

MC-CDMA 系统盲空时干扰抑制

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 该文研究在频率选择性瑞利衰落信道中 MC-CDMA 系统的盲空时干扰抑制。考虑对应于子载波的衰落系数是信道冲激响应的离散傅里叶变换,通过研究多径信号频域码空间和数据矢量空间,采用噪声子空间技术进行盲信道估计。为了抑制多址干扰(MAI),提出一种基于投影的辅助矢量(PAV)算法,用前一级滤波矢量的输出重构最大比合并(MRC)滤波矢量,将重构滤波矢量投影到由基本滤波矢量和前几级辅助矢量张成子空间上的正交投影作为辅助矢量,将前一级滤波矢量和新产生辅助矢量线性合并得到新的滤波矢量。仿真结果验证了该算法的有效性。

关键词 多载波码分多址,盲干扰抑制,接收天线分集,信道估计

中图分类号: TN914.5, TN919.4

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)07-1246-05

Blind Space-Time Interference Suppression 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 Dept. Datang Mobile Telecommunications Equipment CO., Ltd, Beijing 100083, China)

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

Abstract This paper investigates blind space-time interference suppression for MultiCarrier CDMA (MC-CDMA) system in frequency selective Rayleigh fading channel. It is considered that the fading coefficients corresponding to subcarriers are discrete Fourier transform of multipath coefficients. By investigating the code space in frequency domain and the data vector space of the multipath signals, the noise-subspace-based approach is used to perform blind channel estimation. To suppress multiuser access interference (MAI), a Projection-based Auxiliary Vector (PAV) algorithm is proposed. A reconstructed Maximum Ratio Combining (MRC) filtering vector can be evaluated by using the outputs of the last filtering vector. Taking the orthogonal projection of the reconstructed filtering vector onto the space spanned by the basic filtering vector and the previously derived auxiliary vector as an auxiliary vector, a new filtering vector can be formed by linearly combining the last filtering vector and newly generated auxiliary vector. Simulation results show the effectiveness of the proposed algorithms.

Key words MC-CDMA, Blind interference suppression, Receive antenna diversity, Channel estimation

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。传统的MC-CDMA接收机通常利用频域处理技术进行信号检测,

对傅里叶变换后的信号先均衡再解扩,是单用户检测技术^[2]。文献[3]在MC-CDMA系统下行链路进行最小均方误差(MMSE)多用户检测,但假设准确知道信道状态信息。

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,而且不需要另外分配频谱。在文献[4]中,在进行信号检测之前,先在空间域部分地抑制多址干扰(MAI),用码滤波(code-filtering)方法估计波束赋形权矢量,但是只是把干扰降低到阵列方向图的副瓣电平,而不是完全消除干扰。文献[5]把MC-CDMA解释为时域中具有扩频码结构的直序码分多址(DS-SS),将接收天线分集和联合检测^[6]技术相结合,进行空间域和时间域的联合处理得到更好的性能改

2004-11-04 收到, 2005-03-15 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

善,但是由于在相邻的OFDM符号之间没有插入保护间隔,MC-CDMA系统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。

本文研究在频率选择性瑞利衰落信道中 MC-CDMA 系统的盲空时干扰抑制,采用多个接收天线进行分集。通过研究多径信号频域码空间和数据矢量空间,利用噪声子空间技术进行盲信道估计。为了抑制多址干扰,提出一种基于投影的辅助矢量(PAV)算法。文献[7]提出了一种辅助矢量滤波算法(AVF),利用训练序列得到期望信号矢量估计,基于使基本滤波矢量输出与辅助矢量滤波输出之间的相关最大化准则推导出辅助矢量,进行辅助矢量和与每个辅助矢量对应的加权的递推优化。本文基于投影的辅助矢量算法,由盲信道估计得到期望信号矢量估计,作为基本滤波矢量,用前一级滤波矢量的输出重构最大比合并(MRC)滤波矢量,将重构滤波矢量投射到由基本滤波矢量和前几级辅助矢量张成的子空间上的正交投影作为辅助矢量,通过使新的滤波矢量平均输出能量最小,将前一级滤波矢量和重新产生辅助矢量线性合并得到新的滤波矢量,递推进行上述优化过程。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,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。

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。

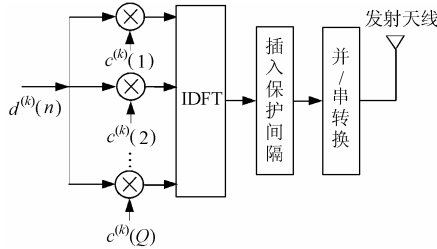


图 1 MC-CDMA 发射机

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

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

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。由于保护间隔并不用于信号检测,插入保护间隔将会降低频谱利用率。相对于 OFDM 符号周期,信道的最大时延扩展通常并不大^[8],插入保护间隔只会使频谱利用率略有降低,但是插入保护间隔可以消除 ISI 和多径所造成的子载波间干扰(ICI)的影响,这个代价是值得的。

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,假设 $L\ll Q$,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

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

$\mathbf{h}^{(k,m)}$ 的频率响应为

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

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 个接收天线上的接收信号经过 Q 点离散傅里叶变换后,对应于第 n 个符号数据矢量可表示为

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

其中 $\rho^{(k)}$ 为用户 k 的信号功率, $\mathbf{C}^{(k)}=\text{diag}\{c^{(k)}(1),\dots,c^{(k)}(Q)\}$ 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 $\mathbf{R}_{\mathbf{n}^{(m)}}=E[\mathbf{n}^{(m)}(n)\mathbf{n}^{(m)H}(n)]=\sigma^2\mathbf{I}_Q$, $\sigma^2=N_0/2$, $N_0/2$ 是双边功率谱密度, \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 $\mathbf{n}(n)=[\mathbf{n}^{(1)T}(n),\dots,\mathbf{n}^{(M)T}(n)]^T$,假设用户 1 是期望用户,则 $\mathbf{y}(n)$ 可以表示为

$$\mathbf{y}(n)=\sum_{k=1}^K\sqrt{\rho^{(k)}}d^{(k)}(n)\mathbf{u}^{(k)}+\mathbf{n}(n)=\sqrt{\rho^{(1)}}d^{(1)}(n)\mathbf{u}^{(1)}+\mathbf{i}(n) \quad (6)$$

$$\mathbf{u}^{(k)}=\mathbf{D}^{(k)}\mathbf{h}^{(k)} \quad (7)$$

其中 $\mathbf{D}^{(k)}=\mathbf{I}_M\otimes(\mathbf{C}^{(k)}\mathbf{F})$, \otimes 表示 Kronecker 积, $\mathbf{h}^{(k)}=[\mathbf{h}^{(k,1)T},\dots,\mathbf{h}^{(k,M)T}]^T$ 为用户 k 的空时信道参数矢量, $\mathbf{u}^{(1)}$ 为期望信号矢量, $\mathbf{i}(n)$ 由多址干扰和噪声组成。

3 基于噪声子空间的盲信道估计

假设 K 个用户信息符号为独立同分布,与噪声之间统计独立,则 $\mathbf{y}(n)$ 的相关矩阵可以表示为

$$\mathbf{R}_{\mathbf{y}\mathbf{y}}=E[\mathbf{y}(n)\mathbf{y}^H(n)]=\sum_{k=1}^K\rho^{(k)}\mathbf{u}^{(k)}\mathbf{u}^{(k)H}+\sigma^2\mathbf{I}_{MQ} \quad (8)$$

实际中 \mathbf{R}_{yy} 由下式估计:

$$\hat{\mathbf{R}}_{yy} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{y}(n) \mathbf{y}^H(n) \quad (9)$$

对 \mathbf{R}_{yy} 进行特征值分解:

$$\mathbf{R}_{yy} = [\mathbf{U}_s \quad \mathbf{U}_n] \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s & \\ & \mathbf{A}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_s^H \\ \mathbf{U}_n^H \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中 \mathbf{U}_s 的列为对应于 K 个最大特征值的特征矢量, 张成信号子空间 $\text{span}\{\mathbf{U}_s\}$, \mathbf{U}_n 的列为对应于 $MQ - K$ 个最小特征值为 σ^2 的特征矢量, 张成噪声子空间 $\text{span}\{\mathbf{U}_n\}$ 。

由于 $\text{span}\{\mathbf{U}_s\} \perp \text{span}\{\mathbf{U}_n\}$, $\mathbf{u}^{(1)}$ 位于信号子空间, 因此

$$\mathbf{U}_n^H \mathbf{u}^{(1)} = \mathbf{U}_n^H \mathbf{D}^{(1)} \mathbf{h}^{(1)} = 0 \quad (11)$$

在实际中只能获得噪声子空间的估计, 式(11)可以在最小二乘意义上求解:

$$\hat{\mathbf{h}}^{(1)} = \arg \min_{\|\mathbf{h}\|_2=1} \mathbf{h}^H \mathbf{D}^{(1)H} \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{D}^{(1)} \mathbf{h} \quad (12)$$

其中 $\hat{\mathbf{h}}^{(1)}$ 为用户 1 的空时信道参数矢量 $\mathbf{h}^{(1)}$ 的估计, $\|\cdot\|_2$ 表示向量或矩阵的 Euclid 范数。式(12)的解为对应于矩阵 $\mathbf{A} = \mathbf{D}^{(1)H} \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{D}^{(1)}$ 最小特征值的特征矢量。为了保证式(12)解的存在, 假设 $MQ > K$ 。

4 基于投影的辅助矢量算法(PAV)

将信道系数估计 $\hat{\mathbf{h}}^{(1)}$ 代入式(7), 得到期望信号矢量估计 $\hat{\mathbf{u}}^{(1)}$ 。简记 $\hat{\mathbf{u}}^{(1)}$ 为 \mathbf{w}_0 , 将 \mathbf{w}_0 的归一化形式作为基本滤波矢量, 对于输入数据矢量 $\mathbf{y}(n), n=1, \dots, N$, 基本滤波矢量 $\bar{\mathbf{w}}_0$ 的输出为 $d_0(n) = \bar{\mathbf{w}}_0^H \mathbf{y}(n)$, $\bar{\cdot}$ 表示归一化运算。用 $d_0(n)$ 进行 $\bar{\mathbf{w}}_0$ 的重构:

$$\hat{\mathbf{w}}_0 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{y}(n) d_0^*(n) = \hat{\mathbf{R}}_{yy} \bar{\mathbf{w}}_0 \quad (13)$$

其中 $(\cdot)^*$ 表示共轭运算, 重构滤波矢量 $\hat{\mathbf{w}}_0$ 到基本滤波矢量 $\bar{\mathbf{w}}_0$ 上的正交投影为

$$\mathbf{g}_1 = (\mathbf{I}_{MQ} - \bar{\mathbf{w}}_0 \bar{\mathbf{w}}_0^H) \hat{\mathbf{w}}_0 = (\mathbf{I}_{MQ} - \bar{\mathbf{w}}_0 \bar{\mathbf{w}}_0^H) \hat{\mathbf{R}}_{yy} \bar{\mathbf{w}}_0 \quad (14)$$

当 $\|\mathbf{g}_1\|_2 = 0$ 时, 基本滤波矢量 $\bar{\mathbf{w}}_0$ 就是期望的滤波矢量, 基本滤波矢量 $\bar{\mathbf{w}}_0$ 可以完全地消除符号间干扰和多址干扰。当 $\|\mathbf{g}_1\|_2 > 0$ 时, 基本滤波矢量 $\bar{\mathbf{w}}_0$ 不能消除符号间干扰矢量和多址干扰, 将 \mathbf{g}_1 的归一化形式作为辅助矢量, 对 $\bar{\mathbf{w}}_0$ 和 $\bar{\mathbf{g}}_1$ 进行线性合并, 得到新的滤波矢量:

$$\mathbf{w}_1 = \bar{\mathbf{w}}_0 - \mu_1 \bar{\mathbf{g}}_1 \quad (15)$$

由最小平均输出能量(MMOE) 准则来计算标量 μ_1

$$\mu_1 = \arg \min_{\mu} E \left\{ \left\| \mathbf{w}_1^H \mathbf{y}(n) \right\|_2^2 \right\} = \arg \min_{\mu} \mathbf{w}_1^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{w}_1 \quad (16)$$

可以得到

$$\mu_1 = \frac{\bar{\mathbf{g}}_1^H \mathbf{R}_{yy} \bar{\mathbf{w}}_0}{\bar{\mathbf{g}}_1^H \mathbf{R}_{yy} \bar{\mathbf{g}}_1} \quad (17)$$

对于输入数据 $\mathbf{y}(n), n=1, \dots, N$, 滤波矢量 \mathbf{w}_1 的输出为 $d_1(n) = \mathbf{w}_1^H \mathbf{y}(n)$, 用 $d_1(n)$ 进行 \mathbf{w}_1 的重构

$$\hat{\mathbf{w}}_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{y}(n) d_1^*(n) = \hat{\mathbf{R}}_{yy} \mathbf{w}_1 \quad (18)$$

$\hat{\mathbf{w}}_1$ 到 $\text{span}\{\bar{\mathbf{w}}_0, \bar{\mathbf{g}}_1\}$ ($\text{span}\{\bar{\mathbf{w}}_0, \bar{\mathbf{g}}_1\}$ 表示由矢量 $\bar{\mathbf{w}}_0$ 和 $\bar{\mathbf{g}}_1$ 张成的子空间)上的正交投影为

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_2 &= (\mathbf{I} - [\bar{\mathbf{w}}_0, \bar{\mathbf{g}}_1][\bar{\mathbf{w}}_0, \bar{\mathbf{g}}_1]^H) \hat{\mathbf{w}}_1 \\ &= (\mathbf{I} - [\bar{\mathbf{w}}_0, \bar{\mathbf{g}}_1][\bar{\mathbf{w}}_0, \bar{\mathbf{g}}_1]^H) \hat{\mathbf{R}}_{yy} \mathbf{w}_1 \end{aligned} \quad (19)$$

当 $\|\mathbf{g}_2\|_2 = 0$ 时, 滤波矢量 \mathbf{w}_1 就是期望的滤波矢量。当 $\|\mathbf{g}_2\|_2 > 0$ 时, 构造在 $\text{span}\{\bar{\mathbf{w}}_0, \bar{\mathbf{g}}_1, \bar{\mathbf{g}}_2\}$ 上的新滤波矢量:

$$\mathbf{w}_2 = \mathbf{w}_1 - \mu_2 \bar{\mathbf{g}}_2 \quad (20)$$

由满足 MMOE 准则 $\arg \min_{\mu_2} \mathbf{w}_2^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{w}_2$ 来获得标量 μ_2

$$\mu_2 = \frac{\bar{\mathbf{g}}_2^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{w}_1}{\bar{\mathbf{g}}_2^H \mathbf{R}_{yy} \bar{\mathbf{g}}_2} \quad (21)$$

在 MQ 维的数据矢量空间, 至多可以得到 $MQ - 1$ 个辅助矢量 $\mathbf{g}_i, i=1, \dots, MQ - 1$, 递推地进行上述优化过程可以获得满维空间 $\text{span}\{\bar{\mathbf{w}}_0, \bar{\mathbf{g}}_1, \dots, \bar{\mathbf{g}}_{MQ-1}\}$ 上的最优滤波矢量:

$$\mathbf{w}_o = \bar{\mathbf{w}}_0 - \mathbf{G} \boldsymbol{\mu} \quad (22)$$

其中 $\mathbf{G} = [\bar{\mathbf{g}}_1, \dots, \bar{\mathbf{g}}_{MQ-1}]$, $\boldsymbol{\mu} = [\mu_1, \dots, \mu_{MQ-1}]^T$ 。为了降低在满维空间上优化的计算复杂度, 可以在降维空间上进行优化

$$\mathbf{w}_j = \bar{\mathbf{w}}_0 - \mathbf{G}_j \boldsymbol{\mu}_j \quad (23)$$

其中 $\mathbf{G}_j = [\bar{\mathbf{g}}_1, \dots, \bar{\mathbf{g}}_j]$, $\boldsymbol{\mu}_j = [\mu_1, \dots, \mu_j]^T, 1 \leq j < MQ - 1$ 。

最后得到用户 1 的信息符号 $d^{(1)}(n)$ 的估计为

$$\hat{d}^{(1)}(n) = \text{sgn}(\text{real}(\mathbf{w}_j^H \mathbf{y}(n))) \quad (24)$$

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

表 1 列出了基于投影的辅助矢量算法(PAV)的计算量, 同时列出了文献[7]的辅助矢量滤波算法(AVF)和采样矩阵逆(SMI)实现的最小均方误差检测(MMSE) 的计算量。可以看出, 与 AVF 和 MMSE 算法相比, 提出的 PAV 算法计算量有大幅度的降低。

表 1 计算量比较

算法		变量 Q, M, N, J	$Q=31, M=2, N=300$	
			$J=1$	$J=5$
PAV	实数乘法(次)	$(4J(MQ)^2 + 12(MQ)^2 + 8NMQ + 12MQ)J$	211048	1362760
	实数加法(次)	$(4J(MQ)^2 + 12(MQ)^2 + 8NMQ + 11MQ)J$	210986	1362450
AVF	实数乘法(次)	$4N(MQ)^2 + (20(MQ)^2 + 12MQ)J$	4690424	5000920
	实数加法(次)	$4N(MQ)^2 + (20(MQ)^2 + 11MQ)J$	4690362	5000610
MMSE	实数乘法(次)	$4.7(MQ)^3 + 4N(MQ)^2 + 4(MQ)^2$	5748300	
	实数加法(次)	$4.7(MQ)^3 + 4N(MQ)^2 + 4(MQ)^2$	5748300	

5 仿真

考虑 $K=5$ 个用户的同步 MC-CDMA 系统, 用户 1 是期望用户, 4 个干扰用户功率比用户 1 功率大 10dB。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, 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 $1/M$ 。将提出的投影辅助矢量算法(PAV-W1: 单个辅助矢量, PAV-W5: 5 个辅助矢量)与最大比合并(MRC: $\mathbf{w}_{MRC} = \hat{\mathbf{h}}^{(1)}$), 最小均方误差检测(MMSE: $\mathbf{w}_{MMSE} = \hat{\mathbf{R}}_{yy}^{-1}\hat{\mathbf{h}}^{(1)}$)和文献[7]的辅助矢量滤波算法(AVF-W1: 单个辅助矢量, AVF-W5: 5 个辅助矢量)进行性能比较; 采用差分编码消除盲检测算法的相位模糊问题, 文献[7]的辅助矢量滤波算法通过插入训练符号来进行期望信号矢量估计; 15% 的训练开销。

图 2 的仿真示出两个接收天线(2RX) 和单个接收天线(1RX)时的用户 1 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, 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, 相关矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{yy}$ 由 $N=300$ 估计。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 $\|\Delta\mathbf{h}\|$ 用信道参数矢量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。

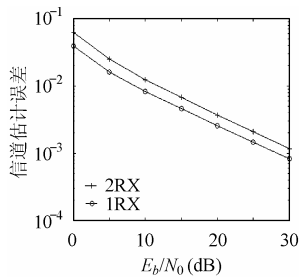


图 2 信道估计误差

Fig.2 Channel estimation error

图3和图4的仿真分别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, 相关矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{yy}$ 由 $N=300$ 估计, 归一化多普勒频率为 $f_d T_s = 0.0005$ 。由图可以看出, 对于提出的投影辅助矢量算法, 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, 提出的投影辅助矢量算法明显优于最小均方误差检测和文献[7]的辅助矢量滤波算法的性能, 最小均方误差检测需要计算相关矩阵的逆, 统计有效性严重影响了它的性能。

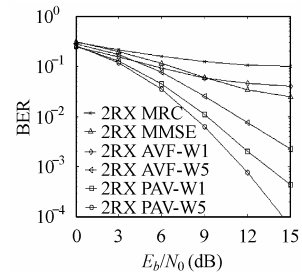


图 3 两个接收天线时的性能比较

Fig.3 Performance comparison in case of two receive antenna

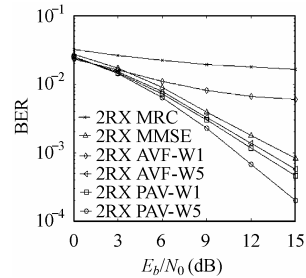


图 4 单个接收天线时的性能比较

Fig.4 Performance comparison in case of single receive antenna

图 5 的仿真示出了两个接收天线时误比特率随着符号数 N 变化的性能曲线, 用户 1 的比特信噪比 $E_b/N_0 = 12\text{dB}$, 归一化多普勒频率为 $f_d T_s = 0.0001$ 。由图可以看出, 提出的投影辅助矢量算法优于最小均方误差检测的性能, 与提出的投影辅助矢量算法相比, 最小均方误差接收机收敛得很慢。要注意的是, 比较的算法达到各自的最低误比特率后, 随着符号数的增加, 性能反而逐渐变差, 这是因为它们需要进行相关矩阵估计, 在时变衰落信道中, 采样数据太多时, 相关矩阵估计跟踪不上信道的变化。

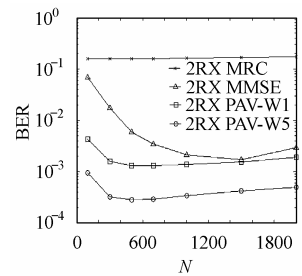


图 5 接收机性能随着符号数变化

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 系统的盲空时干扰抑制。考虑对应于子载波的衰落系数是信道冲激响应的离散傅里叶变换, 通过研究多径信号频域码空间和数据矢量空间, 采用噪声子空间技术进行盲信道估计。为了抑制多址干扰, 提出一种基于投影的辅助矢量算法。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, 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。仿真结果验证了本文算法的有效性。

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] Hara S, Prasad R. Overview of multicarrier CDMA. *IEEE Commun. Mag.*, 1997, 35(12): 126-133.
 - [3] Hélar J F, Baudais J Y, Citerne J. Linear MMSE detection technique for MC-CDMA. *Electronics Letters*, 2000, 36(7): 665-666.
 - [4] 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.
 - [5] Jung P, Kammerlander K, Berens F. On multicarrier CDMA mobile radio systems with joint detection and coherent receiver antenna diversity. Proc. of IEEE ICUPC'96, Cambridge, Massachusetts, 1996: 61-65.
 - [6] 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.
 - [7] Pados D A, Batalama S N. Joint space-time auxiliary-vector filtering for DS/CDMA systems with antenna arrays. *IEEE Trans. on Commun.*, 1999, 47(9): 1406-1415.
 - [8] Lee W C Y. Overview of cellular CDMA. *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, 1991, 40(2): 291-302.
- 胡 兵: 男, 1968 年生, 博士, 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, 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。