

差分空时编码 CDMA 系统的多用户接收机设计¹

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: 利用码分多址和互满正交设计, 该文针对多天线系统提出了非相干空时传输方案. 它可支持满分集通信, 并能有效抑制多用户干扰. 基于平坦 Rayleigh 衰落信道, 给出了差分解相关接收机, 它不仅隔离了不同用户的检测, 而且使不同数据符号的译码彼此独立.

关键词: 码分多址, 多用户接收机, 空时编码

中图分类号: TN914.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)11-1843-06

Multiuser Receiver Design for 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 Based on code division multiple access and amicable orthogonal design, a non-coherent space-time transmission scheme is proposed for multiple-antenna systems, which allows full-diversity communication and is resistant to multiuser interference. Then a differential decorrelative receiver is given for flat Rayleigh fading channels, which decouples not only the detection of different users but also the decoding of different data symbols.

Key words Code Division Multiple Access(CDMA), Multiuser receiver, Space-time coding

1 引言

近年来, 差分空时码 (Differential Space-Time Code, DSTC) 受到广泛关注^[1-6], 这是由于: (1) 在接收端没有信道状态信息 (Channel State Information, CSI) 的条件下, 它可确保系统获得满分集分集, 从而减小了接收设备的实现复杂度, 增加了有效的传输带宽; (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^[1].

另一方面, 在多用户空时系统中, 干扰源的数目将随用户数、每一用户的发射天线数成正比增加. 因此, 如何在获得空时分集增益的同时有效地抑制多用户干扰 (MultiUser Interference, MUI) 将是建立多用户空时系统的关键. 文献 [7] 将差分空码调制 (Differential Space-Code Modulation, DSCM) 技术^[8] 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, 其译码算法仍然具有指数复杂度.

作为改进, 本文将基于互满正交设计的差分空时码 (Amicable-orthogonal-design-based DSTC, ADSTC)^[5,6] 与扩频技术相结合, 针对多天线码分多址 (Code Division Multiple Access, CDMA) 系统提出了非相干差分空时传输方案, 它可支持满分集通信, 并能有效抑制多用户干扰. 数据矩阵的互满正交设计, 不仅提高了系统的编码增益, 而且使得单个用户的译码过程具有与正交空时分组码^[9] 类似的分解译码特性, 大大降低了译码复杂度.

¹ 2003-04-19 收到, 2003-10-20 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

符号说明: $E(\cdot)$ 表示求随机量的数学期望; Re 表示对复数取实部操作; I_N 指 $N \times N$ 的单位方阵; tr 表示矩阵的迹操作; 上标 T 、 H 分别表示矩阵的转置和共轭转置; $\text{vec}(\cdot)$ 表示将矩阵的列堆叠排列形成的列矢量; \otimes 表示矩阵的张量积. $[a, b]_I (a \leq b)$ 表示整数集合, 它的元素满足不等式 $a \leq x \leq b$ (下标 I 指集合元素为整数).

2 互满正交设计

设 $\{X_j, j \in [1, p]_I\}$ 、 $\{Y_j, j \in [1, p]_I\}$ 均为包含 p 个 $M \times M$ 矩阵的矩阵集, 若满足以下条件^[9]:

$$\left. \begin{aligned} X_j^H X_j &= I_M, Y_j^H Y_j = I_M, \forall j \\ X_j^H X_k &= -X_k^H X_j, Y_j^H Y_k = -Y_k^H Y_j, \forall j \neq k \\ X_j^H Y_k &= Y_k^H X_j, \forall j, k \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

则称 $\{X_j, j \in [1, p]_I\}$ 和 $\{Y_j, j \in [1, p]_I\}$ 构成了参数为 (p, M) 的互满正交设计. 用 Q 表示能量归一化的 PSK 调制星图, 用 $\{c_j | c_j \in Q, j \in [1, p]_I\}$ 表示 p 个调制符号构成的集合, c_j 的实部和虚部分别用 c_j^R 和 c_j^I 表示, 定义

$$Z \triangleq (\sqrt{p})^{-1} \sum_{j=1}^p (X_j c_j^R + i Y_j c_j^I) \quad (2)$$

Z 称为由 $\{c_j | c_j \in Q, j \in [1, p]_I\}$ 确定的互满数据矩阵.

3 信道模型

考虑平坦 Rayleigh 衰落信道中由 K 个用户构成的同步系统, 发射端使用 M 个天线, 每一接收用户配备 N 个天线 (简称 (M, N) 配置). 定义分组时间单元由 J 个码片周期构成. 在第 t 个分组时间单元内, 用户 k 产生的 p 个调制符号可确定编码矩阵 $C_{k,t} \in C^{M \times M}$, 则用户 k 在第 i 个码片周期上从 M 个发射天线上输出的信号为

$$x_{k,t}(i) = C_{k,t} \cdot s_k(i), \quad i \in [1, J]_I \quad (3)$$

其中 $s_k(i) \in C^{M \times 1} (i \in [1, J]_I)$ 对应于 M 个由用户 k 使用的、长度为 J 的正交 (或准正交) 归一化扩频序列; 并且, 不同用户的扩频码也满足正交 (或准正交) 关系.

假设信道特性在两个分组时间单元内保持不变. 用 $H_{k,t} \in C^{N \times M}$ 表示第 t 个分组时间单元内与用户 k 对应的 $N \times M$ 信道增益矩阵, 它的元素 $h_{k,t}(n, m)$ 给出了从发射天线 m 到接收天线 n 的衰减系数. 那么, 在第 t 个分组时间单元的第 i 个码片周期上, N 个接收天线的接收信号 $y_t \in C^{N \times 1}$ 可写成

$$y_t(i) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\rho_k} H_{k,t} \cdot C_{k,t} \cdot s_k(i) + n_t(i), \quad i \in [1, J]_I \quad (4)$$

式中 $n_t(i) \in C^{N \times 1}$ 表示加性白噪声, $n_t(i)$ 、 $H_{k,t}$ 的元素都是彼此独立、均值为 0、每维方差为 0.5 的复高斯随机量, ρ_k 表示仅有用户 k 工作时每一接收天线在 J/M 码片周期内的平均信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR).

4 差分空时传输方案和解相关多用户接收机

4.1 信号发送

设第 t 个分组时间单元内, 用户 k 产生的 p 个调制符号 $\{c_{k,t,j} | c_{k,t,j} \in Q, j \in [1, p]_I\}$ 按照

式 (2) 确定了互满数据阵 $Z_{k,t}$, 则编码方阵 $C_{k,t}$ 由下式确定:

$$C_{k,0} = I_M, \quad C_{k,t} = C_{k,t-1} Z_{k,t} \quad (5)$$

令 $S_k \triangleq [s_k(1), \dots, s_k(J)]$, $\bar{S}_{k,t} \triangleq [x_{k,t}(1), \dots, x_{k,t}(J)]$, 它表示用户 k 在第 t 个分组时间单元的发射信号. 由式 (3) 可知, $\bar{S}_{k,t}$ 满足

$$\bar{S}_{k,t} = C_{k,t} \cdot S_k \quad (6)$$

由于 $|c_j| = 1$, 我们有 $Z_{k,t} Z_{k,t}^H = Z_{k,t}^H Z_{k,t} = I_M$. 利用该结论及 $S_k S_k^H = I_M$, 结合式 (5)、式 (6), 我们有

$$\bar{S}_{k,t} \bar{S}_{k,t}^H = C_{k,t} C_{k,t}^H = I_M \quad (7)$$

4.2 解相关多用户接收

为使表达更简洁, 令 $Y_t \triangleq [y_t(1), \dots, y_t(J)]$, $N_t \triangleq [n_t(1), \dots, n_t(J)]$. 假设只有用户 k 发射信号, 由式 (4) 可知,

$$Y_t = \sqrt{\rho_k} H_{k,t} \cdot \bar{S}_{k,t} + N_t \quad (8)$$

从式 (7) 和式 (8) 可看出, ρ_k 具有前面所述的物理意义. 再令 $S_t \triangleq [S_1^T, \dots, S_K^T]^T$, $A_{k,t} \triangleq \sqrt{\rho_k} H_{k,t} \cdot C_{k,t}$, $\bar{A}_t \triangleq [A_{1,t}, \dots, A_{K,t}]$. 式 (8) 可改写为

$$Y_t = A_t \cdot S + N_t \quad (9)$$

给定 $\{H_{k,t}\}_{k=1}^K$, $\{C_{k,t}\}_{k=1}^K$, A_t 的最大似然 (Maximum-Likelihood, ML) 估计由下式确定^[10]

$$\bar{A}_t = Y_t \cdot S^H (SS^H)^{-1} \quad (10)$$

事实上, Moore-Penrose 广义逆矩阵 $S^H (SS^H)^{-1}$ 对应于解相干接收, \bar{A}_t 可以看成输入为 Y_t 时解相关器的输出.

4.3 非相干差分检测

由式 (10) 可得

$$\bar{A}_t = (A_t \cdot S + N_t) \cdot S^H (SS^H)^{-1} = A_t + E_t \quad (11)$$

式中 $E_t = N_t \cdot S^H (SS^H)^{-1}$. 不难证明, $E_t \in C^{N \times KM}$ 的元素都是独立同分布的复高斯随机变量.

从 \bar{A}_t 的第 $(k-1)M+1$ 列开始, 按编号递增的顺序取 M 列构成新矩阵 $\bar{A}_{k,t}$. 由 A_t 的定义和式 (11) 可知, $\bar{A}_{k,t}$ 可看成 $A_{k,t}$ 的 ML 估计. 定义 $\bar{A}_{k,t} \triangleq [\bar{A}_{k,t-1} \bar{A}_{k,t}]$. 可以证明, 在已知 $C_{k,t}$ 的条件下, $\text{vec}(\bar{A}_{k,t})$ 是均值为零的高斯随机矢量, 其协方差矩阵可表示为^[7]

$$\text{COV}_{k,t} = \rho_k (\bar{C}_{k,t}^H \bar{C}_{k,t})^T \otimes I_N + I_2 \otimes \Phi_k \quad (12)$$

其中 $\bar{C}_{k,t} = [C_{k,t-1}, C_{k,t}]$, $\Phi_k \in C^{MN \times MN}$ 是矩阵 $\Phi \triangleq [(SS^H)^{-1}]^T \otimes I_N$ 的第 k 个对角块. 由 S 的定义和 S_k 的行正交特性可知, S 的行是正交归一化的, 因此, $\Phi = I_{KMN}$, $\Phi_k = I_{MN}$. 式 (12) 可简化为

$$\text{COV}_{k,t} = \Gamma_{k,t} I_{k,t}^H + I_{2MN} \quad (13)$$

式中 $\Gamma_{k,t} \triangleq \sqrt{\rho_k}(\bar{\mathbf{C}}_{k,t}^T \otimes \mathbf{I}_N)$ 。给定 $\text{vec}(\bar{\mathbf{A}}_{k,t})$ 的概率分布, 则 $\{c_{k,t,j} | c_{k,t,j} \in Q, j \in [1, p]_I\}$ 的 ML 检测由下式确定^[11]:

$$(\{\hat{c}_{k,t,j}\}) = \arg \max_{\{c_{k,t,j}\}, c_{k,t,j} \in Q} \{-\ln |\text{COV}_{k,t}| - \text{tr}\{\text{COV}_{k,t}^{-1} \text{vec}(\bar{\mathbf{A}}_{k,t}) \text{vec}^H(\bar{\mathbf{A}}_{k,t})\}\} \quad (14)$$

我们先计算协方差矩阵的行列式 $|\text{COV}_{k,t}|$ 。注意到

$$|\text{COV}_{k,t}| = |\mathbf{I}_{2MN} + \Gamma_{k,t} \Gamma_{k,t}^H| = |\mathbf{I}_{MN} + \Gamma_{k,t}^H \Gamma_{k,t}| = |\mathbf{I}_{MN} + \rho_k(\bar{\mathbf{C}}_{k,t} \bar{\mathbf{C}}_{k,t}^H) \otimes \mathbf{I}_N| \quad (15)$$

上式用到公式 $|I + \mathbf{XY}| = |I + \mathbf{YX}|$ (\mathbf{X}, \mathbf{Y} 的维数匹配)。利用 $\bar{\mathbf{C}}_{k,t}$ 的定义和式 (7) 可得, $\bar{\mathbf{C}}_{k,t} \bar{\mathbf{C}}_{k,t}^H = 2\mathbf{I}_M$ 。式 (15) 可转化为

$$|\text{COV}_{k,t}| = |\mathbf{I}_{MN} + 2\rho_k \mathbf{I}_{MN}| \quad (16)$$

它与 $\{c_{k,t,j} | c_{k,t,j} \in Q, j \in [1, p]_I\}$ 的取值无关, 这样, 采用式 (14) 进行 ML 检测时可不考虑 $|\text{COV}_{k,t}|$ 项。

我们接着对协方差矩阵求逆。采用矩阵公式 $(\mathbf{A} + \mathbf{BCD})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}(\mathbf{C}^{-1} + \mathbf{DA}^{-1} \mathbf{B})^{-1} \cdot \mathbf{DA}^{-1}$, 可得

$$|\text{COV}_{k,t}^{-1}| = \mathbf{I}_{2MN} - \Gamma_{k,t}(\mathbf{I}_{MN} + \Gamma_{k,t}^H \Gamma_{k,t})^{-1} \Gamma_{k,t}^H = \mathbf{I}_{2MN} - (1 + 2\rho_k)^{-1} \Gamma_{k,t} \Gamma_{k,t}^H \quad (17)$$

此时, 式 (14) 可简化为

$$\begin{aligned} (\{\hat{c}_{k,t,j}\}) &= \arg \max_{\{c_{k,t,j}\}, c_{k,t,j} \in Q} \{\text{tr}\{\Gamma_{k,t} \Gamma_{k,t}^H \text{vec}(\bar{\mathbf{A}}_{k,t}) \text{vec}^H(\bar{\mathbf{A}}_{k,t})\}\} \\ &= \arg \max_{\{c_{k,t,j}\}, c_{k,t,j} \in Q} \{\text{tr}\{[(\bar{\mathbf{C}}_{k,t}^T \bar{\mathbf{C}}_{k,t})^T \otimes \mathbf{I}_N] \text{vec}(\bar{\mathbf{A}}_{k,t}) \text{vec}^H(\bar{\mathbf{A}}_{k,t})\}\} \end{aligned} \quad (18)$$

基于矩阵公式 $\text{vec}(\mathbf{ABC}) = (\mathbf{C}^T \otimes \mathbf{A}) \text{vec}(\mathbf{B})$ 和 $\text{tr}(\mathbf{A}^H \mathbf{B}) = \text{vec}^H(\mathbf{A}) \text{vec}(\mathbf{B})$, 式 (18) 可简化为

$$(\{\hat{c}_{k,t,j}\}) = \arg \max_{\{c_{k,t,j}\}, c_{k,t,j} \in Q} \{\text{tr}\{\bar{\mathbf{A}}_{k,t}^H \bar{\mathbf{A}}_{k,t} \bar{\mathbf{C}}_{k,t}^H \bar{\mathbf{C}}_{k,t}\}\} \quad (19)$$

注意到

$$\bar{\mathbf{A}}_{k,t}^H \bar{\mathbf{A}}_{k,t} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}_{k,t-1}^H \bar{\mathbf{A}}_{k,t-1} & \bar{\mathbf{A}}_{k,t-1}^H \bar{\mathbf{A}}_{k,t} \\ \bar{\mathbf{A}}_{k,t}^H \bar{\mathbf{A}}_{k,t-1} & \bar{\mathbf{A}}_{k,t}^H \bar{\mathbf{A}}_{k,t} \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{C}}_{k,t}^H \bar{\mathbf{C}}_{k,t} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_M & \mathbf{Z}_{k,t} \\ \mathbf{Z}_{k,t}^H & \mathbf{I}_M \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\text{tr}\{\bar{\mathbf{A}}_{k,t}^H \bar{\mathbf{A}}_{k,t} \bar{\mathbf{C}}_{k,t}^H \bar{\mathbf{C}}_{k,t}\} = \text{tr}\{\bar{\mathbf{A}}_{k,t-1}^H \bar{\mathbf{A}}_{k,t-1} + \bar{\mathbf{A}}_{k,t-1}^H \bar{\mathbf{A}}_{k,t} \mathbf{Z}_{k,t}^H + \bar{\mathbf{A}}_{k,t}^H \bar{\mathbf{A}}_{k,t-1} \mathbf{Z}_{k,t} + \bar{\mathbf{A}}_{k,t}^H \bar{\mathbf{A}}_{k,t}\} \quad (21)$$

在式 (21) 中, tr 函数的第 1, 4 项与 $\{c_{k,t,j} | c_{k,t,j} \in Q, j \in [1, p]_I\}$ 的检测无关, 利用式 (1) 和式 (21), 式 (19) 可转化为

$$(\{\hat{c}_{k,t,j}\}) = \arg \max_{\{c_{k,t,j}\}, c_{k,t,j} \in Q} \sum_{j=1}^p \{\text{Re}\{\text{tr}\{\bar{\mathbf{A}}_{k,t}^H \bar{\mathbf{A}}_{k,t-1} \mathbf{X}_j\} c_{k,t,j}^R + \text{tr}\{\bar{\mathbf{A}}_{k,t}^H \bar{\mathbf{A}}_{k,t-1} i \mathbf{Y}_j\} c_{k,t,j}^I\}\} \quad (22)$$

所以, $c_{k,t,j}$ 的 ML 检测器可表示为

$$(\hat{c}_{k,t,j}) = \arg \max_{c_{k,t,j}, c_{k,t,j} \in Q} \{\text{Re}\{\text{tr}\{\bar{\mathbf{A}}_{k,t}^H \bar{\mathbf{A}}_{k,t-1} \mathbf{X}_j\} c_{k,t,j}^R + \text{tr}\{\bar{\mathbf{A}}_{k,t}^H \bar{\mathbf{A}}_{k,t-1} i \mathbf{Y}_j\} c_{k,t,j}^I\}\} \quad (23)$$

由式 (22)、式 (23) 可知, 以上方法将 $\{c_{k,t,j} | c_{k,t,j} \in Q, j \in [1, p]_I\}$ 的联合最优检测转化为各数据符号 $c_{k,t,j}$ 的独立最优检测。因此, 单个用户的译码仅具有线性复杂度; 并且, 由于译码可采用并行算法实现, 译码延迟将更小。

通过比较发现, 式 (23) 和 ADSTC 的差分译码器具有相近的表达式^[5]。这表明, 本文给出的算法可认为由两个步骤构成: 首先, 解相关接收消除 MUI; 在此基础上, 我们采用 ADSTC 实现差分空时传输和接收。文献 [6] 已证明, 当接收端没有 CSI 时, ADSTC 的非相干差分译码可获得满分集增益。因此, 本文给出的解相关差分接收机也应当具有满分集特性。

5 仿真结果

在以下仿真中, 除非特别说明, 我们总假定接收端没有获得 CSI。考虑由 10 个用户构成的同步 CDMA 系统, 它工作在时变的平坦 Rayleigh 衰落信道中, 其最大 Doppler 频移为 80Hz。为模拟 CDMA 系统的远近效应, 我们将干扰用户的发射功率设定为目标用户的 10 倍。针对每一仿真环境, 我们分别采用了两类扩频码: 一类是实践中常用的、长度为 $J = 63$ 的 Gold 码; 另一类是正交的、长度为 $J = 64$ 的 Hadamard 码; 为方便性能比较, 我们还同时给出了单用户相干空时 (Single-User Coherent Space-Time, SUCST) 系统的性能曲线^[9]。

当采用 (2,1) 天线配置时, 图 1 对本文 (简称方案 S1) 及文献 [7] (简称方案 S2, 参考文献 [7] 中的式 (6)、式 (26) 和式 (32)) 给出的算法进行了性能比较。图中 SNR 指目标用户 k 的 ρ_k 值。在 S1 中, 我们采用了 16PSK 调制星图; 在 S2 中, 为获得相同的频谱效率, 我们使用了 (256, 75) 循环群码, 其生成矩阵定义为对角矩阵 $\Theta = \text{diag}\{e^{j\pi/128}, e^{75j\pi/128}\}$ ^[12]。

从图 1 可看出, 当两个方案采用相同的扩频码时, S1 的性能大大优于 S2。以 $\text{BER} = 3 \times 10^{-3}$ 为例, S1 与 S2 相比, 性能提高约为 4dB; 并且, 随着 BER 减小, 性能提高将更显著。以上结论是不难解释的。可以证明, 在给定的比特率下, ADSTC 与 DUSTM 相比具有更大的编码增益, 所以 S1 可获得更优的性能^[5]。

在图 1 的仿真环境下, S2 的单用户译码复杂度由发射端矩阵星图的大小确定, 其值为 $N_{S2} = 2^{RM} = 256$ ($R=4$ 指 DUSTM 的频谱效率)^[1]; 与此同时, S1 中解相关差分接收机的译码复杂度仅为 $N_{S1} = 2 \times 16 = 32$ (参见式 (23))。以上对比说明: S1 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, 减小译码复杂度带来的好处将更明显。

当采用 (4,1) 天线配置时, 图 2 对 S1 在不同扩频方式下的性能进行比较。调制方案仍采用 16PSK 信号星图。仿真显示, 与正交扩频 (Hadamard 码) 相比, 准正交扩频 (Gold 码) 的性能下降小于 1dB, 这与图 1 的仿真结果基本一致。通过与图 1 比较还可发现: 当采用同样的扩频码时, 图 2 中的曲线下降更快, 这是由分集增益随发射天线数正比增加形成的。

另一方面, 图 1 和图 2 的仿真结果表明: 当采用 Hadamard 码扩频时, S1 与 SUCST 系统相比, 性能下降约为 3dB。这是因为, 在正交扩频和多用户同步条件下, S1 完全消除了 MUI 的影响; 同时, 文献 [6] 已证明, 与相干译码方法相比, ADSTC 的非相干译码性能下降 3dB; 因此, 这里的仿真结果符合理论推导的结论。

6 结论

为了提高多用户系统的抗干扰、抗衰落性能, 本文基于互满正交设计原理提出了可实现满分集通信的非相干差分空时 CDMA 传输 / 接收方案。其基本原理是: 解相关接收消除 MUI, 并将多用户环境转化为单用户环境; 当接收端没有 CSI 时, 具有线性译码复杂度的 ADSTC 利用多天线提供的分集增益提高性能。仿真表明, 本文给出的方案在降低译码代价的同时, 可有效提高系统性能, 因而具有相当的应用前景。

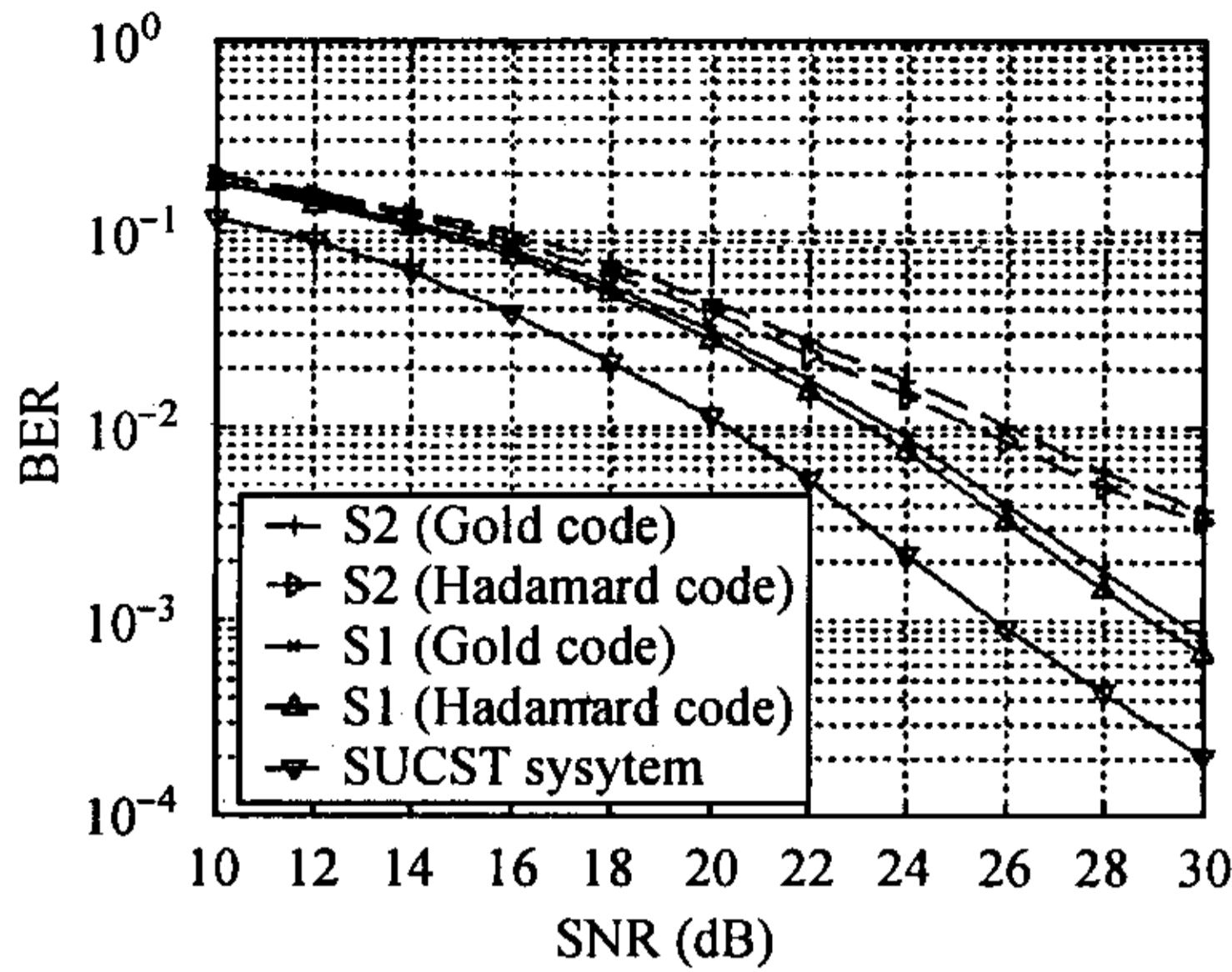


图 1 (2,1) 天线配置时,
不同差分空时系统的性能曲线

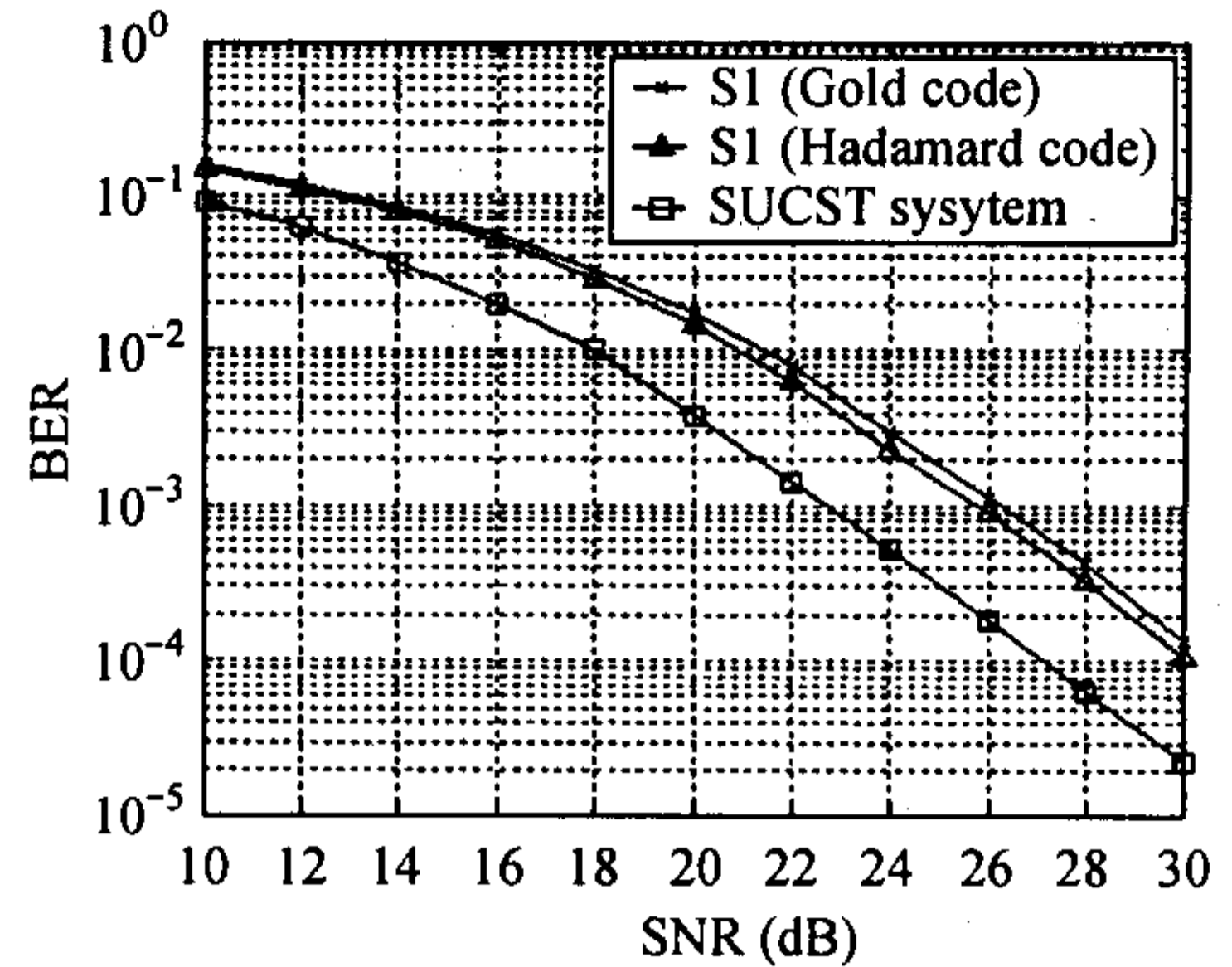


图 2 (4,1) 天线配置时,
不同扩频方式下的性能曲线

参 考 文 献

- [1] Hughes B L. Differential space-time modulation. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2000, 46(7): 2567-2578.
- [2] Liu Z, et al.. Double differential space-time coding for time-selective fading channels. *IEEE Trans. on Comm.*, 2001, 49(9): 1529-1539.
- [3] Hochwald B M, Sweldens W. Differential unitary space-time modulation. *IEEE Trans. on Comm.*, 2000, 48(12): 2041-2052.
- [4] Tarokh V, Jafarkhani H. A differential detection scheme for transmit diversity. *IEEE Journal on Selected Areas in Comm.*, 2000, 18(7): 1169-1174.
- [5] Ganesan G, Stoica P. Differential Modulation using space-time block codes. *IEEE Signal Processing Letters*, 2002, 9(2): 57-60.
- [6] Chen Z, et al.. General differential space-time modulation. *IEEE Global Telecommunications Conference*, 2003, 1: 282-286.
- [7] Li H, et al.. Differential and coherent decorrelating multiuser receivers for space-time-coded CDMA systems. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(10): 2529-2536.
- [8] Liu J, et al.. Differential space-code modulation for interference suppression. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2001, 49(8): 1786-1795.
- [9] Ganesan G, Stoica P. Space-time block codes: a maximum SNR approach. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2001, 47(4): 1650-1656.
- [10] Verdu S. Multiuser Detection, Cambridge, U.K.: Cambridge University Press, 1998.
- [11] Proakis J G. Digital Communications. Fourth Edition, New York: McGraw-Hill, 1999.
- [12] Hassibi B, et al.. Representation theory for high-rate multiple-antenna code design. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2001, 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。