

MC-CDMA 系统降维盲空时信道估计及信号检测

胡兵^{①②} 李平安^③ 俞卞章^①

^①(西北工业大学电子信息学院 西安 710072)

^②(大唐移动通信设备有限公司 系统与标准部 北京 100083)

^③(武汉理工大学信息工程学院 武汉 430070)

摘要 该文提出了适用于频率选择性瑞利衰落信道中的 MC-CDMA 系统降维盲空时信道估计及信号检测算法。对接收数据矢量进行解相关滤波,得到对应于每个用户的无多址干扰(MAI)的降维信号,由白化滤波后的降维数据组成的矩阵的秩 1 近似来进行盲信道估计。将白化滤波后的降维数据矢量看作是单用户的系统,研究了迭代最小二乘(ILS)检测和最小均方误差(MMSE)检测。仿真结果验证了该文算法的有效性。

关键词 多载波码分多址,接收天线分集,信道估计,降维

中图分类号: TN914.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)08-1391-04

Dimension-Reduced Blind Space-Time Channel Estimation and Signal Detection for MC-CDMA System

Hu Bing^{①②} Li Ping-an^③ Yu Bian-zhang^①

^①(School of Electronic Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

^②(System & Standard Dpt., Datang Mobile Telecommunications Equipment Co., Ltd, Beijing 100083, China)

^③(School of Information Engineering, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

Abstract Dimension-reduced blind space-time channel estimation and signal detection algorithm for MultiCarrier CDMA (MC-CDMA) system in frequency selective Rayleigh fading channel are presented. A decorrelating filter is applied to the receiving data vectors. The dimension-reduced signal of each user without Multiuser Access Interference (MAI) is got. Blind channel estimation can be performed by the rank-one approximation of whitened dimension-reduced data matrix. Then, the whitened dimension-reduced data vector as a single user model is looked, the Iterative Least Squares (ILS) detection and Minimum Mean Square Error (MMSE) detection are researched. Simulation results show the effectiveness of the proposed algorithms.

Key words MC-CDMA, Receive antenna diversity, Channel estimation, Dimension reduction

1 引言

多载波码分多址(MC-CDMA)技术最初由文献[1]提出,是正交频分复用(OFDM)与码分多址(CDMA)的结合,由于采用了 OFDM 调制,MC-CDMA 对频率选择性衰落具有鲁棒性(robustness),通过在频域使用 CDMA 进行扩频,MC-CDMA 提供了一个灵活的多址接入方案,能够获得频率分集。文献[2]在 MC-CDMA 系统下行链路进行最小均方误差(MMSE)多用户检测,但是假设准确知道信道状态信息。

在接收机使用多个接收天线是一种增加系统容量和提高性能的方法。在文献[3]中,在进行信号检测之前,先在空间域来部分地抑制多址干扰(MAI),用码滤波(code-filtering)方法来估计波束赋形权矢量。文献[4]把MC-CDMA解释为时

域中具有扩频结构的直序码分多址(DS-CDMA),将接收天线分集与联合检测技术相结合^[5],但是在相邻的OFDM符号之间没有插入保护间隔,存在着符号间干扰和载波间干扰(ICI),而且联合检测算法的计算复杂度高,要求选择低扩频因子的扩频码。文献[6]利用子空间技术进行盲信道估计,研究了最小均方误差检测,但是需要对数据相关矩阵进行奇异值分解(SVD),计算复杂度较高。

移动通信系统中传统的接收机维数通常很大,接收机实现的计算复杂度较高,自适应算法的收敛速率很慢。为了提高自适应算法的性能,接收机的维数可以小于信号子空间的维数,以获得渐近最优的系统性能。文献[7-9]研究了 DS-CDMA 系统的降维处理技术。文献[7]研究了异步 DS-CDMA 系统,但是没有考虑多径。文献[8]提出了比满维 MMSE 滤波复杂度低的循环移位滤波器组(CSFB)。文献[9]用降维多级维纳滤波来进行 DS-CDMA 系统的干扰抑制,但

2004-11-10 收到, 2005-08-09 改回
国家教育部优秀青年教师基金和西北工业大学双新人才建设基金资助课题

是没有采取任何办法来抑制多径信号。

本文提出了适用于频率选择性瑞利衰落信道中的 MC-CDMA 系统降维盲空时信道估计及信号检测算法。对接收数据矢量进行解相关滤波, 得到对应于每个用户的无多址干扰(MAI)的降维信号, 由白化滤波后的降维数据组成的矩阵的秩 1 近似来得到盲信道估计。将白化滤波后的降维数据矢量看作是单用户的系统, 研究了迭代最小二乘(ILS)检测和最小均方误差(MMSE)检测。

2 信号模型

考虑用户数为 K 的同步 MC-CDMA 系统, 发射机装有单个发射天线, 接收机装有 M 个接收天线, MC-CDMA 发射机如图 1 所示。

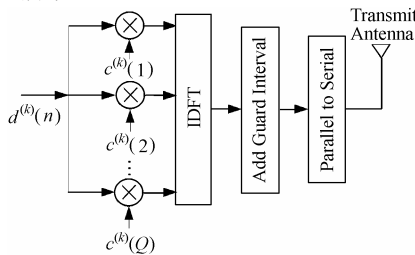


图1 MC-CDMA 发射机

Fig.1 MC-CDMA transmitter

用户 k 发送的信息符号序列为 $\mathbf{d}^{(k)} = [d^{(k)}(1), \dots, d^{(k)}(N)]^T$, $d^{(k)}(n) \in \{+1, -1\}$, N 为信息符号数, $(\cdot)^T$ 表示转置运算。用户 k 的每个信息符号先经过扩频, 扩频后的信号矢量为

$$\boldsymbol{\psi}^{(k)}(n) = d^{(k)}(n)\mathbf{c}^{(k)} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{c}^{(k)} = [c^{(k)}(1), \dots, c^{(k)}(Q)]^T$ 为用户 k 的扩频码, $c^{(k)}(q) \in \{+1/\sqrt{Q}, -1/\sqrt{Q}\}$, $q = 1, \dots, Q$, Q 为扩频因子。扩频后的每个码片(chip)调制到中心频率为 f_q , $q = 1, \dots, Q$ 的子载波上, 假设子载波数和扩频因子相等。OFDM 调制可以用逆离散傅里叶变换(IDFT)实现, 即

$$\mathbf{x}^{(k)}(n) = \tilde{\mathbf{F}}\boldsymbol{\psi}^{(k)}(n) \quad (2)$$

其中 $\tilde{\mathbf{F}}$ 是 $Q \times Q$ 维的 IDFT 矩阵, 其第 q 行第 p 列的分量为 $\tilde{F}(q, p) = 1/\sqrt{Q} \exp(j2\pi pf_q)$, $\mathbf{x}^{(k)}(n)$ 称为一个 OFDM 符号。在每个 OFDM 符号前面插入长度大于信道冲激响应长度的循环前缀保护间隔, 用以消除符号间干扰(ISI)的影响, 转换为串行序列后从天线发射。

定义 L 为发射天线与每一个接收天线之间信道的可分辨路径数, 用户 k 发射天线与第 m 个接收天线之间的信道用系数为 $\mathbf{h}^{(k,m)}$ 的有限冲激响应(FIR)滤波器表示为

$$\mathbf{h}^{(k,m)} = [h^{(k,m)}(0), h^{(k,m)}(1), \dots, h^{(k,m)}(L-1)]^T \quad (3)$$

$\mathbf{h}^{(k,m)}$ 的频率响应为

$$\mathbf{b}^{(k,m)} = \mathbf{F}\mathbf{h}^{(k,m)} = [b^{(k,m)}(0), b^{(k,m)}(1), \dots, b^{(k,m)}(Q-1)]^T \quad (4)$$

其中 \mathbf{F} 是 $Q \times L$ 维的离散傅里叶变换(DFT)矩阵。

在接收机中, 接收信号经过串/并转换变为并行序列,

去掉循环前缀的保护间隔后, 进行 OFDM 解调, 则第 m 个接收天线上接收信号经过 Q 点离散傅里叶变换后, 对应于第 n 个符号的数据矢量可表示为

$$\mathbf{y}^{(m)}(n) = \sum_{k=1}^K d^{(k)}(n)\mathbf{C}^{(k)}\mathbf{b}^{(k,m)} + \mathbf{n}^{(m)}(n) \quad (5)$$

其中 $\mathbf{C}^{(k)} = \text{diag}\{c^{(k)}(1), \dots, c^{(k)}(Q)\}$ 是对角矩阵, 其主对角线元素为 $c^{(k)}(1), \dots, c^{(k)}(Q)$, $\mathbf{n}^{(m)}(n)$ 为第 m 个接收天线上的 $Q \times 1$ 维加性高斯白噪声矢量, 其均值为零, 协方差矩阵为 $\mathbf{R}_{n^{(m)}} = E[\mathbf{n}^{(m)}(n)\mathbf{n}^{(m)H}(n)] = \sigma^2\mathbf{I}_Q$, $\sigma^2 = N_0$, N_0 是功率谱密度, \mathbf{I}_Q 表示 $Q \times Q$ 维的单位矩阵, $E\{\cdot\}$ 表示统计期望运算, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置运算。

把所有天线上的信号集中起来, 构造 MQ 维的矢量 $\mathbf{y}(n) = [\mathbf{y}^{(1)T}(n), \dots, \mathbf{y}^{(M)T}(n)]^T$ 和 $\mathbf{n}(n) = [\mathbf{n}^{(1)T}(n), \dots, \mathbf{n}^{(M)T}(n)]^T$, 则 $\mathbf{y}(n)$ 可以表示为

$$\mathbf{y}(n) = \sum_{k=1}^K \mathbf{g}^{(k)} d^{(k)}(n) + \mathbf{n}(n) = \mathbf{A}\mathbf{H}\mathbf{d}(n) + \mathbf{n}(n) \quad (6)$$

$$\mathbf{g}^{(k)} = \mathbf{A}^{(k)}\mathbf{h}^{(k)} \quad (7)$$

其中 $\mathbf{A}^{(k)} = \mathbf{I}_M \otimes (\mathbf{C}^{(k)}\mathbf{F})$ 为 $MQ \times ML$ 维的矩阵, \otimes 表示 Kronecker 积, $\mathbf{h}^{(k)} = [h^{(k,1)T}, \dots, h^{(k,M)T}]^T$ 为用户 k 的空时信道参数矢量, $\mathbf{A} = [\mathbf{A}^{(1)}, \dots, \mathbf{A}^{(K)}]$ 为 $MQ \times MLK$ 维矩阵, $\mathbf{H} = \mathbf{h}^{(1)} \oplus \dots \oplus \mathbf{h}^{(K)}$ 为由 $\mathbf{h}^{(1)}, \dots, \mathbf{h}^{(K)}$ 组成的分块对角矩阵, $\mathbf{d}(n) = [d^{(1)}(n), \dots, d^{(K)}(n)]^T$ 。为了保证 \mathbf{A} 是满列秩的矩阵, 假设 $K \leq Q/L$ 。

3 用户信号的降维分离和盲信道估计

假设接收机已知所有用户的扩频码, 用解相关检测来进行 $\boldsymbol{\theta}(n) = \mathbf{H}\mathbf{d}(n)$ 的估计

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(n) = \mathbf{A}^+ \mathbf{y}(n) \quad (8)$$

式中 $(\cdot)^+$ 表示 Moore-Penrose 广义逆运算, $\mathbf{A}^+ = (\mathbf{A}^H\mathbf{A})^{-1}\mathbf{A}^H$ 。对应于用户 k 的信号为 $ML \times 1$ 维的降维矢量, 可以表示为

$$\mathbf{q}^{(k)}(n) = \hat{\boldsymbol{\theta}}_{(k-1)ML+1:kML}(n) = \mathbf{h}^{(k)}d^{(k)}(n) + \mathbf{v}^{(k)}(n) \quad (9)$$

其中 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{i,j}(n)$ 表示由矢量 $\hat{\boldsymbol{\theta}}(n)$ 的第 i 个到第 j 个元素组成的矢量, $\mathbf{v}^{(k)}(n)$ 是有色噪声, 其均值为零, 相关矩阵为 $\mathbf{R}_{v^{(k)}} = \mathbf{B}_{(k-1)ML+1:kML, (k-1)ML+1:kML}$, $\mathbf{B} = (\mathbf{A}^H\mathbf{A})^{-1}$, $\mathbf{B}(i:j, i:j)$ 表示由矩阵 \mathbf{B} 的第 i 行到第 j 行和第 i 列到第 j 列组成的子矩阵。对矩阵 $\mathbf{R}_{v^{(k)}}$ 进行 Chelosky 分解:

$$\mathbf{R}_{v^{(k)}} = \mathbf{F}^{(k)H}\mathbf{F}^{(k)} \quad (10)$$

其中 $\mathbf{F}^{(k)}$ 为 $ML \times ML$ 的上三角矩阵, $\mathbf{q}^{(k)}(n)$ 经过白化滤波变为

$$\mathbf{u}^{(k)}(n) = (\mathbf{F}^{(k)H})^{-1}\mathbf{q}^{(k)}(n) = \mathbf{f}^{(k)}d^{(k)}(n) + \mathbf{v}_w^{(k)}(n) \quad (11)$$

$$\mathbf{f}^{(k)} = (\mathbf{F}^{(k)H})^{-1}\mathbf{h}^{(k)} \quad (12)$$

其中 $\mathbf{v}_w^{(k)}(n)$ 为高斯白噪声, 其均值为零, 协方差矩阵为 $\sigma^2\mathbf{I}_{ML}$ 。构造由对应于 N 个符号的降维数据矢量 $\mathbf{u}^{(k)}(n)$ 组成的 $ML \times N$ 维矩阵:

$$\mathbf{U}^{(k)} = [\mathbf{u}^{(k)}(1), \mathbf{u}^{(k)}(2), \dots, \mathbf{u}^{(k)}(N)] = \mathbf{f}^{(k)}\mathbf{d}^{(k)T} + \mathbf{V}^{(k)} \quad (13)$$

其中 $\mathbf{V}^{(k)} = [\mathbf{v}_w^{(k)}(1), \dots, \mathbf{v}_w^{(k)}(N)]$ 。可以由矩阵 $\mathbf{U}^{(k)}$ 的秩 1 近似得到用户 k 空时信道参数矢量 $\mathbf{h}^{(k)}$ 的估计为

$$\hat{\mathbf{f}}^{(k)} = \arg \max_{\|\mathbf{f}\|_2=1} \mathbf{f}^H \hat{\mathbf{R}}_{u^{(k)}} \mathbf{f}, \quad \hat{\mathbf{h}}^{(k)} = \mathbf{F}^{(k)H} \hat{\mathbf{f}}^{(k)} \quad (14)$$

其中 $\|\cdot\|_2$ 表示向量或矩阵的 Euclid 范数, $\hat{\mathbf{f}}^{(k)}$ 为对应于 $\mathbf{u}^{(k)}(n)$ 的相关矩阵 $\mathbf{R}_{u^{(k)}} = \mathbb{E}\{\mathbf{u}^{(k)}(n)\mathbf{u}^{(k)H}(n)\}$ 估计的最大特征值的特征矢量, $\mathbf{R}_{u^{(k)}}$ 由下式估计

$$\hat{\mathbf{R}}_{u^{(k)}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{u}^{(k)}(n)\mathbf{u}^{(k)H}(n) \quad (15)$$

4 信号检测

4.1 最小均方误差检测

使用最小均方误差准则由降维的数据矢量 $\mathbf{u}^{(k)}(n)$ 来检测用户 k 的信息符号 $d^{(k)}(n)$, 使误差 $\mathbf{w}_{\text{MMSE}}^H \mathbf{u}^{(k)}(n) - d^{(k)}(n)$ 的均方值最小, 即

$$\arg \min_{\mathbf{w}_{\text{MMSE}}} \mathbb{E} \left\{ \left\| \mathbf{w}_{\text{MMSE}}^H \mathbf{u}^{(k)}(n) - d^{(k)}(n) \right\|_2^2 \right\} \quad (16)$$

式(16)的解为

$$\mathbf{w}_{\text{MMSE}} = \mathbf{R}_{u^{(k)}}^{-1} \mathbf{f}^{(k)} \quad (17)$$

$\mathbf{f}^{(k)}$ 的估计由式(14)给出。最后得到 $d^{(k)}(n)$ 的离散值估计为

$$\hat{d}^{(k)}(n) = \text{sgn}(\text{real}(\mathbf{w}_{\text{MMSE}}^H \mathbf{u}^{(k)}(n))) \quad (18)$$

其中 $\text{sign}(\cdot)$ 和 $\text{real}(\cdot)$ 分别表示取符号和取实部操作。

4.2 迭代最小二乘检测

定义如下的最小二乘问题:

$$\{\mathbf{f}^{(k)}, d^{(k)}\} = \arg \min_{\mathbf{f}, d} \left\| \mathbf{U}^{(k)} - \mathbf{f}d^T \right\|_2^2 \quad (19)$$

给定 $\mathbf{f}^{(k)}$ 矢量的估计 $\hat{\mathbf{f}}^{(k)}$, 得到符号 $d^{(k)}$ 的最小二乘估计为

$$\tilde{d}^{(k)T} = \hat{\mathbf{f}}^{(k)+} \mathbf{U}^{(k)} = \frac{\hat{\mathbf{f}}^{(k)H} \mathbf{U}^{(k)}}{\left\| \hat{\mathbf{f}}^{(k)} \right\|_2^2} \quad (20)$$

对 $\tilde{d}^{(k)}$ 作硬判决得到 $d^{(k)}$ 的离散值估计

$$\hat{d}^{(k)} = \text{sgn}(\text{real}(\tilde{d}^{(k)})) \quad (21)$$

再由估计的符号 $\hat{d}^{(k)}$, 得到矢量 $\mathbf{f}^{(k)}$ 的最小二乘估计为

$$\hat{\mathbf{f}}^{(k)} = \mathbf{U}^{(k)} (\hat{d}^{(k)T})^+ = \frac{\sum_{n=1}^N \hat{d}^{(k)*}(n) \mathbf{u}^{(k)}(n)}{\sum_{n=1}^N |\hat{d}^{(k)}(n)|^2} \quad (22)$$

其中 $(\cdot)^*$ 表示共轭运算, $|\cdot|$ 表示求模运算。上述过程重复地进行直到 $\hat{d}^{(k)}$ 收敛为止。

5 仿真

考虑 $K=8$ 个用户的同步 MC-CDMA 系统, 假设所有用户的功率相同, 用户 1 为期望用户。选择 Gold 码作为扩频码, 扩频因子 $Q=31$ 。信道的多径数为 $L=3$, 采用指数形式多径强度分布, $\phi(\tau) = \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 \delta(\tau - \tau_l)$, $\tau_l = (l-1)T_c$, $l=1, 2, \dots, L$, T_c 为码片周期, $\sigma_l^2 = \sigma_1^2 \exp(-vl)$, $v=4\pi/L$,

单位能量约束, 即 $\sum_{l=1}^L \sigma_l^2 = 1$ 。每条径的幅度服从瑞利分布,

相位服从 $[0, 2\pi)$ 间的均匀分布。假设接收机多个接收天线之间的间隔足够远, 使得发射天线与多个接收天线之间的无线信道是相互独立的, 仿真使单个接收天线与多个接收天线在接收机输入点处具有相同的比特信噪比, 多个接收天线时发送信号功率为单个接收天线时发送信号功率的 $1/M$ 。将提出的降维最小均方误差(RD-MMSE)检测和降维迭代最小二乘(RD-ILS)检测与最大比合并(MRC: $\mathbf{w}_{\text{MRC}} = \mathbf{g}^{(1)}$)和满维最小均方误差检测(Full-MMSE: $\mathbf{w}_{\text{Full-MMSE}} = \hat{\mathbf{R}}_{yy} \mathbf{g}^{(1)}$, $\hat{\mathbf{R}}_{yy} = \frac{1}{N}$

$\sum_{n=1}^N \mathbf{y}(n)\mathbf{y}^H(n)$)进行性能比较, 选择降维迭代最小二乘检测的矢量 $\hat{\mathbf{f}}^{(1)}$ 的初始估计为全 1 矢量, 采用差分编码消除盲检测算法的相位模糊问题。

图 2 的仿真为用户 1 的空时信道参数矢量估计 $\hat{\mathbf{h}}^{(1)}$ 的误差 $\|\Delta \mathbf{h}\| = \|\hat{\mathbf{h}}^{(1)} - \mathbf{h}^{(1)}\|$ 随着比特信噪比 (E_b/N_0) 变化的曲线, 分别示出了两个接收天线(2RX) 和单个接收天线(1RX)的情况, 归一化多普勒频率为 $f_d T_s = 0$, f_d 为多普勒频率, T_s 为插入保护间隔后的 OFDM 符号周期, 符号数 $N=300$ 。信道估计 $\hat{\mathbf{h}}^{(1)}$ 存在复标量模糊, 为了分析信道估计的误差, 将 $\hat{\mathbf{h}}^{(1)}$ 与 $\mathbf{h}^{(1)}$ 的第一个分量固定, 并且为了使多个接收天线与单个接收天线情况具有可比较性, 信道估计误差 $\|\Delta \mathbf{h}\|$ 用信道系数的个数相除进行校正。从图中可以看到, 随着信噪比的增大, 信道估计误差减小, 两个接收天线时的信道估计误差比单个接收天线时的略大, 这是由于我们使两个接收天线时发送信号功率为单个接收天线时发送信号功率的一半。

图 3 的仿真示出了两个接收天线和单个接收天线时接收机的误比特率(BER)随着比特信噪比变化的性能曲线, 符号数 $N=300$, 归一化多普勒频率为 $f_d T_s = 0.001$ 。由图可以看出, 对于提出的算法, 接收机装有两个接收天线时明显优于单个接收天线时的性能, 提出的算法明显优于最大比合并和满维最小均方误差检测的性能。要注意的是两个接收天线时

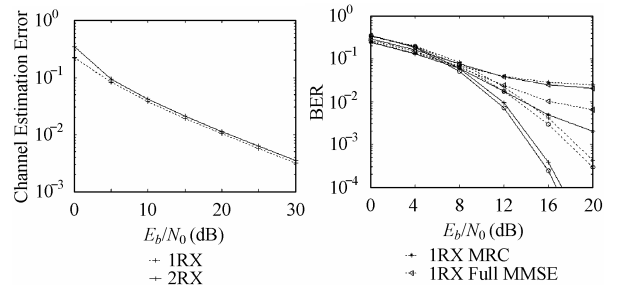


图 2 信道估计误差随着 E_b/N_0 的变化
Fig.2 Channel estimation error versus E_b/N_0

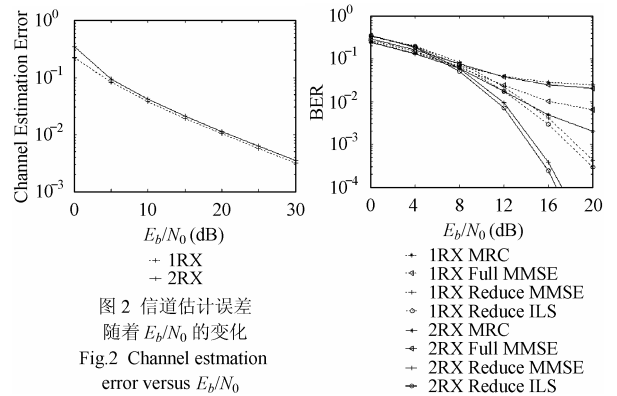


图 3 接收机性能随着 E_b/N_0 的变化

Fig.3 Performance of receiver versus E_b/N_0

满维最小均方误差检测的性能比最大比合并还要差,因为满维最小均方误差检测需要计算相关矩阵的逆,在数据长度不很大时统计有效性严重影响了它的性能。

图4的仿真示出了两个接收天线和单个接收天线时用户1的信道系数估计 $\hat{\mathbf{h}}^{(1)}$ 的误差 $\|\Delta\mathbf{h}\| = \|\hat{\mathbf{h}}^{(1)} - \mathbf{h}^{(1)}\|$ 随着符号数 N 变化的性能曲线,用户的比特信噪比 $E_b/N_0 = 15\text{dB}$, 归一化多普勒频率为 $f_d T_s = 0$ 。

图5的仿真示出了两个接收天线时接收机的误比特率随着符号数 N 变化的性能曲线,用户的比特信噪比 $E_b/N_0 = 15\text{dB}$, 归一化多普勒频率为 $f_d T_s = 0.0001$ 。由图可以看出,提出的算法很快收敛,满维最小均方误差检测收敛得很慢。要注意的是,提出的算法达到最低误比特率后,随着符号数的增加,性能反而逐渐变差,这是因为在时变衰落信道中,采样数据太多时,算法会跟踪不上信道的变化。

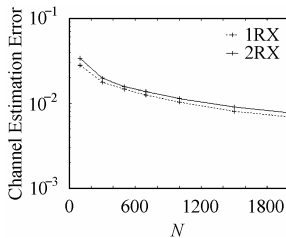


图4 信道估计误差随着符号数的变化

Fig.4 Channel estimation error versus the number of symbols

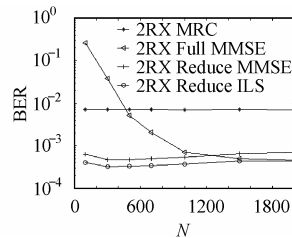


图5 接收机性能随着符号数的变化

Fig.5 Performance of receiver versus the number of symbols

6 结束语

本文研究在频率选择性瑞利衰落信道中 MC-CDMA 系统的降维盲空时信号检测,采用多个接收天线进行分集。对接收数据矢量进行解相关滤波,得到对应于每个用户的无多址干扰的降维信号,由白化滤波后的降维数据组成的矩阵的秩 1 近似来得到盲信道估计。将白化滤波后的降维数据矢量看作是单用户的系统,研究了迭代最小二乘检测和最小均方误差检测。在相邻 OFDM 符号之间插入了长度大于信道冲激响应长度的循环前缀保护间隔,不存在符号间干扰,可以进行逐个符号的检测。解相关滤波与信道参数无关,滤波矩阵可以预先计算,提出的降维算法计算复杂度低,可以选择高扩频因子的扩频码,以支持更多的同时工作用户数,具有更强的抑制多址干扰的能力。满维最小均方误差检测需要计算相关矩阵的逆,在数据长度不很大时统计有效性严重影响了

它的性能。仿真结果表明,提出的降维算法很快收敛,满维最小均方误差检测收敛得很慢,提出的降维算法的性能明显优于满维最小均方误差检测。

参考文献

- [1] Yee N, Linnartz J P, Fettweis G. Multicarrier CDMA in indoor wireless radio networks. Proc. of IEEE PIMRC'93, Yokohama, Japan, Sept. 1993: 109 – 113.
- [2] Héland J F, Baudais J Y, Citerne J. Linear MMSE detection technique for MC-CDMA. *Electronics Letters*, 2000, 36(7): 665 – 666.
- [3] Kim C K, Cho Y S. Performance of a wireless MC-CDMA system with an antenna array in a fading channel: reverse link. *IEEE Trans. on Commun.*, 2000, 48(8): 1257 – 1261.
- [4] Jung P, Kammerlander K, Berens F. On multicarrier CDMA mobile radio systems with joint detection and coherent receiver antenna diversity. Proceeding of the ICUPC, 1996: 61 – 65.
- [5] Klein A, Kaleb G K, Baier P W. Zero forcing and minimum mean-square-error equalization for multiuser detection in code-division multiple-access channels. *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, 1996, 45(5): 276 – 287.
- [6] Xiaojun W, Qinye Y, Zheng Z. Equivalent spatial-temporal multiuser detection for MC-CDMA systems with uniform linear arrays over frequency-selective fading channels. Proc. of IEEE VTC-2001(Fall), Atlantic City, USA, Oct. 2001: 1279 – 1283.
- [7] Honig M L, Goldstein J S. Adaptive reduced-rank residual correlation algorithms for DS-SS interference suppression. Proc. of 32nd Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computing, Pacific Grove, CA, Nov. 1998.
- [8] Madhow U, Honig M L. MMSE interference suppression for direct-sequence spread-spectrum CDMA. *IEEE Trans. on Commun.*, 1994, 42(12): 3178 – 3188.
- [9] Honig M L, Tsatsanis M K. Adaptive techniques for multiuser CDMA receivers. *IEEE Trans. on Sig. Proc.*, 2000, 17(3): 49 – 61.

胡兵: 男, 1968年生, 博士生, 研究方向为信号处理在扩频通信系统中的应用。

李平安: 男, 1965年生, 教授, 博士后, 感兴趣的研究包括阵列信号处理、自适应滤波和移动通信。

俞卞章: 男, 1937年生, 教授, 博士生导师, 现从事雷达、通信信号处理和数字图像处理等方面的研究。