

高速移动环境下低复杂度 OTSM 迭代 rake 均衡方法

李国军^{1,2}, 龙锟^{1,3}, 叶昌荣^{1,2,4}, 梁佳文^{1,2}

(1. 重庆邮电大学超视距可信信息传输研究所, 重庆 400065;

2. 重庆邮电大学光电工程学院, 重庆 400065;

3. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065;

4. 重庆邮电大学光电信息感测与传输技术重庆市重点实验室博士后科研工作站, 重庆 400065)

摘 要: 针对现有正交时序复用 (OTSM) 均衡方法抗噪性能不佳、计算复杂度高的问题, 提出了一种基于最大比合并 (MRC) 的低复杂度迭代 rake 均衡器。其主要思想是利用 MRC 在时延-时域中迭代提取并相干合并发射符号的接收多径分量, 以提高合并信号的信噪比。为加快 MRC 迭代算法收敛, 设计了一种单抽头时频均衡器为其提供初始估计, 随后结合外部纠错码进一步提高误码性能。仿真结果表明, 基于 MRC 的迭代 rake 均衡器性能显著优于 LMMSE 线性均衡器, 与目前广泛使用的高斯-赛德 (GS) 迭代均衡器相比, 性能和计算复杂度都有较大提升。

关键词: 正交时序复用; 最大比合并; 时延-时域; 单抽头时频均衡器

中图分类号: TN926

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022203

Iterative rake equalization method for low-complexity OTSM in high-speed mobile environment

LI Guojun^{1,2}, LONG Kun^{1,3}, YE Changrong^{1,2,4}, LIANG Jiawen^{1,2}

1. Lab of Beyond LOS Reliable Information Transmission, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

2. School of Optoelectronic Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

3. School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

4. Postdoctoral Research Workstation of Chongqing Key Laboratory of Optoelectronic Information Sensing and Transmission Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

Abstract: Aiming at the problems of poor anti-noise performance and high computational complexity of the existing orthogonal time sequency multiplexing (OTSM) equalization methods, a low-complexity iterative rake equalizer based on maximum ratio combining (MRC) was proposed. The main idea was to use MRC to iteratively extract and coherently combine the received multipath components of the transmitted symbols in the delay-time domain to improve the signal-to-noise ratio of the combined signal. In order to speed up the convergence of the MRC iterative algorithm, a single-tap time-frequency equalizer was designed to provide an initial estimate, and then combined with an external error correction code to further improve the bit error performance. The simulation results show that the performance of the iterative rake equalizer based on MRC is significantly better than that of the LMMSE linear equalizer, and the performance and computational complexity are greatly improved compared with the currently widely used Gauss-Seidel (GS) iterative equalizer.

Keywords: orthogonal time sequency multiplexing, maximum ratio combining, delay-time domain, single tap time-frequency equalizer

收稿日期: 2022-06-28; 修回日期: 2022-10-05

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目 (No.2019YFC1511300); 重庆市基础研究与前沿探索基金资助项目 (No.cstc2021ycjh-bgzxm0072)

Foundation Items: The National Key Research and Development Program of China (No.2019YFC1511300), Chongqing Basic Research and Frontier Exploration Project (No.cstc2021ycjh-bgzxm0072)

0 引言

未来无线通信系统要求在高速铁路、无人机、自动驾驶等高移动性环境中进行可靠数据传输^[1-3]。传统的正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 调制在面对频率选择性信道时, 可以实现较高的频谱效率以及抗多径干扰^[4]。然而在高速移动环境中, 当前广泛采用的 OFDM 会因载波间干扰 (ICI, inter-carrier interference) 导致其性能显著下降, 如图 1 所示。为改善高速移动环境下无线传输性能, Hadani 等^[5-6]提出了正交时频空 (OTFS, orthogonal time frequency and space) 调制。OTFS 通过在时延-多普勒域复用信息符号, 可以获得比 OFDM 更完整的信道分集, 从而产生优异的传输性能^[7]。

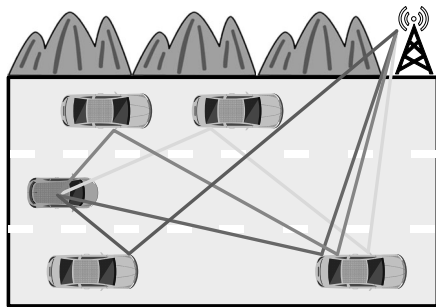


图 1 高速移动平台多次反射传播

尽管 OTFS 在高速移动环境下能产生优异的传输性能, 但时频域中的二维预编码极大地增加了调制复杂度。最近, Thaj 等^[8]提出了一种具有较低调制复杂度的正交时序复用 (OTSM, orthogonal time sequency multiplexing) 调制技术。如图 2 所示, OTSM 通过在时延-序列域中复用传输信息符号, 允许信道的时延扩展和多普勒扩展分别沿时延和序列维度引入符号间干扰 (ISI, inter-symbol interference) 并在接收机处分离, 从而将时频域的快时变信道转换为时延-序列域上近似恒定的非衰落信道。

OTSM 可以看作二维码分多址 (CDMA, code division multiple access) 方案^[5], 与传统 CDMA 系

统不同, 其信息符号在时间和频率上是分散的。在多径衰落信道的直接序列 CDMA 中, rake 接收机可以通过合并调谐到各自时延偏移的匹配滤波器提取的传输符号的时延分量进行工作。类似地, OTSM 也可以提取接收信息符号的时延偏移和多普勒偏移并使用分集合并技术进行合并, 以提高合并信号的信噪比。文献[9-11]分析了各种线性合并方案 (如选择合并、等增益合并和最大比合并 (MRC, maximum ratio combining)) 的 rake 接收机。此外, 迭代 rake 合并接收技术已被证明能够更好地对抗符号间干扰^[12]。

本文主要的研究工作如下。

1) 通过在 OTSM 系统时延-序列域放置能在时域充当交织保护带的零填充 (ZP, zero padding), 从而获得简化的信道输入输出关系。利用这种简化的信道输入输出关系, 提出了一种低复杂度的 MRC 迭代 rake 均衡器, 简称为 MRC 迭代均衡器。

2) 设计了单抽头时频均衡器来获得 MRC 迭代均衡器的初始值^[13], 从而减少了 MRC 算法的迭代次数且快速达到收敛。

3) 为进一步实现潜在的全信道分集并降低系统误码率, 将 turbo 技术应用于 MRC 迭代均衡器, 提出了基于 OTSM 系统的 MRC-turbo 接收机。

1 OTSM 系统模型

1.1 发送端与接收端

为方便起见, 本文将以矩阵形式表示 OTSM 系统传输模型。文献[8]给出了 OTSM 系统传输模型, 如图 3 所示。OTSM 发送端首先将 NM 个信息符号 $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_{NM}]$ 放置于时延-序列域网格中, 其中, 空白格为空符号 (即 ZP), 在避免块间干扰的同时允许插入导频进行信道估计^[8], M 为时延-序列网格的行数, N 为时延-序列网格的列数且为 2 的 n 次幂。时延-序列域矩阵 $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 通过逐行进行沃尔什-哈达玛变换 (WHT, Walsh-Hadamard transform)^[14-15] (与图 2 沿序列域做 IWHT 等价) 转换为时延-时域矩阵 $\tilde{\mathbf{X}} \in \mathbb{C}^{M \times N}$

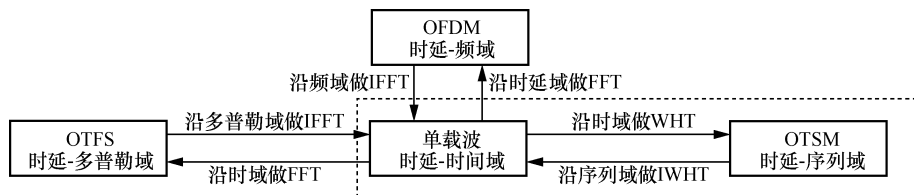


图 2 不同离散信息符号域与相应调制方案之间的关系

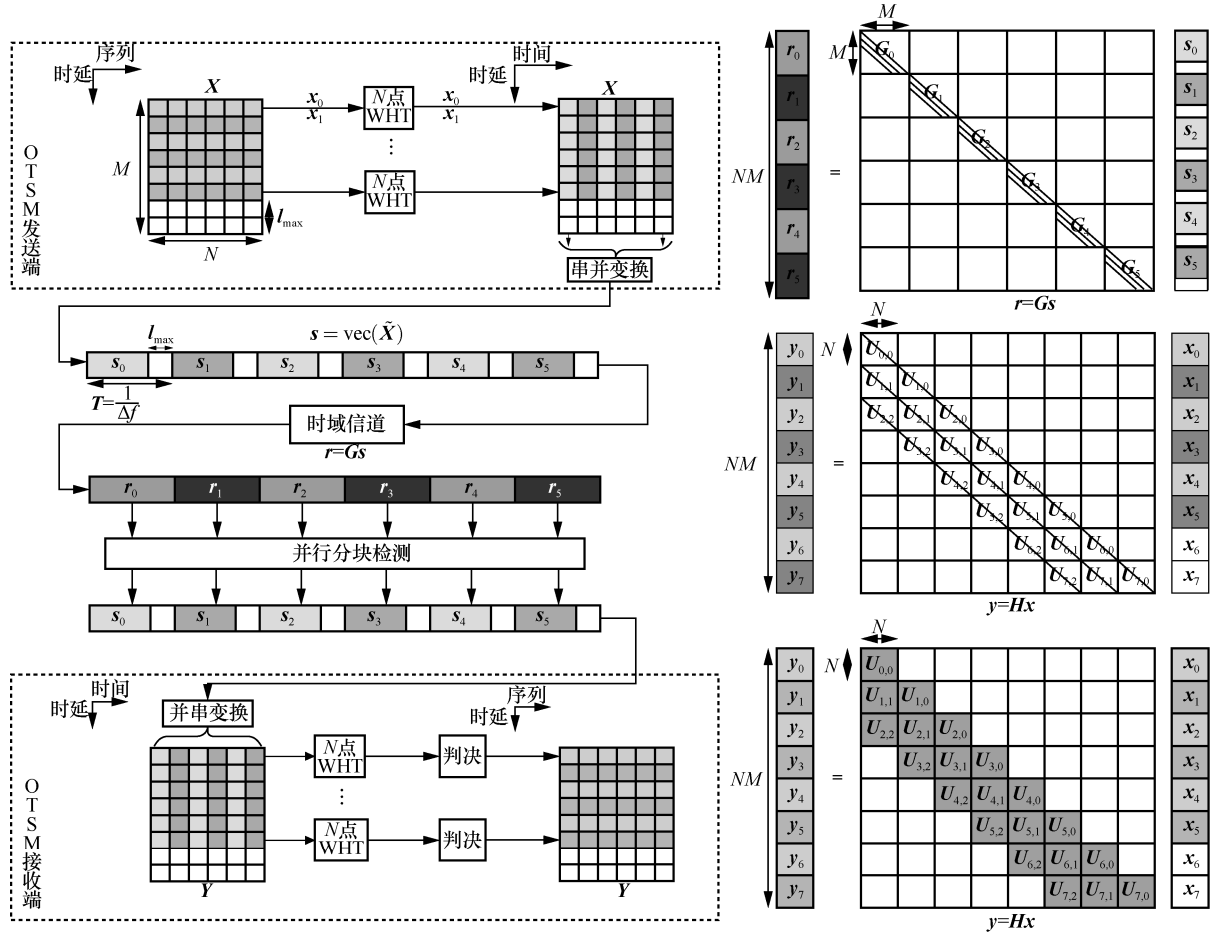


图 3 OTSM 系统传输模型与不同离散信息域的输入输出关系

$$\tilde{X} = XW_N \quad (1)$$

其中, W_N 为归一化 N 点 WHT 矩阵。时延-时域矩阵经过矩阵逐列向量化后得到时域向量 $s \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$

$$s = \text{vec}(\tilde{X}) \quad (2)$$

如图 4 所示, 发送端操作可以用矩阵形式表示为

$$s = P(I_M \otimes W_N)x \quad (3)$$

其中, P 为行列交织器矩阵, I_M 为 M 行 M 列单位矩阵, \otimes 为克罗内克积。

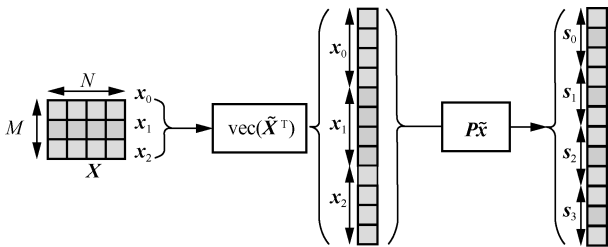


图 4 时延-时域矩阵生成时域向量

在接收端, 将时域向量 $r \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$ 按列填充至

$M \times N$ 矩阵, 得到时延-时域矩阵 $\tilde{Y} \in \mathbb{C}^{M \times N}$

$$\tilde{Y} = \text{vec}_{M,N}^{-1}(r) \quad (4)$$

最后, 经过 WHT 得到接收到的时延-序列域矩阵 $Y \in \mathbb{C}^{M \times N}$

$$Y = \tilde{Y}W_N \quad (5)$$

上述接收端操作可以用矩阵形式表示为

$$y = (I_M \otimes W_N)(P^T \otimes r) \quad (6)$$

1.2 信道输入输出关系

由于时延-多普勒域信道中传播路径 P 的数目通常是有限的, 因此信道响应可表示为^[5,16]

$$h(\tau, \nu) = \sum_{i=1}^P h_i \delta(\tau - \tau_i) \delta(\nu - \nu_i) \quad (7)$$

其中, h_i 、 τ_i 和 ν_i 分别为第 i 条路径的路径增益、时延和多普勒频移。假设 l_i 和 k_i 分别为第 i 条路径的归一化整数时延偏移和多普勒偏移, 则第 i 条路径的实际时延和多普勒频移可表示为

$$\tau_i = \frac{l_i}{M \Delta f}, \nu_i = \frac{k_i}{NT} \quad (8)$$

其中, NT 和 $M\Delta f$ 分别表示 OTSM 信号帧的帧持续时间和带宽。假设 l_{\max} 为最大离散信道时延扩展索引, 将时延-序列域矩阵 \mathbf{X} 最后 l_{\max} 行符号向量置零以避免由于信道时延扩展而引起的块间干扰。连续的时变信道冲激响应可表示为

$$g(\tau, t) = \int h(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu(t-\tau)} d\nu = \sum_{i=1}^P h_i e^{j2\pi\nu_i(t-\tau)} \quad (9)$$

因此时域输入输出关系可以写为

$$r(t) = \int_0^{\tau_{\max}} g(\tau, t) s(t-\tau) d\tau + w(t) \quad (10)$$

在接收端, 以采样间隔 $t = \frac{q}{M\Delta f}$ 对接收波形 $r(t)$ 进行采样得到离散时域信号

$$r[q] = r \left[\frac{q}{M\Delta f} \right] = \sum_{l \in \mathcal{L}} g^s[l, q] s[q-l] + w[q] \quad (11)$$

其中, q 为离散时间索引, $0 \leq q \leq NM-1$; $\mathcal{L} = \{0, \dots, l_{\max}\}$ 为采样周期 $\frac{1}{M\Delta f}$ 整数倍处时延偏移的一组离散时延抽头; $w[q]$ 为方差为 σ_w^2 的高斯白噪声; $g^s[l, q] = g(\tau, t) \Big|_{\tau = \frac{l}{M\Delta f}, t = \frac{q}{M\Delta f}}$, $l \in \mathcal{L}$ 为离散时延时域信道。将离散时间索引 q 按时延和序列帧索引拆分为 $q = (m+nM)$, $m = 0, 1, \dots, M-1$, $n = 0, 1, \dots, N-1$ 。因此, 矩阵形式的时域输入输出关系可表示为

$$\mathbf{r} = \mathbf{G}\mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (12)$$

其中, $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$ 为时域离散基带信道矩阵, 如图 3 所示, 在 \mathbf{G} 的每行中有 $l_{\max} + 1$ 个非零元素。

将式(3)和式(4)代入式(12), 可得到时延-时域的输入输出关系为

$$\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{w}} \quad (13)$$

其中, $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{P}^T \mathbf{r}$, $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{P}^T \mathbf{G} \mathbf{P}$, $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{P}^T \mathbf{s}$, $\tilde{\mathbf{w}} = \mathbf{P}^T \mathbf{w}$ 。

2 低复杂度迭代 rake 接收机

如图 3 所示, ZP 防止了时域块之间的干扰, 这使式(12)中的时域输入输出关系可独立处理

$$\mathbf{r}_n = \mathbf{G}_n \mathbf{s}_n + \mathbf{w}_n \quad (14)$$

同样地, 时延-时域等效输入输出关系可表示为

$$\tilde{\mathbf{y}}_{m+l} = \sum_{l' \in \mathcal{L}} \tilde{\mathbf{U}}_{m+l, l'} \tilde{\mathbf{x}}_m + \tilde{\mathbf{w}}_{m+l} \quad (15)$$

其中, $\tilde{\mathbf{w}}_{m+l}$ 表示方差为 σ_w^2 的时延-时域高斯白噪声, $\tilde{\mathbf{U}}_{m+l, l'} = \text{diag}[g^s[l, m+nM]]$, $\tilde{\mathbf{U}}_{m+l, l'} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 表示时延-时域矩阵 $\tilde{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{MN \times MN}$ 第 $m+l$ 行 l' 列的一个 $N \times N$ 矩阵。

2.1 单抽头时频均衡器

在静态无线信道中, 可以假设每个时域块的信道矩阵是循环矩阵并能在频域中进行对角化, 但在高移动性信道中, 多普勒扩展在每个块的频域信号之间引入干扰(时域信道矩阵由于时变信道而不再循环)。然而, 由于每个时域块的持续时间比整个 OTSM 帧的持续时间小很多, 因此可以假设信道在每个块中是时不变的, 但在每个块之间是不同的。这样可以在每个块中单独使用单抽头时频均衡器进行检测。

通过对接收到的时域块分别进行 M 点 FFT, 可以得到接收到的时频信号为

$$\bar{\mathbf{r}}_n = \mathbf{F}_M \mathbf{r}_n \quad (16)$$

随后对每个块进行 MMSE 均衡

$$\bar{\mathbf{s}}_n(m) = \frac{\bar{\mathbf{h}}_n^*(m) \bar{\mathbf{r}}_n(m)}{|\bar{\mathbf{h}}_n(m)|^2 + \sigma_w^2} \quad (17)$$

其中, $m = 0, \dots, M-1$, $n = 0, \dots, N-1$, $\bar{\mathbf{r}}_n(m)$ 表示第 n 个频域块的第 m 个信息符号, $\bar{\mathbf{s}}_n(m)$ 表示均衡后第 n 个频域块向量的第 m 个信息符号, σ_w^2 表示噪声方差。频域信道系数为

$$\bar{\mathbf{h}}_n = \text{diag}[\mathbf{F}_M \mathbf{G}_N \mathbf{F}_M^H] \quad (18)$$

如图 2 所示, 时延-时域信息符号的估计值可通过时频域估计值 $\bar{\mathbf{s}}_n$ 进行 M 点 IFFT 获得

$$\tilde{\mathbf{X}} = \mathbf{F}_M^H [\bar{\mathbf{s}}_0, \bar{\mathbf{s}}_1, \dots, \bar{\mathbf{s}}_{N-1}] \quad (19)$$

经过单抽头均衡器获得的时延-时域信息符号经判决后作为 MRC 迭代均衡器的初始估计进行迭代检测, 而获得的初始估计仅能为 MRC 迭代均衡器提供更快的收敛速度。

2.2 基于 MRC 的迭代 rake 均衡器

本文所提出的 MRC 迭代 rake 均衡器可视为时延-时域网格中 $L = |\mathcal{L}| \leq P$ 条不同时延分支处接收到的受损信号 \mathbf{b}'_m 的最大比合并, 如图 5 所示。通过选择分支进行合并, 从而提高合并后的信干噪比(SINR, signal to interference plus noise ratio)。

根据式(15)给出的时延-时域等效输入输出关系, 令 \mathbf{b}'_m 表示索引 $m+l$ 处接收到的时延-时域向量 $\tilde{\mathbf{y}}_{m+l}$ 在 $\tilde{\mathbf{x}}_m$ 去除了其他传输符号向量 $\tilde{\mathbf{x}}_k, k \neq m$ 干扰后的受损信号分量

$$\mathbf{b}'_m = \tilde{\mathbf{y}}_{m+l} - \sum_{l' \in \mathcal{L}, l' \neq l} \tilde{\mathbf{U}}_{m+l, l'} \tilde{\mathbf{x}}_{m+l-l'} \quad (20)$$

其中, $\tilde{\mathbf{x}}_{m+l-l'}$ 为索引 $m+l-l'$ 处时延-时域发送向

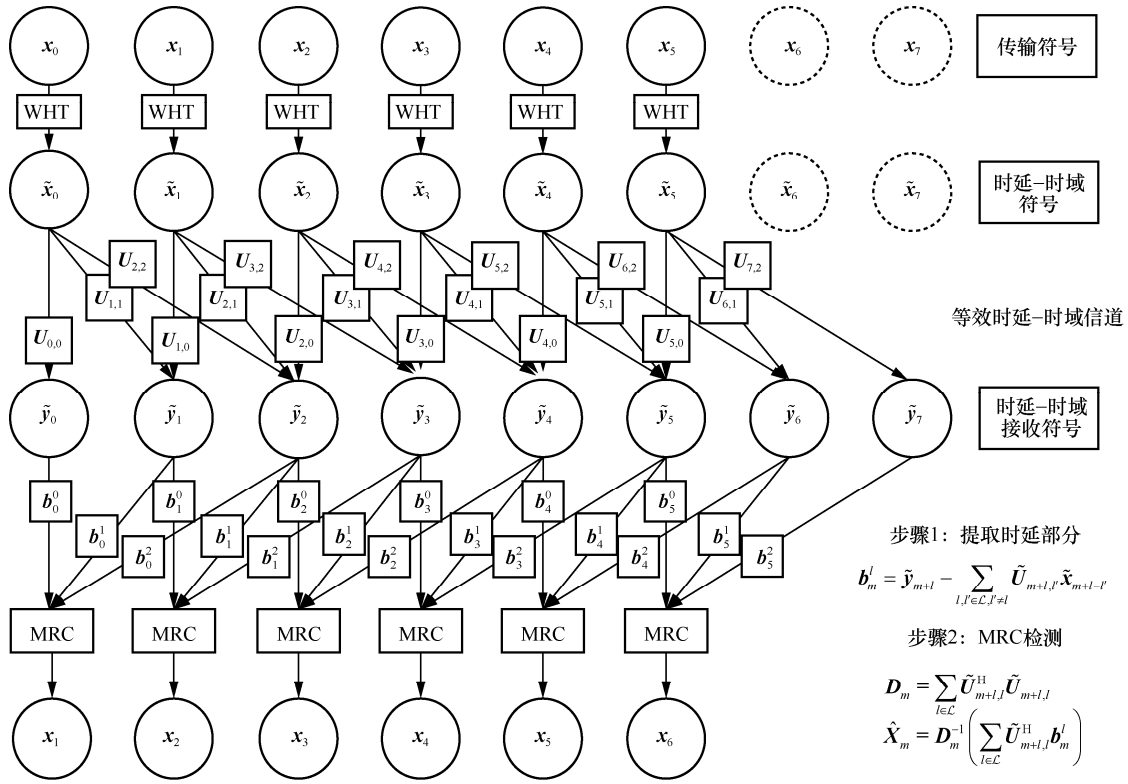


图 5 基于 MRC 的迭代 rake 均衡算法步骤 (M=8, L=0~2)

量, $\tilde{\mathbf{y}}_{m+l}$ 为索引 $m+l$ 处时延-时域接收向量。假设 $\tilde{\mathbf{x}}_m$ 为上次 MRC 迭代均衡中时延-时域符号向量 $\tilde{\mathbf{x}}_m$ 的估计值, 由于干扰符号向量 $\tilde{\mathbf{x}}_{m+l-l'}$ 在 $l \neq l'$ 时的估计中存在误差 \mathbf{e}_m , 结合式(15)和式(20), 可以得到 L 个关于 $\tilde{\mathbf{x}}_m$ 的方程

$$\tilde{\mathbf{b}}_m^l = \tilde{\mathbf{U}}_{m+l,l} \tilde{\mathbf{x}}_m + \tilde{\mathbf{w}}_{m+l} + \mathbf{e}_m, l \in \mathcal{L} \quad (21)$$

本文所提 MRC 方案不是从式(20)中分别估计传输的符号, 而是采用式(22)来估计 $\tilde{\mathbf{b}}_m^l$ 的最大比合并, 随后逐符号进行 QAM 解映射, 得到判决出的第 m 个符号向量的 n 个符号 $\hat{\mathbf{x}}_m(n)$

$$\hat{\mathbf{x}}_m(n) = \arg \min_{l \in \mathcal{L}} |a_j - \mathbf{c}_m(n)| \quad (22)$$

其中,

$$\mathbf{c}_m = \mathbf{D}_m^{-1} \mathbf{g}_m \quad (23)$$

$$\mathbf{D}_m = \sum_{l \in \mathcal{L}} \tilde{\mathbf{U}}_{m+l,l}^H \tilde{\mathbf{U}}_{m+l,l} \quad (24)$$

$$\mathbf{g}_m = \sum_{l \in \mathcal{L}} \tilde{\mathbf{U}}_{m+l,l}^H \tilde{\mathbf{b}}_m^l \quad (25)$$

设 $\mathcal{D}(\cdot)$ 表示每次迭代过程中对估计符号 \mathbf{c}_m 的判决, 即 $\hat{\mathbf{x}}_m^{(i)} = \mathcal{D}(\mathbf{c}_m^{(i)})$ 。硬判决函数 $\mathcal{D}(\mathbf{c})$ 由式(22)中的最大似然(ML, maximum likelihood)准则给出, 一旦更新了估计的时延-时域信息符号 $\hat{\mathbf{x}}_m$, 本文将增加 m 并重复相同操作, 随后以判决反馈的形式估

计所有 $M' = M - l_{\max}$ 个时延-时域信息符号 $\hat{\mathbf{x}}_m$, 算法 1 给出了 MRC 迭代均衡算法步骤。

算法 1 MRC 迭代均衡算法

根据式(15)、式(17)、式(24)分别初始化 $\tilde{\mathbf{y}}_m$ 、 $\tilde{\mathbf{x}}_m^{(0)}$ 、 \mathbf{D}_m ;

- 1) for $i=1:1:\max$ iterations
- 2) for $m=0:1: M' - 1$
- 3) 根据式(20)更新 $\tilde{\mathbf{b}}_m^l$;
- 4) end for
- 5) 根据式(25)更新 \mathbf{g}_m ;
- 6) 根据式(23)更新 \mathbf{c}_m ;
- 7) 根据式(22)判决时延-时域信息符号;
- 8) end for

2.3 基于 OTSM 系统的 MRC-turbo 接收机

本节提出了一种基于 OTSM 系统的 MRC-turbo 接收机, 在发射端, 信息比特经过随机交织、QAM 调制以及 OTSM 调制后传入信道; 在接收端, 首先使用单抽头时频均衡器获得初始 QAM 符号的估计值, 然后利用算法 1 中提出的低复杂度 MRC 迭代均衡器得到时延-时域估计值, 最后进行 turbo 迭代均衡。其中, 每个 turbo 迭代过程至少包含一个 MRC 迭代均衡器和一个 LDPC 解码器, turbo 迭代次数可

以根据所需的误码率和复杂性要求进行设置。

图 6 给出了基于 OTSM 系统的 MRC-turbo 接收机工作原理，首先对 MRC 迭代均衡器输出的估计信息符号进行 OTSM 解调、QAM 软解调以获得每个比特信息的 LLR，随后对其进行解交织并传递给 LDPC 解码器。LDPC 解码器输出编码后的比特信息，然后对其进行交织、QAM 调制以及 OTSM 调制来获得改进后的时延-时域估计符号。

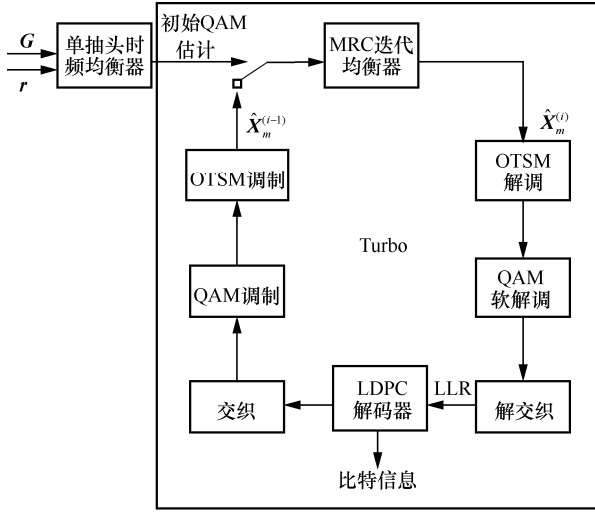


图 6 基于 OTSM 系统的 MRC-turbo 接收机工作原理

3 计算复杂度分析

表 1 总结了 MRC 迭代均衡算法总计算复杂度。其中，①为每次 MRC 迭代所需计算复杂度，算法 1 中步骤 3)和步骤 5)的计算复杂度均为 $NM'L$ ，步骤 6)的计算复杂度为 NM ；②为计算初始值 $\tilde{\mathbf{y}}_m$ 和 \mathbf{D}_m 的计算复杂度，其中 $\tilde{\mathbf{y}}_m$ 根据式(15)可得计算复杂度为 $NM'L$ ， \mathbf{D}_m 根据式(24)可得计算复杂度为 $NM'P$ ， P 为接收机解析出的信道系数或传播路径的总数；③为计算单抽头均衡器的计算复杂度，其中式(16)、式(17)和式(19)的总计算复杂度为 $NM[L + 2lb(M) + 1]$ 。

表 1 MRC 迭代均衡算法总计算复杂度

步骤	计算复杂度
①	$2NM'L + NM$
②	$NM'(L + P)$
③	$NM[L + 2lb(M) + 1]$

为了保证仿真过程的公平性，本文所提出的 MRC 迭代均衡器以及文献[13]提出的高斯-赛德

(GS, Gauss-Seidel) 迭代均衡器在开始迭代时均采用 2.1 节所提出的单抽头时频均衡器作为其初始值。文献[17]给出了 GS 迭代均衡器每次迭代所需的计算复杂度为 $O(NML^2)$ ，而本文所提出的 MRC 迭代均衡器的计算复杂度仅为 $O(NML)$ 。

4 仿真分析

本节研究了编码与未编码情况下的 MRC 迭代均衡算法的误码性能，系统仿真参数设置如表 2 所示。本节分别用误码率(BER, bit error rate)和误帧率(FER, frame error rate)表示未编码和编码情况下的解调性能，且对于 BER 中的每个点发送 5×10^4 OTSM 帧，FER 中的每个点发送 10^4 OTSM 帧，外部编码采用 5G 新空口(5G NR, 5G new radio)方案中的标准 LDPC 码^[18]。为避免信道估计误差带来的检测性能损失，本文假设信道响应在接收端是完全已知的，信道的多普勒频移由 Jakes 公式 $v_i = v_{\max} \cos(\theta_i)$ 生成，其中， v_{\max} 为最大移动速度， θ_i 在 $[-\pi, \pi]$ 上均匀分布。此外，在 BER 性能和实现复杂性方面比较了目前广泛使用的 LMMSE 线性均衡器和 GS 迭代均衡器。

图 7 和图 8 分别比较了在 270 km/h 和 540 km/h 速度下不同算法的误码性能，其中，MRC 和 GS 迭代均衡的 QPSK、16-QAM、64-QAM 最大迭代次数分别设为 5、15、35。仿真结果表明，MRC 迭代均衡器性能显著优于 LMMSE 线性均衡器。如图 7 所示，当 $BER=10^{-4}$ 时，对于 QPSK 调制，MRC 迭代有 2.34 dB 的性能增益。此外，与 GS 迭代均衡器相比，MRC 迭代均衡器在 QPSK、16-QAM 调制下的性能增益分别为 0.62 dB 和 0.8 dB。类似地，如图 8 所示，当 $BER=10^{-4}$ 时，与 GS 迭代均衡器相比，MRC 迭代均衡器在 QPSK 和 16-QAM 调制下的性能增益分别为 0.63 dB 和 1.02 dB。

表 2 系统仿真参数

参数	值
子载波数 M	64
符号数 N	16, 32, 64
载波频率/GHz	4
子载波间隔/kHz	15
用户移动速度/(km·h ⁻¹)	2.7~540
调制方案	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
信道模型	EVA ^[19]
信道多普勒频谱	Jakes
最大时延抽头数	4

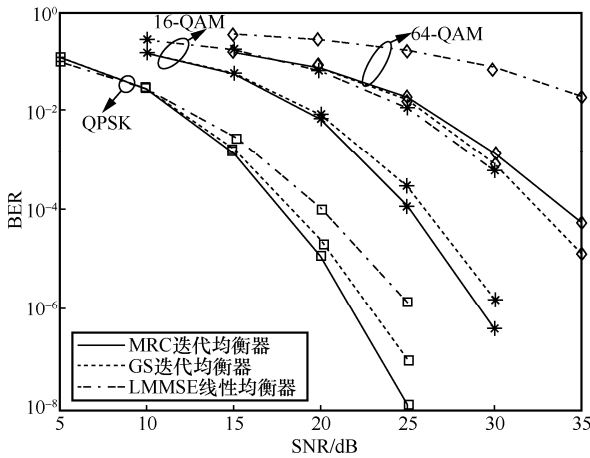


图 7 在 270 km/h ($f_d=1\ 000\ \text{Hz}$) 速度下不同算法的误码性能

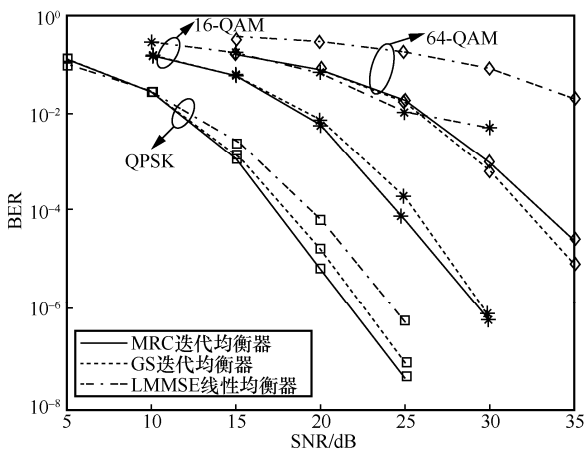


图 8 在 540 km/h ($f_d=2\ 000\ \text{Hz}$) 速度下不同算法的误码性能

图 9 给出了 OTSM 系统在不同系统参数下的误码性能。从图 9 中可以看出，随着 N 的增加，MRC 迭代均衡器的性能也逐渐提升。这是由于增加 OTSM 块大小可以提高多普勒频率的采样分辨率（即时延-序列域网格分辨率），接收机可以解析出更多的信道路径，从而提高误码率性能。

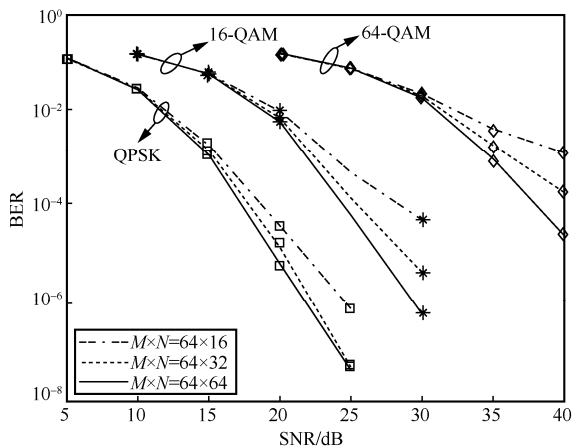


图 9 OTSM 系统在不同系统参数下的误码性能

图 10 给出了多普勒频移 f_d 在 10~2 000 Hz（对应的速度为 2.7~540 km/h）时 MRC 迭代均衡器的误码性能，这适用于大部分环境下的无线传输。从图 10 中可以发现，随着 f_d 的增大 BER 反而越低，这一结果对于需要准静态信道的传统调制方案是令人意外的。实际上，在时延-序列域中调制可以受益于更大的多普勒频移，即较强的多普勒干扰（IDI, inter doppler interference）不会恶化所设计均衡器的性能，而且还会改善其性能。这是因为接收机可以通过 f_d 解析出更多的信道路径，从而提高误码率性能。

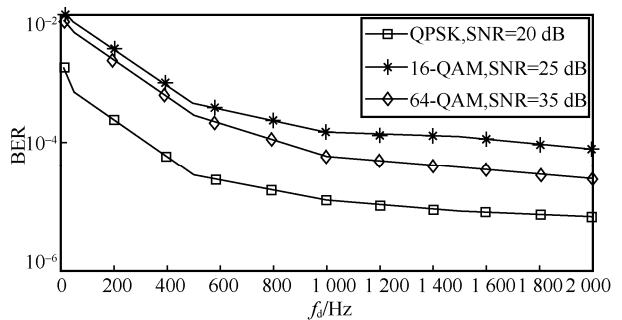


图 10 f_d 不同时 MRC 迭代均衡器的误码性能

图 11 给出了 MRC-turbo 接收机在不同编码长度下的 FER。从图 11 中可以看出，对于不同的调制方式，编码长度越大，系统性能越好。

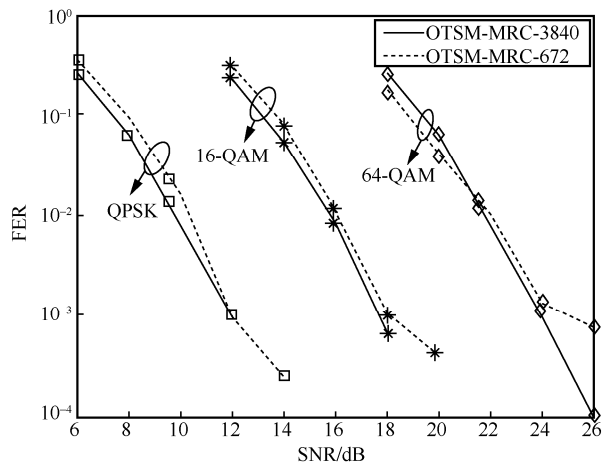


图 11 MRC-turbo 接收机在不同编码长度下的误帧率

5 结束语

本文通过在时域中的每个块之间插入 ZP，提出了一种用于 OTSM 的低复杂度信道检测。首先，在接收端设计一个单抽头时频均衡器获得时延-时域信息符号预估值，随后作为 MRC 迭代均

衡算法的初始值在等效时延-时域网格中提取并相干地合并发射符号的接收多径分量来提高信号合并后的信噪比。为进一步提高系统性能，本文还提出了一种基于 OTSM 的 MRC-turbo 接收机。仿真结果表明，本文所提出的 MRC 迭代 rake 均衡器能在高多普勒频移中取得良好性能。同时，与目前广泛使用的 GS 迭代均衡器相比，MRC 迭代均衡器在性能与计算复杂度上均有较大提升，这为未来高移动性通信系统提供了一种低复杂度均衡方案。

参考文献：

- [1] WANG Y R, WANG G P, XU R T, et al. Joint channel estimation and data detection for intelligent transparent surface (ITS) aided wireless communications on railways[C]//Proceedings of 2021 13th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-5.
- [2] JIANG T, CHEN H H, WU H C, et al. Channel modeling and inter-carrier interference analysis for V2V communication systems in frequency-dispersive channels[J]. Mobile Networks and Applications, 2010, 15(1): 4-12.
- [3] WANG C X, HUANG J, WANG H M, et al. 6G wireless channel measurements and models: trends and challenges[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2020, 15(4): 22-32.
- [4] HASHIMOTO N, OSAWA N, YAMAZAKI K, et al. Channel estimation and equalization for CP-OFDM-based OTFS in fractional Doppler channels[C]//Proceedings of 2021 IEEE International Conference on Communications Workshops. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-7.
- [5] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, et al. Orthogonal time frequency space modulation[C]//Proceedings of 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [6] HADANI R, MONK A. OTFS: a new generation of modulation addressing the challenges of 5G[J]. arXiv Preprint, arXiv: 1802.02623, 2018.
- [7] AUGUSTINE R M, SURABHI G D, CHOCKALINGAM A. Space-time coded OTFS modulation in high-Doppler channels[C]//Proceedings of 2019 IEEE 89th Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.
- [8] THAJ T, VITERBO E, HONG Y. Orthogonal time sequency multiplexing modulation: analysis and low-complexity receiver design[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(12): 7842-7855.
- [9] KONDO S, MILSTEIN B. Performance of multicarrier DS CDMA systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 1996, 44(2): 238-246.
- [10] IMADA S. Pre-rake diversity combining for UWB systems in IEEE 802.15 UWB multipath channel[J]. IEICE Transactions on Communications, 2005, 88(5): 2193-2199.
- [11] DONG X F, BEAULIEU N C. Optimal maximal ratio combining with correlated diversity branches[J]. IEEE Communications Letters, 2002, 6(1): 22-24.
- [12] BUEHRER R M, NICOLOSO S P, GOLLAMUDI S. Linear versus non-linear interference cancellation[J]. Journal of Communications and Networks, 1999, 1(2): 118-133.
- [13] LI L, WEI H, HUANG Y, et al. A simple two-stage equalizer with simplified orthogonal time frequency space modulation over rapidly time-varying channels[J]. arXiv Preprint, arXiv:1709.02505, 2017.
- [14] STOFFER D S. Walsh-Fourier analysis and its statistical applications[J]. Journal of the American Statistical Association, 1991, 86(414): 461-479.
- [15] HARMUTH H F. Applications of Walsh functions in communications[J]. IEEE Spectrum, 1969, 6(11): 82-91.
- [16] RAVITEJA P, HONG Y, VITERBO E, et al. Practical pulse-shaping waveforms for reduced-cyclic-prefix OTFS[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(1): 957-961.
- [17] THAJ T, VITERBO E. Orthogonal time sequency multiplexing modulation[C]//Proceedings of 2021 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-7.
- [18] VERMA A, SHRESTHA R. A new VLSI architecture of next-generation QC-LDPC decoder for 5G new-radio wireless-communication standard[C]//2020 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-5.
- [19] PERAL-ROSADO J A D, LÓPEZ-SALCEDO J A, SECO-GRANADOS G, et al. Evaluation of the LTE positioning capabilities under typical multipath channels[C]//Proceedings of 2012 6th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference (ASMS) and 12th Signal Processing for Space Communications Workshop (SPSC). Piscataway: IEEE Press, 2012: 139-146.

[作者简介]



李国军（1978-），男，四川资阳人，博士，重庆邮电大学教授，主要研究方向为复杂恶劣环境超视距无线通信与网络。



龙锐（1999-），男，湖南怀化人，重庆邮电大学硕士生，主要研究方向为信道均衡。



叶昌荣（1989-），男，重庆人，博士，重庆邮电大学副教授，主要研究方向为短波通信、信号处理、异构链路融合组网等。



梁佳文（1999-），男，陕西汉中人，重庆邮电大学硕士生，主要研究方向为信道均衡。