

基于 DSTBC-MC-CDMA 的无线网络协同发射分集系统

赵贤敬^① 郑宝玉^① 傅洪亮^② 钱小聪^①

^①(南京邮电大学信号处理传输研究院 南京 210003)

^②(南京邮电大学通信与信息工程学院 南京 210003)

摘要: 协同分集(cooperative diversity)技术通过使网络中各单天线用户共享彼此天线,形成虚拟的多天线阵列来实现发射或接收分集,可以有效地提高系统性能。该文提出无线网络中频率选择性衰落信道环境下的一种基于分布式空时分组码(Distributed Space Time Block Code, DSTBC)和 MC-CDMA 的协同发射分集方案,并给出了系统实现。建立了误码模型,探讨了协同用户间的信道状态信息(CSI)对系统误码性能的影响,分析了误码性能的上限,并给出了仿真结果。结果表明, DSTBC-MC-CDMA 系统相对于未协同的 MC-CDMA 系统,获得了明显的性能增益。

关键词: 协同分集; 分布式空时分组码; 多载波 CDMA; 频率选择性衰落信道

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)08-1919-05

A Cooperative Transmit Diversity System Based on DSTBC-MC-CDMA in Wireless Networks

Zhao Xian-jing^① Zheng Bao-yu^① Fu Hong-liang^② Qian Xiao-cong^①

^①(Institute of Signal Processing and Transmission, Nanjing University of Posts and Telecomm, Nanjing 210003, China)

^②(Department of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecomm, Nanjing 210003, China)

Abstract: A novel system based on cooperative Distributed Space-Time Block Code and Multi-Carrier Code Division Multiple Access (DSTBC-MC-CDMA) is presented which works well in multi-user wireless networks with single-antenna user in frequency selective fading channel. And an analytical model for describing the symbol decoding error between the interusers is established to analyze the qualitative influence to the bit error rate (BER) performance of the system. Then the simulation is complimented to versify the analytic result above, and the diagrams also show that the BER performance of DSTBC-MC-CDMA outgoes MC-CDMA with distinctive gains.

Key words: Cooperative diversity; Distributed Space-Time Block Coding; MC-CDMA; Frequency selective fading channel

1 前言

多天线分集技术可以有效地抵抗无线网络中的多径衰落的影响,改善网络性能^[1]。但有些无线网络用户终端受限于体积或能量约束等各种条件,不便于采用多天线技术,如蜂窝网络、传感器网络和Ad hoc网络^[2]。协同分集技术应运而生,作为近年来出现的一种新技术,它将网络中某些分布用户(协同用户, interusers)的单天线联合起来,形成虚拟的多天线阵列,来实现多天线分集,已引起国内外同行的关注^[3,4],并成为当前无线通信领域一个新的研究热点。

协同分集技术最早源于中继信道(relay channel)的研究^[5];接着,Sendonaris^[6]等最早研究了协同分集与网络容量和中断概率(outage probability)等系统性能的关系,并给出

了在低速及高速 CDMA 传输系统下的实现方案; Laneman^[7,8]等深入研究了分集的实现方法,提出了固定中继(fixed relaying)、选择中继(selection relaying)和增量中继(increment relaying)3种协同策略;与Laneman 等人的研究工作并行, Hunter^[9]等提出了采用信道编码的编码协同(coded cooperation),如turbo码; Babarossa^[10]和Anghel^[11]主要继续研究了在高斯信道和平坦瑞利衰落信道环境下,采用空时编码技术实现协同分集的问题,对频率选择性衰落信道涉及较少。本文将探讨在频率选择性衰落信道环境下的协同分集实现技术。

近年来出现的MC-CDMA技术结合了正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)和CDMA技术的优点,通过扩频将数据调制到各个频谱互相正交重叠的子载波上发送,不仅可以抵抗频率选择性衰落,同时具有很高的频谱效率。将空时分组码应用于MC-CDMA系统(STBC-MC-CDMA),一方面可降低频率选择性衰落的影响

2005-12-05 收到, 2006-12-07 改回

国家自然科学基金(60372107),江苏省高校自然科学基金重大项目(06KJA51001)和重庆市重点实验室开放基金资助课题

响, 同时又可以获取一定的分集增益, 在这方面国内外已经做了大量的研究, 相关的理论问题已经研究得相当深入^[12]。

在某些实际环境中, 由于各用户只有一根天线, 无法实现基于多天线发射分集的空时编码。但是若网络中某些用户能够通过协同共享彼此的天线, 则可以将空时编码技术分布到不同用户来共同实现, 即分布式空时编码 DSTBC。本文所研究 DSTBC 相对于 STBC 主要区别之一是, 由于 DSTBC 方案是分布到不同用户(协同用户)的实现, 各协同用户间需要信息交换且协同用户间为无线传播环境, 肯定存在解码误差, 该误差将影响接收端的正确判决, 而 STBC 的各个发射天线属于同一个用户, 不存在解码误差。既然协同用户间的解码误差对接收机的性能有影响, 那么影响程度到底有多大? 解码误差在什么范围内, 协同方案的性能优于未协同的单天线方案? 在接收信号中如何表示和衡量解码误差? 能否给出定性或定量的分析, 这些问题对于确定协同方案很有价值, 也是本文的主要研究工作之一。

2 DSTBC-MC-CDMA 系统框架模型

系统环境为频率选择性衰落信道环境下 MC-CDMA 多用户数为 $K+2$ 的无线网络上行链路, 为简化分析, 仅考虑两个协同发送用户 1 和用户 2, 其它 K 个用户信号视为多址干扰, 图中未予画出, 接收用户为 d 。DSTBC-MC-CDMA 系统模型如图 1 所示, 其中频选信道 1、2、3 和 4 分别为用户 2 到用户 1、用户 1 到用户 2、用户 1 到用户 d 以及用户 2 到用户 d 的上行链路信道。频域上, 每个子载波所占带宽非常窄, 通常远小于相干带宽, 因此每个子载波上可视为平坦瑞利衰落, 通常远小于相干带宽, 因此每个子载波上可视为平坦瑞利衰落。 $\mathbf{H}_{ij} = [H_{ij}(0), \dots, H_{ij}(n), \dots, H_{ij}(N-1)]$, 其中 $H_{ij}(n)$ 为频域的信道衰减因子, 表示第 i 个用户和第 j 个用户之间第 n 个子载波上的复增益, 对于 MC-CDMA 系统, $n=0, \dots, N-1$, N 为扩频增益, 亦为载波个数。则 $H_{ij}(n)$ 可以表示为

$$H_{ij}(n) = \gamma_{ij}(n)e^{j\varphi_{ij}(n)} \quad (1)$$

$\gamma_{ij}(n)$ 和 $\varphi_{ij}(n)$ 分别表示第 n 个子载波上的幅度衰落和相位偏移, $\gamma_{ij}(n)$ 服从瑞利分布, $\varphi_{ij}(n)$ 服从 $[0, 2\pi]$ 上的均匀分布, 为简化表达, 假设对于所有的 i, j 和 n , $\gamma_{ij}(n)$ 独立同分布。

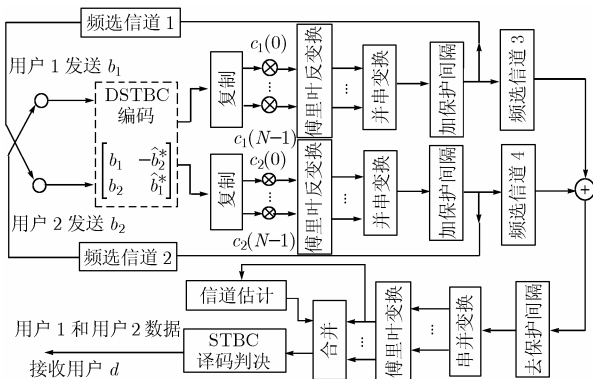


图1 DSTBC-MC-CDMA 系统模型

3 DSTBC-MC-CDMA 系统发射机实现

假设根据一定的协同选择协议, 用户 1 和用户 2 分别选择对方作为协同用户, 某时刻其要发送的比特分别为 b_1 和 b_2 。第 K 个用户的扩频码向量为 $\mathbf{c}_k = [c_k(0) \dots c_k(n) \dots c_k(N-1)]$, $c_k(n)$ 为第 n 个码片, $c_k(n) \in \{-1, 1\}$, 发送信号采用 BPSK 调制为 $b_k \in \{-1, 1\}$, 幅度为 A_k , $k=1, \dots, K+2$, $K+2$ 为网络中的最大发射用户数。为简化分析过程, 假设所插入的保护间隔长度大于信道最大时延扩展。

整个协同通信过程分为协同解码和空时编码两个符号周期(阶段)。第 1 个符号周期, 用户 1, 用户 2 分别通过各自的天线, 同时向对方和用户 d 通过不同的子载波发送 b_1 和 b_2 , 则用户 1, 用户 2 分别去掉保护间隔并经 FFT 变换后, 在一个符号周期内接收到信号向量为 $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2$,

$$\mathbf{r}_1 = A_2 b_2 \mathbf{\Gamma}_{21} \mathbf{c}_2 + \sum_{k=3}^{K+2} A_k b_k \mathbf{\Gamma}_{k1} \mathbf{c}_k + \boldsymbol{\eta}_1 \quad (2)$$

$$\mathbf{r}_2 = A_1 b_1 \mathbf{\Gamma}_{12} \mathbf{c}_1 + \sum_{k=3}^{K+2} A_k b_k \mathbf{\Gamma}_{k2} \mathbf{c}_k + \boldsymbol{\eta}_2 \quad (3)$$

其中 $\mathbf{r}_k = [r_k(0), \dots, r_k(n), \dots, r_k(N)]^T$, $r_k(n)$ 为第 k 个用户第 n 个载波上的接收信号, $\mathbf{\Gamma}_{ij} = \text{diag}(\mathbf{H}_{ij})$, $\boldsymbol{\eta}_k = [\eta_k(0), \dots, \eta_k(n), \dots, \eta_k(N)]^T$, $\eta_k(n)$ 为第 k 个用户第 n 个载波上噪声。对信号向量 $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2$ 的 n 个载波进行最大比合并, 得到

$$\begin{aligned} r_1^i &= \mathbf{c}_2^T \mathbf{\Gamma}_{21}^H \mathbf{r}_1 = A_2 b_2 \mathbf{c}_2^T \mathbf{\Gamma}_{21}^H \mathbf{\Gamma}_{21} \mathbf{c}_2 + \sum_{k=3}^{K+2} A_k b_k \mathbf{c}_2^T \mathbf{\Gamma}_{21}^H \mathbf{\Gamma}_{k1} \mathbf{c}_k + \mathbf{c}_2^T \mathbf{\Gamma}_{21}^H \boldsymbol{\eta}_1 \\ &= A_2 b_2 \sum_{n=0}^{N-1} |H_{21}(n)|^2 + I_1 + \zeta_1 \end{aligned} \quad (4)$$

其中

$$\begin{aligned} I_1 &= \sum_{k=3}^{K+2} A_k b_k \mathbf{c}_2^T \mathbf{\Gamma}_{21}^H \mathbf{\Gamma}_{k1} \mathbf{c}_k \\ &= \sum_{k=3}^{K+2} A_k b_k \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{c}_1(n) \mathbf{c}_k(n) \gamma_{21}^*(n) \gamma_{k1}(n) e^{j(\theta_{k1}(n) - \theta_{21}(n))} \end{aligned} \quad (5)$$

表示多址干扰, 为多个随机变量的和, 由大数定理可知, 当 N 较大时, I_1 为复高斯变量。 $\zeta_1 = \mathbf{c}_2^T \mathbf{\Gamma}_{21}^H \boldsymbol{\eta}_1$ 显然也为复高斯变量。则 b_1 的估计值 \hat{b}_1 为

$$\hat{b}_1 = \begin{cases} 1, & \text{Re}(r_2^i) > 0 \\ -1, & \text{Re}(r_2^i) < 0 \end{cases} \quad (6)$$

同理得到 b_2 的估计值 \hat{b}_2 。至此第 1 个符号周期结束。在第 2 个符号周期, 用户 1 和用户 2 分别向接收用户 d 发送符号 $-\hat{b}_2^*$ 和 \hat{b}_1^* 。这样对在用户 1 和用户 2 看来, 两个符号周期发送的符号矩阵为

$$\begin{bmatrix} b_1 & -\hat{b}_2^* \\ b_2 & \hat{b}_1^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

若协同用户间符号解码正确, 即 $\hat{b}_2 = b_2, \hat{b}_1 = b_1$, 则式(7)退化为标准的 Alamouti 2×2 的正交编码矩阵。

经过分布式空时编码后, 用户 1 在连续的两个符号周期, 分别将两个连续的符号 b_1 和 $-b_2^*$ 复制 N 份后和用户 1 扩频码的 N 个码片分别相乘, 然后经过傅里叶变换器, 并串转换后

加上保护间隔通过天线发射出去。用户 2 的过程类似,只是发送的两个符号分别为 b_2 和 \hat{b}_1^* 。

4 DSTBC-MC-CDMA 系统接收机实现

对接收用户 d 端,去掉保护间隔,并进行 FFT 变换后,得到的第 n 个载波上的两个连续符号周期内的信号为 $y_1(n)$, $y_2(n)$, 假设连续两个符号周期内信道保持不变,则

$$y_1(n) = H_{1d}(n)c_1(n)A_1b_1 + H_{2d}(n)c_2(n)A_2b_2 + \sum_{k=3}^{K+2} H_{kd}(n)c_k(n)A_kb_k + v_1(n) \quad (8)$$

$$y_2(n) = -H_{1d}(n)c_1(n)A_1\hat{b}_2^* + H_{2d}(n)c_2(n)A_2\hat{b}_1^* + \sum_{k=3}^{K+2} A_kb_k^*H_{kd}(n)c_k(n) + v_2(n) \quad (9)$$

其中 b_k 和 b_k^* 为第 k 个用户的发送符号,此处 $k > 2$ 。 $v_1(n)$ 和 $v_2(n)$ 为连续两个符号周期内第 n 个载波上的高斯噪声,

$$\text{令 } I_{d1}(n) = \sum_{k=3}^{K+2} H_{kd}(n)c_k(n)A_kb_k, \quad I_{d2}(n) = \sum_{k=3}^{K+2} H_{kd}(n)c_k(n)$$

$A_kb_k^*$ 为连续两个符号周期接收端 d 在第 n 个载波上的多址干扰项,由上文知,当 N 较大时, $I_{d1}(n)$, 均为复高斯变量。

假设协同用户间符号解码正确,即 $\hat{b}_2 = b_2$, $\hat{b}_1 = b_1$, 频率、相位能够完全同步,则式(8)和式(9)可表示为

$$\begin{bmatrix} y_1(n) \\ y_2^*(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1H_{1d}(n)c_1(n) & A_2H_{2d}(n)c_2(n) \\ A_2H_{2d}^*(n)c_2(n) & -A_1H_{1d}^*(n)c_1(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{d1}(n) \\ I_{d2}^*(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1(n) \\ v_2^*(n) \end{bmatrix} \quad (10)$$

显然矩阵 $\Phi = \begin{bmatrix} A_1H_{1d}(n)c_1(n) & A_2H_{2d}(n)c_2(n) \\ A_2H_{2d}^*(n)c_2(n) & -A_1H_{1d}^*(n)c_1(n) \end{bmatrix}$ 为正交矩阵,

根据最大比合并比原则,式(10)两边同时左乘 Φ^H , 则

$$\begin{bmatrix} y_1'(n) \\ y_2'(n) \end{bmatrix} = \Phi^H \begin{bmatrix} y_1(n) \\ y_2^*(n) \end{bmatrix} = |\Phi|^2 \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} + \Phi^H \begin{bmatrix} I_{d1}(n) \\ I_{d2}^*(n) \end{bmatrix} + \Phi^H \begin{bmatrix} v_1(n) \\ v_2^*(n) \end{bmatrix} \quad (11)$$

通过对各载波合并后,接收机 d 最后得到 b_1 、 b_2 的估计值 \hat{b}_1 、 \hat{b}_2 分别为

$$\hat{b}_1 = \begin{cases} 1, \text{Re}\left(\sum_{n=0}^{N-1} y_1'(n)\right) > 0 \\ -1, \text{Re}\left(\sum_{n=0}^{N-1} y_1'(n)\right) < 0 \end{cases}, \hat{b}_2 = \begin{cases} 1, \text{Re}\left(\sum_{n=0}^{N-1} y_2'(n)\right) > 0 \\ -1, \text{Re}\left(\sum_{n=0}^{N-1} y_2'(n)\right) < 0 \end{cases} \quad (12)$$

此处, $|\Phi|^2 = A_1^2|H_{1d}(n)|^2 + A_2^2|H_{2d}(n)|^2$, 可见基于发射分集的分布式空时分组码得到二阶的分集增益。

5 协同用户间解码差错对系统误码性能的影响分析

5.1 协同用户间解码差错模型

上面的结果都是基于协同用户间完全正确解码的条件下得到的,但实际上肯定存在解码误差,为了分析协同用户间

解码差错情况对系统性能的影响,本文建立了误码模型来模拟信道状况。不失一般性,仍考虑用户 1, 用户 2 传输的比特分别为 b_1 , b_2 , 协同用户 1 和用户 2 解码结果分别为 $\hat{b}_2 = \rho_2b_2$ 和 $\hat{b}_1 = \rho_1b_1$, 即 $\{\rho_i\}_{i=1,2} \in \{-1,1\}$, ρ_i 为 1 表示解码正确, ρ_i 为 -1 表示解码差错。若用户 1 和用户 2 间信道“对称”,此处对称指理想情况,即上行等于下行,则可认为 $\rho_1 = \rho_2$;若用户 1 和用户 2 间信道“非对称”,即 $\rho_1 = -\rho_2$ 。用 P_{e12} 和 P_{e21} 分别表示用户 2 判决来自用户 1 符号的出错的概率以及用户 1 判决来自用户 2 的符号出错的概率,则

$$P_{e12} = \Pr(\rho_1 = -1) = 1 - \Pr(\rho_1 = 1), P_{e21} = \Pr(\rho_2 = -1) = 1 - \Pr(\rho_2 = 1)。$$

5.2 误码性能分析

本节下文的分析都是隐含在第 n 个子载波上进行的,基于上述误码模型,式(10)可写为

$$\begin{bmatrix} y_1(n) \\ y_2^*(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1H_{1d}(n)c_1(n) & A_2H_{2d}(n)c_2(n) \\ A_2H_{2d}^*(n)c_2(n)\rho_2 & -A_1H_{1d}^*(n)c_1(n)\rho_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{d1}(n) \\ I_{d2}^*(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1(n) \\ v_2^*(n) \end{bmatrix} \quad (13)$$

由于接收用户 d 一般情况下并不知道用户 1 和用户 2 间的信道状况,即 ρ_1 和 ρ_2 对接收用户 d 是未知的,仍按上述“最大比合并”原则合并,即式(13)两边同时左乘 Φ^H , 得到

$$\begin{bmatrix} y_1''(n) \\ y_2''(n) \end{bmatrix} = \Phi^H \begin{bmatrix} y_1(n) \\ y_2^*(n) \end{bmatrix} = \Phi_\rho \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} + \Phi^H \begin{bmatrix} I_{d1}(n) \\ I_{d2}^*(n) \end{bmatrix} + \Phi^H \begin{bmatrix} v_1(n) \\ v_2^*(n) \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中

$$\Phi_\rho = \begin{bmatrix} |A_1H_{1d}(n)|^2 + \rho_1|A_2H_{2d}(n)|^2 & 0 \\ 0 & \rho_2|A_1H_{1d}(n)|^2 + |A_2H_{2d}(n)|^2 \\ 0 & (1-\rho_2)A_1A_2H_{1d}^*(n)H_{2d}(n)c_1(n)c_2(n) \\ (1-\rho_2)A_1A_2H_{1d}(n)H_{2d}^*(n)c_1(n)c_2(n) & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

可见,由于 ρ_1 和 ρ_2 的引入,导致了符号间干扰,体现为式(15)中的右面的第 2 项,即在估计符号 b_1 时已不能像式(10)那样消除 b_2 的影响,对 b_2 亦是如此。下面考虑以下几种情况,进行定性的分析:

(1)用户 1 和用户 2 间信道良好,不存在解码误差,即 $\rho_1 = \rho_2 = 1$, 此时的接收机退化为 STBC-MC-CDMA 最大比合并接收机。不存在 ISI。

(2)用户 1 和用户 2 间信道状态不是良好,存在解码误差且信道对称,则 $P_{e12} = P_{e21}$, 不妨假设出错时 $\rho_1 = \rho_2 = -1$, $A_1 = A_2$, 此时式(15)转化为

$$\Phi_\rho = |A_1|^2 \begin{bmatrix} |H_{1d}(n)|^2 - |H_{2d}(n)|^2 & 2H_{1d}^*(n)H_{2d}(n)c_1(n)c_2(n) \\ 2H_{1d}(n)H_{2d}^*(n)c_1(n)c_2(n) & |H_{2d}(n)|^2 - |H_{1d}(n)|^2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

由于 $|H_{1d}(n)|^2 - |H_{2d}(n)|^2$ 和 $|H_{2d}(n)|^2 - |H_{1d}(n)|^2$ 的统计期望值趋近于零, 此时,

$$\sum_{n=0}^{N-1} \begin{bmatrix} y_1''(n) \\ y_2''(n) \end{bmatrix} \approx \sum_{n=0}^{N-1} |A_1|^2 \begin{bmatrix} 0 & 2H_{1d}^*(n)H_{2d}(n)c_1(n)c_2(n) \\ 2H_{1d}(n)H_{2d}^*(n)c_1(n)c_2(n) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} + \sum_{n=0}^{N-1} \Phi^H \begin{bmatrix} I_{d1}(n) \\ I_{d2}^*(n) \end{bmatrix} + \sum_{n=0}^{N-1} \Phi^H \begin{bmatrix} v_1(n) \\ v_2^*(n) \end{bmatrix} \quad (17)$$

由于式(17)后面两项为高斯变量, 显见, 此时判决 b_1 的判决信息完全决定于 $\sum_{n=0}^{N-1} H_{1d}^*(n)H_{2d}(n)c_1(n)c_2(n)b_2$, 当 N 较大时, 也为高斯变量, 当 $\rho_1 = -1$ 时, 对于 BPSK 调制的 b_1 来说, 判决出错的概率为 50%; 所以 $\rho_1 = -1$ 的概率为 P_{e12} 时, b_1 判决出错的概率为 $P_{e12}/2$ 。同理可以得到 b_2 判决出错的概率也为 $P_{e12}/2$ 。

(1)用户 1 和用户 2 间信道状态不是良好, 存在解码误差, 但为非对称信道, 不妨假设 $\rho_1 = -1, \rho_2 = 1$ 。此时, 此时式(15)转化为

$$\Phi_\rho = |A_1|^2 \begin{bmatrix} |H_{1d}(n)|^2 - |H_{2d}(n)|^2 & 0 \\ 2H_{1d}(n)H_{2d}^*(n)c_1(n)c_2(n) & |H_{1d}(n)|^2 + |H_{2d}(n)|^2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

由于 $|H_{1d}(n)|^2 - |H_{2d}(n)|^2$ 统计期望值趋近于零, 所以

$$\sum_{n=0}^{N-1} \begin{bmatrix} y_1''(n) \\ y_2''(n) \end{bmatrix} \approx \sum_{n=0}^{N-1} |A_1|^2 \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 2H_{1d}(n)H_{2d}^*(n)c_1(n)c_2(n) & |H_{1d}(n)|^2 + |H_{2d}(n)|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} + \sum_{n=0}^{N-1} \Phi^H \begin{bmatrix} I_{d1}(n) \\ I_{d2}^*(n) \end{bmatrix} + \sum_{n=0}^{N-1} \Phi^H \begin{bmatrix} v_1(n) \\ v_2^*(n) \end{bmatrix} \quad (19)$$

此时, $\sum_{n=0}^{N-1} y_1''(n)$ 相当于白噪声, 故符号 b_1 判决出错的概率为 $P_{e12}/2$, 并与系统的信噪比无关。对判决 b_2 而言, 其判决的结果决定于

$$\sum_{n=0}^{N-1} 2H_{1d}(n)H_{2d}^*(n)c_1(n)c_2(n) + \sum_{n=0}^{N-1} (|H_{1d}(n)|^2 + |H_{2d}(n)|^2)b_2$$

X_{b_1}

当 N 较大时, X_{b_1} 为零均值的高斯变量, 所以 b_2 的判决增益也有所降低。对于 $\rho_1 = 1, \rho_2 = -1$ 时, 有对称的类似结果。

6 仿真结果及分析

本文采用蒙特卡罗方法对系统的误码性能进行了分析, 总的发射用户个数为 $K+2=5$ 。协同用户为 1 和用户 2, 其余 K 个用户为干扰用户, 且所有用户($K+2$ 个)均以单位功率发射符号, 即 $\{A_k = 1\}_{k=1,2,\dots,K+2}$ 。系统误码性能为用户 1 和用户 2 所发射符号的平均误码性能, 所有用户的调制模式均为 BPSK 调制, 调制符号速率 $R=2\text{Mbps}$ 。信道假定为 4 径瑞利信道模型, 各径延迟相差一个码片周期, 且每径衰落幅度相差-4dB。采用 128 位的 Walsh 序列作为扩频码, 且载波数 N 也为 128, 由于所有载波上的 BPSK 信号相同, 接

收机采用最大比合并准则, 且假设 $P_{e12} = P_{e21}$ 。仿真曲线及理论曲线如图 2-图 5 所示。

图 2 为本系统与未协同的单天线 MC-CDMA 系统在相同环境的误码率对信噪比的比较图。从图中可以看出, 在协同用户间平均解码差错概率分别低于 $1e-4, 1e-2$ 和 $1e-1$ 时, 在信噪比 $\text{SNR} < 6\text{dB}, \text{SNR} < 5\text{dB}$ 和 $\text{SNR} < 3\text{dB}$ 条件下的系统平均误码性能都优于未编码的 MC-CDMA 系统; 这个区间可以解释为本方案的有效可用区间。由图可以看出, 该区域随着协同用户间平均解码差错概率逐渐增大, 直到趋近 STBC-MC-CDMA, 直观地说明了本文方案的有效性。

图 3 和图 4 分别为在协同用户间信道非对称与对称时, 协同用户间不同信道状况下的 DSTBC-MC-CDMA 系统的误码性能, 可以看出两种情况, 不同的协同用户间解码差错概率下系统的误码性能随信噪比的增加而降低, 并趋于 $1 - (P_{e12} + P_{e21})/4$, 与前文的分析一致。图 5 给出了这种关系的具体趋势曲线图, 在信噪比大于 6dB 时, 各条曲线已成直线不随信噪比变化, 且为 $1 - (P_{e12} + P_{e21})/4$, 此外也可以看出, 协同用户间对称与非对称情况下的误码率基本相等。

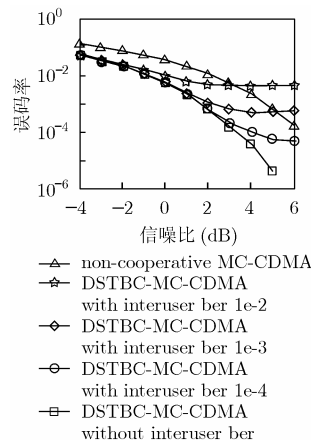


图 2 DSTBC-MC-CDMA 系统与 MC-CDMA 系统性能比较(BER vs. SNR)

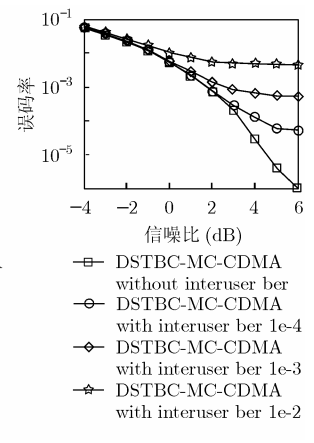


图 3 协同用户间信道对称时系统误码性能 (BER vs. SNR)

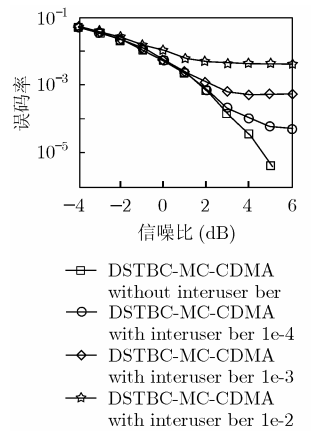


图 4 协同用户间信道非对称时系统误码性能 (BER vs. SNR)

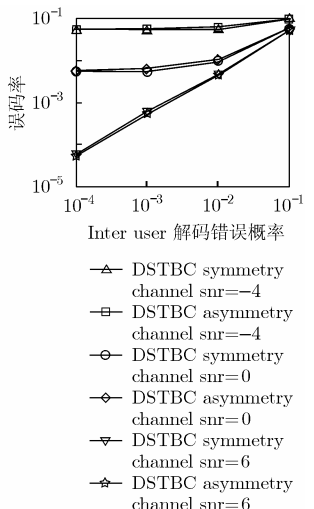


图 5 协同用户间不同信道状态下的系统误码性能 (BER vs. interuser ber)

7 结束语

本文将协同分集技术和分布式空时编码引入 MC-CDMA 系统,提出了协同 DSTBC-MC-CDMA 系统。利用单天线实现了虚拟多天线发射分集,并可以抵抗信道的频率选择性衰落,有效地提高了系统的性能。由仿真曲线同时可以看出, DSTBC-MC-CDMA 系统在协同用户间平均解码差错概率适当小的条件下,低信噪比下的系统平均 BER 性能优于未编码的 MC-CDMA 系统,这也说明了协同分集的有效性,这为进一步地探讨协同用户的选择策略提供了依据。

参考文献

- [1] Choi J. Performance analysis for transmit antenna diversity with/without channel information. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2002, 51(1): 101-113.
- [2] Dow C R and Lin P J. A study of recent research trends and experimental guidelines in mobile ad-hoc network. *Advanced Information Networking and Applications. AINA 2005*, Taipei, China, 2005: 72-77.
- [3] Nosratinia A and Hunter T E. Cooperative communication in wireless networks. *IEEE Communications Magazine*, 2004, 42(10): 74-80.
- [4] 殷勤业, 张莹等. 协作分集: 一种新的空域分集技术. *西安交通大学学报*, 2005, 39(6): 552-557.
Qin-ye Yin and Zhang Ying, *et al.*. Cooperative diversity: A new spatial diversity technique. *Journal of Xi'an JiaoTong University*, 2005, 39(6): 552-557.
- [5] Cover T and Gamal A E. Capacity theorems for the relay channel. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1979, 25(5): 572-584.
- [6] Sendonaris A, Erkip E, and Aazhang B. Increasing uplink capacity via user cooperation diversity. *ISIT*, Cambridge, MA, USA, 1998: 156.
- [7] Laneman J N. Cooperative diversity in wireless networks: algorithms and architectures. [Ph.D. thesis], M.I.T., Cambridge, MA, 2002.
- [8] Laneman J N, Tse D N C, and Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior. *IEEE Trans. on Inform Theory*, 2004, 50(12): 3062-3080.
- [9] Hunter T and Nosratinia A. Diversity through coded cooperation. *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, 2006, 5(2): 283-289.
- [10] Barbarossa S, *et al.*. Cooperative wireless networks based on distributed space time coding. *International Workshop on Wireless Ad-hoc Networks*, Taiwan, China, 2004: 30-34.
- [11] Anghel P A, Leus G, and Kaveh M. Multi-user space-time coding in cooperative networks. *ICASSP '03*, Hong Kong, China, 2003: IV-73-6.
- [12] Xiaoyu Hu, and *et al.*. On the performance and capacity of an asynchronous space-time block-coded MC-CDMA system in the presence of carrier frequency offset. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*. 2004, 53(5): 1327-1340.

赵贤敬: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为现代通信中的信号处理.

郑宝玉: 男, 1945年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为现代通信中的信号与信息处理.