

## MIMO OFDM 系统中的 Turbo 子载波均衡

刘占利 赵春明 王静 孟庆民  
(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

**摘要:** 在 MIMO OFDM 系统中, 为了对抗同天线干扰及由于保护间隔不足而引起的码间干扰和载波间干扰, 该文给出了一种基于 MMSE 的 Turbo 子载波均衡器。在该算法中, 软输入软输出(SISO)的子载波均衡器与软输入软输出(SISO)解码器通过迭代进行软信息交换。仿真结果表明, 与非迭代的子载波均衡器相比, 该文给出的 Turbo 子载波均衡器能够有效利用时间和空间分集, 使系统性能得到了改善。

**关键词:** OFDM; MIMO; Turbo子载波均衡; 软输入软输出

中图分类号: TN929.533

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)01-0148-04

## Turbo Per-tone Equalization for MIMO OFDM Systems

Liu Zhan-li Zhao Chun-ming Wang Jing Meng Qing-min  
(State Key Laboratory of Mobile Communications Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** To handle co-antenna interference, intersymbol interference (ISI) and intercarrier interference (ICI) caused by insufficient cyclic prefix, a MMSE-based Turbo per-tone equalization is presented for MIMO OFDM systems in this paper. A Soft-Input Soft-Out (SISO) per-tone equalizer exchanges soft information with SISO channel decoder through iterative process. Simulation results show that the proposed Turbo per-tone equalizers can effectively exploit time diversity and space diversity and offer performance gain over non-iterative equalizers.

**Key words:** OFDM; MIMO; Turbo per-tone equalization; SISO

### 1 引言

下一代移动通信要求提供更高的传输速率和更高的频谱利用率。多天线技术(Multiple Input and Multiple Output, MIMO)充分利用空间资源, 在收发端实现多发多收, 在不增加频谱资源和天线发送功率的情况下, 能有效地提高信道容量<sup>[1,2]</sup>; 正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术由于载波之间相互正交, 可高效地利用频谱资源。二者的结合被认为是下一代移动通信系统一种有效的解决方案。

当循环前缀(CP)的长度大于等于信道的最大延时扩展时, OFDM 可以把频率选择性MIMO信道变成一组并行的平坦衰落MIMO信道, 系统将不存在符号间干扰(ISI)和载波间干扰(ICI), 这时天线间干扰是影响系统性能的主要因素。可通过一个空间滤波器消除天线间干扰, 恢复发送信号。

但是在某些情况下, 如: (1)信道时延扩展较大时, 循环前缀要相应变长; (2)传输速率较高时, 高速率使得具有相同时延扩展的信道冲激响应有更多的采样点, 也需要更长的循环前缀。这样, 系统的传输效率就会大大降低。未来的无线宽带应用可能要求数据速率超过100Mb/s, 在高速率传输和较长信道时延的情况下, 传输效率的降低将是一个严重的问题。缩短CP可提高效率, 但问题也随之而来。因为CP小于

信道时延扩展时, 天线间干扰、符号间干扰(ISI)和载波间干扰(ICI)会同时存在。此时均衡器的设计至关重要, 本文便针对这种情况展开讨论。目前国内外已有很多学者研究了均衡器的设计, 文献[3,4]提出了时域均衡(TEQ)的方法, 在时域(FFT解调之前)插入一个均衡器来缩短信道冲激响应的长度使之小于或等于循环前缀的长度, 同时抑制其他天线带来的干扰。FFT解调后只需采用一阶频域均衡器就可以消除多径信道带来的各子载波的幅度衰减和相位旋转。这种方法对所有子载波使用相同的均衡器来处理, 相对简单, 但是由于各子载波经历不同的衰落, 对某个具体的子载波而言, 这样设计的均衡器并非最优。文献[5,6]在频域(FFT解调后)对各子载波单独均衡, 得到所谓的子载波均衡器(Per-tone equalization)。由于是对不同的子载波分别做均衡, 系统性能较前者得到改善。

自从1993年, 法国的Berrou等人发现Turbo码以来, “Turbo”原则被广泛应用到多用户检测<sup>[7]</sup>、均衡<sup>[8-12]</sup>、定时<sup>[13]</sup>等领域, 将检测器和信道解码器以迭代方式联合起来, 在二者之间充分进行软信息交换来获得性能的提高。本文将“Turbo”的原则应用于MIMO OFDM系统中的子载波均衡(Per-Tone Equalization), 提出了MIMO OFDM系统中基于MMSE准则的Turbo子载波均衡。仿真结果表明, 它能有效利用时间和空间分集, 改善系统性能。

标识说明: 在下文中,  $E[\cdot]$  表示求随机变量的数学期望;  $\mathbf{I}$  表示单位矩阵;  $\|\cdot\|$  表示矩阵的Frobenius范数; 粗体字母表

示矩阵或者向量;  $(\bullet)^*$ ,  $(\bullet)^T$ ,  $(\bullet)^H$ ,  $(\bullet)^{-1}$  分别表示共轭, 转置, Hermitian转置和求逆。

## 2 系统模型

系统框图如图1(a)所示, 考虑  $N_t$  个发射天线,  $N_r$  个接收天线。数据流经过信道编码、比特交织和符号映射后, 进行串并变换。然后以复用的方式通过IFFT调制、加循环前缀(CP)发射出去。OFDM的子载波个数为  $N$ , 循环前缀的长度为  $N_g$ , 设均衡器的长度为  $N_f$ 。采用文献[5]中的数学模型, 并将其推广到多天线系统。

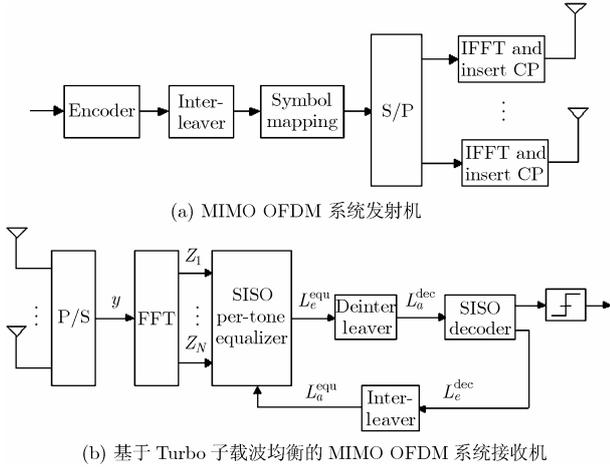


图1

设  $X_{n,n_t}^{(k)}$  表示第  $n_t$  个发射天线第  $k$  个 OFDM 符号第  $n$  个子载波上的数据符号, 而  $N_t \times 1$  的矢量  $\mathbf{X}_n^{(k)}$  表示所有发射天线第  $k$  个 OFDM 符号第  $n$  个子载波的数据符号, 即  $\mathbf{X}_n^{(k)} = [X_{n,1}^{(k)}, \dots, X_{n,N_t}^{(k)}]^T$ 。令  $\mathbf{X}_{1:N}^{(k)} := [\mathbf{X}_1^{(k)}, \dots, \mathbf{X}_N^{(k)}]^T$ , 它表示所有发射天线的第  $k$  个 OFDM 数据符号, 是  $(N_t \cdot N) \times 1$  矢量。  $N_r \times 1$  的矢量  $\mathbf{y}_{k \cdot (N+N_g) + j}$  表示在  $k \cdot (N+N_g) + j$  时刻所有接收天线上的信号。

令  $\mathbf{y}_{k \cdot (N+N_g) + N_g - N_f + 2: (k+1) \cdot (N+N_g)} = [\mathbf{y}_{k \cdot (N+N_g) + N_g - N_f + 2}^T, \dots, \mathbf{y}_{(k+1) \cdot (N+N_g)}^T]^T$ , 它是  $(N+N_f-1)N_t \times 1$  的矢量, 与上面的定义类似。

则经过多径信道后的时域接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} & \mathbf{y}_{k \cdot (N+N_g) + N_g - N_f + 2: (k+1) \cdot (N+N_g)} \\ &= \mathbf{H} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{1:N}^{(k-1)} \\ \mathbf{X}_{1:N}^{(k)} \\ \mathbf{X}_{1:N}^{(k+1)} \end{bmatrix} + \mathbf{n}_{k \cdot (N+N_g) + N_g - N_f + 2: (k+1) \cdot (N+N_g)} \\ &= \mathbf{H} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (1)$$

其中

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_L & \mathbf{H}_{L-1} & \cdots & \mathbf{H}_0 \\ & \mathbf{H}_L & \mathbf{H}_{L-1} & \cdots & \mathbf{H}_0 \\ & & \ddots & & \\ & & & \mathbf{H}_L & \mathbf{H}_{L-1} & \cdots & \mathbf{H}_0 \end{bmatrix} \begin{matrix} \mathbf{O}_{(1)} \\ \\ \\ \mathbf{O}_{(2)} \end{matrix}$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{P} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{P} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{P} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{F} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$\mathbf{H}_l, l = 0 : L$  是  $N_r \times N_t$  MIMO信道, 其阶数为  $L$  且  $L > N_g$ 。

取 MIMO 信道中的一条, 设其冲激响应为

$$\mathbf{h} = [h_0 \ h_1 \ \cdots \ h_L] = [h(-K) \ \cdots \ h(0) \ \cdots \ h(M)]$$

对于  $K, M$  的选取可以按下式确定:

$$K = \left\lceil \arg \max_{0 \leq k \leq L-N_g} \sum_{i=k}^{k+N_g-1} |h_i|^2 \right\rceil - 1, \quad M = L - K \quad (3)$$

$\mathbf{O}_{(1)}$  和  $\mathbf{O}_{(2)}$  分别是  $(N+N_f-1)N_r \times (N+2N_g-N_f+1-M)N_t$  和  $(N+N_f-1)N_r \times (N+N_g-K)N_t$  的全零矩阵。

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I}_{N_g} \\ \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \otimes \mathbf{I}_{N_t}, \quad \mathcal{F} = \mathbf{F}_N^* \otimes \mathbf{I}_{N_t}, \quad \mathbf{F}_N \text{ 表示 } N \times N \text{ 的 DFT}$$

变换矩阵,  $\mathbf{I}_{N_t}$  表示大小为  $N_t$  的单位阵。

## 3 MIMO OFDM 系统中的子载波均衡

子载波均衡指在FFT之后的每个子载波上做均衡<sup>[5, 6]</sup>。接收端均衡后的第  $n$  个子载波为(文献[5]中式(9))

$$\hat{\mathbf{X}}_n^{(k)} = \mathbf{w}_n^H \cdot \mathbf{z}_n \quad (4)$$

其中  $\mathbf{w}_n$  是第  $n$  个子载波的  $N_f N_r \times N_t$  均衡器。

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_n &= \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{(N_f-1)N_r} \otimes \mathbf{I}_{N_t} & \mathbf{0}_{(N_f-1)N_r \times (N+1-N_f)N_r} & -\mathbf{I}_{(N_f-1)N_r} \otimes \mathbf{I}_{N_t} \\ \mathbf{0}_{N_r \times (N_f-1)N_r} & \mathbf{F}_N(i, :) \otimes \mathbf{I}_{N_t} & \end{bmatrix} \\ & \cdot \mathbf{y}_{k \cdot (N+N_g) + N_g - N_f + 2: (k+1) \cdot (N+N_g)} \\ &= \mathbf{F}_n \cdot (\mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{n}) \\ &= \mathbf{G}_n \mathbf{X} + \mathbf{N}_n \end{aligned} \quad (5)$$

$\mathbf{F}_n$  是  $N_f N_r \times (N+N_f-1)N_r$  矩阵,  $\mathbf{G}_n$  是  $N_f N_r \times 3NN_t$  矩阵,  $\mathbf{N}_n$  的长度为  $N_f N_r$ 。

## 4 MIMO OFDM 系统中的 Turbo 子载波均衡

本文将“Turbo”原则应用于 MIMO OFDM 系统的子载波均衡中, 使其与后面的解码器迭代交换软信息, 进一步提高系统的性能。系统框图如图1(b)所示, 包括两个 SISO 模块, 二者用(解)交织器分开, 以比特似然比的形式交换软信息。基于最大后验概率(MAP)准则的均衡器性能最优, 但它的复杂度随着信道长度、调制阶数以及发射天线数呈指数增长。为简化运算, 本文给出了一种基于 MMSE 的线性均衡器。

### 4.1 Turbo 均衡的基本原理

首先介绍一下 Turbo 均衡的基本原理。SISO 子载波均衡器输出关于发送比特的对数似然比为:

$$\begin{aligned} L_e^{\text{equ}}(c_{n,n_t,j}^{(k)} | \mathbf{z}_n) &\triangleq \ln \frac{P(c_{n,n_t,j}^{(k)} = 0 | \mathbf{z}_n)}{P(c_{n,n_t,j}^{(k)} = 1 | \mathbf{z}_n)} \\ &= L_e^{\text{equ}}(c_{n,n_t,j}^{(k)}) + L_p^{\text{equ}}(c_{n,n_t,j}^{(k)}) \end{aligned} \quad (6)$$

其中  $j=1, \dots, Q$ ,  $Q$  表示调制阶数,  $n=1, \dots, N$  和  $n_t=1, \dots, N_t$ 。式(6)中第1部分  $L_e^{\text{equ}}(c_{n,n_t,j}^{(k)})$  表示信道信息  $\mathbf{z}_n$  中关于  $c_{n,n_t,j}^{(k)}$  的信息, 代表均衡器提供的外赋信息; 第2部分  $L_p^{\text{equ}}(c_{n,n_t,j}^{(k)})$  为上一次迭代译码器输出的关于  $c_{n,n_t,j}^{(k)}$  的先验信息似然比, 二者相互独立。经过解交织的外赋信息, 送给 SISO 解码器作为其先验信息。解码后比特  $c_{n,n_t,i}^{(k)}$  的后验似然比为

$$L_e^{\text{dec}}(c_{n,n_t,i}^{(k)}) \triangleq \ln \frac{P(c_{n,n_t,i}^{(k)} = 0 | L_p^{\text{dec}}; \text{decoding})}{P(c_{n,n_t,i}^{(k)} = 1 | L_p^{\text{dec}}; \text{decoding})} \\ = L_e^{\text{dec}}(c_{n,n_t,i}^{(k)}) + L_p^{\text{dec}}(c_{n,n_t,i}^{(k)}) \quad (7)$$

它由两部分组成, 第1部分  $L_e^{\text{dec}}(c_{n,n_t,i}^{(k)})$  表示解码器提供的外赋信息, 经过交织后作为下次迭代时均衡器的先验信息; 第2部分  $L_p^{\text{dec}}(c_{n,n_t,i}^{(k)})$  是均衡器提供的先验信息。这样均衡器和解码器之间不断交换软信息, 不断获得迭代增益。

#### 4.2 SISO MMSE 子载波均衡器

这里我们采用基于 MMSE 准则的线性均衡器来替代 MAP 均衡器, 将文献[9]提出的方法推广到 MIMO-OFDM 系统的子载波均衡中来。假设符号  $X_{n,n_t}^{(k)}$  对应的对数似然比先验信息为  $L_p^{\text{equ}}(c_{n,n_t,j}^{(k)})$ ,  $j=1, 2, \dots, Q$ ,  $n=1, \dots, N$  和  $n_t=1, \dots, N_t$ 。则  $X_{n,n_t}^{(k)}$  的均值和方差分别为

$$\bar{X}_{n,n_t}^{(k)} = \sum_{\alpha(c_{n,n_t}^{(k)}) \in S} \alpha(c_{n,n_t}^{(k)}) \cdot P(X_{n,n_t}^{(k)} = \alpha(c_{n,n_t}^{(k)})) \quad (8)$$

$$v_{n,n_t}^{(k)} = \sum_{\alpha(c_{n,n_t}^{(k)}) \in S} \left| \alpha(c_{n,n_t}^{(k)}) \right|^2 P(X_{n,n_t}^{(k)} = \alpha(c_{n,n_t}^{(k)})) - \left| \bar{X}_{n,n_t}^{(k)} \right|^2 \quad (9)$$

其中  $\alpha(c_{n,n_t}^{(k)})$  表示由向量  $\mathbf{c}_{n,n_t}^{(k)} = (c_{n,n_t,1}^{(k)} \dots c_{n,n_t,Q}^{(k)})$  映射得到的星座图上的符号,  $S$  表示星座图上的符号集。假设发送序列等概, 并采用归一化星座图。调制符号  $X_{n,n_t}^{(k)}$  的概率可以由其比特似然比  $L_p^{\text{equ}}(c_{n,n_t,j}^{(k)})$ ,  $j=1, 2, \dots, Q$  来计算,

$$P(X_{n,n_t}^{(k)} = \alpha(c_{n,n_t}^{(k)})) = \prod_{j=1}^Q \frac{1}{2} \cdot \left( 1 + s_{n,n_t,j}^{(k)} \cdot \tanh\left(L_p^{\text{equ}}(c_{n,n_t,j}^{(k)})/2\right) \right) \quad (10)$$

其中

$$s_{n,n_t,j}^{(k)} \triangleq \begin{cases} +1, & c_{n,n_t,j}^{(k)} = 0 \\ -1, & c_{n,n_t,j}^{(k)} = 1 \end{cases} \quad (11)$$

为了保证均衡器输出的软信息  $L_e^{\text{equ}}(c_{n,n_t,j}^{(k)})$  不依赖于  $X_{n,n_t}^{(k)}$  的先验信息, 符号  $X_{n,n_t}^{(k)}$  的估计值  $\hat{X}_{n,n_t}^{(k)}$  也应该不依赖于  $L_p^{\text{equ}}(c_{n,n_t,j}^{(k)})$ ,  $j=1, 2, \dots, Q$ 。在此约束下, 根据 MMSE 准则进行推导, 得出均衡后的估计值和滤波器系数分别为

$$\hat{X}_{n,n_t}^{(k)} = \mathbf{w}_{n,n_t}^H \cdot (\mathbf{z}_n - \mathbf{G}_n \cdot \bar{\mathbf{X}}_{n,n_t}^{(k)}) \quad (12)$$

$$\mathbf{w}_{n,n_t} = (\mathbf{G}_n \cdot \mathbf{R}_{n,n_t}^{(k)} \cdot \mathbf{G}_n^H + E[\mathbf{N}_n \mathbf{N}_n^H])^{-1} \cdot \mathbf{g}_{n,n_t} \quad (13)$$

其中

$$E[\mathbf{N}_n \mathbf{N}_n^H] = \mathbf{F}_n \cdot E[\mathbf{n} \mathbf{n}^H] \cdot \mathbf{F}_n^H \\ = \sigma_N^2 \mathbf{F}_n \cdot \mathbf{I}_{(N+N_j-1)N_r} \cdot \mathbf{F}_n^H \quad (14)$$

长度为  $N \cdot N_t$  的均值矢量  $\bar{\mathbf{X}}_{n,n_t}^{(k)}$  和方差矩阵  $\mathbf{R}_{n,n_t}^{(k)}$  分别定义为

$$\bar{\mathbf{X}}_{n,n_t}^{(k)} \triangleq [\bar{X}_{1,1}^{(k-1)}, \dots, \bar{X}_{n,n_t-1}^{(k-1)}, 0, \bar{X}_{n,n_t+1}^{(k)}, \dots, \bar{X}_{N,N_t}^{(k+1)}]^T \quad (15)$$

$$\mathbf{R}_{n,n_t}^{(k)} \triangleq \text{diag}[v_{1,1}^{(k-1)}, \dots, v_{n,n_t-1}^{(k)}, 1, v_{n,n_t+1}^{(k)}, \dots, v_{N,N_t}^{(k+1)}]^T \quad (16)$$

$\mathbf{g}_{n,n_t}$  是矩阵  $\mathbf{G}_n$  的第  $(N \cdot N_t + (n-1)N_t + n_t)$  列,  $\sigma_N^2$  是接收端的噪声方差。

假设估计误差近似服从高斯分布, 把式(12)中 MMSE 均衡后的软输出  $\hat{X}_{n,n_t}^{(k)}$  等效为信号  $X_{n,n_t}^{(k)}$  经过一加法性高斯白噪声信道的输出, 即

$$\hat{X}_{n,n_t}^{(k)} = \mu_{n,n_t}^{(k)} \cdot X_{n,n_t}^{(k)} + \tilde{n}_{n,n_t}^{(k)} \quad (17)$$

其中  $\mu_{n,n_t}^{(k)}$  是等效信号幅度,  $\tilde{n}_{n,n_t}^{(k)} \sim N(0, \sigma_{n,n_t}^{(k)^2})$  是等效高斯噪声,  $\hat{X}_{n,n_t}^{(k)}$  的均值和方差为

$$\mu_{n,n_t}^{(k)} = \alpha(c_{n,n_t}^{(k)}) \cdot \mathbf{w}_{n,n_t}^H \cdot \mathbf{g}_{n,n_t} \quad (18)$$

$$\sigma_{n,n_t}^{(k)^2} = \mathbf{w}_{n,n_t}^H \cdot \mathbf{g}_{n,n_t} (1 - \mathbf{g}_{n,n_t}^H \mathbf{w}_{n,n_t}) \quad (19)$$

则均衡后输出符号的第  $j$  位比特的的外赋信息为

$$L_e^{\text{equ}}(c_{n,n_t,j}^{(k)}) \\ = \ln \frac{\sum_{\forall c_{n,n_t}^{(k)}, c_{n,n_t,j}^{(k)}=0} \exp\left[-\frac{|\hat{X}_{n,n_t}^{(k)} - \mu_{n,n_t}^{(k)}|}{\sigma_{n,n_t}^{(k)^2}} + \frac{1}{2} \sum_{\forall j': j' \neq j} s_{n,n_t,j'}^{(k)} \cdot L(c_{n,n_t,j'}^{(k)})\right]}{\sum_{\forall c_{n,n_t}^{(k)}, c_{n,n_t,j}^{(k)}=1} \exp\left[-\frac{|\hat{X}_{n,n_t}^{(k)} - \mu_{n,n_t}^{(k)}|}{\sigma_{n,n_t}^{(k)^2}} + \frac{1}{2} \sum_{\forall j': j' \neq j} s_{n,n_t,j'}^{(k)} \cdot L(c_{n,n_t,j'}^{(k)})\right]} \quad (20)$$

#### 4.3 SISO 信道译码器

MMSE子载波均衡器输出的软比特似然比, 经过解交织送给SISO信道译码器, 作为它的先验信息, 至此一次迭代完成。信道纠错码可以采用递归系统卷积码, Turbo码或者LDPC码。本文采用Turbo码, SISO译码算法采用基于符号最大后验概率(MAP)的BCJR算法<sup>[14]</sup>, 在对数域(Log-MAP)来实现。

### 5 仿真与性能分析

基于以上分析, 建立了MIMO-OFDM系统的仿真平台。仿真数据速率为40Mbit/s, OFDM的子载波个数  $N=64$ 。各天线发送信号均采用QPSK调制, 格雷映射。为了提高传输效率, 我们将循环前缀的长度设为4。采用Turbo码作为信道纠错码, 它由两个约束长度为4、码率为1/2的系统递归卷积码(反馈和前馈多项式分别为  $1+D^2+D^3$  和  $1+D+D^3$ )构成, 两个子编码器都采用3个尾比特。Turbo码码率为1/3。Turbo码内交织选用质数交织器, 外交织选用随机交织器。

假设各天线对之间信道独立, 均采用时延功率谱为指数衰减的多径衰落信道, 分别仿真了均方根时延扩展  $\tau_{\text{rms}}$  为100ns(此时  $L=21$ )和200ns(此时  $L=41$ )两种信道下的性能。这两种信道的长度均远大于循环前缀的长度。设均衡器的长度为信道和循环前缀的长度之差。仿真中设定24个OFDM符号构成一帧, 信道在一帧内不变, 理想信道估计。每个信

噪比做了 5000 帧来考察系统误帧性能。接收端, Turbo码译码迭代次数固定为 6。

图 2 和图 3 的仿真结果表明,在不同收发天线数和不同信道条件下 Turbo 子载波均衡算法性能均明显优于非迭代子载波均衡的性能,且随着迭代次数的增加,性能有不同程度的改善。图 2 给出了信道均方根时延扩展  $\tau_{\text{rms}}=100\text{ns}$  时的 Turbo 子载波均衡器的性能曲线。可以看到误帧率为  $2 \times 10^{-2}$  时,两发两收 MIMO-OFDM 系统两次迭代后有 0.7dB 的迭代增益,两发三收系统有大约 0.5dB 的增益。图 3 给出了信道均方根时延扩展  $\tau_{\text{rms}}=200\text{ns}$  时的性能曲线,误帧率为  $3 \times 10^{-2}$  时,两发两收 MIMO-OFDM 系统两次迭代后有 0.6dB 的迭代增益,两发三收时有 0.4dB 的增益。迭代增益的获得是 Turbo 子载波均衡器充分利用了多径信道带来的时间分集和多天线带来的空间分集的缘故。另外还可以看到,随着迭代次数增多,译码器提供给均衡器的额外独立的信息越来越少,迭代增益变小。在实际应用中可以适当减少迭代次数,以降低计算的复杂度。在相同信道条件下,两发三收的性能要好于两发两收,这是由接收分集度增大带来的,但迭代增益下降。对比图 2 和图 3,循环前缀长度不变,随着均方根时延扩展的增大,系统误帧率性能有所下降。

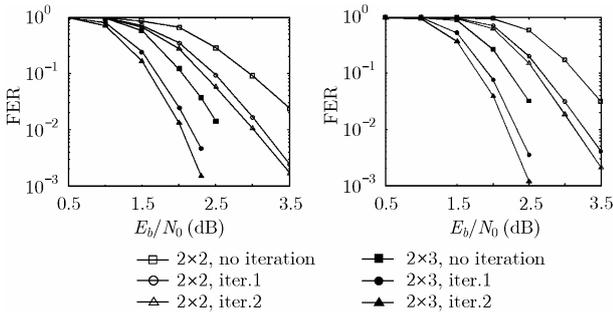


图 2 信道  $\tau_{\text{rms}}=100\text{ns}$  时误帧率的对比

图 3 信道  $\tau_{\text{rms}}=200\text{ns}$  时误帧率的对比

## 6 结束语

本文给出了一种基于 MIMO OFDM 系统的 Turbo 子载波均衡的算法,该算法将基于 MMSE 准则的 SISO 子载波均衡器与 Turbo 译码进行联合迭代运算。文章比较了不同信道条件、不同迭代次数和不同接收天线数下该均衡算法的性能。仿真结果表明,与非迭代的子载波均衡器相比, Turbo 子载波均衡器使系统性能得到提高。这种迭代均衡算法充分利用时间分集和空间分集,可以有效地对抗天线间干扰以及保护间隔不足而引起的码间干扰(ISI)和载波间干扰(ICI)。进一步降低复杂度是下面将要研究的课题。

## 参考文献

[1] Telatar I. Capacity of multiple antenna Gaussian channels. AT&T Tech. Memo, NJ, June 1995.  
 [2] Foschini G and Gans M. On limits of wireless communications in fading environment when using multiple

antennas. *Wireless Personal Communications*. 1998, 6(3): 311–335.  
 [3] Al-Dhahir N. FIR channel-shortening equalizers for MIMO ISI channels. *IEEE Trans. on Communications*, 2001, 49(2): 213–218.  
 [4] Barbarossa S, Scutari G, and Swami A. MUI-free CDMA systems incorporating space-time coding and channel shortening. ICASSP-2002, Orlando, Florida, USA, May 2002, 3: 2213–2216.  
 [5] Acker K V, Leus G, and Moonen M, *et al.* Per Tone Equalization for DMT-Based Systems. *IEEE Trans. on Communications*, 2001, 49(1):109–119.  
 [6] Leus G and Moonen M. Per-Tone Equalization for MIMO-OFDM Systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2003, 51(11): 2965–2975.  
 [7] Wang X and Poor H V. Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA. *IEEE Trans. on Communications*, 1999, 47(7): 1046–1061.  
 [8] Douillard C, Jézéquel M, and Berrou C, *et al.* Iterative correction of intersymbol interference: turbo equalization. *European Trans. on Telecommun.*, 1995, 6(5):507–511.  
 [9] Tüchler M, Singer A, and Koetter R. Minimum mean squared error equalization using a priori information. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(3): 673–683.  
 [10] Tüchler M, Koetter R, and Singer A. Turbo equalization: Principles and new results. *IEEE Transactions on Communications*, 2002, 50(5): 754–767.  
 [11] Vanhaule H and Moonen M. Turbo per tone equalization for ADSL systems, ICC-2004, Paris, France, June 2004,1:6–10.  
 [12] Wautelet X, Dejonghe A, and Vandendorpe L. MMSE-based fractional turbo receiver for space-time BICM over frequency-selective MIMO fading channels. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2004, 52(6): 1804–1809.  
 [13] Barry J R, Kav I A, and McLaughlin S W, *et al.* Iterative timing recovery. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2004, 21(1): 89–102.  
 [14] Bahl L R, Cocke J, and Jelinek F. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1974, 20(3): 284–287.

刘占利: 男, 1977 年生, 博士生, 研究方向为宽带移动通信中的均衡和同步技术等  
 赵春明: 男, 1959 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为通信理论、移动通信系统、纠错编码技术、自适应滤波技术及通信专用集成电路设计等。  
 王 静: 女, 1977 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 系统中的检测和信道估计技术等。  
 孟庆民: 男, 1965 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO、迭代译码和无线系统中的协同通信等。