

面向时频双选信道的高鲁棒性多路频移 Chirp 调制

张成文, 谢靖宇, 史军, 钟美琴, 管政涵, 韩帅

(哈尔滨工业大学电子与信息工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 针对电离层时频双选信道时延与多普勒频移导致的调制信号解调性能恶化问题, 提出一种基于线性频率调制的高鲁棒性多路频移 Chirp 调制 (RO-M-FSCM) 方法。基于地址码设计, 将同一时频资源映射为分数域正交的多路并行传输通道, 并通过同步分路实时校正信息分路解调窗口对齐主径; 引入等效偏移量, 揭示时延及多普勒频移对分数域信号谱峰的耦合影响, 推导 RO-M-FSCM 信号误符号率渐近闭式解及优化鲁棒码位数; 基于鲁棒域多径能量聚合方法, 提高 RO-M-FSCM 信号非相干解调的接收信噪比。仿真结果表明, 在典型电离层宽带信道环境下, RO-M-FSCM 信号可实现信息传输可靠性与速率的协同优化, 为复杂时频双选信道超远距离通信提供有效解决方案。

关键词: 线性频率调制; 电离层通信; 多路复用; 同步机制; 远距离无线电

中图分类号: TN926+.2

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2026006

Highly robust multiple frequency shift Chirp modulation for time-frequency dual-selected channels

Zhang Chengwen, Xie Jingyu, Shi Jun, Zhong Meiqin, Guan Zhenghan, Han Shuai

School of Electronic and Information Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China

Abstract: Aiming at the problem of signal demodulation performance degradation caused by time delay and Doppler shift in ionospheric time-frequency dual-selected channels, a highly robust multiple frequency shift chirp modulation (RO-M-FSCM) method based on linear frequency modulation was proposed. Through address code design, identical time-frequency resources were mapped into multiple parallel transmission channels exhibiting fractional orthogonality. Real-time correction of the information-branch demodulation window alignment with the main path was achieved by the synchronization branch. An equivalent offset was introduced to reveal the coupling effect of delay and Doppler shift on the signal's spectral peak in the fractional domain. Consequently, the asymptotic closed-form expression for the symbol error rate of RO-M-FSCM signals was derived, and the length of robust code was optimized. The received SNR for non-coherent demodulation of RO-M-FSCM signals was enhanced based on a robust-domain multipath energy aggregation method. Simulation results demonstrate that under the typical ionospheric broadband channel environment, the RO-M-FSCM scheme achieves co-optimization of transmission reliability and transmission rate, which provides an effective solution for ultra-long-distance communication in complex time-frequency dual-selected channels.

Keywords: linear frequency modulation, ionospheric communication, multiplexing, synchronization mechanism, LoRa

收稿日期: 2025-08-27; 修回日期: 2026-01-06

通信作者: 张成文, zcw@hit.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62271169); 中国无锡物联网创新促进中心开放研究基金资助项目 (No.2022SP-T09-C)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.62271169), The Open Research Fund of Wuxi IoT Innovation Promotion Center of China (No.2022SP-T09-C)

0 引言

高频 (high frequency, HF) 无线电信号通过电离层信道反射可实现超视距远程通信, 其传输距离可达数千千米乃至全球范围。自20世纪50年代以来, HF 电离层通信系统凭借其独特的传播优势, 被广泛应用于民航通信、军用电台以及美军 Link-11、Link-22 等战术数据链系统^[1]。在卫星通信快速发展的背景下, HF 电离层通信仍因其抗毁性强、覆盖范围广等特点, 成为战时卫星通信网络受损场景下不可替代的超远距离“保底通信”手段。然而, 电离层信道衰落严重且具有高时延扩展及时变多普勒等显著时频双选衰落特性^[2], 严重影响电离层通信质量; 现有电离层通信系统面临带宽受限、速率低、可靠性及稳定性不足等技术瓶颈。因此, 探索新型电离层宽带通信调制技术及电离层信道参数估计与补偿技术具有重要理论及应用价值。

现有研究表明, 传统的基于星座点幅度及相位的正弦载波调制技术在电离层信道中面临严峻挑战。文献[3]提出一种基于相移键控 (phase shift keying, PSK) 调制的短波战术数据链系统, 但由于 PSK 信号易受干扰影响且对相位变化敏感, 在电离层复杂信道的实际应用中传输性能受限。为提升传输速率, 文献[4-5]将正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 技术引入电离层宽带通信, 但 OFDM 系统对多普勒频移极其敏感, 在电离层恶劣信道条件下需要复杂的信道编码和均衡机制。相较之下, 线性频率调制 (linear frequency modulation, LFM) 信号凭借其优异的抗多普勒频移、抗干扰和抗噪声等特性, 已在天波超视距雷达领域获得成功应用^[6]。近年来, 基于 LFM 的远距离无线电 (long range, LoRa) 调制技术被提出, 其本质上是一种频移 Chirp 调制 (frequency shift Chirp modulation, FSCM)。FSCM 信号具有独特的跳扩频特性和相位不敏感性, 且 FSCM 信号在分数域存在正交性^[7], 即相同扩频因子的不同 FSCM 信号在特定旋转角的分数域占用互不重叠的子带。在物联网^[8-9]、卫星通信^[10-11]、车联网^[12-13]、军事通信^[14]及水下通信^[15-17]等复杂信道环境下, 众多学者对 FSCM 信号的抗衰落技术展开研究。

针对频选衰落信道, FSCM 信号的现有研究已

取得一系列重要进展。文献[18-19]建立了 FSCM 信号的误比特率理论模型。文献[20]通过格雷编码有效抑制了 FSCM 信号多谱峰干扰。文献[21]分别推导了 FSCM 信号的误符号率 (symbol error rate, SER) 半解析表达式和闭式解。文献[22]提出了基于相位补偿的解调算法, 显著改善了多径环境下 FSCM 信号的误码性能。

然而, 针对时频双选衰落信道, FSCM 信号的研究尚不完善。文献[23]针对卫星物联网场景, 给出 FSCM 信号联合时延及多普勒频移补偿算法。文献[24]通过修改信息映射方式抵抗多普勒频移对 FSCM 信号解调性能的影响, 但不可避免地造成了传输速率下降。文献[25]提出基于高阶累积量的 FSCM 信号解调算法, 但涉及高维矩阵计算的复杂度过高。文献[26-27]在电离层通信的波形设计及频率预测等方面取得了重要进展, 相较于传统短波通信系统实现了更高的传输可靠性及建链效率, 但采用二进制正交键控的 LFM 方式传输速率较低且基于正负扫频的同步前导信号设计降低了有效载荷占比。

本文面向电离层宽带通信系统超远距离可靠传输的迫切需求, 深入挖掘 FSCM 信号的传输潜力, 提出一种适于复杂时频双选衰落信道的高鲁棒性多路频移 Chirp 调制 (robust multiple frequency shift Chirp modulation, RO-M-FSCM) 方法。定义鲁棒域为分数域频率轴上划分的具有保护间隔的子带, 用于抵抗时延与多普勒频移影响; 鲁棒码为标识该子带位置的二进制比特, 其位数决定鲁棒域子带宽度。本文主要贡献如下。

1) 基于 FSCM 信号分数域正交性, 构建了同步分路与信息分路时频复用的 RO-M-FSCM 信号框架, 提出了基于同步分路等效偏移量的联合时延及多普勒频移补偿算法, 实现了解调窗口与同步分路对齐并有效提高了 RO-M-FSCM 信号传输速率。

2) 建立了时频双选衰落信道下 RO-M-FSCM 信号非相干解调的误符号率渐进闭式表达式, 揭示了鲁棒码位数与信道状态的约束关系, 实现了 RO-M-FSCM 信号传输可靠性与速率的协同优化。

3) 针对电离层信号能量弥散特性, 设计了基于鲁棒域能量聚合 (energy concentration, EC) 的 RO-M-FSCM 非相干解调算法, 通过高效聚集多径信号的能量, 提升了接收信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR), 改进了解调性能。

1 系统模型及 RO-M-FSCM 信号基础

相较于传统 FSCM 系统，RO-M-FSCM 的核心改进在于：通过地址码添加将同一时频资源划分为分数域多个正交子带，实现多路 FSCM 信号的并行复用；引入同步分路，实时估计信道等效偏移量，并用于动态校正各信息分路的解调窗口，使其与主径对齐；通过鲁棒码设置，在每个鲁棒域子带内预留一定的频率容错区间，以抑制时频双选衰落信道时延与多普勒频移引起的 FSCM 信号谱峰偏移对解调性能的影响。RO-M-FSCM 信号调制解调逻辑框架如图 1 所示，主要包括信息分路映射、同步分路构造、等效偏移量估计及补偿、鲁棒域能量聚合、信息分路解映射等。其中， b_{msg} 为发送端二进制信息比特流； K_d 为分路 d 的循环移位值，对应 Chirp 信号的起始频点； $d = 0$ 为同步分路， $d \neq 0$ 为信息分路； $s_{\text{RO-M-FSCM}}(t)$ 为所有分路 FSCM 信号在同一时频资源上的叠加，各分路采用与 FSCM 相同的调制过程； $\hat{C}(f_d, \tau)$ 为接收端通过同步分路得到的等效偏移量估计值。

经过电离层信道后，接收信号可表示为

$$r_{\text{RO-M-FSCM}}(t) = h(t, \tau) * s_{\text{RO-M-FSCM}}(t) + w(t) \quad (1)$$

其中， $h(t, \tau) = \sum_m h_m(t, \tau) = \sum_m \sqrt{P_m(\tau)} D_m(t, \tau) \phi_m(t, \tau)$ 为电离层时频双选 (ionospheric time-frequency selective, ITS) 宽带信道的时变冲激响应^[28]， $w(t)$ 为加性白高斯噪声，* 表示卷积。 $h_m(t, \tau)$ 为不同传播路径的冲激响应，由时延功率剖面函数 $P_m(\tau)$ 、随

机调制函数 $D_m(t, \tau)$ 、确定性相位函数 $\phi_m(t, \tau)$ 构成。 $P(\tau) = A \frac{a^{a+1}}{\Delta \Gamma(a+1)} z^a e^{-az}$ ， A 为最大接收功率； a 是形状参数，控制时延功率分布函数的对称特性； τ 是时延变量， $\Delta = \tau_c - \tau_l$ 控制时延扩展的宽度， τ_c 为信号中心频率的平均时延， τ_l 为 $P(\tau) = 0$ 的时延点； z 表示时延差与 Δ 的比值； $\Gamma(\cdot)$ 为伽马分布函数。 $D(t, \tau) = \exp \{ j2\pi [f_s + \eta(\tau - \tau_c)] t \}$ ，其中， $\eta = \frac{f_s - f_{sl}}{\tau_c - \tau_l}$ 为多普勒频移相对于时延 τ 的变化率， f_s 和 f_{sl} 分别为 $\tau = \tau_c$ 和 $\tau = \tau_l$ 的多普勒频移。 $\phi(t, \tau)$ 取决于多普勒频移及其随传输时延的梯度变化。

相较于经典瑞利衰落信道，电离层信道受电离层电子浓度梯度、不规则体分布及动态湍流结构的综合影响，呈现出空间时变特性。电离层信道对大尺度电离层扰动引起的非平稳多普勒扩展、电离层突发闪烁导致的电子密度随机涨落型多径效应，以及电离层分层结构突变产生的时延功率分布畸变等现象，具有高度敏感性。因此，接收端需要采用合适的抗电离层信道衰落算法，并对时变的多普勒频移及时延进行动态补偿。

RO-M-FSCM 信号相关原理及技术详述如下。

1.1 RO-M-FSCM 信号构建

FSCM 信号基于 Chirp 扩频技术，带宽 B 及扩频因子 SF (对应 FSCM 符号比特数) 是其重要参数。电离层宽带通信系统中 $B=24 \text{ kHz}$ ， $\text{SF} \in \{7, 8, 9, 10, 11, 12\}$ 。

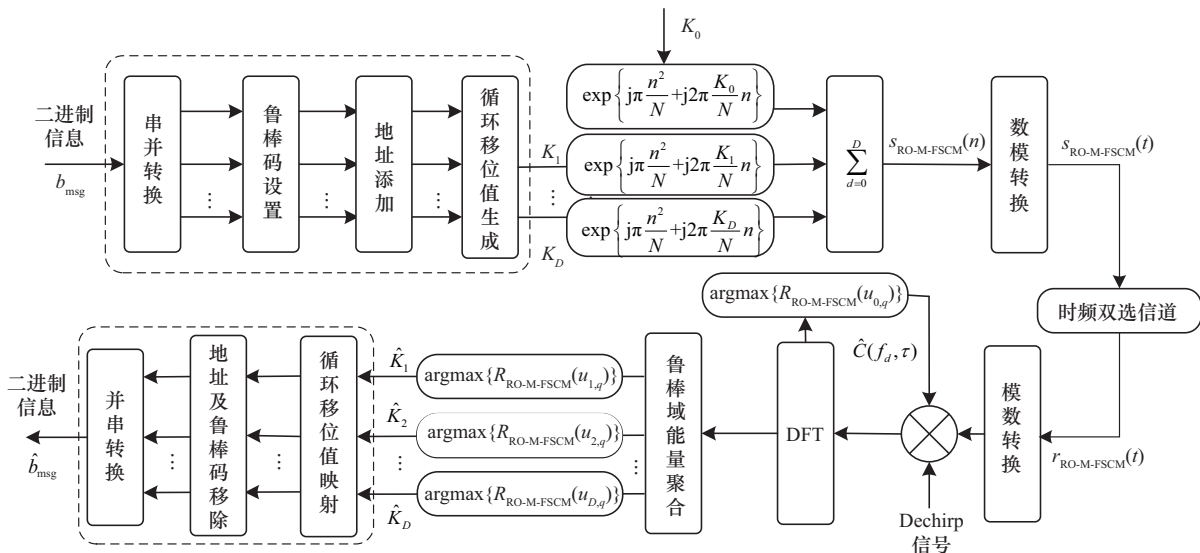


图 1 RO-M-FSCM 信号调制解调逻辑框架

一个 FSCM 符号在时域被分为 $N = 2^{SF}$ 个码片, 码片周期 $T_c = \frac{1}{B}$, 符号周期 $T_s = NT_c$, 调频斜率 $\mu = \frac{B}{T_s}$ 。其信息传输的本质是利用不同起始频点 f_0 携带信息, 即发送端将二进制比特流 b_{msg} 转换为十进制的循环移位值 $K \in \{0, 1, \dots, N - 1\}$, 对应 B 内 N 个不同的 f_0 。对于基带传输系统, FSCM 符号的频率在 $[0, T_0]$ 时间段内从 f_0 上升至 B , 在 $T_0 = \frac{N - K}{B}$ 时刻发生频率跳变返回 0, 在 (T_0, T_s) 时间段内从 0 上升至 f_0 。FSCM 符号的时频关系可描述为

$$f(t) = \mu t + f_0 - Bu(t - T_0), \quad 0 \leq t < T_s \quad (2)$$

其中, $u(t)$ 为阶跃函数。基于 FSCM 符号的时频关系, 其基带发射信号的时域表达式为

$$s(t) = e^{j\phi(t)} = e^{j2\pi \int_0^t f(\tau) d\tau} = e^{j\pi \frac{B^2}{N} t^2 + j2\pi \left(K \frac{B}{N} - Bu(t - T_0) \right) t}, \quad 0 \leq t < T_s \quad (3)$$

RO-M-FSCM 符号的比特结构示意图如图 2 所示, 其本质是由时频复用的多路 FSCM 符号构建。

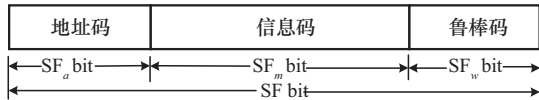


图 2 RO-M-FSCM 符号的比特结构示意图

地址码用于区分不同分路符号, 位数为 SF_a , 对应分路路数; 信息码用于携带各分路信息, 位数为 SF_m , 对应信息比特数; 鲁棒码用于消除时延及多普勒频移对解调性能的影响, 位数为 SF_w , 对应鲁棒域子带抗衰落窗口带宽。地址码将整个带宽 B 划分为 2^{SF_a} 个不同起始频点的区域 ψ_d , $\psi_d = [d \cdot 2^{SF_w + SF_m}, (d + 1) \cdot 2^{SF_w + SF_m} - 1]$, $d \in \{0, 1, \dots, D\}$ 为分路索引, $D = 2^{SF_a} - 1$ 。分路 0 用于符号同步, 详见 1.2 节; 分路 $d \neq 0$ 用于传输信息, 不同地址码对应不同区域且每个区域仅传输一路符号, 避免了时频复用的多路 FSCM 符号间干扰。取鲁棒码对应比特为 $b_{SF_w - 1} = 1$, $b_i = 0, i \in [0, SF_w - 2]$, 定义 $u_{d,q}$ 为分路 d 的第 $q \in \{0, 1, \dots, 2^{SF_m} - 1\}$ 个鲁棒域的中心频点, 则 ψ_d 可划分为 2^{SF_m} 个长度为 2^{SF_w} 的鲁棒域 $\chi = (u_{d,q} - 2^{SF_w - 1}, u_{d,q} + 2^{SF_w - 1})$, 其中 $u_{d,q}$ 可表示为

$$u_{d,q} = 2^{SF_m + SF_w} \cdot d + 2^{SF_w} \cdot q + 2^{SF_w - 1} \quad (4)$$

其中, q 为分路 d 的鲁棒域索引。因此, 通过调整

鲁棒码比特数可以改变不同 FSCM 符号初始频率的最小间隔, 从而减小电离层信道对 FSCM 符号解调性能的影响。

当 $SF_a = 2$ 、 $SF_m = 2$ 时, RO-M-FSCM 符号各分路的时频关系如图 3 所示。

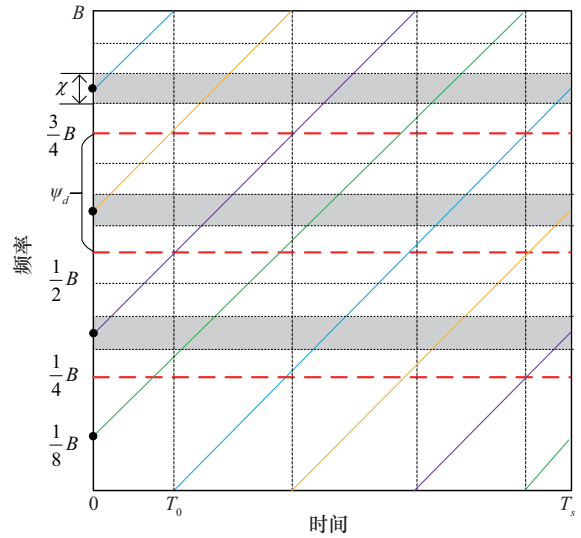


图 3 RO-M-FSCM 符号各分路的时频关系

令分路 d 的 SF_m 个信息比特的十进制为 K'_d , 则 RO-M-FSCM 信号分路 d 的循环移位值可表示为

$$K_d = \sum_{i=Sf_m + Sf_w}^{Sf - 1} (b_{i,d} \cdot 2^i) + \sum_{i=Sf_w}^{Sf_m + Sf_w - 1} (b_{i,d} \cdot 2^i) + \sum_{i=0}^{Sf_w - 1} (b_{i,d} \cdot 2^i) = 2^{Sf_m + Sf_w} \cdot d + 2^{Sf_w} \cdot K'_d + 2^{Sf_w - 1} \quad (5)$$

比较式(4)与式(5)可得, 对于分路 d , 当 $K'_d = q$ 时, $K_d = u_{d,q}$, 即分路 d 的循环移位值唯一对应鲁棒域 q 的中心频点。

当 $SF_w = 2$ 、 $SF_m = 3$ 时, RO-M-FSCM 信号的鲁棒域划分示意图如图 4 所示。由图 4 可以看出, 鲁棒域宽度为 $2^{SF_w} = 4$, 分路 d 的鲁棒域个数为 $2^{SF_m} = 8$, 分路 d 的 K_d 对应鲁棒域频点 $u_{d,1}$ 。

定义 $s_d(t)$ 为分路 d 的传输符号, 由式(5)可得

$$s_d(t) = e^{j\pi \frac{B^2}{N} t^2 + j2\pi \left(K_d \frac{B}{N} - Bu(t - T_{0,d}) \right) t}, \quad 0 \leq t < T_s \quad (6)$$

其中, $T_{0,d}$ 是该路符号的频率跳变时刻。

所有信息分路的 $(2^{SF_a} - 1) \cdot SF_m$ 个二进制信息比特分别映射到各自分路, 则总发射信号可表示为

$$s_{RO-M-FSCM}(t) = \sum_{d=0}^D \sqrt{P_d} s_d(t) \quad (7)$$

其中, p_d 为分路功率分配系数。为保证算法性能比较的公平性, 本文取发射信号总功率恒定, 即 $\sum_{d=0}^D p_d = 1$, $p_1 = p_2 = \dots = p_D$, 且 $p_0 = \rho p_d (d \neq 0)$, ρ 为同步分路与信息分路的功率比。

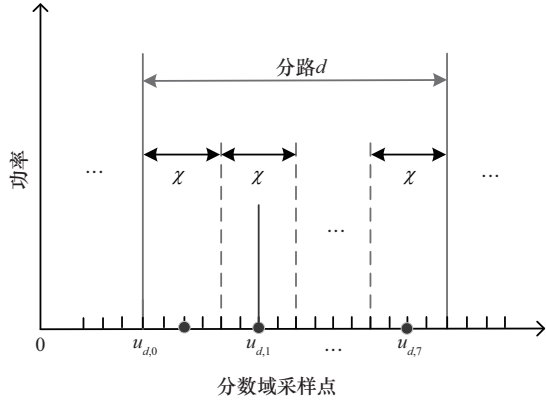


图4 RO-M-FSCM信号的鲁棒域划分示意

1.2 基于同步分路的等效偏移量补偿

为避免因电离层信道时延及多普勒频移导致时频复用的信息分路对同步分路造成影响, 取同步分路循环移位值 $K_0 = 2^{SF - SF_a - 1}$ 即 ψ_0 的中心, 则接收端同步信号的主径可表示为

$$r_0(t) = e^{j\pi \frac{B^2}{N}(t-\tau)^2 + j2\pi K_0 \frac{B}{N}(t-\tau) + j2\pi f_d t} + w(t) \quad (8)$$

对同步信号进行 $f_s = B$ 采样、Dechirp 及离散傅里叶变换 (Discrete Fourier Transform, DFT) 后, 可得表达式为

$$R_0(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r_0(n) \cdot g_{up}(n) \cdot e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} = e^{j\pi \frac{B^2}{N} \tau^2} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(f_d \frac{N}{B} - B\tau + K_0 - k)n}{N}} + W(k) \quad (9)$$

其中, $g_{up}(n) = \exp\left(-j\pi \frac{n^2}{N}\right)$ 为 Dechirp 信号, $W(k)$ 为高斯噪声经过 Dechirp 和 DFT 后的结果。

由式(9)可知, 当 $f_d \frac{N}{B} - B\tau + K_0 - k = 0$, 即 $k = f_d \frac{N}{B} - B\tau + K_0$ 时, $R_0(k)$ 取得最大值。另外, 若无时延及多普勒频移影响, 则 $R_0(K_0)$ 取得最大值。因此, 同步分路时延及多普勒频移等效偏移量真实值可表示为

$$C(f_d, \tau) = k - K_0 = f_d \frac{N}{B} - B\tau \quad (10)$$

令 $\hat{C}(f_d, \tau)$ 为 $C(f_d, \tau)$ 的估计值, 为了计算 $\hat{C}(f_d, \tau)$, 定义使 $R_0(k)$ 取最大值的 k 为 K_0 的估计值 \hat{K}_0 。 \hat{K}_0 可通过谱峰搜索法由式(11)求得, 即

$$\hat{K}_0 = \arg \max_{k \in K} (|R_0(k)|) \quad (11)$$

因此, 同步分路时延及多普勒频移等效偏移量估计值可由式(12)求得, 即

$$\hat{C}(f_d, \tau) = \hat{K}_0 - K_0 \quad (12)$$

由于 RO-M-FSCM 信号不同分路占用相同的时频资源, 具有近似相等的等效偏移量, 因此, 信息分路可基于同步分路的 $\hat{C}(f_d, \tau)$ 实现信号解调窗口与发端同步, 从而实时近似补偿时延及多普勒频移对信息分路解调的影响, 且避免了每条分路各自同步的复杂过程。

考虑到电离层信道的多径效应、多普勒扩展导致的等效偏移量随机波动, 经过电离层信道后, 信息分路 d 的接收信号经补偿后可表示为

$$r'_d(n) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l e^{j\pi \frac{n^2}{N} + j2\pi (K_d + C(f_d, \tau_l) - \hat{C}(f_d, \tau)) \frac{n}{N}} + w(n), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (13)$$

其中, L 为多径数, a_l 为路径 l 的增益系数, $C(f_d, \tau_l)$ 为路径 l 的等效偏移量。

定义 $\tilde{K}_{d,l}$ 为路径 $l = 0, 1, 2, \dots, L-1$ 对应的循环移位值, 可表示为

$$\tilde{K}_{d,l} = K_d + C(f_d, \tau_l) \quad (14)$$

当 $|C(f_d, \tau_l) - \hat{C}(f_d, \tau)|$ 取最小值时, 对应的路径 l 定义为主径。若主径衰落严重, 则 FSCM 信号非相干解调时谱峰搜索错误将导致解调出错。通过设置鲁棒码可解决该问题, 但是, 当鲁棒码位数较少时, 谱峰偏移会超出鲁棒域边界, 仍会存在解调错误; 当鲁棒码位数过多时, 虽能增强鲁棒性, 但会降低信息传输效率。因此, 根据信道特性, 合理配置鲁棒码位数是优化系统性能的关键。

1.3 鲁棒码位数与误符号率性能

对式(13)进行 Dechirp 及 DFT 可得

$$R_d(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r'_d(n) g_{up}(n) e^{-j2\pi \frac{nk}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{p_d} a_l e^{j2\pi (\tilde{K}_{d,l} - \hat{C}(f_d, \tau) - k) \frac{n}{N}} + W(k) \approx a_{\max} S(k - K_d, \bar{C}(f_d, \tau)) + W(k) \quad (15)$$

其中, $S(x,y) = \frac{1 - e^{j2\pi(y-x)}}{1 - e^{\frac{j2\pi(y-x)}{N}}}$; a_{\max} 为补偿后接收信号最高峰的幅值; $\bar{C}(f_d, \tau)$ 为对应子路径的等效偏移量, 可表示为

$$\bar{C}(f_d, \tau) = \arg \max_{k \in \hat{K}_d} |R_d(k)| - \hat{C}(f_d, \tau) - K_d \quad (16)$$

利用 $R_d(k)$ 幅值分布的联合概率模型, 则 \hat{K}_d 的误符号率 P_e 可表示为

$$P_e = \Pr \left[\max_{k \in U_{d,q}, k \neq K_d} |R_d(k)| > |R_d(K_d)| \right] = 1 - \int_0^\infty \int_0^{\beta_0} \dots \int_0^{\beta_0} \prod_{i=0}^{2^{\text{SF}_w} - 1} f(\beta_i, S(i, \bar{C}(f_d, \tau)), \frac{N\sigma^2}{2}) d\beta_1 \dots d\beta_{2^{\text{SF}_w} - 1} d\beta_0 \quad (17)$$

其中, $f(x,y,z) = \left(\frac{x}{z}\right) \exp\left(-\frac{x^2+y^2}{2z}\right) I_0\left(\frac{xy}{z}\right)$, $I_0(x)$ 是第一类修正的零阶贝塞尔函数, $\beta_i = |R_d(K_d + i \cdot 2^{\text{SF}_w})| (i=0, \dots, 2^{\text{SF}_w} - 1)$ 为莱斯分布, $f(\beta_i, S(i, \bar{C}(f_d, \tau)), \frac{N\sigma^2}{2})$ 为概率密度函数, σ^2 为噪声方差。

由于式(17)不是封闭形式而难以分析, 因此, 首先推导 $f(\beta_i, S(i, \bar{C}(f_d, \tau)), \frac{N\sigma^2}{2})$ 的极限, 即

$$\begin{aligned} & \lim_{\sigma^2 \rightarrow 0} f(\beta_i, S(i, \bar{C}(f_d, \tau)), \frac{N\sigma^2}{2}) \\ & \stackrel{(a)}{=} \lim_{\sigma^2 \rightarrow 0} \frac{\sqrt{\beta_i} e^{-\frac{(\beta_i - S(i, \bar{C}(f_d, \tau)))^2}{N\sigma^2}}}{\sqrt{\pi N\sigma^2 S(i, \bar{C}(f_d, \tau))}} \\ & \stackrel{(b)}{=} \delta(\beta_i - S(i, \bar{C}(f_d, \tau))) \end{aligned} \quad (18)$$

其中, $\delta(x)$ 是狄拉克函数, 通过文献[29]的式(9.7.1)推导得出(a), 并由洛必达规则得到(b)。

将式(18)代入式(17)可得 p_e 误码率极限, 即 P_e 的渐近闭合形式, 表示为

$$\lim_{\sigma^2 \rightarrow 0} P_e = \begin{cases} 0, & |\bar{C}(f_d, \tau)| < 2^{\text{SF}_w - 1} \\ 1, & |\bar{C}(f_d, \tau)| \geq 2^{\text{SF}_w - 1} \end{cases} \quad (19)$$

由式(19)可知, 为了提高 RO-FSCM 信号的误码率性能, 需要满足鲁棒域区间的一半大于等效偏移量的最大值, 即鲁棒码位数 SF_w 需满足 $\text{SF}_w > \text{lb}(|\bar{C}(f_d, \tau)|) + 1$ 。

为了保证渐近无差错性能且最大化数据速率, 鲁棒码位数的优化问题可表示为

$$\begin{aligned} & \min_{0 \leq \text{SF}_w < \text{SF} - \text{SF}_a} \text{SF}_w \\ & \text{s.t. } \lim_{\sigma^2 \rightarrow 0} p_e = 0 \end{aligned} \quad (20)$$

由式(20)可知, 为保证至少有 1 位信息比特, SF_w 需满足 $\text{SF}_w \leq \text{SF} - \text{SF}_a - 1$ 。

综上, 鲁棒码位数 SF_w 需满足

$$\text{SF}_w = \min \left(\left\lceil \text{lb}(|\bar{C}(f_d, \tau)|) + 1 \right\rceil, \text{SF} - \text{SF}_a - 1 \right) \quad (21)$$

式(21)揭示了鲁棒码位数 SF_w 与 $\bar{C}(f_d, \tau)$ 的动态约束关系, 发射端可以利用反馈链路获得 SF_w 。

1.4 传输速率分析

当 RO-M-FSCM 符号与传统 FSCM 符号采用相同 SF 时, 鲁棒码的引入使单路 FSCM 符号传输比特数减少 SF_w 个, 地址码的引入使单路 FSCM 符号传输比特数减少 SF_a 个, 地址码及同步分路的引入使信息分路变为 $(2^{\text{SF}_a} - 1)$ 个, 因此, RO-M-FSCM 符号与 FSCM 符号的相对数据传输速率可表示为

$$\frac{V_{\text{RO-M-FSCM}}}{V_{\text{FSCM}}} = \frac{(2^{\text{SF}_a} - 1)(\text{SF} - \text{SF}_a - \text{SF}_w)}{\text{SF}} \quad (22)$$

当 $\text{SF}_w = 2$ 时, 不同 SF 的 RO-M-FSCM 信号相对数据传输速率如表 1 所示。

表 1 不同 SF 的 RO-M-FSCM 信号相对数据传输速率

| 码片数量 N | 扩频因子 SF | $\text{SF}_a = 1$ | $\text{SF}_a = 2$ | $\text{SF}_a = 3$ |
|----------|---------|-------------------|-------------------|-------------------|
| 128 | 7 | 57.1% | 128.6% | 200% |
| 256 | 8 | 62.5% | 150% | 262.5% |
| 512 | 9 | 66.7% | 166.7% | 311.1% |
| 1 024 | 10 | 70% | 180% | 350% |
| 2 048 | 11 | 72.7% | 190.9% | 381.8% |
| 4 096 | 12 | 75% | 200% | 408.3% |

综上所述, 增大 SF_w 可提高 RO-M-FSCM 信号的传输可靠性, 增大 SF_a 可提高传输速率。因此, 通过合理设置比特结构, 可实现系统传输可靠性与传输速率的协同优化。

2 基于鲁棒域能量聚合的非相干解调算法

对经过电离层信道的接收信号离散采样, 可得

$$r_{\text{RO-M-FSCM}}(n) = \sum_{d=0}^D \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{p_d} a_l e^{j\pi \frac{n^2}{N} + j2\pi \tilde{k}_{dl} \frac{n}{N}} + w(n) \quad (23)$$

利用 $\hat{C}(f_d, \tau)$ 对 $r_{\text{RO-M-FSCM}}(n)$ 的信息分路补偿, 并通过 Dechirp 和 DFT, 可得

$$R'_{\text{RO-M-FSCM}}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{d=0}^D \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{p_d} a_l e^{j2\pi(\tilde{k}_{dl} - \hat{C}(f_d, \tau) - k) \frac{n}{N}} + W(k) \quad (24)$$

由于鲁棒域 χ 内存在有用信号的多径分量, 可通过相干叠加该鲁棒域内所有信号能量用于非相干解调。对于第 d 个信息分路, 其第 q 个鲁棒域接收信号能量可表示为

$$R'_{\text{RO-M-FSCM}}(u_{d,q}) = \sum_{k=2^{\text{SF}_a - \text{SF}_a \cdot d} + 2^{\text{SF}_w \cdot (q+1) - 1} k = 2^{\text{SF}_a - \text{SF}_a \cdot d} + 2^{\text{SF}_w \cdot q} \left| R'_{\text{RO-M-FSCM}}(k) \right|^2 \quad (25)$$

基于式(25), 可得 K_d 的估计值, 表示为

$$\hat{K}_d = \arg \max_{k \in u_{d,q}} |R'_{\text{RO-M-FSCM}}(k)| \quad (26)$$

基于式(26), 通过谱峰搜索可得到 \hat{K}_d , 进而可得到 K'_d 的估计值, 表示为

$$\hat{K}'_d = \frac{\hat{K}_d - d \cdot 2^{\text{SF}_a - \text{SF}_a} - 2^{\text{SF}_w - 1}}{2^{\text{SF}_w}} \quad (27)$$

将 \hat{K}'_d 转换为 SF_m 个二进制比特, 并按照 d 的大小依次将对应的二进制比特信息串行输出, 可得到长度为 $(2^{\text{SF}_a} - 1) \cdot \text{SF}_m$ 的接收比特流 \hat{b}_{msg} 。

为了更好地说明在 ITS 信道中 RO-M-FSCM 信号的鲁棒域能量聚合, 本节给出 RO-M-FSCM 信号鲁棒域能量聚合示意, 如图 5 所示, 其中, 图 5(a)、图 5(b)和图 5(c)分别为 RO-M-FSCM 发射信号、接收信号和同步分路补偿后的分数谱, $\text{SNR}=15 \text{ dB}$, $\text{SF}=9$, $\text{SF}_a=2$, $\text{SF}_w=3$, $\rho=4$ 。

由图 5(a)可知, 该系统共有 1 个同步分路、3 个信息分路, $d=0$ 的同步分路 $K_0=64$ 。由图 5(b)可知, 相对图 5(a)的发射参考位置, 接收信号的同步分路及信息分路均产生了近似相等的偏移。由图 5(c)可知, 经等效偏移补偿后, 接收信号与发射信号实现了同步, 并且虚线间构建了长度为 8 的鲁棒域 $\chi = (K_d - 4, K_d + 4)$, 粗线段对应的 $u_{d,q}$ 聚合了 χ 内的信号能量, 用于非相干解调。

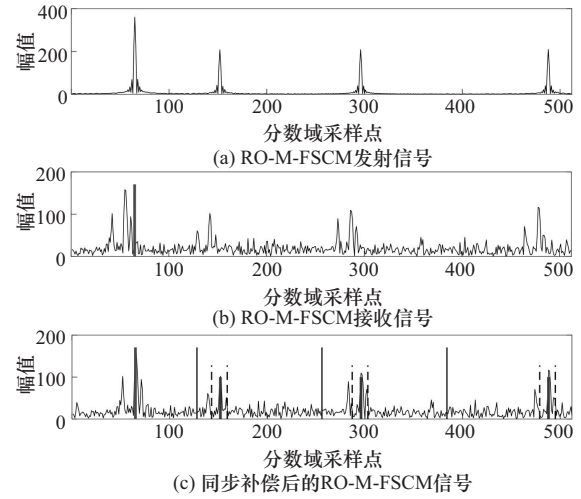


图 5 RO-M-FSCM 信号鲁棒域能量聚合示意

3 仿真分析

为验证 ITS 信道下本文算法的性能, 本节给出算法数值仿真, 电离层宽带通信信号仿真参数设置如表 2 所示。若无特殊说明, 各信号符号数均为 10^3 个。

表 2 电离层宽带通信信号仿真参数设置

| 参数名称 | | 参数值 |
|------|--------|------|
| FSCM | 带宽/kHz | 24 |
| | 扩频因子 | 7~10 |
| | 鲁棒码位数 | 1~2 |
| | 地址码位数 | 0~3 |
| DFDM | FFT 长度 | 64 |
| | 导频子载波 | 10 |
| | 数据子载波 | 54 |
| | 循环前缀 | 16 |

基于 ITS 理论模型, 构建宽带信道仿真模型, 中纬度区域 (126 km 高度) 传播路径参数设置如表 3 所示。该模型采用单跳 F2 层低仰角反射传输机制, 电磁波在电离层双折射效应下分裂为寻常波 (O 模式) 和非寻常波 (X 模式) 双极化传播路径, 其中, A 为最大接收功率, A_T 为接收门限, τ_c 为信号中心频率的平均时延, τ_l 为 $P(\tau) = 0$ 的时延点, f_s 和 f_{sl} 分别为时延 $\tau = \tau_c$ 和 $\tau = \tau_l$ 时的多普勒频移, σ_D 为均方根时延扩展。

为验证鲁棒码与能量聚合对 RO-FSCM 信号性能的改进, 在扩频因子 $\text{SF} = 9$ 的条件下, RO-FSCM 信号、OFDM 信号及传统 FSCM 信号的 SER

性能如图 6 所示。分析图 6 可知,随着 SNR 的增加,所有信号的 SER 均呈下降趋势;随着鲁棒域宽度的增加及能量聚合的应用,RO-FSCM 信号的 SER 性能得到进一步提升,且当 $SF_w=2$ 时 RO-FSCM 信号的 SER 性能显著优于 OFDM 信号。这主要源于两方面:RO-FSCM 信号特有的鲁棒域设计,有效抵消了由电离层等效偏移量引起的信号谱峰搜索偏差;在鲁棒域内对多径信号能量的有效聚合,显著提高了接收端的信噪比。两种机制协同工作,改善了 RO-FSCM 信号的解调性能。曲线中的微小波动源于所采用的 ITS 信道模型的时变随机特性及多径干扰的随机影响。

表 3 中纬度区域(126 km 高度)传播路径参数设置

| 参数 | O 模式 | X 模式 (右) | X 模式 (左) |
|--------------------------|------|----------|----------|
| A | 1.0 | 1.0 | 1.0 |
| A_T | 0.1 | 0.1 | 0.1 |
| $f_{s'} / \text{Hz}$ | 0.1 | 0 | -0.05 |
| $f_{s''} / \text{Hz}$ | 0.2 | -0.1 | 0.05 |
| $\tau / \mu\text{s}$ | 0 | 50 | 50 |
| $\tau_c / \mu\text{s}$ | 33 | 59 | 63 |
| $\tau_u / \mu\text{s}$ | 70 | 70 | 80 |
| $\sigma_D / \mu\text{s}$ | 0.05 | 0.05 | 0.1 |

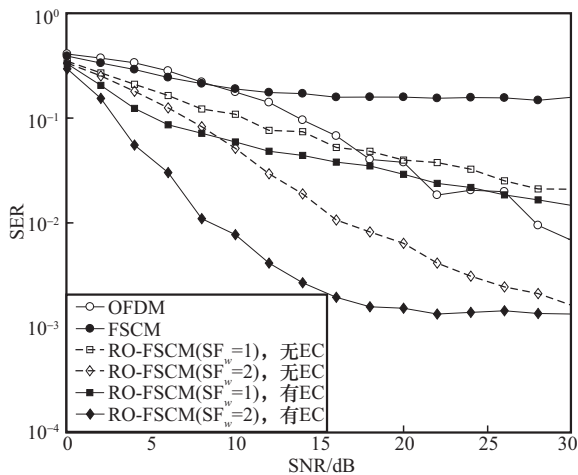


图 6 RO-FSCM 信号、OFDM 信号及传统 FSCM 信号的 SER 性能

为了验证基于同步分路的等效偏移量补偿对 RO-M-FSCM 信号的性能改进,在 $SF = 9$ 、 $SF_w = 2$ 、 $SF_a = 2$ 及应用鲁棒域能量聚合的条件下,对比基于前导符号同步的 FSCM 信号、RO-FSCM 信号,基于同步分路等效偏移量补偿的 RO-M-FSCM 信号

的 SER 性能如图 7 所示。

由图 7 可知,随着每帧传输符号个数的增加,基于前导符号同步的 FSCM 信号与 RO-FSCM 信号的 SER 性能均显著下降;本文基于同步分路的 RO-M-FSCM 方案的 SER 性能几乎保持恒定,对帧长变化表现出优异的鲁棒性;所有方案的 SER 均随 SNR 的提升而改善,本文方案在 $\text{SNR}=15 \text{ dB}$ 时 SER 稳定维持在 10^{-2} 量级。上述性能差异主要源于 ITS 信道模型的时变特性,传统前导符号同步机制对帧长度较敏感,帧长的增加导致其同步精度下降,进而引起 SER 性能恶化;本文 RO-M-FSCM 方案通过同步分路与信息分路的并行传输,能够实时估计同步分路的等效偏移量并对信息分路进行补偿,有效克服时变信道的影响,从而显著提升信号解调的稳定性与可靠性。

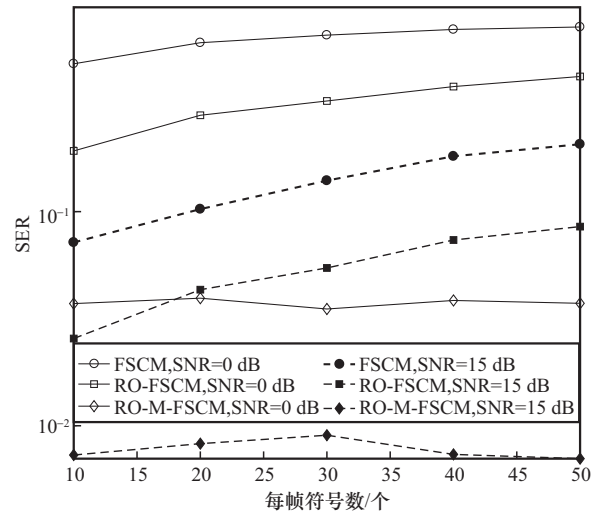


图 7 基于同步分路等效偏移量补偿的 RO-M-FSCM 信号的 SER 性能

为探究扩频因子与地址码位数对 RO-M-FSCM 信号 SER 性能的影响,当 $SF_w = 2$ 并应用鲁棒域能量聚合时,不同 SF 及 SF_a 的 RO-M-FSCM 信号的 SER 性能如图 8 所示。为了平衡计算量与不同参数配置信号的仿真性能,各信号的符号个数为 $\frac{SF}{2^{SF_a-1}} \times 10^3$ 。

分析图 8 可知,随着 SF 的增加,RO-M-FSCM 信号的 SER 性能逐渐提升,这正是由于扩频增益增加的结果,付出的代价是传输速率降低。在相同 SF 的条件下,随着 SF_a 的增加,RO-M-FSCM 信号的 SER 性能呈现下降趋势,这是由于地址码位数的增加使信息分路数量增加,提高了传输速率,但每个信息分路的发射功率降低导致 SER 性能降低;

当 $SF = 10$ 、 $SNR=20$ dB 时, 虽然随 SF_a 的增加 SER 性能有所下降, 但 $SF_a = 3$ 时 SER 仍可在 $10^{-2.5}$ 量级, 并且由表 1 可知此时相对传输速率为 3.5 倍。综上, 在实际系统设计中, 可根据信道环境 (如等效偏移量范围)、接收 SNR、通信速率需求等, 动态协同优化 SF、地址码位数及鲁棒码位数等参数, 以满足 RO-M-FSCM 信号不同传输速率及可靠性需求。

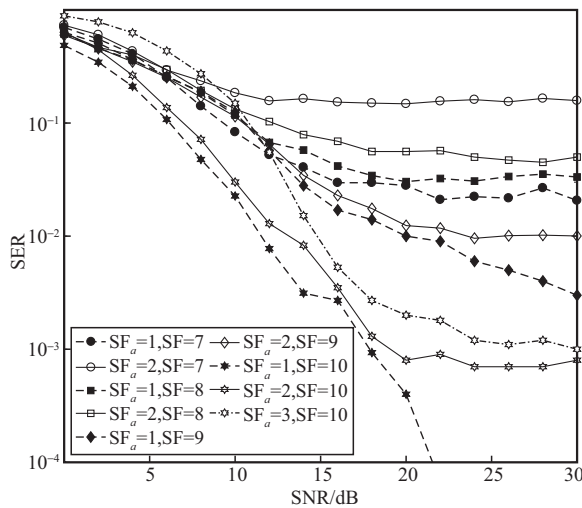


图 8 不同 SF 及 SF_a 下 RO-M-FSCM 信号的 SER 性能

4 结束语

针对电离层时频双选信道中时延扩展与多普勒频移导致信号解调性能降低的问题, 本文提出 RO-M-FSCM 方法。通过设计地址码, 实现在分数域的正交子频段并行传输多路 RO-FSCM 信号, 显著提升频谱效率; 引入等效偏移量概念, 并基于同步分路的等效偏移量, 实时校正信息分路的解调窗口对齐主径, 有效抑制时变信道下同步误差导致的性能降低; 优化鲁棒码位数配置, 并利用鲁棒域能量聚合技术集中多径能量, 提高接收信噪比。仿真结果表明, 通过动态配置地址码、鲁棒码位数及应用能量聚合技术, RO-M-FSCM 方法可实现传输速率与可靠性的协同优化, 在提升传输速率的同时, 仍能保证 SER 的性能。该方法为电离层等复杂时频双选衰落信道下的超远距离可靠通信, 提供了系统化解决方案。

参考文献:

[1] Kronewitter F D. A tactical network optimization engine using simulation[C]//Proceedings of the MILCOM 2015 - 2015 IEEE Military Com-

munications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2015: 1093-1098.

[2] Mostafa M G, Tsolaki E, Haralambous H. HF spectral occupancy time series models over the eastern mediterranean region[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2017, 59(1): 240-248.

[3] Liu Q, Wang Y W, Guo J, et al. A recognition algorithm for signal modulation modes of tactical data link[C]//Proceedings of the 2021 3rd International Conference on Advances in Computer Technology, Information Science and Communication (CTISC). Piscataway: IEEE Press, 2021: 215-220.

[4] Shi D, Song L F, Zhou W Q, et al. Channel acquisition for HF skywave massive MIMO-OFDM communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(6): 4074-4089.

[5] Wang S D, Cha Y S, Pak M H, et al. Complex complementary sequence real orthogonal spreading OFDM scheme for HF communication link[J]. Wireless Personal Communications, 2023, 129(3): 1829-1839.

[6] Lulu A, Mobasseri B G. Dual-use chirp spread spectrum waveform with ranging capability[C]//Proceedings of the 2019 IEEE Radar Conference (RadarConf). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.

[7] Zhang C W, Wang S P, Jiao L B, et al. A novel MuLoRa modulation based on fractional Fourier transform[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(9): 2993-2997.

[8] Zhao Z W, Gao W F, Du W, et al. Towards energy-fairness in LoRa networks[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2023, 22(9): 5597-5610.

[9] Tong S, Xu Z Q, Wang J L. CoLoRa: enabling multi-packet reception in LoRa networks[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2023, 22(6): 3224-3240.

[10] Yang M C, Xue G C, Liu B T, et al. Load estimation based dynamic access protocol for satellite Internet of Things[J]. Remote Sensing, 2022, 14(24): 6402.

[11] Fraire J A, Iova O, Valois F. Space-terrestrial integrated Internet of Things: challenges and opportunities[J]. IEEE Communications Magazine, 2022, 60(12): 64-70.

[12] Torres A P A, Silva C B D, Filho H T. An experimental study on the use of LoRa technology in vehicle communication[J]. IEEE Access, 2021, 9: 26633-26640.

[13] Anzum R, Habaebi M H, Islam M R, et al. A study of LoRa signal propagation in hilly suburban area for smart city applications[C]//Proceedings of the 2021 IEEE 7th International Conference on Smart Instrumentation, Measurement and Applications (ICSIMA). Piscataway: IEEE Press, 2021: 16-20.

[14] Ma H, Fang Y, Cai G F, et al. A new frequency-Bin-index LoRa system for high-data-rate transmission: design and performance analysis[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2022, 9(14): 12515-12528.

[15] Youn C H, Ra H I, Lee K W, et al. Robust underwater acoustic communication using the overlapped chirp spread carrier technique in doubly spread environments[J]. IEEE Access, 2023, 11: 61412-61421.

[16] 殷敬伟, 罗五雄, 李理, 等. 基于降噪自编码器的水声信号增强研究[J]. 通信学报, 2019, 40(10): 119-126.

Yin J W, Luo W X, Li L, et al. Enhancement of underwater acoustic signal based on denoising automatic-encoder[J]. Journal on Communications, 2019, 40(10): 119-126.

[17] 余骁, 徐位凯, 孙海信, 等. MM-LoRa-Mod: 一种应用于水声通信的

非相干LoRa调制方案[J]. 电信科学, 2024, 40(9): 13-27.

Yu X, Xu W K, Sun H X, et al. MM-LoRa-Mod: a non-coherent LoRa modulation scheme for underwater acoustic communications[J]. Telecommunications Science, 2024, 40(9): 13-27.

- [18] Kucherov D, Berezkin A, Perepelitsyn S. Some features of LoRa technology under multi-ray reception[C]//Proceedings of the 2020 IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T). Piscataway: IEEE Press, 2021: 67-70.
- [19] 赵旭, 李洪强, 张玉冰, 等. LoRa调制及其在衰落信道下的性能分析[J]. 中国电子科学研究院学报, 2019, 14(6): 580-585.
Zhao X, Li H Q, Zhang Y B, et al. Performance analysis of LoRa modulation on fading channel[J]. Journal of China Academy of Electronics and Information Technology, 2019, 14(6): 580-585.
- [20] 周昱晨, 汪茂. 基于Chirp的调制技术LoRa的研究[J]. 计算机应用研究, 2020, 37(S2): 291-292.
Zhou Y C, Wang M. Research on chirp based modulation technology LoRa[J]. Application Research of Computers, 2020, 37(S2): 291-292.
- [21] Demeslay C, Rostaing P, Gautier R. Theoretical performance of LoRa system in multipath and interference channels[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2022, 9(9): 6830-6843.
- [22] Demeslay C, Rostaing P, Gautier R. Simple and efficient LoRa receiver scheme for multipath channel[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2022, 9(17): 15771-15785.
- [23] 余忠洋, 高继勋, 郭小波, 等. 基于LoRa的卫星物联网系统接收机同步与非相干软解调方案[J]. 电子学报, 2023, 51(5): 1291-1299.
Yu Z Y, Gao J X, Guo X B, et al. Receiver synchronization and non-coherent soft demodulation scheme for LoRa-based satellite IoT systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2023, 51(5): 1291-1299.
- [24] Lim D W, Kang K M. Robust LoRa modulation scheme in the presence of residual carrier frequency offset[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2023, 10(16): 14910-14911.
- [25] Nie X H, Yang C, Wang L N, et al. Designing of decision criterion on FCrSK in time-frequency dual selective channel[C]//Proceedings of the 2022 IEEE 22nd International Conference on Communication Technology (ICCT). Piscataway: IEEE Press, 2023: 983-987.
- [26] 李国军, 向翠玲, 叶昌荣, 等. 短波数字信道化通信探测一体化快速建链方法[J]. 通信学报, 2023, 44(1): 89-102.
Li G J, Xiang C L, Ye C R, et al. Fast link-establishment method of integrated of communication and detection based on short-wave digital channelization[J]. Journal on Communications, 2023, 44(1): 89-102.
- [27] 李俊兵, 曾囿钧, 曾孝平, 等. 基于模型数据双驱动的短波MUF短期预测网络[J]. 通信学报, 2023, 44(12): 99-111.
Li J B, Zeng Y J, Zeng X P, et al. Short-term prediction network for short-wave MUF based on model-data dual-driven[J]. Journal on Communications, 2023, 44(12): 99-111.
- [28] Mastrangelo J F, Lemmon J J, Vogler L E, et al. A new wideband high frequency channel simulation system[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(1): 26-34.
- [29] Abramowitz E, Stegun I A. Handbook of mathematical functions[M]. New York: Dover Publications, 1965.

[作者简介]



张成文 (1973-), 男, 山东青岛人, 博士, 哈尔滨工业大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为无线通信、物联网、电离层通信、通信信号调制、通信干扰与抑制、无线物理层安全与抗截获等。



谢靖宇 (1999-), 男, 山东烟台人, 哈尔滨工业大学硕士生, 主要研究方向为物联网、电离层通信、信道估计等。



史军 (1983-), 男, 江苏宿迁人, 博士, 哈尔滨工业大学教授、博士生导师, 主要研究方向为时频分析、采样理论、无线通信和雷达的信号处理等。



钟美琴 (2001-), 女, 四川内江人, 哈尔滨工业大学硕士生, 主要研究方向为物联网、干扰抑制等。



管政涵 (2001-), 男, 江苏宿迁人, 哈尔滨工业大学硕士生, 主要研究方向为物联网、通感一体等。



韩帅 (1981-), 男, 吉林省吉林市人, 博士, 哈尔滨工业大学教授、博士生导师, 主要研究方向为智能通信物理层设计、无线通信物理层技术与安全、卫星通信与导航等。