

多输入多输出系统下低复杂度的自适应预编码方法

杨鹏, 葛建华

(西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室, 710071, 西安)

摘要: 针对多输入多输出衰落信道中存在的码间干扰和多径干扰问题, 提出了一种具有低复杂度的自适应预编码方案. 该方案在发送端和接收端分别放置了预编码器和基于迫零算法的接收机, 这样接收机在进行均衡译码的同时, 将信道信息反馈给发送端, 发送端便可以随之选择发送子载波的数目以及预编码矩阵, 完成自适应预编码. 该方案可有效降低系统的误码率. 仿真结果表明, 当误码率为 10^{-3} 时, 在传输信道信息未知的情况下, 该方案的信噪比比信道信息已知的基于最小均方误差预编码方案高 1.3 dB, 且复杂度大大降低.

关键词: 多输入多输出信道; 自适应预编码; 低复杂度

中图分类号: TN911.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-987X(2007)04-0467-04

Adaptive Precoding Method with Low-Complexity for Multiple-Input Multiple-Output Systems

Yang Peng, Ge Jianhua

(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Focusing on the problem that the intersymbol interference and multipath interference exist in multiple-input multiple-output fading channels, a scheme of adaptive precoding with low-complexity is proposed, in which the precoder and the receiver based on zero forced algorithm are placed at transmitter and receiver respectively. So the receiver transmits the channel information to the transmitter while the equalized decoding is carried out, then the transmitter can choose the number of the substreams and the precoding matrices to complete the adaptive precoding. The scheme can decrease the bit error rate of the system effectively. Simulation results show that there is a 1.3 dB phase difference between the proposed scheme and the system based on minimum mean-square error precoding with known channel information under the condition that the channel information is unknown when the bit error rate is 10^{-3} , and the complexity is decreased by order of magnitude.

Keywords: multiple-input multiple-output channel; adaptive precoding; low-complexity

未来移动通信系统要求在一定的频带内尽可能地容纳用户, 并且数据的传输速率将达到 10~100 Mb/s. 为了达到上述要求, 多采用多输入多输出(MIMO)系统. MIMO 技术可以提高系统的频谱利用率和扩大系统的容量^[1-2], 但不可避免地带来码间干扰(ISI)和多径干扰(MAI), 要消除这些干扰, 传统的方法是在接收端采用均衡技术^[3-5], 但这种方

法受到接收机的功率限制和资源限制, 难以应用于实际. 在发送端采用预编码技术^[6-7]可以有效克服上述缺点, 所谓预编码是将传输序列乘以一个预编码的矩阵, 以消除码间干扰与多径干扰, 但是预编码矩阵随信道信息的变化而变化, 实现起来十分复杂.

本文提出一种具有低复杂度的自适应预编码方案, 可以随信道信息自适应地改变预编码矩阵, 该方

案分别在发送端和接收端放置了预编码器和基于迫零算法(ZF)的接收机,接收机在进行均衡译码的同时,将信道信息反馈给发送端,这样发送端就可以通过改变发送子载波的数目以及预编码矩阵,实现自适应预编码。采用 Monte Carlo 方法对系统性能进行仿真实验,结果表明,本文方案不仅在误码率性能上满足要求,而且复杂度较低。

1 自适应预编码系统模型

系统是由发送端和接收端两部分构成, M_t 和 M_r 分别代表发送和接收的天线数,通常 $M_t \leq M_r$ 。设传输的信息为 R ,当 R 输入到空间多路复用器后被平均分成 M 个子码流,那么每个子码流的信息比特数为 R/M ,且所有子码流使用相同的调制方式。设 $k(k=1,2,\dots,\frac{R}{M})$ 时刻复用器的输出序列为 $s_k = [s_{k,1}, s_{k,2}, \dots, s_{k,M}]^T$, s_k 为 $M \times 1$ 维向量,并假设 s_k 的功率满足

$$E[s_k s_k^H] = (\epsilon_s/M) \mathbf{I}_M \quad (1)$$

式中: ϵ_s 表示信道传输功率。由式(1)可见,子信道平均传输功率与信道数 M 无关。

设预编码矩阵 $\mathbf{F}_M$ 为一个 $M_t \times M$ 维矩阵,它将 s_k 映射成一个 $M_t \times 1$ 维向量,分别在 M_t 根传输天线上传输。信道矩阵 $\mathbf{H}$ 是一个 $M_r \times M_t$ 维矩阵,且噪声向量 $\mathbf{v}_k$ 是 $M_r \times 1$ 维向量, $\mathbf{v}_k = [v_{k,1}, v_{k,2}, \dots, v_{k,M_r}]^T$,这样系统的输入输出关系可以表示为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H} \mathbf{F}_M \mathbf{s}_k + \mathbf{v}_k \quad (2)$$

在接收端,假设接收机充分掌握 $\mathbf{F}_M$ 和 $\mathbf{H}$ 的信息,那么矩阵 $\mathbf{H} \mathbf{F}_M$ 可以等效成一个有效的信道,这样接收端将使用这个等效的信道矩阵 $\mathbf{H} \mathbf{F}_M$ 和译码器对 $\mathbf{y}$ 进行译码。通常,译码器使用最大似然(ML)准则,ML 译码器是一种最优的译码器,其输出信号表达式为

$$\hat{s} = \arg \min_{s_k \in S} \|\mathbf{y} - \mathbf{H} \mathbf{F}_M \mathbf{s}_k\|^2 \quad (3)$$

式中: S 为接收符号星座集合。

由于 ML 接收机的复杂度高,难以被实际应用,所以一种线性的次优接收机被提出^[8-9],这种线性接收机使用了一个 $M \times M_r$ 阶比例转换矩阵 $\mathbf{G}$,然后独立地检测 $\mathbf{G} \mathbf{y}$ 。当基于最小均方误差(MMSE)的接收机被使用时,矩阵 $\mathbf{G}$ 的表达式为

$$\mathbf{G} = [\mathbf{F}_M^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_M + (N_0 M / \epsilon_s) \mathbf{I}_M]^{-1} \mathbf{F}_M^H \mathbf{H}^H \quad (4)$$

式中: N_0 表示噪声方差。

自适应预编码系统的构成如图 1 所示。

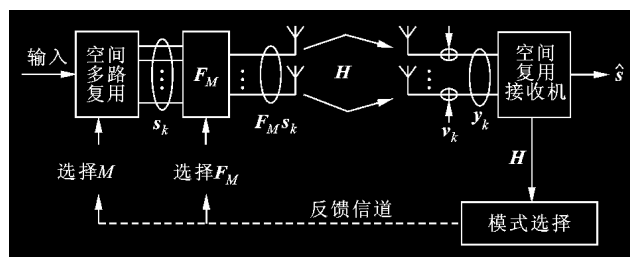


图1 MIMO信道下自适应预编码系统

本文使用的是另外一种线性接收机,基于迫零(ZF)算法的接收机。该接收机的原理是调整抽头系数,使输出响应完全消除码间串扰,即除中心点外,其他抽样点的数值全部为0。虽然这种接收机的误码率稍高于 MMSE 接收机,但复杂度要小于 MMSE 接收机,特别是在本系统中,MIMO 信道所带来的各种干扰主要是靠发送端的预编码技术进行消除,接收机只是起到辅助作用,所以本文选择复杂度低的接收机,接收机矩阵的表达式为

$$\mathbf{G} = (\mathbf{H} \mathbf{F}_M)^+ \quad (5)$$

式中: $(\cdot)^+$ 表示求矩阵的广义逆。

本文所提出的自适应预编码系统与其他的预编码系统相比,最大的特点就是本系统可以根据当前信道的状况自适应地调节子码流数 M , M 的取值范围是 $[1, M_t]$,且必须满足 R/M 是一个整数。例如,假设 $R=8, M_t=4$,那么 $M \in [1, 2, 4]$ 。设 M 和 $\mathbf{H}$ 的函数关系式为 $M = g(\mathbf{H})$,不同的信道矩阵 $\mathbf{H}$ 分别对应不同的 M 值,当 M 确定后,根据 $\mathbf{F}_M = f_M(\mathbf{H})$,选择 $\mathbf{F}_M$,进行自适应的预编码。

2 自适应预编码

在本系统中, M 和 $\mathbf{F}_M$ 的选择至关重要,因为这决定着系统的性能。一般地,高速率、低误码率的系统性能是人们所关注的。以下我们从两方面分析本文提出的自适应预编码系统。

2.1 错误概率

首先研究最优的 ML 接收机,其接收符号的最小距离可以表示为

$$d_{\min}^2 = \min_{s', s'' \in S, s' \neq s''} \|\mathbf{H} \mathbf{F}_M (s' - s'')\|^2 \quad (6)$$

式中: s', s'' 分别表示同一时刻接收符号星座集合中的两点。那么,错误概率必须满足

$$p_e \left(H, \frac{\epsilon_s}{N_0} \right) \leq M D_e(M, R) Q \left\{ \left(\frac{\epsilon_s}{M N_0} \frac{d_{\min}^2}{2} \right)^{-1/2} \right\} \quad (7)$$

式中: $D_e(M, R)$ 表示在同一个星座集合中相邻两点的距离。从式(7)可以看出, p_e 和 $d_{\min}^2$ 成反比例, 也就是说, 要使 p_e 尽可能地小, 就必须使 $d_{\min}^2$ 尽可能地大, 而 $d_{\min}^2$ 必须满足

$$d_{\min}^2 \geq \lambda_M^2 \{ \mathbf{H} \mathbf{F}_M \} d_{\min}^2(M, R) \quad (8)$$

式中: $\lambda \{ \cdot \}$ 表示矩阵的奇异值; $d_{\min}^2(M, R) = \min_{s' \neq s''} |s' - s''|^2$ 表示同一个星座集合中, 相邻两点的最小距离。

其次, 研究次优的线性接收机。对于基于 MMSE 接收机来说, 第 k 个子码流的信噪比(SNR)表示为^[10]

$$R_{\text{SN},k}^{\text{MMSE}}(\mathbf{F}_M) = \epsilon_s / \left\{ MN_0 \left[\mathbf{F}_M^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_M + \frac{MN_0}{\epsilon_s} \mathbf{I}_M \right]_{k,k}^{-1} \right\} \quad (9)$$

而复杂度较低的基于 ZF 接收机, 其 SNR 表示为

$$R_{\text{SN},k}^{\text{ZF}}(\mathbf{F}_M) = \frac{\epsilon_s}{MN_0 [\mathbf{F}_M^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_M]_{k,k}^{-1}} \quad (10)$$

对于这两种线性接收机来说

$$R_{\text{SN},\min}(\mathbf{F}_M) = \min_{1 \leq k \leq M} R_{\text{SN},k}(\mathbf{F}_M) \geq \lambda_M^2 \{ \mathbf{H} \mathbf{F}_M \} \frac{\epsilon_s}{MN_0} \quad (11)$$

$$p_e \left(\mathbf{H}, \frac{\epsilon_s}{N_0} \right) \leq$$

$$D_e(M, R) Q \left\{ \left(R_{\text{SN},\min} \frac{d_{\min}^2(M, R)}{2} \right)^{-1/2} \right\} =$$

$$MD_e(M, R) Q \left\{ \left(\lambda_M^2 \{ \mathbf{H} \mathbf{F}_M \} \frac{\epsilon_s}{MN_0} \frac{d_{\min}^2(M, R)}{2} \right)^{-1/2} \right\} \quad (12)$$

2.2 选择准则

上节给出了不同接收机的错误概率表达式, 本节研究如何根据错误概率确定预编码模块的各个参数, 也就是说如何确定 M 和 $\mathbf{F}_M$, 以下给出了选择准则

$$g(\mathbf{H}) = \arg \max_{m \in M} \frac{\lambda_m^2 \{ \mathbf{H} f_m(\mathbf{H}) \}}{m} d_{\min}^2(m, R) \quad (13)$$

$$f_M(\mathbf{H}) = \arg \max_{\mathbf{F} \in \mathbf{F}_M} \lambda_M^2 \{ \mathbf{H} \mathbf{F}' \} \quad (14)$$

参数 M 的选择依据式(13)来确定, 式(14)给出了在给定 M 的情况下, 预编码矩阵 $\mathbf{F}_M$ 的选择准则。在得出了最优的 M 和 $\mathbf{F}_M$ 后, 接收机把 $g(\mathbf{H})$ 和 $f_M(\mathbf{H})$ 反馈到发送端, 进行自适应预编码。

3 仿真结果

本文采用的是收发各 4 根天线的系统, 采用 16QAM 的调制方式, 且设 $R=8$ 。以下从 3 个方面对系统的性能进行仿真和分析, 并与其他系统进行比较。

首先对本文中所提到的基于 3 种不同算法的自适应预编码系统进行比较, 图 2 为这 3 种算法的误码率性能比较。从图中可以看出, 本文算法的误码率高于最优的 ML 算法和 MMSE 算法 0.5 dB 左右。本文主要讨论在发送端的自适应预编码系统, 接收机只起辅助作用, 要求复杂度尽可能低, 表 1 为这 3 种算法的复杂度比较, 可以看出, ML 和 MMSE 算法的复杂度分别呈指数和平方增长, 而本文算法的复杂度呈线性增长, 远低于前两者。

表 1 不同算法的复杂度比较

	ML 算法	MMSE 算法	本文算法
复杂度	$O(q^n)$	$O(S^2 + T^2)$	$O(S + T)$

注: q 为信号星座图中字符集的大小, 例如当采用 16QAM 调制时, q 就等于 4; m 表示接收端符号序列的长度; S 和 T 分别表示信道响应长度和接收端线性滤波器的长度。

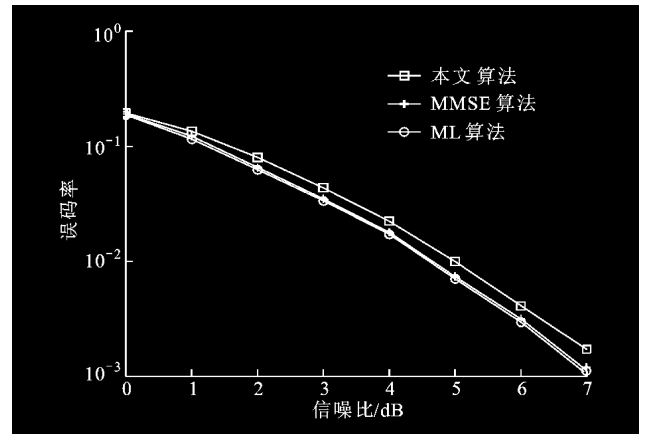


图 2 采用不同算法接收机的误码率性能比较

其次对本文提出的自适应预编码系统以及其他 3 种常见系统的误码率性能进行仿真比较, 从图 3 可以看出, 当误码率在 10^{-1} 时, 本文系统的信噪比分别低于波束赋形 MIMO 系统和空间多路复用系统 5 dB 和 8.5 dB。当误码率在 10^{-3} 时, 在传输信道信息未知的情况下, 本文系统的信噪比比信道信息已知的基于 MMSE 预编码系统高约 1.3 dB。需要说明的是, 在对基于 MMSE 预编码系统进行仿真时, 本文假设传输信道的信息是已知的, 并且传输功率不受限制。

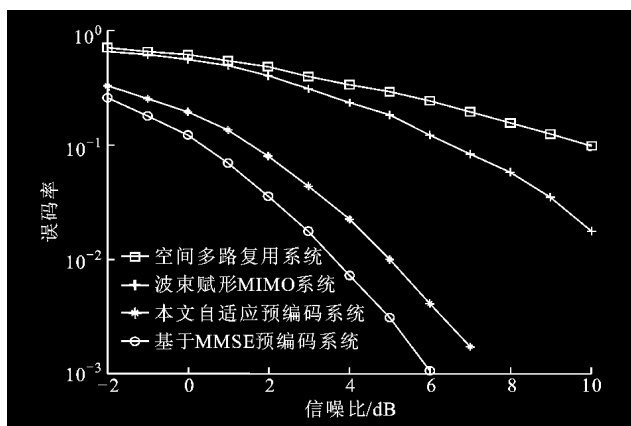
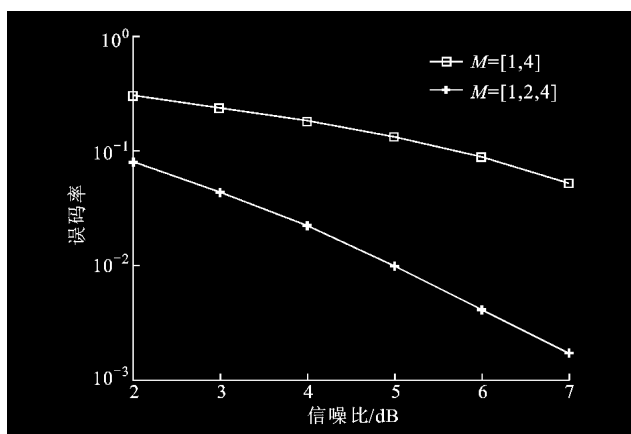


图3 不同系统的误码率性能比较

最后讨论 M 的选择对系统性能的影响. 假设 $R=8$, 那么 $M \in [1, 2, 4]$, 所以本文分别选取 $M=[1, 4]$ 和 $M=[1, 2, 4]$ 这两种模式. 从图4可以看出, 在相同条件下, 两者的误码率性能相差很大, M 的选择越复杂, 系统的性能就越优异.

图4 不同 M 的误码率性能比较

4 结论

本文提出了一种具有低复杂度的自适应预编码方案, 它通过改变发送子载波的数目以及预编码矩阵, 实现了自适应预编码. 仿真结果表明, 本文方案可以在传输信道信息未知的情况下, 不仅能够满足误码率的性能要求, 而且复杂度较低. 在以后的研究中, 应在以下的两方面进行改进和优化: 首先要考虑到在实际应用的自适应预编码通信系统中, 反馈信

道的时延和错误对系统性能的影响, 这必然会导致误码率的上升和频谱利用率的降低; 其次如何在给定的模式下, 改进搜索算法, 从而快速而准确地找到最优预编码矩阵, 这也是日后研究的一个方向.

参考文献:

- [1] Paulraj A, Nabar R, Gore D. Introduction to space-time wireless communications [M]. New York: Cambridge University Press, 2003.
- [2] Windpassinger C, Fischer R H, Huber J B. Precoding in multiantenna and multiuser communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(4): 1305-1316.
- [3] Proakis J G. Digital communications [M]. 4th ed. New York: McGraw Hill, 2001.
- [4] Vogelbruch F, Hear S. Low complexity turbo equalization based on soft feedback interference cancellation [J]. IEEE Communications Letters, 2005, 9(7): 586-588.
- [5] Lopes R R, Barry J R. The soft-feedback equalizer for turbo equalization of highly dispersive channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(5): 783-788.
- [6] Collin L, Berder O, Rostaing P, et al. Optimal minimum distance-based precoder for MIMO spatial multiplexing systems [J]. IEEE Transactions on Signal Process, 2004, 52(3): 617-627.
- [7] Heath R W, Love D J. Multimode antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers [J]. IEEE Transactions on Signal Process, 2005, 53(8): 3042-3056.
- [8] Viterbo E, Boutros J. A universal lattice code decoder for fading channels [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(5): 1639-1642.
- [9] Damen O, Chkeif A, Belfiore J. Lattice code decoder for space-time codes [J]. IEEE Communication Letters, 2000, 4(5): 161-163.
- [10] Heath R, Sandhu S, Paulraj A. Antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers [J]. IEEE Communication Letters, 2001, 5(4): 142-144.

(编辑 刘杨)