

doi:10.3969/j.issn.1003-3114.2025.05.025

引用格式:王鑫,吴丹,孙腾,等.面向时频双选信道的低复杂度正交时频空通信系统设计[J].无线电通信技术,2025,51(5):1128-1134. [WANG Cui, WU Dan, SUN Teng, et al. Design of Low-complexity Orthogonal Time-Frequency-Space Communication System for Time-Frequency Selective Channels [J]. Radio Communications Technology, 2025, 51(5): 1128-1134.]

面向时频双选信道的低复杂度正交时频空通信系统设计

王鑫,吴丹,孙腾,王晋忠

(中国电子科技集团公司第五十四研究所,河北石家庄 050081)

摘要:在研究正交时频空(Orthogonal Time Frequency and Space, OTFS)调制原理基础上设计了一种基于零后缀(Zero Suffix, ZP)保护的OTFS波形方案。提出了同步、信道估计方法和基于时延-时域最大比合并(Maximum Ratio Combining, MRC)的检测算法并对该算法进行了化简;给出了信道插值和MRC检测器硬件实现方案并对提出的OTFS系统波形进行了现场可编程逻辑门阵列(Field Programmable Gate Array, FPGA)硬件实现,验证了所设计OTFS系统关键算法的可行性。测试结果表明,所设计OTFS系统具有良好的抗双选择性衰落性能。

关键词:正交频分复用;正交时频空;时延-多普勒域;迭代检测

中图分类号:TN911

文献标志码:A

开放科学(资源服务)标识码(OSID):

文章编号:1003-3114(2025)05-1128-07



Design of Low-complexity Orthogonal Time-Frequency-Space Communication System for Time-Frequency Selective Channels

WANG Cui, WU Dan, SUN Teng, WANG Jinzhong

(The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: Based on the principle of Orthogonal Time Frequency and Space (OTFS) modulation, this paper designs an OTFS waveform scheme based on Zero Suffix (ZP) protection. Methods of synchronization, channel estimation, and the detection algorithm based on delay-time domain Maximum Ratio Combining (MRC) are presented, and the MRC detection algorithm is simplified. Hardware implementation schemes of channel interpolation and the MRC detector are given. And the Field Programmable Gate Array (FPGA) hardware implementation of the proposed OTFS system waveform is carried out to verify the feasibility of the key algorithms of the designed OTFS system. Test results show that the designed OTFS system has good performance in resisting doubly selective fading.

Keywords: orthogonal frequency division multiplexing; OTFS; delay-Doppler domain; iterative detection

0 引言

传统4G、5G无线局域网等无线通信系统中广泛使用正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术,其已被证明是解决信道多径效应所产生符号间干扰的有效方案^[1-4]。然而,OFDM技术在诸如高速列车、无人机和自动驾驶汽车等高移动性场景中面临严峻挑战,因为多普勒效应导致信道快速时变,破坏了OFDM子载波之间的正交性,导致严重的子载波间干扰,从而降低了系统性能。此外,OFDM将信息调制在时频域,而信道在时频域

受多径和多普勒影响呈现复杂的双选择性衰落,使得信道估计与均衡复杂度高、开销大、性能差。

在6G移动通信^[5-6]时代,空地一体化网络^[7]有望提供全球覆盖,需要支持各种新兴应用在高速移动和恶劣环境中可靠通信。OTFS调制技术^[8-11]为解决多载波技术在高移动性信道中的局限性提供了解决方案,其核心思想是将信息调制在时延-多普勒(Delay-Doppler, DD)域而非传统的时频域,高移动性无线信道在DD域表现出可分离性、稀疏性和稳定性,且OTFS通过DD域二维调制将每个符号扩展到整个时频资源,可充分利用分集增益,从而提升抗衰落能力。同时,6G时代越来越多的发展趋势是

收稿日期:2025-04-22

通过联合设计波形和收发信机架构来综合通信和感知 2 种功能^[12-13]。无线感知依赖于距离测量来定位目标和估计目标速度,本质上涉及到时延和多普勒参数的获取,这与 OTFS 在通信中利用 DD 域的方式完全一致^[14]。因此,OTFS 技术为未来 6G 空地一体化网络提供了更为鲁棒的传输方案。

本文旨在通过开展对 OTFS 技术的硬件验证,进一步加深研究人员对 OTFS 技术基本原理的理解,掌握 OTFS 技术关键算法,推动 OTFS 技术的发展与应用。

1 OTFS 调制基本原理

1.1 发射机信号处理

OTFS 是将调制符号搭载在 DD 域以获取双选信道下二维分集增益的一种二维调制方式^[8]。调制器使用逆辛傅里叶变换(Inverse Symplectic Finite Fourier Transform, ISFFT)将 DD 域中 M 行 N 列的信息符号 $x[k, l]$ 映射为时频域中的采样 $X[n, m]$ 。对 $X[n, m]$ 应用海森堡变换以生成在无线信道上传输的时域信号 $s(t)$ 。ISFFT 是一种二维傅里叶变换,它对 DD 域中排列的二维调制符号沿多普勒域方向进行 N 点逆傅里叶变换,以变换到时域,沿时延域方向进行 M 点傅里叶变换,以变换到频域。具体映射过程如式(1)所示:

$$X[n, m] = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} x[k, l] e^{j2\pi \left(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M} \right)}, \quad (1)$$

式中: $n = 0, 1, \dots, N-1, m = 0, 1, \dots, M-1$ 。海森堡变换是时频域到时域的变换,是对二维信号 $X[n, m]$ 沿频域方向进行 M 点逆傅里叶变换,并使用发射波形 $g_{tx}(t)$ 转换为连续时间波形 $s(t)$ 的过程:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} X[n, m] g_{tx}(t - nT) e^{j2\pi m \Delta f (t - nT)}. \quad (2)$$

1.2 接收机信号处理

接收端通过逆过程解调信号。解调器使用维格纳变换对时域接收信号 $r(t)$ 进行匹配滤波和 M 点傅里叶变换,以变换到时频域:

$$Y[n, m] = \int r(t) g_{rx}^*(t - nT) e^{-j2\pi m \Delta f (t - nT)} dt. \quad (3)$$

对 $Y[n, m]$ 进行辛傅里叶变换(Symplectic Finite Fourier Transform, SFFT)得到 DD 域接收符号 $y[k, l]$:

$$y[k, l] = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} Y[n, m] e^{-j2\pi \left(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M} \right)}. \quad (4)$$

通过均衡算法检测出发送符号。OTFS 调制和解调框图如图 1 所示。

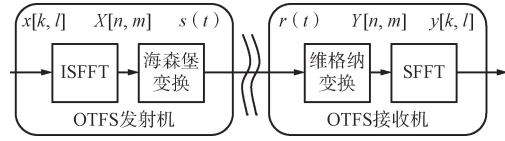


图 1 OTFS 调制和解调框图

Fig. 1 OTFS modulation and demodulation block diagram

1.3 传统基于 DD 域嵌入导频的信道估计

文献[15]提出了一种在 DD 域嵌入单个导频的信道估计方法,接收端分别在时延域和多普勒域 2 个维度方向估计信道冲激响应。发送符号图案如图 2 所示。

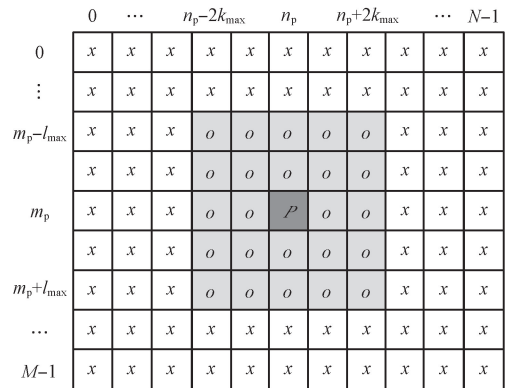


图 2 发送符号图案示意

Fig. 2 Transmit symbol arrangement

图 2 中, P 为发送导频,只发送一个符号; x 为发送数据; o 为保护,不发送信号。为了防止数据符号对导频符号产生干扰,导频的周围不发送信号;其中,时延方向的保护范围为导频上下 l_{max} 个符号,多普勒方向的保护范围为导频左右 $2k_{max}$ 个符号,这是因为多径只会向后串扰,而多普勒会向左右 2 个方向串扰。嵌入导频可用公式表示为:

$$x[m, n] = \begin{cases} x_p, & m = m_p, n = n_p \\ 0, & m_p - l_{max} \leq m \leq m_p + l_{max}, \\ & n_p - 2k_{max} \leq n \leq n_p + 2k_{max} \\ x_d[m, n], & \text{其他} \end{cases}. \quad (5)$$

在接收端,使用 DD 域接收符号 $y[m, n]$ 进行信道估计,其中 $m_p \leq m \leq m_p + l_{max}, n_p - k_{max} \leq n \leq n_p + k_{max}$,而其余的接收符号用于数据检测。通过推导可知,在不考虑噪声的情况下,第 i 条路径的接收导频符号为:

$$y[m_p + l_i, n_p + k_i] = h_i z^{k_i m_p} x[m_p, n_p] = h_i z^{k_i m_p} x_p. \quad (6)$$

因此,第 i 条路径的信道估计为:

$$\hat{h}_i = \frac{y[m_p + l_i, n_p + k_i]}{x_p z^{k_i m_p}} \quad (7)$$

在存在噪声的情况下,可以设定合适的门限来滤除噪声产生的伪多径。

这种直接在 DD 域估计信道冲激响应的信道估计方法适用于为 DD 域数据检测算法提供信道估计。如果将 DD 域信道估计转换为时域信道估计并为时域数据检测算法提供信道估计,则需要巨大的运算量。

1.4 基于消息传递的检测算法

DD 域中 OTFS 符号的向量化输入-输出关系可以写为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{z}, \quad (8)$$

式中: $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$ 为 DD 信道矩阵, $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$ 为零均值、方差为 σ_w^2 的加性白高斯噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN) 向量, \mathbf{x} 和 \mathbf{y} 分别是 DD 域发送和接收的二维数据符号拉直后得到的向量。线性最小均方误差 (Linear Minimum Mean Square Error, LMMSE) 检测算法虽然能够提供良好的检测性能,但需要求解一个 $NM \times NM$ 阶信道矩阵的逆,复杂度为 $O(NM^3 + NM \ln N)$ 。基于消息传递 (Message Passing, MP) 的干扰消除和迭代检测算法^[16]将系统建模为一个稀疏连接因子图,其中 NM 个变量节点对应 \mathbf{x} , NM 个观测节点对应 \mathbf{y} , 每个观测节点连接到一组 S 个变量节点,每一个变量节点连接到一组 S 个观测节点。通过假定发送符号均匀分布,同时将传输符号受到的多径和多普勒干扰近似为高斯白噪声,MP 算法将检测问题转化为概率推断问题。在 MP 算法中,干扰项的均值和方差作为从观测节点到变量节点的 MP;此外,从变量节点到观测节点传递的消息是发送符号集的概率质量函数。

MP 算法实现流程包括以下步骤:① 初始化,初始化变量节点的先验概率;② 观测节点更新,根据接收信号和信道状态,计算发送符号的似然信息;③ 变量节点更新,整合来自所有观测节点的消息,更新符号概率;④ 迭代收敛,重复②和③直至消息稳定或达到最大迭代次数,输出符号的最大后验估计。

通过引入阻尼因子并合理取值,MP 算法一般在 20 次内收敛,每次迭代复杂度为 $O(NMSQ)$, 其中 Q 为符号集元素个数。虽然 MP 算法以远低于 LMMSE 检测算法的复杂度提供了更好性能,但复杂度和存储量仍然很高。

2 OTFS 波形设计与关键算法

本节将给出一种波形设计方案,并在此基础上介绍一种复杂度更低、性能类似 MP 算法的时域 MRC 检测算法,以及一种直接在时域估计快变信道并为时域检测算法提供信道估计的低复杂度信道估计方法。

2.1 OTFS 波形设计方案

为验证 OTFS 技术,设计了一个符号速率 $R_s = 20.48 \text{ Ms/s}$ 、多普勒域 $N = 16$ 分组、时延域 $M = 256$ 符号、零保护时长 $L_{zp} = 32$ 的 OTFS 块结构,如图 3 所示。其中,实心方块发送业务数据,实心圆圈发送信道估计导频,空心圆圈不发送信息。每个 OTFS 帧 10 ms,包括 $200 \mu\text{s}$ 单载波帧头和 49 个 OTFS 块。

帧结构如图 4 所示,帧效率 85.75%。系统采用正交相移键控调制和 5G 低密度奇偶校验码 (Low Density Parity Check, LDPC) 编码,每个 OTFS 块编码为一个 LDPC 编码块,信息长度 $L_k = 4512 \text{ bit}$,码长 $L_n = 7168 \text{ bit}$,数据速率 22.1 Mb/s 。每 $I_c = 7$ 个 OTFS 块进行行列交织,交织器为行进列出,每行一个编码块。

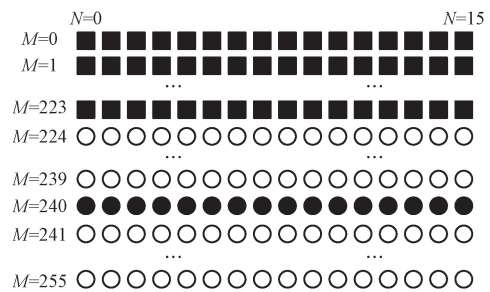


图 3 OTFS 块结构

Fig. 3 Block structure of the OTFS

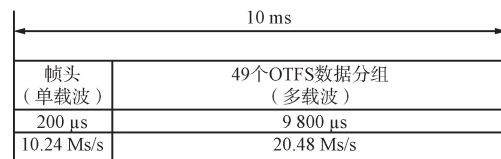


图 4 OTFS 帧结构

Fig. 4 Frame structure of the OTFS

2.2 帧头设计与同步算法

为降低峰均功率比,帧头使用单载波调制,符号率 $R_t = 10.24 \text{ Ms/s}$,在采用滚降因子 $\alpha = 1$ 的 $L_f = 8$ 倍过采样升余弦成形时,帧头带宽与 $L_0 = 4$ 倍过采样 OTFS 信号带宽基本相同。考虑信道为快时变信道,为了能

够对抗双选择性衰落并估计信噪比,帧头结构如图5所示,其中,512个空闲符号用于估计噪声平均能量,11段重复格雷A码用于帧同步,同时估计信号平均能量用于估计信噪比。一个OTFS空分组只在尾部发送一个信道估计导频,用于第一个OTFS块中第一个OTFS分组数据位置的信道估计。OTFS空分组的产生方法为:256个零符号的OTFS分组,第241符号填充为信道估计导频,将该分组使用256点快速傅里叶变换到频域,使用频域4倍升采样方法对频域分组进行1024点IFFT,即得到成形后的OTFS空分组。

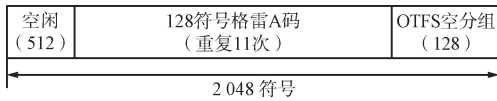


图5 帧头结构

Fig. 5 Structure of the frame head

帧同步方法分为以下4个步骤:①使用移位寄存器分别将11段格雷码的匹配输出信号包络进行对齐并累积相加;②以帧长为周期寻找累积相关峰最大值;③连续3帧最大相关峰位置偏差在左右各4个采样点以内时,即认为帧同步;④连续2s在一定窗口范围内未检测到同步信号则进入失步状态;⑤在最大相关峰前一定范围搜索低于最大相关峰能量1/32的相关值作为信道第一径,该位置是帧同步参考位置。OTFS系统参数如表1所示。

表1 OTFS系统参数

Tab. 1 OTFS system parameters

含义	取值
OTFS符号速率 $R_s / (\text{Ms/s})$	20.48
OTFS帧时长 T / ms	10
多普勒域分组数 N	16
时延域符号数 M	256
时延域有效数据符号数 M'	224
零保护符号长度 L_{zp}	32
每信道编码块信息比特数 L_k	4512
每信道编码块码长 L_n	7168
信道交织 OTFS块数 I_c	7
单载波帧头时长 $T_f / \mu\text{s}$	200
帧头符号速率 $R_f / (\text{Ms/s})$	10.24
升余弦滤波器滚降因子 α	1
OTFS符号过采样率 L_0	4
单载波帧头过采样率 L_f	8

2.3 基于时域MRC的符号检测算法

前文给出的MP检测算法复杂度仍然很高,为进一步降低复杂度,使用文献[17]提出的基于时域MRC的符号检测算法。对文献[17]中算法2进一步简化,省掉了 $\tilde{\mathbf{y}}_m$ 和 $\tilde{\mathbf{c}}_m^{(i)}$ 两个变量的存储,减少了内存占用。为尽可能降低复杂度,使用2次软判决迭代,不需要计算硬判决门限。设置初始值 $\tilde{\mathbf{x}}_m^{(0)} = \mathbf{0}$, 第一个for循环中的 $\Delta\tilde{\mathbf{y}}_m^{(0)} = \tilde{\mathbf{y}}_m$, 因此可将接收信号 $\tilde{\mathbf{y}}_m$ 直接存储到变量 $\Delta\tilde{\mathbf{y}}_m$ 中作为 $\Delta\tilde{\mathbf{y}}_m$ 的初始值;在软判决时,第三个for循环中 $\tilde{\mathbf{x}}_m^{(i)} = \tilde{\mathbf{c}}_m^{(i)}$, 因此 $\tilde{\mathbf{c}}_m^{(i)} = \tilde{\mathbf{x}}_m^{(i-1)} + \Delta\tilde{\mathbf{g}}_m^{(i)} / \tilde{\mathbf{d}}_m$ 等效为 $\tilde{\mathbf{x}}_m^{(i)} - \tilde{\mathbf{x}}_m^{(i-1)} = \Delta\tilde{\mathbf{g}}_m^{(i)} / \tilde{\mathbf{d}}_m$; 第四个for循环中 $\Delta\tilde{\mathbf{y}}_{m+l}^{(i)} \leftarrow \Delta\tilde{\mathbf{y}}_{m+l}^{(i-1)} - \tilde{\mathbf{v}}_{m+l,l} \cdot (\tilde{\mathbf{x}}_m^{(i)} - \tilde{\mathbf{x}}_m^{(i-1)})$ 简化为 $\Delta\tilde{\mathbf{y}}_{m+l}^{(i)} \leftarrow \Delta\tilde{\mathbf{y}}_{m+l}^{(i-1)} - \tilde{\mathbf{v}}_{m+l,l} \Delta\tilde{\mathbf{g}}_m^{(i)} / \tilde{\mathbf{d}}_m$, 省掉了变量 $\tilde{\mathbf{c}}_m^{(i)}$, 且这是一个自更新过程,每符号需要 l_{\max} 个时钟,比较耗费时间资源。MRC检测算法每次迭代的复杂度为 $O(NM' | \mathcal{L} |)$, $|\mathcal{L}|$ 为多径数,2次迭代即可收敛。

简化算法如算法1所示。

算法1 软判决时域MRC检测算法

输入: $\tilde{\mathbf{y}}_m, \tilde{\mathbf{v}}_{m+l,l}, \forall m = 0, 1, \dots, M' - 1$

for $m = 0; 223$ do

$$\Delta\tilde{\mathbf{y}}_m^{(0)} = \tilde{\mathbf{y}}_m$$

end

for $i = 1; 2$ do

$$\Delta\tilde{\mathbf{y}}_m^{(i)} = \Delta\tilde{\mathbf{y}}_m^{(i-1)}$$

for $m = 0; 223$ do

$$\Delta\tilde{\mathbf{g}}_m^{(i)} = \sum_{l \in \mathcal{L}} \tilde{\mathbf{v}}_{m+l,l}^* \cdot \Delta\tilde{\mathbf{y}}_{m+l}^{(i)}$$

$$\mathbf{u}_{imp}^{(i)} = \Delta\tilde{\mathbf{g}}_m^{(i)} / \tilde{\mathbf{d}}_m$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_m^{(i)} = \tilde{\mathbf{x}}_m^{(i-1)} + \mathbf{u}_{imp}^{(i)}$$

for

$$\Delta\tilde{\mathbf{y}}_{m+l}^{(i)} \leftarrow \Delta\tilde{\mathbf{y}}_{m+l}^{(i-1)} - \tilde{\mathbf{v}}_{m+l,l} \Delta\mathbf{u}_{imp}^{(i)}$$

end

end

end

输出: $\hat{\mathbf{x}}_m = \mathbf{F}_N \tilde{\mathbf{x}}_m$

2.4 导频设计与信道估计算法

前文给出的DD域信道估计算法无法为时域MRC检测算法提供低复杂度信道估计,因此考虑在时延-时域插入导频和估计信道^[10]。具体方法是发射端在图3所示的每个实心圆圈位置插入一个单符号导频,在经过多径信道后,单符号导频变成一串多

径冲激响应,接收端使用线性内插方法对前后导频对应的每条多径进行线性插值^[18],从而重建每个数据符号位置的多径冲激响应并在时延-时域进行 OTFS 符号检测。由于导频前后都预留了保护符号,因此数据符号不会对导频符号产生串扰,最大可估计 16 条多径。为减少内存占用,采用一边插值 $\tilde{\mathbf{v}}_{m+l,l}$,一边计算 $\tilde{\mathbf{d}}_m = \sum_{l \in \mathcal{L}} \tilde{\mathbf{v}}_{m+l,l}^\dagger \Delta \tilde{\mathbf{v}}_{m+l,l}$,同时利用 $\tilde{\mathbf{d}}_m$ 进行检测的方法进行计算。

3 关键模块硬件实现方案

3.1 时域 MRC 迭代检测器

时域 MRC 迭代检测器硬件实现框图如图 6 所示。检测器以 OTFS 块为单位采用乒乓内存存储架构,8 倍时钟 16 路并行处理。频域降采样和 IFFT

后的接收数据 $\tilde{\mathbf{y}}_m$ 经饱和后在乒乓控制信号控制下分别写入存数据的随机存取存储器(dRAMs)和存储信道估计的 RAM(hRAMs)中;dRAMs 用于存储 $\Delta \tilde{\mathbf{y}}$,在 2 次迭代中自我更新;hRAMs 用于存储导频位置的信道冲激响应,在地址控制模块控制下内插得到数据位置的信道响应 $\tilde{\mathbf{v}}_{m+l,l}$,用于实时进行 MRC 检测;模平方与求和模块用于计算 $\tilde{\mathbf{d}}_m$;为提高计算 $\mathbf{u}_{imp}^{(i)}$ 时的除法器运行速度,使用浮点 IP 核求倒数,将除法运算 $\Delta \tilde{\mathbf{g}}_m^{(i)} / \tilde{\mathbf{d}}_m$ 转化为 $\Delta \tilde{\mathbf{g}}_m^{(i)}$ 与 $1/\tilde{\mathbf{d}}_m$ 相乘运算, $\mathbf{u}_{imp}^{(i)}$ 与 $\tilde{\mathbf{v}}_{m+l,l}$ 相乘用于 $\Delta \tilde{\mathbf{y}}_{m+l}^{(i)}$ 自我更新;xRAMs 用于存储 $\tilde{\mathbf{x}}_m$,并在计算得到 $\mathbf{u}_{imp}^{(i)}$ 后进行自我更新,最后经 16 点快速傅里叶变换模块将 $\tilde{\mathbf{x}}_m$ 变换到 DD 域进行软值计算、解交织和 LDPC 译码。

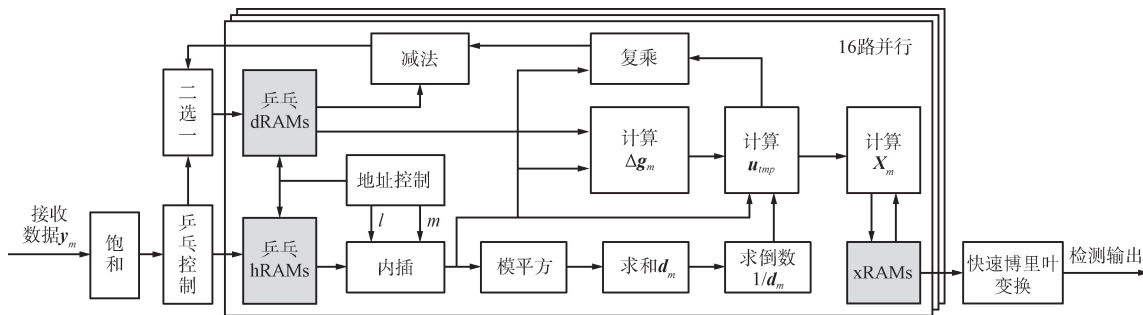


图 6 时域 MRC 迭代检测器硬件实现框图

Fig. 6 Hardware implementation block diagram of time-domain MRC iterative detector

3.2 信道插值及其控制

多个变量计算过程用到信道估计 $\tilde{\mathbf{v}}_{m+l,l}$,数据位置信道使用前后导频位置的信道多径进行插值计算得到。为此,设计使用 17 个并行 hRAMs 分别存储当前 OTFS 块的导频信道和前一块最后一个分组的导频信道。前后导频之间的插值间隔为 256 符号,而相对于导频位置来说有效数据位置从 16 开始,因此前面导频信道的插值系数为 $((256-16) - (m+l))/256$,后面导频信道的插值系数为 $((0+16) + (m+l))/256$, $1/256$ 使用截除最后 8 位实现。对于每个数据符号索引 $m = 0, 1, \dots, 223$,需要估计 $l=0, 1, \dots, 15$,共 16 条多径信道。因此,对于每个 m ,在 $l = 0, 1, \dots, 15$ 的控制下循环读取导频信道,并在 $(m+l)$ 的控制下实时计算插值系数并输出信道估计结果,信道估计结果实时用于 MRC 迭代检测。

LMMSE、MP 和 MRC 三种检测器的复杂度如表 2 所示,可以看出,时域 MRC 检测器复杂度最低。

表 2 3 种 OTFS 检测器复杂度比较

Tab. 2 Comparison of overall complexity of three OTFS detectors

算法	复杂度
LMMSE	$O(NM^3 + NMlbN)$
MP	$O(n_{iter}NM'SQ)$, $n_{iter} \leq 20$
MRC	$O(n_{iter}NM'(2 \mathcal{L} +1))$, $n_{iter} = 2$

4 FPGA 验证和测试结果

使用 Vivado 2018.3 软件对设计的 OTFS 系统在 Zynq7z035 FPGA 上进行了仿真和综合实现,下载到搭载 AD9361 模块的黑金开发板并经过信道模拟器进行了性能测试。检测器运行于 8 倍时钟,检测一个 OTFS 块共有 32 768 个时钟周期,而检测每个符号每次迭代需要 58 个时钟,其中信道插值 16 个时钟,定点转浮点 4 个时钟,计算倒数 10 个时钟,浮点转定点 3 个时钟, $\Delta \tilde{\mathbf{y}}_{m+l}^{(i)}$ 自我更新 16 个时钟,

RAM 读写延时和其他延时 9 个时钟,检测 225 个符号 2 次迭代共需要 26 100 个时钟,输出 \hat{x}_m 需要 4 096 个时钟, $(26\ 100+4\ 096)<32\ 768$,因此处理时间上刚好满足需要。

乒乓控制时序仿真如图 7 所示,经 rst_ping 和 rst_pang 复位后,乒乓控制模块产生 ping_run1、ping_run2 和 pang_run1、pang_run2 乒乓控制信号,控制读取乒 RAMs 或乓 RAMs,在 ping_run1 和 pang_run1 为高电平时进行第一次迭代,在 ping_run2 和 pang_run2 为高电平时进行第二次迭代。信道插值控制时序仿

真如图 8 所示, l 进行 0 ~ 57 循环; m 每 58 个时钟加 1,在 0~224 循环, $index$ 则在 $0 \leq l \leq 15$ 时等于 $(m + l)$,从而控制信道插值系数。系统硬件资源占用情况如图 9 所示,硬件资源类型包括 LUT、LUTRAM、触发器(Flip-Flop, FF)、块随机存取存储器(Block RAM, BRAM)、数字信号处理单元(Digital Signal Processing, DSP)、输入/输出(Input/Output, IO)引脚、全局时钟缓冲器(BUFG)、混合模式时钟管理器(Mixed-Mode Clock Manager, MMCM)。共占用了 74%的 LUT、75%的 BRAM 和 80%的 DSP 资源。

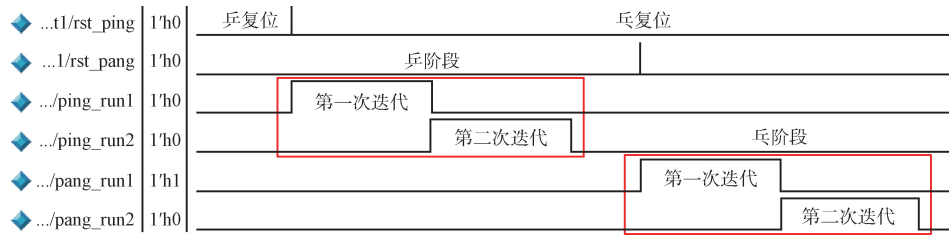


图 7 乒乓控制时序仿真

Fig. 7 Timing simulation diagram of Ping-Pang control

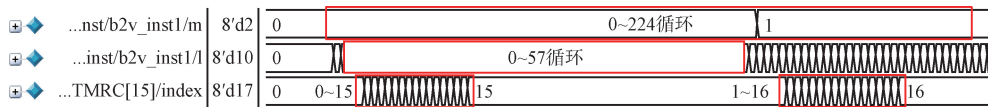


图 8 信道插值控制时序仿真

Fig. 8 Timing simulation diagram of channel response interpolation

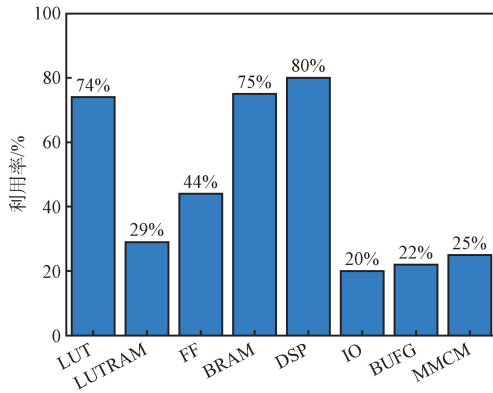


图 9 硬件实现资源占用情况

Fig. 9 FPGA resource utilities of hardware implementation

使用坤恒顺维 KWS-WNS02B 无线信道仿真仪在 AWGN 信道、2 径双选信道和扩展步行信道(Extended Pedestrian A, EPA)模型 7 径双选信道模型下对 OTFS 硬件系统进行测试,设定载波频率 4.9 GHz。在信道模型设置中设定 AWGN 信道的移动速度 1 500 km/h; 2 径信道多径时延[2 575, 2 605] ns,多径衰落幅度[0, -3] dB,移动速度 1 500 km/h; EPA 信道多径时延[0,

30, 70, 90, 110, 190, 410] ns,多径衰落幅度[0, -1, -2, -3, -8, -17.2, -20.8] dB,移动速度 500 km/h。测试得到的比特误码率(Bit Error Rate, BER)曲线如图 10 所示。

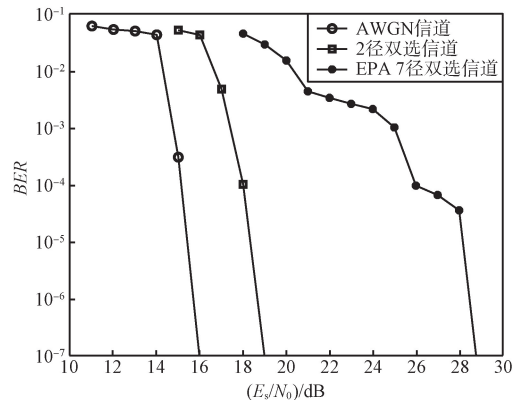


图 10 OTFS 系统 BER 实测性能

Fig. 10 OTFS system BER performance in channel emulator testing

可以看出,设计的 OTFS 系统波形和关键算法

可行,系统 BER 在高速移动下仍能降至 10^{-7} 以下,说明具有良好的抗双选择性衰落性能。其中,AWGN 信道性能最好,随着时延和多径数量增加,性能逐渐恶化。

5 结束语

本文设计了一种可硬件实现的低复杂度 OTFS 波形方案和硬件实现方案。通过硬件验证和测试,证明了 OTFS 技术能够对抗高移动性无线信道双选择性衰落影响并可充分利用分集增益,具有良好的传输性能,是未来 6G 系统极具竞争力的一种传输方案。

参考文献

- [1] ZARRINKOUB H. 全面详解 LTE: Matlab 建模、仿真与实现[M]. 武冀,译. 北京:机械工业出版社,2015.
- [2] DAHLMAN E, PARKVALL S, SKÖLD J. 5G NR 标准—下一代无线通信技术[M]. 刘阳,朱怀松,周加津,译. 北京:机械工业出版社,2021.
- [3] 王文博,郑侃. 宽带无线通信 OFDM 技术[M]. 北京:人民邮电出版社,2003.
- [4] LI Y, STÜBER G L. Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications[M]. New York: Springer,2006.
- [5] WANG Z Q, DU Y, WEI K J, et al. Vision, Application Scenarios, and Key Technology Trends for 6G Mobile Communications[J]. Science China (Information Sciences),2022,65(5):5-31.
- [6] 柴蓉,邹飞,刘莎,等. 6G 移动通信:愿景、关键技术和系统架构[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版),2021,33(3):337-347.
- [7] LIU J J, SHI Y P, FADLULLAH Z M, et al. Space-Air-Ground Integrated Network: A Survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials,2018,20(4):2714-2741.
- [8] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, et al. Orthogonal Time Frequency Space Modulation[C]//IEEE Wireless Communications Network Conference. San Francisco:IEEE,2017:1-6.
- [9] WEI Z Q, YUAN W J, LI S Y, et al. Orthogonal Time Frequency Space Modulation: A Promising Next-generation Waveform[J]. IEEE Wireless Communications,2021,28(4):136-144.
- [10] HONG Y, THAJ T, VITERBO E. Delay-doppler Communications: Principles and Applications[M]. London: Academic press,2022.
- [11] 许小可. OTFS 接收机关键技术研究[D]. 杭州:浙江大学,2021.
- [12] 吕明,陈昊,丰光银,等. 面向通信感知一体化的信号波形设计综述[J]. 无线电通信技术,2024,50(3):469-483.
- [13] 桑万超,高晖. 面向无人网络的通信感知一体化的高效能波形选择方法[J]. 无线电通信技术,2023,49(1):133-142.
- [14] 熊礼亮,刘喜庆,公佳龙,等. 基于正交时频空调制的感知信号处理算法[J]. 无线电通信技术,2023,49(1):100-109.
- [15] RAVITEJA P, PHAN K T, HONG Y. Embedded Pilot-aided Channel Estimation for OTFS in Delay-Doppler Channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,2019,68(5):4906-4917.
- [16] RAVITEJA P, PHAN K T, HONG Y, et al. Interference Cancellation and Iterative Detection for Orthogonal Time Frequency Space Modulation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications,2018,17(10):6501-6515.
- [17] THAJ T, VITERBO E. Low Complexity Iterative Rake Decision Feedback Equalizer for ZP-padded OTFS Systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,2020,69(12):15606-15622.
- [18] 徐信,白宾峰,蔡跃明. 无线 OFDM 系统中基于导频信道估计方法的性能比较[J]. 解放军理工大学学报(自然科学版),2003,4(6):11-15.

作者简介:

- 王 鑫 男,(1974—),硕士,高级工程师。
 吴 丹 女,(1981—),硕士,高级工程师。
 孙 腾 男,(1986—),硕士,高级工程师。
 王晋忠 男,(1987—),硕士,高级工程师。