下的隐蔽性能。仿真和实验结果表明:在变时宽的同时改变系统的子载波数量,特定环境下拥有更高的可靠性,同时能够在保证系统传输速率的优势下提升系统隐蔽性能。

关键词: 通信与信息系统;隐蔽通信;正交线性调频分复用;索引调制;变时宽

中图分类号: TN914 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-5497(2026)08-2240-09

DOI: 10.13229/j.cnki.jdxbgxb.20250031

Variable time width OCDM-IM communication system design and performance analysis

NING Xiao-yan, SHAO Yu-hao, YE Shuai, WANG Zhen-duo

(College of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: To enhance the covertness of the Orthogonal Chirp Division Multiplexing with Index Modulation (OCDM-IM), a variable time-width and index mapping scheme is proposed to construct the corresponding VT-OCDM-IM system. By selecting time-width and index mapping methods using the same pseudorandom sequences, the system disrupts signal periodicity and enhances covert performance in scenarios where detecting signal periodicity features is critical. Simulation and experimental results show that altering the number of subcarriers alongside variable time-width improves reliability under certain conditions while enhancing covert performance without compromising the system's transmission rate advantage.

Key words: communication and information systems; covert communication; orthogonal chirp division multiplexing; index modulation; variable time width

0 引 言

扩频通信作为隐蔽通信的核心技术之一,普

遍应用于信息安全领域。线性调频信号作为扩频宽带信号,具有抗衰落能力强、频域能量不集中等

收稿日期:2025-01-09.

基金项目:国家自然科学基金项目(62001139);先进船舶通信与信息技术工业和信息化部重点实验室项目(AM-CIT2101-05).

作者简介:宁晓燕(1984-),女,副教授,博士.研究方向:认知数据链.E-mail: ningxiaoyan@hrbeu.edu.cn

通信作者:王震铎(1989-),男,副教授,博士.研究方向:新一代通信体制物理层波形关键技术.

E-mail: zhenduowang@hrbeu.edu.cn

特点,在隐蔽通信领域受到关注^[1,2]。以线性调频扩频(Chirp spread spectrum, CSS)为代表的信号调制技术在通信系统和雷达中占据着重要地位^[3-6]。正交频分复用(Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)^[7]和 Chirp 信号的抗干扰抗多普勒性能结合,发展出 OFDM-Chirp 系统^[8],但由于系统带宽利用率低下未得到广泛应用。正交线性调频分复用(Orthogonal chirp division multiplexing, OCDM)是当今多载波通信调制的新兴研究热点,OCDM 由欧阳等人于文献[9]提出,单个子载波占据全部带宽,频谱利用率高,在衰落信道对比 OFDM 表现出更强的可靠性^[10],在水下通信和光通信等多领域得到广泛应用^[11-13]。

基于 OCDM 架构的研究在不同的方向均有突破,例如文献[14]改进了 OCDM 均衡,提出了新型低复杂度均衡算法,获得了更高的性能优势;文献[15]提出了一种基于叠加导频分量的信道估计方法对系统进行补偿,证明了导频设计在最小化信道估计的均方误差方面的最优性;文献[16]进一步优化信道估计,提出新型收发器设计,证明了 OCDM 的循环卷积特性在多普勒频散下部分保持不变;文献[17]提出了将索引调制(Index modulation, IM)^[18]和 OCDM 结合的方法,提高了系统的传输效率,证明了 OCDM-IM 系统在高速水声通信上的优势。OCDM-IM 将频域 IM 转为菲涅尔域 IM,不直接改变波形,通过载波序号传递信息,传输的索引比特不额外消耗能量,同速率可取得性能上的优势。然而,上述文献均未涉及分析线性调频信号在隐蔽通信中的性能,文献[2]在分数阶傅立叶变换的基础上进行时宽变换,证明了参数跳变线性调频信号在隐蔽通信上的优势。

本文以上述文献为基础,为提高系统在隐蔽性能上的优势,同时考虑到 OCDM-IM 在相同误码率下传输速率更高的特点,提出了变时宽正交线性调频分复用索引调制(Variable time width orthogonal chirp division multiplexing with index modulation, VT-OCDM-IM)系统,该系统符号时宽和对应映射方式跳变,打破信号周期性,增强信号随机性,隐蔽性能得到提升,OCDM 框架带来更强的抗衰落能力,索引调制优化系统性能,在高信噪比下拥有更好的误码率。对比 OCDM-

IM,拥有周期性弱、检测特征不明显和抗截获能力强等特点。

1 系统模型

VT-OCDM-IM 在活动指数组合(Active indices combinations, AICs)的基础上进行映射变换,采用伪随机序列控制时宽与索引映射,时宽与载波总数呈正相关,根据当前映射关系在激活子载波上传输常规比特。VT-OCDM-IM 系统原理框图如图1所示。

该系统以离散菲涅尔变换(Discrete fresnel transform, DFNT)^[9,19]为核心,生成对应时刻的 VT-OCDM-IM 信号。接收端经 DFNT 可得携带信息的峰值,由 IM 检测器判断当前 AICs 并解调数据。

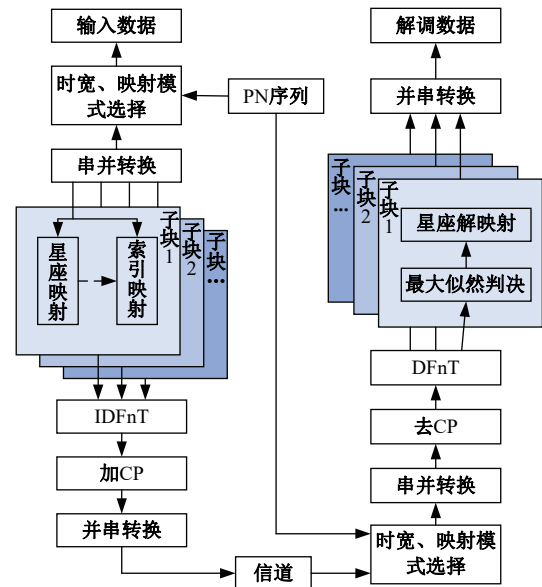


图1 VT-OCDM-IM 系统原理框图

Fig. 1 Principle block diagram of VT-OCDM-IM system

1.1 发送端模块

VT-OCDM-IM 变时宽的同时改变子载波总数,保证信息传输速率的一致性。定义第 n 跳传输符号的子载波总数为 N_n ,被位分配器划分为 G_n 组,每组由 L 个子载波构成。 $N_{b,n}$ 位数据被分为 G_n 组,每组数据有 b 位。

$$N_n = G_n \cdot L \quad (1)$$

$$N_{b,n} = G_n \cdot b \quad (2)$$

定义 P 为单个子块传输的比特数据,比特被分类为 P_I 和 P_M ,分别表示索引比特和常规比特。

$$P_I = [d_1; d_2; \dots; d_{b_i}] \quad (3)$$

$$P_M = [d_{b_1+1}; d_{b_1+2}; \dots; d_{b_1+b_2}] \quad (4)$$

$$P = [P_1; P_M] \quad (5)$$

式中: b_1 和 b_2 分别为索引比特和常规比特的比特位数; K 为单个子块中被激活的子载波数。

$$b_1 = \lfloor \log_2(\mathcal{C}(L, K)) \rfloor \quad (6)$$

式中: $\lfloor \cdot \rfloor$ 为向下取整运算。

用 $\mathcal{I}_i$ 表示 AICs 中的第 i 个子载波组合:

$$\mathcal{I}_i = \{c_i^1, c_i^2, \dots, c_i^K\} \quad (7)$$

式中: c_i^k 为被激活的子载波的第 k 个索引。

以 L 为 4、 K 为 2 作为条件, AICs 数量为 6, 对应索引数为 $Z = 0, 1, \dots, \mathcal{C}(L, K) - 1$, 单个子块通过 IM 传输的索引比特最多为 2 位, 对应子块状态为 4 种, 伪随机序列控制映射变换, 其中一种映射方式如表 1 所示, 其中 I_g 为对应索引的子块状态, 不同时宽对应不同映射模式, 根据映射变换方式不同, 子块状态占比发生改变, 均匀分布占比以保证同一映射不会多次重复出现。常规比特选择 M -ary 符号映射, 在被激活的子载波上传输, 常规比特位数 b_2 和符号映射数 M 之间的关系为:

$$b_2 = K \log_2(M) \quad (8)$$

所选符号可以表示为:

$$\mathcal{X} = [\mathcal{X}_1, \mathcal{X}_2, \dots, \mathcal{X}_K] \quad (9)$$

$$\mathbf{M} = [m_1, m_2, \dots, m_M] \quad (10)$$

式中: $\mathcal{X}_k \in \mathbf{M}$, $\mathbf{M}$ 为 M -ary 的符号集合, 激活子载波映射到相应符号, 非激活子载波由“0”填充, 构成单个子块的映射。

完成符号的所有子块的 AICs 选择和 M -ary 映射后, 该符号表达式 $\mathbf{x}$ 为:

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_s}]^T \quad (11)$$

经过离散菲涅尔逆变换 (Inverse discrete fresnel transform, IDFnT) 输出 VT-OCDM-IM 符号时域波形:

$$\mathbf{s} = \Phi^H \mathbf{x} \quad (12)$$

式中: Φ^H 的是大小为 $N_n \times N_n$ 的 IDFnT 矩阵。

表 1 AICs 和映射比特

Table 1 AICs and mapped bits

$\mathcal{I}_i$	AICs	Z	I_g	P_1
$\mathcal{I}_1$	$\{1, 2\}$	0	1100	10
$\mathcal{I}_2$	$\{1, 3\}$	1	1010	11
$\mathcal{I}_3$	$\{2, 3\}$	2	0110	—
$\mathcal{I}_4$	$\{1, 4\}$	3	1001	—
$\mathcal{I}_5$	$\{2, 4\}$	4	0101	00
$\mathcal{I}_6$	$\{3, 4\}$	5	0011	01

$$\Phi(m, v) = \frac{1}{\sqrt{N_n}} e^{-j\frac{\pi}{4}} \times$$

$$\begin{cases} e^{j\frac{\pi}{N_s}(m-v)^2}, N_n \equiv 0 \pmod{2} \\ e^{j\frac{\pi}{N_s}(m+\frac{1}{2}-v)^2}, N_n \equiv 1 \pmod{2} \end{cases} \quad (13)$$

此过程可由 IFFT^[9] 附加二次相位快速实现:

$$\mathbf{s} = \Phi^H \mathbf{x} = \Theta_2^H \mathbf{F}^H \Theta_1^H \mathbf{x} \quad (14)$$

式中: $\mathbf{F}$ 为 DFT 矩阵; Θ_1 和 Θ_2 为两个附加相位的对角矩阵。

$$\Theta_1(m) = e^{-j\frac{\pi}{4}} \times \begin{cases} e^{j\frac{\pi}{N_s}m^2}, N_n \equiv 0 \pmod{2} \\ e^{j\frac{\pi}{4N_s}} e^{j\frac{\pi}{N_s}(m^2+m)}, N_n \equiv 1 \pmod{2} \end{cases} \quad (15)$$

$$\Theta_2(m) = \begin{cases} e^{j\frac{\pi}{N_s}m^2}, N_n \equiv 0 \pmod{2} \\ e^{j\frac{\pi}{N_s}(m^2-m)}, N_n \equiv 1 \pmod{2} \end{cases} \quad (16)$$

经过 IDFnT 变换后是一组占据同样带宽的正交 Chirp 信号, 第 l 个 Chirp 信号的表达式为:

$$\phi_l(t) = e^{j\frac{\pi}{4}} e^{-j\frac{\pi N_s}{T_n^2} \left(t - \frac{T_n}{2}\right)^2}, 0 \leq t \leq T_n \quad (17)$$

映射方式根据当前伪随机序列进行跳变, 相同数据在不同映射方式下波形不同, 两种不同映射关系如图 2 所示。

图 2 中, k_f 为控制当前符号映射的状态序号, 同时控制时宽和 DFnT 大小, 且子载波总数和时宽等比变换, 发送端完成调制后将不同时宽的 VT-OCDM-IM 信号拼接成完整的信号发送至信道。

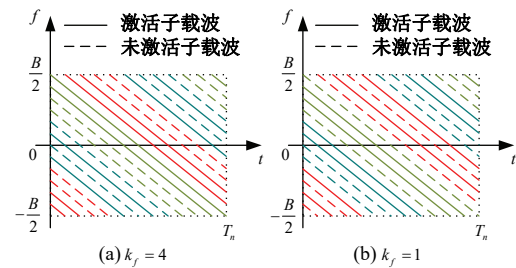


图 2 部分子载波的映射关系 ($L = 4, K = 2, P_1 = 100\ 001$)

Fig. 2 Mapping relationship of partial subcarriers ($L = 4, K = 2, P_1 = 100\ 001$)

1.2 接收端模块

IDFnT 调制后在符号间插入循环前缀 (Cyclic prefix, CP), 当 CP 的长度大于信道的延迟扩展时, 接收信号表示为:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} = \mathbf{H}\Phi^H \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (18)$$

式中: $\mathbf{n}$ 为加性高斯白噪声 (Additive white gaussian noise, AWGN) 向量; $\mathbf{H}$ 为信道脉冲响应 (Channel impulse response, CIR) 矩阵。 $\mathbf{H}$ 是循环矩阵, 第一列为 $\mathbf{h} = [h(0), h(1), \dots, h(L_H - 1), 0, \dots, 0]^T$, 其中 $h(l)$, ($l = 0, \dots, L_H - 1$) 是 CIR 系数, $L_H - 1$ 是最大的延迟扩展。对接收信号直接做 DFNT 处理可得:

$$\mathbf{r}' = \Phi \mathbf{r} = \Phi \mathbf{H} \mathbf{s} + \Phi \mathbf{n} \quad (19)$$

由 DFNT 循环卷积特性可得:

$$\mathbf{r}' = \Phi \mathbf{H} \Phi^H \mathbf{x} + \Phi \mathbf{n} = \mathbf{H} \mathbf{x} + \Phi \mathbf{n} \quad (20)$$

IDFNT 矩阵被抵消, 且 Φ 是酉的, $\Phi \mathbf{n}$ 仍然是 AWGN。面对复杂的多径信道环境时, 需要对 VT-OCDM-IM 信号进行均衡, 首先将接收信号执行 DFT 处理^[20]:

$$\mathbf{y} = \mathbf{F} \mathbf{r} = \mathbf{F} \mathbf{H} \Phi^H \mathbf{x} + \mathbf{F} \mathbf{n} \quad (21)$$

式中: $\mathbf{F}$ 为归一化的 DFT 矩阵。

根据性质 $\mathbf{I} = \mathbf{F}^H \mathbf{F}$ 可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{F} \mathbf{H} \mathbf{F}^H \mathbf{F} \Phi^H \mathbf{F} \mathbf{x} + \mathbf{F} \mathbf{n} \\ &= \mathbf{A} \mathbf{F}^H \mathbf{F} \mathbf{x} + \mathbf{F} \mathbf{n} \end{aligned} \quad (22)$$

式中: $\mathbf{A} = \mathbf{F} \mathbf{H} \mathbf{F}^H$ 是信道频率响应 (Channel frequency response, CFR) 矩阵, $\mathbf{F}^H = \mathbf{F} \Phi^H \mathbf{F}^H$ 是系数矩阵。

$$\Gamma(v) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi}{N_s} v^2}, N_s \equiv 0 \pmod{2} \\ e^{-j\frac{\pi}{N_s} v(v-1)}, N_s \equiv 1 \pmod{2} \end{cases} \quad (23)$$

基于对角矩阵乘积的交换定律, 式(22)进一步可得:

$$\mathbf{y} = \mathbf{F}^H \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{F} \mathbf{n} \quad (24)$$

抵消 $\mathbf{F}$ 后, 通过信道均衡矩阵 $\mathbf{G}$ 消除 CFR 矩阵 $\mathbf{A}$:

$$\mathbf{y}' = \mathbf{G} \mathbf{F} \mathbf{y} = \mathbf{G} \mathbf{A} \mathbf{F} \mathbf{x} + \mathbf{G} \mathbf{F} \mathbf{n} \quad (25)$$

式中: $\mathbf{G}$ 为对角线矩阵, 在不同的均衡技术下有不同的表达形式, 迫零均衡 (Zero-Forcing, ZF) 准则下其公式为:

$$\mathbf{G}_{ZF}(v) = \Lambda^{-1}(v) \quad (26)$$

在最小均方误差 (Minimum mean square error, MMSE) 下为:

$$\mathbf{G}_{MMSE}(v) = \frac{\Lambda^*(v)}{|\Lambda(v)|^2 + \rho^{-1}} \quad (27)$$

式中: ρ 为信噪比 (Signal-to-noise ratio, SNR)。

对信号进行 IDFT 变换, 恢复所传输的信息:

$$\mathbf{x}'_{ZF} = \mathbf{x} + \mathbf{F}^H \mathbf{A}^{-1} \mathbf{F} \mathbf{n} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}'_{MMSE} &= \left(\mathbf{F}^H \frac{\mathbf{A}^H \mathbf{A}}{\mathbf{A}^H \mathbf{A} + \rho^{-1} \mathbf{I}} \mathbf{F} \right) \mathbf{x} + \\ &\quad \mathbf{F}^H \frac{\mathbf{A}^H}{\mathbf{A}^H \mathbf{A} + \rho^{-1} \mathbf{I}} \mathbf{F} \mathbf{n} \end{aligned} \quad (29)$$

MMSE 均衡器可以有效地平衡噪声增强和信道补偿。均衡后检测 $\mathbf{x}'$ 的 AICs, 收端根据伪随机序列决定 AICs 解映射关系, 同时进行星座解调。最大似然 (Maximum likely, ML) 接收和对数似然比 (Log-likelihood ratio, LLR) 检测根据不同的算法对信号进行处理。

1.2.1 ML 接收

ML 接收需要知悉索引集, 对接收信号与索引集中所有可能的索引进行判决, 判决公式为:

$$[\hat{\mathbf{I}}_\beta, \hat{\mathbf{x}}_\beta] = \arg \min_{\mathbf{I}_\beta, \mathbf{x}_\beta} \sum_{k=1}^K |x'_\beta(c_{\beta,k}) - \mathbf{x}_\beta(k)|^2 \quad (30)$$

式中: $\mathbf{x}'_\beta(\xi)$ ($\xi = 1, 2, \dots, L$) 为子块 β 的接收信号。

ML 接收考虑所有可能的情况, 在高准确性的同时也牺牲了接收端复杂度。

1.2.2 LLR 检测

LLR 拥有更低的复杂度, 降低了检测精度。算法考虑幅值是否非零, 计算符号后验概率比的对数:

$$\lambda_\beta(\alpha) = \ln \frac{\sum_{i=1}^M P(x_\beta(\alpha) = m_i | x'_\beta(\alpha))}{P(x_\beta(\alpha) = 0 | x'_\beta(\alpha))} \quad (31)$$

$\lambda_\beta(\alpha)$ 值与 α ($\alpha = 1, 2, \dots, L$) 是接收信号索引所在位置的可能性成正比, 基于贝叶斯公式, 式(31)可表示为:

$$\begin{aligned} \lambda_\beta(\alpha) &= \ln(K) - \ln(L - K) + \frac{|x'_\beta(\alpha)|^2}{N_0} + \\ &\quad \ln \left(\sum_{i=1}^M \exp \left(-\frac{1}{N_0} |x'_\beta(\alpha) - m_i|^2 \right) \right) \end{aligned} \quad (32)$$

式中: N_0 为噪声方差; 对 $\lambda_\beta(\alpha)$ 按值排序, 得到最可能的数据, 按位解调。

2 系统性能分析

VT-OCDM-IM 系统中时宽和 IDFNT 矩阵大小同时跳变, 接收端采样频率不变, 不同时宽符号比特速率不变。对 VT-OCDM-IM 符号孤立分析, 相同信息速率下理论误码率与 OCDM-IM 一致。

2.1 AWGN 信道

接收端对经过 AWGN 信道的信号进行解调:

$$\mathbf{y} = \Phi \mathbf{r}_{AWGN} = \mathbf{x} + \Phi \mathbf{n} \quad (33)$$

由于 Φ 是酉矩阵, 所以 Φn 仍然是 AWGN, 则接收端判决结果的概率为:

$$P(x \rightarrow \hat{x}) = Q\left(\sqrt{\frac{\delta}{2N_0}}\right) \quad (34)$$

式中: $\hat{x}$ 为预估符号, 且 $\delta = \|x - \hat{x}\|^2$ 。

Q 函数表达式为:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \quad (35)$$

误码数为所有 $(x \rightarrow \hat{x})$ 判决的错误比特数和判决概率之积相加, 与对应比特数之比可得误码率:

$$P_b = \frac{1}{(b_1 + b_2)N_x} \sum_x \sum_{\hat{x}} P(x \rightarrow \hat{x}) e(x \rightarrow \hat{x}) \quad (36)$$

式中: $\hat{x}$ 有 N_x 种可能, $e(x \rightarrow \hat{x})$ 是对应的误码数。

2.2 多径瑞利信道

令信道脉冲响应矩阵 H 由复高斯随机数生成, 且 $h(l) \sim \mathcal{CN}\left(0, \frac{1}{L_H - 1}\right)$, 由其时频域关系 $h_F = Fh$ 可得 $h_F(l) \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ 。由此计算条件成对错误概率:

$$P(x \rightarrow \hat{x} | H) = Q\left(\sqrt{\frac{\delta}{2N_0}}\right) \quad (37)$$

式中: $\delta = \|H(x - \hat{x})\|^2$ 。

由 $\Lambda = FHF^H$ 可得:

$$\begin{aligned} \delta &= (x - \hat{x})^H H^H H (x - \hat{x}) = \\ &= (x - \hat{x})^H F^H \Lambda F (x - \hat{x}) \end{aligned} \quad (38)$$

令 $e = F(x - \hat{x})$, 对式(38)进行化简:

$$\delta = e^H \Lambda e = h_F^H E^H E h_F = h_F^H A h_F \quad (39)$$

式中: $E = \text{diag}(e)$, $A = E^H E$ 。

推导过程使用 $Q(x)$ 的近似^[18]:

$$Q(x) \cong \frac{1}{12} e^{-\frac{x^2}{2}} + \frac{1}{4} e^{-\frac{2x^2}{3}} \quad (40)$$

计算式(37)的期望得到无条件成对错误概率:

$$P(x \rightarrow \hat{x}) = E_{h_F} \left[\frac{1}{12} e^{-\frac{\delta}{4N_0}} + \frac{1}{4} e^{-\frac{\delta}{3N_0}} \right] \quad (41)$$

H 为不满秩矩阵, 令 $h_F = Qu$, 其中 u 为 h 的

前 L_H 个元素。令 $K = E[h_F h_F^H]$ 为 h_F 的相关矩阵, 同时设 $K_u = [uu^H]$:

$$K = QK_u Q^H \quad (42)$$

此时复高斯随机向量 u 的概率密度函数可表示为:

$$f(u) = \frac{1}{\pi^{L_H-1} \det(K_u)} e^{(-u^H K_u^{-1} u)} \quad (43)$$

条件成对错误概率的计算结果由式(43)代入式(41)得到, 推导结果由文献[17, 18]给出:

$$P(x \rightarrow \hat{x}) = \frac{1/12}{\det(I + KA/4N_0)} + \frac{1/4}{\det(I + KA/3N_0)} \quad (44)$$

3 仿真结果

3.1 误码率性能仿真

多径瑞利信道下本文提出的 VT-OCDFM-IM 与 OFDM-IM ($L=4, K=1$) 性能对比如图 3 所示, 其中参数设置参照文献[17], 如表 2 所示。

在多径瑞利信道中本文提出的 VT-OCDFM-IM 作为 Chirp 基信号传输系统与 OFDM-IM 相比有更强的鲁棒性^[21]。MMSE 均衡条件下, VT-OCDFM-IM 误码率性能显著优于 OFDM-IM, 误码率在 10^{-2} 时 VT-OCDFM-IM 比 OFDM-IM 提高了 9dB 左右。ZF 均衡低信噪比下, 系统性能无明显差距, 信噪比大于 8 dB 后, VT-OCDFM-IM 误码率更低。ZF 均衡计算时仅考虑消除信道特征, 导致噪声被放大, 信噪比减小, 降低系统的误码率性能。MMSE 算法优化了噪声和信道的关系, 信道特征没有被完全抵消, 同时噪声增强程度小, 提高了系统整体性能。

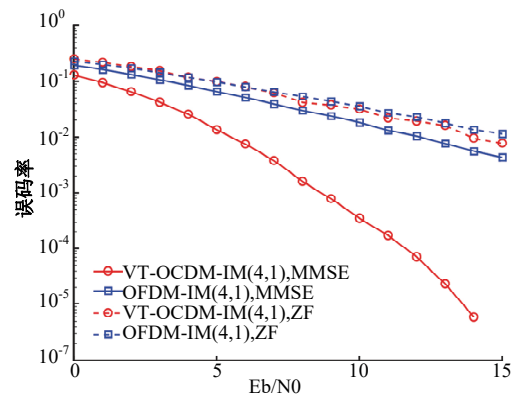


图 3 VT-OCDFM-IM 与 OFDM-IM 性能对比
Fig. 3 Performance comparison between VT-OCDFM-IM and OFDM-IM

表 2 系统参数设置
Table 2 System parameter settings

方法	基信号	时宽 个数	DFT/DFnT 大小	星座 映射	激活子 载波/ N	带宽/kHz	T/s	T_{cp}/s	比特速率/ ($\text{kbit}\cdot\text{s}^{-1}$)
OFDM-IM	正弦信号	1	256	BPSK	64	6.4	0.04	0.01	3.84
OCDM	Chirp	1	256	BPSK	64/128	6.4	0.04	0.01	1.92/3.84
OCDM-IM	Chirp	1	256	BPSK	64	6.4	0.04	0.01	3.84
VT-OCDM-IM	Chirp	4	128/256/384/512	BPSK	32/64/96/ 128	6.4	0.02/0.04/ 0.06/0.08	0.005/0.01/ 0.015/0.02	3.84

VT-OCDM-IM ($L=4, K=1$) 与两种不同速率的 OCDM ($N=64/128$) 性能对比仿真如图 4 所示。OCDM ($N=128$) 与 VT-OCDM-IM ($L=4, K=1$) 比特速率相同, MMSE 中 OCDM 与 VT-OCDM-IM 相比, 需要多 4 dB 信噪比达到误码率 10^{-3} 。同条件下 VT-OCDM-IM 比 OCDM ($N=64$) 高出近一倍的传输速率, 在误码率 10^{-5} 处有大约 1 dB 的性能优势。ZF 算法下 VT-OCDM-IM 误码率性能略差于 OCDM。在 AWGN 信道同速率下 VT-OCDM-IM 激活更少的子载波, 单个子载波能量更高, 则单位激活子载波信噪比更大, 故抗噪性能更好。

在 $L=4, K=1$, 信息传输速率相同条件下, VT-OCDM-IM 与 OCDM-IM 性能仿真如图 5 所示。VT-OCDM-IM 在变时宽的同时改变 DFnT 矩阵大小, 单个符号内激活子载波数与当前时宽成正比, 带宽相同, 时域信息密度相同, 传输速率一致时 VT-OCDM-IM 与 OCDM-IM 性能相同。时宽跳变模块增加了 VT-OCDM-IM 的复杂度, 对系统要求更高。

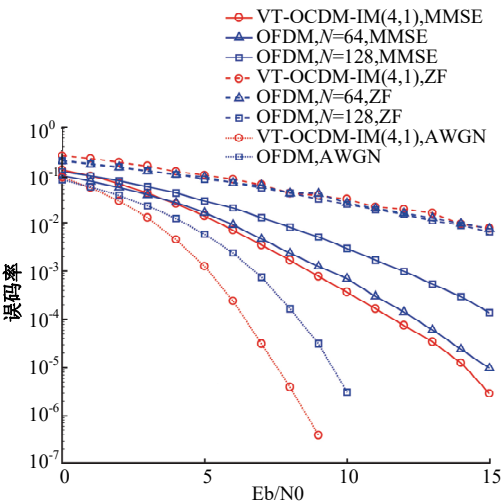


图 4 VT-OCDM-IM 与 OCDM 性能对比
Fig. 4 Performance comparison between VT-OCDM-IM and OCDM

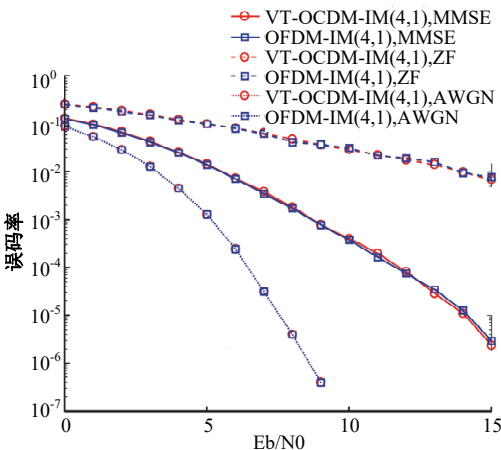


图 5 VT-OCDM-IM 与 OCDM-IM 性能对比
Fig. 5 Performance comparison between VT-OCDM-IM and OCDM-IM

3.2 隐蔽性能仿真

通常用倒谱来检测信号周期性, 并对可疑信号存在的周期部分进行提取分析, 解析获得源信号的周期特征。图 6 给出了 VT-OCDM-IM 和 OCDM-IM 的倒谱仿真图。

分析图 6 可知, VT-OCDM-IM 谱线无特殊规律, 变时宽破坏了信号的周期特征。由 OCDM-IM 倒谱仿真可观测到周期明显的峰值特征, 能轻易分析出有用信号特征。在不同 SNR

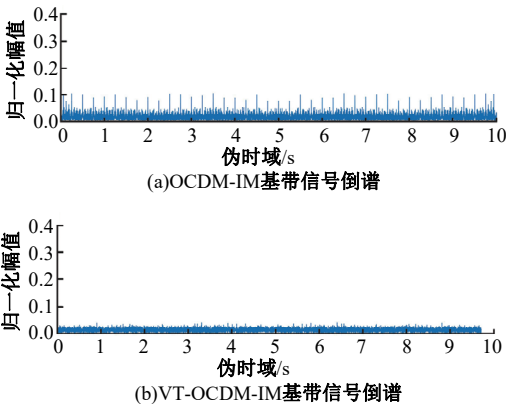


图 6 VT-OCDM-IM 与 OCDM-IM 倒谱对比
Fig. 6 Cepstrum comparison between VT-OCDM-IM and OCDM-IM

下对整段信号倒谱特征处理分析,得到信号倒谱检测概率如图 7 所示。其中,白噪声曲线是对无信息的噪声以相同阈值进行捕获,可视为虚警概率。相同信噪比下,VT-OCDM-IM 拥有更强的抗倒谱检测能力。

循环谱用于分析循环平稳信号,分析时引入参数循环频率 $\alpha^{[22]}$,反映信号周期性结构的频率偏移。高斯白噪声的循环谱仅在 $\alpha=0$ 处存在单峰,对信号循环谱 $\alpha \neq 0$ 峰值进行特征分析。VT-OCDM-IM 与 OCDM-IM 幅值归一化循环谱如图 8 所示。

循环谱于 $f=f_0$ 截面如图 9 所示, $\alpha=0$ 以外区域信号存在多处峰值,Chirp 信号作为宽带信号,能量在频域分散。VT-OCDM-IM 变时宽变映射打乱信号周期性,对比 OCDM-IM 有着更低的特征峰值,相同功率下特征峰值下降 36%。

图 10 对不同信噪比下 $f=f_0$ 加噪截面进行分析。在 AWGN 信道下,图 10(a)的特征峰值淹没在噪声中,此时信号特征被捕获概率低,图 10(b)的峰值明显,信号的特征峰值能够被捕获。同信噪比下 VT-OCDM-IM 有着更低的特征峰值,隐蔽性能更强。

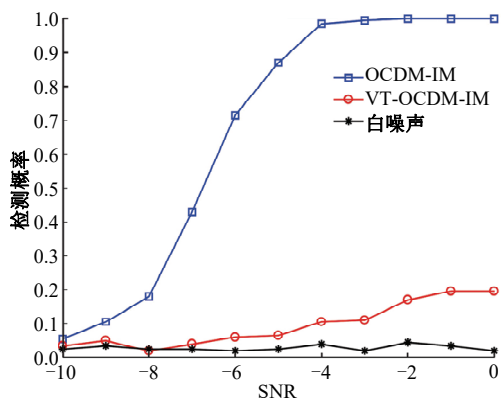


图 7 倒谱检测概率

Fig. 7 Cepstrum detection probability

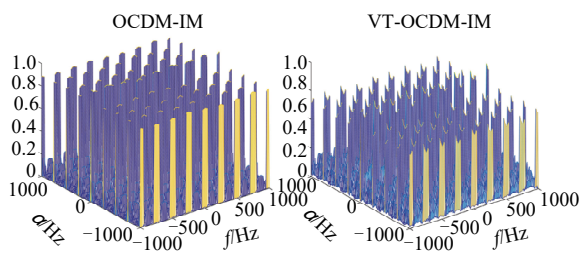
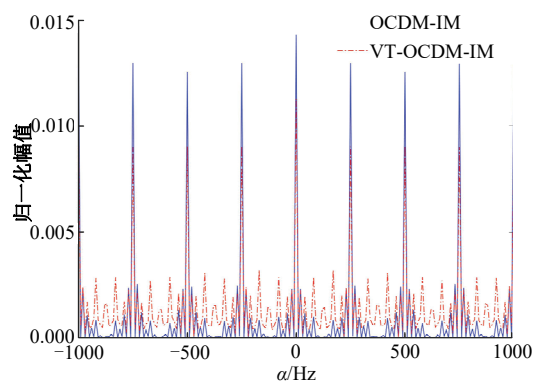
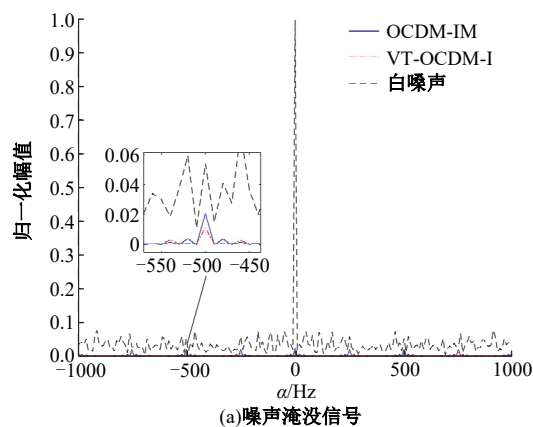
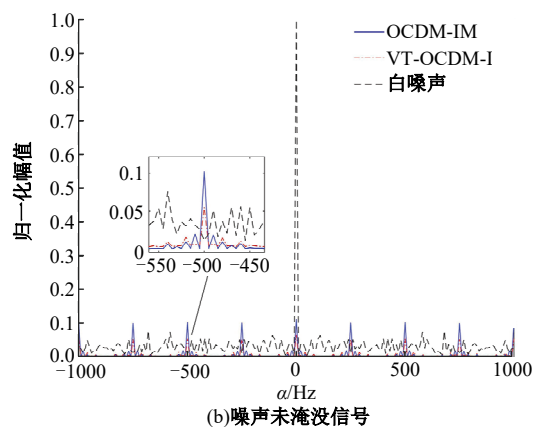


图 8 VT-OCDM-IM 与 OCDM-IM 循环谱对比

Fig. 8 Cyclic spectrum comparison between VT-OCDM-IM and OCDM-IM

图 9 循环谱 $f=f_0$ 截面对比Fig. 9 Cyclic spectrum comparison at $f=f_0$ 

(a)噪声淹没信号



(b)噪声未淹没信号

图 10 加噪循环谱 $f=f_0$ 截面对比Fig. 10 Cyclic spectrum comparison at $f=f_0$ that with AWGN

在不同 SNR 下分析整段信号循环谱特征,图 11 给出了循环谱 $f=f_0$ 时检测概率。检测概率为 30% 时,VT-OCDM-IM 相较于 OCDM-IM 有 2 dB 的信噪比优势。白噪声曲线可视为虚警概率。仿真结果证明,VT-OCDM-IM 抗循环谱检测能力优于 OCDM-IM。

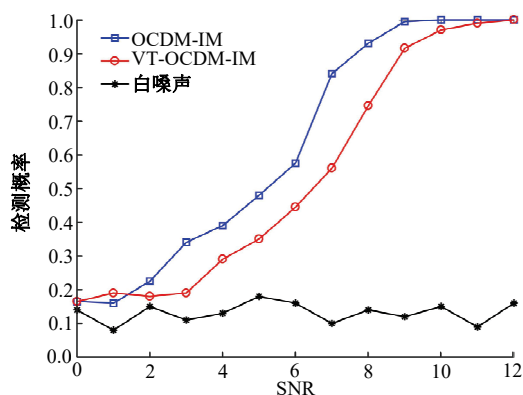


图 11 循环谱检测概率

Fig. 11 Cyclic spectrum detection probability

4 结束语

本文提出了基于DFnT的变时宽OCDM索引调制通信系统,通过时宽跳变的索引调制Chirp基信号,取得OCDM抗多径优势的同时,利用非激活子载波传递信息达到同速率下更好的误码率性能,变时宽打破信号周期性,系统隐蔽性能得到提高。

可靠性上,本文提出的VT-OCDM-IM在MMSE均衡下相较于OFDM-IM有更强的抗衰落能力,且同条件下VT-OCDM-IM性能显著优于OCDM,高信噪比下在更高比特速率的同时保证误码率低于OCDM。隐蔽性能上,VT-OCDM-IM系统倒谱无明显周期谱线,与OCDM-IM相比拥有更强的抗倒谱检测能力,循环谱在与OCDM-IM的对比中取得了更低的特征峰值,在检测概率曲线上表现出更强的抗截获能力,具有较好的隐蔽性能。

未来将继续研究子块间索引激活跳变对信号隐蔽性能的影响,期望获得更好的随机性以及在不同变换域下的抗捕获能力。

参考文献:

- [1] Lee H, Kim Y, Seol S, et al. Mimicking multiple whale whistles-based underwater covert communication[J]. IEEE Access, 2022, 10: 43934-43942.
- [2] 宁晓燕, 赵东旭, 朱云飞, 等. 基于离散分数阶傅里叶变换的二维跳频通信系统及性能分析[J]. 电子与信息学报, 2023, 45(2): 497-504.
Ning Xiao-yan, Zhao Dong-xu, Zhu Yun-fei, et al. Two-dimensional frequency hopping communication system and performance analysis based on discrete fractional Fourier transform[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2023, 45(2): 497-504.
- [3] Nguyen T T, Nguyen H H, Barton R, et al. Efficient design of chirp spread spectrum modulation for low-power wide-area networks[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2019, 6(6): 9503-9515.
- [4] Azim A W, Bazzi A, Shubair R, et al. Dual-mode chirp spread spectrum modulation[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(9): 1995-1999.
- [5] Robson S, Haddad M. A chirp spread spectrum modulation scheme for robust power line communication[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(6): 5299-5309.
- [6] Bernard C, Bouvet P J, Pottier A, et al. Multiuser chirp spread spectrum transmission in an underwater acoustic channel applied to an AUV fleet[J]. Sensors, 2020, 20(5): 20051527.
- [7] 李建坡, 李美霖, 杨涛, 等. 大规模MIMO-OFDM系统中低复杂度维纳滤波信道估计算法[J]. 吉林大学学报: 工学版, 2022, 52(1): 211-218.
Li Jian-po, Li Mei-lin, Yang Tao, et al. Low-complexity Wiener filter channel estimation algorithm in massive MIMO-OFDM system[J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2022, 52(1): 211-218.
- [8] Kim J H, Younis M, Moreira A, et al. A novel OFDM chirp waveform scheme for use of multiple transmitters in SAR[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2013, 10(3): 568-572.
- [9] Ouyang X, Zhao J. Orthogonal chirp division multiplexing[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(9): 3946-3957.
- [10] Lv X, Wang J, Jiang Z, et al. A joint radar-communication system based on OCDM-OFDM scheme [C] // 2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, Chengdu, China, 2018: 1-3.
- [11] Zhu P, Xu X, Tu X, et al. Anti-multipath orthogonal chirp division multiplexing for underwater acoustic communication[J]. IEEE Access, 2020, 8: 13305-13314.
- [12] Zhu P, Yang G, Chen W, et al. Doppler-resistant orthogonal chirp division multiplexing with multiplex resampling for mobile underwater acoustic communication[J]. IEEE Access, 2022, 10: 55151-55163.
- [13] Bai Y, Bouvet P J. Orthogonal chirp division multi-

- plexing for underwater acoustic communication[J]. Sensors, 2018, 18(11): 18113815.
- [14] Wang X, Jiang Z, Shen X H. Low complexity equalization of orthogonal chirp division multiplexing in doubly-selective channels[J]. Sensors, 2020, 20(11): 20113125.
- [15] Zhang R, Wang Y, Ma X. Channel estimation for OCDM transmissions with carrier frequency offset[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(3): 483-487.
- [16] Haif H, Zegrar S E, Arslan H. Novel OCDM transceiver design for doubly-dispersive channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(8): 11237-11248.
- [17] Jia Z, Zhang R, Chen Z, et al. OCDM with index modulation for autonomous underwater vehicles communication[J]. IEEE Transactions on Intelligent Vehicles, 2025, 10(4): 2765-2780.
- [18] Başar E, Aygölü Ü, Panayirci E, et al. Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(22): 5536-5549.
- [19] Yu Y, Wang W, Ouyang X, et al. Discrete Fresnel transform spread OFDM for Coherent Optical Fiber Communication[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2018, 30(1): 91-94.
- [20] Yin Y. The CPDA Detector for the MIMO OCDM system[C]//2021 IEEE 6th International Conference on Computer and Communication Systems, Chengdu, China, 2021: 1001-1004.
- [21] Omar M S, Ma X. Performance analysis of OCDM for wireless communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(7): 4032-4043.
- [22] 崔伟亮, 江桦, 李剑强, 等. 改进的循环谱估计快速算法与性能分析[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(7): 1594-1599.
- Cui Wei-liang, Jiang Hua, Li Jian-qiang, et al. Improved fast cyclic spectral estimation algorithm and performance analysis[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(7): 1594-1599.