

# 一种部分信道响应环境中的多用户 MIMO-OFDM 自适应子载波分配优化算法

郭磊 朱光喜

(华中科技大学电子与信息工程系 武汉 430074)

**摘要:** 该文提出一种在部分信道响应环境中利用各个用户的信道反馈信息自适应调整多用户子载波分配的优化算法, 该算法考虑到实际环境中反馈信息延迟和误差引起的“部分信道响应”情况, 结合各用户的反馈信道信息和动态子载波组分配技术, 可实现有效降低自适应子载波分配运算量同时又不明显弱化系统性能的目的。仿真结果表明, 该算法可改善“部分信道响应”带来的负面影响, 同时也使子载波分配算法获得较大的简化。

**关键词:** 多输入输出; 正交频分复用; 子载波分配; 自适应; 多用户

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)07-1580-04

## An Optimal Adaptive Subcarrier Allocation for Multiuser MIMO-OFDM Transmission in Partial-channel Response Environment

Guo Lei Zhu Guang-xi

(Department of Electronics and Information Engineering,  
Huazhong University of Science & Technology, Wuhan 430074, China)

**Abstract:** In this paper, an optimal adaptive multiuser subcarrier allocation with partial-channel response is proposed. This algorithm reduces computational complexity without apparent performance attenuation based on multiusers' feedback information and dynamic subcarrier allocation method by considering partial-channel response caused by delayed feedback information or estimate error. Simulation results show that the proposed method decreases the impact of partial-channel response and computational complexity obviously with gaining an approximative performance compared with traditional subcarrier allocation method at the same time.

**Key words:** MIMO; OFDM; Subcarrier allocation; Adaptive; Multiuser

### 1 引言

MIMO 技术通过增加空间自由度提高了系统整体性能和频谱效率<sup>[1]</sup>, 但频率选择性衰落所带来的码间干扰会严重降低系统整体性能<sup>[2]</sup>。解决这个问题的有效手段是将 OFDM 融入 MIMO, 利用 OFDM 技术多载波的方式将频率选择性衰落转化为平坦衰落来抵消 MIMO 技术的缺陷, 使之整体性能得以提升<sup>[3]</sup>。

为了进一步提升 MIMO-OFDM 系统在多用户环境下的整体性能, 其中重要方式之一就是采用 OFDM 子载波的动态自适应分配技术。它是根据信道状况动态地在用户间分配子载波资源从而提升系统总体性能(如降低功率)或实现更好的传输质量(如降低误码率)。这种分配方法最大的缺点就是需要对每个用户的每个子载波都进行大量计算, 当子载波数目很大时, 相应的运算量急剧增加, 为实现带来了难度<sup>[4]</sup>。另外, 在理论推导过程中使用的理想信道反馈信息在实际环境中是不可获得的, 为此必须考虑部分信道信息对系统产生

的影响<sup>[5]</sup>, 并进一步研究如何在部分信道响应中如何进行有效的低运算量的多用户自适应子载波分配。

本文从传统逐子载波分配的思想出发, 提出一种部分响应信道中基于相关带宽反馈信息, 以子载波组为单位对每个用户进行动态分配的算法。算法利用部分信道反馈信息定量分析相关带宽的数值, 并以此为依据确定各个用户可分配子载波组的大小, 使得分配的最小单位为子载波组, 从而大量减小了每次分配的运算量, 使发射端的复杂度显著降低。

### 2 系统模型及假定

自适应 OFDM 系统基于传输目标不同分为常速率传输和变速率传输两种类型。本文采用常速率传输 MIMO-OFDM 系统设计模型来进行描述, 系统框图如图 1 所示:

假设有  $L$  个用户同时进行下行数据接收操作, 基站端采用  $M$  根天线, 每个移动端采用  $N$  根天线。根据子载波组的分配算法, 分别获得了  $T$  组子载波组, 以  $C^i$  表示, 其中  $i = 1, 2, \dots, T$ 。  $C^i = [C^{i1}, C^{i2}, \dots, C^{iM}]^T$ ,  $D^i = [D^{i1}, D^{i2}, \dots, D^{iN}]^T$  分别代表第  $i$  个子载波组上发送  $M \times 1$  波束成型统计向量和  $N \times 1$  的接收合并向量。定义  $H_m^l$  为一个  $N \times M$  矩阵, 其中的元素是用户  $l$  在第  $m$  个子载波上不同收发天线对之间

2006-12-20 收到, 2007-07-02 改回

国家 863 计划(2003AA12331005)和国家自然科学基金(60496315)资助课题

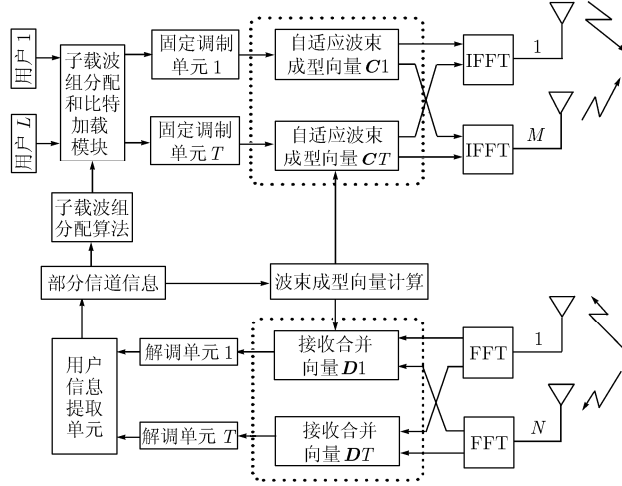


图1 部分信道响应下多用户自适应子载波分配的 MIMO-OFDM 系统框图

的信道频率响应值。特别的,假定每对收发天线对之间的信道都为0均值,1方差的独立同分布高斯随机变量。

我们假设各个用户以“独占”的方式享用被分配的子载波组<sup>[6]</sup>。定义布尔变量  $\xi_i^l$  表示第  $l$  个用户是否被分配第  $i$  组子载波组,  $\xi_i^l$  的取值为1或者0,1代表该子载波组被  $l$  用户占用。

在图1所示的部分信道响应系统中,我们的目标是在满足每个 OFDM 符号总的传输速率恒定的前提下,以预先指定的误码率(BER)性能要求为指标,推导适应部分信道响应信息情况的子载波组分配算法,实现子载波组在不同用户间动态进行分配,使得总体消耗功率逼近最小<sup>[7]</sup>,同时有效降低自适应子载波分配的计算复杂度。该目标用以下公式描述为

$$\text{最小化: } P_T = \sum_{i=1}^T \sum_{l=1}^L \xi_i^l P_i^l \quad (1)$$

其中  $P_i^l = \varphi^l p_i^l$ 。

$$\text{满足: } E_i \leq E_0 \quad (2)$$

$$\sum_{i=1}^T \sum_{l=1}^L \xi_i^l \varphi^l = N_c \quad (3)$$

其中  $P_T$  为每个 OFDM 符号的总发射功率,  $P_i^l$  是分配给第  $i$  个子载波组的第  $l$  个用户的功率,  $\varphi^l$  为第  $l$  个用户子载波组的子载波数,  $p_i^l$  为第  $l$  个用户在第  $i$  个子载波组中单个子载波被分配的功率,  $E_0$  是目标 BER 性能约束值,  $E_i$  是第  $i$  个子载波组上的瞬时 BER 值,  $N_c$  是 OFDM 符号子载波的数量。

### 3 算法描述

在本算法中,将考虑部分信道响应信息对反馈信道信息产生的影响,我们采用“均值反馈”模型来进行信道逼近<sup>[8,9]</sup>,在这种信道模型中,可以通过统计方式来获得信道一段时间内的均值信息,根据均值反馈模型的定义,假定每对收发天线对之间的衰落信道为非零均值,协方差矩阵为加权单位阵

的形式。

因此得到在移动端第  $m$  个子载波上的接收符号为

$$\mathbf{y}_m = \hat{\mathbf{H}}_m \hat{\mathbf{C}}_m \mathbf{s}_m + \mathbf{n}_m \quad (4)$$

其中  $\mathbf{n}_m$  是  $N \times 1$  的复高斯噪声向量,其每个元素都是均值为0,方差为  $N_0$  的复高斯随机变量。 $\hat{\mathbf{H}}_m$  是根据信道的反馈值得到的信道估计<sup>[8]</sup>:

$$\hat{\mathbf{H}}_m = \bar{\mathbf{H}}_m + \mathbf{N} \quad (5)$$

其中  $\bar{\mathbf{H}}_m$  是给定反馈信道信息  $\mathbf{H}_m$  前提下  $\hat{\mathbf{H}}_m$  的条件均值,即:  $\bar{\mathbf{H}}_m = E\{\hat{\mathbf{H}}_m | \mathbf{H}_m\}$ ,  $\mathbf{N}$  满足  $\mathbf{N}: CN(\mathbf{0}_{N \times M}, N\sigma_\epsilon^2 \mathbf{I}_M)$ 。假设反馈时延为  $\tau$ ,可以根据 Jake 模型将两者之间的相关系数定义为  $\rho = J_0(2\pi f_d \tau)$ 。其中  $J_0(\cdot)$  是第一类零阶 Bessel 函数,  $f_d$  是多普勒频移。在这种情况下,均值反馈模型参数为

$$\bar{\mathbf{H}}_m = E\{\hat{\mathbf{H}}_m | \mathbf{H}_m\} = \rho \mathbf{H}_m \quad (6)$$

$$\sigma_\epsilon^2 = (1 - |\rho|^2) \quad (7)$$

故使用 MRC 方式处理后第  $m$  个子载波上的接收信噪比可表示为

$$\begin{aligned} \text{SNR}_m &= \frac{E\left\{\left|\hat{\mathbf{C}}_m^H \hat{\mathbf{H}}_m^H \hat{\mathbf{H}}_m \hat{\mathbf{C}}_m \mathbf{s}_m\right|^2\right\}}{E\left\{\left|\hat{\mathbf{C}}_m^H \hat{\mathbf{H}}_m^H \mathbf{n}_m\right|^2\right\}} \\ &= \frac{E_s}{N_0} \hat{\mathbf{C}}_m^H \mathbf{R}_{\hat{\mathbf{H}}_m^H \hat{\mathbf{H}}_m} \hat{\mathbf{C}}_m, \\ \mathbf{R}_{\hat{\mathbf{H}}_m^H \hat{\mathbf{H}}_m} &= E\{\hat{\mathbf{H}}_m^H \hat{\mathbf{H}}_m\} \end{aligned} \quad (8)$$

其中  $E_s$  为子载波  $m$  上调制符号的功率。

已知矩阵  $\bar{\mathbf{H}}_m^H \bar{\mathbf{H}}_m$  为 Hermite 矩阵,故可对其进行特征值分解(EVD):

$$(\bar{\mathbf{H}}_m)^H \bar{\mathbf{H}}_m = \bar{\mathbf{U}}_m \bar{\mathbf{\Lambda}}_m (\bar{\mathbf{U}}_m)^H = |\rho|^2 (\mathbf{H}_m)^H \mathbf{H}_m \quad (9)$$

其中  $\bar{\mathbf{\Lambda}}_m$  是一个对角矩阵,其对角线上的元素是矩阵  $\bar{\mathbf{H}}_m^H \bar{\mathbf{H}}_m$  的特征值,  $\bar{\mathbf{U}}_m$  是一个酉矩阵,它的列由矩阵  $\bar{\mathbf{H}}_m^H \bar{\mathbf{H}}_m$  的特征向量组成。

故根据式(5),我们将子载波  $m$  上发射功率最小的目标等价于使其接收信噪比最大的计算<sup>[10]</sup>。因此,我们的计算转移到如何得到  $\hat{\mathbf{C}}_m^H \mathbf{R}_{\hat{\mathbf{H}}_m^H \hat{\mathbf{H}}_m} \hat{\mathbf{C}}_m$  的最大化值的计算上。

根据式(9)的结论,可以得到

$$\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{H}}_m^H \hat{\mathbf{H}}_m} = \bar{\mathbf{U}}_m [\bar{\mathbf{\Lambda}}_m + N(1 - |\rho|^2) \mathbf{I}_m] (\bar{\mathbf{U}}_m)^H$$

因此式(8)可以重新整理写为

$$\begin{aligned} \text{SNR}_m &= \frac{E_s}{N_0} (\hat{\mathbf{U}}_m^H \hat{\mathbf{C}}_m)^H [\hat{\mathbf{\Lambda}}_m + N(1 - |\rho|^2) \mathbf{I}_m] (\hat{\mathbf{U}}_m^H \hat{\mathbf{C}}_m) \\ &= \frac{E_s}{N_0} (\hat{\mathbf{C}}_m)^H [\hat{\mathbf{\Lambda}}_m + N(1 - |\rho|^2) \mathbf{I}_m] (\hat{\mathbf{C}}_m) \end{aligned} \quad (10)$$

其中  $\hat{\mathbf{C}}_m = \hat{\mathbf{U}}_m^H \hat{\mathbf{C}}_m$  是  $M \times 1$  的向量故最佳波束成型向量可选择为

$$\hat{\mathbf{C}}_m = \hat{\mathbf{u}}_{m,\max} \quad (11)$$

其中  $\hat{\mathbf{u}}_{m,\max}$  为  $\hat{\mathbf{H}}_m^H \hat{\mathbf{H}}_m$  的最大特征值  $\hat{\lambda}_{m,\max}$  所对应的特征向量。

根据以上的分析,接收端采用最大合并比方式,相应的接收信噪比可以表示如下:

$$\text{SNR}_m = \frac{E_s(\hat{\lambda}_{m,\max} + N(1-|\rho|^2))}{N_0} \quad (12)$$

由此,可以看到为了使总的功率消耗最小,我们就应该将特定的 OFDM 子载波分配给在其上接收信噪比最大的用户。

由于多用户环境中,不同的用户可能会具有不同的移动速度,不同的处理和反馈时延,因此  $f_d$  和  $\tau$  都可能互不相同,这就造成不同用户所经历的衰落信道的相关系数不同。故对于  $L$  用户的系统,我们定义一个  $L$  维的相关系数向量  $\rho = [\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_L]^T$ , 其中每个元素代表第  $l$  个用户所经历信道的相系数。

根据分析,我们给出了子载波组分配的算法:

(1)通过计算每个用户得到的  $M \times N$  个多径时延扩展值  $\Delta_{u,v}^l$ , 计算出时延扩展值  $\Delta^l$ , 即

$$\Delta^l = \max_{M,N} \Delta_{uv}^l \quad (13)$$

进而获得相关带宽内的子载波数为

$$\varphi^l = \text{floor}[B^l/b_w] \quad (14)$$

其中  $B^l = 1/2\pi\Delta^l$ ,  $b_w = B_w/N_c$ ,  $B_w$  是系统带宽。

(2)分别计算出在第  $m$  个子载波上各个用户的部分信道矩阵  $(\hat{\mathbf{H}}_m^l)^H \hat{\mathbf{H}}_m^l$  的最大特征值  $(\hat{\lambda}_{m,\max} + N(1-|\rho_l|^2))$ , 对所有用户的最大特征值进行比较后得到最大特征值最大的用户  $l$ 。根据(1)中得到的  $\varphi^l$ , 将从  $m$  起连续  $\varphi^l$  个子载波作为一组分配给用户  $l$  作为该用户独占的子载波组, 同时将子载波分配的起始位置更新到第  $(m + \varphi^l)$  个子载波的位置, 等待下一轮分配。重复上述步骤直至所有的子载波都被分配完毕; 上述的分配办法可用公式表示为

$$\xi_i^l = \begin{cases} 1, l = \arg \max \left[ \hat{\lambda}_{m,\max} + N(1-|\rho_l|^2) \right], \dots, \\ \left[ \hat{\lambda}_{m,\max} + N(1-|\rho_l|^2) \right], \dots, \\ \left[ \hat{\lambda}_{m,\max} + N(1-|\rho_l|^2) \right] \\ 0, \text{其它} \end{cases} \quad (15)$$

第  $i$  组子载波组中发射波束成型向量和接收最大比合并向量为

$$\hat{\mathbf{C}}^{l,i} = \frac{1}{\varphi^l} \sum_{\vartheta=0}^{\varphi^l-1} \hat{\mathbf{u}}_{1+\sum_{\omega=1}^L \xi_{\vartheta}^{\omega}}^l \quad (16)$$

$$\hat{\mathbf{D}}^{l,i} = \frac{1}{\varphi^l} \sum_{\vartheta=0}^{\varphi^l-1} \left( \hat{\mathbf{H}}_{1+\sum_{\omega=1}^L \xi_{\vartheta}^{\omega}}^l \hat{\mathbf{u}}_{1+\sum_{\omega=1}^L \xi_{\vartheta}^{\omega}}^l \right)^H \quad (17)$$

第  $i$  组子载波上的最大接收信噪比可表示为

$$\text{SNR}_{i,\max} = \frac{E_s}{N_0} \cdot \left[ \hat{\lambda}_{m,\max} + N(1-|\rho_l|^2) \right] \quad (18)$$

我们在其后进行的仿真中都采用以传统贪婪算法为基础的自适应比特加载方式, 在此不再赘述。

#### 4 仿真实验

为了验证该算法在实际信道中的性能, 本文采用 SPW 仿真工具进行验证, 每对发射和接收天线之间配置了 IMT-2000 Vehicular 衰落信道, 它是一个具备 6 条多径的瑞利衰落信道模型, 模拟室外较高速移动的车载环境。仿真引入 6 个用户, 发射端和接收端各 2 根天线。采用联合变量  $f_d\tau$  值来描述信道的反馈质量, 其中 3 个用户  $f_d\tau$  值为 0.02, 2 个用户为 0.01, 1 个用户为 0.03。

为了便于比较, 同时给出了在理想即时信道情况下的系统性能曲线和直接使用反馈信道信息情况下的系统性能曲线。

根据  $10^5$  个点的仿真, 得到了图 2 中所示的性能曲线。

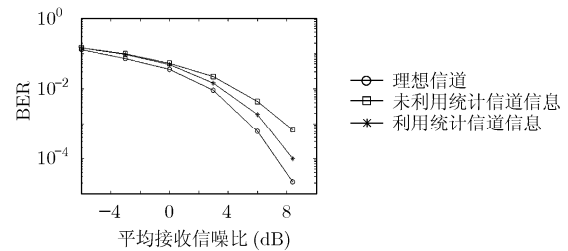


图2 3种性能曲线的比较

从上面的仿真性能曲线可以看出, 当采用本文中提出的基于用户的子载波组分配算法时, 如果直接利用反馈的部分信道信息进行自适应调整时, 相对于理想信道信息情况系统性能有较为明显的下降。当利用本文中提出的基于反馈模型针对部分响应信道信息进行统计平均后再进行子载波组自适应分配, 则可有效降低部分信道信息给系统性能带来的损失。其原因是: 当进行自适应调整多用户子载波分配时, 如果发射端直接使用过期的信道信息, 即用  $\tau$  个时间前的信道信息  $\mathbf{H}_m$  来代替当前信道信息  $\hat{\mathbf{H}}_m$  作为自适应分配的依据, 则会因为过期信道信息并不能准确表示当前信道信息的内容而使自适应分配的结果仅可以说明  $\tau$  之前分配是准确的, 但当前时刻是否准确就依赖于在  $\tau$  时间间隔内  $\mathbf{H}_m$  与  $\hat{\mathbf{H}}_m$  的相关程度的强弱; 而本文中提出的基于统计平均的算法是在发射端对信道的信息进行统计分析, 通过当前准确信道信息与  $\tau$  时刻前信道信息的相关性  $\rho = J_0(2\pi f_d\tau)$  作为对当前所得部分信道信息  $\mathbf{H}_m$  的加权修正, 从而可使修正后的信道信息更贴近当前真实信道信息, 使自适应子载波组分配的性能获得提高, 更接近理想信道信息情况下的曲线。另外, 在本文中提出的基于各用户反馈信息的子载波组动态分配算法

将传统逐子载波分配的方式变为子载波组分配的方式,将可分配给用户的最小单位从一个子载波变成了由数个连续子载波组成的子载波组,从这个角度来看,该分配方式明显“粗”于逐子载波分配方式,它使用单个子载波上的信道信息来表征整个子载波组上信道信息,而忽略了该子载波组中各个子载波的差异,因此该自适应方法性能要低于逐子载波分配的最优性能,是一种在运算量和性能之间折中的次优分配方法。从上述的性能曲线上来看,本文的算法虽然差于最优算法,但是这种差别被限制在一个较小的范围内:在低信噪比的情况下相差 3dB 左右,在高信噪比下这种差别就在 1dB 左右或之内了。

## 5 结束语

本文以理想信道信息中逐子载波分配方法为基础,提出了一种在部分信道信息环境中以各用户相关带宽为衡量标准,以子载波组为最小分配单位的优化算法。该算法利用统计平均的思想改善了 MIMO-OFDM 自适应传输系统在实际过期信道信息环境中的整体性能,并以子载波组分配的方式代替逐子载波分配的方式,大大降低了发射端的运算复杂度,提高了系统的实用性。仿真曲线表明,本文提出的子载波组分配算法在性能上虽弱于逐子载波分配算法,但是与其性能相差不大。从运算量角度来看,该算法要求的运算量大低于传统逐子载波分配算法 3 倍至 6 倍。因此可以认为本算法是一种适应于实际信道环境的多用户子载波组分配算法。

## 参 考 文 献

- [1] Tarokh V, Seshadri N, and Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction[J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1998, 44(2): 744-765.
- [2] Yang H W. A road to future broadband wireless access: MIMO-OFDM-based air interface[J]. *IEEE Communications*

- Magazine*, 2005, 43(1): 53-60.
- [3] Goldsmith A J and Chua S. Adaptive coded modulation for fading channels[J]. *IEEE Transaction on Communications*, 1998, 46(5): 595-602.
- [4] Wong C Y, Cheng R S, and Letaief K B, et al. Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1999, 17(10): 1747-1758.
- [5] Vucetic B. An adaptive coding scheme for time-varying channels[J]. *IEEE Transaction on Communication*, 1991, 39(2): 653-663.
- [6] Rhee W and Cioffi J M. Increase in capacity of multiuser OFDM system using dynamic subchannel allocation[C]// Vehicular Technology Conference. Tokyo: IEEE VTS 51th, 2000(2): 1085-1089.
- [7] Chen Y F, Chen J W, and Li C P. A fast suboptimal subcarrier, bit, and power allocation algorithm for multiuser OFDM-based systems[J]. *IEEE Communications Society*, 2004, (6): 3212-3216.
- [8] Goldsmith A and Jafar S A, et al. Capacity limits of MIMO channels[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2003, 21(5): 684-702.
- [9] Xia P F and Zhou S L, et al. Adaptive MIMO-OFDM based on partial channel state information[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2004, 52(1): 202-213.
- [10] Jang J and Lee K B. Transmit power adaptation for multiuser OFDM systems[J]. *IEEE Journal Selected Areas in Communications*, 2003, 21(2): 171-178.

郭磊: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为 MIMO-OFDM 系统多用户资源分配、空时码和跨层优化。  
朱光喜: 男, 1946年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为多媒体宽带无线传输和移动通信。