

多径衰落下多天线 CDMA 系统信道容量研究

王军选 饶文元 李道本

(北京邮电大学信息工程学院 北京 100876)

摘要 该文对准静态 Rayleigh 衰落下 MIMO-CDMA 系统信道容量进行了研究,分析了扩频码为 Walsh 函数,基于多码检测的极大似然检测器(MLD)和解相关检测器的性能,并和 MMSE 多用户检测器(MUD)进行了比较;分析了对不同检测器在一定的信噪比下系统天线数目和信道容量的关系。仿真结果表明:在相同的情况下,基于 Walsh 码 CDMA 系统容量按 MUD、干扰方差已知的 MLD,干扰方差未知的 MLD 和解相关检测器递减,并且后面的 3 种检测器在大信噪比的时候均有渐进的平台效应;在信噪比较大且一定时,CDMA 系统信道容量与天线数目呈线性关系。

关键词 MIMO 信道容量, 多径衰落, Walsh 函数

中图分类号: TN914.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)01-0126-04

Capacity of Multi-antenna CDMA

System under Multipath Fading Channels

Wang Jun-xuan Rao Wen-yuan Li Dao-ben

(School of Information Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract The performance of Maximum Likelihood Detector (MLD), decorrelating detector which based on multi-code detections and MMSE Multi-User Detector(MUD) of MIMO CDMA system under Rayleigh fading channels were analyzed in the paper. The relation between the number of antennas and system capacity at a given SNR was also analyzed. The numerical results present that the capacity is degressive for MMSE MUD, MLD with interference covariance known, MLD with interference covariance unknown, and decorrelating detector, furthermore the three latter detectors all have platform as SNR is large; at a given SNR, the relation of system capacity and the number of antenna is linear for a $N \times N$ system.

Key words Capacity of MIMO channel, Multipath fading channels, Walsh codes

1 引言

Telatar^[1-3]等人的研究表明,在瑞利衰落信道下使用多入多出(MIMO)技术将大大增加信道容量。从理论来说,一个 M 发 M 收系统信道容量可以达到一个单发单收系统信道容量的 M 倍。

在 CDMA 系统中引入 MIMO 技术,以上的结论仍然成立,系统处于多径衰落信道时,当各径间相对时延远小于一个调制符号周期时,系统容量主要取决于对天线间的干扰和由于扩频码的不完全正交而引起的多址干扰(Multiple Access Interference, MAI)等这两类干扰的处理^[4]。然而对于多天线系统容量要得到 M 倍于单天线系统容量,需要对所有发射天线上使用不同扩频码字的所有用户进行联合检测才可能得到。

如果一共有 M 个发射天线,每个天线上使用 K 个码道,这样一共需要联合检测的用户数为 MK ,而联合检测的复杂度是与用户数的指数成正比的,因此当 M, K 取值较大时,联合检测的复杂度根本无法容忍。

一个较实际的做法是仅对不同天线上使用相同扩频码字的用户做联合检测,而对使用其他码字的用户当做干扰来处理,我们称之为多码联合检测。这时联合检测的用户数仅为 M ,大大降低了联合检测的复杂度。然而由此带来的问题是,当多址干扰很大时,将大大降低信道容量。

本文就是研究在准静态 Rayleigh、独立衰落下,不同接收机对 MIMO-CDMA 的系统容量的影响。

2 系统模型

具有 M 个发射天线, N 个接收天线, K 个扩频码的多码

联合检测结构图如图 1。M 个发射天线上—共具有 M×K 个信源符号。在接收机端—共采用了 K 个独立的联合检测器，对采用码 k 的 M 个信源符号进行联合检测时，将其他 M(K-1) 个信源符号当成干扰来处理。

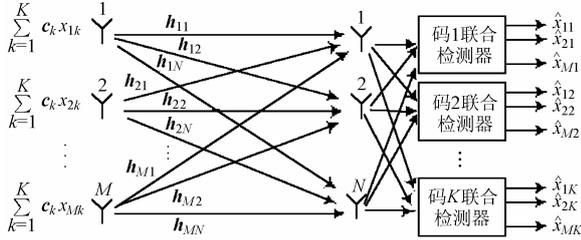


图 1 基于多码联合检测 MIMO-CDMA 系统模型

假定前后符号间没有干扰(这在扩频增益远远大于多径扩展时基本成立，另外也可以在前后符号间插入保护间隔来实现)、发送端不知道信道信息，即发送功率 P(每码片)平均分配到 MK 个信源符号中，信道具有慢时变特性，即同一符号内信道特性保持不变，并且假设信道矢量具有归一化能量。

在推导的过程中我们作下面的定义(所有的变量均在复数域内):

$$(1) \quad \mathbf{x}_k = [\mathbf{x}_{1k}, \mathbf{x}_{2k}, \dots, \mathbf{x}_{Mk}]^T, \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_K \end{bmatrix}$$

$$E(\mathbf{x}\mathbf{x}^H) = \frac{P}{MK} \mathbf{I}_{MK}, 1 \leq k \leq K$$

在这里我们假设发端不知道信道状态信息，等能量分配发送功率 P，T 代表转置操作，K 代表一共有 K 个扩频码，M 为发射天线数目，H 代表共轭转置操作， \mathbf{I}_{MK} 代表 MK 阶单位矩阵，即使用等能量发送信号。

(2) $\mathbf{c}_k = [c_{k1}, c_{k2}, \dots, c_{kG}]^T, 1 \leq k \leq K$ ，为第 k 个扩频码矢量，其中 $|c_{ki}|=1, 1 \leq k \leq K, 1 \leq i \leq G, G$ 为扩频增益； $\mathbf{c}_k(l) = [0, 0, \dots, c_k^T, 0, \dots, 0]^T, 0 \leq l \leq L-1$ ，代表第 k 个扩频码的第 l 径矢量，由 \mathbf{c}_k 前面插入 l 个零，后面插入 L-l-1 个零构成； $\mathbf{C}_k = [c_k(0), c_k(1), \dots, c_k(L-1)]$ 为第 k 个扩频码的 L 径合成扩频码矩阵，其中 L 代表多径数。

(3) h_{mn} 表示第 m 个发射天线到第 n 个接收天线的信道衰落因子， $h_{mn}(l)$ 为第 l 径的因子，服从独立复高斯分布(幅度服从瑞利分布，相位服从均匀分布)，并与输入输出独立， $\mathbf{h}_{mn} = [h_{mn}(0), h_{mn}(1), \dots, h_{mn}(L-1)]^T$ 表示第 m 个发射天线到第 n 个接收天线的信道矢量；由上面的假设我们可知 $E(h_{mn}^H h_{mn}) = 1$ 。我们可以将各个信道的第 l 径写成 $N \times M$ 的矩阵形式：即

$$\mathbf{H}_l = \begin{bmatrix} h_{11}(l) & h_{21}(l) & \dots & h_{M1}(l) \\ h_{12}(l) & h_{22}(l) & \dots & h_{M2}(l) \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ h_{1N}(l) & h_{2N}(l) & \dots & h_{MN}(l) \end{bmatrix}$$

所以图 1 多码联合检测的接收端基于第 k 个扩频码的信号可以表示为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{r}_1^k &= \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{m1} \mathbf{C}_k x_{mk} + \sum_{\substack{i \neq k \\ i=1}}^K \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{mi} \mathbf{C}_i x_{mi} + \mathbf{n}_1^k \\ \mathbf{r}_2^k &= \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{m2} \mathbf{C}_k x_{mk} + \sum_{\substack{i \neq k \\ i=1}}^K \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{mi} \mathbf{C}_i x_{mi} + \mathbf{n}_2^k \\ &\vdots \\ \mathbf{r}_N^k &= \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{mN} \mathbf{C}_k x_{mk} + \sum_{\substack{i \neq k \\ i=1}}^K \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{mi} \mathbf{C}_i x_{mi} + \mathbf{n}_N^k \end{aligned} \right\} (1)$$

定义 $\mathbf{r}_k = [\mathbf{r}_1^k, \mathbf{r}_2^k, \dots, \mathbf{r}_N^k]^T, \mathbf{n}_k = [\mathbf{n}_1^k, \mathbf{n}_2^k, \dots, \mathbf{n}_N^k]^T$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{11} & \mathbf{h}_{21} & \dots & \mathbf{h}_{M1} \\ \mathbf{h}_{12} & \mathbf{h}_{22} & \dots & \mathbf{h}_{M2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{1N} & \mathbf{h}_{2N} & \dots & \mathbf{h}_{MN} \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{C}}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_k & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{C}_k & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{C}_k \end{bmatrix}$$

则基于多码检测的接收信号可以写成矢量的形式：

$$\mathbf{r}_k = \bar{\mathbf{C}}_k \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n}_k (2)$$

3 系统容量分析

本节主要对多天线 CDMA 系统的容量进行理论上的推导，共分析了 4 种检测器：MMSE 多用户检测和基于多码检测的 MLD 干扰方差已知、MLD 干扰方差未知和解相关检测。

3.1 MMSE 多用户检测器

MMSE 多用户检测是线性多用户检测的最佳检测，我们对多天线 CDMA 系统进行 MMSE 多用户检测^[5-6]，则此时的接收信号可以写为矢量的形式：

$$\mathbf{r} = \bar{\mathbf{C}} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n} (3)$$

若存在一个线性变换 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{MMSE}} = \mathbf{M} \mathbf{r}$ 使均方误差 $E\{\|\hat{\mathbf{x}}_{\text{MMSE}} - \mathbf{x}\|^2\}$ 最小，其中 M 为线性变换的因子。由于 $\|\mathbf{x}\|^2 = \text{trace}(\mathbf{x}\mathbf{x}^H)$ ，所以

$$\min_M E\{\|\mathbf{x} - \mathbf{M} \mathbf{r}\|^2\} = \min_M \text{trace}\{\text{cov}(\mathbf{x} - \mathbf{M} \mathbf{r})\} (4)$$

根据文献^[9]中的结论，有 $\mathbf{M} = (\mathbf{H}^H \mathbf{C}^H \mathbf{C} \mathbf{H} + \sigma^{-2} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{C}^H$ 。故有

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_{\text{MMSE}} &= (\mathbf{H}^H \mathbf{C}^H \mathbf{C} \mathbf{H} + \sigma^{-2} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{C}^H \mathbf{r} \\ &= (\mathbf{H}^H \mathbf{C}^H \mathbf{C} \mathbf{H} + \sigma^{-2} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{C}^H \mathbf{C} \mathbf{H} \mathbf{x} \\ &\quad + (\mathbf{H}^H \mathbf{C}^H \mathbf{C} \mathbf{H} + \sigma^{-2} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{C}^H \mathbf{n} \end{aligned} (5)$$

我们假设 MMSE 接收机的信号和噪声的协方差矩阵分

别为 \mathbf{R}_r 和 \mathbf{R}_n ，并且令 $\mathbf{A}=\mathbf{C}\mathbf{H}$ 以及第2节的假设，则它们表示为

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_r &= (K \times P/M)(\mathbf{A}^H \mathbf{A} + \sigma^{-2} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{A} \mathbf{A}^H \mathbf{A} (\mathbf{A}^H \mathbf{A} + \sigma^{-2} \mathbf{I})^{-1} \\ &= (K \times P/M)(\mathbf{I} + \sigma^{-2} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1})^{-2}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_n &= \sigma^2 \left[(\mathbf{A}^H \mathbf{A} + \sigma^{-2} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{A}^H \left((\mathbf{A}^H \mathbf{A} + \sigma^{-2} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{A}^H \right)^H \right] \\ &= \sigma^2 \left[(\mathbf{A}^H \mathbf{A} + \sigma^{-2} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{A} (\mathbf{A}^H \mathbf{A} + \sigma^{-2} \mathbf{I})^{-1} \right]\end{aligned}$$

其中 σ^2 为噪声的方差。

根据文献[7]，可以写出最大互信息：

$$\begin{aligned}I(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}}_{\text{MMSE}}) &= \log_2 |\pi e(\mathbf{R} + \mathbf{R}\mathbf{n})| - \log_2 |\pi e(\mathbf{R}\mathbf{n})| \\ &= \log_2 \frac{|\mathbf{R} + \mathbf{R}\mathbf{n}|}{|\mathbf{R}\mathbf{n}|} = \log_2 |\mathbf{I} + \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{R}|\end{aligned}\quad (6)$$

则其系统容量为

$$C_{\text{MMSE}} = \frac{1}{G} E_H \left[\sum_{k=1}^K I(\mathbf{x}_k, \mathbf{y}_k) \right] = \frac{1}{G} E_H \left[\sum_{k=1}^K \log_2 |\mathbf{I} + \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{R}| \right]\quad (7)$$

其中 $|\bullet|$ 代表行列式操作， $E_H(\bullet)$ 代表遍历所有信道状态的期望值。

3.2 极大似然检测器且干扰方差已知

在进行多码联合检测时，对于第 k 个码而言，其余的 $K-1$ 个码均被看作干扰。以第 k 个扩频码为例，用 \mathbf{S}_k 对接收信号进行解扩，得到

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{R}_{kk} \mathbf{x}_k + \sum_{i \neq k} \overbrace{\mathbf{R}_{ki} \mathbf{x}_i}^{\text{干扰项}} + \overbrace{\mathbf{S}_k^H \mathbf{n}_k}^{\text{噪声项}}\quad (8)$$

其中 $\mathbf{R}_{ki} = \mathbf{S}_k^H \mathbf{S}_i$ 为 $M \times M$ 阶矩阵。我们对 \mathbf{R}_{kk} 进行奇异式分解可以得到： $\mathbf{R}_{kk} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H$ ，其中 \mathbf{U}, \mathbf{V} 均为酉矩阵， $\mathbf{D} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M)$ 为对角线矩阵，并且 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M \geq 0$ 。

设 $\mathbf{y}'_k = \mathbf{U}^H \mathbf{y}_k, \mathbf{x}'_k = \mathbf{V}^H \mathbf{x}_k$ ，则式(8)变为

$$\mathbf{y}'_k = \mathbf{D} \mathbf{x}'_k + \sum_{i \neq k} \overbrace{\mathbf{x}'_i}^{\text{干扰项}} + \overbrace{\mathbf{n}'_k}^{\text{噪声项}}\quad (9)$$

其中 $\mathbf{x}'_i = \mathbf{U}^H \mathbf{R}_{ki} \mathbf{x}_i, \mathbf{n}'_k = \mathbf{U}^H \mathbf{S}_k^H \mathbf{n}_k$ 。

如果 \mathbf{D} 的秩为 r ，则可设 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_r > 0, \lambda_{r+1} \geq \lambda_{r+2} \geq \dots \geq \lambda_M = 0$ ，在这种情况下信源 $x'_{r+1}, x'_{r+2}, \dots, x'_M$ 不提供任何信息。去除这 $M-r$ 项，式(9)可以改写成

$$\tilde{\mathbf{y}}'_k = \mathbf{D}_r \tilde{\mathbf{x}}'_k + \sum_{i \neq k} \overbrace{\tilde{\mathbf{x}}'_i}^{\text{干扰项}} + \overbrace{\tilde{\mathbf{n}}'_k}^{\text{噪声项}}\quad (10)$$

其中符号 ‘ $\tilde{\bullet}$ ’ 代表只取矢量的前 r 项， \mathbf{D}_r 为矩阵 \mathbf{D} 的左上 $r \times r$ 矩阵。

假设式(10)中信号项、干扰项和噪声项的协方差矩阵分别为 $\mathbf{R}_r, \mathbf{R}_i, \mathbf{R}_n$ ，则在干扰协方差已知的情况下，可以写出第 k 个多码联合检测器能够得到的最大互信息为

$$\begin{aligned}I(\mathbf{x}_k, \mathbf{y}_k) &= \log_2 |\pi e(\mathbf{R}_r + \mathbf{R}_i + \mathbf{R}_n)| - \log_2 |\pi e(\mathbf{R}_i + \mathbf{R}_n)| \\ &= \log_2 \frac{|\mathbf{R}_r + \mathbf{R}_i + \mathbf{R}_n|}{|\mathbf{R}_i + \mathbf{R}_n|} = \log_2 |\mathbf{I}_r + \mathbf{R}_0^{-1} \mathbf{R}_r| \\ &= \log_2 |\mathbf{I}_r + \mathbf{R}_0^{-1/2} \cdot \mathbf{R}_r \cdot \mathbf{R}_0^{-1/2}|\end{aligned}\quad (11)$$

其中 $\mathbf{R}_0 = \mathbf{R}_i + \mathbf{R}_n$ 。则其系统容量为

$$\begin{aligned}C &= \frac{1}{G} E_H \left[\sum_{k=1}^K I(\mathbf{x}_k, \mathbf{y}_k) \right] \\ &= \frac{1}{G} E_H \left[\sum_{k=1}^K \log_2 |\mathbf{I}_r + \mathbf{R}_0^{-1/2} \cdot \mathbf{R}_r \cdot \mathbf{R}_0^{-1/2}| \right]\end{aligned}\quad (12)$$

3.3 极大似然检测器干扰方差未知

当 $\mathbf{R}_{ki}, 1 \leq i \leq K, i \neq k$ 未知时，对式(10)左乘 $\mathbf{R}_n^{-1/2}$ 可以将噪声白化。式(10)变为

$$\mathbf{R}_n^{-1/2} \tilde{\mathbf{y}}'_k = \mathbf{R}_n^{-1/2} \mathbf{D}_r \tilde{\mathbf{x}}'_k + \overbrace{\sum_{i \neq k} \mathbf{R}_n^{-1/2} \tilde{\mathbf{x}}'_i}^{\text{干扰项}} + \overbrace{\mathbf{R}_n^{-1/2} \tilde{\mathbf{n}}'_k}^{\text{噪声项}}\quad (13)$$

此时有用信号的协方差为： $\mathbf{R}'_r = \mathbf{R}_n^{-1/2} \mathbf{R}_r \mathbf{R}_n^{-1/2}$ ，干扰的协方差可以表示为 $\mathbf{R}'_i = \mathbf{R}_n^{-1/2} \mathbf{R}_i \mathbf{R}_n^{-1/2}$ ，而噪声协方差为 \mathbf{I}_r 。因为接收机忽略干扰协方差，认为干扰和噪声已经白化，因此式(10)在忽略干扰的情况下能提供的最大互信息等价于下式提供的最大互信息：

$$\mathbf{R}_n^{-1/2} \tilde{\mathbf{y}}'_k = \mathbf{R}_n^{-1/2} \mathbf{D}_r \tilde{\mathbf{x}}'_k + \mathbf{n}''_k\quad (14)$$

$E(\mathbf{n}'' \mathbf{n}''^H) = \mathbf{I}_r + \Lambda(\mathbf{R}'_i)$ ，其中 $\Lambda(\mathbf{R}'_i)$ 代表将 \mathbf{R}'_i 的非对角线元素均置零(等价于将干扰当成白噪声来处理)。因此在干扰协方差未知的情况下第 k 个多码联合检测器能够提供的最大互信息为

$$\begin{aligned}I(\mathbf{x}_k, \mathbf{y}_k | \mathbf{R}_i \text{未知}) &= \log_2 |\pi e(\mathbf{R}'_r + \Lambda(\mathbf{R}'_i) + \mathbf{I}_{M-r})| - \log_2 |\pi e(\Lambda(\mathbf{R}'_i) + \mathbf{I}_{M-r})| \\ &= \log_2 \frac{|\mathbf{R}'_r + \Lambda(\mathbf{R}'_i) + \mathbf{I}_{M-r}|}{|\Lambda(\mathbf{R}'_i) + \mathbf{I}_{M-r}|} = \log_2 |\mathbf{I}_r + \mathbf{R}'_0^{-1} \mathbf{R}'_r| \\ &= \log_2 |\mathbf{I}_r + \mathbf{R}'_0^{-1/2} \cdot \mathbf{R}'_r \cdot \mathbf{R}'_0^{-1/2}|\end{aligned}\quad (15)$$

其中 $\mathbf{R}'_0 = \Lambda(\mathbf{R}'_i) + \mathbf{I}_r$ 。因此在此种情况下所有 M 组码道能够提供的最大信道容量(比特/码片)为

$$\begin{aligned}C &= \frac{1}{G} E_H \left[\sum_{k=1}^K I(\mathbf{x}_k, \mathbf{y}_k | \mathbf{R}_i \text{未知}) \right] \\ &= \frac{1}{G} E_H \left[\sum_{k=1}^K \log_2 |\mathbf{I}_r + \mathbf{R}'_0^{-1/2} \cdot \mathbf{R}'_r \cdot \mathbf{R}'_0^{-1/2}| \right]\end{aligned}\quad (16)$$

3.4 解相关检测器

解相关接收机的原理是首先进行多用户解相关操作，然后再对各用户进行独立的单用户检测。根据信息论原理，解

相关操作为线性变换,并不损失容量,解相关接收机带来的容量损失是因为后面进行了单用户检测,而非联合检测。

对式(8)左乘 \mathbf{R}_{kk}^{-1} (当 \mathbf{R}_{kk} 不可逆时代表广义逆)可以进行解相关操作,得到

$$\mathbf{y}_k'' = \mathbf{F}\mathbf{x}_k + \underbrace{\sum_{i \neq k} \mathbf{R}_{kk}^{-1} \mathbf{R}_{ki} \mathbf{x}_i}_{\text{干扰项}} + \underbrace{\mathbf{R}_{kk}^{-1} \mathbf{S}_k^H \mathbf{n}_k}_{\text{噪声项}} \quad (17)$$

其中 $\mathbf{F} = \mathbf{R}_{kk}^{-1} \mathbf{R}_{kk}$, $\mathbf{y}_k'' = \mathbf{R}_{kk}^{-1} \mathbf{y}_k$ 。设 $\mathbf{n}_k' = \sum_{i \neq k} \mathbf{R}_{kk}^{-1} \mathbf{R}_{ki} \mathbf{x}_i + \mathbf{R}_{kk}^{-1} \mathbf{S}_k^H \mathbf{n}_k$,

则其协方差可以表示为 $\frac{P}{MK} \sum_{i \neq k} \mathbf{R}_{kk}^{-1} \mathbf{R}_{ki}^2 \mathbf{R}_{kk}^{-1} + \sigma^2 \mathbf{F} \mathbf{R}_{kk}^{-1}$, 设其对

角线元素为 b_m , 则 $E(\mathbf{n}_m' \mathbf{n}_m'^H) = b_m$, 因此第 k 个解相关接收机能够提供的最大互信息为

$$I(\mathbf{y}_k, \mathbf{x}_k | \text{解相关}) = \sum_{m=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{f_{mm}^2 \frac{P}{MK}}{b_m + \frac{P}{MK} \sum_{i \neq m} f_{mi}^2} \right) \quad (18)$$

上式中 f_{mi} 代表矩阵 \mathbf{F} 中的第 m 行第 i 列元素,从 \mathbf{F} 的定义可知如果 \mathbf{F} 可逆时: $f_{mm} = 1$, 当 $m \neq i$ 时 $f_{mi} = 0$ 。所有 K 个解相关接收机提供的最大信道容量(比特/码片)为

$$C = \frac{1}{G} E_H \left[\sum_{k=1}^K I(\mathbf{y}_k, \mathbf{x}_k | \text{解相关}) \right] \\ = \frac{1}{G} E_H \left[\sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{f_{mm}^2 P}{MKb_m + \sum_{i \neq m} f_{mi}^2 P} \right) \right] \quad (19)$$

4 仿真结果

我们用 MATLAB 对上节的分析进行了仿真,仿真参数为:发射端天线数目等于接收端天线数目,多径传输为3径独立衰落, Walsh 码的扩频因子 $G=64$, 码的数目 $K=16$, 求期望的遍历次数为 5000 次。

图2发射端和接收端的天线数目均为4的时候,几种检测器的信噪比与系统容量的关系曲线。图3在信噪比SNR=10dB情况下,系统容量与天线数目关系的曲线图。

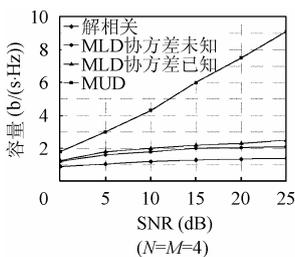


图2 信道容量和信噪比曲线

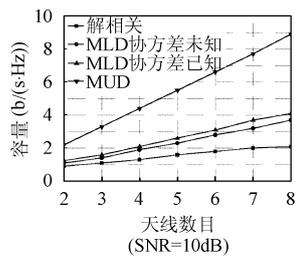


图3 系统容量与天线数目关系的曲线图

5 结束语

本文分析了多径衰落信道下基于多码联合检测的 MIMO-CDMA 系统的信道容量。分析共分为 4 种情况: MMSE 多用户检测、干扰协方差已知情况下的最大似然接收机、干扰协方差未知情况下的最大似然接收机、解相关接收。我们发现使用后面三者的时候,在大信噪比的情况下均有一定的渐进平台效应,主要是因为其多址干扰引起的;对于多径衰落信道下的 M 发 M 收 MIMO-CDMA 系统,其频谱效率随着 SNR 的增加呈近似线性增加。

文献[8, 9]研究了多天线系统相关衰落下的信道容量, MIMO-CDMA 系统在相关衰落的情况下有一定的容量损失,这也是我们下一步研究的内容。

参考文献

- [1] Telatar E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Trans. on Telecomm.* 1999 10(6): 585 – 596.
- [2] Goldsmith A J, Jafar S A, Jindal N, Vishwanath S, Capacity limits of MIMO channels. *IEEE J. on Sel. Areas Commun.*, 2003, 21(5): 684 – 702.
- [3] Foschini G J. Layered space-time architecture for wireless communication in fading environments when using multi-element antennas. *Bell Labs Tech. J.*, 1996: 41 – 59.
- [4] Foschini G J, Golden J G D, et al.. Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays. *IEEE on J. Sel. Areas Commun.*, 1999, 17: 1841 – 1851.
- [5] Lupas R, Verdu S. Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1989, 35 (1): 123 – 136.
- [6] Verdu S. Multiuser Detection. Cambridge University Press. 1998 Chapter, 4 – 6.
- [7] Cover T M, Thomas J A. Elements of Information Theory. 2003, chapter 13.
- [8] Chuah C N, Tse D, Kahn J, Valenzuela R. Capacity scaling in MIMO wireless systems under correlated fading. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 2002 48(3): 637 – 650.
- [9] Michel T I, Wolfgang U, Nossek J A. Fading correlation in wireless MIMO communication systems. *IEEE J. on Sel. Areas Commun.*, 2003, 21(5): 819 – 828.

王军选: 男,1970年生, 博士生, 研究方向为空时编码、通信信号处理、MIMO等。

李道本: 男, 1939年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为未来移动通信。