

基于满速率空时编码的 CDMA 系统及多用户接收方案

虞湘宾¹, 董 涛²

(1. 南京航空航天大学 信息科学与技术学院, 江苏 南京 210016;

2. 东南大学 移动通信国家重点实验室, 江苏 南京 210096)

摘要: 在给出满速率空时编码 CDMA 系统模型基础上, 针对现有空时编码 CDMA 系统过高的译码复杂度, 提出一种低复杂度的多用户接收方案. 方案中, 每个用户使用多用户检测方法获得各自的单用户接收信号形式, 非常有利于空时编码的复正交性应用. 最大比合并后译码计算仅为简单的线性合并, 有效降低了原方案的指数性译码复杂度. 在相同系统吞吐量下, 所给系统可采用低价调制方案, 并利用其相对多的空间冗余信息, 级联信道编码后明显增强了系统在衰落信道中传输可靠性. 仿真结果也表明所给系统比相应的满分集空时编码 CDMA 系统有着低的误比特率.

关键词: 满速率; 满分集; 空时编码; 多用户接收; 信道编码; CDMA 系统

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2400(2007)01-0140-05

Multuser receiver scheme for the CDMA system based on full-rate space-time coding

YU Xiang-bin¹, DONG Tao²

(1. College of Information Science and Technology, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China; 2. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: A full-rate space-time coding based CDMA system model is firstly given. Considering that the existing space-time coded CDMA system has high decoding complexity, a low-complexity multiuser receiver scheme is proposed. In this scheme, each user employs the multiuser detection method to achieve the single user receiver signal form, which benefits the application of complex orthogonality of space-time coding. After maximum ratio combination, the decoding computation is only simple linear combination, and thus the exponential decoding complexity of the existing scheme is effectively decreased. On the condition of the same system throughput, the given system can adopt the low-order modulation scheme, and utilize more spatial redundant information. As a result, the concatenation of channel coding significantly strengthens the transmission reliability of the system in the fading channel. Simulation results also show that the system has a lower bit error rate than corresponding full-diversity space-time coded CDMA systems.

Key Words: full-rate; full diversity; space-time coding; multiuser receiver; channel coding; CDMA system

空时分组码技术由于可通过正交设计使得译码后获得满分集增益, 且保证译码运算仅为简单的线性合并, 已成为抗信道衰落的有效技术之一^[1-4]. 但是在文献[3]中, Tarokh 等人又证明对于多于两天线空时分组码, 一种既能提供满分集又能提供满速率的复正交设计是不可能的. 考虑到满速率传输是实现高速业务的重要途径, 是通信系统设计所希望达到的要求^[1]; 而由于接收机大小和功率的限制, 低复杂度的空时译码算法也是必要的, 为此, 笔者曾在文献[5]提出一种满速率和复正交设计的多天线空时码方案. 该方案可实现满

收稿日期: 2006-09-22

基金项目: 中国博士后科学基金资助项目(2005038242), 江苏省博士后科研资助计划项目

作者简介: 虞湘宾(1972-), 男, 南京航空航天大学副教授, 博士.

速率、低复杂度和部分分集,而且级联信道编码后,其性能会得到显著提高,要优于相应的满分集空时码方案。但是,上述方案仅适合于单用户情况,故有必要将其推广到多用户 CDMA 环境下,使其在实际的多用户环境中具有实用性。由于在空时编码的多用户系统中,干扰源将随着不同用户数,各个用户的发射天线数的增加成正比增加,故一个好的空时编码 CDMA 系统要在设计好的空时编码方案同时还能有效地抑制多用户干扰。虽然文献[6]给出一种空时编码 CDMA 系统多用户接收方案,其解相关接收后可使各个用户的检测相互独立,但是对于每个用户而言,解相关后其译码有着指数性译码复杂度,故不利于实用化。基于上述原因,笔者通过利用空时分组码的正交性和最大比合并方法,改进文献[6]的译码方案,提出一种低复杂度的满速率空时编码 CDMA 系统及多用户接收方案,它不仅有着文献[5]所给出的优良性能,且能有效抑制多用户干扰;解相关后,每个用户的译码过程具有线性译码复杂度,而且所提系统是基于文献[5]的低复杂度空时分组码方案,故与基于满分集空时分组码方案的 CDMA 系统相比,也将有着低的编译码复杂度。

1 满速率空时编码方案

这里,简要给出所提满速率空时分组编码方案^[5]基本原理。为了便于相同比较,参照文献[7]定义系统的吞吐量为 $R_{cc} \times R_{stbc} \times \eta$,其中: R_{cc} 为信道编码的码率; η 表示采用的调制方案的频带利用率; R_{stbc} 为空时分组码的编码速率。基于通常空时分组编码原理,给出一种满速率和复正交设计的多天线空时分组码方案^[5],该方案编译码是基于 Alamouti 码^[2](其编码矩阵 $G_2 = [d_1 \quad -d_2^*; d_2 \quad d_1^*]$),但它的编码符号是通过对应两个最大信道增益幅值的两个发射天线发射出去。由于依据 G2 码可在 2 个连续时隙内发送 2 个符号,故码速率 $R_{stbc} = 2/2 = 1$,从而实现了满数据率传输;而且编码矩阵也能保持复正交。另外,该方案由于充分利用了两个最大信道增益,避免了部分深衰落系数的影响,其性能要明显好于 G2 码;而且在相同系统吞吐量下则其由于满速率可采用低阶调制方案,而那些满分集空时码(如 1/2 速率 G3 码和 G4 码、3/4 速率 H3 码和 H4 码等^[3,7])由于低速率,则必须采用高阶调制方案来维持相同吞吐量,从而这些满分集码会因信号空间的距离变得更加稠密,使得在衰落信道中易于发生错误,导致性能下降。与满分集空时分组码相比,部分分集码含有相对多的空间冗余信息,从而级联相同信道编码后,其性能要更高的更显著,有效地补偿了部分分集所带来的性能损失^[5]。此外,该方案设计是基于简单的 G2 码,所以它的编译码复杂度也相对较低。在使用的空时码中,G3 码和 G4 码分别为文献[3]提出的 3 天线和 4 天线满分集空时码,其可在 8 个连续时隙内发送 4 个符号,即码速率为 $R_{stbc} = 4/8 = 1/2$ 。考虑到其速率太低,文献[3]还分别针对 3 天线和 4 天线给出另外两种满分集码即 H3 码和 H4 码,其可在 4 个连续时隙内发送 3 个符号,故码速率为 $R_{stbc} = 3/4$ 。速率虽提高了,但编码矩阵较为复杂,含有大量的复数加和复数乘运算。即使这样,它们均没有实现满速率数据传输。

2 满速率空时编码 CDMA 系统及多用户接收方案

2.1 3 天线系统及多用户性能

考虑一个有着 N 个发射天线、 V 个接收天线和 U 个用户的同步 CDMA 通信系统,为充分利用文献[5]所提方案,笔者将首先研究基于 3 发射天线(3Tx)和 1 接收天线(1Rx)的同步 CDMA 系统。该系统工作于时分双工模式,并采用级联信道码的所提满速率空时分组码方案进行发送符号的空时编码。信道假定为平坦准静态瑞利衰落,以致信道增益在一帧时间周期内保持不变,而从一帧到另一帧是独立变化的,且信道增益被建模为独立的复高斯随机变量,具有零均值和单位方差(即其实部、虚部方差均为 0.5)。空时分组码里的分组时间块长对应于 P 个码片周期。由此可得第 u 个用户在第 p ($p = 1, 2, \dots, P$) 个码片周期上从 3 个发射天线上同时发出的信号矩阵为

$$S_u(p) = D_u C_u(p) \quad (1)$$

式中 D_u 为 $3 \times L$ 空时分组码矩阵; $C_u(p)$ 为 $L \times 1$ 维扩频向量,且 $C_u = [C_u(1), \dots, C_u(P)]$ 对应于用户 u 使用的 L 个长度为 P 的归一化扩频码序列,如 CDMA 系统中常用的近似正交 Gold 码序列和完全正交 Walsh 码序列;而且对于不同用户,本文中也采用这些不同的扩频码序列进行码分多址。借助于文[6]的分析方法,

可获得采样后第 p ($p = 1, 2, \dots, P$) 个码片周期内接收端所接收的信号为

$$R(p) = \sum_{u=1}^U \gamma_u^{1/2} \mathbf{h}_u \mathbf{S}_u(p) + z(p) = \sum_{u=1}^U \gamma_u^{1/2} \mathbf{h}_u \mathbf{D}_u \mathbf{C}_u(p) + z(p), \quad p = 1, \dots, P, \quad (2)$$

其中 $\mathbf{h}_u = [h_{u,1}, h_{u,2}, h_{u,3}]$ 为第 u ($u = 1, 2, \dots, U$) 个用户的 1×3 维信道矩阵; 其元素 $h_{u,n}$ ($n = 1, 2, 3$) 表示从发射天线 n 到接收天线的信道增益. $z(p)$, $p = 1, 2, \dots, P$ 为独立同分布的复高斯随机变量, 具有零均值和单位方差. N_{γ_u} 表示在发送空时编码矩阵(即 \mathbf{D}_u) 期间, 即 P 个码片周期内, 用户 u 所在接收天线的平均信噪比. 考虑到在时分双工模式下, 上行链路估计的信道增益可用于下行链路发射, 因此可从所估计的 3 个发射天线信道增益中选择两个最大的信道增益幅值, 并且使用相应的两个发射天线来发送编码符号, 即如果用户 u 的信道增益满足 $|h_{u,1}| \geq |h_{u,3}|$ 且 $|h_{u,2}| \geq |h_{u,3}|$, 则选择相应的 T_{x1} 和 T_{x2} 来发送空时编码信号, 类似的其他两种情况也容易得出.

根据上面的分析, 不妨设 $h_{u,m1}$ 和 $h_{u,m2}$ 分别表示为用户 u 已选择的两个信道增益, 则在接收端依据式(2)和 G2 码矩阵, 可得在第 p 个码片周期内接收信号为

$$R(p) = \sum_{u=1}^U \gamma_u^{1/2} [h_{u,m1} \quad h_{u,m2}] \begin{bmatrix} d_{u1} & -d_{u,2}^* \\ d_{u,2} & d_{u,1}^* \end{bmatrix} \mathbf{C}_u(p) + z(p), \quad (3)$$

这里 $p = 1, 2, \dots, P, L = 2; d_{u,1}, d_{u,2}$ 为用户 u 所要发送的信息符号. 为了简化式(2), 并由此简化式(3)(简化式(2)则更具有普遍性), 定义下列矩阵:

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_i &= \gamma_i^{1/2} \mathbf{h}_i \mathbf{D}_i, \text{ 对应于 } 1 \times L \text{ 矩阵;} \\ \mathbf{C}_i &= [\mathbf{C}_i(1), \dots, \mathbf{C}_i(P)], \text{ 对应于 } L \times P \text{ 矩阵, } i = 1, \dots, U; \\ \mathbf{R} &= [R(1), \dots, R(P)], \text{ 对应于 } 1 \times P \text{ 矩阵;} \\ \mathbf{Z} &= [z(1), \dots, z(P)], \text{ 对应于 } 1 \times P \text{ 矩阵;} \end{aligned}$$

这样式(2)可用矩阵表示为
$$\mathbf{R} = \sum_{u=1}^U \mathbf{B}_i \mathbf{C}_i + \mathbf{Z}. \quad (4)$$

不失一般性, 设用户 u 为期望用户, 则可采用类似文献[8]所给出的多用户检测方法, 由式(4)求得 \mathbf{B}_u 的最大似然估计为

$$\hat{\mathbf{B}}_u = \mathbf{R} \mathbf{C}_u^H (\mathbf{C}_u \mathbf{C}_u^H)^{-1} = \mathbf{B}_u + \sum_{i=1, i \neq u}^U \mathbf{B}_i \mathbf{C}_i \mathbf{C}_i^H (\mathbf{C}_u \mathbf{C}_u^H)^{-1} + \mathbf{Z} \mathbf{C}_u^H (\mathbf{C}_u \mathbf{C}_u^H)^{-1} = \mathbf{B}_u + \mathbf{I} + \mathbf{Z}', \quad (5)$$

其中 $\mathbf{B}_u = \gamma_u^{1/2} \mathbf{h}_u \mathbf{D}_u; \mathbf{I}$ 为多用户干扰; \mathbf{Z}' 为噪声干扰.

对于用户 u , 所有有关发射时编码矩阵 \mathbf{D}_u 的信息均包含于矩阵 \mathbf{B}_u 中. 故由获得的 $\hat{\mathbf{B}}_u$ 就可求得信息码矩阵和相应的信息符号. 由 \mathbf{B}_u 和 \mathbf{B}_i 的定义, 可设 $\hat{\mathbf{B}}_u = [\hat{b}_{u,1}, \hat{b}_{u,2}, \dots, \hat{b}_{u,L}]$; 对于式(3), 即对应于本文中所提空时分组码方案, 其 $L = 2$, 故 $\hat{\mathbf{B}}_u = [\hat{b}_{u,1}, \hat{b}_{u,2}]$. 由于信息符号构成编码矩阵 \mathbf{D}_u , 而 \mathbf{D}_u 也包含于 \mathbf{B}_u 中, 这样就可由具体的 $\hat{\mathbf{B}}_u$ 获得信息符号的判决量. 依据通常空时分组码在单用户下的接收形式和基于最大比合并的译码方法^[2,5,4], 利用空时分组码的复正交设计, 结合用户 u , 就可针对所提满速率空时编码 CDMA 系统解相关后给出以下简单译码方案

$$\begin{cases} \hat{d}_{u,1} = \hat{b}_{u,1} h_{u,m1}^* + \hat{b}_{u,2}^* h_{u,m2} & , \\ \hat{d}_{u,2} = \hat{b}_{u,1} h_{u,m2}^* - \hat{b}_{u,2}^* h_{u,m1} & . \end{cases} \quad (6)$$

同样道理, 也可获得基于 3 天线满分集空时分组码 H3 和 G3 码的 CDMA 系统解相关后的译码方案, 分别如下所示. 对于 H3 码, $L = 4, K = 3$, 有

$$\begin{cases} \hat{d}_{u,1} = \hat{b}_{u,1} h_{u,1}^* + \hat{b}_{u,2}^* h_{u,2} + ((\hat{b}_{u,4} - \hat{b}_{u,3}) h_{u,3}^*/2) - (\hat{b}_{u,4} + \hat{b}_{u,3}^*) h_{u,3}/2 & , \\ \hat{d}_{u,2} = \hat{b}_{u,1} h_{u,2}^* - \hat{b}_{u,2}^* h_{u,1} + ((\hat{b}_{u,4} + \hat{b}_{u,3}) h_{u,3}^*/2) + (\hat{b}_{u,4} - \hat{b}_{u,3}^*) h_{u,3}/2 & , \\ \hat{d}_{u,3} = ((\hat{b}_{u,1} + \hat{b}_{u,2}) h_{u,3}^*/2^{1/2}) + (\hat{b}_{u,3} (h_{u,1} + h_{u,2})/2^{1/2}) + \hat{b}_{u,4}^* (h_{u,1} - h_{u,2})/2^{1/2} & . \end{cases} \quad (7)$$

至于 G3 码可参照以下 G4 码的译码方案, 如式(8)所示, 只不过此时该式中有关 $h_{u,4}$ 和 $h_{u,4}^*$ 项须为零.

2.2 4 天线系统及译码复杂度比较

以上针对 3 天线空时编码 CDMA 系统, 给出了相应的译码方案. 其分析方法同样可用于 4 天线空时编码 CDMA 系统, 此时用户 u 的信道矩阵为 $\mathbf{h}_u = [h_{u,1}, h_{u,2}, h_{u,3}, h_{u,4}]$. 从这 4 个信道系数中选取两个有着

最大幅值的信道系数来发送空时编码信号,就可获得 4 天线满速率空时码方案.不妨设 $h_{u,m1}$ 和 $h_{u,m2}$ 分别表示为用户 u 已选择的两个信道增益系数,则同样可采用 3 天线分析方法获得如(6)所示的 4 天线满速率空时编码 CDMA 系统解相关后的简单译码方案.而对于基于 4 天线满分集空时分组码 G4 和 H4 码的 CDMA 系统,其解相关后的译码方案如下所示:对于 G4 码, $L=8, K=4$, 有

$$\begin{cases} \hat{d}_{u,1} = \hat{b}_{u,1} h_{u,1}^* + \hat{b}_{u,2} h_{u,2}^* + \hat{b}_{u,3} h_{u,3}^* + \hat{b}_{u,4} h_{u,4}^* + \hat{b}_{u,5}^* h_{u,1} + \hat{b}_{u,6}^* h_{u,2} + \hat{b}_{u,7}^* h_{u,3} + \hat{b}_{u,8}^* h_{u,4} & , \\ \hat{d}_{u,2} = \hat{b}_{u,1} h_{u,2}^* - \hat{b}_{u,2} h_{u,1}^* - \hat{b}_{u,3} h_{u,4}^* + \hat{b}_{u,4} h_{u,3}^* + \hat{b}_{u,5}^* h_{u,2} - \hat{b}_{u,6}^* h_{u,1} - \hat{b}_{u,7}^* h_{u,4} + \hat{b}_{u,8}^* h_{u,3} & , \\ \hat{d}_{u,3} = \hat{b}_{u,1} h_{u,3}^* + \hat{b}_{u,2} h_{u,4}^* - \hat{b}_{u,3} h_{u,1}^* - \hat{b}_{u,4} h_{u,2}^* + \hat{b}_{u,5}^* h_{u,3} + \hat{b}_{u,6}^* h_{u,4} - \hat{b}_{u,7}^* h_{u,1} - \hat{b}_{u,8}^* h_{u,2} & , \\ \hat{d}_{u,4} = \hat{b}_{u,1} h_{u,4}^* - \hat{b}_{u,2} h_{u,3}^* + \hat{b}_{u,3} h_{u,2}^* - \hat{b}_{u,4} h_{u,1}^* + \hat{b}_{u,5}^* h_{u,4} - \hat{b}_{u,6}^* h_{u,3} + \hat{b}_{u,7}^* h_{u,2} - \hat{b}_{u,8}^* h_{u,1} & . \end{cases} \quad (8)$$

类似方法可用于 H4 码,考虑重复性工作,不再给出其译码方案.由上面各种译码形式可知,改进译码方案有着线性复杂度.而对于文献[6],其给出解相关后译码方案如下所示:

$$\text{对于一般扩频码,有 } \hat{D}_u = \underset{(d_{u,1}, \dots, d_{u,K}) \in \Omega}{\operatorname{argmin}} \{ \mathbf{v}^H (\hat{\mathbf{B}}_u - \gamma_u^{1/2} \mathbf{h}_u \mathbf{D}_u) \Phi_u^{-1} \mathbf{v} (\hat{\mathbf{B}}_u - \gamma_u^{1/2} \mathbf{h}_u \mathbf{D}_u) \} \quad ,$$

$$\text{对于正交扩频码,有 } \hat{D}_u = \underset{(d_{u,1}, \dots, d_{u,K}) \in \Omega}{\operatorname{argmin}} \|\hat{\mathbf{B}}_u - \gamma_u^{1/2} \mathbf{h}_u \mathbf{D}_u\|_F^2 \quad ,$$

其中 Ω 为有着单位能量的符号星座.

由此可见该译码将具有指数译码复杂度,即如果 Ω 为有 M 个符号组成的星座,则获得所发送 K 个符号所需的搜索次数为 M^K .从而 M, K 越大,复杂度将变得越高,也带来系统实现复杂度显著增高.而对于改进方案,要获得所发送的 K 个符号,其搜索次数仅为 KM .由此可见改进方案复杂度要明显低于原有方案.而且从式(6)~(8)可看出,对于一个符号在译码中进行线性合并时所需计算复杂度(对应于复加次数和复乘次数),本文中所给的满速率空时分组码方案也明显低于那些满分集空时分组码.

3 数值结果与分析

在仿真中,假设信道是准静态瑞利衰落,接收端有着理想信道估计以及准确的系统同步.每个数据帧包括 480 个信息比特, Monte-Carlo 方法用于计算机仿真;格雷映射被用来把比特流映射成所需的 QPSK、8PSK 以及 16QAM 等星座符号.对于不同的空时分组码,本文中将采用不同的调制方式以维持相同的系统吞吐量.考虑 8 个活动用户,并采用常用的 Gold 码作为扩频码,码长为 63.信道编码采用 1/2 码率的卷积码,以及 1/3 码率的 Turbo 码;其中 Turbo 码由两个 1/2 码率的分量编码器构成,这两个编码器通过一个伪随机交织器相连,每个分量码用 $(1, g_n/g_d)$ 来表示;其中 $g_n = 11_{\text{octal}}$ 和 $g_d = 13_{\text{octal}}$ 分别表示前馈和反馈多项式,“octal”表示八进制; Turbo 码的译码算法采用 Log-MAP 算法,迭代次数为 5.仿真结果分别如图 1~2 所示.图中 G2 码, G3 码, H3 码, G4 码以及所提满速率空时分组码(Fstbc)^[5]被考虑,其中符号“G2_CDMA”, “G3_CDMA”, “H3_CDMA”, “G4_CDMA”分别表示采用 2 天线 G2 码, 3 天线 G3 码和 H3 码, 以及 4 天线 G4 码的 CDMA 系统. “Fstbc3_CDMA”和“Fstbc4_CDMA”分别表示采用 3 天线和 4 天线 Fstbc 码的 CDMA 系统; “s1”, “s2”分别表示采用文献[6]中的原译码方案和本文中所提改进译码方案; “SU”表示单用户系统.

在 1 图中, G2 码, Fstbc 码采用了 QPSK 调制, 对应的吞吐量为 $1 \times 1 \times \log_2 4 = 2 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$; G3 码和 G4 码采用的是 16QAM 调制方式, 对应的吞吐量为 $1 \times (1/2) \times \log_2 16 = 2 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$; H3 码采用了 8PSK 调制, 对应的吞吐量为 $1 \times (3/4) \times \log_2 8 = 2.25 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$; 从而获得近似相同的吞吐量.为了比较, 还给出单用户时的不同空时分组码的性能, 以及不同空时编码 CDMA 系统采用原译码方案的性能. 由图 1 可看出在低信噪比时, G2 码所对应系统要优于 G3 码和 G4 码所对应系统; 在高信噪比下, 这种情况正好相反. 而本文中所给出的 3 天线满速率空时编码系统要好于 G2 码和 G3 码所对应系统, 在误比特率为 10^{-5} 时, 可分别获得大约 5 dB 和 3 dB 的增益; 究其原因在于该码方案是采用的低阶 QPSK 调制方式; 而与 QPSK 相比, 16QAM 的星座点是稠密排列的, 在衰落信道中易于发生错误. 另一方面该方案还充分利用了两个最大信道增益, 避免了部分深衰落信道系数的影响. 而且基于上述因素, 所提 4 天线满速率空时编码系统也好于 4 天线 G4 码所对应系统. 此外, 单用户空时编码系统要明显好于相应的多用户系统, 这在于使用的 Gold 码是非完全正交的扩频码, 不能完全去除干扰用户所带来的多用户干扰, 使得空时编码的 CDMA 系统性能要差于

单用户系统. 而且从图中还可看出, 采用所提译码方案的多用户 CDMA 系统, 不论是基于满分集 G2 码、G3 码和 G4 码还是基于所提 Fstbc 码的 CDMA 系统, 均与采用原译码方案相应的多用户 CDMA 系统获得几乎相同的性能, 但本文中所给方案的实现复杂度要明显低于后者.

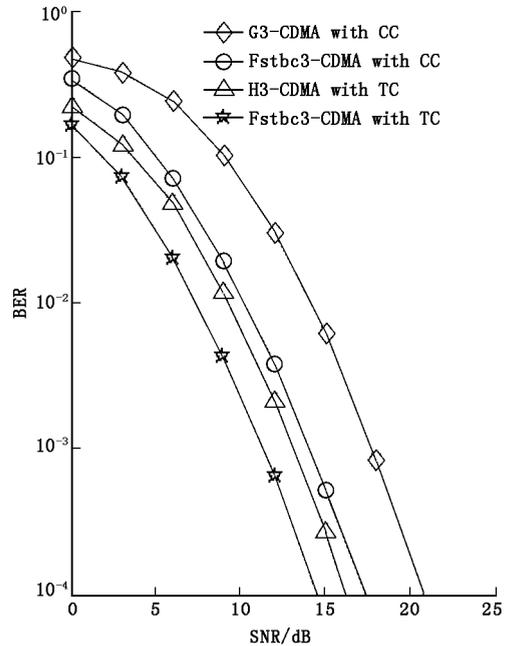
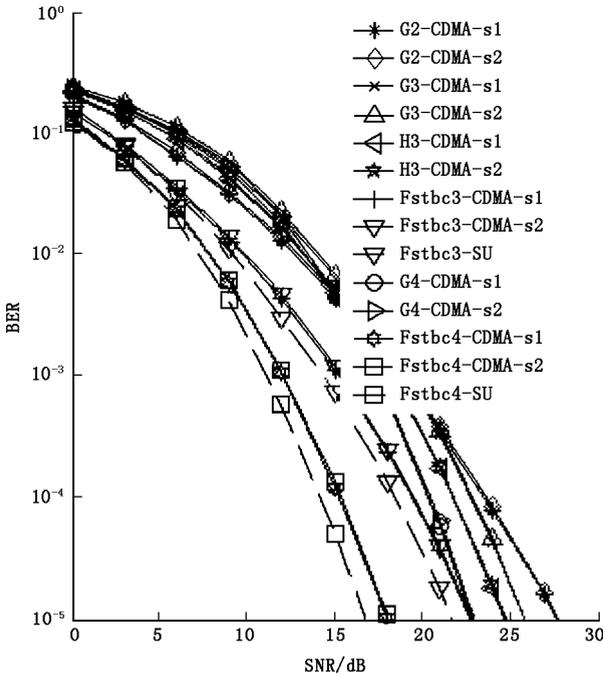


图 1 未考虑信道编码时不同空时编码 CDMA 系统性能比较 图 2 级联信道编码时不同空时编码 CDMA 系统性能比较

为了进一步比较, 图 2 还给出基于 3 天线不同系统级联信道编码时 BER 性能比较. 在图中, 扩频码为 Gold 码; 所提改进方案用于简单译码. 信道编码分别采用 1/2 码率的卷积码(CC)和 1/3 码率的 Turbo 码(TC). 其中卷积码用于 G3 码和 Fstbc 码, 对应的 Fstbc 码采用 QPSK 调制方式; G3 码采用的是 16QAM 调制方式; 而 Turbo 码用于 H3 码和 Fstbc 码, 其中 H3 码采用 16QAM 调制方式, Fstbc 码采用 8PSK 调制方式. 故相应的系统吞吐量均为 $1 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$. 从图中可看出级联卷积码后, 基于 Fstbc 码的 CDMA 系统由于其特殊的编码方案, 以及含有相对多的冗余信息, 其性能都要明显好于基于满分集 G3 码的 CDMA 系统; 在误比特率为 10^{-4} 时, 基于 Fstbc 码的系统比相应的基于 G3 码的系统获得大约 3 dB 增益; 这与前面的分析是相一致的. 而且级联 Turbo 码后, 满速率 Fstbc 码所对应的系统也好于满分集 H3 码所对应的系统; 在误比特率等于 10^{-4} 时, 基于 Fstbc 码的 CDMA 系统与基于 H3 码的 CDMA 系统相比, 可获得约 2 dB 增益. 由此可见在相同吞吐量下, 级联信道编码后的所提满速率空时编码 CDMA 系统要明显好于级联相同信道编码的满分集空时编码 CDMA 系统.

4 结束语

给出了一种基于满速率空时编码的 CDMA 系统模型及性能分析, 并针对现有空时编码 CDMA 系统过高的译码复杂度, 提出一种简单有效的多用户解相关接收方案, 该方案有着线性译码复杂度. 与满分集空时编码 CDMA 系统相比, 所提系统可实现满速率、低复杂度和部分分集; 有着相对多的空间冗余信息, 从而级联信道编码后可有效弥补部分分集所带来的性能损失. 仿真结果表明信道编码后的所提 CDMA 系统比相应的满分集空时编码 CDMA 系统有着低的误比特率, 而且所给出的多用户解相关后译码方案与原有方案有着非常相似的性能, 且译码复杂度比后者低的多. 在相同系统吞吐量下, 所提系统仅需要低阶的调制方式. 而那些满分集空时编码系统由于低速率则需要高阶调制方式, 以致复杂度提高, 性能也将相对下降. 故所提系统不仅有着良好性能, 而且还有低的实现复杂度.