

DFT-S-OFDM 系统发射端 IQ 失衡的广义迭代均衡器

刘 锐^{*①} 孙 强^{①②} 高西奇^①

^①(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

^②(南通大学电子信息学院 南通 226000)

摘 要: 该文研究了离散傅里叶变换扩展正交频分复用 (DFT-S-OFDM) 系统的零中频(ZIF)射频(RF)前端非理想特性导致同相与正交分路失衡(IQI)干扰时, 改进的频域迭代均衡技术。利用广义正交原理和迭代均衡原理, 本文推导了频域广义线性最小均方误差(WLMMSE)迭代均衡器, 并通过矩阵变换降低其复杂度。仿真结果表明, 在 DFT-S-OFDM 系统发射端 IQ 失衡的情况下, 所提出的迭代均衡算法性能显著优于常规迭代均衡算法, 而复杂度只有少量提高。

关键词: 无线通信; 离散傅里叶变换扩展正交频分复用(DFT-S-OFDM); 发射端 IQ 失衡(IQI); 迭代均衡; 广义线性最小均方误差(WLMMSE)

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)01-0007-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00429

Widely Turbo Equalizer for DFT-S-OFDM Systems with Transmitter IQ Imbalance

Liu Rui^① Sun Qiang^{①②} Gao Xi-qi^①

^①(National Communication Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

^②(Electronics and Information Technology School, Nantong University, Nantong 226000, China)

Abstract: In this paper the frequency turbo equalization is investigated for Discrete Fourier Transformation Spread Orthogonal Frequency Division Multiplexing (DFT-S-OFDM) systems with transmitter In-phase and Quadrature Imbalance (IQI) interference caused by imperfect Zero Intermediate Frequency (ZIF) Radio Frequency (RF) front ends. Based on the widely orthogonal principle and the turbo equalization principle, the frequency Widely Linear Minimum Mean Square Error (WLMMSE) turbo equalizer for DFT-S-OFDM systems with transmitter IQI is derived. Matrix transformations are employed to further reduce the complexity. Simulation results confirm that with transmitter IQI, the proposed turbo equalizer significantly outperforms the conventional counterpart turbo equalizer with only slightly increasing of the computation complexity.

Key words: Wireless communication; Discrete Fourier Transformation Spread Orthogonal Frequency Division Multiplexing (DFT-S-OFDM); Transmitter In-phase and Quadrature (IQ) Imbalance (IQI); Turbo equalizer; Widely Linear Minimum Mean Square Error (WLMMSE)

1 引言

欧洲第 3 代合作伙伴项目(3GPP)组织为了保持其提出的通用移动通信系统(UMTS)的技术优势与 2004 年提出 UMTS 长期演进(LTE)计划, 最新的正式版本 3GPP R10^[1]也被称为高级 LTE (LTE-A)。在 LTE/LTE-A 系统中, 上行链路物理层基带采用离散傅里叶变换扩展正交频分复用(DFT-S-OFDM)

结构, 射频(RF)前端采用零中频(ZIF)直接转换结构^[2]。DFT-S-OFDM 系统通过在传统正交频分多址接入(OFDMA)系统的输入端增加 DFT 模块, 将输出的 OFDM 符号转化为发射信号的时域过采样信号, 从而显著降低了 OFDM 符号的峰均功率比, 降低了用户设备(UE)对射频放大器动态范围的要求, 并降低了平均功率消耗, 同时节约了成本。零中频(ZIF)结构的射频模块将基带信号直接调制到载波, 避免了超外差结构中的中频混频放大电路, 有利于片上集成, 降低功耗和成本, 同时也避免了超外差结构中的镜像干扰。因此, 对于用户设备, DFT-S-OFDM 基带结构和 ZIF RF 前端是很好的低成本组合。但是 ZIF RF 前端也带来两个问题, 首先, 在

2011-05-05 收到, 2011-09-22 改回

国家自然科学基金(60925004, 60902009), 国家 863 计划项目(2006AA01Z264), 国家 973 规划项目(2007CB310603), 国家科技重大专项(2009ZX03003-011-04, 2011ZX03003-001, 2011ZX03003-003-03)和江苏省高校自然科学研究(10KJB510021)资助课题

*通信作者: 刘锐 rui.liu@seu.edu.cn

接收端, 半导体元件衬底感应的射频信号在混频时会产生直流分量, 其次, 在发射端和接收端, 同向和正交(IQ)混频放大电路由于成本、工艺和功耗等原因无法做到理想的幅度相等并且相位正交, 由此产生 IQ 失衡(IQI)干扰。IQI 在发射端和接收端的模型不同, 对信号的影响方式也不同(噪声作用位置不同), 也不能用相同的原理进行处理。本文在第 2 节详细描述了发射端和接收端 IQI 对信号的作用。

在学界, 多种通过基带信号处理对抗 IQI 的方法被提出。文献[3-7]中, 在 OFDM 系统接收端通过频域信号处理估计并抵抗发射和接收 IQI 的方法被提出, 文献[8]在单载波系统中通过参数估计直接抵消接收端 IQI 以提高线性迭代接收机的性能。近年来, 在上行链路接收端利用信号处理对抗发射端 IQI 的方法也开始逐渐被提出, 这类方法具有利用基站的计算资源, 进一步降低用户终端成本的优点。由于发射端 IQI 无法在接收端直接抵消, 而 OFDM 链路中对发射端 IQI 的频域处理方法也不适用于单载波链路, 因此多种利用广义正交原理的线性均衡方法被提出。文献[9]在 SCBT 系统中用广义线性最小均方误差(WLMMSE)均衡器取代线性最小均方误差(LMMSE)均衡器, 提高了接收机对抗发射端 IQI 的能力, 同时提出了一种发射端 IQI 参数的盲估计方法。文献[10]分析了在 SCBT 系统中存在发射端 IQI 时, LMMSE 和 WLMMSE 均衡器的 MSE 随 IQI 参数变化的规律。文献[11]中分析了 OFDMA 和基于 DFT-S-OFDM 结构的 SC-FDMA 系统中发射端 IQI 对多用户系统性能的影响, 使用广义线性迫零(WLZF)均衡器和 WLMMSE 均衡器, 提高了这两种系统在存在发射端 IQI 时的性能, 并提出了一种在交织子载波方案中避免发射端 IQI 引起用户间干扰的子载波分配方式。这些方法提高了单载波或 DFT-S-OFDM 系统线性接收机对抗发射端 IQI 的能力, 但对于这些系统中性能优异应用广泛的频域迭代接收机^[12,13], 采用广义正交原理提高迭代接收机对抗发射端 IQI 的应用却未见报道。

本文提出了一种新的等价估计方法, 将广义正交原理应用到 DFT-S-OFDM 系统发射端 IQ 失衡的频域迭代均衡器的推导中, 得出频域广义线性 MMSE 迭代均衡器, 并通过矩阵变换大幅度降低其复杂度。通过仿真表明, 本文提出的频域迭代均衡器在 DFT-S-OFDM 系统发射端 IQ 失衡情况下比传统频域迭代均衡器性能有较大改进。

2 系统模型

2.1 IQ 失衡的 ZIF 射频模块

IQ 失衡发生在零中频(ZIF)接收机的射频调制解调的部分, 收发端都存在。图 1 演示了 ZIF 射频调制模块和射频解调模块在 IQ 失衡时的模型^[6]。图中, $s(t)$ 为射频调制模块输入的时域基带信号, 其实部和虚部分别被送往同相(I)和正交(Q)支路分别进行射频调制。在理想情况下, IQ 支路本地振荡器(LO)提供幅度相等, 相位正交, 角频率都为 ω 的两路载波, 在实际系统中, LO 的幅度和相位由于工艺、功耗等原因, 在收发端都存在非理想的现象^[2-11]。发射端的幅度失衡用 ε 表示, 相位失衡用 φ 表示, 接收端的幅度失衡用 δ 表示, 相位失衡用 ϕ 表示。根据文献[7], 发射信号的等效基带信号为

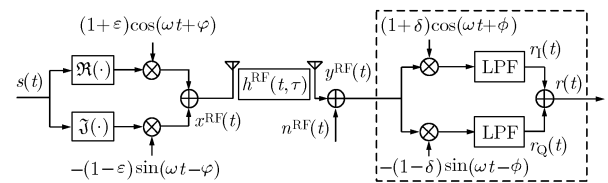


图 1 存在 IQI 的 ZIF 射频发射端和接收端

$$x(t) = A(t) + jB(t) = \alpha s(t) + \beta s^*(t) \quad (1)$$

其中 $\alpha = \cos \varphi + j\varepsilon \sin \varphi$, $\beta = \varepsilon \cos \varphi + j \sin \varphi$ 。射频信号 $x^{\text{RF}}(t)$ 经过时间和频率选择性信道 $h^{\text{RF}}(t, \tau)$ 到达接收端, 本文考虑单根发射天线单根接收天线的情况, 到达接收天线的等效基带信号为

$$y(t) = \int_{\tau=-\infty}^{+\infty} h(t, t-\tau) (\alpha s(\tau) + \beta s^*(\tau)) d\tau + n(t) \quad (2)$$

其中等效基带信道冲击响应与射频信道冲击响应的关系为 $h(t, \tau) = \text{LPF}(h^{\text{RF}}(t, \tau)e^{-j\omega t})$, $\text{LPF}(\cdot)$ 表示理想低通滤波。当接收端存在 IQI 时, 根据文献[2], 接收端输出的等效基带信号为

$$r(t) = \mu y(t) + \zeta y^*(t) \quad (3)$$

其中 $\mu = \cos \phi - j\delta \sin \phi$, $\zeta = \delta \cos \phi + j \sin \phi$ 。从式(1)和式(3)中可以看出, 发射端与接收端 IQI 对发射信号的影响方式有两点不同。首先, 幅度和相位失衡折算成 IQ 失衡作用因子时的表达式不同, 发射端的 α 和接收端的 μ 在表达式中相差一个符号。其次, 信道噪声作用在发射端 IQ 失衡之后, 接收端 IQ 失衡之前。上述两点不同使文献[8]中迭代接收机处理系统接收端 IQI 的方法不能用于处理系统发射端 IQI。本文与文献[11,14]中一致, 假设接收端 IQ 失衡已被正确估计, 并在接收端已准确获得 $y(t)$ 。

2.2 发射端 IQ 失衡的 DFT-S-OFDM 系统

DFT-S-OFDM 系统单天线发射端结构见文献

[13]的图 1, 当发射端 IQ 平衡时, 根据文献[13], 单发单收的 DFT-S-OFDM 系统传输模型可以表示为

$$\mathbf{y}^f = \mathbf{A}^f \mathbf{F}_M \mathbf{s} + \mathbf{n}^f \quad (4)$$

其中 \mathbf{s} 为一个长度为 N 的 DFT-S-OFDM 符号内所包含的编码调制信号, 也被称为用户发射信号, 并且 $\mathbb{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \mathbf{I}_M$; \mathbf{F}_M 表示 $M \times M$ 的归一化 FFT 矩阵, $\mathbf{F}_M \mathbf{s}$ 即频域用户发射信号; \mathbf{A}^f 为所分配子载波上的频域信道; \mathbf{n}^f 为频域噪声, 并且 $\mathbb{E}\{\mathbf{n}^f \mathbf{n}^{fH}\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_M$ 。我们采用文献[11]中的子载波镜像对称分配方式避免用户设备发射端 IQ 失衡导致用户间干扰。由于不存在用户间干扰, 对发射信号的检测仍然属于单用户问题, 此时系统传输模型可以表示为

$$\mathbf{y}^f = \alpha \mathbf{A}^f \mathbf{F}_M \mathbf{s} + \beta \mathbf{A}^f \mathbf{J}_M \mathbf{F}_M^* \mathbf{s}^* + \mathbf{n}^f \quad (5)$$

其中 $\mathbf{J}_M = \text{adiag}\{\text{diag}\{\mathbf{I}_M\}\}$ 表示 $M \times M$ 的单位反对角矩阵。

3 DFT-S-OFDM 系统发射端 IQ 失衡的迭代接收机

当一个复随机变量的实部与虚部不相关时, 这个随机变量被称为正则随机变量^[15]。当随机变量是复高斯随机变量时, 其成为正则随机变量当且仅当

$$c_x = \text{cov}(x, x^*) = 0 \quad (6)$$

其中 c_x 也被称为 x 的伪方差。根据文献[16], 当观察值与发送信号间的伪协方差非 0 时, 需要通过观察值与观察值共轭的联合线性组合才能得到发送信号的最小均方误差估计, 也就是广义线性最小均方误差(WLMMSE)估计。

3.1 WLMMSE 接收机以及不足

在文献[9-11]的 SCBT 或者 DFT-S-OFDM 的 WLMMSE 接收机推导过程中, 使用接收向量 \mathbf{y}^f 作为观察值, 从 \mathbf{y}^f 和 \mathbf{y}^{f*} 中联合估计 s_k 。WLMMSE 接收机提高了传统线性接收机在发射端 IQ 失衡时的性能, 但是 WLMMSE 接收机有两点不足。首先, 没有考虑译码器反馈的先验信息。先验信息包括用户发送符号 \mathbf{s} 的先验均值和先验方差^[12,13]。忽略先验信息会使估计值中包含残留的符号间干扰(ISI), 这也是传统线性接收机虽然结构简单但是性能落后于传统迭代接收机的原因。其次, 传统 WLMMSE 接收机的推导过程难以推广到考虑先验信息的情况。实际上, 当检测 s_k 时, 若已知其他符号的先验均值 $\tilde{\mathbf{s}}_k$, 其中

$$\tilde{\mathbf{s}}_k = [\tilde{s}_1 \cdots \tilde{s}_{k-1} \ 0 \ \tilde{s}_{k+1} \cdots \tilde{s}_M]^T \quad (7)$$

则根据迭代均衡原理^[12,13], 对 s_k 消除 ISI 的广义线性估计应将减去干扰项均值的接收向量 $\hat{\mathbf{y}}_k^f$ 作为观察值, 其中

$$\hat{\mathbf{y}}_k^f = \mathbf{y}^f - \alpha \mathbf{A}^f \mathbf{F}_M \tilde{\mathbf{s}}_k + \beta \mathbf{A}^f \mathbf{J}_M \mathbf{F}_M^* \tilde{\mathbf{s}}_k^* \quad (8)$$

由于 $\text{cov}(\hat{\mathbf{y}}_k^f, s_k^*) \neq 0$, 为了使估计值 \hat{s}_k 具有最小 MSE, 需要从观察值 $\hat{\mathbf{y}}_k^f$ 及观察值的共轭 $\hat{\mathbf{y}}_k^{f*}$ 中联合估计 s_k , 记为

$$\hat{s}_k = \mathbf{b}_k^H \hat{\mathbf{y}}_k^f + \mathbf{g}_k^H \hat{\mathbf{y}}_k^{f*} \quad (9)$$

然而, 由于式(8)从观察向量中减去了部分先验信息, 破坏了文献[9-11]中观察向量自相关矩阵($\mathbf{\Gamma}_k = \mathbb{E}\{\hat{\mathbf{y}}_k^f \hat{\mathbf{y}}_k^{fH}\}$)及伪自相关矩阵($\mathbf{C}_k = \mathbb{E}\{\hat{\mathbf{y}}_k^f \hat{\mathbf{y}}_k^{fT}\}$)的循环性, 因此当应用文献[9-11]的公式计算 \mathbf{b}_k 和 \mathbf{g}_k 时会产生非常复杂的非循环矩阵嵌套求逆运算, 频域均衡器复杂度高达 $\mathcal{O}(2M^4)$, 算法难以实现。事实上, 文献[9-11]采用的 WLMMSE 均衡公式适用于接收信号中的 \mathbf{s} 与 \mathbf{s}^* 分别经历任意衰落信道的一般情况^[6], 但是从式(5)可见, 当系统发射端 IQ 失衡时, \mathbf{s}^* 经历的信道可以通过 \mathbf{s} 的信道经过确定的矩阵变换得到, 二者是完全相关的。利用这个相关性, 我们接下来推导简化并且等价的迭代均衡算法。

3.2 已知先验信息的广义线性 MMSE 估计

在式(5)所示的频域接收信号中, 等号右边第 2 项即 IQ 失衡干扰项可以变形为

$$\beta \mathbf{A}^f \mathbf{J}_M \mathbf{F}_M^* \mathbf{s}^* = \beta \mathbf{A}^f \mathbf{F}_M \mathbf{\Lambda}_e \mathbf{s}^* \quad (10)$$

其中 $\mathbf{\Lambda}_e = \text{diag}\{\lambda_e^0 \cdots \lambda_e^{M-1}\}$, $\lambda_e = \exp\{-j2\pi/M\}$ 。因此 DFT-S-OFDM 系统发射端 IQ 失衡时用户的频域接收信号可以合并表示为

$$\mathbf{y}^f = \mathbf{A}^f \mathbf{F}_M (\alpha \mathbf{s} + \beta \mathbf{\Lambda}_e \mathbf{s}^*) + \mathbf{n}^f \triangleq \mathbf{A}^f \mathbf{F}_M \mathbf{x} + \mathbf{n}^f \quad (11)$$

其中 $x_k = \alpha s_k + \beta \lambda_e^{k-1} s_k^*$ 是用户的等效发射符号, s_k 是用户的编码调制符号, 二者间是一一映射的关系, 因此后验概率 $P(s_k | \hat{s}_k)$ 与后验概率 $P(s_k | \hat{x}_k)$ 是等价的。而等效发射信号已知先验信息的广义线性估计 \hat{x}_k 可以通过矩阵变换得到化简。对于式(11)中的 x_k , 当其他实际信号的先验均值 $\tilde{\mathbf{x}}_k = \alpha \tilde{\mathbf{s}}_k + \beta \mathbf{\Lambda}_e \tilde{\mathbf{s}}_k^*$ 已知时, 从接收向量中减去干扰项的均值可得观察向量为

$$\hat{\mathbf{y}}_k^f = \mathbf{y}^f - \mathbf{A}^f \mathbf{F}_M \tilde{\mathbf{x}}_k \quad (12)$$

显然式(12)和式(8)是等价的。对 x_k 已知先验信息的广义线性估计, 即从 $\hat{\mathbf{y}}_k^f$ 和 $\hat{\mathbf{y}}_k^{f*}$ 中联合估计 x_k 。为了表述方便, 将 $\hat{\mathbf{y}}_k^f$ 和 $\hat{\mathbf{y}}_k^{f*}$ 组合成扩展观察向量 $\tilde{\mathbf{y}}_k^f = [\hat{\mathbf{y}}_k^f \ \hat{\mathbf{y}}_k^{f*}]^T$, 则等效发射信号 x_k 已知先验信息的广义线性估计可以表示为

$$\hat{x}_k = \mathbf{g}_k^H \tilde{\mathbf{y}}_k^f \quad (13)$$

其中均衡器系数 \mathbf{g}_k^H 为 $1 \times 2N$ 的行向量。此时, 文献[16]中的广义正交原理可以等效表示为: 当估计值 \hat{x}_k 的 MSE 最小时, 均衡器系数满足如下方程:

$$\mathbb{E}\{(\hat{x}_k - x_k) \tilde{\mathbf{y}}_k^{fH}\} = 0 \quad (14)$$

求解式(14), 并根据文献[12]假设 $\text{cov}(\mathbf{s}, \mathbf{s}) = \bar{v}_s \mathbf{I}_N$, $\mathbb{E}(\mathbf{s}\mathbf{s}^H) = \mathbf{I}_N$, 可以得到均衡器系数的表达式:

$$\mathbf{g}_k^H = [r m \lambda_e^{k-1}] \tilde{\mathcal{H}}_k^H (\tilde{\mathbf{A}} + \tilde{\mathcal{H}}_k \mathbf{\Gamma}_k \tilde{\mathcal{H}}_k^H)^{-1} \quad (15)$$

其中

$$r = |\alpha|^2 + |\beta|^2, \quad m = 2\alpha\beta, \quad \tilde{\mathbf{A}} = \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{V}} \tilde{\mathbf{H}}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{2M}$$

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}^f \mathbf{F}_M & \\ & \mathbf{\Lambda}^H \mathbf{F}_M^H \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathcal{H}}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}^f \mathbf{F}_M \mathbf{e}_k & \\ & \mathbf{\Lambda}^H \mathbf{F}_M^H \mathbf{e}_k \end{bmatrix}$$

$$\tilde{\mathbf{V}} = v \begin{bmatrix} r \mathbf{I}_M & m \mathbf{\Lambda}_e \\ m^* \mathbf{\Lambda}_e^* & r \mathbf{I}_M \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Gamma}_k = (1-v) \begin{bmatrix} r & m \lambda_e^{k-1} \\ m^* \lambda_e^{-k+1} & r \end{bmatrix}$$

在上述定义中, $v = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M v_i^s$, 其中 $v_i^s = \text{cov}(s_i, s_i)$ 是发射信号 s_i 的先验方差, 由译码器反馈得到。在式(15)中 $(\tilde{\mathbf{A}} + \tilde{\mathcal{H}}_k \mathbf{\Gamma}_k \tilde{\mathcal{H}}_k^H)$ 是非循环矩阵, 虽然算法只有一次非循环矩阵求逆, 但直接求解运算量仍然很大, 注意到 $\tilde{\mathbf{A}}$ 是 $2N \times 2N$ 的分块循环阵, 因此式(15)右边两项乘积可以通过矩阵求逆公式做出如下化简:

$$\begin{aligned} & \tilde{\mathcal{H}}_k^H (\tilde{\mathbf{A}} + \tilde{\mathcal{H}}_k \mathbf{\Gamma}_k \tilde{\mathcal{H}}_k^H)^{-1} \\ &= (\mathbf{I}_2 + \tilde{\mathcal{H}}_k^H \tilde{\mathbf{A}}^{-1} \tilde{\mathcal{H}}_k \mathbf{\Gamma}_k)^{-1} \tilde{\mathcal{H}}_k^H \tilde{\mathbf{A}}^{-1} \end{aligned} \quad (16)$$

其中 $(\mathbf{I}_2 + \tilde{\mathcal{H}}_k^H \tilde{\mathbf{A}}^{-1} \tilde{\mathcal{H}}_k \mathbf{\Gamma}_k)$ 是 2×2 矩阵, 将式(16)代入式(15)和式(13)得到

$$\hat{x}_k = \boldsymbol{\omega}_k^H \begin{bmatrix} \mathbf{e}_k^H \boldsymbol{\xi} \\ \mathbf{e}_k^H \boldsymbol{\xi}^* \end{bmatrix} + \boldsymbol{\omega}_k^H \boldsymbol{\Psi}_k \begin{bmatrix} \bar{x}_k \\ \bar{x}_k^* \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中

$$\boldsymbol{\xi} = \mathbf{F}_M^H \mathbf{\Lambda}^H (\mathbf{\Lambda}_1 (\mathbf{y}^f - \mathbf{\Lambda}^f \mathbf{F}_M \bar{\mathbf{x}}) + \mathbf{\Lambda}_2 \mathbf{J}_M (\mathbf{y}^f - \mathbf{\Lambda}^f \mathbf{F}_M \bar{\mathbf{x}})^*)$$

$$(\mathbf{\Lambda}_1)_k = (rv \left| (\mathbf{\Lambda}^f)_{M+1-k}^2 \right| + \sigma_n^2) / (\mathbf{\Lambda})_k$$

$$(\mathbf{\Lambda}_2)_k = -mv (\mathbf{\Lambda}^f)_k (\mathbf{\Lambda}^f)_{M+1-k}^* / (\mathbf{\Lambda})_k$$

$$(\mathbf{\Lambda})_k = \left(\left| (\mathbf{\Lambda}^f)_{M+1-k}^2 \right| rv + \sigma_n^2 \right) \left(\left| (\mathbf{\Lambda}^f)_k \right| rv + \sigma_n^2 \right) - \left| m^2 v^2 (\mathbf{\Lambda}^f)_{M+1-k}^2 (\mathbf{\Lambda}^f)_k \right|$$

$$\boldsymbol{\omega}_k^H = [r \quad m \lambda_e^{k-1}] (\mathbf{I}_2 + \boldsymbol{\Psi}_k \mathbf{\Gamma}_k)^{-1}$$

$$\boldsymbol{\Psi}_k = \tilde{\mathcal{H}}_k^H \tilde{\mathbf{A}}^{-1} \tilde{\mathcal{H}}_k = \begin{bmatrix} \rho_1 & \rho_2 \lambda_e^{k-1} \\ \rho_2^* \lambda_e^{-k+1} & \rho_1 \end{bmatrix}$$

$$\rho_1 = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M (\mathbf{\Lambda}^f)_k (\mathbf{\Lambda}^f)_k^* (\mathbf{\Lambda}_1)_k$$

$$\rho_2 = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M (\mathbf{\Lambda}^f)_k (\mathbf{\Lambda}_2)_k (\mathbf{\Lambda}^f)_{M+1-k}^*$$

通过对式(17)多次利用矩阵乘法的性质 $[a \quad b \lambda_e^{k-1}] [c \quad d]^T = [a \quad b] [c \quad d \lambda_e^{k-1}]^T$ 将变量 λ_e^{k-1} 从等价滤波器系数 $\boldsymbol{\omega}_k^H$ 和均值增益系数 $\boldsymbol{\Psi}_k$ 中移动到观察向量上, 最终得到等效发射信号已知先验信息时向量形式的

WLMMSE 估计表达式

$$\hat{\mathbf{x}} = (\boldsymbol{\omega}^H)_1 \boldsymbol{\xi} + (\boldsymbol{\omega}^H)_2 \mathbf{\Lambda}_e \boldsymbol{\xi}^* + (\boldsymbol{\eta}^H)_1 \bar{\mathbf{x}} + (\boldsymbol{\eta}^H)_2 \mathbf{\Lambda}_e \bar{\mathbf{x}}^* \quad (18)$$

其中 $\boldsymbol{\omega}^H = [r \quad m] (\mathbf{I}_2 + \boldsymbol{\Psi} \mathbf{\Gamma})^{-1}$, $\boldsymbol{\Psi} = \begin{bmatrix} \rho_1 & \rho_2 \\ \rho_2^* & \rho_1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{\Gamma} = (1-v)$

$$\begin{bmatrix} r & m \\ m^* & r \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\eta}^H = \boldsymbol{\omega}^H \boldsymbol{\Psi}.$$

式(18)均衡器的计算量主要是 $\boldsymbol{\xi}$ 中的 FFT 运算带来的, 对于一个 DFT-S-OFDM 符号的均衡过程, 式(18)表示的迭代均衡器复杂度为 $\mathcal{O}(2N \log_2 N + T(2M \log_2 M + 17M))$, 其中 T 为迭代次数。

3.3 广义线性迭代接收机软解调器

当得到估计符号 \hat{x}_k 后, 第 k 个编码调制符号 s_k 为星座中 s_a 的后验概率可以通过式(19)获得

$$P(s_a | \hat{x}_k) = (P(\hat{x}_k | s_a) P(s_a)) / \sum_{s_a \in \mathfrak{S}} P(\hat{x}_k | s_a) P(s_a) \quad (19)$$

其中集合 \mathfrak{S} 表示调制星座的取值范围。式(19)中, $P(\hat{x}_k | s_k = s_a) = P(\hat{x}_k | x_k = \alpha s_a + \beta \lambda_e^{k-1} s_a^*)$ 是 \hat{x}_k 的条件概率。因为 x_k 是非正则(improper)的^[15], 所以 $\hat{\mathbf{y}}_k^f$ 和 $\hat{\mathbf{y}}_k^{f*}$ 是非正则的, 因此 \hat{x}_k 也是非正则的。由于式(13)的求和关系, 根据中心极限定理可以将 \hat{x}_k 看成高斯变量, 根据文献[15], 其条件概率密度函数为

$$P(\hat{x}_k | s_a) \propto \exp \left\{ - \left(\left| \hat{x}_k - \mu_{a,k} \right|^2 v_{a,k} - \mathcal{R} \left\{ \left(\hat{x}_k - \mu_{a,k} \right)^2 c_{a,k} \right\} \right) / \left(v_{a,k}^2 - c_{a,k}^2 \right) \right\} \quad (20)$$

其中

$$\begin{aligned} \mu_{a,k} &= \mathbb{E}(\hat{x}_k | s_a) \\ &= \boldsymbol{\eta}^H \left[\alpha s_a + \beta \lambda_e^{k-1} s_a^*, \beta^* s_a + \alpha^* \lambda_e^{k-1} s_a^* \right]^T \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} v_{a,k} &= \text{cov}(\hat{x}_k, \hat{x}_k | s_a) = \boldsymbol{\omega}_k^H \boldsymbol{\Psi}_k (\mathbf{I}_2 - \boldsymbol{\Theta}_k \boldsymbol{\Psi}_k) \boldsymbol{\omega}_k \\ &= \boldsymbol{\eta}^H (\mathbf{I}_2 - \boldsymbol{\Theta} \boldsymbol{\Psi}) \boldsymbol{\omega} \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} c_{a,k} &= \text{cov}(\hat{x}_k, \hat{x}_k^* | s_a) = \boldsymbol{\omega}_k^H \boldsymbol{\Psi}_k (\mathbf{I}_2 - \boldsymbol{\Theta}_k \boldsymbol{\Psi}_k) \mathbf{J}_2 \boldsymbol{\omega}_k^* \\ &= \boldsymbol{\eta}^H (\mathbf{I}_2 - \boldsymbol{\Theta} \boldsymbol{\Psi}) \mathbf{J}_2 \boldsymbol{\omega}^* \lambda_e^{k-1} \end{aligned} \quad (23)$$

在式(22)和式(23)中, $\boldsymbol{\Theta}_k = \begin{bmatrix} rv & mv \lambda_e^{k-1} \\ m^* v \lambda_e^{-k+1} & rv \end{bmatrix}$,

$\boldsymbol{\Theta} = \begin{bmatrix} rv & mv \\ m^* v & rv \end{bmatrix}$ 。从式(22)和式(23)可见, \hat{x}_k 的条件

方差 $v_{a,k}$ 与已知条件 s_a 和 k 的取值都无关, 因此每次迭代仅需计算一次, 伪方差 $c_{a,k}$ 与已知条件 s_a 的取值无关, 与 k 有确定关系, 因此每次迭代也仅需计算一次。将式(21)-式(23)代入式(20)即得到条件概率 $P(\hat{x}_k | s_a)$ 。从后验概率 $P(s_a | \hat{x}_k)$ 计算均衡器输出比特对数似然比(LLR)的过程与传统迭代接收机相同^[12,13]。

3.4 算法流程及性能简析

至此, 广义线性 MMSE 迭代接收算法推导完毕, 算法流程总结如下:

步骤 1 对一个编码块内所有 DFT-S-OFDM 接收符号, 逐个利用式(18)对接收信号进行广义线性 MMSE 迭代均衡, 得到等效发射信号的估计值 $\hat{\mathbf{x}}$ 。在迭代均衡初始时, 发射信号的先验均值 $\bar{\mathbf{s}} = \mathbf{0}$, 先验方差 $\text{cov}(\mathbf{s}, \mathbf{s}) = \mathbf{I}_M$ 。

步骤 2 对一个编码块内所有 DFT-S-OFDM 符号, 逐个利用式(20)和式(19)从 $\hat{\mathbf{x}}$ 中计算发射信号的后验概率 $P(s_a | \hat{x}_k)$ 。利用文献[12,13]中的方法从 $P(s_a | \hat{x}_k)$ 中计算软解调器输出的编码比特 LLR。当全部 DFT-S-OFDM 符号解调完成之后, 将输出 LLR 联合并解交织后送给软输入软输出(SISO)译码器。

步骤 3 当 SISO 译码器判决输出校验正确或者迭代达到指定次数时算法停止。否则将 SISO 译码器输出 LLR 经过交织器后送给软调制器, 产生逐个 DFT-S-OFDM 符号发射信号的先验均值 $\bar{\mathbf{s}}$ 和先验方差 $\text{cov}(\mathbf{s}, \mathbf{s})$, 重复步骤 1。

在系统发射端 IQ 失衡时, 相对于传统迭代均衡算法, 本文的算法在每次迭代中利用广义正交原理计算发射端信号的估计值, 因此具有更小的均方误差, 这与文献[9-11]中的 WLMMSE 均衡算法均方误差小于 LMMSE 均衡算法原理是相同的。同时本文在文献[9-11]中的 WLMMSE 均衡基础上利用了译码器反馈的先验信息, 因此经过迭代之后估计值的均方误差也将小于文献[9-11]的 WLMMSE 均衡算法。接下来的仿真结果验证了当 DFT-S-OFDM 系统发射端 IQ 失衡时, 本文算法性能优于传统迭代接收算法和传统 WLMMSE 接收算法。

4 仿真结果

本节对比 DFT-S-OFDM 系统采用 Turbo 编码

时, 多种接收算法的误码率(BER)性能。仿真系统按照 LTE 规范^[1]构建, 系统参数在表 1 中, 信道参数在表 2 中。系统发射端 IQ 失衡参数按照文献[7]设置为 $\varepsilon = 0.3$, $\phi = 5^\circ$ 。本文与文献[7, 9-11]中一样假设信道状态信息与发射端 IQ 失衡参数在接收端都完全已知。对比的算法包括传统 LMMSE 迭代均衡算法(CTE), 所提出的广义线性 MMSE 迭代均衡算法(PTE), 以及加入 Turbo 码作为前向纠错码(FEC)的传统 WLMMSE 均衡算法(WLMMSE-FEC)。需要注意的是, PTE 算法初始迭代时的性能就是 WLMMSE-FEC 的性能。对于每一个 DFT-S-OFDM 符号, CTE 算法的复杂度为 $\mathcal{O}(2N \log_2 N + T(2M \log_2 M + 4M))$, 其中 T 为迭代次数; PTE 算法的复杂度为 $\mathcal{O}(2N \log_2 N + T(2M \log_2 M + 17M))$; WLMMSE 均衡算法的复杂度为 $\mathcal{O}(2N \log_2 N + M \log_2 M + 13M)$ 。对于本文采用的仿真参数($N = 2048, M = 300, T = 6$), 上述 3 种算法的复杂度关系依次为 $1 : 1.2764 : 0.6102$ 。

图 2 是表 1 的 DFT-S-OFDM 系统在全部 2048 个载波中, 采用位置固定的 300 个集中镜像子载波传输时, 多种接收算法的误码率(BER)性能对比。其中, 左边的一组曲线对应系统采用 QPSK 调制, 右边的一组曲线对应系统采用 16 QAM 调制。从仿真结果可见, 当 DFT-S-OFDM 系统发射端 IQ 失衡且采用 QPSK 调制时, 在 $\text{BER} = 10^{-5}$ 处, 传统迭代接收算法比它在系统发射端 IQ 平衡时性能恶化大约 2 dB, 所提出的迭代接收算法比传统迭代接收算法性能好大约 1.5 dB 并且比 WLMMSE 算法性能好大约 1.8 dB。当系统采用 16 QAM 调制时, 在 $\text{BER} = 10^{-5}$ 处, 传统迭代接收算法比 IQ 平衡时性能恶化大约 6.5 dB, 所提出的迭代接收算法比传统迭代接收算法性能好大约 5.5 dB, 比 WLMMSE 算法性能好大约 2.2 dB。

由于信道估计等方面的不足, LTE/LTE-A 取

表 1 仿真环境

OFDM 长度	2048 符号	循环前缀	144 符号	调制方式	4 / 16 QAM
符号速率	30.72 Msps	多普勒谱	修正 Jakes	映射方式	Gray
载波频率	2 GHz	信道编码	Turbo 码	内交织器	S 随机
时隙长	0.5 ms	内交织长	7616	编码速率	1/2
信道模型	EVA	多径数	9	生成多项式	(11,13)8
均衡器迭代	6 次	译码器迭代	4 次	记忆长度	3

表 2 EVA 信道衰落系数

路径延时(ns)	0	30	150	310	370	710	1090	1730	2510
路径增益(dB)	0	-1.5	-1.4	-3.6	-0.6	-9.1	-7	-12	-16.9

消了对交织子载波分配方式的支持,但是为了全面考察算法性能,我们仍然保留了对交织子载波分配方式下接收机性能的对比。图3是图2的系统采用交织子载波时各接收算法的BER性能对比。从仿真结果可见,当DFT-S-OFDM系统发射端IQ失衡且采用QPSK调制时,在 $BER=10^{-5}$ 处,传统迭代接收算法比IQ平衡时性能恶化大约1.5 dB,所提出的迭代接收算法比传统迭代接收算法性能好大约1 dB并且比WMMSE算法性能好大约1.6 dB。当系统采用16 QAM调制时,在 $BER=10^{-5}$ 处,传统迭代接收算法比IQ平衡时性能恶化大约5 dB,所提出的迭代接收算法比传统迭代接收算法性能好大约4 dB并且比WMMSE算法性能好大约2.2 dB。

从上述仿真结果可见:第一,本文的算法在系

统采用固定和交织子载波时都适用;第二,高阶调制对于高速数据传输具有重要意义,然而高阶调制环境下,传统迭代接收算法受到系统发射端IQ失衡的影响更大。本文的算法在QPSK和16 QAM调制下的性能都十分接近发射端理想的传统迭代接收算法的性能,因此对于高速数据传输具有较大意义。

5 结束语

本文研究了DFT-S-OFDM系统的ZIF RF前端非理想特性导致IQ失衡干扰时,改进的频域迭代均衡技术。通过将广义正交理应用到传统频域迭代均衡器中,推导出广义线性频域迭代均衡器,并通过矩阵变换降低复杂度。仿真结果显示,本文的方法显著的改善了DFT-S-OFDM系统存在发射端IQ失衡时传统迭代接收机的性能。

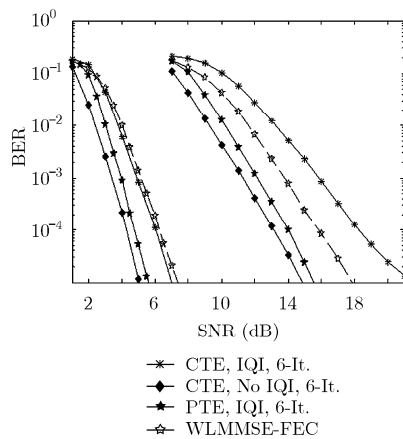


图2 300个固定集中镜像子载波的DFT-S-OFDM系统在发射端IQI为 $\epsilon = 0.3$, $\phi = 5^\circ$ 时,多种迭代接收算法的BER性能

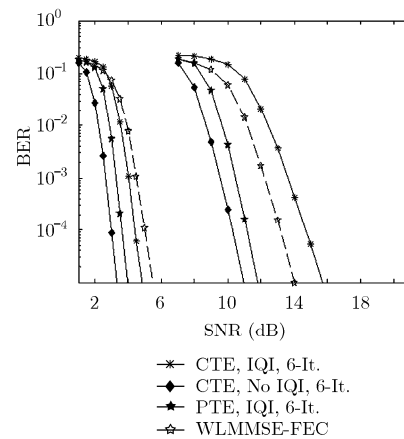


图3 300个交织镜像子载波的DFT-S-OFDM系统在发射端IQI为 $\epsilon = 0.3$, $\phi = 5^\circ$ 时,多种迭代接收算法的BER性能

参考文献

- [1] 3GPP. TS 36.211 V10.0.0 (2010-12). Physical channel and modulation (Release 10), 2010.
- [2] Razavi B. RF Microelectronics[M]. New Jersey: USA, Prentice Hall, 1998: 118-138.
- [3] Zou Q Y, Taright A, and Sayed A. Joint compensation of IQ imbalance and phase noise in OFDM wireless systems [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2009, 57(2): 404-414.
- [4] Martinez F J L, Naya E M, Paris J F, et al. Exact closed-form BER analysis of OFDM systems in the presence of IQ imbalances and ICSI [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(5): 1-9.
- [5] Tai L I and Jiang C. Joint transmitter and receiver IQ imbalance estimation and compensation for OFDM systems [C]. IEEE RWS2010, New Orleans, LA, USA, Jan. 2010: 476-479.
- [6] He L L, Ma S D, Wu Y C, et al. Pilot-aided IQ imbalance compensation for OFDM systems operating over doubly selective channels [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(5): 2223-2233.
- [7] Au E K S, Lei Z, and Chin F P S. Exploiting the diversity gain of transmitter I/Q imbalance in single-antenna OFDM systems [C]. IEEE GLOBECOM 2009, Hawaii, USA, Nov. 2009: 1-5.
- [8] Cherukuri R and Balsara P T. Iterative (TURBO) IQ imbalance estimation and correction in BICM-ID for flat fading channels [C]. IEEE VTC 2007, Baltimore, MD, USA, Oct. 2007: 2070-2074.
- [9] Mattera D, Paura L, and Sterle F. MMSE WL equalizer in presence of receiver IQ imbalance [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(4): 1735-1740.
- [10] Lipardi M, Mattera D, and Sterle F. MMSE equalization in

- presence of transmitter and receiver IQ imbalance [C]. IEEE IWDDC 2007, Pisa, Italy, June 2007: 165–168.
- [11] Youshida Y, Hayashi K, Sakai H, *et al.* Analysis and compensation of transmitter IQ imbalance in OFDMA and SC-FDMA systems [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(8): 3119–3129.
- [12] Tüchler M and Singer A C. Minimum mean squared error equalization using a priori information [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2002, 50(3): 673–683.
- [13] Berardinelli G, Priyanto B E, Sorensen T B, *et al.* Improving SC-FDMA Performance by turbo equalization in UTRA LTE uplink [C]. IEEE VTC 2008, Marina Bay, Singapore, May 2008: 2557–2561.
- [14] Marey M, Samir M, Dobre O, *et al.* Joint estimation of IQ parameters and channel response for OFDM systems [C]. IEEE VTC 2010, Ottawa, Canada Sept. 2010: 1–5.
- [15] Schreier P J and Scharf L L. Second-order analysis of improper complex random vectors and processes [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2003, 51(3): 714–725.
- [16] Picinbono B and Chevalier P. Widely linear estimation with complex data [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1995, 43(8): 2030–2033.
- 刘 锐: 男, 1981 年生, 博士生, 研究方向为空时信号处理与无线通信技术.
- 孙 强: 男, 1981 年生, 博士生, 研究方向为空时信号处理与有限反馈技术.
- 高西奇: 男, 1967 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为空时无线通信理论与技术、宽带多载波传输与多址技术、现代信号处理及其在移动通信中的应用研究.