

单载波宽带 MIMO 系统广义近似消息传递 Turbo 频域均衡

王行业^{*①} 王忠勇^① 李 塑^② 张传宗^① 王 玮^①

^①(郑州大学信息工程学院 郑州 450001)

^②(河南机电职业学院 郑州 451191)

摘 要: 针对编码单载波循环前缀(SC-CP)多输入多输出(MIMO)系统, 该文采用消息传递算法研究软输入软输出 MIMO 频域均衡器(FDE)的设计问题。基于广义近似消息传递(GAMP)算法, 该文提出一种新的低复杂度 MIMO 频域均衡方法。这种消息传递 MIMO 均衡方法的显著特点是既保留了 SC-CP 传输所产生的频域均衡的优点, 同时又避免了传统 MIMO FDE 中逐频点 MIMO 矩阵求逆运算, 所以具有随 MIMO 系统接收天线数增加而线性增长的计算复杂度。计算机仿真结果表明, 与传统方案相比, 该文提出的 MIMO 频域均衡算法具有明显的误码率(BER)性能优势。

关键词: 无线通信; 单载波循环前缀; 多输入多输出; 广义近似消息传递算法; Turbo 频域均衡

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2015)01-0182-06

DOI: 10.11999/JEIT140267

Generalized Approximate Message Passing Based Turbo Frequency Domain Equalization for Single Carrier Broadband MIMO Systems

Wang Xing-ye^① Wang Zhong-yong^① Li Su^② Zhang Chuan-zong^① Wang Wei^①

^①(School of Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

^②(Henon Mechanical and Electrical Vocational College, Zhengzhou 451191, China)

Abstract: The design of soft-input soft-output Frequency Domain Equalizer (FDE) is explored by using message passing methods for MIMO Single Carrier-Cyclic Prefix (SC-CP) systems. A novel low-complexity MIMO Turbo frequency domain equalization scheme is proposed based on the Generalized Approximate Message Passing (GAMP) algorithm. This new message passing MIMO equalization approach can circumvent the problem of MIMO matrix inversion on each frequency bin involved in the conventional MIMO FDE, while retaining the merits of frequency domain equalization due to SC-CP transmission. Thus, it has a complexity that grows linearly with the number of receive antennas. Simulation results show that the proposed MIMO equalization algorithm can significantly outperform the conventional counterpart in the terms of Bit Error Rate (BER) performance.

Key words: Wireless communication; Single Carrier-Cyclic Prefix (SC-CP); MIMO; Generalized Approximate Message Passing (GAMP) algorithm; Turbo frequency domain equalization

1 引言

多输入多输出(MIMO)无线系统可以实现很高的频谱效率, 具有稳健的对抗信道衰落性能, 已成为下一代无线通信系统的关键技术之一。抑制符号间干扰(Inter-Symbol Interference, ISI)和共天线干扰(Co-Antenna Interference, CAI)并利用信道固有的频率分集和空间分集实现宽带 MIMO 信道的理论优势, 历来都是接收机设计中所要考虑的关键问题。

基于最大后验概率(Maximum *A posteriori* Probability, MAP)软输入软输出均衡器和 MAP 软输入软输出解码器之间外部软信息迭代交换的 Turbo 迭代均衡技术^[1], 能同时有效克服宽带 MIMO 系统中的 ISI 和 CAI, 完全获得接收分集增益, 实现最优的联合均衡和解码性能^[2]。然而, 由于 MAP 软输入软输出均衡器的计算复杂度随信道 ISI 长度、调制信号星座图大小和发射天线数增加呈指数形式增长, 使其难以在实际系统中应用。所以, 低复杂度近最优的软输入软输出均衡算法一直是接收机设计的研究热点^[3-11]。其中文献[3]对单天线系统提出了基于线性最小均方误差(Linear Minimum Mean Squared Error, LMMSE)的软输入软输出时域均衡

2014-03-04 收到, 2014-06-09 改回

国家自然科学基金(61172086)资助课题

*通信作者: 王行业 wangxingye@sina.com

算法, 实现了良好的性能与复杂度折中。文献[4]将文献[3]的方法推广到宽带 MIMO 信道, 提出了基于 LMMSE 准则的软输入软输出 MIMO 频域均衡算法, 以微弱的性能损失进一步降低了算法复杂度。文献[5]对文献[3]的结果给出了一种简洁的表示方法。文献[6]利用联合高斯法提出了不同信道条件下适合于低阶调制信号的外部似然比计算方法。文献[7]和文献[8]分别针对空间相关信道和功率失衡多用户信道提出了用户分群和连续干扰抵消的 LMMSE Turbo 频域均衡方法。文献[9]针对比特交织编码调制(Bit-Interleaved Coded Modulation, BICM)空间复用宽带 MIMO 传输系统提出了一个通用的 LMMSE 意义下最优的块迭代频域判决反馈均衡框架, 并对渐进性能进行了分析。它们的共同特点是均采用 LMMSE 准则来推导软输入软输出均衡器。但误码率最优的是 MAP 准则下的检测器。因此, 文献[10]针对单输入单输出系统, 采用广义近似消息传递算法(Generalized Approximate Message Passing, GAMP)^[11,12]提出了一种新的 Turbo 频域均衡方法。该频域均衡器(Frequency Domain Equalizer, FDE)对正交相移键控(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)信号, 在严重频率选择性信道上达到了接近加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道上的性能边界。许多文献采用因子图(Factor Graph, FG)消息传递^[13]方法研究 MIMO 软输入软输出均衡问题, 并获得了良好的性能与计算复杂度折中。但其主要集中在时域均衡^[14]和 MIMO 正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系统^[15]的研究中。

为进一步提升 MIMO FDE 的性能, 本文基于 GAMP 算法^[11,12], 设计一种新的软输入软输出 MIMO FDE, 该算法可以认为是文献[10]的方法在 MIMO 系统中的推广。GAMP 算法是一种适用于密集联接有环因子图的近似推理算法, 它采用一系列标量估计来近似实现线性混合估计问题中的向量估计^[11,12]。所提出的 GAMP MIMO 均衡算法既保留了经典输入软输出 FDE 由快速傅里叶变换(Fast Fourier Transformation, FFT)和反变换(Inverse Fast Fourier Transformation, IFFT)带来的低复杂度优势, 同时又规避了 LMMSE 输入软输出 MIMO 均衡中的 MIMO 信道矩阵求逆的问题。另外, 为了便于输入软输出 MIMO 频域均衡器的推导, 该文采用向量矩阵方式描述文献[11,12]中的标量形式 GAMP 算法。

本文结构安排如下: 第 2 节给出了编码单载波

空间复用宽带 MIMO 系统模型。第 3 节基于向量矩阵 GAMP 算法, 推导了一种新的软入软出 MIMO 频域均衡器。第 4 节通过计算机仿真分析了所提接收机的性能。第 5 节总结全文。

本文符号说明: $(\mathbf{A})_{\text{diag}}$ 表示由矩阵 \mathbf{A} 的对角线元素所构成的对角矩阵, \otimes 表示矩阵之间的 Kronecker 乘积, $\mathbf{x} \sim \mathcal{CN}(\bar{\mathbf{x}}, \mathbf{v}_x)$ 表示随机向量 \mathbf{x} 服从均值为 $\bar{\mathbf{x}}$ 协方差矩阵为 \mathbf{v}_x 的复高斯分布。

2 系统模型

考虑一个 N_T 发射 N_R 接收的单载波(Single Carrier, SC)循环前缀(Cyclic Prefix, CP)空间复用 MIMO 系统。每根天线独自对长度为 N_b 的信息比特流 $\{b_{n_t, m_b}\}_{m_b=1}^{N_b}$ 进行编码, 编码比特经随机交织后产生长度为 N_c 的比特流 $\{c_{n_t, j}\}_{j=1}^{N_c}$, 再通过正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)符号格雷映射, 形成长度为 N 的符号块 $\{\mathbf{x}_{n_t}\}_{n_t=1}^{N_t}$, 其中 $\mathbf{x}_{n_t} = [x_{n_t, 0}, \dots, x_{n_t, N-1}]^T$ 为第 n_t 天线上的符号块, $x_{n_t, m_t} \in \mathcal{S}$, \mathcal{S} 为 QAM 星座图, \mathcal{S} 中每一星座点对应 Q 个编码比特。对 N_T 个并行符号块添加 CP 后, 由 N_T 根发射天线以相同的载波频率送入无线信道。假设每对收发天线之间的信道为瑞利块衰落, 在每个符号块内保持不变, 在不同块之间随机变化。信道脉冲响应长度均为 L 。忽略收发天线之间的空间相关性。假设 CP 的长度大于 L , 天线收发完全同步。在接收端去掉 CP 后, 接收天线的频域接收信号向量 \mathbf{y} 可表示为^[6,9]

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{F}_{N_T}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_0^T \ \mathbf{y}_1^T \ \dots \ \mathbf{y}_{N-1}^T]^T$, $\mathbf{y}_n = [y_{1,n} \ y_{2,n} \ \dots \ y_{N_R,n}]^T$ 表示第 n 个频率点上所有接收天线的接收信号向量; $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_0^T \ \mathbf{x}_1^T \ \dots \ \mathbf{x}_{N-1}^T]^T$, $\mathbf{x}_n = [x_{1,n} \ x_{2,n} \ \dots \ x_{N_T,n}]^T$ 表示 n 时刻 N_T 根发射天线发送的符号向量; $\mathbf{F}_k = \mathbf{F} \otimes \mathbf{I}_k$, \mathbf{I}_k 是一 $k \times k$ 的单位矩阵, \mathbf{F} 为 N 点离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)矩阵。 \mathbf{w} 表示频域循环复高斯白噪声向量, 每一分量均值为零、方差为 N_0 。式(1)中 \mathbf{G} 为一块对角阵, 可表示为

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_0 & & & \mathbf{0} \\ & \mathbf{G}_1 & & \\ & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & \mathbf{G}_{N-1} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中

$$\mathbf{G}_n = \begin{bmatrix} g_{n,1,1} & g_{n,1,2} & \dots & g_{n,1,N_T} \\ g_{n,2,1} & g_{n,2,2} & \dots & g_{n,2,N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{n,N_R,1} & g_{n,N_R,2} & \dots & g_{n,N_R,N_T} \end{bmatrix}$$

为频率点 n 上 N_T 根发射天线和 N_R 根接收天线之间的频域信道矩阵。令 $\mathbf{H}_{\text{eff}} = \mathbf{G}\mathbf{F}_{N_T}$ ，式(1)又可表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_{\text{eff}}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (3)$$

对于式(3)的接收信号模型和发射机所采用的编码器结构，误码率(Bit Error Rate, BER)最优的 MAP 接收机^[1,14]为

$$\hat{b}_{n_t, n_b}^{\text{MAP}} = \arg \max_{b_{n_t, n_b} \in \{0,1\}} p(b_{n_t, n_b} | \mathbf{y}) \quad (4)$$

$p(b_{n_t, n_b} | \mathbf{y})$ 为给定 \mathbf{y} 时 b_{n_t, n_b} 的后验概率。

3 基于 GAMP 算法的软输入软输出 MIMO 频域均衡

3.1 GAMP 算法基础

与采用高斯消息近似以降低计算复杂度获得的传统的软输入软输出 FDE 相比，GAMP 算法是依据一定的数学理论所推导出的一种近似和积算法(Sum-Product Algorithm, SPA)^[10,11]。按照 GAMP 算法，模型式(3)表示的检测问题，可以看成是 AWGN 环境中的 \mathbf{H}_{eff} 为线性混合矩阵的线性混合估计问题。为便于充分利用 \mathbf{H}_{eff} 中的特殊结构，设计高效的软输入软输出 FDE，本文将文献[11]中的标量 GAMP 算法归纳为如表 1 所示的矩阵向量形式算法，其中 α 为归一化常数。

3.2 基于 GAMP 算法的 MIMO 迭代频域均衡

考虑频域模型式(3)，为便于表示，在以下推导中略去表 1 中 GAMP 算法中的迭代指标，并用 \mathbf{H}_{eff} 代替 \mathbf{H} 。注意到表 1 算法中 \mathbf{V}_p 、 \mathbf{V}_s 和 \mathbf{V}_r 均为对角矩阵。

$$\begin{aligned} \text{令 } \mathbf{V}_p &= \text{Diag} \{ [\tau_{1,0}^p \ \tau_{2,0}^p \ \cdots \ \tau_{N_R,0}^p \ \tau_{1,1}^p \ \tau_{2,1}^p \ \cdots \ \tau_{N_R,N-1}^p] \}, \\ \text{有} \\ \tau_{n_t, n}^p &= e_{n_t}^H \mathbf{H}_{\text{eff}} \mathbf{V}_x \mathbf{H}_{\text{eff}}^H e_{n_t} = e_{n_t}^H \mathbf{A} \mathbf{F}_{N_T} \mathbf{V}_x \mathbf{F}_{N_T}^H \mathbf{A}^H e_{n_t} \\ &= \sum_{n_t=1}^{N_T} \bar{v}_{n_t} |g_{n_t, n_t}|^2 \end{aligned} \quad (5)$$

其中 $\bar{v}_{n_t} = N^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} v_{n_t, n}$ ，即 GAMP 频域均衡算法包含了数据块估计方差平均技术。

$$\mathbf{p} = \mathbf{H}_{\text{eff}} \bar{\mathbf{x}} - \mathbf{V}_p \mathbf{s} = \mathbf{A} \mathbf{F}_{N_T} \bar{\mathbf{x}} - \mathbf{V}_p \mathbf{s} \quad (6)$$

令

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_r &= \text{Diag} \{ [\tau_{1,0}^r \ \tau_{2,0}^r \ \cdots \ \tau_{N_T,0}^r \ \tau_{1,1}^r \ \tau_{2,1}^r \ \cdots \ \tau_{N_T,N-1}^r] \} \\ \mathbf{V}_s &= \text{Diag} \{ [\tau_{1,0}^s \ \tau_{2,0}^s \ \cdots \ \tau_{N_R,0}^s \ \tau_{1,1}^s \ \tau_{2,1}^s \ \cdots \ \tau_{N_R,N-1}^s] \} \end{aligned}$$

有

$$\begin{aligned} \tau_{n_t, n}^r &= e_{n_t}^H \mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{V}_s \mathbf{H}_{\text{eff}} e_{n_t} = e_{n_t}^H \mathbf{F}_{N_T}^H \mathbf{G}^H \mathbf{V}_s \mathbf{G} \mathbf{F}_{N_T} e_{n_t} \\ &= \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n_t=1}^{N_T} |g_{n_t, n_t}|^2 \tau_{n_t, n}^s \right)^{-1} \end{aligned} \quad (7)$$

表 1 矩阵向量形式 GAMP 算法

矩阵向量形式 GAMP 算法

- (1) 输入:
- (2) $p(\mathbf{x})$
- (3) $\{\mathbf{r}^1, \mathbf{V}_r^1\}$ 来自上一次执行 GAMP 算法的输出
- (4) \mathbf{H} , N_0 , 最大迭代次数 I_{max}
- (5) 初始化: $\mathbf{s}^0 = \mathbf{0}$
- (6) 迭代:
- (7) for $i = 1$ to I_{max} do
- (8) $p^i(x_n = \alpha_q | \mathbf{y}) = \alpha p(x_n = \alpha_q) \exp[-|r_n^i - \alpha_q|^2 / v_n^i]$,
 $\alpha_q \in \mathcal{S}, \forall n$
- (9) $\bar{x}_n^i = \sum_{\alpha_q \in \mathcal{S}} \alpha_q p^i(x_n = \alpha_q | \mathbf{y}), \forall n$
- (10) $v_{x_n}^i = \sum_{\alpha_q \in \mathcal{S}} |\alpha_q - \bar{x}_n^i|^2 p^i(x_n = \alpha_q | \mathbf{y}), \forall n$
- (11) $\bar{\mathbf{x}}^i = [\bar{x}_1^i \ \bar{x}_2^i \ \cdots \ \bar{x}_N^i]^T$
- (12) $\mathbf{V}_x^i = \text{Diag} \{ [v_{x_1}^i \ v_{x_2}^i \ \cdots \ v_{x_N}^i] \}$
- (13) $\mathbf{V}_p^i = (\mathbf{H} \mathbf{V}_x^i \mathbf{H}^H)_{\text{diag}}$
- (14) $\mathbf{p}^i = \mathbf{H} \bar{\mathbf{x}}^i - \mathbf{V}_p^i \mathbf{s}^{i-1}$
- (15) $\mathbf{V}_s^i = (N_0 \mathbf{I} + \mathbf{V}_p^i)^{-1}$
- (16) $\mathbf{s}^i = \mathbf{V}_s^i (\mathbf{y} - \mathbf{p}^i)$
- (17) $\mathbf{V}_r^i = (\mathbf{H}^H \mathbf{V}_s^i \mathbf{H})_{\text{diag}}^{-1}$
- (18) $\mathbf{r}^i = \bar{\mathbf{x}}^i + \mathbf{V}_r^i \mathbf{H}^H \mathbf{s}^i$
- (19) end for
- (20) 输出:
- (21) $\{\mathbf{r}^{I_{\text{max}}}, \mathbf{V}_r^{I_{\text{max}}}\}$ 到解映射器
- (22) 保存 $\mathbf{s}^{I_{\text{max}}}$ 为下一次执行 GAMP 算法的输入

显然， $\tau_{n_t, n}^r$ 与 n 无关，记 $\tau_{n_t}^r = \tau_{n_t, n}^r$ ，有 $\mathbf{V}_r = \mathbf{I}_N \otimes \text{Diag} \{ [\bar{\tau}_1^r \ \bar{\tau}_2^r \ \cdots \ \bar{\tau}_{N_T}^r] \}$ 。

基于频域模型式(3)推导的 GAMP 软输入软输出 MIMO FDE 如表 2 所示。

表 2 中 $c_{n_t, n, q}$ 表示发射天线 n_t 传输的第 n 个信道符号中包含的第 q 个编码比特， $p(c_{n_t, n, q})$ 为译码器向均衡器反馈的关于 $c_{n_t, n, q}$ 的先验概率。 $L_E^c(c_{n_t, n, q})$ 为均衡器输出的关于 $c_{n_t, n, q}$ 的外部对数似然比(Log-Likelihood Ratios, LLRs)。注意，如果软输入软输出 MIMO FDE 内部不包含迭代，即 $I_{\text{max}} = 1$ 时，利用上一次 Turbo 迭代中 GAMP 算法输出的 $\mathbf{s}^{I_{\text{max}}}$ 为本次迭代提供 \mathbf{s} 的初值。

3.3 计算复杂度分析

以算法所需要的浮点运算次数(Floating-Point operations, FLOPs)来评价以上软输入软输出 MIMO FDE 的计算复杂度。一次实数乘法和一次实数加法均需要 1 FLOPs。将 $\{L_E^c(c_{n_t, n, q})\}$ 和 $\{p(c_{n_t, n, q})\}$ 的计算开销归入译码器部分，在均衡器计

表2 基于 GAMP 算法的软输入软输出 MIMO FDE

GAMP软输入软输出MIMO FDE

- (1) 输入:
- (2) $\mathbf{y}, \mathbf{G}, N_0,$
- (3) $\{p(c_{n_t, n, q})\}$ 来自译码器反馈。
- (4) 初次Turbo迭代, $\{p(c_{n_t, n, q})=0.5\}$
- (5) $\{\mathbf{r}^1, \mathbf{W}_r^1, \mathbf{s}^0\}$ 来自上一次Turbo迭代中GAMP算法的输出。
- (6) 初次Turbo迭代, $\{\mathbf{r}^1, \mathbf{W}_r^1, \mathbf{s}^0\}$ 的初值均为0。
- (7) 设定内迭代次数 I_{\max}
- (8) 预处理:
- (9) $|g_{n, n_t, n_t}|^2, \forall n, n_t, n_t;$
- (10) $p(x_{n_t, n} = \alpha_q) = \prod_{q=1}^Q p(c_{n_t, n, q}), \forall n_t, n, \alpha_q \in \mathcal{S};$
- (11) 迭代:
- (12) for $i = 1$ to I_{\max} do
- (13) $p(x_{n_t, n}^i = \alpha_q | \mathbf{y}) = \alpha p(x_{n_t, n} = \alpha_q) \exp\left[-w_{r_n}^i \left|\alpha_q - r_{n_t, n}^i\right|^2\right],$
 $\forall n_t, n;$
- (14) $\bar{x}_{n_t, n}^i = \sum_{\alpha_q \in \mathcal{S}} \alpha_q p(x_{n_t, n}^i = \alpha_q | \mathbf{y}), \forall n_t, n;$
- (15) $v_{n_t, n}^i = \sum_{\alpha_q \in \mathcal{S}} \left|\alpha_q\right|^2 p(x_{n_t, n}^i = \alpha_q | \mathbf{y}) - \left|\bar{x}_{n_t, n}^i\right|^2, \forall n_t, n;$
- (16) $\bar{v}_{n_t}^i = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N v_{n_t, n}^i, \forall n_t;$
- (17) $\bar{\mathbf{x}}^i = \begin{bmatrix} \bar{x}_{1,0}^i & \bar{x}_{2,0}^i & \cdots & \bar{x}_{N_T,0}^i & \bar{x}_{1,1}^i & \bar{x}_{2,1}^i & \cdots & \bar{x}_{N_T, N-1}^i \end{bmatrix};$
- (18) $\mathbf{V}_x^i = \mathbf{I}_N \otimes \text{Diag}\{\bar{v}_1^i, \bar{v}_2^i, \cdots, \bar{v}_{N_T}^i\};$
- (19) $\mathbf{V}_p^i = (\mathbf{G} \mathbf{V}_x^i \mathbf{G}^H)_{\text{diag}};$
- (20) $\mathbf{p}^i = \mathbf{G} \mathbf{F}_{N_T} \bar{\mathbf{x}}^i - \mathbf{V}_p^i \mathbf{s}^{i-1};$
- (21) $\mathbf{V}_s^i = (N_0 \mathbf{I} + \mathbf{V}_p^i)^{-1};$
- (22) $\mathbf{s}^i = \mathbf{V}_s^i (\tilde{\mathbf{y}} - \mathbf{p}^i);$
- (23) $\mathbf{W}_r^i = (\mathbf{F}_{N_T}^H \mathbf{G}^H \mathbf{V}_s^i \mathbf{G} \mathbf{F}_{N_T})_{\text{diag}};$
- (24) $\mathbf{r}^i = \bar{\mathbf{x}} + (\mathbf{W}_r^i)^{-1} \mathbf{F}_{N_T}^H \mathbf{G}^H \mathbf{s}^i;$
- (25) end for
- (26) $L_E^c(c_{n_t, n, q}) = \ln \left\{ \sum_{\alpha_q \in \mathcal{S}_q^0} \exp\left(-w_{n_t, n}^{I_{\max}} \left|r_{n_t, n}^{I_{\max}} - \alpha_q\right|^2\right) \cdot \prod_{q' \neq q} p(c_{n_t, n, q'}) \right\} \left/ \left[\sum_{\alpha_q \in \mathcal{S}_q^1} \exp\left(-w_{n_t, n}^{I_{\max}} \left|r_{n_t, n}^{I_{\max}} - \alpha_q\right|^2\right) \cdot \prod_{q' \neq q} p(c_{n_t, n, q'}) \right] \right\}$
- (27) $L_E^c(c_{n_t, n, q})$ 送入解码器解码, 产生 $\{p(c_{n_t, n, q})\}$
- (28) 重新设置 $\{\mathbf{r}^1, \mathbf{W}_r^1\} = \{\mathbf{r}^{I_{\max}}, \mathbf{W}_r^{I_{\max}}\}, \mathbf{s}^0 = \mathbf{s}^{I_{\max}}$
- (29) 返回第10行进行下一次均衡

GAMP算法的软输入软输出MIMO FDE, 预处理步骤 $\{|g_{n, n_t, n_t}|^2\}$ 和 $\{p(x_{n_t, n} = \alpha_q)\}$ 的计算分别需要 $3NN_{\text{R}} \cdot N_{\text{T}}$ FLOPs和 $NN_{\text{T}}2^Q(Q-1)$ FLOPs, 迭代步中 $\bar{\mathbf{x}}^i$ 和 \mathbf{V}_x^i 的计算共需要 $NN_{\text{T}}(19 \times 2^Q + 2)$ FLOPs, 其中指数运算 $\exp(\bullet)$ 采用查表实现, 一次查表操作需要6FLOPs。假设采用基-2 FFT进行 N 点FFT, 需要 $(5N \log_2(N) - 10N + 16)$ FLOPs, 则计算 \mathbf{r}^i 和 \mathbf{W}_r^i 共需要 $((20N_{\text{R}} + 10 \log_2(N) - 18)NN_{\text{T}} + 7NN_{\text{R}} + 32N_{\text{T}})$ FLOPs。 $N_{\text{R}} \times N_{\text{R}}$ 维共轭对称复数矩阵的求逆大约需要 $8N_{\text{R}}^3$ FLOPs, 对于传统软输入软输出MIMO FDE^[5,6], 大约共需要 $8NN_{\text{R}}^3 + 18NN_{\text{T}}N_{\text{R}}^2 + 13NN_{\text{T}}N_{\text{R}} - 2NN_{\text{R}}^2 + ((4+Q)2^Q + 10 \log_2(N) - 19)NN_{\text{T}} + 33N_{\text{T}}$ FLOPs。在 $N_{\text{T}}=N_{\text{R}}, I_{\max}=1$ 时, 以上两种软输入软输出MIMO FDE的每Turbo迭代每符号计算复杂度, 即正规化计算复杂度如表3所示。

表3 不同软输入软输出MIMO FDE的正规化计算复杂度

软MIMO FDE	正规化计算复杂度
基于GAMP算法	$15N_{\text{T}} + 10 \log_2(N) + (19+Q)2^Q - 12 + 32/N$
传统算法	$26N_{\text{T}}^2 + 11N_{\text{T}} + (4+Q)2^Q + 10 \log_2(N) - 19 + 33/N$

当 $|\mathcal{S}|=16, N=256, N_{\text{T}}=N_{\text{R}}, I_{\max}=1$ 时, 这两种软输入软输出MIMO FDE的正规化计算复杂度随发射天线数 N_{T} 的变化如图1所示, 其中以“conv”表示传统MIMO频域均衡方案, 而“GAMP”表示基于SP-GAMP算法的软MIMO FDE方案。从图3可以看出, N_{T} 较小 ($N_{\text{T}} < 4$) 时, 基于GAMP算法的软输入软输出MIMO FDE的计算复杂度略高于传统的方法, 这主要是由前者需要额外估计发送符号置信所造成的。但随 N_{T} 的增加, 发送符号置信的额外估计所产生的计算开销, 在整个均衡器计算开销中的比重越来越低, 此时GAMP均衡方法无需矩阵求逆的优势越来越明显, 所以其总体计算复杂度增长缓慢。而传统的MIMO FDE由于涉及矩阵求逆, 导致了计算复杂度的快速增长。当 $N_{\text{T}} \geq 4$, 基于GAMP算法的软输入软输出MIMO FDE的计算复杂度明显低于传统的方法。

4 仿真结果

为研究本文所提出的软输入软输出MIMO FDE的性能, 本文分别仿真了 2×2 和 4×4 的编码MIMO通信系统的误码率性能, 在两种天线配置中, 各发射天线均采用速率为 $1/2$ 、生成多项式为 $(23, 35)_8$ 的卷积编码器进行独立编码, 并使用独立随机交织器对编码比特进行交织, 交织的后编码比特又被

算复杂度分析中不再考虑。对于表2描述的基于

映射为16QAM信道符号。每一个码字对应一个长度为256的信道数据块，添加CP后通过频率选择性MIMO无线信道传输。信道多径数分别设定为6和4，且不同发射天线和接收天线之间的信道参数服从均匀功率谱相互独立的瑞利分布。信道在每个数据块内保持不变，在各个数据块之间则是互不相关的。接收端已得到了信道参数和加性复高斯白噪声方差的准确估计。仿真发现增加软输入软输出MIMO FDE内部迭代不会明显改善检测性能，所以本文算法中设定 $I_{\max}=1$ 。为了比较方便，匹配滤波界(Matched Filter Bound, MFB)，均以“MFB”为标示，绘制在同一张图上。

图2和图3分别给出了两种MIMO系统中本文所提出的基于GAMP算法的软输入软输出MIMO FDE与传统软输入软输出MIMO FDE^[5,6]的BER性能比较。其中以“conv 1st”“conv 6th”和“conv 10th”分别表示传统MIMO频域均衡方案经过第1次、第6次和第10次迭代后的检测性能，以“GAMP 1st”“GAMP 6th”和“GAMP 10th”分别表示基于SP-GAMP算法的软输入软输出MIMO FDE方案经过第1次、第6次和第10次迭代后的检测性能。从图中可以看出，在这两种系统配置中，本文算法均获得了显著的迭代增益。尽管本文检测算法初次迭代明显比传统算法差，但经过6次迭代后，本文检测算法的性能在整个信噪比范围内均优于传统算法10次迭代。所以新方案可以较少迭代次数满足特定的BER性能要求，从而降低联合均衡和解码延迟，在

对解码延迟要求严格的场合具有较好的实用性。另外，由图2和图3可看出，基于GAMP算法的MIMO Turbo频域均衡方法经过10次迭代，两种MIMO天线配置都能达到逼近MFB的性能，尤其是4×4宽带MIMO场景下，在大于7.5 dB的比特信噪比范围内，GAMP MIMO Turbo频域均衡的性能与MFB几乎是重合的。在 $BER=10^{-4}$ 时，文中算法在两种MIMO配置中相对于传统算法分别有约1.35 dB和0.7 dB性能优势，获得了更好的性能与计算复杂性折中。

5 结束语

本文提出了向量形式的GAMP算法，使GAMP算法在实际应用中更便捷。在此基础上，提出了一种新型的高阶调制软输入软输出MIMO FDE接收机。由于GAMP算法从理论上考虑了信道符号的本质离散性，所以，相对于直接将离散符号按高斯分布处理的LMMSE软输入软输出MIMO FDE，GAMP软输入软输出MIMO FDE能够产生更好的信道符号置信，给解码器提供更可靠的外部比特LLRs，进而获得了更好的联合检测与译码性能。此外，由于GAMP算法只涉及标量运算，使得在Turbo迭代应用中既保持了由于FFT所产生的计算优势又不涉及传统LMMSE软输入软输出MIMO FDE中的矩阵求逆问题，尤其适合大规模MIMO系统应用。

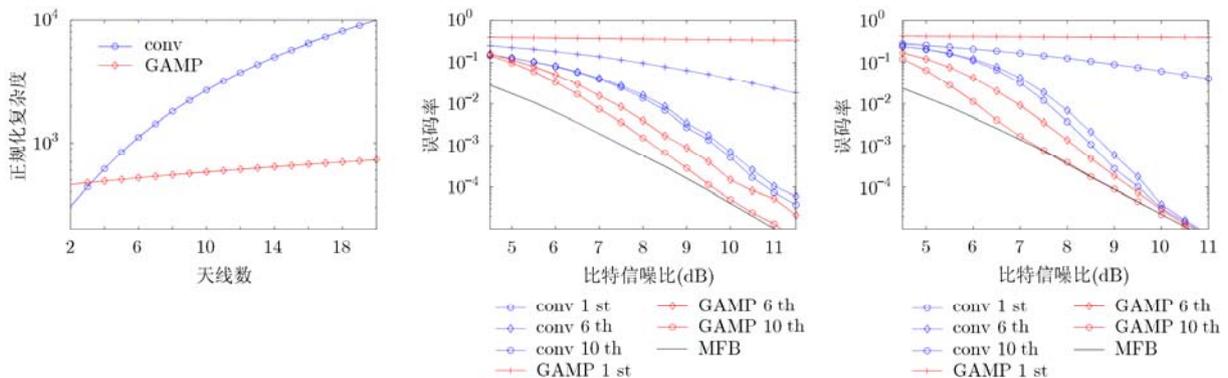


图1 正规化计算复杂度随天线数的变化

图2 2×2 MIMO系统接收机误码率性能

图3 4×4 MIMO系统接收机误码率性能

参考文献

- [1] Douillard C, Picart A, Didier P, et al. Iterative correction of intersymbol interference: Turbo equalization[J]. *European Transactions on Telecommunications*, 1995, 6(5): 507-511.
- [2] Eitzlinger B, Haselmayr W, and Springer A. Equalization algorithms for MIMO communication systems based on factor graphs[C]. *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications*, Kyoto, Japan, 2011: 1-5.
- [3] Tüchler M, Singer A C, and Koetter R. Minimum mean squared error equalization using a priori information[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2002, 50(3): 673-683.
- [4] Yee M S, Sandell M, and Sun Y. Comparison study of single-carrier and multi-carrier modulation using iterative based receiver for MIMO system[C]. *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Milan, Italy, 2004: 1275-1279.
- [5] Guo Q and Huang D. A concise representation for the soft-in

- soft-out LMMSE detector[J]. *IEEE Communication Letters*, 2011, 15(5): 566–568.
- [6] Yuan X, Guo Q, Wang X, *et al.* Evolution analysis of low-cost iterative equalization in coded linear systems with cyclic prefixes[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2008, 26(2): 301–310.
- [7] Grossmann M and Schneider C. Groupwise frequency domain multiuser MMSE turbo equalization for single carrier block transmission over spatially correlated channels[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2011, 5(8): 1548–1562.
- [8] Zhang J and Zheng Y R. Joint frequency-domain multiuser turbo equalization with successive interference cancellation for doubly-selective fading Channels[J]. *Wireless Personal Communications*, 2013, 68(4): 1317–1330.
- [9] Guvensen G and Yilmaz A. A general framework for optimum iterative blockwise equalization of single carrier MIMO systems and asymptotic performance analysis[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(2): 606–619.
- [10] Guo Q, Huang D, Nordholm, *et al.* Iterative frequency domain equalization with generalized approximate message passing[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2013, 20(6): 559–562.
- [11] Rangan S. Generalized approximate message passing for estimation with random linear mixing[OL]. <http://arxiv.org/abs/1010.5141v1>.2010.
- [12] Rangan S. Generalized approximate message passing for estimation with random linear mixing[C]. *IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings (ISIT)*, St. Petersburg, Russia, 2011: 2168–2172.
- [13] Kschischang F R, Frey B J, and Loeliger H A. Factor graphs and the sum-product algorithm[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2001, 47(2): 498–519.
- [14] Haselmayr W, Eitzlinger B, and Springer A. Factor-graph-based soft-input soft-output detection for frequency-selective MIMO channels[J]. *IEEE Communication Letters*, 2012, 16(10): 1624–1627.
- [15] Novak C, Matz G, and Hlawatsch F. IDMA for the multiuser MIMO-OFDM uplink: a factor graph framework for joint data detection and channel estimation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 61(16): 4051–4066.
- 王行业：男，1965年生，博士生，高级工程师，研究方向为无线通信信号处理等。
- 王忠勇：男，1965年生，博士，教授，主要研究方向为无线通信、数字信号处理、嵌入式系统等。
- 李 塑：男，1983年生，助理讲师，研究方向为无线通信信号处理。
- 张传宗：男，1982年生，博士生，研究方向为无线通信迭代信号处理。
- 王 玮：女，1974年生，博士生，讲师，研究方向为无线通信信号处理。