

DOI:10.20079/j.issn.1001-893x.220818005

基于 GA-MP 的低复杂度 OTFS 检测算法*

孙宇彤¹, 贾皓翔¹, 何欣¹, 郭梦琪^{2,3}, 赵旦峰¹

(1. 哈尔滨工程大学 信息与通信工程学院, 哈尔滨 150001;
2. 中国电子科技集团公司第五十四研究所, 石家庄 050081;
3. 通信网信息传输与分发技术重点实验室, 石家庄 050081)

摘要:针对正交时频空(Orthogonal Time Frequency Space, OTFS)通信系统信号检测复杂度高的问题,提出一种改进的高斯近似消息传递(Gaussian Approximate Message Passing, GA-MP)检测算法。依据最大后验概率检测准则,对发送信号及隐变量进行逐符号高斯近似,基于置信传播算法与联合因子图进行消息传递,用边缘后验概率替代 GA-MP 中的外部信息以减少运算量,结合阻尼因子提升收敛速度,同时引入概率阈值减少后续更新的节点数,从而使运算复杂度得到有效降低。实验结果表明,改进后的 GA-MP 算法在保证误码率性能的前提下具有更低的复杂度。
关键词:正交时频空;信号检测;高移动性场景;高斯近似消息传递;低复杂度

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



中图分类号:TN929.5 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2024)02-0288-07

A Low Complexity OTFS Detection Algorithm Based on GA-MP

SUN Yutong¹, JIA Haoxiang¹, HE Xin¹, GUO Mengqi^{2,3}, ZHAO Danfeng¹

(1. College of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;
2. The 54th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050081, China;
3. Science and Technology on Communication Networks Laboratory, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract:For the high complexity of signal detection in an orthogonal time frequency space (OTFS) communication system, an improved Gaussian Approximate Message Passing (GA-MP) detection algorithm is proposed. According to the maximum a posteriori probability detection criterion, sign by sign Gaussian approximate for the transmitted signal and hidden variables is proformed, and the message is transmitted based on the belief propagation algorithm and the joint factor graph. The marginal a posteriori probability is used to replace the extrinsic information in GA-MP to reduce the amount of computation, and the convergence speed is improved in combination with the damping factor. At the same time, the probability threshold is introduced to reduce the number of subsequent updated nodes, so that the computational complexity is effectively reduced. The experimental results show that the improved GA-MP algorithm has lower complexity under the premise of ensuring the bit error rate performance.
Key words:orthogonal time frequency space (OTFS); signal detection; high mobility scenarios; Gaussian approximate message passing (GA-MP); low complexity

* 收稿日期:2022-08-18;修回日期:2022-10-13
基金项目:中国电子科技集团公司第五十四研究所校企合作项目(SKX212010007)
通信作者:贾皓翔 Email:jiahaoxiang@hrbeu.edu.cn

0 引言

无线通信技术需要满足高速列车、自动驾驶、低轨道卫星通信等高速移动场景需求,而高速移动场景所带来的大多普勒频移为第六代移动通信系统的设计提出了巨大挑战^[1]。传统正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术频谱效率高,在时不变信道下能够有效减轻符号间干扰的影响,但在高移动性场景中,时变信道的多普勒频移会破坏子载波间的正交性,产生严重的子载波间干扰^[2],导致 OFDM 性能恶化。正交时频空(Orthogonal Time Frequency Space, OTFS)技术作为近年提出的二维调制方案^[3],引入延迟多普勒(Delay Doppler, DD)域的概念,将消息符号放置在 DD 域中进行多载波调制,再转换到时域中进行传输。时频双选信道在 DD 域中具有不变可分离且正交的性质,使得 OTFS 能够充分利用时间与频率的分集,让符号经历相同的信道增益^[4],从而在高多普勒信道环境下也能实现优异的误码性能。

OTFS 调制一帧所包含的符号数 MN 通常较大,最优的最大后验概率(Maximum a Posteriori, MAP)检测具有调制阶数 $|A|$ 的指数级复杂度 $O(|A|^{MN})$,难以硬件实现,而传统的最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)与迫零(Zero Forcing, ZF)检测由于涉及矩阵求逆因此具有 $O(M^3N^3)$ 的复杂度,其复杂度会随符号数的增加而指数增长。文献[5]利用马尔可夫蒙特卡罗(Markov Chain Monte Carlo, MCMC)采样对信号进行检测,是较为精确但计算量较大的算法。文献[6]为了降低 MAP 检测算法的复杂度,提出了一种混合最大后验概率与并行干扰消除的检测算法,推导了符号的 MAP 检测准则,并根据路径增益对接收符号进行分组,复杂度虽较 MAP 检测有所降低但仍难以硬件实现。文献[7]提出了一种低复杂度 MAP 检测算法,仍需调制阶数的平方的复杂度。文献[8]提出了一种基于消息传递(Message Passing, MP)的检测算法,利用 DD 域的信道稀疏性将干扰近似为高斯分布从而大大降低了复杂度,是目前广泛采用的检测算法,但这种近似不够精准且因子图有环状结构时可能无法收敛。文献[9-12]基于近似消息传递(Approximate Message Passing, AMP)检测算法进行了不同程度的改进,但复杂度较低的算法牺牲了误码率性能,误码率性能较好的算法复杂度仍可进一步降低。

目前 OTFS 检测算法中高斯近似消息传递(Gaussian Approximate Message Passing, GA-MP)算法^[10]误码率性能具有明显优势,是最具前景的检测算法之一,但其复杂度相对较高,仍可进一步降低。因此,本文优化改进了一种低复杂度 OTFS 检测算法。该算法基于 GA-MP 检测算法,依据符号 MAP 检测规则,对发送信号 x 及隐变量 z 进行逐符号高斯近似,基于置信传播与联合因子图对近似后的变量进行消息传递,再通过矩匹配^[13]实现期望方差的近似。本文直接利用边缘后验概率代替 GA-MP 算法中的外部信息进行消息传递^[14]以减少运算量,再结合阻尼因子^[15]提升稳定性,与此同时设置概率阈值减少后续迭代中需要更新的节点数,从而提高收敛速度并降低计算复杂度。

1 OTFS 系统模型

OTFS 调制解调系统原理如图 1 所示。OTFS 一帧具有 M 个子载波、 N 个时隙共 MN 个信息符号。比特流信息经过多进制调制(如 QPSK、QAM、16QAM)后变成复信息符号放置于 DD 域网格中,再经过 OTFS 多载波调制转换到时域发送,可看作对 OFDM 系统进行预编码处理,便于与现有通信系统兼容。

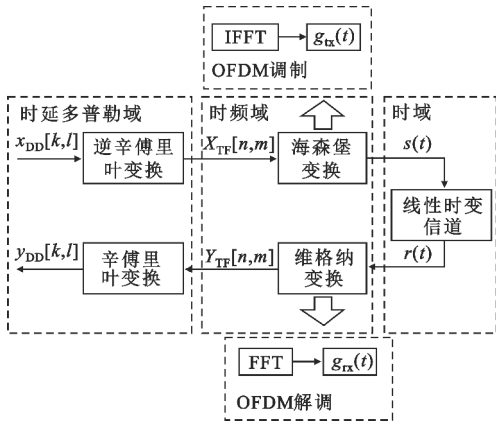


图 1 OTFS 调制解调原理
Fig. 1 Schematic diagram of OTFS modulation/demodulation

OTFS 调制的发送端和接收端由两个二维变换级联所产生,调制端使用逆辛傅里叶变换(Inverse Symplectic Fourier Transform, ISFFT)将 DD 域中的信息符号 $x_{DD}[k, l]$ 映射到时频域符号 $X_{TF}[n, m]$ 中,再用海森堡变换将时频域信号 $X_{TF}[n, m]$ 转换为时域信号 $s(t)$ 。

$$X_{\text{TF}}[n, m] = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} x_{\text{DD}}[k, l] e^{j2\pi(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M})} \quad (1)$$

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

时域信号经过信道到达接收端的过程可由下式表示:

$$r(t) = \iint h(\tau, \nu) s(t - \tau) e^{j2\pi \nu (t - \tau)} d\nu d\tau + n(t) \quad (3)$$

式中: $n(t)$ 为服从均值为 0、方差为 σ_n^2 高斯分布的高斯白噪声分量; $h(\tau, \nu)$ 是 DD 域的信道冲激响应。假设有 P 条路径, $h(\tau, \nu)$ 的表达式为

$$h(\tau, \nu) = \sum_{i=1}^P h_i \delta(\tau - \tau_i) \delta(\nu - \nu_i) \quad (4)$$

式中: h_i, τ_i, ν_i 分别是第 i 条路径的路径增益、时延与多普勒分量。延迟与多普勒频移分别表示为

$$\tau_i = \frac{l_{\tau_i}}{M\Delta f}, \quad \nu_i = \frac{k_{\nu_i} + \kappa_{\nu_i}}{NT} \quad (5)$$

式中: l_{τ_i} 为整数的时延抽头; k_{ν_i} 为整数的多普勒抽头; κ_{ν_i} 为分数多普勒抽头且 $\kappa_{\nu_i} \in (-0.5, 0.5]$; $\frac{1}{M\Delta f}$

为时延在 DD 域的分辨率; $\frac{1}{NT}$ 为多普勒频移在 DD 域的分辨率。

在接收端,接收到的时域信号 $r(t)$ 通过维格纳变换映射到时频域符号 $Y_{\text{TF}}(t, f)$ 上,采样后得到离散的时频域符号 $Y_{\text{TF}}[n, m]$ 。

$$Y_{\text{TF}}(t, f) = \int g_{\text{rx}}^*(t - nT) r(t) e^{-j2\pi m \Delta f (t - nT)} dt \quad (6)$$

$$Y_{\text{TF}}[n, m] = Y_{\text{TF}}(t, f) |_{t=nT, f=m\Delta f} \quad (7)$$

因此时频域的输入输出关系可以表示为

$$Y[n, m] = H[n, m] X[n, m] + N[n, m] \quad (8)$$

式中: $N[n, m]$ 为时频域高斯白噪声分量矩阵; $H[n, m]$ 为时频域信道矩阵,表达式为

$$H[n, m] = \iint h(\tau, \nu) e^{j2\pi \nu nT} e^{-j2\pi(\nu + m\Delta f)\tau} d\nu d\tau \quad (9)$$

维格纳变换后得到的 $Y_{\text{TF}}[n, m]$ 通过辛傅里叶变换 (Symplectic Fourier Transform, SFFT) 映射到 DD 域符号 $y_{\text{DD}}[k, l]$ 实现符号解调,便于进一步检测。

$$y_{\text{DD}}[k, l] = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} Y_{\text{TF}}[n, m] e^{-j2\pi(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M})} \quad (10)$$

矢量化后的输入输出关系表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{z} + \mathbf{n} \quad (11)$$

式中: $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ 为 OTFS 解调后的接收向量; $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ 为原始发送信号向量; $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ 为 DD 域的

信道矩阵; $\mathbf{z} = \mathbf{H}\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ 为隐变量; $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ 为加性高斯白噪声向量, $y[k, l]$ 是 $\mathbf{x}$ 向量中第 $(k + Nl)$ 个元素,且 $k \in [0, N-1], l \in [0, M-1]$ 。

2 低复杂度 OTFS 检测算法

2.1 GA-MP 检测算法

GA-MP 中用到的联合因子图基于矢量化后的输入输出关系即公式 (11), 由于 DD 域的信道矩阵具有稀疏性, 每一行/列共有 S 个非零元素。设 $C_b \in \mathbb{R}^{1 \times S}, J_a \in \mathbb{R}^{1 \times S}$, 分别表示矩阵 $\mathbf{H}$ 第 b 行非零元素的列索引, 以及第 a 列非零元素的行索引集合。接收信号 $\mathbf{y}$ 中的单个元素 y_b 表达式可写为

$$y_b = h_{ba} x_a + \underbrace{\sum_{c \in C_b, c \neq a} h_{bc} x_c}_{\text{干扰项}} + n_b \quad (12)$$

式中: $0 \leq b \leq MN; 0 \leq a \leq MN$ 。联合因子图将 x_a 视为变量节点 (Variable Node, VN), y_b 视为和节点 (Sum Node, SN), 两节点由 h_{ba} 连接。图 2 以 $S=3$ 为例, 展示了 DD 域中发送信号 $\mathbf{x}$ 与接收信号 $\mathbf{y}$ 所绘制的联合因子图。

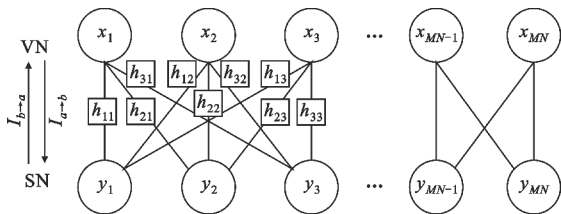


图 2 OTFS 系统联合因子图

Fig. 2 OTFS system joint factor diagram

根据因子图与和积算法的原理^[16], SN 传递给 VN 的信息是与 VN 相连的所有 SN 的信息总和, 表示为

$$I_{b \rightarrow a}^{(x_a, i)} = \sum_{x_{[b]} \in |A|S-1, x_a} \left(\prod_{a' \in C_b, a' \neq a} I_{a' \rightarrow b}^{(x_a, i-1)} \right) p(y_b | x_{[b]}) \quad (13)$$

式中: $|A|$ 为调制阶数; i 为当前迭代次数; $x_{[b]}$ 表示 C_b 中列索引的 S 个 $\mathbf{x}$ 组成的向量。

从 VN 传递到 SN 的信息则是与 SN 相连的除本身以外所有 VN 信息的乘积即外部信息^[17], 表示为

$$I_{a \rightarrow b}^{(x_a, i)} = \frac{1}{Z_{a \rightarrow b}} \prod_{b' \in J_a, b' \neq b} I_{b' \rightarrow a}^{(x_a, i)} \quad (14)$$

式中: $Z_{a \rightarrow b}$ 为 $I_{a \rightarrow b}^{(x_a, i)}$ 的归一化系数。利用公式 (13) 和 (14) 进行置信传播所需复杂度为 $O(|A|^S MN)$ 。为了进一步降低复杂度, GA-MP 算法将 $I_{b \rightarrow a}^{(x_a, i)}$ 与 $I_{a \rightarrow b}^{(x_a, i)}$ 分别进行高斯近似, 通过均值与方差的传递来

实现复杂度的降低,但 $I_{a \rightarrow b}^{(x_a, i)}$ 是外部信息,最终 x_a 的边缘后验概率要由公式 (15) 进行单独计算:

$$I_a^{(x_a, i)} = \frac{1}{Z_a} \prod_{b \in J_a} I_{b \rightarrow a}^{i-1} \quad (15)$$

对式 (13) 和 (14) 分别进行高斯近似可以得到

$$I_{b \rightarrow a}^{(x_a, i)} \sim CN(h_{ba}x_a; m_{b \rightarrow a}^{(i)}, v_{b \rightarrow a}^{(i)}) \quad (16)$$

$$I_{a \rightarrow b}^{(x_a, i)} \sim CN(x_a; m_{a \rightarrow b}^{(i)}, v_{a \rightarrow b}^{(i)}) \quad (17)$$

式中: $CN(x; \mu, \sigma^2) = \frac{1}{\pi\sigma^2} \exp(-\frac{|x-\mu|^2}{\sigma^2})$ 表示 x 服从均值为 μ 、方差为 σ^2 的复高斯分布。公式 (16) 中 SN 传递给 VN 的均值与方差由式 (18) 给出:

$$\begin{cases} m_{b \rightarrow a}^{(i)} = y_b - \sum_{a' \in C_b, a' \neq a} h_{ba'} \mu_{a' \rightarrow b}^{(i-1)} \\ v_{b \rightarrow a}^{(i)} = \sum_{a' \in C_b, a' \neq a} |h_{ba'}|^2 |\sigma_{a' \rightarrow b}^{(i-1)}|^2 + \sigma_n^2 \end{cases} \quad (18)$$

式中: $\mu_{a \rightarrow b}^{(i)}$ 与 $\sigma_{a \rightarrow b}^{(i)}$ 的计算表达式由公式 (23) 给出。公式 (17) 中由 VN 传递给 SN 的均值与方差, 根据公式 (14) 与高斯相乘引理可得:

$$\begin{cases} v_{a \rightarrow b}^{(i)} = \left(\sum_{b' \in J_a, b' \neq b} \frac{|h_{ba'}|^2}{v_{b' \rightarrow a}^{(i)}} \right)^{-1} \\ m_{a \rightarrow b}^{(i)} = v_{a \rightarrow b}^{(i)} \sum_{b' \in J_a, b' \neq b} \frac{h_{ba'}^* m_{b' \rightarrow a}^{(i)}}{v_{b' \rightarrow a}^{(i)}} \end{cases} \quad (19)$$

式中: h_{ba}^* 为 h_{ba} 的共轭。由于 $I_{a \rightarrow b}^{(x_a, i)}$ 是高斯分布, 因此其概率质量函数可以表示为

$$\tilde{p}_{a \rightarrow b, k}^{(i)} = \Pr\{x_{a, k} = a_k \mid y\} \propto \exp\left(-\frac{(a_k - m_{a \rightarrow b}^{(i)})^2}{2v_{a \rightarrow b}^{(i)}}\right) \quad (20)$$

式中: a_k 表示多进制调制符号表中的第 k 个状态, $k \in [0, |A|]$ 。对公式 (20) 进行归一化可以得到

$$\beta_{a \rightarrow b, k}^{(i)} = \frac{\tilde{p}_{a \rightarrow b, k}^{(i)}}{\sum_{t=1}^{|A|} \tilde{p}_{a \rightarrow b, t}^{(i)}} \quad (21)$$

为提高收敛速度与算法稳定性, 引入阻尼因子 $\Delta \in (0, 1]$, 阻尼处理后的概率质量函数表示为

$$\hat{p}_{a \rightarrow b, k}^{(i)} = \Delta \beta_{a \rightarrow b, k}^{(i)} + (1 - \Delta) \hat{p}_{a \rightarrow b, k}^{(i-1)} \quad (22)$$

公式 (22) 将归一化后的概率质量函数与阻尼因子 Δ 相乘, 上一次迭代得到的概率质量函数与 $1 - \Delta$ 相乘, 两者相加 (该步骤是为了防止收敛振荡影响误码性能从而提高收敛速度, 提升算法稳定性^[15]), 利用 $\hat{p}_{a \rightarrow b, k}^{(i)}$ 近似真实边缘后验概率 $p_{a, k}^{(i)}$ 可以通过矩匹配^[13]进行简化, 具体表示为

$$\begin{cases} \mu_{a \rightarrow b}^{(i)} = \sum_{a_k \in A} a_k \hat{p}_{a \rightarrow b, k}^{(i)} \\ \sigma_{a \rightarrow b}^{(i)} = \sum_{a_k \in A} |a_k|^2 \hat{p}_{a \rightarrow b, k}^{(i)} - |\mu_{a \rightarrow b}^{(i)}|^2 \end{cases} \quad (23)$$

式中: A 为多进制调制映射符号表。重复公式 (18) ~ (23) 直至满足迭代停止条件后, 计算边缘后验概率:

$$\hat{p}_{a, k}^{(i)} = \frac{CN(x_{a, k}; m_a, v_a)}{\sum_{t=1}^{|A|} CN(x_{a, t}; m_a, v_a)} \quad (24)$$

边缘后验概率的均值与方差可表示为

$$\begin{cases} v_a^{(i)} = \left(\sum_{b \in J_a} \frac{|h_{ba}|^2}{v_{b \rightarrow a}^{(i)}} \right)^{-1} \\ m_a^{(i)} = v_a^{(i)} \sum_{b \in J_a} \frac{h_{ba}^* m_{b \rightarrow a}^{(i)}}{v_{b \rightarrow a}^{(i)}} \end{cases} \quad (25)$$

最终, 信号估计值 $\hat{x}_a$ 由公式 (26) 求得:

$$\hat{x}_a = \arg \max_{k \in [1, |A|]} \sum_{b \in J_a} \hat{p}_{a, k}^{(i)} \quad (26)$$

2.2 GA-MP 算法优化

GA-MP 算法性能优异, 但多次迭代过程中涉及变量多, 计算量大, 仍可进一步逼近。公式 (19) 中的变量为外部信息 $I_{a \rightarrow b}^{(x_a, i)}$ 高斯近似后的均值与方差, 根据公式推导不难看出仿真中需先计算出边缘后验概率 $I_a^{(x_a, i)}$ 的均值与方差 (公式 (25)), 再根据信道矩阵索引逐一减去对应的元素从而得到公式 (19) 中的变量, 以此来计算外部信息的概率质量函数即公式 (21)。但最终信号估计值由边缘后验概率所决定, 主体迭代结束后需利用公式 (25) 中的变量按外部信息概率质量函数 $\hat{p}_{a \rightarrow b, k}^{(i)}$ 的计算方法重新对 $\hat{p}_{a, k}^{(i)}$ 进行单独计算。本文在此基础上参考文献 [14] 中的消息传递方法, 在 VN 向 SN 传递消息的过程中用边缘后验概率的均值方差替代外部信息的均值方差, 从而省去迭代过程中的 3 个变量 $v_{a \rightarrow b}^{(i)}$, $m_{a \rightarrow b}^{(i)}$ 与 $\tilde{p}_{a \rightarrow b, k}^{(i)}$, 直接将边缘后验概率代入到运算中使得改进后的 GA-MP 算法在不损失误码性能的前提下大幅减少运算量, 并在方差的计算中引入当前发送符号 x_a 的初始方差倒数用于修正偏差。改进后由 VN 传递给 SN 的消息变为

$$\begin{cases} v_{a \rightarrow b}^{(i)} = \left(\sum_{b \in J_a} \frac{|h_{ba}|^2}{v_{b \rightarrow a}^{(i)}} + \sigma_{x_a}^{-2} \right)^{-1} \\ m_{a \rightarrow b}^{(i)} = v_{a \rightarrow b}^{(i)} \sum_{b \in J_a} \frac{h_{ba}^* m_{b \rightarrow a}^{(i)}}{v_{b \rightarrow a}^{(i)}} \end{cases} \quad (27)$$

式中: $\sigma_{x_a}^{-2}$ 为当前 x_a 的初始方差的倒数。由此计算出的边缘后验概率为

$$\tilde{p}_{a, k}^{(i)} = \frac{\exp\left(-\frac{(a_k - m_{a \rightarrow b}^{(i)})^2}{2v_{a \rightarrow b}^{(i)}}\right)}{\sum_{t=1}^{|A|} \exp\left(-\frac{(a_t - m_{a \rightarrow b}^{(i)})^2}{2v_{a \rightarrow b}^{(i)}}\right)} \quad (28)$$

阻尼处理后将边缘后验概率代入到矩匹配中, VN 传递给 SN 的消息最终变为

$$\begin{cases} \mu_{a \rightarrow b}^{(i)} = \sum_{a_k \in A} a_k \hat{p}_{a,k}^{(i)} \\ \sigma_{a \rightarrow b}^{(i)} = \sum_{a_k \in A} |a_k|^2 \hat{p}_{a,k}^{(i)} - |\mu_{a \rightarrow b}^{(i)}|^2 \end{cases} \quad (29)$$

重复公式(18)、(27)~(29)直到满足迭代停止条件后,信号估计值最终判定公式为

$$\hat{x}_a = \arg \max_{k \in [1, |A|]} \sum_{b \in J_a} \hat{p}_{a,k}^{(i)} / S \quad (30)$$

改进后算法单次迭代消息流向如图 3 所示。

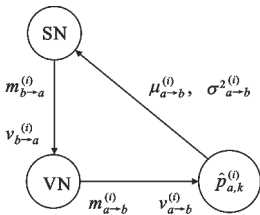


图 3 单次迭代消息流向示意图

Fig. 3 Single iteration message flow diagram

2.3 收敛规则改进

为了进一步降低计算复杂度,本文针对迭代停止准则进行改进。经过一定次数迭代后,一些 VN 的边缘后验概率已收敛,并且由于高斯近似随机变量 x_a 之间是相互独立的,因此将已收敛节点停止更新不会对后续迭代产生影响。通过引入概率阈值 γ ,当 x_a 的边缘后验概率 $\hat{p}_{a,k}^{(i)}$ 的最大值超过阈值时,即 $\max_{a_k \in A} \hat{p}_{a,k}^{(i)} > \gamma$,此时可以直接令 $\sigma_{a \rightarrow b}^{(i)} = 0$,同时更新 $y_b (b \in J_a)$:

$$\begin{cases} \hat{x}_a = \mu_{a \rightarrow b}^{(i)} = a_k \\ \bar{y}_b = y_b - h_{ba} a_k \end{cases} \quad (31)$$

后续迭代中涉及到的 y_b 均由 $\bar{y}_b$ 替代。改进收敛规则后复杂度降低的同时,误码性能并无损失。

3 仿真与分析

3.1 仿真参数选取

为了验证和比较改进后 GA-MP 算法在高速移动场景下的检测性能,本节针对未编码 OTFS 调制进行性能仿真,仿真信道采用 LTE 中的扩展车辆 A 信道模型,具体参数如表 1 所示。由于理想脉冲难以物理实现,依据文献[18]发送与接收端均采用矩形窗进行脉冲整形。

表 1 仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters

参数	设置
载波频率/GHz	4
子载波数间隔/kHz	15
子载波数 M	16,32
时隙数 N	16,32
调制阶数 A	4QAM
终端移动速度/(km/h)	500
路径数 P	9
调制脉冲	矩形窗
信道估计	理想估计

仿真前需要对阻尼因子及概率阈值进行选取。SNR = 20 dB, $M = N = 16$ 时,误码率性能与阻尼因子的关系如图 4 所示,可以发现阻尼因子为 0.5 时算法检测性能最优,因此后续仿真中阻尼因子 Δ 取 0.5。

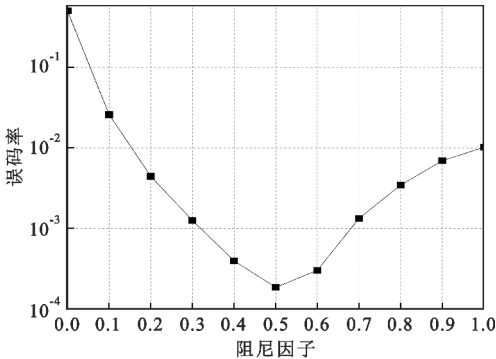


图 4 阻尼因子与误码性能关系

Fig. 4 Relationship between damping factor and BER performance

概率阈值的选取关系到迭代次数多少与误码率性能优劣,因此在 SNR = 20 dB, $M = N = 16$ 的条件下,针对不同的概率阈值进行误码率性能仿真,结果如图 5 所示。

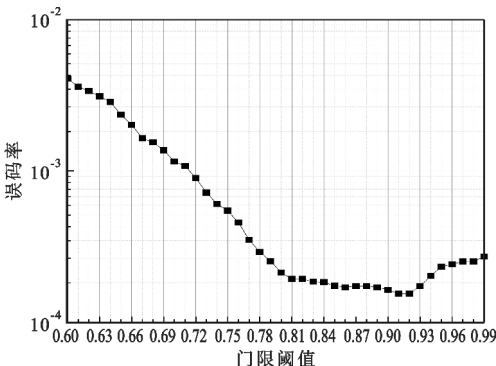
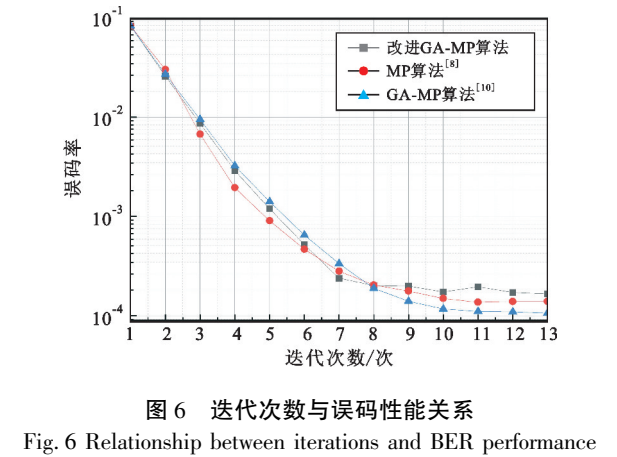


图 5 概率阈值与误码性能关系

Fig. 5 Relationship between probability threshold and BER performance

由图 5 可知概率阈值为 0.91 和 0.92 时,误码率性能较好。考虑到概率阈值选取尽可能小可以提高收敛速度,因此后续仿真中概率阈值取 0.91。

由图 6 可知,迭代 7 次之后误码性能趋于平稳,即算法收敛,因此仿真总迭代次数设置为 7,小于 MP^[8] 与 GA-MP^[10] 的 10 次迭代。



3.2 误码率性能

基于 3.1 节信道环境与仿真参数的选取,当 M 和 N 取 16 时 500 km/h 移动速度的用户设备其误码率性能如图 7 所示。

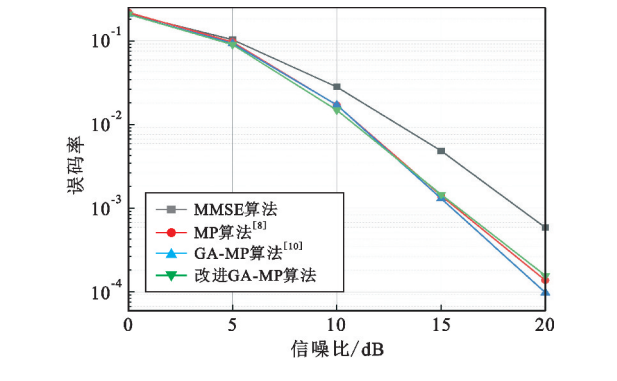


图 7 4-QAM $M=N=16$ 500 km/h 时不同检测算法误码性能比较

Fig. 7 Comparison among BER performance among different detection algorithms for 4-QAM $M=N=16$ at 500 km/h

如图 8 所示,当 M 和 N 取 32 时,由于 M 与 N 的增大,DD 域时延与多普勒分辨率变小,整体误码性能变好。

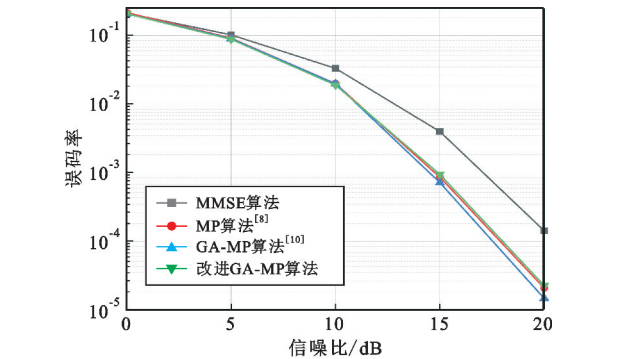


图 8 4-QAM $M=N=32$ 500 km/h 时不同检测算法误码性能比较

Fig. 8 Comparison among BER performance among different detection algorithms for 4-QAM $M=N=32$ at 500 km/h

GA-MP 算法与 OTFS 检测中广泛使用的 MP 算法复杂度相同,但具有更好的误码性能。本文在 GA-MP 算法的基础上进行复杂度的优化,从仿真结果来看虽然误码性能较 GA-MP 算法有所下降,但依旧优于传统的 MMSE 算法,与 OTFS 检测中广泛使用的 MP 算法性能相近,误码性能下降程度可以接受。

3.3 复杂度分析

本节针对改进的 GA-MP 检测算法与传统的 MMSE、MP、GA-MP 算法进行复杂度比较。MMSE 算法与 MP 算法的复杂度^[8]可分别表示为 $O(M^3N^3)$ 与 $O(MNS|A|T)$, GA-MP 算法^[10]的复杂度为 $O(MNS|A|T)$ 。改进的 GA-MP 算法计算复杂度主要集中在边缘后验概率以及均值方差的计算两个部分,由于添加了概率阈值,原本每轮迭代需要计算的符号个数为 MNS 个。随着迭代次数的增加,后续迭代所需计算的符号数变少,因此平均每轮迭代所需计算符号数变为 K ($K < MNS$),且后续仿真结果表明,改进 GA-MP 达到收敛所需迭代次数也较 GA-MP 与 MP 所需的 10 次要小,因此改进 GA-MP 算法在保证误码性能前提下复杂度变为 $O(K|A|L)$,其中 $L < T$ 。各算法的复杂度具体对比如表 2 所示。

表 2 复杂度对比	
Tab. 2 Complexity comparison	
算法	复杂度
MMSE	$O(M^3N^3)$
MP ^[8]	$O(MNS A T)$
GA-MP ^[10]	$O(MNS A T)$
改进 GA-MP	$O(K A L)$

当 $M=N=16$,仿真参数同表 1 所示时,0~20 dB 信噪比下,平均每帧 CPU 运行总时间如表 3 所示。

表 3 CPU 运行时间对比
Tab. 3 CPU runtime comparison

算法	CPU 运行时间/s
MP ^[8]	4. 522
GA-MP ^[10]	3. 028
改进 GA-MP	1. 717

4 结 论

本文针对 OTFS 系统检测复杂度高这一问题在 GA-MP 检测算法的基础上进行优化改进,利用边缘后验概率代替外部信息进行消息传递以减少运算量,引入阻尼因子与概率阈值提高收敛速度并降低复杂度。仿真结果表明,改进后的 GA-MP 检测算法误码率性能与现有的 GA-MP 检测算法相近,但具有更高的收敛速度与更低的复杂度。

参考文献:

[1] 栾宁,熊轲,张煜,等. 6G:典型应用、关键技术与面临挑战[J]. 物联网学报,2022,6(1):29-43.

[2] WANG T,PROAKIS J G,MASRY E,et al. Performance degradation of OFDM systems due to Doppler spreading [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006,5(6):1422-1432.

[3] MONK A, HADANI R, TSATSANIS M, et al. OTFS-orthogonal time frequency space[EB/OL]. (2016-08-09) [2022-07-20]. <https://arxiv.org/abs/1608.02993>.

[4] HADANI R, MONK A. OTFS: a new generation of modulation addressing the challenges of 5G[EB/OL]. (2018-02-07) [2022-07-20]. <https://arxiv.org/abs/1802.02623>.

[5] MURALI K R, CHOCKALINGAM A. On OTFS modulation for high-Doppler fading channels [C]//Proceedings of 2018 Information Theory and Applications Workshop. San Diego:IEEE,2018:1-10.

[6] LI S, YUAN W, WEI Z, et al. Hybrid MAP and PIC detection for OTFS modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,2021,70(7):7193-7198.

[7] LIU H, LIU Y, YANG M. A low complexity MAP detector for OTFS modulation in logarithmic domain [EB/OL]. (2021-09-21) [2022-07-20]. <https://arxiv.org/abs/2109.10232>.

[8] 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.

[9] XU X, ZHAO M M, LEI M, et al. A damped GAMP detection algorithm for OTFS system based on deep learning [C]//Proceedings of 2020 IEEE 92nd

Vehicular Technology Conference. Victoria:IEEE,2020:1-5.

[10] XIANG L, LIU Y, YANG L L, et al. Gaussian approximate message passing detection of orthogonal time frequency space modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,2021,70(10):10999-11004.

[11] ZHANG Y, ZHANG Q, ZHANG L, et al. A low-complexity approximate message passing equalizer for OTFS system [C]//Proceedings of 2021 IEEE/CIC International Conference on Communications in China. Xiamen:IEEE,2021:449-454.

[12] ZHANG H, ZHANG T. A low-complexity message passing detector for OTFS modulation with probability clipping[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021,10(6):1271-1275.

[13] 姚国强. MIMO 通信系统中期望传播算法研究与优化 [D]. 成都:电子科技大学,2021.

[14] LIU L, YUEN C, GUAN Y L, et al. Convergence analysis and assurance for Gaussian message passing iterative detector in massive MU-MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15 (9):6487-6501.

[15] PRETTI M. A message-passing algorithm with damping [J]. Journal of Statistical Mechanics: Theory and Experiment,2005(11):1-16.

[16] KSCHISCHANG F R, FREY B J, LOELIGER H A. Factor graphs and the sum-product algorithm [J]. IEEE Transactions on Information Theory,2001,47(2):498-519.

[17] YOON S, CHAE C B. Low-complexity MIMO detection based on belief propagation over pairwise graphs[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 63 (5):2363-2377.

[18] RAVITEJA P, HONG Y, VITERBO E, et al. Practical pulse-shaping waveforms for reduced-cyclic-prefix OTFS [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,2018, 68(1):957-961.

作者简介:

孙宇彤 女,1996 年生于黑龙江哈尔滨,2018 年获学士学位,现为硕士研究生,主要研究方向为 OTFS 检测算法、低轨卫星通信。

贾皓翔 男,1996 年生于山东临沂,2020 年获硕士学位,现为博士研究生,主要研究方向为高性能编码调制方案。

何欣 女,1997 年生于四川巴中,2019 年获学士学位,现为硕士研究生,主要研究方向为 OTFS 均衡算法、舰空通信。

郭梦琪 女,1993 年生于河北石家庄,2020 年获博士学位,现为工程师,主要研究方向为通信系统与信号处理。

赵旦峰 男,1961 年生于湖南湘潭,2006 年获博士学位,现为教授、博士生导师,主要研究方向为现代通信系统与通信信号处理。