

一种多用户多天线 OFDM 系统的自适应传输方案¹

朱光喜 李 黎 胡臻平

华中科技大学 电子与信息工程系 湖北武汉 430074

摘 要: 本文对正交频分复用 (OFDM) 系统在多用户多天线传输情况下的自适应传输问题进行了研究, 讨论了在边值自适应 (MA) 准则和速率自适应 (RA) 准则下, 以信道估计均值作为反馈至接收机端的信道状态信息 (CSI) 时, 系统载波分配、自适应调制、比特加载、成型滤波联合优化的设计算法, 且考虑了 Rayleigh 衰落的反馈信道造成的误差影响。仿真结果表明, 本文提出的自适应传输方案可以提高系统性能, 并能减轻反馈信道误差带来的性能损失。

关键词: 正交频分复用 多天线传输 功率分配 边值自适应 速率自适应

1 引言

传统的非自适应的 OFDM 系统在所有子载波上都用相同的调制方式, 分配相同的比特和功率。然而对于频率选择性衰落信道, 某些子载波上信道衰落很严重, 这些子载波性能的恶化直接导致了整个系统性能的下降, 因此 OFDM 系统的误码率主要是由衰落严重的子载波决定的。将自适应传输技术应用到 OFDM 系统中, 可以很大地提高系统的性能。

已知的大部分文献都是就多用户 OFDM 系统的自适应传输问题作出分析, 而多天线的 MIMO 环境会影响自适应传输技术的设计。近期的一些研究着重于在多天线 OFDM 系统中, 自适应功率比特分配、成型滤波 (beamforming)、OFDM 和空时编码等多种信号处理技术的联合设计[1][2][3], 联合优化的设计可以有效地提高无线通信系统的性能。

本文综合考虑了在非编码的多用户蜂窝移动环境中, 多用户、多天线条件下 OFDM 系统的发射机和接收机联合自适应优化问题。使用的优化准则是在一定误比特率的前提下的边值自适应优化和速率自适应优化。在反馈信道分析上, 本文采用具统计特性的平均信道状态信息, 而不是瞬时信道状态信息, 作为反馈信道提供给发射端的自适应参数。

2 自适应传输系统方案

一个具有 M_T 根发射天线和 M_R 根接收天线的 MIMO-OFDM 无线通信系统, OFDM 符号的子载波数目为 N , 同时传输信号的用户数为 K 。定义第 k 个用户在第 n 个子载波信道上以 b_n^k 比特的速率传输信号 s_n^k , 其信道频响矩阵记做 $M_R \times M_T$ 维的 \mathbf{H}_n^k , \mathbf{p}_n 和 \mathbf{q}_n 分别是发射端 $M_T \times 1$ 维的预滤波向量和接收端 $M_R \times 1$ 的成型滤波向量, 指示量 ϑ_n^k 表示第 n 个子载波信道

¹ 国家 863 计划研究项目 (No.2003AA12331005); 国家自然科学基金项目 (No. 60496315)

是否分配给第 k 个用户, 若值为“1”表示肯定, 值为“0”表示否定。并且假定, (A) 各用户均匀分布小区中, 各天线发射信号独立同分布; (B) 信道是频率选择性衰落且慢时变; (C) 反馈信道满足 Rayleigh 信道模型。当第 n 个子载波信道被第 k 个用户用来传输信号之后, 接收端最终获得的接收信号表达式为:

$$z_n^k = \left(\mathbf{H}_n^k \mathbf{p}_n \right)^H \mathbf{H}_n^k \mathbf{p}_n s_n^k + \left(\mathbf{H}_n^k \mathbf{p}_n \right)^H \mathbf{w}_n^k \quad (1)$$

这里的 \mathbf{w}_n^k 是 $M_k \times 1$ 维的零均值高斯白噪声矢量, 方差记做 $N_0/2$ 。

边值自适应 (MA) 优化: 假设约束条件是为达到服务质量所要求的一定的误比特率和数据传输速率, MA 优化准则使系统总发送功率最小化。约束方程为:

$$\text{Minimize } P_T = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \vartheta_n^k P_n^k \quad \text{subject to} \quad \begin{cases} BER_n \leq \delta_{BER} \\ \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \vartheta_n^k b_n^k = B_T \end{cases} \quad (2)$$

速率自适应 (RA) 优化: 限制系统总发送功率, 以此为约束条件, RA 优化准则为达到一定误比特率, 使数据传输速率最大化。约束方程为:

$$\text{Maximize } B_T = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \vartheta_n^k b_n^k \quad \text{subject to} \quad \begin{cases} BER_n \leq \delta_{BER} \\ \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \vartheta_n^k P_n^k = P_T \end{cases} \quad (3)$$

以上 (2) (3) 两式中, P_T 和 B_T 分别是对应于每一个 OFDM 符号的系统总的发射功率和总的比特传输速率, P_n^k 是第 k 个用户在第 n 个子载波信道上传输信号所分配的发送功率, BER_n 是第 n 个子载波信道上的误码率, δ_{BER} 是服务质量保证下给定的误码率性能。

3 自适应算法描述及分析

由假设 (B), 发射机端所获得的各用户在第 n 个子载波上的信道衰落特性 $\mathbf{H}_n^{[r]}$ 矩阵, 各元素服从复高斯分布 [3][4], 满足 $\mathbf{H}_n^{[r]} \sim \mathcal{CN}(\bar{\mathbf{H}}_n^{[r]}, M_R(\sigma_n^2)^{[r]} \mathbf{I}_{M_r})$, $\bar{\mathbf{H}}_n^{[r]}$ 和 $M_R(\sigma_n^2)^{[r]} \mathbf{I}_{M_r}$ 分别是 $\mathbf{H}_n^{[r]}$ 的均值和方差矩阵。为区别起见, 接收机端信道估计获得的信道状态信息记做 $\mathbf{H}_n^{[R]}$ 。由文献 [1], 在反馈信道两端, 接收机端由反馈获得的和发射机端由信道估计获得的信道状态信息 $\mathbf{H}_n^{[r]}$ 和 $\mathbf{H}_n^{[R]}$ 符合相同的高斯分布统计性。由假设 (C), 存在多普勒频移的 Rayleigh 衰落信号, 其自相关函数满足零阶贝塞尔 (Bessel) 特性, 由此本文认为发射机端得到的 MIMO 信道状态信息较接收机存在延迟和多普勒频移引起的线性误差, 两者之间存在一个反馈系数 $\rho = J_0(2\pi f_d \tau)$, $J_0(\cdot)$ 是零阶第一类贝塞尔函数, f_d 是反馈信道的最大多普勒频移, τ 是反馈时延。因此有如下等式成立,

$$\bar{\mathbf{H}}_n^{[R]} = \rho \bar{\mathbf{H}}_n^{[r]}, \quad (\sigma_n^2)^{[R]} = (1 - |\rho|^2) (\sigma_n^2)^{[r]} \quad (4)$$

以向量 $\bar{\mathbf{n}} = [\rho_1 \quad \rho_2 \quad \cdots \quad \rho_k \quad \cdots \quad \rho_K]$ 表示 K 个用户各自的反馈系数, 由特征值分解方法, 可得:

$$\psi_n^k = \begin{cases} 1 & k = \arg \max_i \{\gamma_{n,\max}^1, \dots, \gamma_{n,\max}^i, \dots, \gamma_{n,\max}^K\} \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad \gamma_{n,\max}^i = |\rho_i|^2 \hat{\lambda}_{n,\max}^i + M_R (1 - |\rho_i|^2) \quad (5)$$

$$\hat{\mathbf{p}}_n = \hat{\mathbf{u}}_{n,\max}^k, \quad \hat{\mathbf{q}}_n = (\mathbf{H}_n^k \hat{\mathbf{u}}_{n,\max}^k)^H$$

$\hat{\lambda}_{n,\max}^i$ 和 $\hat{\mathbf{u}}_{n,\max}^k$ 分别是 $(\bar{\mathbf{H}}_n^{k[R]})^H \bar{\mathbf{H}}_n^{k[R]}$ 的最大特征值和相应的特征向量。因此，第 n 个子载波上的最大信噪比是

$$\text{SNR}_{n,\max} = \frac{E_s \left[|\rho_k|^2 \hat{\lambda}_{n,\max}^k + M_R (1 - |\rho_k|^2) \right]}{N_0} \quad (6)$$

对于比特加载，由格雷码映射的 M-QAM 调制的 BER 近似关系，可知[3]:

$$\text{BER}_n^k \approx 0.2 \exp \left(\frac{-g(b_n^k) \gamma_n^k E_s}{N_0} \right) \quad g(x) = \begin{cases} \frac{6}{5 \cdot 2^x - 4} & x = 1, 3, 5 \\ \frac{6}{4 \cdot 2^x - 4} & x = 2, 4, 6 \end{cases} \quad (7)$$

依据前述 MA 和 RA 准则下自适应比特加载的具体步骤如表 1。

表 1 MA 和 RA 准则下的比特加载算法

MA 准则下的比特加载	RA 准则下的比特加载
初始化: 对所有载波 n 和用户 k ，令 $b_n^k = 0$ 。	初始化: 对所有载波 n 和用户 k ，令 $b_n^k = 0$ ， $\Delta P_n = \frac{-\ln(5\delta_{\text{BER}})N_0}{g(1)\gamma_n^k}$ 。
$\Delta P_n = \frac{-\ln(5\delta_{\text{BER}})N_0}{g(1)\gamma_n^k}$;	$P_\Sigma = 0$;
重复以下过程 $B_T/2$ 次:	重复以下过程，直到 $P_\Sigma \geq P_T$:
$n' = \arg \min_n \Delta P_n$ ，	$n' = \arg \min_n \Delta P_n$ ，
$b_n^k = b_n^k + 2$ ，	$b_n^k = b_n^k + 2$ ，
$\Delta P_{n'} = 2 \cdot \left\{ \frac{-\ln(5\delta_{\text{BER}})N_0}{ \rho_k ^2 \gamma_n^k} \left[\frac{1}{g(b_n^k + 1)} - \frac{1}{g(b_n^k)} \right] \right\}$	$P_\Sigma = P_\Sigma + \Delta P_{n'}$ ，
	$\Delta P_{n'} = 2 \cdot \left\{ \frac{-\ln(5\delta_{\text{BER}})N_0}{ \rho_k ^2 \gamma_n^k} \left[\frac{1}{g(b_n^k + 1)} - \frac{1}{g(b_n^k)} \right] \right\}$

4 仿真结果

仿真使用的信道是 IMT2000 的 Vehicular A 信道模型，传输带宽 10MHz，分成 512 个数据子载波，循环前缀载波数是 113，采取 MQAM 的自适应调制，M 可以取 2, 4, 6, 8，每个数据子载波平均分配 4 个比特。

考虑反馈信道误差，利用 $f_d \tau$ 作为衡量反馈信道质量的因子，本文仿真了在 $K = 6$ ， $M_T = M_R = 2$ 时系统性能。各用户的 $f_d \tau$ 值在表 2 中列出。

表 2 不同仿真用户的 $f_d\tau$ 值

用户 1	用户 2	用户 3	用户 4	用户 5	用户 6
0.005	0.010	0.015	0.020	0.025	0.030

图 1 显示了 MA 优化准则下, 统计的信道反馈信息自适应方案和即时信道反馈信息自适应方案的误比特率和平均比特信噪比关系曲线, 并且有收发端已知信道特性的理想自适应系统性能作为参照。从图中可以看出, 为达到相同的误比特率, 统计反馈自适应方案比即时反馈自适应方案节省约 1dB 的发射功率。

图 2 显示了 RA 准则, 且要求误比特率达到 10^{-4} 的前提下, 统计反馈自适应方案和即时反馈自适应方案分别得到的平均每 OFDM 符号的最大比特数, 并且以等比特加载方案作为参照, 可以看出, 当发射总功率相同时, 统计反馈自适应方案平均每符号可以比等比特分配多分得大约 100 比特。

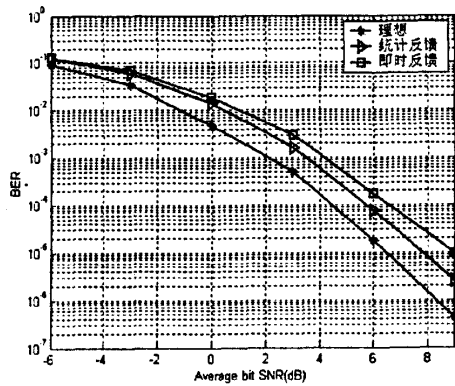


图 1 MA 优化准则下系统性能比较

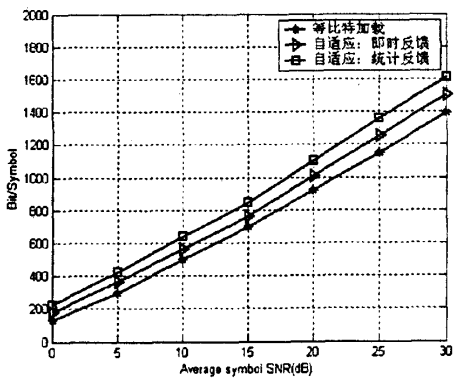


图 2 RA 优化准则下系统性能比较

5 结论

本文讨论了在边值自适应 (MA) 准则和速率自适应 (RA) 准则下, 以统计信道反馈的多用户 MIMO-OFDM 的自适应传输优化问题, 并在算法设计过程中, 引入信道反馈系数, 对反馈信道因延迟和多普勒频移造成的误差影响进行了修正补偿。仿真结果表明, 本文提出的自适应传输方案能够提升系统性能, 并能减轻反馈信道误差带来的性能损失。

参考文献

1 T. Liew and L. Hanzo, "Space-time block coded adaptive modulation aided ofdm," in Proceeding of GLOBECOM' 2001, (San Antonio, USA), IEEE, 26-29 November 2001

2 B. J. Choi, T. H. Liew, and L. Hanzo, "Concatenated space-time block coded and turbo coded symbolby-symbol adaptive OFDM and multi-carrier CDMA systems," in Proceedings of IEEE VTC 2001-Spring, p. P.528, IEEE, May 2001

3 P. Xia, S. Zhou, and G. B. Giannakis., "Adaptive MIMO OFDM based on Partial Channel State Information,"

IEEE Transactions on Signal Processing, 2003

- 4 Visotsky, E.; Madhow, U, "Space-time transmit precoding with imperfect feedback" , IEEE Transactions on Information Theory, Volume: 47 , Issue: 6 , Pages:2632 - 2639, Sept. 2001

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>