

基于 MIMO-OFDM 系统自适应 交织方案及性能分析

胡封晔, 王树勋, 郭纲

(吉林大学 通信工程学院, 长春 130022)

摘要:提出了基于多入多出正交频分复用(Multiple-input and multiple-output orthogonal frequency division multiplexing, MIMO-OFDM)的自适应交织模型。该模型根据 OFDM 一帧内准瞬时信道 SNR 值,利用瞬时信道的可变性,重新排列发送信号的顺序,其目的是打破长的信道突发错误,以便降低系统位错误概率。分析了 MIMO-OFDM 系统成对错误概率的上限,给出了本文提出算法的编码增益和分集增益。结果表明,影响本文方案的主要因素是 SNR、信道阶数和接收天线个数。仿真实验结果表明,本文所提出的模型可以获得较好的信噪比,与单天线相比 MIMO-OFDM 系统性能明显提高。对于 2 发 2 收系统,当 BER 为 10^{-2} 时,自适应交织方案比块交织性能提高 5 dB。

关键词:信息处理技术; MIMO-OFDM; 自适应交织; 块交织

中图分类号: TN914 **文献标识码:** A **文章编号:** 1671-5497(2008)03-0705-05

Performance analysis of adaptive interleaving for MIMO-OFDM systems

Hu Feng-ye, Wang Shu-xun, Guo Gang

(College of Communication Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract: An adaptive interleaving model for MIMO-OFDM systems was proposed. This model can better exploit instantaneous channel variation through rearranging transmitted symbols according to quasi-instantaneous channel SNR of the OFDM frame, which was to break up long burst channel error so that overall bit error probability could be reduced. An upper bound of pairwise error probability (PEP) of the systems was investigated. The code gain and diversity gain of the proposed arithmetic were given. Theoretical results show that the major factor affecting the performance of the proposed scheme is SNR, channel order and the number of receive antenna. Simulations indicate that significant SNR can be obtained and the system performance is better than that of single antenna case. Compared with block interleaving in the case of 2Tx-2Rx at a 10^{-2} BER, this adaptive interleaving scheme offers 5dB increase.

Key words: information processing technology; MIMO-OFDM; adaptive interleaving; block interleaving

收稿日期: 2007-03-12.

基金项目: 国家自然科学基金项目(60272065).

作者简介: 胡封晔(1974-), 男, 副教授. 研究方向: 空时编码, 分集技术. E-mail: hufengye@yahoo.com.cn

MIMO-OFDM 系统可以有效地抑制由于色散信道的频率选择性衰落引起的严重的码间干扰,提高移动无线通信系统的容量和性能。许多学者对 MIMO-OFDM 系统进行了研究^[1-4]。

交织技术已成为数字蜂窝系统中非常有用的技术,无需增加任何条件,便可以使数字通信系统获得时间分集^[4]。由于移动无线信道所产生的信道错误是突发的,传统的纠错编码和块交织技术^[5]等处理方法很难适应于连续长的突发信道错误。文献[6]提出了基于 SISO-OFDM 系统的一种新的交织技术,即自适应交织技术;文献[7]提出了一个基于 Turbo 编码的新的交织器设计方案。

在接收端,对于自适应交织和发送信号的检测都需要 CSI,通过训练符号可以在接收端估计 CSI,文献[1,2,8]利用信道参数的时域和频域相关性给出了一种信道估计器,通过该估计器可以在接收端得到 CSI。

文献[4]中提出的基于 MIMO-OFDM 的系

统,利用瞬时信道的可变性,根据一个 OFDM 帧准静态信道 SNR,重新安排发送符号的顺序。本文对该自适应交织模型进行了性能仿真,分析了 MIMO-OFDM 系统成对错误概率的上限,给出了所提出算法的编码增益和分集增益。

1 MIMO-OFDM 系统模型

基于 MIMO-OFDM 的系统框图如图 1 所示。首先输入信息位由 RS 信道编码器编码,然后编码器的输出由发送分集处理器处理,交织成为不同的信号 $\{c_i[n, k]; k=0, \dots, K-1, i=1, \dots, N_t\}$ 。其中 K, k, i 和 N_t 分别表示 OFDM 系统子信道的个数、子信道序号、天线序号和发送天线个数。最后每个数据流被调制并通过对应天线发送。

在接收端,每一个接收天线的信号被解调制和解交织,解交织后的信号送到分集增益处理器处理,最后通过 RS 解码器解码。

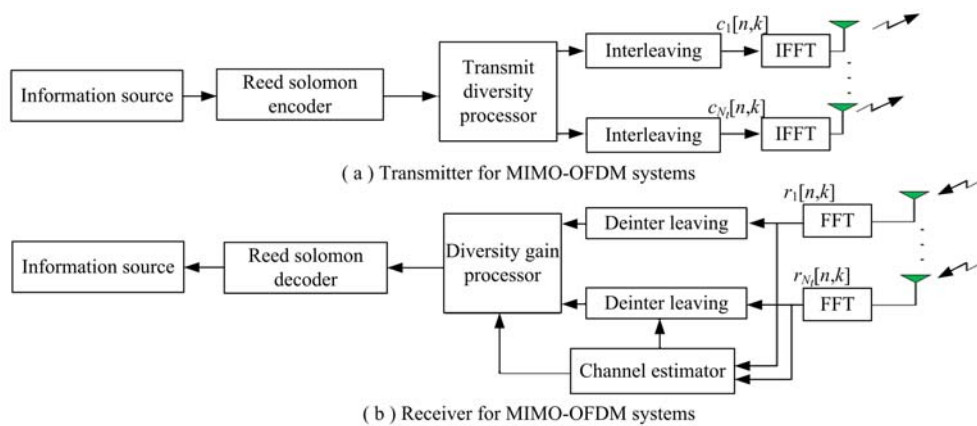


图 1 MIMO-OFDM 系统
Fig. 1 MIMO-OFDM systems

第 j 个接收天线的接收信号为

$$r_j[n, k] = \sum_{i=1}^{N_t} H_{ij}[n, k]c_i[n, k] + v_j[n, k] \tag{1}$$

式中: $H_{ij}[n, k]$ 表示对应第 i 个发送、第 j 个接收天线的第 n OFDM 块第 k 时隙信道频率响应; $v_j[n, k]$ 表示对应第 j 个接收天线的复加性高斯噪声,其均值为零,方差为 σ^2 ,双边功率谱密度为 $N_0/2$ 。假定噪声对于不同 n 's, k 's 或 j 's 是不相关的。

对于 OFDM 系统,其信道频率响应为^[1,2,8]

$$H[n, k] \triangleq H(nT_f, k\Delta f) = \sum_{l=0}^{L-1} h[n, l]W_K^{kl} \tag{2}$$

式中: $h[n, l]$ 是宽平稳静态窄带复高斯过程, $h[n, l] \triangleq h(nT_f, k(T_s/K))$; $W_K = \exp(-j(2\pi/K))$; T_f, T_s 和 Δf 分别为块长度、符号周期和时隙空间, $T = 1/\Delta f, T_f = T_g + T_s$ (T_g 是循环扩展的周期); L 为频率选择性衰落信道的信道长度。

对于发送分集和常模信号系统,接收端瞬时信噪比为

$$\text{SNR}(n, k) = \frac{\sum_{i=1}^{N_t} |H_i[n, k]|^2}{|v[n, k]|^2} \quad (3)$$

在接收端分集增益处理器使用最大似然(Maximum Likelihood, ML)解码算法,则有

$$\hat{c} = \arg \min_{c \in \mathcal{C}} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{j=1}^{N_r} |r_j[n, k] - \sum_{i=1}^{N_t} \hat{H}_{ij}[n, k] \hat{c}_i[n, k]|^2 \quad (4)$$

式中: $\hat{H}_{ij}[n, k]$ 为对应第 i 个发送和第 j 个接收天线的估计信道参数; $\hat{c}_i[n, k]$ 为被估计信号。

定义第 n OFDM 块矩阵为

$$\mathbf{C} = [\mathbf{C}(0) \ \mathbf{C}(1) \ \cdots \ \mathbf{C}(K-1)]$$

式中: $\mathbf{C}(k) = [c_1[n, k], \dots, c_{N_t}[n, k]]^T$

且 $\begin{cases} \mathbf{R}(k) = [r_1[n, k], \dots, r_{N_r}[n, k]]^T \\ \mathbf{V}(k) = [v_1[n, k], \dots, v_{N_r}[n, k]]^T \end{cases} \quad (5)$

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} H_{11}[n, k] & \cdots & H_{N_t 1}[n, k] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{1N_r}[n, k] & \cdots & H_{N_t N_r}[n, k] \end{bmatrix}$$

则式(1)可简化为

$$\mathbf{R}(k) = \mathbf{H}(k) \mathbf{C}(k) + \mathbf{V}(k) \quad (6)$$

上式表明 OFDM 系统在不同频率上产生平行的 $\mathbf{C}(k)$ 传输。由于每一个 $\mathbf{C}(k)$ 都被认为是利用空时系统被发送,因此 $c_i(n, k)$ 的发送在时域和频域上是独立的,但在空域上不是独立的^[3]。

根据式(6),可将式(4)的 ML 解码算法表示为

$$\hat{\mathbf{C}} = \arg \min_{\mathbf{C}(k) \in \mathcal{C}} \sum_{k=0}^{K-1} \|\mathbf{R}(k) - \mathbf{H}(k) \mathbf{C}(k)\|^2 \quad (7)$$

其中 $\|\cdot\|$ 表示 Frobenius 范数

2 MIMO-OFDM 系统自适应交织方案

文献[4]提出一个新的基于 MIMO-OFDM 系统的自适应交织技术。该方案根据可变信道情况,利用准瞬时 SNR 重新安排发送符号。自适应交织的目的是根据准瞬时 SNR 使被发送的符号形成一个“好”和“坏”的随机混合。

由式(1)可得,第 j 个接收天线的信号为

$$r_j[n, k] = \sum_{i=1}^{N_t} H_i[n, k] c_i[n, k] + v_j[n, k] \quad (8)$$

为简化起见,对于不同接收天线,式 $H_{ij}[n, k]$, $r_j[n, k]$ 和 $v_j[n, k]$ 中的标号 j 省略。

由式(8)可知,第 j 个接收信号是 N_t 个发送信号的和,重新定义准瞬时 SNR 为

$$\text{SNR}(n, k) = \frac{\sum_{i=1}^{N_t} |H_i[n, k]|^2}{\sigma^2} \quad (9)$$

首先将准瞬时 $\{\text{SNR}(K)\}_{k=1}^K$ 以升序方式排列为 $\text{SNR}(t_1) \leq \text{SNR}(t_2) \leq \cdots \leq \text{SNR}(t_K)$ (忽略变量 n)。由式(5)和式(6)可得,接收符号序列可变为 $[R(t_1), R(t_2), \dots, R(t_K)]$,然后将排列符号 $R(t_i)$ 变成 $4 \times (K/4)$ 矩阵为

$$\begin{bmatrix} R(t_1) & R(t_2) & \cdots & R(t_{K/4}) \\ R(t_{K/2}) & R(t_{K/2+1}) & \cdots & R(t_{K/4+1}) \\ R(t_{K/2+1}) & R(t_{K/2+2}) & \cdots & R(t_{3K/4}) \\ R(t_K) & R(t_{K-1}) & \cdots & R(t_{3K/4+1}) \end{bmatrix} \quad (10)$$

然后将符号以列的形式取出形成一个序列为

$$[R(d_1) \ R(d_2) \ \cdots \ R(d_K)] \quad (11)$$

由文献[4]可得,解交织矩阵 \mathbf{D} 和交织矩阵 \mathbf{M} 分别为

$$\mathbf{D} = \{(1, d_1), (2, d_2), \dots, (K, d_K)\} \quad (12)$$

$$\mathbf{M} = \{(d_1, 1), (d_2, 2), \dots, (d_K, K)\} \quad (13)$$

3 成对错误概率分析

定义成对错误概率 $P(\mathbf{C} \rightarrow \mathbf{C}')$ 为最大似然解码将实际发送符号 \mathbf{C} 误判为 \mathbf{C}' 的概率。由文献[3]可知,在已知 $H(k)$ 的条件下,PEP 的上限为

$$P(\mathbf{C} \rightarrow \mathbf{C}' | H(0), \dots, H(K-1)) \leq \exp\left[-\frac{E_s d^2(\mathbf{C}, \mathbf{C}')}{4N_0}\right] \quad (14)$$

式中:

$$d^2(\mathbf{C}, \mathbf{C}') =$$

$$\sum_{k=0}^{K-1} \|\mathbf{H}(k)(\mathbf{C}(k) - \mathbf{C}'(k))\|^2$$

定义

$$\mathbf{W}(k) = [\mathbf{W}_k^0, \dots, \mathbf{W}_k^{L-1}]^T \quad (15)$$

$$\mathbf{h}(n) = [h_1[n, 0], \dots, h_1[n, L-1], \dots, h_{N_t}[n, 0], \dots, h_{N_t}[n, L-1]]^T \quad (16)$$

由文献[3]可知

$$d^2(\mathbf{C}, \mathbf{C}') = \mathbf{h}^T(n) \mathbf{\Lambda}_c \mathbf{h}^*(n) \quad (17)$$

式中:

$$\mathbf{\Lambda}_c = \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{\Omega}(k)(\mathbf{C}(k) - \mathbf{C}'(k))(\mathbf{C}(k) - \mathbf{C}'(k))^H \mathbf{\Omega}^H(k) \quad (18)$$

式中: $\mathbf{\Omega}(k) = \mathbf{I}_{N_t} \otimes \mathbf{W}(k)$, \otimes 表示 Kronecker 乘

积, \mathbf{I}_{N_i} 代表 $N_i \times N_i$ 单位矩阵。

假定矩阵 \mathbf{A}_e 的秩为 r , 其非零特征值为 $\lambda_i, i = 1, \dots, r$, 期望 PEP 在所有可实现信道上平均, 则期望 PEP 为

$$\bar{P}(C \rightarrow C') \leq \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-N_r} \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-rN_r} \quad (19)$$

式中: 右边第一项 $\left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-N_r}$ 表示由空时编码获得的编码增益; 第二项 $\left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-rN_r}$ 表示系统的分集增益。

显然 SNR、信道阶数和接收天线的个数是影响本文所提出的系统方案的主要因素。

4 信道估计和模式同步

4.1 CSI 估计

为了检测被发送信号, 完成自适应交织, 需要知道信道状态信息 CSI, 利用引导序列在接收端可以估计 CSI。在文献[1, 2, 8]中提出一种利用信道参数的时域和频域的相关性估计 CSI 的估计器。本文使用文献[2]所提出的简化信道估计方法来估计 CSI。该方法利用最优训练序列对多发天线 OFDM 系统进行信道估计, 不仅可以简化信道估计, 而且还可以获得最佳性能。该简化信道估计方法以可忽略的性能降低为代价, 大大降低了信道估计的复杂性。为了简化, 作者假定调制输出为常模信号。

4.2 模式同步

为了保证发送端和接收端在排列时是可操作的, 对于自适应交织系统, 模式同步是一个具有挑战性的问题。文献[5]提出一种解决模式同步问题的准闭环方法, 该方法在发送端和接收端都使用一个相同的预测滤波器, 当在发送端和接收端有相同的 CSI 序列副本时, 可以在两边获得一个相同的解交织模式。

5 性能仿真

5.1 仿真参数

整个 OFDM 信道带宽被分成 32 个子信道, 使用 RS(63, 47) 编码仿真 32 位传输 OFDM 系统。仿真中首先在发送端产生一个 16 位的码字, 然后在码字中添补 31 个冗余的零, 因此码字的总长变为 47。47 位的码字通过 RS(63, 47) 编码, 产生一个长为 63 的码字, 去掉前面添加的 31 个零之后变成 32 位长的码字被发送。利用类似方

法, 使用 RS(15, 11) 编码可以仿真 8 位 OFDM 传输系统。

假定每一发送包由 8 个 OFDM 块组成, 第一 OFDM 块用来同步和信道估计, 频率选择性衰落信道的信道长度是 3, 因此对于所有情况循环前缀取 4。仿真采取 BPSK 调制, 每个 SNR 做 500 次实验。

5.2 仿真结果

实验 1 不同分集增益的交织性能如图 2 所示。由图可知, 块交织比无交织性能要好, 自适应交织性能明显优于传统的块交织技术; 与 SISO-OFDM 自适应交织系统相比, MIMO-OFDM 自适应交织系统有较大的性能改善。对于 2 发 2 收系统, 在 BER 为 10^{-2} 时, 自适应交织的增益比块交织提高 5 dB。

实验 2 图 3 是基于 2 发 2 收自适应交织 OFDM 系统针对 RS(63, 47) 和 RS(15, 11) 两种编码进行了比较。由图 3 可知, RS(63, 47) 编码比 RS(15, 11) 具有更好的 BER 性能, 因为 RS(63, 47) 编码能纠正 8 位错误, 而 RS(15, 11) 编码

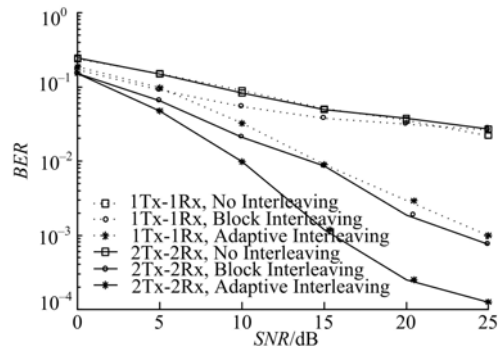


图 2 MIMO-OFDM 系统自适应交织方案比较
Fig. 2 Comparison of interleaving scheme for MIMO-OFDM systems

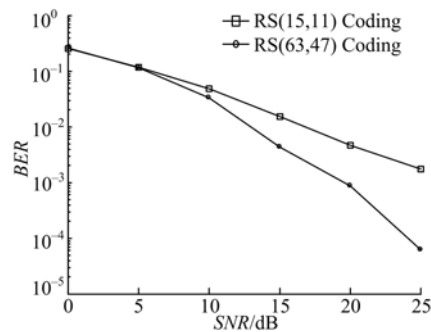


图 3 2 发 2 收自适应交织 OFDM 系统的 RS 编码比较
Fig. 3 Comparison of RS coding with adaptive interleaving for 2Tx-2Rx OFDM systems

只能纠正两位错误。

6 结束语

提出的基于 MIMO-OFDM 系统的自适应交织模型根据 OFDM 一帧内准瞬时信道 SNR 值,利用瞬时信道的可变性,重新排列发送信号的顺序,其目的是打破长的信道突发错误,以便降低系统位错误概率。分析了 MIMO-OFDM 系统成对错误概率的上限,给出了本文提出方案的编码增益和分集增益。结果表明影响本文方案的主要因素是 SNR、信道阶数和接收天线个数。

参考文献:

- [1] Li Y, Seshadri N, Ariyavisitakul S. Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels[J]. IEEE J Select Areas Commun, 1999,17(3):461-471.
- [2] Li Y. Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas [J]. IEEE Trans on Wireless Commun, 2002,1(1):67-75.
- [3] Liu Z Q, Xin Y, Giannakis G B. Space-time-frequency coded OFDM over frequency-selective fading channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002,50(10):2465-2476.
- [4] Hu F Y, Wang S X, Sun X Y. An adaptive interleaving scheme for MIMO-OFDM systems[C]// IEEE 6th CAS Symposium on Emerging Technologies: Frontiers of Mobile and Wireless Communication (MWC'04), 2004,2:477-480.
- [5] Proakis J G. Digital Communication(4th ed)[M]. 北京:电子工业出版社, 2001.
- [6] Lei S W, Lau V K N. Performance analysis of adaptive interleaving for OFDM systems[J]. IEEE Trans Veh Technol, 2002,51(3):435-444.
- [7] Sadjadpour H R, Sloane N J A, Salehi M, et al. Interleaver design for Turbo codes[J]. IEEE J Select Areas Commun, 2001,19(5):831-837.
- [8] Li Y. Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems [J]. IEEE Trans Veh Technol, 2000,49(7):1207-1215.