第 27 卷第 2 期 电 子 与 信 息 学 报 Vol.27No.2
2005 年 2 月 Journal of Electronics & Information Technology Feb. 2005

频谱有效的差分空时编码 CDMA 系统

陈钟麟　　朱光喜　　蔡　玮
(华中科技大学电子与信息工程系　武汉　430074)

摘　要：该文针对码分多址(Code-Division Multiple-Access, CDMA)系统提出了频谱有效的差分空时传输方案。考虑包含 M 个同步共道用户的多用户环境，每一用户配备双发射天线。若接收端配备 $N \geq 2$ 个接收天线，该方案将采用解相关检测器和接收天线分集分离 M 个用户。基于平坦 Rayleigh 衰落信道，给出了非相干译码器，它可为每一共道用户提供 $2\times(N-1)$ 的最小分集增益。与已有的差分空时编码 CDMA 系统相比，该方案具有两大优势：第一，仅需增加单个接收天线，该方案可在频谱效率提高 1/3 的条件下显著地改善系统性能；第二，译码仅具有线性复杂度。

关键词：空时码，差分调制，多用户干扰，干扰抑制

中图分类号：TN914.5　　**文献标识码**：A　　**文章编号**：1009-5896(2005)02-0221-05

Spectrum-Efficient Differential Space-Time Coded CDMA Systems

Chen Zhong-lin　　Zhu Guang-xi　　Cai Wei
(Dept of Electron. & Info. Eng., Huazhong Univ. of Sci. and Tech., Wuhan 430074, *China)*

Abstract　In this paper, a spectrum-efficient differential space-time transmission scheme is presented for Code-Division Multiple-Access (CDMA) systems. Consider a multiuser environment with M synchronous co-channel users, each is equipped with 2 transmit antennas. Assuming the receiver uses $N \geq 2$ receive antennas, this scheme will exploit decorrelating detectors and receive antenna diversity to separate M users. Then a noncoherent decoder is derived for flat Rayleigh fading channels, which can provide a minimum diversity order of $2\times(N-1)$ to each co-channel user. Compared with the existing differential space-time coded CDMA systems, the proposed scheme has two main advantages: Firstly, only by deploying an additional receive antenna, it can effectively improve the system performance under the condition that the spectrum efficiency is increased by 1/3; secondly, it has only linear decoding complexity.

Key words　Space-time code, Differential modulation, Multiuser interference, Interference suppression

1　引言

研究表明，空时码技术是对抗衰落、提高频谱利用率的重要手段[1-3]。在以往的空时码研究中，通常假定接收端已获得信道状态信息(Channel State Information, CSI)。但在某些条件下，我们希望实现非相干差分接收，这是由于：(1) 无需为获得 CSI 进行信道估计，可减小接收设备的实现复杂度，增加有效的传输带宽。(2) 在高速移动环境中，信道的快衰落特性使得信道估计变得异常困难[4]。

差分空时码最初是基于单用户系统设计的[4-8]。但是，实用中通常要面对多用户环境。为此，文献[9]在平坦 Rayleigh 衰落条件下将差分酉空时调制(Differential Unitary Space-Time Modulation, DUSTM)[4]推广到多用户情形。虽然解相关接收隔离了不同用户的检测过程，但对单个用户而言，其译码算法仍具有指数复杂度。文献[10]针对频率选择性衰落信道提出了支持多用户/多速率服务、可实现任意星图调制和线性译码的差分空时编码 OFDMA (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access)方法。在这些差分空时多用户系统中，增加系统容量必须正比地消耗更多的频谱资源。

作为改进，当发射和接收端都没有 CSI 时，本文针对 CDMA 系统提出了频谱有效的差分空时传输方案。在发射端，每一用户配备双发射天线，并采用差分空时分组码生成编码矩阵[7,8]。这些矩阵经不同长度的矢量扩频后形成在不同天线上发送的基带信号。正是这种不等长的扩频处理，导致了系统频谱效率的提高。在接收端，我们利用解相关接收机和多天线提供的空间自由度消除多用户干扰(MultiUser Interference, MUI)，并通过空间分集改善系统的译码性能。

2003-08-04 收到，2004-12-16 改回
国家“十五”863“新一代蜂窝移动通信系统无线传输链路技术研究”项目(2001AA123014)资助课题

在抑制 MUI 的同时，该设计保持了差分空时分组码[7,8]的线性译码特性。

本文第 2 节介绍信道模型；第 3 节讲述系统方案；第 4 节是仿真结果；最后在结论部分总结全文。

在以下叙述中，$\delta(\cdot)$ 表示 Kronecker delta 函数；$*$ 表示复数的共轭；$\det(A)$ 表示方阵 A 的行列式；$\boldsymbol{I}_m$ 指 $m\times m$ 的单位方阵；上标 T, H 分别表示矩阵的转置和共轭转置；$\boldsymbol{0}_{M\times N}$ 表示所有元素都是零的 $M\times N$ 矩阵。若 X 是复随机变量，$X\sim N(e,\sigma^2)$ 表示复随机变量的两分量彼此独立，且都服从均值为 e，方差为 $0.5\sigma^2$ 的正态分布。$[a,b]_I$ ($a\le b$)表示整数集合，它的元素 x 满足不等式 $a\le x\le b$。

2 信道模型

考虑平坦 Rayleigh 衰落信道中由 M 个同步的共道用户构成的系统，每个用户配备 2 个发射天线，接收端使用 $N\ge 2$ 个接收天线。定义处理周期等于 $3J$ 个码片周期。在第 t 个处理周期内，用 $\boldsymbol{H}_{m,t}$ ($m\in[1,M]_I$)表示 $N\times 2$ 的信道增益矩阵，它的元素 $h_{mt,rs}$ 给出了从用户 m 的发射天线 s 到接收天线 r 的衰减系数($s\in[1,2]_I, r\in[1,N]_I$)；用 2×1 矢量 $\boldsymbol{x}_{m,t}(i)$ 表示用户 m 的两个发射天线在第 i 个码片周期上的输出信号；那么，在第 t 个处理周期的第 i 个码片周期上，N 个接收天线的接收信号可用 $N\times 1$ 矢量 $\boldsymbol{y}_t(i)$ 表示为

$$\boldsymbol{y}_t(i)=\sum_{m=1}^{M}\sqrt{\rho_m}\boldsymbol{H}_{m,t}\boldsymbol{x}_{m,t}(i)+\boldsymbol{n}_t(i),\quad i\in[1,3J]_I \tag{1}$$

其中 $N\times 1$ 矢量 $\boldsymbol{n}_t(i)$ 表示接收天线的加性白噪声；$\boldsymbol{n}_t(i)$ ($i\in[1,3J]_I$)，$\boldsymbol{H}_{m,t}$ ($m\in[1,M]_I$)的元素都是彼此独立、服从 $N(0,1)$ 分布的复高斯随机变量。后面将证明，$4\rho_m$ 表示仅有用户 m 发射信号时每一接收天线在单个处理周期内的平均信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)。

3 系统实现方案

3.1 信号发送

在发射用户 m 处，信源产生的 PSK 调制符号 $c_m(l)$ 被分组为长度为 2 的数据块 $\tilde{\boldsymbol{c}}_m(k)=[c_m(2k),\ c_m(2k+1)]^{\dagger}$ ($k\ge 1$)，并且 $c_m(l)$ 满足 $|c_m(l)|=1$。差分空时编码器输入 $\tilde{\boldsymbol{c}}_m(k)$，输出如下编码矩阵 $\tilde{\boldsymbol{S}}_m(k)$：

$$\tilde{\boldsymbol{S}}_m(0)=\boldsymbol{I}_2,\quad \tilde{\boldsymbol{S}}_m(k)=\tilde{\boldsymbol{S}}_m(k-1)\boldsymbol{C}_m(k) \tag{2a}$$

$$\boldsymbol{C}_m(k)=(\sqrt{2})^{-1}\begin{bmatrix} c_m(2k) & -c_m^*(2k+1)\\ c_m(2k+1) & c_m^*(2k)\end{bmatrix} \tag{2b}$$

在第 t 个处理周期内，由编码矩阵 $\tilde{\boldsymbol{S}}_m(2t)$ 和 $\tilde{\boldsymbol{S}}_m(2t+1)$ 生成第 i 个码片周期上的发射矢量：

$$\boldsymbol{x}_{m,t}(i)=\begin{cases}\tilde{\boldsymbol{S}}_m(2t)\cdot\boldsymbol{s}_{m1}(i), & i\in[1,2J]\\ \tilde{\boldsymbol{S}}_m(2t+1)\cdot\boldsymbol{s}_{m2}(i-2J), & i\in[2J+1,3J]\end{cases} \tag{3}$$

其中 $\boldsymbol{s}_{m1}(i)$ ($i\in[1,2J]$)，$\boldsymbol{s}_{m2}(i)$ ($i\in[1,J]$)均为 2×1 的矢量；令 $\boldsymbol{Z}_{m1}\triangleq[\boldsymbol{s}_{m1}(1),\cdots,\boldsymbol{s}_{m1}(2J)]$，$\boldsymbol{Z}_{m2}\triangleq[\boldsymbol{s}_{m2}(1),\cdots,\boldsymbol{s}_{m2}(J)]$，它们满足

$$\boldsymbol{Z}_{\mu 1}\boldsymbol{Z}_{m1}^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{Z}_{\mu 2}\boldsymbol{Z}_{m2}^{\mathrm{H}}=\delta(\mu-m)\boldsymbol{I}_2,\quad \mu,m\in[1,M]_I \tag{4}$$

令 $\boldsymbol{S}_m(t)\triangleq[\boldsymbol{x}_{m,t}(1),\cdots,\boldsymbol{x}_{m,t}(3J)]$，它表示用户 m 在第 t 个处理周期的发射矩阵。利用式(3)，我们有

$$\boldsymbol{S}_m(t)=\begin{bmatrix}\tilde{\boldsymbol{S}}_m(2t) & \tilde{\boldsymbol{S}}_m(2t+1)\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\boldsymbol{Z}_{m1} & \boldsymbol{0}_{2\times J}\\ \boldsymbol{0}_{2\times 2J} & \boldsymbol{Z}_{m2}\end{bmatrix} \tag{5}$$

注意到 $\boldsymbol{s}_{m1}(i)$ ($i\in[1,2J]$)对应于两个长度为 $2J$ 的正交归一化扩频序列，$\boldsymbol{s}_{m2}(i)$ ($i\in[1,J]$)对应于两个长度为 J 的正交归一化扩频序列。因此，在一个处理周期内，$\boldsymbol{S}_m(t)$ 可看成按如下方式形成的：对 $\tilde{\boldsymbol{S}}_m(2t)$ 的列实施长度为 $2J$ 的矢量扩频和合并，可得前 $2J$ 个码片周期上两个发射天线的输出信号；对 $\tilde{\boldsymbol{S}}_m(2t+1)$ 的列实施长度为 J 的矢量扩频和合并，可得后 J 个码片周期上的输出信号。在我们的系统中，每一用户具有唯一的 $\boldsymbol{Z}_{m1}$，但不同的两个用户可以共享相同的 $\boldsymbol{Z}_{m2}$ (具有相同 $\boldsymbol{Z}_{m2}$ 的用户构成一个用户组)。所以，$\tilde{\boldsymbol{S}}_m(2t+1)$ 的扩频长度可以取为 $\tilde{\boldsymbol{S}}_m(2t)$ 之扩频长度的一半，这是采用信号设计提高频谱效率的关键所在。在实际的码分配过程中，可能出现以下情形：

(1) 用户 m，α 共享扩频矩阵 $\boldsymbol{Z}_{m2}$。

(2) 用户 m 独占特定的扩频矩阵 $\boldsymbol{Z}_{m2}$。例如，系统包含奇数个用户，除用户 m 外，其余所有用户两两共享相同的扩频矩阵 $\boldsymbol{Z}_{m2}$。

利用式(2)，(4)和(5)，很容易证明 $\tilde{\boldsymbol{S}}_m(t)\tilde{\boldsymbol{S}}_m^{\mathrm{H}}(t)=2\boldsymbol{I}_2$。由于 $\boldsymbol{H}_{m,t}$ 的元素符合 $N(0,1)$ 分布，结合信道模型式(1)可知，ρ_m 具有前述的物理意义。

3.2 信号接收

假设信道特性在两个处理周期内保持不变，即有 $\boldsymbol{H}_{m,t-1}=\boldsymbol{H}_{m,t}=\boldsymbol{H}_m$。令 $\boldsymbol{R}(t)\triangleq[\boldsymbol{y}_t(1),\cdots,\boldsymbol{y}_t(3J)]$，$\boldsymbol{N}(t)\triangleq[\boldsymbol{n}_t(1),\cdots,\boldsymbol{n}_t(3J)]$。根据式(1)，我们有

$$\boldsymbol{R}(t)=\sum_{\mu=1}^{M}[\sqrt{\rho_\mu}\boldsymbol{H}_\mu\boldsymbol{S}_\mu(t)+\boldsymbol{N}(t)] \tag{6}$$

再令 $\boldsymbol{R}(t)=[\bar{\boldsymbol{R}}(3t)\ \ \bar{\boldsymbol{R}}(3t+1)\ \ \bar{\boldsymbol{R}}(3t+2)]$，$\boldsymbol{N}(t)=[\bar{\boldsymbol{N}}(3t)\ \ \bar{\boldsymbol{N}}(3t+1)\ \ \bar{\boldsymbol{N}}(3t+2)]$，$\bar{\boldsymbol{R}}(n)$，$\bar{\boldsymbol{N}}(n)$ 均为 $N\times J$ 矩阵。利用式(5)和式(6)，可以看出

$$[\bar{\boldsymbol{R}}(3t)\ \ \bar{\boldsymbol{R}}(3t+1)]=\sum_{\mu=1}^{M}\sqrt{\rho_\mu}\boldsymbol{H}_\mu\tilde{\boldsymbol{S}}_\mu(2t)\boldsymbol{Z}_{\mu 1}+[\bar{\boldsymbol{N}}(3t)\ \ \bar{\boldsymbol{N}}(3t+1)] \tag{7a}$$

$$\bar{\boldsymbol{R}}(3t+2)=\sum_{\mu=1}^{M}\sqrt{\rho_\mu}\boldsymbol{H}_\mu\tilde{\boldsymbol{S}}_\mu(2t+1)\boldsymbol{Z}_{\mu 2}+\bar{\boldsymbol{N}}(3t+2) \tag{7b}$$

不失一般性，考虑用户 m 的译码过程，假设用户 α 与用户 m 共用相同的扩频矩阵 Z_{m2}（在某些情况下，用户 m 也可能独占 Z_{m2}）。将式(7a)的等式两边右乘矩阵 Z_{m1}^{H}，将式(7b)的等式两边右乘矩阵 Z_{m2}^{H}。结合式(4)，可得

$$\bar{R}_m'(t)=\sqrt{\rho_m}H_m\tilde{S}_m(2t)+\bar{N}_m'(t) \tag{8a}$$

$$\bar{R}_m^{\bullet}(t)=\sqrt{\rho_m}H_m\tilde{S}_m(2t+1)+\sqrt{\rho_\alpha}H_\alpha\tilde{S}_\alpha(2t+1)+\bar{N}_m^{\bullet}(t) \tag{8b}$$

其中

$\bar{R}_m'(t)\triangleq[\bar{R}(3t)\quad \bar{R}(3t+1)]Z_{m1}^{\mathrm{H}}$，$\bar{N}_m'(t)\triangleq[\bar{N}(3t)\quad \bar{N}(3t+1)]Z_{m1}^{\mathrm{H}}$，$\bar{R}_m^{\bullet}(t)\triangleq\bar{R}(3t+2)Z_{m2}^{\mathrm{H}}$，$\bar{N}_m^{\bullet}(t)\triangleq\bar{N}(3t+2)Z_{m2}^{\mathrm{H}}$。基于 Z_{m1}，Z_{m2} 的特性，很容易证明，$\bar{N}_m'(t)$，$\bar{N}_m^{\bullet}(t)$ 的元素都是彼此独立、服从 $N(0,1)$ 分布的复高斯随机变量。事实上，$\bar{R}_m'(t)$，$\bar{R}_m^{\bullet}(t)$ 可以看成解相关检测器处理接收信号 $[\bar{R}(3t)\quad \bar{R}(3t+1)]$，$\bar{R}(3t+2)$ 的结果[11]。解相关检测器消除了用户(或组)间干扰，并使不同用户(或用户组)的检测彼此独立，从而简化了接收机的设计。

3.2.1 *用户 m,α 共享扩频矩阵 Z_{m2} 时，用户 m 奇编号数据块 $\tilde{c}_m(2t+1)$ 的检测*　利用式(2)和式(8a)，我们将式(8b)重写为

$$\begin{aligned}\bar{R}_m^{\bullet}(t)=&\bar{R}_m'(t)C_m(2t+1)+\bar{R}_\alpha'(t)C_\alpha(2t+1)\\&-\bar{N}_m'(t)C_m(2t+1)-\bar{N}_\alpha'(t)C_\alpha(2t+1)+\bar{N}_m^{\bullet}(t)\end{aligned} \tag{9}$$

由于 $C_m(k)$ 满足条件 $C_m(k)C_m^{\mathrm{H}}(k)=I_2$（$m\in[1,M]_I$），可以证明，$\bar{N}_{\mathrm{all}}(t)\triangleq-\bar{N}_m'(t)C_m(2t+1)-\bar{N}_\alpha'(t)C_\alpha(2t+1)+\bar{N}_m^{\bullet}(t)$ 的元素是独立同分布的复高斯随机变量。定义

$$\bar{R}_m^{\bullet}(t)\triangleq\begin{bmatrix}y_{11}(t)&y_{12}(t)\\y_{21}(t)&y_{22}(t)\\\vdots&\vdots\\y_{N1}(t)&y_{N2}(t)\end{bmatrix},\quad \bar{N}_{\mathrm{all}}(t)\triangleq\begin{bmatrix}n_{11}(t)&n_{12}(t)\\n_{21}(t)&n_{22}(t)\\\vdots&\vdots\\n_{N1}(t)&n_{N2}(t)\end{bmatrix},$$

$$\bar{R}_k'(t)\triangleq\begin{bmatrix}d_k^{11}(t)&d_k^{12}(t)\\d_k^{21}(t)&d_k^{22}(t)\\\vdots&\vdots\\d_k^{N1}(t)&d_k^{N2}(t)\end{bmatrix},\qquad k=m\text{ 或 }\alpha \tag{10a}$$

$$y_n(t)\triangleq\begin{bmatrix}y_{n1}(t)&y_{n2}^{*}(t)\end{bmatrix}^{\mathrm{T}},\qquad n_n(t)\triangleq\begin{bmatrix}n_{n1}(t)&n_{n2}^{*}(t)\end{bmatrix}^{\mathrm{T}},$$

$$H_{k,n}(t)\triangleq\begin{bmatrix}d_k^{n1}(t)&d_k^{n2}(t)\\{}[d_k^{n2}(t)]^{*}&-[d_k^{n1}(t)]^{*}\end{bmatrix},\quad k=m\text{ 或 }\alpha,\quad n\in[1,N]_I \tag{10b}$$

此时，式(9)可改写为

$$\underbrace{\begin{bmatrix}y_1(t)\\y_2(t)\\\vdots\\y_N(t)\end{bmatrix}}_{y_N}=\left(\sqrt{2}\right)^{-1}\cdot\underbrace{\begin{bmatrix}H_{m,1}(t)&H_{\alpha,1}(t)\\H_{m,2}(t)&H_{\alpha,2}(t)\\\vdots&\vdots\\H_{m,N}(t)&H_{\alpha,N}(t)\end{bmatrix}}_{H(t)}\cdot\underbrace{\begin{bmatrix}\tilde{c}_m(2t+1)\\\tilde{c}_\alpha(2t+1)\end{bmatrix}}_{c(t)}+\underbrace{\begin{bmatrix}n_1(t)\\n_2(t)\\\vdots\\n_N(t)\end{bmatrix}}_{n(t)} \tag{11}$$

再令

$$H(t)\triangleq\begin{bmatrix}H_{1,1}(t)&H_{1,2}(t)\\H_{2,1}(t)&H_{2,2}(t)\end{bmatrix} \tag{12}$$

其中 $H_{1,1}(t)$ 表示 $H(t)$ 左上角的 $2(N-1)\times2$ 子矩阵，$H_{1,2}(t)$ 表示 $H(t)$ 右上角的 $2(N-1)\times2$ 子矩阵，$H_{2,1}(t)$ 表示 $H(t)$ 左下角的 2×2 子矩阵，$H_{2,2}(t)$ 表示 $H(t)$ 右下角的 2×2 子矩阵。由式(11)可得

$$y(t)=\begin{bmatrix}H_{1,1}(t)&H_{1,2}(t)\\H_{2,1}(t)&H_{2,2}(t)\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\tilde{c}_m(2t+1)\\\tilde{c}_\alpha(2t+1)\end{bmatrix}+n(t) \tag{13}$$

由式(4)和式(8)可知，$\bar{R}_m'(t)$（$\bar{R}_\alpha'(t)$）的元素是独立同分布、方差不为零的复高斯随机量；在此条件下，可以证明，$H_{1,1}(t)$ 的 Moore-Penrose 广义逆矩阵 $H_{1,1}^{+}(t)=[H_{1,1}^{\mathrm{H}}(t)\ H_{1,1}(t)]^{-1}$ $\cdot H_{2,2}(t)$ 的逆矩阵 $H_{2,2}^{-1}(t)$ 以趋于 1 的概率存在(证明略)。定义如下线性滤波器 $F(t)$

$$F(t)\triangleq\begin{bmatrix}I_{2(N-1)}&-H_{1,2}(t)H_{2,2}^{-1}(t)\\-H_{2,1}(t)H_{1,1}^{+}(t)&I_2\end{bmatrix} \tag{14}$$

将 $F(t)$ 应用于式(13),可以分离用户 m 与用户 α 的检测过程:

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix}\bar{y}_1(t)\\\bar{y}_2(t)\end{bmatrix}&\triangleq F(t)\cdot y(t)\\&=\begin{bmatrix}H_{1,1}(t)-H_{1,2}(t)H_{2,2}^{-1}(t)H_{2,1}(t)&0_{2(N-1)\times2}\\0_{2\times2}&H_{2,2}(t)-H_{2,1}(t)H_{1,1}^{+}(t)H_{1,2}(t)\end{bmatrix}\\&\quad\times\begin{bmatrix}\tilde{c}_m(2t+1)\\\tilde{c}_\alpha(2t+1)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\bar{n}_1(t)\\\bar{n}_2(t)\end{bmatrix}\end{aligned} \tag{15}$$

其中 $[\bar{n}_1^{\mathrm{T}}(t)\quad \bar{n}_2^{\mathrm{T}}(t)]^{\mathrm{T}}\triangleq F(t)\cdot n(t)$，$\bar{y}_1(t)$，$\bar{n}_1(t)$ 均为 $2(N-1)\times1$ 的矢量，$\bar{y}_2(t)$，$\bar{n}_2(t)$ 都是 2×1 的矢量。由上式可得

$$\bar{y}_1(t)=[H_{1,1}(t)-H_{1,2}(t)H_{2,2}^{-1}(t)H_{2,1}(t)]\cdot\tilde{c}_m(2t+1)+\bar{n}_1(t) \tag{16}$$

可以证明(略)，$2(N-1)\times2$ 的矩阵:

$\breve{H}(t)\triangleq H_{1,1}(t)-H_{1,2}(t)H_{2,2}^{-1}(t)H_{2,1}(t)$ 具有以下形式：

$$\breve{H}(t)=\begin{bmatrix}\bar{H}_1^{\mathrm{T}}&\cdots&\bar{H}_{N-1}^{\mathrm{T}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}},\quad \bar{H}_n(t)=\begin{bmatrix}a_n(t)&b_n(t)\\b_n^{*}(t)&-a_n^{*}(t)\end{bmatrix},\quad n\in[1,N-1]_I \tag{17}$$

为获得空间分集增益，我们将式(16)的两边左乘矩阵 $\breve{\mathrm{H}}^{\mathrm{H}}(t)$，可得 2×1 判决矢量

$$\breve{y}(t)\triangleq\breve{H}^{\mathrm{H}}(t)\bar{y}_1(t)=\sum_{n=1}^{N-1}(|a_n(t)|^2+|b_n(t)|^2)\begin{bmatrix}c_m(4t+2)\\c_m(4t+3)\end{bmatrix}+\breve{n}(t) \tag{18}$$

其中 $\breve{n}(t)\triangleq\breve{H}^{\mathrm{H}}(t)\bar{n}_1(t)$。利用式(18)，我们可以独立检测 $c_m(4t+i)$（$i=2,3$），所以译码算法仅具有线性复杂度。但是，

在一般情况下，由于 $\tilde{\boldsymbol{n}}(t)$ 是有色的，因而该译码算法仅是次优的。在这样的检测方法中，实质是利用多天线提供的自由度消除多用户干扰，因而只能获得部分分集增益 $2(N-1)$ (式(18)中求和项的个数)。

3.2.2 用户 m 独享扩频矩阵 $\boldsymbol{Z}_{m2}$ 时，用户 m 奇编号数据块 $\tilde{\boldsymbol{c}}_m(2t+1)$ 的检测 此时，式(8b)可表示为

$$\begin{aligned}\bar{\boldsymbol{R}}_m^{\bullet}(t) &= \sqrt{\rho_m}\boldsymbol{H}_m\tilde{\mathrm{S}}_m(2t)\boldsymbol{C}_m(2t+1)+\bar{\boldsymbol{N}}_m^{\bullet}(t)\\ &= \bar{\boldsymbol{R}}_m^{'}(t)\boldsymbol{C}_m(2t+1)+[\bar{\boldsymbol{N}}_m^{\bullet}(t)-\bar{\boldsymbol{N}}_m^{'}(t)\boldsymbol{C}_m(2t+1)]\end{aligned} \tag{19}$$

可以证明，$[\bar{\boldsymbol{N}}_m^{\bullet}(t)-\bar{\boldsymbol{N}}_m^{'}(t)\boldsymbol{C}_m(2t+1)]$ 的元素是独立同分布的复高斯随机量。定义

$$\bar{\boldsymbol{N}}_m^{\bullet}(t)-\bar{\boldsymbol{N}}_m^{'}(t)\boldsymbol{C}_m(2t+1)\triangleq\begin{bmatrix}\tilde{n}_{11}(t) & \tilde{n}_{21}(t) & \cdots & \tilde{n}_{N1}(t)\\ \tilde{n}_{12}(t) & \tilde{n}_{22}(t) & \cdots & \tilde{n}_{N2}(t)\end{bmatrix}^{\mathrm{T}},$$

$$\tilde{\boldsymbol{n}}_n(t)\triangleq[\tilde{n}_{n1}(t)\quad \tilde{n}_{n2}^{*}(t)]^{\mathrm{T}},\quad \tilde{\boldsymbol{n}}(t)\triangleq[\tilde{\boldsymbol{n}}_1^{\mathrm{T}}(t)\quad \tilde{\boldsymbol{n}}_2^{\mathrm{T}}(t)\quad\cdots\quad \tilde{\boldsymbol{n}}_N^{\mathrm{T}}(t)]^{\mathrm{T}}$$

利用式(10)和式(11)的定义，式(19)可重写为

$$\boldsymbol{y}(t)=\hat{\boldsymbol{H}}(t)\cdot\tilde{\boldsymbol{c}}_m(2t+1)+\tilde{\boldsymbol{n}}(t) \tag{20}$$

式中 $\hat{\boldsymbol{H}}(t)=(\sqrt{2})^{-1}\cdot[\boldsymbol{H}_{m,1}^{\mathrm{T}}(t)\quad \boldsymbol{H}_{m,2}^{\mathrm{T}}(t)\quad\cdots\quad \boldsymbol{H}_{m,N}^{\mathrm{T}}(t)]^{\mathrm{T}}$。注意到 $\boldsymbol{H}_{m,n}(t)$ 与 $\bar{\boldsymbol{H}}_n(t)$ 具有相同的结构，将式(20)的两边同时左乘 $\hat{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}(t)$，可获得与式(18)类似的表达式(但求和项的个数为 $2N$)。可以证明，$\hat{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}(t)\tilde{\boldsymbol{n}}(t)$ 的元素都是独立同分布的复高斯随机量，因而可采用最大似然译码器对 $c_m(4t+i)$，($i=2,3$)进行最优的独立检测，并且译码可获得最大分集增益 $2N$。

3.2.3 用户 m,α 共享扩频矩阵 $\boldsymbol{Z}_{m2}$ 时，偶编号数据块 $\tilde{\boldsymbol{c}}_m(2t)$ 的检测 根据式(2)和式(8)，可得

$$\begin{aligned}\bar{\boldsymbol{R}}_m^{'}(t) &= \bar{\boldsymbol{R}}_m^{'}(t-1)\boldsymbol{C}_m(2t-1)\boldsymbol{C}_m(2t)-\bar{\boldsymbol{N}}_m^{'}(t-1)\boldsymbol{C}_m(2t-1)\boldsymbol{C}_m(2t)\\ &\quad+\bar{\boldsymbol{N}}_m^{'}(t)=\tilde{\boldsymbol{R}}_m(t)\mathrm{C}_m(2t)+\tilde{\boldsymbol{N}}_m(t)\end{aligned} \tag{21}$$

其中 $\tilde{\boldsymbol{R}}_m(t)\triangleq\bar{\boldsymbol{R}}_m^{'}(t-1)\boldsymbol{C}_m(2t-1),\tilde{\boldsymbol{N}}_m(t)\triangleq-\bar{\boldsymbol{N}}_m^{'}(t-1)\bullet\boldsymbol{C}_m(2t-1)\bullet\boldsymbol{C}_m(2t)+\bar{\boldsymbol{N}}_m^{'}(t)$，它的元素都是 $N(0,2)$ 分布的复高斯随机变量。比较式(21)和式(19)可知，我们同样可采用具有线性复杂度的最大似然译码器对 $c_m(4t+i)$，($i=0,1$)进行最优检测，并且译码可获得最大分集增益 $2N$。实用中，我们可利用判决反馈值(已经译码的 $\boldsymbol{C}_m(2t-1)$)估计 $\tilde{\boldsymbol{R}}_m(t)$，进而获得检测 $\tilde{\boldsymbol{c}}_m(2t)$ 所必须的数据。虽然 $\tilde{\boldsymbol{c}}_m(2t)$ 的译码依赖于 $\tilde{\boldsymbol{c}}_m(2t-1)$，但由于 $\tilde{\boldsymbol{c}}_m(2t+1)$ 的检测独立于前面的检测结果，因此这种依赖关系并不带来错误传播效应。

3.2.4 用户 m 独享扩频矩阵 $\boldsymbol{Z}_{m2}$，偶编号数据块 $\tilde{\boldsymbol{c}}_m(2t)$ 的检测 利用式(2)和式(8)，我们有

$$\begin{aligned}\bar{\boldsymbol{R}}_m^{'}(t) &= \bar{\boldsymbol{R}}_m^{\bullet}(t-1)\bullet\boldsymbol{C}_m(2t)-\bar{\boldsymbol{N}}_m^{\bullet}(t-1)\\ &\quad\bullet\boldsymbol{C}_m(2t)+\bar{\boldsymbol{N}}_m^{'}(t)=\bar{\boldsymbol{R}}_m^{\bullet}(t-1)\bullet\boldsymbol{C}_m(2t)+\hat{\boldsymbol{N}}_m(t)\end{aligned} \tag{22}$$

式中 $\hat{\boldsymbol{N}}_m(t)\triangleq-\bar{\boldsymbol{N}}_m^{\bullet}(t-1)\bullet\boldsymbol{C}_m(2t)+\bar{\boldsymbol{N}}_m^{'}(t)$，它的元素是独立同分布的复高斯随机变量。对比式(22)和式(19)可知，我们可采用线性复杂度的译码器对 $c_m(4t+i)$，($i=0,1$)进行最优检测，并且译码可获得最大分集增益 $2N$。

4 仿真结果

在以下仿真中，假定所有用户具有相同的发射功率，它们工作在时变的平坦 Rayleigh 衰落信道中，其最大 Doppler 频移为 20Hz。为方便叙述，我们把包含 M 个同步的共道用户、每一用户配备 K 个发射天线、接收端使用 N 个接收天线的系统简称为 (M,K,N) 系统。考虑以下 3 个系统：(1) 系统 1：配置为(10,2,2)，基于本文的方案构造差分空时 CDMA 系统；(2) 系统 2：配置为(10,2,1)，采用文献[9]中的 DUSTM-CDMA 技术；(3) 系统 3：配置为(1,2,1)，根据文献[8]中的设计进行差分空时编码。在系统 1 中，分别选用长度为 32 和 16 的 Hadamard 码构造 $\boldsymbol{Z}_{m1}$ 和 $\boldsymbol{Z}_{m2}$ ($m\in[1,M]_I$)；在系统 2 中，仅考虑使用长度为 32 的 Hadamard 码实现正交扩频的情形。

在图 1 的仿真环境中，系统 1 和系统 3 的发射用户均采用 QPSK 调制方式。为获得相同的调制效率(即确定单个编码矩阵的信息比特数相同)，系统 2 中发射用户的矩阵星图由以下群码(group code)确定[4]

$$\Theta=\left\langle\begin{bmatrix}e^{j\pi/4} & 0\\ 0 & e^{-j\pi/4}\end{bmatrix},\begin{bmatrix}0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix}\right\rangle \tag{23}$$

在图 2 的仿真环境中，系统 1 和 3 的发射用户均采用 16PSK 调制。为保证相同的调制效率，系统 2 中(256，75)循环群码的生成矩阵由下式给出[12]：

$$\boldsymbol{G}=\begin{bmatrix}e^{j\pi/128} & 0\\ 0 & e^{75j\pi/128}\end{bmatrix} \tag{24}$$

从图 1 和 2 可看出，系统 1 的性能明显优于系统 2。仿真表明，当调制效率为 4bit/coded_matrix、BER=10^{-3} 时，系统 1 的性能提高约为 2.5dB(见图 1)；当调制效率为 8bit/coded_matrix, BER=10^{-2} 时，系统 1 的性能提高约为 1.2dB(见图 2)。从两个曲线图还可看出，在低信噪比下，系统 1 的性能优于系统 3。而在中、高信噪比下，系统 3 的性能略优于系统 1。另一方面，从频谱效率的观点看，在系统 1

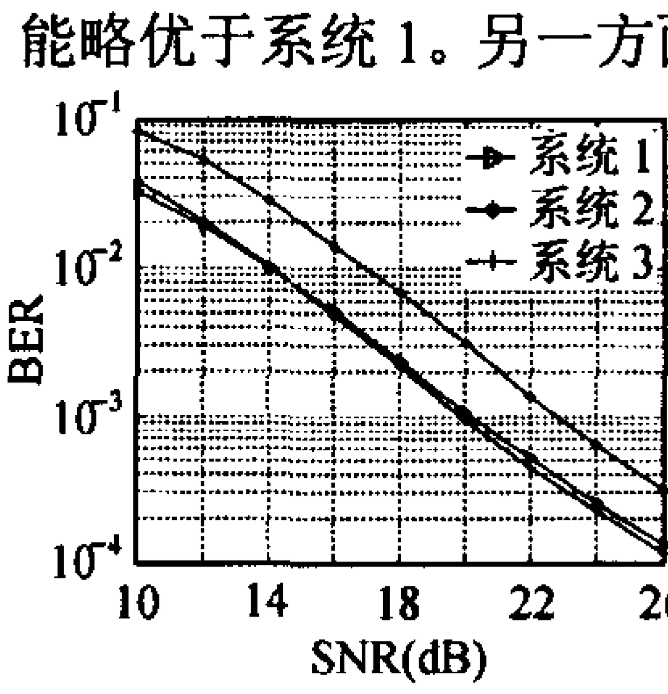

图 1 编码矩阵由 4bit 信息位确定时，3 个系统的性能比较

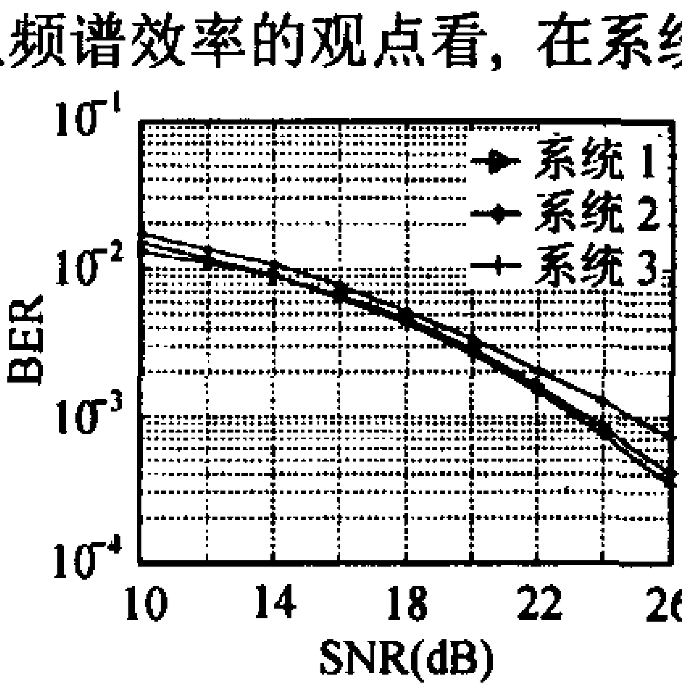

图 2 编码矩阵由 8bit 信息位确定时，3 个系统的性能比较

中，相邻的两个编码矩阵将在 $3J=48$ 个码片周期内发射；而在系统 2 中，相邻的两个编码矩阵必须用 $4J=64$ 个码片周期才能发射完毕。因此，系统 1 的频谱效率较系统 2 提高 1/3。

在图 2 的仿真环境下，系统 2 中单用户的译码复杂度(指译码过程中重复搜索的次数)由发射端矩阵星图的大小确定，其值为 $N_{S2}=2^{RK}=256$ （K 指发射天线数，$R=4$ bps/Hz 指 DUSTM 的频谱效率)[4]；与此同时，系统 1 中单用户的译码复杂度仅为 $N_{S1}=2\times16=32$ 。以上对比说明：系统 1 在显著提高系统性能的同时，可有效降低译码复杂性。对多用户系统而言，随着用户数的增加，减小单个用户的译码复杂度带来的好处将更明显。

5 结论

本文针对 CDMA 系统提出了频谱有效的非相干空时传输方案。其基本原理是：(1) 通过多用户共享扩频序列，减小扩频序列的长度，提高频谱效率；(2) 利用解相关检测器和空时分组码的特殊代数结构消除 MUI；(3) 当接收端没有 CSI 时，具有线性译码复杂度的差分译码器利用多天线提供的分集增益提高系统的抗衰落性能。

本文在双发射天线的条件下给出了系统的实现方案，它可以推广到发射用户配备多天线、多个用户共享扩频序列的情形。作为进一步的研究，我们正考虑将本方案与多载波技术相结合，实现可用于频率选择性衰落信道的差分空时编码 CDMA 系统。

参 考 文 献

[1] Vahid Tarokh, Nambi Seshadir, Calderbank A R. Spacetime code for high data rate wireless communication: Performance analysis and code construction. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1998, 44(2): 744 – 765.

[2] Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani, Calderbank A R. Space–time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1999, 45(5): 1456 – 1467.

[3] Alamouti M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE J. on Selected Areas in Comm.*, 1998, 16(8): 1451 – 1458.

[4] Hughes L. Double differential space-time coding for time–selective fading channels. *IEEE Trans. on Comm.*, 2001, 49(9): 1529 – 1539.

[5] Hochwald B M, Sweldens W. Differential unitary space-time modulation. *IEEE Trans. on Comm.*, 2000, 48(12): 2041 – 2052.

[6] Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani. A differential detection scheme for transmit diversity. *IEEE J. on Selected Areas in Comm.*, 2000, 18(7): 1169 – 1174.

[7] Girish Ganesan, Petre Stoica. Differential modulation using space-time block codes. *IEEE Signal Processing Letters*, 2002, 9(2): 57 – 60.

[8] Chen Zhonglin, Zhu Guangxi, Shen Jing, Liu Yingzhuang. Differential space-time block codes from amicable orthogonal designs [A]. IEEE WCNC, New Orleans, LA, USA, 2003, 2: 768 – 772.

[9] Li Hongbin, Li Jian. Differential and coherent decorrelating multiuser receivers for space-time-coded CDMA systems. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(10): 2529 – 2536.

[10] Chen Zhonglin, Zhu Guangxi, Cai Wei, Ni Qiang. Differential space-time block-coded OFDMA for frequency-selective channels. IEEE PIMRC 2003, Beijing, China, 3: 2171 – 2175.

[11] Verdu S. Multiuser Detection, Cambridge, U.K.: Cambridge University Press, 1998.

[12] Hassibi B, *et al.*. Representation theory for high-rate multiple-antenna code design. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2001, IT-47(6): 2335 – 2367.

陈钟麟：　男，1968 年生，博士生，研究方向为空时编码、MIMO 系统中的多用户检测、OFDM 系统的信道估计等.

朱光喜：　男，1945 年生，博士生导师，研究方向为无线通信、图像、图形与多媒体信息处理.

蔡　玮：　女，1974 年生，博士生，研究方向为 OFDM 系统的同步算法、空时编码等.