DOI:10.20079/j.issn.1001-893x.220530004

OFDM 叠加导频联合信道估计和检测方法*

赵 恒1.袁正道1,2,刘 飞2,崔建华3

(1.河南开放大学信息工程与人工智能学院,郑州 450002;2.郑州大学地球科学与技术学院,郑州 450001;3.洛阳师范学院物理与电子信息学院,河南洛阳 471934)

摘 要:针对现有正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing,OFDM)系统信道估计和 迭代检测算法中频谱效率低和鲁棒性差等问题,提出了一种基于酉近似消息传递和叠加导频的信道 估计与联合检测方法。首先,在软调制/解调中叠加导频对正交幅度调制的星座点进行预处理,检测 时将叠加的导频作为频域符号的先验分布,利用置信传播算法进行调制和解调,实现检测模型的简 化。然后,应用因子图-消息传递算法对 OFDM 传输系统和信道进行建模和全局优化,引入酉变换 加强信道估计算法的鲁棒性。最后,建立 OFDM 仿真环境对现有方法进行仿真分析。仿真结果表 明,相对于现有的独立导频类算法,所提算法能够以相同复杂度显著提升 OFDM 系统的频谱效率和 鲁棒性。

关键词:正交频分复用(OFDM);稀疏信道估计;叠加导频;近似消息传递;因子图



中图分类号:TN929.5 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2024)03-0451-07

OFDM Joint Channel Estimation and Detection under Superimposed Pilots

ZHAO Heng¹, YUAN Zhengdao^{1,2}, LIU Fei², CUI Jianhua³

 $(\,1.\,School\ of\ Information\ Engineering\ and\ Artificial\ Intelligence\ , Open\ University\ of\ Henan\ , Zhengzhou\ 450001\ , China\ ;$

 $2.\ School \ of \ Geoscience \ and \ Technology, Zhengzhou \ University, Zhengzhou \ 450001, China;$

3. School of Physics and Electronic Information, Luoyang Normal University, Luoyang 471934, China)

Abstract: For the problems such as low spectrum efficiency and poor robustness of the existing orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) channel estimation and iterative detection algorithms, a channel estimation and joint detection algorithm based on unitary approximation message passing and superimposed pilot frequencies is proposed. Firstly, the unitary transformation is adopted in the channel estimation to solve the problem of robustness inherent in the approximate message passing algorithm. Then, the frequency domain superposition pilot is introduced for the initial estimation of the channel. In the soft modulation/ demodulation, the superposition pilot is applied to the quadrature amplitude modulation (QAM) constellation points as the prior distribution of the frequency domain symbols, so as to avoid the increasement of complexity. Simulation results show that the proposed algorithm can significantly improve the spectral efficiency and robustness of OFDM systems with the same complexity compared with the existing independent pilot algorithms.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing(OFDM); sparse channel estimation; superimposed pilot; approximate message passing; factor graph

0 引 言

作为现代通信系统的基石,正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 在无线局域网、移动通信、水声通信和可见光通 信^[1]等众多领域得到了广泛应用。近30年来,人们 对 OFDM 系统的信道估计和检测算法进行了深入 的研究,取得了大量研究成果。但是,随着高铁、无 人机和低轨卫星的发展,高速移动场景下快时变、稀 疏和多普勒效应给现有 OFDM 接收机带来了新的 挑战^[2]。现有 OFDM 传输系统通常选择一些子载 波来传输导频信号,以便进行信道估计和符号检 测[3-4]。但是,在高速通信中由于多径效应的作用, 信道参数复杂,精确的信道估计需要大量导频,致使 频谱和复杂度开销较大。此外,第6代移动通信系 统的峰值吞吐量将达到太比特级,频谱资源将扩展 到毫米波频段。毫米波具有更大的带宽,能够实现 更高的数据速率,信道多径和稀疏特征更加明显,但 是对信道估计和检测算法的复杂度提出了更高的 要求。

因子图-消息传递是基于贝叶斯理论的系统建 模和参数估计方法。这类方法首先对系统中所有变 量的联合概率分布进行因式分解,建立因子图模型: 然后根据变量间的约束关系,选择最优的消息更新 规则计算因子图上的消息:最后设计合理的初始化 和迭代机制,形成迭代算法。最初提出的消息更新 规则有置信传播(Belief Propagation, BP)^[5]、平均场 (Mean Field, MF)^[6] 和期望传播(Expectation Propagation, EP)^[7]等,其中 BP 适用于编、译码等硬 约束函数,MF适用于高斯、伽马等连续函数,EP适 用于离散和连续函数共存的节点。针对线性混合问 题,近年来出现了一系列低复杂度的近似消息传递 规则^[8](Approximate Message Passing, AMP), 如向量 化近似消息传递^[9] (Vectorization Approximate Message Passing, VAMP)、酉变换近似消息传递^[10] (Unitary Transformation Approximate Message Passing, UAMP)和 BiUAMP^[11]等。

国内外多个研究团队提出了基于因子图-消息 传递的 OFDM 信道估计和检测算法^[12-16],在线性混 合部分均采用了广义近似消息传递(Generalized Approximate Message Passing, GAMP)或联合 BP-MF 算法。此类算法在变换矩阵为高斯分布的情况下性 能良好,但当矩阵存在低秩、列相关等情况对性能损 失严重^[8]。此外,这些算法均设置一些子载波作为 导频使用,造成频谱资源浪费。

· 452 ·

本文基于 UAMP 提出了一种应用混叠导频的 联合信道估计和符号检测算法,主要有以下两个创 新点:一是引入 UAMP 作为时/频域信道转换的处 理方案,并嵌入稀疏贝叶斯学习(Sparse Bayesian Learning,SBL)模型作为时域信道的先验模型;二是 在检测中应用 BP 规则进行调制和解调处理,仅通 过改变星座点的先验分布即可将叠加导频嵌入现有 的消息传递类检测算法。仿真结果表明,相较于现 有方法,本文所提算法以相同的复杂度大幅提升了 OFDM 系统的频谱利用率和鲁棒性。

本文符号说明: $Y \in \mathbb{C}^{N \times T}$ 表示维度为 $N \times T$ 的复 矩阵; $(\cdot)^{T}$, $(\cdot)^{H}$ 和 $|\cdot|^{2}$ 分别表示转置、共轭转 置和按元素绝对值平方; $CN(x;\mu,\nu)$ 表示均值和方 差分别为 μ 和 ν 的复高斯分布, $x \in U(a,b)$ 表示区 间(a,b)上服从均匀分布的变量 $x;\langle x \rangle$ 表示对向量 x取平均; || ||₂表示矩阵或向量的 2 范数; $h \cdot x$ 表 示向量 h 和x的逐元素相乘;b(x)表示变量x的后 验概率; $m_{f_{y} \to h}(h)$ 表示函数节点 f_{y} 到变量节点h的 消息; $m_{h \to f_{y}}(h)$ 表示变量节点h到函数节点 f_{y} 的消 息;0和1分别表示全0和全1向量。

1 系统模型

考虑一个配置 N 个子载波的 OFDM 传输系统, 发送信息序列 b 经过信道编码和交织得到编码序列 c,再经 Q 阶正交振幅调制 (Quadrature Amplitude Modulation,QAM)得到频域数据 $x_d \in \mathbb{C}^{N\times 1}$ 。与基于 穿插导频的 OFDM 传输系统不同,这里随机生成导 频序列 $x_p \in \mathbb{C}^{N\times 1}$,其长度等于数据序列 x_d ,两者加 权生成频域传输符号 $x = \sqrt{\varepsilon} x_d + \sqrt{1-\varepsilon} x_p$, ε 为加权系 数。频域传输符号 $x < \sqrt{\varepsilon} x_d + \sqrt{1-\varepsilon} x_p$, ε 为加权系 数。频域传输符号 $x < \sqrt{\varepsilon} x_d + \sqrt{1-\varepsilon} x_p$, ε 为加权系 数。频域传输符号 $x < \sqrt{\varepsilon} x_d + \sqrt{1-\varepsilon} x_p$, ε 为加权系 数。频域传输符号 $x < \sqrt{\varepsilon} x_d + \sqrt{1-\varepsilon} x_p$, ε 为加权系 数。频域传输符号 $x < \sqrt{\varepsilon} x_d + \sqrt{1-\varepsilon} x_p$, ε 为加权系 数。频域传输符号 $x < \sqrt{\varepsilon} x_d + \sqrt{1-\varepsilon} x_p$, ε 为加权系 数。所域传输符号 $x < \sqrt{\varepsilon} x_d + \sqrt{1-\varepsilon} x_p$, ε 为加权系 数。所域传输符号 $x < \sqrt{\varepsilon} x_d + \sqrt{1-\varepsilon} x_p$, ε 为加权系 数。反可力 $h \in \mathbb{C}^{N\times 1}$,根据信道理论,OFDM 频域信道可 表示为时域抽头形式,即 $h = \Phi \alpha$,其中时域信道抽头 向量 $\alpha \in \mathbb{C}^{L\times 1}$,矩阵 Φ 为离散傅里叶变换矩阵 (Discrete Fourier Transform,DFT)的左侧 L 列。在高 速 OFDM 通信系统中,通常认为抽头向量 α 具有稀 疏性,即 α 中仅有 K < < L个非零元素。

在接收端,频域接收符号y ∈ C^{N×1}可表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{h} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{w} \tag{1}$$

式中:w 表示协方差矩阵为 λ^{-1} I的加性高斯白噪 声, λ 为噪声精度。

根据上述信道估计与检测模型,可将 OFDM 系 统中所有变量的联合概率分布写为 $p(y,x,c,b,h, \alpha, \lambda)$ 。利用贝叶斯定理和变量间的隐马尔可夫关

系,可以得到如下因式分解:

$$p(\mathbf{y}, \mathbf{x}, \mathbf{c}, \mathbf{b}, \mathbf{h}, \boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\lambda}) = p(\mathbf{y} | \mathbf{x}, \mathbf{h}, \boldsymbol{\lambda}) p(\mathbf{x} | \mathbf{c}) \times$$

$$p(\mathbf{c} | \mathbf{b}) p(\mathbf{b}) p(\mathbf{h} | \boldsymbol{\alpha}) \cdot$$

$$p(\boldsymbol{\alpha} | \boldsymbol{\gamma}) p(\boldsymbol{\gamma}) p(\boldsymbol{\lambda}) =$$

$$f_{y} f_{M} f_{a} f_{b} f_{a} f_{a} f_{y} f_{\boldsymbol{\lambda}}$$
(2)

式中:函数 $f_y = p(y|x,h,\lambda) = CN(y;h \cdot x,\lambda^{-1}I)$ 表 示频域接收数据的似然函数; $f_M = p(x|c;x_p)$ 表示调 制函数,将编码 c 调制为频域数据 x_d ,再融合导频 x_p 后得到频域传输符号 $x;f_c = p(c|b)$ 表示编码向量 c 和信息比特 b 之间的约束关系,即交织和编解码 函数; $f_\delta = \delta(h - \Phi \alpha)$ 表示频域信道 h 和信道抽头向 量 α 之间的傅里叶变换关系,即 $h = \Phi \alpha$ 。为描述时 域抽头 α 的稀疏特征,本文选择两层稀疏贝叶斯学 习模型作为抽头向量 α 的先验分布,即

$$f_{\alpha} = p(\boldsymbol{\alpha} | \boldsymbol{\gamma}) = CN(\boldsymbol{\alpha}; 0, \boldsymbol{\gamma}^{-1}\boldsymbol{I})$$

 $f_{\gamma} = p(\gamma) = \operatorname{Ga}(\gamma; \theta, \eta)$

式中:Ga(·)表示 Gamma 分布函数, 假定形状参数 和尺度参数分别为 θ 和 η 。本文设定噪声精度 λ 的 先验分布为 $f_{\lambda} = p(\lambda) = 1/\lambda$ 。

根据因式分解(2)可以画出对应的因子图,如 图1所示。



图 1 因式分解(2)所对应因子图 Fig. 1 Factor graph corresponding to factorization (2)

为了方便查阅,将因式分解中所有函数和对应 分布总结为表1。

Tab. 1 Function and corresponding expression				
函数	表达式	函数	表达式	
f_y	$CN(\boldsymbol{y};\boldsymbol{h}\cdot\boldsymbol{x},\boldsymbol{\lambda}^{-1}\boldsymbol{I})$	f_{α}	$CN(\boldsymbol{\alpha}; 0, \boldsymbol{\gamma}^{-1}\boldsymbol{I})$	
f_M	$p(\boldsymbol{x} \boldsymbol{c}; \boldsymbol{x}_{\mathrm{p}})$	f_{γ}	$\operatorname{Ga}(\boldsymbol{\gamma}; \boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta})$	
f_c	$p(\mathbf{c} \mathbf{b})$	f_{λ}	$1/\lambda$	
f_{δ}	$\delta(\mathbf{h}-\mathbf{\Phi}\mathbf{lpha})$	$f_{\delta'}$	$\delta(\mathbf{h'}-\Psi \alpha)$	

表 1 函数和对应表达式

2 联合信道估计和检测算法

2.1 信道估计部分消息更新

根据观测节点 f_y 、后验概率 $b(\mathbf{x}) = CN(\mathbf{x}; \hat{\mathbf{x}}, \mathbf{v}_x)$ 和噪声精度 λ ,利用"准 MF 规则"计算节点 f_y 到变 量h的消息,即

$$m_{f,\to h}(\boldsymbol{h}) = CN(\boldsymbol{h}; \boldsymbol{\bar{h}}, \boldsymbol{\bar{v}}_h)$$
(3)

其中均值和方差分别为 $\hat{h} = \frac{\hat{x}^* \cdot y}{|\hat{x}|^2 + v_x},$

$$\hat{\mathbf{v}}_{h} = \frac{1}{\lambda \left(|\hat{\boldsymbol{x}}|^{2} + \boldsymbol{v}_{x} \right)^{\circ}}$$

利用消息 $m_{f_{y} \rightarrow h}(h)$ 估计时域信道抽头 α 和频 域信道 h 的后验分布时,可以选择现有的 GAMP 方 法^[14]或联合 BP-MF 方法^[12]。但是,由于时、频域 信道的约束矩阵 ϕ 为部分 DFT 矩阵,利用 GAMP 或 BP-MF 方法会引起性能损失甚至发散^[8]。由此, 本文引入 UAMP 方法以解决该问题。基于 UAMP 的信道估计过程如下:

步骤1 初始化时域信道抽头 α 的后验均值, 方差为 $\hat{\alpha}$ =0, v_{α} =1,初始化中间变量 s=0 和超先验 γ =1,初始化噪声精度 λ =1。对矩阵 ϕ 进行奇异值 分解(Singular Value Decomposition, SVD),即

$$[\boldsymbol{U},\boldsymbol{\Lambda},\boldsymbol{V}] = \text{SVD}(\boldsymbol{\Phi}) \tag{4}$$

进而可得新的约束矩阵

$$\Psi = \boldsymbol{U}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\Phi} \tag{5}$$

由于约束矩阵发生了变换,则

 $h' = U^{\mathrm{H}} \Phi = U^{\mathrm{H}} U \Lambda V \alpha = \Lambda V \alpha = \Psi \alpha$

本文定义 h'为"伪"频域信道。

步骤 2 计算等效消息 $m_{h' \to f_{\delta}}(h') = CN(h'; h', v_{h'})$,其中

$$\tilde{\boldsymbol{h}}' = \boldsymbol{U}^{\mathrm{H}} \tilde{\boldsymbol{h}}, \tilde{\boldsymbol{v}}_{h'} = |\boldsymbol{U}|^{2} \tilde{\boldsymbol{v}}_{h}$$
(6)

由于 U 为酉矩阵,可知 $|U|^2 = I$,则 $\hat{v}_{h'} = \hat{v}_{h\circ}$ 步骤 3 计算中间变量:

$$\boldsymbol{v}_p = |\boldsymbol{\Psi}|^2 \boldsymbol{v}_\alpha \tag{7}$$

$$\boldsymbol{p} = \boldsymbol{\Psi} \boldsymbol{\alpha} - \boldsymbol{v}_{\mathrm{p}} \cdot \boldsymbol{s} \tag{8}$$

$$\boldsymbol{\tau}_{s} = 1/(\boldsymbol{\tau}_{p} + \overset{\epsilon}{\boldsymbol{v}}_{h}) \tag{9}$$

$$\boldsymbol{s} = \boldsymbol{\tau}_{s}(\boldsymbol{\bar{h}} - \boldsymbol{p}) \tag{10}$$

步骤 4 计算时域抽头 α 到超先验 f_α 的消息,即

$$m_{\alpha \to f_{\alpha}}(\boldsymbol{\alpha}) = CN(\boldsymbol{\alpha}; \boldsymbol{q}, \boldsymbol{v}_{q})$$
(11)

其中均值和方差分别为 $v_q = 1. / (|\Psi^H|^2 \tau_s), q = \alpha + \tau_q \cdot (\Psi^H s)$ 。

步骤 5 利用超先验计算时域抽头后验分 布,即

$$b(\boldsymbol{\alpha}) = CN(\boldsymbol{\alpha}; \boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{v}_{\alpha})$$
(12)

其中均值方差分别为 $\hat{\boldsymbol{\alpha}} = \boldsymbol{q}$. /(1+ $\boldsymbol{\gamma} \cdot \boldsymbol{v}_q$), $\boldsymbol{v}_{\alpha} = \boldsymbol{v}_q$. / (1+ $\boldsymbol{\gamma} \cdot \boldsymbol{v}_q$)。

步骤6 计算超先验参数 γ,即

$$\gamma = (\varepsilon + 1). / (\eta + |\hat{\alpha}|^2 + \nu_{\alpha})$$
 (13)
以上步骤 2~6 为迭代过程,迭代结束后得到中
• 453 •

间变量p和 v_p ,其物理意义为消息 $m_{f_{\delta} \to h'}(h')$ 的均值 和方差。进一步,利用消息 $m_{h' \to f_{\delta}}(h')$ 和 $m_{f_{\delta} \to h'}(h')$ 得到频域信道h'的后验均值和方差分别为

$$v_{\rm h'} = 1./(1./v_{\rm p} + 1./v_{\rm h'})$$
 (14)

$$\hat{\boldsymbol{h}}' = \boldsymbol{v}_{h} \cdot (\boldsymbol{p} \cdot / \boldsymbol{v}_{p} + \boldsymbol{\bar{h}}' \cdot / \boldsymbol{\bar{v}}_{h'})$$
(15)

需要注意, \hat{h}' 和 $v_{h'}$ 是"伪"频域信道,需要进行转换,即

$$\hat{\boldsymbol{h}} = \boldsymbol{U}\hat{\boldsymbol{h}}', \boldsymbol{v}_h = \boldsymbol{v}_{h'}$$
(16)

进一步,可将频域等效信道的后验概率表示为

$$b(\boldsymbol{h}) = CN(\boldsymbol{h}; \hat{\boldsymbol{h}}, \boldsymbol{v}_h)$$

2.2 调制/解调部分消息处理方法

根据频域信道的后验概率 $b(h) = CN(h; \hat{h}, v_h)$,利用"准 MF 规则"可计算观测节点 f_y 到频域符 号 x 的消息,即

$$m_{f_{y} \to x}(\boldsymbol{x}) = CN(\boldsymbol{x}; \boldsymbol{x}, \boldsymbol{v}_{x})$$
(17)

其中均值和方差分别为 $\vec{x} = \frac{\hat{h}^* \cdot y}{|\hat{h}|^2 + v_h}$

 $\vec{v}_{x} = \frac{1}{\lambda \left(|\hat{h}|^{2} + v_{h} \right)^{\circ}}$

为便于表述,图 2 以标量形式和正交相移键控 (Quadrature Phase Shift Keying,QPSK)调制为例展 示了解调部分消息的计算,其中调制函数节点 f_M 表 示标量编码符号 c_1, c_2 和频域符号 x 之间的映射关 系,如表 2 所示。



图 2 调制函数和对应消息

Fig. 2 Modulation function and corresponding message

表 2 函数 f_M 中映射关系

Tab. 2	Mapping	relationship	of f_{Λ}
--------	---------	--------------	------------------

	11 0 1	5 M
c_1	c_2	$m{x}_{ m d}$
0	0	<i>s</i> ₁
0	1	<i>s</i> ₂
1	0	<i>s</i> ₃
1	1	<i>s</i> ₄

表 2 中 $s_1 \sim s_4$ 表示采用叠加导频后的星座点, 与标准 QPSK 的星座点 $\overline{s_1} \sim \overline{s_4}$ 之间关系为 $s_i = \overline{s_i}\sqrt{\varepsilon} + x_p\sqrt{1-\varepsilon}$ 。解调制的目的是得出图 2 中变量 c_1 的右 向消息 $m_{f_N \rightarrow c_i}(c_1)$ 。根据 BP 规则,可得

$$m_{f_{M} \to c_{1}}(c_{1}) = \sum_{c_{2}} (p(c_{2}^{i}) \int f_{M} m_{f_{y} \to x}(x) dx) \quad (18)$$

• 454 •

式中: $p(c_2^i)$ 表示变量 c_2 取离散值 i 的概率。由式 (18)可得消息 $m_{f_u \rightarrow c_1}(c_1)$ 为如下离散形式:

$$n_{f_{M} \to c_{1}}(c_{1}) = \begin{cases} p(c_{1}^{0}) = p(c_{2}^{0}) CN(\dot{x};s_{1},\dot{v}_{x}) + p(c_{2}^{1}) CN(\dot{x};s_{2},\dot{v}_{x}) \\ p(c_{1}^{1}) = p(c_{2}^{0}) CN(\dot{x};s_{3},\dot{v}_{x}) + p(c_{2}^{1}) CN(\dot{x};s_{4},\dot{v}_{x}) \end{cases}$$

推广到向量形式,利用编码 c 的取值概率 $m_{f_{M} \rightarrow c}(c)$ 进行解交织、解调制可判决得到信息比特b的估计。

在进行符号的判决后,由消息 $m_{f_y \rightarrow x}(\mathbf{x})$ 和 $m_{f_y \rightarrow x}(\mathbf{x})$ 乘积得到频域符号 \mathbf{x} 的后验分布 $b(\mathbf{x})$:

$$b(\mathbf{x}) = CN(\mathbf{x}; \hat{\mathbf{x}}, \mathbf{v}_x)$$
(19)

上述符号的软编解码、交织过程较为复杂,且非 本文创新点,因篇幅所限,不再详细描述,可参考文 献[12-13]和本文算法代码。

2.3 噪声精度估计

信号传输中的加性高斯白噪声在接收模型(式(1))中表示为 w,具有方差 λ^{-1} (或精度 λ)。通常 认为噪声方差在连续多个 OFDM 帧中都不会发生 变化。在消息传递算法实践中发现,噪声方差对迭 代算法起到稳定作用,防止发散。噪声精度 λ 可采 用 MF 规则进行估计。首先,计算单个节点 f_{y_n} 到 λ 的消息 $m_{f_x \to \lambda}(\lambda)$:

$$n_{f_{\gamma} \to \lambda}(\lambda) = \lambda \exp(-\lambda \langle y_n - h_n x_n \rangle_{b(x_n)b(h_n)})$$

然后,对消息 $m_{f_{y_n} \to \lambda}(\lambda)$, n = 1:N 相乘, 并与 λ 的先验分布 $1/\lambda$ 合并, 得到 λ 的估计值, 即

$$\lambda = \frac{N}{\sum_{n} |y_{n} - h_{n} x_{n}|^{2} + |x_{n}|^{2} v_{h_{n}} + |h_{n}|^{2} v_{x_{n}} + v_{x_{n}} v_{h_{n}}}$$
(20)

3 迭代机制和算法分析

3.1 算法迭代机制

为了便于讨论,下面给出了本文所提算法的伪 代码,其中第1行和第2行为初始化,对迭代中所需 变量进行赋值;第3~19行为全局迭代,迭代次数设 置为 N_{outer},对信道估计、符号判决和噪声方差进行 估计;第6~11行为信道估计,需要进行 N_{Inner} 次内 迭代;第18行为噪声精度估计。

1 初始化 $\mathbf{x} = \mathbf{x}_d$, $v_x = 1$, $\lambda = 1$, $[\mathbf{U}, \Lambda, \mathbf{V}] = \text{SVD}(\mathbf{\Phi})$

- 2 $\Psi = U^{\mathrm{H}} \Phi, \alpha = 0, v_{\alpha} = 1, s = 1$
- 3 for $t_0 = 1: N_{\text{Outer}}$ %% 全局迭代
- 4 由式(3)计算右向消息 h, v_h
- 5 由式(6)计算"伪"消息 ħ', v_{h'}

- 6 for $t_i = 1: N_{\text{Inner}}$ %%内迭代
- 7 由式(7)~(10)计算中间变量 v_p, p, s, τ_s
- 8 由式(11)计算中间变量 v_q, q
- 9 由式(12)计算抽头后验分布 $\hat{\boldsymbol{\alpha}}, \boldsymbol{v}_{\alpha}$
- 10 由式(13)计算超先验参数γ
- 11 end for
- 12 由(14)式计算"伪"后验分布 $v_{h'}, \hat{h}'$
- 13 由(16)式计算频域信道后验分布 $v_{h'}$, \hat{h}'
- 14 由式(17)计算消息 \dot{x}, \dot{v}_x
- 15 由式(18)计算接调制消息 $m_{f_M \rightarrow c_1}(c_1)$
- 16 信息码判决
- 17 由式(19)计算频域符号后验分布 \hat{x}, \hat{v}_x
- 18 由式(20)计算噪声精度 λ
- $19 \quad {\rm end} \ {\rm for} \\$

3.2 复杂度分析

从算法伪代码可以看出,所提算法在初始化部 分需要计算 $N \times L$ 维矩阵的 SVD 分解,其复杂度为 $O(N^3)$;计算变量 v_p 和 p 时需要 $N \times L$ 维矩阵 $L \times 1$ 维 向量相乘,计算 v_q 和 q 时需要 $L \times N$ 维矩阵和 $N \times 1$ 维向量相乘,复杂度均为 O(NL);估计噪声方差 λ 和符号检测的复杂度分别为 O(N) 和 O(NQ),其中 Q 为 QAM 调制阶数。考虑到全局迭代和内迭代,整 体复杂度可表示为 $O(N^3 + N_{Outer}(N_{Inner}NL + NQ))$,其 中 N_{Outer} 和 N_{Inner} 分别为全局迭代次数和内迭代 次数。

本文的对比算法有 MF-Scalar^[12] 和 GAMP^[14], 其单次迭代复杂度均为 O(NL+NQ)。相比之下,本 文所提算法增加了奇异值分解 SVD(**Φ**),但在所有 蒙特卡罗仿真中,矩阵 **Φ**保持不变,即该运算仅需 要求解一次,因此在批量数据传输过程中,本文所提 算法与已有算法具有相同的复杂度。

3.3 加权系数影响分析

作为本文的贡献之一,发送数据是导频 x_p 和频 域符号 x_a 的加权和,加权系数为 ε ,即 $x = \sqrt{\varepsilon} x_a + \sqrt{1-\varepsilon} x_p$ 。在解调部分表现为调制星座点的预处理, 即将原始星座点 $\{\overline{s_1}-\overline{s_0}\}$ 经过加权得到新的星座图 $\{s_1-s_0\}$ 。星座点之间的距离受加权系数 ε 影响较 大,即较小的 ε 值会导致更近的星座点距离,但过大 的 ε 又会导致导频成分不足,影响信道估计性能,由 此可以预判接收机的检测性能随 ε 呈马鞍状分布。 因此,需要选择合适的加权系数。

4 系统仿真和复杂度分析

本节对所提算法进行数值仿真和统计分析。设

置子载波个数为 N=512,信道编码采用 1/2 码率的 $(5,7)_8$ 卷积码和长度为 2 048 的 LDPC 编码^[17],码 重为 3,采用随机交织和 16QAM 调制。信道部分,设置信道抽头长度 L=100,非零抽头个数 $K=5\sim15$,非零抽头功率设置为参数 $\kappa=0.1$ 的指数分布,即

$\sigma_{\alpha_l} = \exp(-\kappa l) / \sum_l \exp(-\kappa l)$

式中: σ_{α_l} 表示第l个非零抽头的功率。叠加导频设计方面,频域符号为数据和导频的加权:

$$x = \sqrt{\varepsilon} x_{d} + \sqrt{1 - \varepsilon} x_{n}$$

加权系数设置为 $\varepsilon = 0.35 \sim 0.9$ 。迭代控制方 面,设置迭代次数 N_{Outer} = 15 和 N_{Inner} = 2。对每个信 噪比点均进行了超过 105 次蒙特卡罗仿真,每次仿 真的信道、数据均随机生成。为说明所提算法的性 能,将其与使用独立导频的 GAMP^[9] 算法和 MFScalar^[12]算法进行对比。这两种算法的估计步 骤为,首先从所有子载波中随机选择 64 个用于"预 信道估计",即仅用导频迭代估计信道:其次,利用 预估计的信道进行符号检测,并利用检测结果迭代 估计信道,重复执行本步骤直至收敛。根据频谱效 率的计算方法可知,在不考虑循环前缀时,若采用叠 加导频,则频谱效率可达2 b/s/Hz, 而采用 64 个子 载波作为导频的独立导频方案,其频谱效率为 1.75 b/s/Hz。此外,本节还与叠加导频条件下的 GAMP 算法进行了对比。在仿真图中,将上述3种 方法命名为"独立导频 GAMP""独立导频 MFScalar" 和"叠加导频 GAMP",本文所提算法命名为 "Proposed"。本节将叠加导频和无导频条件下已知 信道的检测结果作为检测算法的下界,分别命名为 "已知信道(叠加导频)"和"已知信道(无导频)"。

图 3 给出了在信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)为 10 dB,采用(5,7)₈ 卷积码、非零元素个数 K=10时,BER 随加权系数 ε 的变化曲线。由前面 的分析可知,较大的 ε 会导致导频成分较小,给信道 估计带来困难,但更大的 ε 会使不同 QAM 调制星 座点之间距离变小,因此加权系数 ε 不能过大或过 小。从图 3 中可以看出,当信道已知时,随着 ε 的变 大,星座点间距变大,BER 单调下降。本文所提算 法的 BER 曲线则呈现鞍状,即在 $\varepsilon < 0.7$ 时随着 ε 的 增大,BER 性能逐渐趋近下界,在 0.7 < $\varepsilon < 0.85$ 时几 乎与下界重合。但当 $\varepsilon > 0.9$ 时,导频成分过小,使 得信道估计性能过差,导致性能严重下降。为保持 算法的稳定,在本文后续仿真中,统一设置加权系数 $\varepsilon = 0.8$ 。



图 4 对比了非零抽头个数 K = 10/15,采用 (5,7)₈卷积码,加权系数 $\varepsilon = 0.8$ 时不同算法的 BER 性能随信噪比的变化曲线。由于叠加了导频, 不同星座点之间距离变小,导致叠加导频的检测算 法 BER 性能变差。对比图 4(a)和(b)中"已知信道 (叠加导频)"和"已知信道(无导频)"曲线可知,当 $\varepsilon = 0.8$ 时叠加导频检测算法产生了约 1 dB 的性能 损失。



由图 4 可以看出,叠加导频 GAMP 算法性能损 失严重。在低信噪比情况下,独立导频的 GAMP 算 法和 MFScalar 算法与本文所提算法都能够达到已 知信道的下界。但是,在高信噪比条件下,独立导频 GAMP 算法和 MFScalar 算法会出现较大的性能损 失,偏离下界较远。需要注意的是,在低信噪比条件 下,图 4 中独立导频方法较本文所提方法有 1 dB 左 右的性能优势,但该优势是以频谱资源为代价换得 的。在高信噪比条件下,本文所提算法的性能优于 独立导频算法,凸显了酉变换的重要作用。

为了展示不同算法的收敛速度,图 5 给出了在 SNR = 13 dB,采用(5,7)。卷积码,非零抽头个数 K=15 时,BER 性能随迭代次数的变化曲线。可以 看出,各种算法均可在 7 次迭代内达到收敛状态。 图 5 中,独立导频 GAMP 算法和独立导频 MFScalar 算法曲线第 1 次迭代的 BER 为 1×10⁻³,本文所提算 法第 1 次迭代的 BER 较差。这是由于独立导频方 法在初始化阶段利用独立导频进行"预信道估计", 因此在第 1 次迭代便可达到较低的误码率,而本文 所提算法无"预信道估计"。但是,3 种算法的整体 收敛速度基本一致。



Fig. 5 BER performance versus iteration number

图 6 给出了在 LDPC 编码条件下各种算法的 BER 性能随信噪比的变化曲线,图中设置非零抽头 个数为 10,加权系数 *c* 分别为 0.7 和 0.8。对比图 4 和图 6 可以看出,引入 LDPC 信道编码能够大幅度 提升接收机的误码率性能,改善幅度可达 6 dB。由 图 6 可知,随着加权系数的增大,本文所提算法性能 有所改善,相较于其他算法距离下界更近,性能更是 超越了采用独立导频的 GAMP 算法和 MFScalar 算法。



图 6 LDPC 编码下不同算法性能比较

Fig. 6 BER performance of various algorithms with LDPC coding

上述蒙特卡罗仿真表明,本文所提基于叠加导 频和 UAMP 的 OFDM 稀疏信道估计和检测方法具 有较强的鲁棒性,特别是在转换矩阵相关性强的条 件下能够显著提升 AMP 类算法的收敛性,相较于已 有方法更贴近最优界。此外,该方法将导频信息混 叠在数据符合中,不需要占用额外的频谱资源,显著 提升了系统的频谱效率。

5 结 论

针对现有 OFDM 迭代接收机中的信道估计和 导频设计的问题,本文提出了一种基于叠加导频和 酉近似消息传递的 OFDM 信道估计和符号检测算 法。该算法首先通过酉变换提升了 AMP 类算法的 稳定性,避免了在信道估计中出现的发散等情况;然 后在符号的调制/解调中引入叠加导频,在不改变现 有软调制/解调算法结构的条件下,显著提升了频谱 效率。仿真结果表明,本文所提算法能够以更高的 频谱效率获得更优的 BER 性能。

参考文献:

- [1] 纪勤文,朱春华.基于 BP 神经网络的 OFDM 系统信 道估计[J].电讯技术,2021,61(7):793-799.
- [2] 李赞,胡俊凡,李兵,等. 基于正交时频空技术的低轨卫 星通信的安全分析[J]. 通信学报,2021,42(8):25-32.
- [3] PRASAD R, MURTHY, et al. Joint approximately sparse channel estimation and data detection in OFDM systems using sparse Bayesian learning [J]. Signal Processing, 2014,62(14):3591-3603.
- MISHRA A, JAGANNATHAM A K, HANZO L. Sparse Bayesian learning-aided joint sparse channel estimation and ML sequence detection in space-time trellis coded MIMO-OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(2):1132-1145.
- [5] 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.
- [6] RIEGLER E, KIRKELUND G E, MANCHON C N, et al. Merging belief propagation and the mean field

approximation: a free energy approach [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2013, 59(1):588-602.

- [7] WU S, KUANG L, NI Z, et al. Message-passing receiver for joint channel estimation and decoding in 3D massive MIMO-OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(12):8122-8138.
- [8] RANGAN S, SCHNITER P, FLETCHER A. On the convergence of approximate message passing with arbitrary matrices [C]//Proceedings of 2014 IEEE International Symposium on Information Theory. Honolulu:IEEE,2014:236-240.
- [9] RANGAN S, SCHNITER P, FLETCHER A K. Vector approximate message passing [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2019, 65 (10):6664-6684.
- [10] GUO Q,XI J. Approximate message passing with unitary transformation [EB/OL]. [2022 - 05 - 25]. https:// arxiv. org/abs/1504.04799.
- [11] YUAN Z, GUO Q, LUO M. Approximate message passing with unitary transformation for robust bilinear recovery
 [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 69 (1):617-630.
- [12] BADIU M A, KIRKELUND G E, MANCHÓN C, et al. Message-passing algorithms for channel estimation and decoding using approximate inference [C]//Proceedings of 2012 IEEE International Symposium on Information Theory. Cambridge:IEEE, 2012:2376-2380.
- [13] WU S, KUANG L, NI Z, et al. Expectation propagation approach to joint channel estimation and decoding for OFDM systems [C]//Proceedings of 2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Florence: IEEE, 2014:1941-1945.
- [14] YUAN Z,ZHANG C, WANG Z, et al. A low complexity OFDM receiver with combined GAMP and MF message passing[J]. Telecommunication Systems, 2018, 71(3): 425-432.
- [15] YUAN Z, ZHANG C, WANG Z, et al. An auxiliary variable-aided hybrid message passing approach to joint channel estimation and decoding for MIMO-OFDM[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2017, 24(1):12-16.
- [16] SHI Q, WU N, WANG H, et al. Factor graph based message passing algorithms for joint phase-noise estimation and decoding in OFDM-IM [J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 67(2):123-140.
- [17] 李姣军,邱天,蒋扬,等. 基于压缩感知的 OFDM 稀疏 信道估计中的导频设计[J]. 电讯技术,2022,62(2): 232-237.

作者简介:

赵 恒 男,1980年生于河南驻马店,2006年获硕士学位,现为副教授,主要研究方向为物联网通信系统、并行计算技术、模式识别、计算机应用技术等。

袁正道 男,1983 年生于河南郑州,2018 年获工学博士 学位,现为副教授,主要研究方向为大规模通信系统、物联网 通信协议、无线传感器网络等。

刘 飞 男,1992 年生于河南南阳,2021 年获工学博士 学位,现为讲师,主要研究方向为迭代信号处理、因子图建 模、消息传递算法等。

崔建华 女,1981 年生于河南原阳,2017 年获工学博士 学位,现为副教授,主要研究方向为信号估计与检测、目标定 位与跟踪技术等。