

多用户 MIMO-OFDM 系统中基于非理想反馈的自适应子载波分配

孙群龙, 卫 国

(中国科学技术大学无线网络通信安徽省重点实验室, 安徽合肥 230027)

摘要: 考虑基于 VBLAST 架构的多用户 MIMO-OFDM 系统中的资源分配问题, 提出了一种基于非理想反馈的自适应子载波分配算法. 该分配算法综合考虑了反馈信道信息和反馈质量, 为表征反馈质量, 引入了置信系数和等价方差的定义, 推导了实际中反馈时延和反馈误差同时存在时置信系数和等价方差的通用闭式表达. 仿真结果表明, 所提出的分配算法在各种非理想反馈情况下, 均可改善系统性能.

关键词: MIMO-OFDM; 子载波分配; 非理想反馈

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **doi:** 10.3969/j.issn.0253-2778.2010.04.014

Adaptive subcarrier allocation for multiuser MIMO-OFDM systems based on imperfect feedback

SUN Qunlong, WEI Guo

(Wireless Information Network Laboratory, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

Abstract: An adaptive subcarrier allocation algorithm based on imperfect feedback was proposed for multiuser MIMO-OFDM systems with VBLAST architecture. Not only the feedback channel information, but also the feedback quality were considered in the algorithm. The definitions of confidence coefficient and equivalent variance were introduced to indicate the feedback quality, and the closed expressions were deduced in actual environments considering both feedback delay and feedback error. Simulation results show that the proposed algorithm can improve system performance in various imperfect feedback scenarios.

Key words: MIMO-OFDM; subcarrier allocation; imperfect feedback

0 引言

在高度信息化的今天, 人们对无线通信, 特别是高速数据业务的需求日益增加, 未来移动通信系统需要有更高的传输速率和更好的频谱效率. MIMO-OFDM 技术可以利用多天线的极大提高系统容量, 并

有效对抗频率选择性衰落, 被普遍认为是下一代无线通信系统最重要的候选技术^[1]. 针对 MIMO-OFDM 系统, 自适应资源分配可以有效利用时间、频率、空间等资源, 进一步提高系统性能, 因而成为研究热点^[2-7].

文献[2-4]对多用户 MIMO-OFDM 系统中的

收稿日期: 2008-04-30; 修回日期: 2008-10-06

基金项目: 国家自然科学基金重大项目(60496314)资助

作者简介: 孙群龙, 男, 1981年生, 博士生. 研究方向: 无线通信中的资源管理. E-mail: qlsun@mail.ustc.edu.cn

通讯作者: 卫 国, 教授. E-mail: wei@ustc.edu.cn

资源分配问题进行了研究,但都是基于理想反馈的假定,即要求收发双方有完全的信道信息,这在实际系统中是难以实现的.针对非理想反馈的 MIMO-OFDM 系统,文献[5]提出一种二维波束成形架构,进而进行功率和比特分配;文献[6]针对空时编码的情况,分析了非理想信道对系统性能的影响;文献[7]利用最大特征值对应的特征矢量进行波束成形,通过自适应子载波和比特分配最小化传输功率.上述三者都主要利用了多天线的分集增益,没有充分利用多天线的传输容量,并且都只是分析了反馈时延或反馈误差存在的情况,而实际中反馈时延和反馈误差往往同时存在.

我们基于 VBLAST 复用架构的多用户下行 MIMO-OFDM 系统,假定用户端有理想信道估计,信道信息通过非理想反馈信道传给基站,基站得到的信道信息会存在时延和误差.在考虑非理想反馈的情况下,通过自适应子载波分配优化系统 BER 性能.所提算法综合考虑了用户的反馈信道信息和反馈质量,对于实际中同时存在反馈时延和反馈误差的情况,推导了表征反馈质量的置信系数和等价方差的通用闭式表达.仿真表明,由于考虑了用户因距离基站远近,移动速度不同等造成的反馈质量差异,我们提出的分配算法在各种非理想反馈下,均可提高系统性能,并有效利用多用户分集.为此,我们给出系统模型,通过提出的子载波分配算法对各种非理想反馈情况进行分析,并进行仿真实验与分析.

1 系统模型

如图 1 所示,考虑由 1 个基站和 K 个用户组成的下行 MIMO-OFDM 系统,基站端有 N_r 根发送天线,每个用户有 N_r 根接收天线,收发天线间信道

相互独立.系统总带宽按子载波分为 M 个子带,根据子载波的分配结果,用户进行数据映射,经过 IFFT 变换并加循环前缀后在对应天线上进行发射;接收端对每根天线上的数据去循环前缀并 FFT 变换后,进行理想信道估计,根据信道信息以及通过专用控制信道传来的子载波分配信息,进行用户数据检测.信道信息通过非理想反馈信道传给基站,使得基站得到的信道信息是非理想的.

系统中循环前缀的长度大于最大时延扩展,频率选择性的 MIMO 信道在每个子载波上转换为平坦衰落的 MIMO 信道.在时刻 t ,用户 k 在子载波 m 上收到的信号可表示为

$$y_m^k(t) = H_m^k(t)x_m^k(t) + n_m^k(t) \quad (1)$$

其中, $y_m^k(t)$ 为 $N_r \times 1$ 的接收符号矢量; $H_m^k(t)$ 为 $N_r \times N_r$ 的信道频域响应矩阵,各元素服从均值为 0,方差为 1 的独立复高斯分布; $x_m^k(t)$ 为 $N_t \times 1$ 的发送符号矢量; $n_m^k(t)$ 为 $N_r \times 1$ 的加性复高斯噪声矢量,各元素均值为 0,方差为 N_0 .

考虑恒定总速率的 MIMO-OFDM 系统,用户数据在各子载波对应空间子信道上以 VBLAST 形式进行复用,假定每个子载波只能分给一个用户,定义布尔变量 $\alpha_{k,m}$ 指示子载波的分配情况,如果 $\alpha_{k,m} = 1$,则表明第 m 个子载波分配给了用户 k ,且对于任意 $k' \neq k$,有 $\alpha_{k',m} = 0$.

当接收端使用迫零(zero forcing, ZF)检测时,用户 k 在子载波 m 对应的第 i 个子流上的后验信噪比为^[8]

$$\text{SNR}_{m,i}^k = \frac{E_s}{N_t N_0 [(H_m^k)^H H_m^k]^{-1} } \quad (2)$$

为简便起见,式(2)省去了时隙符号 t .其中 E_s 为子载波上的信号能量; $[\]^H$ 表示共轭转置; $[\]^{-1}$ 表示

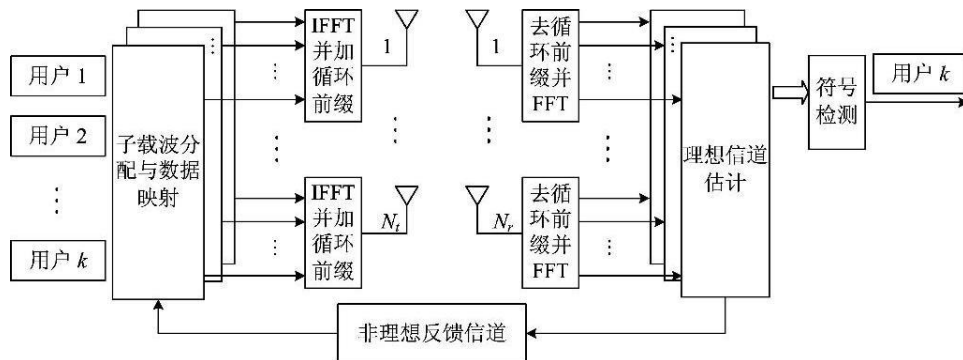


图 1 多用户 MIMO-OFDM 系统框图

Fig. 1 Multiuser MIMO-OFDM System

矩阵求逆; $[\]_i$ 表示矩阵对角线上第 i 个元素. 根据式(2), 在调制阶数为 b 时, 该天线子流上的瞬时 BER 为^[5]

$$\text{BER}_{m,i}^k = 0.2 \exp\{-\text{SNR}_{m,i}^k g(b)\} \quad (3)$$

$$g(b) = \begin{cases} \frac{6}{5 \times 2^b - 4}, & b = 1, 3, 5, \dots \\ \frac{6}{4 \times 2^b - 4}, & b = 2, 4, 6, \dots \end{cases} \quad (4)$$

2 自适应子载波分配算法与分析

2.1 理想反馈下的子载波分配算法

文献[4]中给出了理想反馈下的子载波分配算法, 经过推导, 式(2)表示的用户 k 在子载波 m 对应天线子流 i 上的后验信噪比 $\text{SNR}_{m,i}^k$ 满足

$$\text{SNR}_{m,i}^k = \frac{E_s}{N_t N_0} \frac{1}{[(\mathbf{H}_m^k)^H \mathbf{H}_m^k]^{-1}]_i} \geq \frac{E_s}{N_t N_0} \lambda_{\min}[(\mathbf{H}_m^k)^H \mathbf{H}_m^k] \quad (5)$$

其中, $\lambda_{\min}[\]$ 表示矩阵的最小特征值, 考虑到 VBLAST 结构下, 系统整体的 BER 性能主要取决于最坏子流上的 BER 性能, 理想反馈下的子载波分配准则为

$$\omega_{k,m} = \begin{cases} 1, & k = \arg \max_{k \in \{1, 2, \dots, K\}} \{\lambda_{\min}[(\mathbf{H}_m^k)^H \mathbf{H}_m^k]\} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (6)$$

即对于每个子载波 m , 分配给在其信道上最小特征值最大的那个用户.

2.2 非理想反馈下的子载波分配算法

对于各种非理想反馈情况, 基站在子载波 m 上得到的反馈信道信息为 \mathbf{H}_m^k 时, 真实信道信息 \mathbf{H}_m 均可以表示为^[5-6]

$$\mathbf{H}_m = \overline{\mathbf{H}_m} + \Xi_m \quad (7)$$

其中, $\overline{\mathbf{H}_m}$ 为给定 \mathbf{H}_m^k 下, \mathbf{H}_m 的条件均值矩阵, 通常有

$$\overline{\mathbf{H}_m} = E\{\mathbf{H}_m | \mathbf{H}_m^k\} = \rho \mathbf{H}_m^k \quad (8)$$

定义 ρ 为置信系数, $0 < \rho \leq 1$, 指示反馈信道信息 \mathbf{H}_m^k 的可信程度; Ξ_m 为随机偏差矩阵, 各元素 $[\Xi_m]_{ij}$ ($i = 1, 2, \dots, N_r; j = 1, 2, \dots, N_t$) 服从均值为 0, 方差为 σ^2 的复高斯分布, 定义 σ^2 为等价方差, σ^2 越大, 在给定反馈信道 \mathbf{H}_m^k 下, 理想信道 \mathbf{H}_m 的不确定性越大.

在非理想反馈下, 式(5)表示的信噪比不再为确定值, 变为一随机变量, 其均值为

$$\overline{\text{SNR}_{m,i}^k} \geq E\left\{\frac{E_s}{N_t N_0} \lambda_{\min}[(\mathbf{H}_m^k)^H \mathbf{H}_m^k]\right\} \approx \frac{E_s}{N_t N_0} \{\lambda_{\min}[(\overline{\mathbf{H}_m^k})^H \overline{\mathbf{H}_m^k}] + f_{N_t, N_r}(\sigma_k^2)\} =$$

$$\frac{E_s}{N_t N_0} \{\rho_k^2 \lambda_{\min}[(\mathbf{H}_m^k)^H \mathbf{H}_m^k] + f_{N_t, N_r}(\sigma_k^2)\} \quad (9)$$

式(9)理论计算需先根据非中心 Wishart 分布理论得到特征值的联合分布(参见文献[9]中定理 4.3.9), 然后积分求得最小特征值的边缘分布, 进而计算均值. 求解过于复杂且没有闭式表达, 式(9)为近似表达, 其中 $f_{N_t, N_r}(\sigma_k^2)$ 为以用户等价方差 σ_k^2 为自变量的函数, 通过曲线拟合近似求得. 先数值计算一组等价方差对应的函数值, 然后进行曲线拟合, 即可得在 2 发 2 收情况下的近似表达如式(10)所示, 其他天线配置下也可类似拟合求得.

$$f_{2,2}(\sigma_k^2) = 0.5035\sigma_k^2 - 0.0012 \quad (10)$$

根据式(9), 可以得到非理想反馈下的子载波分配准则为

$$\omega_{k,m} = \begin{cases} 1, & k = \arg \max_{k \in \{1, 2, \dots, K\}} \{\rho_k^2 \lambda_{\min}[(\mathbf{H}_m^k)^H \mathbf{H}_m^k] + f_{N_t, N_r}(\sigma_k^2)\} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (11)$$

不难看出, 该分配准则不仅考虑了反馈得到的非理想信道信息 \mathbf{H}_m^k , 同时还考虑了指示用户反馈质量的置信系数 ρ_k 和等价方差 σ_k^2 . 在理想反馈下, $\rho_k = 1, \sigma_k^2 = 0$, 式(11)回归为式(6)表示的理想反馈下的分配准则.

根据式(11), 在非理想反馈下, 除了反馈信道 \mathbf{H}_m^k 外, 置信系数 ρ_k 和等价方差 σ_k^2 也对子载波的分配结果直接相关, 下面将针对不同非理想反馈情况, 给出 ρ_k 和 σ_k^2 的理论表达.

2.3 不同非理想反馈情况分析

文献[6]给出了存在反馈时延或反馈误差时, 置信系数 ρ 和等价方差 σ^2 的理论表达, 本节先对其结果进行介绍, 进一步扩展到实际中反馈时延和反馈误差同时存在的情况.

2.3.1 只存在反馈时延的情况

假定反馈时延为 τ , 时刻 t 子载波 m 上得到的反馈信道信息为

$$\mathbf{H}_m^k(t) = \mathbf{H}_m(t - \tau) \quad (12)$$

对于信道矩阵中的任意元素, 根据信道时间相关性有

$$E\{[\mathbf{H}_m(t)]_{ij} [\mathbf{H}_m^k(t)]_{ij}^* \} = E\{[\mathbf{H}_m(t)]_{ij} [\mathbf{H}_m(t - \tau)]_{ij}^* \} = J_0(2\pi f_d \tau) \quad (13)$$

其中, $J_0(\)$ 表示第一类 0 阶贝塞尔函数; f_d 为最大

多普勒频率. 根据相关系数 $J_0(2\pi f_d \tau)$, 可以得到存在反馈时延 τ 时的置信系数 ρ 和等价方差 σ^2 为

$$\rho = J_0(2\pi f_d \tau) \quad (14)$$

$$\sigma^2 = 1 - (J_0(2\pi f_d \tau))^2 \quad (15)$$

2.3.2 只存在反馈误差的情况

当存在反馈误差时, 子载波 m 上的反馈信道信息可表示为

$$\mathbf{H}'_m = \mathbf{H}_m + \mathbf{E}_m \quad (16)$$

其中, \mathbf{E}_m 为反馈误差矩阵, 各元素 $[\mathbf{E}_m]_{ij}$ 服从均值为 0, 方差为 σ_E^2 的复高斯分布, 且与信道 \mathbf{H}_m 中各元素相互独立. σ_E^2 定义为

$$\sigma_E^2 = \mathbb{E} \left\{ \frac{1}{MN_r N_t} \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_t} |[\mathbf{H}'_m]_{ij} - [\mathbf{H}_m]_{ij}|^2 \right\} \quad (17)$$

可以求得存在反馈误差时置信系数 ρ 和等价方差 σ^2 为

$$\rho = \frac{1}{1 + \sigma_E^2} \quad (18)$$

$$\sigma^2 = \frac{\sigma_E^2}{1 + \sigma_E^2} \quad (19)$$

2.3.3 反馈时延和反馈误差同时存在的情况

实际中反馈时延和反馈误差往往同时存在, 这时反馈得到的信道信息为

$$\mathbf{H}'_m(t) = \mathbf{H}_m(t - \tau) + \mathbf{E}_m(t) \quad (20)$$

可以证明, 此时置信系数 ρ 和等价方差 σ^2 的闭式表达为

$$\rho = \frac{J_0(2\pi f_d \tau)}{1 + \sigma_E^2} \quad (21)$$

$$\sigma^2 = 1 - \frac{(J_0(2\pi f_d \tau))^2}{1 + \sigma_E^2} \quad (22)$$

可以看出, 当只存在反馈时延时, 式(21), (22) 即为式(14), (15); 当只存在反馈误差时, 式(21), (22) 即为式(18), (19), 与文献[6]中的结论一致. 下面给出式(21), (22)的具体证明.

引理 2.1 如果实数对 (X, Y) 服从二维正态分布 $N(\mu_1, \mu_2, \sigma_1^2, \sigma_2^2, r)$, 则在给定 $X=x$ 时, Y 的条件分布为正态分布 $N(u_2 + r\sigma_2\sigma_1^{-1}(x - \mu_1), \sigma_2^2(1 - r^2))$.

该引理的证明参见文献[10], 此略, 下面利用引理证明式(21), (22).

根据式(20)知第 i 行, j 列处的元素 $[\mathbf{H}'_m]_{ij}$ 服从 $CN(0, 1 + \sigma_E^2)$, 对应真实信道 $[\mathbf{H}_m]_{ij}$ 服从 $CN(0, 1)$,

记其实部分别为 R'_{ij} 和 R_{ij} , 则 $R'_{ij} \sim N(0, \frac{1 + \sigma_E^2}{2})$, R_{ij}

$\sim N(0, \frac{1}{2})$, 而相关系数

$$r_{R_{ij}R'_{ij}} = \frac{\mathbb{E}\{R_{ij}R'_{ij}\}}{\sqrt{\text{Var}(R_{ij})\text{Var}(R'_{ij})}} = \frac{\frac{1}{2}J_0(2\pi f_d \tau)}{\sqrt{\frac{1}{2} \times \frac{1 + \sigma_E^2}{2}}} = \frac{J_0(2\pi f_d \tau)}{\sqrt{1 + \sigma_E^2}} \quad (23)$$

则 (R'_{ij}, R_{ij}) 服从二维正态分布 $N(0, 0, \frac{1 + \sigma_E^2}{2}, \frac{1}{2},$

$\frac{J_0(2\pi f_d \tau)}{\sqrt{1 + \sigma_E^2}})$. 根据引理 3.1, 在给定 $R'_{ij}=r'_{ij}$ 时, R_{ij} 的

条件分布为 $N(\frac{J_0(2\pi f_d \tau)}{1 + \sigma_E^2} r'_{ij}, \frac{1}{2}(1 - \frac{(J_0(2\pi f_d \tau))^2}{1 + \sigma_E^2}))$, 从而有

$$\mathbb{E}\{R_{ij} | R'_{ij} = r'_{ij}\} = \frac{J_0(2\pi f_d \tau)}{1 + \sigma_E^2} r'_{ij} \quad (24)$$

$$\text{Var}\{R_{ij} | R'_{ij} = r'_{ij}\} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{(J_0(2\pi f_d \tau))^2}{1 + \sigma_E^2} \right] \quad (25)$$

同理对于虚部 I'_{ij} 和 I_{ij} , 有

$$\mathbb{E}\{I_{ij} | I'_{ij} = i'_{ij}\} = \frac{J_0(2\pi f_d \tau)}{1 + \sigma_E^2} i'_{ij} \quad (26)$$

$$\text{Var}\{I_{ij} | I'_{ij} = i'_{ij}\} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{(J_0(2\pi f_d \tau))^2}{1 + \sigma_E^2} \right] \quad (27)$$

则 $\rho = \frac{J_0(2\pi f_d \tau)}{1 + \sigma_E^2}$, $\sigma^2 = 1 - \frac{(J_0(2\pi f_d \tau))^2}{1 + \sigma_E^2}$, 即为式(21), (22), 证毕.

3 仿真实验与结果分析

3.1 仿真条件

本文利用 Matlab 软件进行仿真, 信道使用 Cost 207 模型, 参数如表 1 所列.

表 1 信道参数

Tab. 1 Channel parameters

带宽	5 MHz
最大时延扩展	10 μ s
多径数目	6
多径延迟分布	均匀
多径功率分布	指数
最大多普勒频率	62.5 Hz

基站和用户端天线数均为 2, 各天线收发对间信道相互独立, 子载波数目为 256, 循环前缀数目为 64, 使用 QPSK 调制, 则总速率要求为单位 OFDM

符号 1 024 bit, 信噪比的定义为 $\text{SNR} = \frac{E_s}{N_i N_0}$, 即为各天线子流上的信噪比.

3.2 仿真结果

本节首先将本文提出的基于非理想反馈的子载波分配算法(subcarrier allocation algorithm based on imperfect feedback, SAA-IF)与式(6)基于理想反馈的子载波分配算法(subcarrier allocation algorithm based on perfect feedback, SAA-PF)进行对比, 分析了各种非理想反馈情况下的性能, 然后进一步分析用户数对系统性能的影响.

图 2 比较了本文提出的 SAA-IF 算法与已有 SAA-PF 算法在不同时延场景下的 BER 性能. 仿真中三种时延场景(delay scenario, DS)下用户 $f_d \tau$ 参数如表 2, 用户数目均为 6.

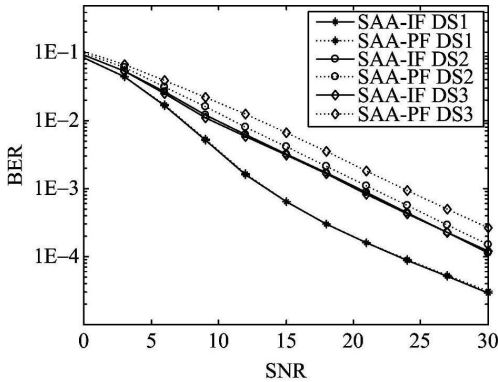


图 2 不同时延场景下两种算法的 BER 性能

Fig. 2 BER performance under different delay scenarios

表 2 三种反馈时延场景中用户 $f_d \tau$ 参数

Tab. 2 Parameters value of $f_d \tau$ in three delay scenarios

	用户 1	用户 2	用户 3	用户 4	用户 5	用户 6
DS1	0.02	0.02	0.02	0.1	0.1	0.1
DS2	0.02	0.02	0.02	0.2	0.2	0.2
DS3	0.02	0.02	0.02	0.3	0.3	0.3

从图 2 可以看出, 在场景 DS3 下, 本文提出的 SAA-IF 算法性能改进最大, 约有 4 dB 的增益; 在场景 DS2 下, 约有 1 dB 的增益; 而在场景 DS1 时, 两者性能十分接近, 改进最小. 这主要是由于场景 DS3 下用户间反馈时延参数 $f_d \tau$ 相差较大, 本文提出的分配算法考虑用户反馈质量后, 与不考虑反馈质量, 直接将反馈得到的信息当作理想信道进行处理的 SAA-PF 算法相比改进的空间更大, 从而有更大性能增益. 当用户间的反馈质量差异逐渐减小趋于一致时, 从式(11)可以看出, 两种算法的子载波分

配结果在理论上将趋于一致. 实际中由于用户距离基站的远近不同造成反馈时延不同, 以及用户移动速度不同从而多普勒频移不同, 使得用户间的反馈质量往往不同, 因此有必要利用本文提出的分配算法综合考虑反馈信道信息和反馈质量. 另外从图 2 还可以看出在场景 DS1 下, 系统具有最优的 BER 性能, 较 DS2, DS3 约有 8~10dB 的增益, 主要是由于 DS1 下反馈时延最小, 与理想反馈最为接近.

图 3 给出了不同反馈误差场景下两种算法的 BER 性能比较, 仿真中三种误差场景(error scenario, ES)下用户的 σ_E^2 参数列于表 3.

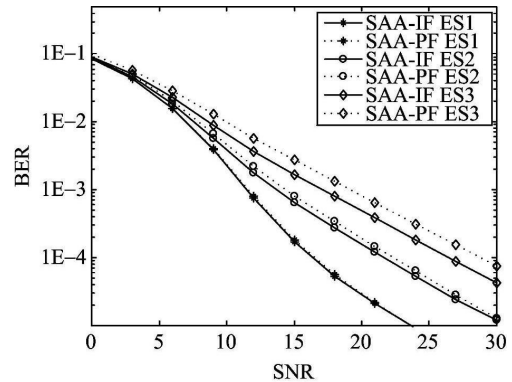


图 3 不同误差场景下两种算法的 BER 性能

Fig. 3 BER performance under different error scenarios

表 3 三种反馈误差场景中用户 σ_E^2 参数

Tab. 3 Parameters value of σ_E^2 in three error scenarios

	用户 1	用户 2	用户 3	用户 4	用户 5	用户 6
ES1	0.02	0.02	0.02	0.09	0.09	0.09
ES2	0.02	0.02	0.02	0.2	0.2	0.2
ES3	0.02	0.02	0.02	0.45	0.45	0.45

从图 3 可以看出, 在场景 ES1 下, 提出的 SAA-IF 算法与 SAA-PF 算法相比, 改进很小, 两者性能基本相同; 在场景 ES2 下, SAA-IF 算法较 SAA-PF 算法改进增大, 约有 0.5 dB 增益; 在场景 ES3 下, 改进进一步增大, 约有 2 dB 增益, 原因与图 2 只存在反馈时延的情形类似, 主要是用户间反馈质量差异变大, 使得本文提出的算法相对与 SAA-PF 算法可改进的空间变大. 另外三种反馈误差场景下, 两种算法的 BER 性能均依次变差, 主要是由于反馈误差依次增大, 反馈质量变差所致.

图 4 给出了不同反馈时延和反馈误差同时存在场景下两种算法的 BER 性能比较, 仿真中三种时延误差同时存在场景(both delay and error scenario, BS)下用户的 $f_d \tau$ 和 σ_E^2 参数列于表 4.

表 4 三种时延误差同时存在场景中用户 $f_d\tau$ 和 σ_E^2 参数

Tab. 4 Parameters value of $f_d\tau$ and σ_E^2 in three delay and error scenarios

	用户 1		用户 2		用户 3		用户 4		用户 5		用户 6	
	$f_d\tau$	σ_E^2	$f_d\tau$	σ_E^2	$f_d\tau$	σ_E^2	$f_d\tau$	σ_E^2	$f_d\tau$	σ_E^2	$f_d\tau$	σ_E^2
BS1	0.008	0.01	0.008	0.01	0.008	0.01	0.04	0.06	0.04	0.06	0.04	0.06
BS2	0.008	0.01	0.008	0.01	0.008	0.01	0.1	0.15	0.1	0.15	0.1	0.15
BS3	0.008	0.01	0.008	0.01	0.008	0.01	0.2	0.30	0.2	0.30	0.2	0.30

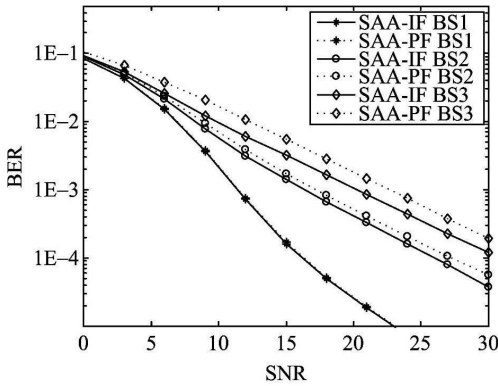


图 4 不同时延误差同时存在场景下两种算法 BER 性能

Fig. 4 BER performance under different delay and error scenarios

从图 4 可以看出,对于三种反馈时延和误差同时存在的场景,与图 2 和图 3 中类似,随着用户间反馈质量差异的增大, SAA-IF 算法较 SAA-PF 算法的改进增大;随着反馈时延和误差的增大,反馈质量变差, BER 性能变差。

图 5 比较了在反馈时延和误差同时存在时,所提算法(SAA-IF),以及基于理想反馈的子载波分配算法(SAA-PF),基于反馈时延的子载波分配算法

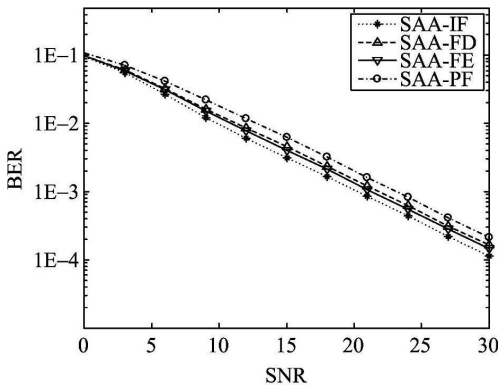


图 5 四种算法在时延误差同时存在时 BER 性能比较
Fig. 5 BER performance comparison of four algorithms under delay and error scenario

(subcarrier allocation algorithm based on feedback delay, SAA-FD), 基于反馈误差的子载波分配算法 (subcarrier allocation algorithm based on feedback error, SAA-FE) 的 BER 性能. 系统用户数为 6, 仿真中反馈时延参数 $f_d\tau$ 前三个用户为 0.012, 后三个用户为 0.2; 反馈误差参数 σ_E^2 前三个用户为 0.02, 后三个用户为 0.45. 从图 5 可以看出 SAA-IF 算法同时考虑了反馈时延和误差的影响, 具有最好的 BER 性能; SAA-FD 算法和 SAA-FE 算法只对反馈时延或反馈误差进行了考虑, 性能稍差, 但均较完全不考虑反馈质量的 SAA-PF 算法具有更好的系统性能。

图 6 进一步分析了不同用户数场景下系统的 BER 性能. 系统中每个用户的反馈时延参数 $f_d\tau$ 均为 0.06, 反馈误差参数 σ_E^2 均为 0.08, 随着用户数的增多, 系统 BER 性能逐渐改善, 用户数从 2 增加到 10, 有 10 dB 以上的增益, 主要是提出的分配算法有效利用了多用户分集. 在点对点的 VBLAST 系统中, 使用 ZF 检测时分集增益为 $N_r - N_t + 1$, 在 $N_t = N_r$ 时, 是没有空间分集增益的; 而在多用户场景下, 我们可通过子载波的自适应分配充分利用多用户分集增益来改善系统性能。

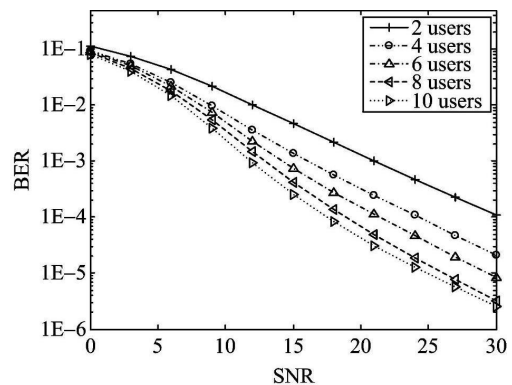


图 6 不同用户数场景下 SAA-IF 算法的 BER 性能曲线
Fig. 6 BER performance under different user number scenarios

4 结论

本文针对 VBLAST 架构的多用户 MIMO-OFDM 系统, 提出了一种基于非理想反馈的自适应子载波分配算法, 该算法综合考虑了反馈信道信息和反馈质量, 对于实际中同时存在反馈时延和反馈误差的情况, 推导了表征反馈质量的置信系数和等价方差的通用闭式表达, 将已有只存在反馈时延或反馈误差下的结果扩展到一般情况. 仿真结果表明, 本文提出的分配算法可以充分利用多用户分集增益, 在各种非理想反馈情况下, 与基于理想反馈的分配算法相比均可提高系统性能.

参考文献(References)

- [1] Sampath H, Talwar S, Tellado J, et al. A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: Design, performance, and field trial results [J]. IEEE Communication Magazine, 2002, 40 (9): 143-149.
- [2] Zhang Y J, Letaief K B. Adaptive resource allocation for multiaccess MIMO/OFDM systems with matched filtering [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 53(11): 1 810-1 816.
- [3] Peng Y, Armour S M D, McGeehan J P. An investigation of dynamic subcarrier allocation in MIMO OFDMA systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56(5): 2 990-3 005.
- [4] Xiao Shuang, Xiao Xiao, Li Beiping, et al. Adaptive subcarrier allocation for multiuser MIMO OFDM systems in frequency selective fading channel [C] // IEEE WCNC'05. Wuhan, 2005, 1: 61- 64.
- [5] Xia P F, Zhou S L, Giannakis G B. Adaptive MIMO-OFDM based on partial channel state information [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(1): 202-213.
- [6] Wang Yongxue, Chen Fangjiang, Wei Gang. Performance analysis of adaptive MIMO-OFDM system with imperfect channel information [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2006, 28 (3): 433-436.
- [7] Hu Zhenping, Zhu Guangxi, Xia Yuan, et al. Multiuser subcarrier and bit allocation for MIMO-OFDM systems with perfect and partial channel information [C] // IEEE WCNC 04. Atlanta, 2004: 1 209-1 305.
- [8] Heath R, Paulraj A. Antenna selection for spatial multiplexing systems based on minimum error rate [C] // IEEE International Conference on Communication 2001. Helsinki, Finland, 2001, 7: 2 276-2 280.
- [9] 刘金山. Wishart 分布引论 [M]. 北京: 科学出版社, 2005.
- [10] 陈希孺. 概率论与数理统计 [M]. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 2002.