

基于扰码的 CDMA-BLAST 系统研究

冯兴乐 朱世华 武林俊

(西安交通大学信息与通信工程系 西安 710049)

摘要: 该文提出一种新的 CDMA 下行链路空时编码方案,用正交扩频码区分不同用户,用扰码区分不同发射天线,由于扰码具有良好的自相关和互相关特性,可以在不牺牲码域资源的前提下,以增加少量的复杂度换取较好的链路性能。仿真结果显示,采用正交扩频码和扰码二级扩频的空时编码方案可以取得较好的链路性能。

关键词: BLAST, 空时编码, 扰码, 码分多址

中图分类号: TN914.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2005)01-0082-04

An Enhanced CDMA-BLAST System Employed Scrambling Codes

Feng Xing-le Zhu Shi-hua Wu Lin-jun

(Dept of Info. and Comm., Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract A novel CDMA BLAST space-time code technique is proposed in this paper for the down link in a cellular CDMA system. Scrambling codes and orthogonal spreading codes are employed to identify different transmit antennas and different users, respectively. Due to good auto- and cross-correlation proprieties of the scrambling codes, the proposed scheme can obtain considerable improvement in the bit error rate performance without sacrifice of the precious orthogonal code resources.

Key words BLAST, Space time code, Scrambling code, CDMA

1 引言

下一代的移动通信系统要求支持不同服务质量的高速多媒体传输业务。高速传输的主要指标是频谱效率,即在给定误码率和掉话率的前提下,单位小区单位带宽内所能达到的最大传输速率^[1]。将空域技术(如多天线发射接收技术 Multiple Input, Multiple Output, MIMO)和时域技术(如多用户检测技术)相结合的时空联合无线传输技术无疑是实现高速传输的有效手段。

BLAST(Bell Labs Layered Space-Time)系统最早是由贝尔实验室提出的利用多个发射天线和接收天线,充分利用空域资源以提高频谱效率的无线通信系统。最早的 BLAST 主要针对点对点的窄带传输系统。假设一个 (M, P) 系统,有 M 个发射天线和 P 个接收天线,将用户发送的数据流首先分为 M 个子数据流,分别由不同的天线进行传输;在接收端利用传输信道的空间特性区分不同的数据流。在散射物体较多的室内环境下,众多的多径传播造成很大的角度扩展,以至产生明显的空间选择性衰落,此时近似认为不同的子信

道为相互独立的平坦衰落信道^[2],此时若接收天线数大于发射天线数,接收端收到的信号可认为线性独立,可以利用 V-BLAST 算法^[3]检测各子数据流。

为了将 BLAST 推广到多点传输的宽带 CDMA 系统,文献[4]提出的 CDMA-BLAST 系统将不同用户的数据用相互正交的扩频码扩频后相加,然后在同一天线上发射,这样就可以支持多用户通信,特别适合于下行链路中基站向各移动台发送数据。本文研究对象为下行链路。文献[1]指出,同一用户在不同天线上的数据流可以使用相同的扩频码,也可以使用不同的扩频码,二者各有利弊。采用不同的扩频码,接收端不仅可以利用空域信息,而且可以使用扩频码信息区分数据流,因此可以获得较好的链路性能,即较低的误码率;然而这相应地使用了较多的扩频码资源,而对于一定长度的正交扩频码组,其有效码数目是有限的,这样就减少了小区内可能容纳的用户数。

在 CDMA-BLAST 系统中,可能存在两种类型的多址干扰(MAI),一种是同一用户不同天线之间的干扰(Intra-MAI),在各天线使用相同的正交扩频码时存在此项;

另一种是不同用户之间存在的干扰 (Inter-MAI), 当扩频码不完全正交, 或虽正交但经过异步传输后正交特性已破坏时存在此项。

本文在文献[4]的基础上, 采取同一用户在不同天线上使用相同的扩频码, 但同时增加扰码以区分不同发射天线。扰码是由 Gold 码和 Kasami 码组合生成^[5], 尽管不是完全正交码, 但是由于具有良好的自相关特性和互相关特性而被 3GPP WCDMA 标准所采用。由于扰码不增加带宽, 因而能在不浪费码域资源的前提下, 大大降低 MAI, 提高链路的传输性能, 增加频谱效率。

本文安排如下: 第2节介绍传统的 CDMA-BLAST 系统, 并提出基于扰码的改进方案; 第3节对这两种方案的性能进行分析比较; 仿真结果在第4节给出; 第5节是对全文的总结。

2 系统模型

2.1 系统假设

发送信号为 BPSK 调制, 各信号有相同的扩频因子和发射功率, 扩频码采用 Walsh 码, 它是一种由 Hadamard 矩阵生成的可变长度正交扩频码(OVSF), 扰码采用 S(2)短扰码^[5]。信道为平坦 Rayleigh 衰落, 各子信道之间相互独立, 即

$$E(h_{m_i, p_i}^* h_{m_j, p_j}) = \begin{cases} 0, & m_i \neq m_j \text{ 或 } p_i \neq p_j \\ 1, & m_i = m_j \text{ 且 } p_i = p_j \end{cases} \quad (1)$$

$h_{m,p}$ 为发射天线 m 和接收天线 p 之间信道传递函数, 接收端有理想的信道估计和同步接收。

2.2 传统的 CDMA-BLAST 方案^[4]

对于用户数 $K=16$, 发射天线数 $M=2$, 接收天线数 $P=2$ 的系统, 同一用户在不同发射天线的信号使用相同的扩频码, 发射信号为

$$t_1 = (s_1 b_1 + s_2 b_3 + \dots + s_{16} b_{31}) / \sqrt{2} \quad (2a)$$

$$t_2 = (s_1 b_2 + s_2 b_4 + \dots + s_{16} b_{32}) / \sqrt{2} \quad (2b)$$

其中 t_m 为第 m ($m=1, 2, \dots, M$) 个天线发送的信号; s_k 是用户 k ($k=1, 2, \dots, K$) 对应的扩频码; b_i 是第 $\lceil \frac{i}{M} \rceil$ 个用户的数据 ($i=1, 2, \dots, MK$); $1/\sqrt{M}$ 表示发射功率的归一化; 经过 (M, P) 的 MIMO 信道后, 第 p 个接收天线收到的信号为 $N \times 1$ 维向量:

$$r_p = \sum_{m=1}^M A h_{m,p} t_m + n_p, \quad p=1, 2, \dots, P \quad (3)$$

其中 A 为路径衰落幅度; t_m 为来自发射天线 m 的信号; n_p 是均值为 0, 方差为 σ^2 的 N 维高斯白噪声向量; N 为扩频因子。式(3)用矩阵形式可表示为

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & & & \\ & s_1 & & \\ & & & \\ & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} s_2 & & & \\ & s_2 & & \\ & & & \\ & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \\ + \dots + \begin{bmatrix} s_{16} & & & \\ & s_{16} & & \\ & & & \\ & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{31} \\ b_{32} \end{bmatrix} + n \quad (4)$$

接收端可以采用最大似然检测算法、判决反馈检测算法和空时联合匹配滤波检测算法等进行检测。但是最大似然检测算法的复杂度与用户数和发射天线数的乘积呈指数增长关系, 在工程中难以实现。判决反馈检测算法是在时空联合匹配滤波后对各数据的接收信噪比进行排序, 首先检测出信噪比最大的数据, 然后在接收信号中消除该信号对其他数据的干扰, 依次检测出所有信号。该算法的缺点是每次检测需要 1bit 的时延, 难以满足实时性要求, 此外每个移动台还需知道所有用户的扩频码信息, 在下行链路中难以满足此项要求。采用空时联合匹配滤波检测算法由于同一用户不同天线上的信号采用相同的扩频码, 天线之间干扰较大。

下面提出的改进型方案就是在传统 CDMA-BLAST 基础上, 增加扰码来区分不同的发射天线的信号, 在接收端仍然采用空时联合匹配滤波检测算法。这样就以增加少量复杂度为代价, 大幅度地降低了干扰信号的强度。

2.3 改进的 CDMA-BLAST 方案

由于 S(2)短扰码具有良好的自相关和互相关特性, 特别是在异步传输时这一特点尤为可贵, 因此经常与正交可变长度扩频码一起用于无线通信。在这里我们用扰码区分不同发射天线, 用 OVSF 码区分用户; 各用户的数据流用不同的 OVSF 码扩频后叠加在一起, 乘以对应该天线的扰码后再发射, 在上节的假设条件下, 发射信号为

$$t_1 = \text{diag}(v_1)(s_1 b_1 + s_2 b_3 + \dots + s_{16} b_{31}) / \sqrt{2} \quad (5a)$$

$$t_2 = \text{diag}(v_2)(s_1 b_2 + s_2 b_4 + \dots + s_{16} b_{32}) / \sqrt{2} \quad (5b)$$

其中 v_m 为对应第 m 个发射天线的扰码。接收信号可用矩阵方式表示为

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_{1,1} & q_{1,2} & & \\ & q_{1,1} & q_{1,2} & \\ & & & \\ & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & & & \\ & h_{21} & & \\ & & h_{12} & \\ & & & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} q_{2,1} & q_{2,2} & & \\ & q_{2,1} & q_{2,2} & \\ & & & \\ & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & & & \\ & h_{21} & & \\ & & h_{12} & \\ & & & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} + \dots \\ + \begin{bmatrix} q_{16,1} & q_{16,2} & & \\ & q_{16,1} & q_{16,2} & \\ & & & \\ & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & & & \\ & h_{21} & & \\ & & h_{12} & \\ & & & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{31} \\ b_{32} \end{bmatrix} + n \quad (6)$$

为便于叙述, 用 $q_{k,m} = s_k v_m$ 表示第 k 个用户的扩频码 s_k 和第

m 个发射天线的扰码 v_m 共同作用的综合扩频码, 为两向量对应元素相乘的结果。下面分别对两种方案进行性能分析和比较。

3 两种方案性能分析和比较

首先考虑用户数 $K=2$, 发射天线数 $M=2$, 接收天线数 $P=2$ 的系统, 忽略噪声的影响。假设检测目标为用户 1 的 b_1 , 传统方案采用空时匹配滤波后的输出信号为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^H \\ \mathbf{h}_2^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^H \mathbf{r}_1 \\ s_1^H \mathbf{r}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \|\mathbf{h}_1\|^2 & \mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_2 \\ \mathbf{h}_2^H \mathbf{h}_1 & \|\mathbf{h}_2\|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中 $\mathbf{h}_1 = [h_{11} \ h_{12}]^T$, $\mathbf{h}_2 = [h_{21} \ h_{22}]^T$, $\|\bullet\|$ 表示向量范数, $h_{m,p}$ 为实部虚部均值均为零, 方差为 $1/2$ 的复高斯分布, b_i 为幅值为 1 的双极性信号, 此时平均信号功率为 $E\{(\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_1 b_1)^2\} = 1$, $E\{\bullet\}$ 表示数学期望。干扰项为 $\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_2 b_2 = (h_{11} h_{21} + h_{12} h_{22}) b_2$, 平均干扰功率为 $E\{(\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_2 b_2)^2\} = 1$ 。由于各用户使用的扩频码为完全正交码, 用户之间无干扰, 即 Inter-MAI 等于零; 同一用户不同天线采用相同扩频码, 天线之间存在干扰, 即 Intra-MAI 不等于零。所以传统方案的干扰与发射天线数 M 成正比, 与用户数 K 无关。

同样假设检测目标为用户 1 的 b_1 , 改进方案中空时匹配滤波后的输出信号为

$$\begin{bmatrix} h_{11} & & & \\ & h_{21} & & \\ h_{12} & & & \\ & & h_{22} & \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \mathbf{q}_{1,1} & \mathbf{q}_{1,2} & & \\ & & \mathbf{q}_{1,1} & \mathbf{q}_{1,2} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1 \\ \mathbf{r}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \|\mathbf{h}_1\|^2 \|\mathbf{q}_{1,1}\|^2 & \mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_2 \mathbf{q}_{1,1}^H \mathbf{q}_{1,2} \\ \mathbf{h}_2^H \mathbf{h}_1 \mathbf{q}_{1,2}^H \mathbf{q}_{1,1} & \|\mathbf{h}_2\|^2 \|\mathbf{q}_{1,2}\|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \|\mathbf{h}_1\|^2 \mathbf{q}_{1,1}^H \mathbf{q}_{2,1} & \mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_2 \mathbf{q}_{1,1}^H \mathbf{q}_{2,2} \\ \mathbf{h}_2^H \mathbf{h}_1 \mathbf{q}_{1,2}^H \mathbf{q}_{2,1} & \|\mathbf{h}_2\|^2 \mathbf{q}_{1,2}^H \mathbf{q}_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \quad (8)$$

此时平均信号功率为 $E\{\|\mathbf{h}_1\|^2 \|\mathbf{q}_{1,1}\|^2\} = 1$ 。主要干扰项为 $\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_2 \mathbf{q}_{1,1}^H \mathbf{q}_{1,2} b_2 + \|\mathbf{h}_1\|^2 \mathbf{q}_{1,1}^H \mathbf{q}_{2,1} b_3 + \mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_2 \mathbf{q}_{1,1}^H \mathbf{q}_{2,2} b_4 = A + B + C$ (9)

A 为同一用户不同天线之间的干扰, 与发射天线数 M 成正比; B 为不同用户同一天线之间的干扰, 与用户数 K 成正比; C 为不同用户不同天线之间的干扰, 与发射天线数和用户数的乘积 MK 成正比。

尽管式 (9) 看上去干扰项较多, 但由于扰码具有良好的互相关特性, 因此总的干扰值并不大。由蒙特卡罗仿真得到的结果是 $A=0.0058$, $B=2.33 \times 10^{-35}$, $C=0.0039$ 。

将以上结果推广到一般情况: 用户数 K , 发射天线数

M , 接收天线数 P 的系统。传统算法的信干比为

$$\gamma_1 = 1/(M-1) \quad (10)$$

改进算法的信干比为

$$\gamma_2 = \frac{1}{A(M-1) + B(K-1) + C(K-1)(M-1)} \quad (11)$$

在无噪声情况下, 传统算法的信干比随发射天线数 M 的增加而下降; 改进算法的信干比随发射天线数和用户数的乘积 MK 增加而下降。若令 $\gamma_1 = \gamma_2$, 将 A, B, C 代入上述等式, 可得 $K^* \approx 253$, 即用户数为 K^* 时, 改进算法的信干比与传统算法的信干比大致相当; 当 $K < K^*$ 时, 改进算法的信干比大于传统算法的信干比; 反之, 改进算法的信干比小于传统算法。由此可见, 本改进算法适用于用户数小于 253 的场合。由于本文采用的扩频因子为 256, 每一用户对应一个扩频码, 总的用户数 $K \leq 256$, 因此只有在少数情况下 ($K \in [253, 256]$) 改进算法的性能劣于传统算法。总的来说, 改进算法具有一定的普遍意义。

4 仿真结果

本节比较两种算法的信噪比 E_b/N_0 、用户数 K 、发射天线数 M 和接收天线数 P 等参数对系统平均误码率的影响。仿真条件为发射信号采用 BPSK 调制, 各用户的发射总功率固定为 1, 采用扩频因子 $N=256$ 的 Walsh 码和周期为 256 的 S(2) 短扰码, 信道为 (M, P) 的 MIMO 信道, 各子信道为相互独立的平坦 Rayleigh 衰落信道, 信道参数在一个符号周期内保持不变, 接收端为有理想信道估计的同步接收, 采用时空联合匹配滤波接收算法, 缺省信噪比为话音业务要求的 $E_b/N_0 = 7$ dB, 采用蒙特卡罗算法仿真。

图 1 为 $M=2, P=2, K=4, 16$ 条件下平均误码率与信噪比的关系。在传统算法中, 由于同一用户不同天线上的数据流采用相同的扩频码, 相互之间干扰较大, 在接收端只能利用空间特性区分数据流, 故误码率较高; 而改进算法采用扰码和 Walsh 码组成的综合扩频码, 其良好的自相关和互相关特性, 使其误码率相比传统算法降低了很多: 在 $E_b/N_0 = 7$ dB, $K=4$ 时, 误码率下降了一个数量级。

图 2 为 $M=2, P=2, E_b/N_0 = 7$ dB 条件下平均误码率与用户数的关系。结果显示, 当 $K < 253$ 时, 改进算法的误码率低于传统算法, 但是随着用户数的增加, 这种优势逐渐消失。参照图 1 也可以看出这种趋势, 原因如第 3 节所述: 传统算法中干扰与用户数无关, 而改进算法中干扰与用户数有关。

图 3 反映了平均误码率与发射天线数 M 和接收天线数 P 的关系。此时 $K=4, E_b/N_0 = 7$ dB。可以看出, 随着

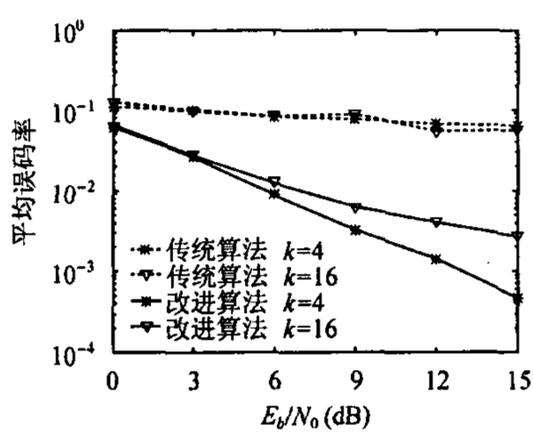
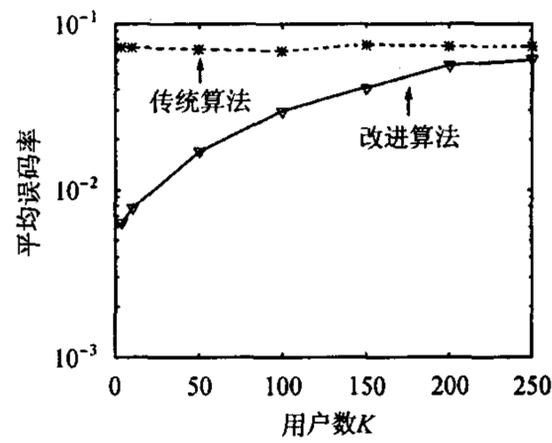
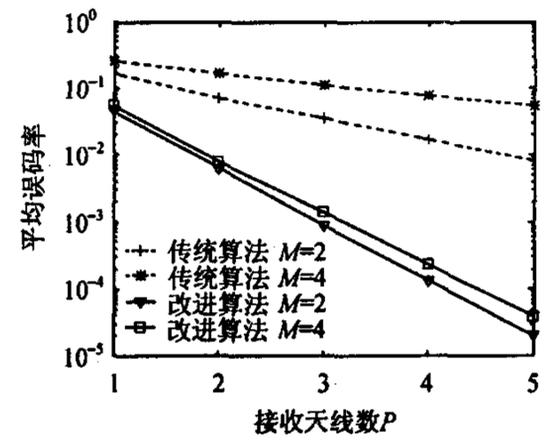


图 1 平均误码率与信噪比的关系

图 2 平均误码率与用户数 K 的关系图 3 平均误码率与发射天线数 M 和接收天线数 P 的关系

接收天线数的增加, 误码率下降, 这是因为多天线接收会带来分集增益; 随着发射天线数增加, 误码率增加, 这是因为发射天线数的增加会造成干扰信号的加强, 信干比下降。

5 结论

本文提出一种新的 CDMA-BLAST 下行链路空时编码方案, 它用正交扩频码区分不同用户, 用扰码区分不同发射天线。这种方案与以往的单纯利用正交扩频码区分用户的方案相比, 码域资源利用率不变, 复杂度少量增加, 但由于扰码具有良好的自相关和互相关特性, 其链路性能, 即误码率有显著降低。在 4 用户、2 发 2 收、信噪比为 7dB 时, 误码率下降一个数量级。这种改善在用户数少于 253 时成立, 但随着用户数的增加, 这种优势将逐渐消失。仿真结果也显示: 发射天线越多, 误码率越大; 接收天线越多, 误码率越小; 最后还需指出, 本文研究对象为同步传输的平坦 Rayleigh 衰落信道, 各子信道之间相互独立, 有关异步传输和频率选择性信道的情况还有待于进一步研究。

参考文献

- [1] Huang H, Viswanathan H, Foschini G J. Multiple antennas in efficiency[J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2002, 1(3): 383-392.
- [2] Winters J H. Smart antennas for wireless systems[J]. *IEEE Personal Communications*, 1998, 5(1): 23-27.
- [3] Woliansky P W, et al.. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. *International Symposium on Signals, Systems and Electronics [C]*. Pisa, Italy, 1998: 295-300.
- [4] Huang H, Viswanathan H. Multiple antennas and multiuser detection in high data rate CDMA systems, *IEEE VTC'00[C]*, Tokyo, Japan, 2000, vol.1: 556-560.
- [5] TSG Ran WG1, Spreading and modulation(FDD), 3GPP Tech Rep. TS25.213, 2000. <http://www.3gpp.org>.

冯兴乐: 男, 1971 年生, 博士生, 研究方向: CDMA 移动通信。
 朱世华: 男, 1950 年生, 教授, 博士生导师, 长期从事移动通信、数字传输和程控交换等领域的研究。
 武林俊: 男, 1968 年生, 博士生, 研究方向: CDMA 移动通信。