

MC-CDMA 系统中基于子空间的半盲信道估计

李子^① 蔡跃明^{①②}

^①(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

^②(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘要: 该文提出了 MC-CDMA 系统中一种基于子空间的半盲信道估计方法。该方法结合 MC-CDMA 系统信号模型的特点,通过初始信道估计来解决收敛速度慢的问题;通过部分用户的导频符号以及预均衡技术来估计模糊因子;通过迭代算法来降低计算复杂度。这些措施使得半盲信道估计方法的实用化成为可能。计算机仿真验证了该方法的有效性。

关键词: 多载波码分多址; 信道估计; 子空间; 半盲

中图分类号: TN914.53

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)08-1906-05

Subspace-based Semiblind Channel Estimation in MC-CDMA Systems

Li Zi^① Cai Yue-ming^{①②}

^①(Institute of Communications Engineering, PLA Univ. of Sci. & Tech., Nanjing 210007, China)

^②(National Mobile Communications Research Laboratory, South East University, Nanjing 210096, China)

Abstract: This paper proposes a subspace-based semiblind channel estimation method in MC-CDMA systems. Combined with the characteristic of the signal model in MC-CDMA systems, this semiblind method solves the problem of slow convergence by the initial channel estimation, estimates the scalar ambiguities by inserting some users' pilots and makes the algorithm complexity low by an iterative operation. All of these make the reality of semiblind channel estimation to be possible. The results of computer simulation prove the correctness of the method.

Key words: MC-CDMA; Channel estimation; Subspace; Semiblind

1 引言

多载波技术,尤其是正交频分复用(OFDM)技术,由于具有良好的抗频率选择性衰落性能和较高的频带利用率而成为目前研究的热点之一。以OFDM为基础的各种系统获得了广泛的应用,如欧洲的数字音频广播(DAB),数字视频广播(DVB),美国的DMT(Discrete Multi-Tone)以及IEEE802.11a, MMAC(Mobile Multimedia Access Communications)与HIPERLAN/2(High Performance Radio Local Area Network)等无线局域网的标准。OFDM也将成为下一代移动通信系统中的关键技术之一。多载波码分多址(MC-CDMA)由于结合了多载波技术和CDMA技术的优点,具有高效的频谱利用率和对频率选择性信道的鲁棒性,因此更引起了人们的广泛关注^[1]。

在直扩码分多址(DS-SS)系统中的下行链路中,不同用户之间的扩频码通常选择正交码,如IS-95^[2]。但是在MC-CDMA系统中,用户之间的这种正交性有所损失,导致出现了多用户干扰(MUI),这是因为在频率选择性衰落信道

中,不同子载波的信道增益及相位不相同。为了减小这种多用户干扰,可以采用多种单用户或多用户检测技术^[1]。然而,这些检测技术都必须知道信道状态信息(CSI),因此信道估计的好坏对系统性能有较大的影响。文献[3]提出了一种基于导频符号的信道估计方法,并给出了最佳导频的数量使得系统误比特率最小,但是这种方法中的导频符号占用了系统的一部分频带。由于盲信道估计方法不需要任何导频符号,用于MC-CDMA系统中能够提高系统的频带利用率,如文献[4-6],其中包括有最小二乘法^[4]和子空间方法^[5,6]。针对MC-CDMA系统中的盲信道估计方法,文献[4]中没有给出具体的估计模糊因子的方法,而文献[5,6]仅仅假设信道冲激响应的某个分量已知,也没有给出具体方法。另外,这些方法都存在着收敛速度慢以及运算复杂度太大等问题。这些问题使得MC-CDMA系统中的盲信道估计方法难以实用化。

本文提出了 MC-CDMA 系统中一种基于子空间的半盲信道估计方法。首先针对 MC-CDMA 的信号模型进行分析,给出了子空间盲信道估计方法。在此基础上,结合 MC-CDMA 系统信号模型的特点,提出了子空间半盲信道估计方法。该方法通过初始信道估计来直接计算接收信号的自相关矩阵,解决收敛速度慢的问题;通过部分用户的导频符号以及预均衡技术来估计模糊因子;利用矩阵求逆定理以及噪声

2005-12-28 收到, 2006-07-10 改回

江苏省自然科学基金(BK2006002)和东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金(N200601)资助课题

子空间的快速算法, 通过迭代算法来降低计算复杂度。最后通过在静态和慢变信道环境下的计算机仿真, 验证了这种方法的有效性, 并给出了算法中相应参数的选取。

2 MC-CDMA 信号模型

考虑一个下行的 K 个用户的 MC-CDMA 系统, 子载波总数为 N , 每个用户的信息速率相等, 扩频增益都是 G , 假设 G 能被 N 整除, 定义 $P \triangleq N/G$, 这样对于每个用户来说, 在一个 OFDM 符号内, P 个符号扩展到 N 个子载波。假设所有用户的信号都是同步的。

如图 1 所示, 用户 k 的比特信息经过调制和串并变换形成 P 路已调信号 $d_0^{(k)}(n), d_1^{(k)}(n), \dots, d_{P-1}^{(k)}(n)$, 每一路信号经扩频形成 P 路 $G \times 1$ 的向量 $s_0^{(k)}(n), s_1^{(k)}(n), \dots, s_{P-1}^{(k)}(n)$, 扩频后的信号结合成 $N \times 1$ 的向量通过 OFDM 模块, OFDM 模块包括 IFFT 变换、加 CP、串并变换以及 D/A 变换, 然后将 K 个用户的发射信号叠加在一起通过天线发射出去。在接收端, 信号经过 Inverse OFDM 模块, Inverse OFDM 模块包括 A/D 变换、串并变换、去 CP 以及 FFT 变换得到 P 路频域信号 $r_0(n), r_1(n), \dots, r_{P-1}(n)$, 根据这些信号进行信道估计, 最后进行多用户检测得到期望用户的比特信息。

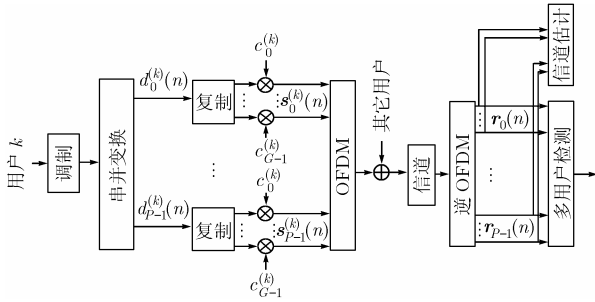


图 1 下行 MC-CDMA 发射接收示意图

为了简化问题且不失一般性, 对图 1 做 4 点假设:

- (1) 假设 $P = 1$, 即用户的扩频增益 $G =$ 子载波总数 N ;
- (2) 假设接收端只关心用户 0 的数据;
- (3) 假设用户数 $K <$ 子载波总数 N ;
- (4) 假设信道阶数 $L \leq$ CP 长度。

根据假设(1), 因为每个用户在每个 OFDM 符号中只传 1 路信号, 所以可以省略上述信号符号的下标。根据假设(4), 由于 CP 的引入使得 OFDM 符号之间不存在 IBI。因此, 可以写出下行链路 MC-CDMA 的基带信号模型:

$$\mathbf{r}(n) = \mathcal{D}(\mathbf{F}_L \mathbf{h}) \sum_{k=0}^{K-1} d^{(k)}(n) \mathbf{c}^{(k)}(n) + \boldsymbol{\eta}(n) \quad (1)$$

其中 \mathbf{F}_L 是 $N \times (L+1)$ 的矩阵, 其第 p 行第 q 列元素为 $[\mathbf{F}_L]_{p,q} = \exp(-j2\pi pq/N)$; \mathbf{h} 是 $(L+1) \times 1$ 的信道冲激响应; $\mathcal{D}(\cdot)$ 表示对角化运算; $\boldsymbol{\eta}(n)$ 表示第 n 个 OFDM 符号的频域白噪声, 服从均值为零, 方差为 σ^2 的高斯分布。可以进一步把式(1)写成下面的形式:

$$\mathbf{r}(n) = \mathcal{D}(\mathbf{F}_L \mathbf{h}) \mathbf{C} \mathbf{d}(n) + \boldsymbol{\eta}(n) \quad (2)$$

其中 $\mathbf{C} = [\mathbf{c}^{(0)}, \mathbf{c}^{(1)}, \dots, \mathbf{c}^{(K-1)}]$ 包括了 K 个用户的扩频码, $\mathbf{d}(n) = [d^{(0)}(n), d^{(1)}(n), \dots, d^{(K-1)}(n)]^T$ 包括了 K 个用户的调制符号。定义下行链路的系统矩阵 $\mathbf{A} = \mathcal{D}(\mathbf{F}_L \mathbf{h}) \mathbf{C}$ 。

3 子空间盲信道估计

结合上面的信号模型, 盲信道估计的目标就是根据接收到的频域信号 $\mathbf{r}(n)$ 来估计信道冲激响应 \mathbf{h} , 由于用户数据 \mathbf{d} 是未知的, 需要利用接收信号的统计特性, 在子空间方法中, 利用的是接收信号 $\mathbf{r}(n)$ 的自相关矩阵 \mathbf{R} , 其定义为

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E[\mathbf{r}(n) \mathbf{r}^H(n)] \\ &= \mathcal{D}(\mathbf{F}_L \mathbf{h}) \mathbf{C} E[\mathbf{d}(n) \mathbf{d}^H(n)] \mathbf{C}^H \mathcal{D}^*(\mathbf{F}_L \mathbf{h}) + \sigma^2 \mathbf{I}_N \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $E[\cdot]$ 表示数学期望, \mathbf{I}_N 表示 $N \times N$ 的单位阵。在实现时, 采用多个符号取平均来估计自相关矩阵 \mathbf{R} , 即 $\hat{\mathbf{R}} = \sum_{n=0}^{T-1} \mathbf{r}(n) \mathbf{r}^H(n) / T$, 其中 T 为接收到的 OFDM 符号数。子空间方法利用了 \mathbf{R} 的特殊结构, 首先对 \mathbf{R} 进行特征值分解(EVD)

$$\mathbf{R} = \mathbf{U} \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{U}^H \quad (4)$$

其中 $\boldsymbol{\Lambda} = \text{diag}[\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{N-1}]$ 表示特征值矩阵, 特征值按照递减顺序排列, \mathbf{U} 是正交矩阵, 它包括了相对应的特征向量。由于矩阵 $\mathcal{D}(\mathbf{F}_L \mathbf{h}) \mathbf{C} E[\mathbf{d}(n) \mathbf{d}^H(n)] \mathbf{C}^H \mathcal{D}^*(\mathbf{F}_L \mathbf{h})$ 的秩为 K , 根据上一节的假设(3), $K < N$, 所以 \mathbf{R} 的特征值可以排序为 $\lambda_0 \geq \dots \geq \lambda_{K-1} > \lambda_K = \dots = \lambda_{N-1} = \sigma^2$ 。这样, 特征值可以分为两类, 信号特征值和噪声特征值, 表示成矩阵分别为

$$\boldsymbol{\Lambda}_s = \text{diag}[\lambda_0, \dots, \lambda_{K-1}] \quad (5)$$

$$\boldsymbol{\Lambda}_n = \text{diag}[\lambda_K, \dots, \lambda_{N-1}] \quad (6)$$

相应的特征向量也可以分成两类, 信号特征向量与噪声特征向量, 表示成矩阵分别 \mathbf{U}_s 与 \mathbf{U}_n 。所以式(4)可以写为

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_s & \mathbf{U}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Lambda}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \boldsymbol{\Lambda}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_s^H \\ \mathbf{U}_n^H \end{bmatrix} \quad (7)$$

由 \mathbf{U}_s 的列张成的子空间称之为信号子空间, 由 \mathbf{U}_n 的列张成的子空间称之为噪声子空间。信号子空间与噪声子空间之间满足正交性, 实际上, 信号子空间也等于系统矩阵 \mathbf{A} 的列张成的子空间

$$\text{Span}[\mathbf{A}] = \text{Span}[\mathbf{U}_s] \perp \text{Span}[\mathbf{U}_n] \quad (8)$$

根据正交性, 得到

$$\mathbf{U}_n^H \mathbf{A} = \mathbf{0} \quad (9)$$

将系统矩阵 \mathbf{A} 的定义以及扩频码矩阵 \mathbf{C} 的定义代入式(9)得到

$$\mathbf{U}_n^H \mathcal{D}(\mathbf{F}_L \mathbf{h}) [\mathbf{c}^{(0)}, \mathbf{c}^{(1)}, \dots, \mathbf{c}^{(K-1)}] = \mathbf{0} \quad (10)$$

根据上一节的假设(2), 接收端只关心用户 0 的数据, 于是将式(10)中其他用户的扩频码省略掉并交换对角化运算, 得到

$$\mathbf{U}_n^H \mathcal{D}(\mathbf{c}^{(0)}) \mathbf{F}_L \mathbf{h} = \mathbf{0} \quad (11)$$

根据式(11), 可以构造一个优化问题来估计信道 \mathbf{h} :

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{imp}} = \arg \min_{\|\mathbf{h}\|=1} \mathbf{h}^H [\mathbf{F}_L^H \mathcal{D}^*(\mathbf{c}^{(0)}) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathcal{D}(\mathbf{c}^{(0)}) \mathbf{F}_L] \mathbf{h} \quad (12)$$

令矩阵 $\mathbf{Q}_{\text{imp}} = \mathbf{F}_L^H \mathcal{D}^*(\mathbf{c}^{(0)}) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathcal{D}(\mathbf{c}^{(0)}) \mathbf{F}_L$ ，那么可以通过计算 \mathbf{Q}_{imp} 的最小特征值对应的特征向量来得到式(12)的解。观察式(12)，其中有表达式 $\mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H$ ，针对这种表达式存在着简化运算，这将在 4.3 节中具体讨论。

4 子空间半盲信道估计

盲信道估计方法不需要任何训练序列，可以提高系统频带利用率，但是盲信道估计在实际应用时却存在一些问题，如标量模糊问题、收敛速度慢以及运算复杂度太大。针对 MC-CDMA 系统中的盲信道估计方法，文献[4]中没有给出具体的估计模糊因子的方法，而文献[5,6]仅仅假设信道冲激响应的某个分量已知，也没有给出具体方法。另外，这些方法都存在着收敛速度慢以及运算复杂度太大等问题，难以实用化。下面通过插入导频符号来讨论 MC-CDMA 系统中的半盲子空间信道估计方法，以解决上述这些问题。

由于多个用户的存在，导频符号的设计包括 3 个方面，(1)是哪些用户发射导频符号，(2)是用户之间是否同时发射导频符号，(3)是用户发多少导频符号。对于导频符号的详细设计可以参考文献[7]。本文采用图 2 所示的导频图案，在数据帧的第 1 个 OFDM 符号的每个子载波发射 1 个导频符号，这一部分导频符号用作初始信道估计，直接写出自相关矩阵的估计，使得不用经过长时间的收敛过程，一步即能收敛。在后续符号中，只有部分用户周期的发射导频符号，这部分导频符号用作估计模糊因子。下面分别讨论如何应用这些导频符号。

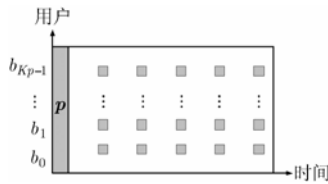


图 2 MC-CDMA 系统中的导频图案

4.1 初始信道估计与自相关矩阵的估计

初始信道估计利用了数据帧中第 1 个 OFDM 符号的导频符号，记为 $\mathbf{p} = [p^{(0)}, p^{(1)}, \dots, p^{(N-1)}]^T$ ，其中 $p^{(k)}$ 表示第 k 个子载波导频符号。接收端接收的第 1 个频域信号为 $\mathbf{r}(0) = \mathcal{D}(\mathbf{F}_L \mathbf{h}) \mathbf{p} + \boldsymbol{\eta}(0)$ ，交换对角化运算，得到

$$\mathbf{r}(0) = \mathcal{D}(\mathbf{p}) \mathbf{F}_L \mathbf{h} + \boldsymbol{\eta}(0) \quad (13)$$

根据式(13)得到初始信道估计 $\hat{\mathbf{h}}_0 = [\mathcal{D}(\mathbf{p}) \mathbf{F}_L]^\dagger \mathbf{r}(0)$ 。从而可以写出初始信道估计的均方误差：

$$E[\|\hat{\mathbf{h}}_0 - \mathbf{h}\|^2] = \sigma^2 \text{tr} \left(\left(\mathbf{F}_L^H \mathcal{D}^*(\mathbf{p}) \mathcal{D}(\mathbf{p}) \mathbf{F}_L \right)^{-1} \right) \quad (14)$$

若假设导频符号的总功率 $\|\mathbf{p}\|^2 = N\sigma_p^2$ 一定，根据 Cauchy-Schwarz 不等式，有

$$E[\|\hat{\mathbf{h}}_0 - \mathbf{h}\|^2] \geq \frac{(L+1)\sigma^2}{N\sigma_p^2} \quad (15)$$

等号成立的条件为导频符号 \mathbf{p} 等功率分布，也就是说应该设计一个等功率分布的导频符号，才能使得初始信道估计的均方误差达到最小。在这种情况下，得到初始信道估计的表达式为

$$\hat{\mathbf{h}}_0 = \frac{\mathbf{F}_L^H}{N} \mathcal{D}^{-1}(\mathbf{p}) \mathbf{r}(0) \quad (16)$$

实际实现时，式(16)并不要求逆运算和矩阵乘法运算，可以通过 N 个乘法运算和一个 N 点的 IFFT 运算来实现。

获得了初始信道估计 $\hat{\mathbf{h}}_0$ 之后，根据式(3)得到接收信号自相关矩阵 \mathbf{R} 的估计

$$\hat{\mathbf{R}}(0) = \mathcal{D}(\mathbf{F}_L \hat{\mathbf{h}}_0) \mathbf{C} \mathbf{C}^H \mathcal{D}^*(\mathbf{F}_L \hat{\mathbf{h}}_0) + \sigma^2 \mathbf{I}_N \quad (17)$$

这里假设已知噪声方差 σ^2 。这样就避免了长时间的收敛过程，一步达到收敛。由于信道的时变特性，定义一个遗忘因子 $\mu \in [0, 1]$ ，以后每接收到一个 OFDM 符号，迭代进行自相关的估计：

$$\hat{\mathbf{R}}(n) = \mu \hat{\mathbf{R}}(n-1) + (1-\mu) \mathbf{r}(n) \mathbf{r}^H(n) \quad (18)$$

其中遗忘因子 μ 的大小取决于信道时变的快慢。

4.2 模糊因子的估计

任何盲信道估计都存在这标量模糊的问题，纯粹的盲信道估计方法不可能估计出这个模糊因子，这需要借助于导频符号。在本文中利用部分用户周期地发射导频符号来估计盲信道估计的模糊因子。

假设有 K_p 个用户周期的发射导频符号，这 K_p 个用户的序号分别为 $b_0, b_1, \dots, b_{K_p-1}$ ，且所有用户都预先知道这 K_p 个用户的扩频码。若这 K_p 个用户的导频符号为 $\mathbf{q} = [q^{(0)}, q^{(1)}, \dots, q^{(K_p-1)}]^T$ ，其中， $q^{(k)}$ 表示第 b_k 个用户的导频符号。在接收端，先用上一节的子空间方法进行盲信道估计，估计出信道冲激响应为 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{sub}}$ ($\hat{\mathbf{h}}_{\text{tra}}$ 或 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{imp}}$)，则最终的信道估计为 $\hat{\mathbf{h}} = \alpha \hat{\mathbf{h}}_{\text{sub}}$ ，其中 α 为盲信道估计的模糊因子。

为了估计 α ，本文先用 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{sub}}$ 来对当前接收信号 $\mathbf{r}(n)$ 进行迫零预均衡和预解扩，得到 $\boldsymbol{\nu}$

$$\boldsymbol{\nu}_{\text{ZF}} = \bar{\mathbf{C}}^H \mathcal{D}^{-1}(\mathbf{F}_L \hat{\mathbf{h}}_{\text{sub}}) \mathbf{r}(n) \quad (19)$$

其中 $\bar{\mathbf{C}} = [\mathbf{c}^{(b_0)}, \mathbf{c}^{(b_1)}, \dots, \mathbf{c}^{(b_{K_p-1})}]$ 包括发射导频符号那部分用户的扩频码。与式(16)类似，式(19)不需要矩阵求逆运算，只需要一个 N 点 FFT 运算和 N 个乘法运算来实现。于是有 $\boldsymbol{\nu}_{\text{ZF}} = \mathbf{q} \alpha$ ，进一步得到模糊因子的估计值

$$\hat{\alpha} = \frac{\mathbf{q}^H \boldsymbol{\nu}_{\text{ZF}}}{\|\mathbf{q}\|^2} \quad (20)$$

式(20)给出的模糊因子估计值并不是最优的，因为前面对接收信号 $\mathbf{r}(n)$ 进行的迫零预均衡，若采用 MMSE 预均衡，估计出模糊因子的精度比式(20)的要高，但是其表达式以及运算复杂度大大增加。所以本文采用的是计算复杂度较低的迫零预均衡。

4.3 低复杂度实现

子空间盲信道估计方法的计算复杂度是比较大的，难以

直接应用于实际系统,另外,如果接收端不知道用户总数 K 的话,在式(4)进行EVD分解时无法将信号特征值与噪声特征值分开,估计的用户总数即使差1也会使得信道估计性能恶化。文献[8]提出了一种应用于CDMA系统的子空间盲信道估计方法,该方法能够避免对信号子空间以及噪声子空间秩的估计且能够大大减小计算复杂度。本文将文献[8]的方法应用于MC-CDMA系统中,获得了同样的效果。

通过观察子空间方法的计算步骤,不难发现,子空间方法的计算量主要集中在式(4)对自相关矩阵 \mathbf{R} 的EVD分解上。若能避免这两次EVD分解,则子空间方法的计算复杂度就会大大降低。根据式(12),不一定要具体计算出噪声子空间正交基 \mathbf{U}_n ,而只需要计算 $\mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H$ 即可。根据文献[8]中的定理,有下式成立:

$$\lim_{w \rightarrow \infty} (\sigma^2 \mathbf{R}^{-1})^w = \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \quad (21)$$

虽然式(21)阐述了计算 $\mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H$ 的一种方法,不仅避免了矩阵的特征值分解运算而且避免了信号子空间秩的估计,但是极限本身是不可实现的,只能通过有限次的乘方来完成这一运算,实际上当信噪比较高时,即使 w 取较小的值, $(\sigma^2 \mathbf{R}^{-1})^w$ 与 $\mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H$ 也几乎相等。 w 的具体选取将在后面的仿真中讨论。

另一方面, $(\sigma^2 \mathbf{R}^{-1})^w$ 的计算包含了矩阵求逆运算,为了降低计算量,本文采用迭代计算。在接收到第1个导频符号时,对 $\hat{\mathbf{R}}(0)$ 求逆得到 $\hat{\mathbf{R}}^{-1}(0)$,然后根据式(18)和矩阵求逆定理,对后续符号的自相关矩阵进行迭代计算

$$\left. \begin{aligned} \boldsymbol{\pi}(n) &= \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1) \mathbf{r}(n) \\ \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n) &= \mu^{-1} \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1) - \mu^{-1} \frac{\boldsymbol{\pi}(n) \boldsymbol{\pi}^H(n)}{1 - \mu + \mathbf{r}^H(n) \boldsymbol{\pi}(n)} \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

这样只在帧头完成一次矩阵求逆运算,避免了每接收一个OFDM符号都要进行矩阵求逆运算,大大降低了运算复杂度。

5 仿真结果

在这一节中,本文对前面的子空间盲信道估计方法以及半盲信道估计方法进行计算机仿真。仿真采用的扩频码选用Walsh-Hadamard码;子载波总数和扩频增益为32;调制符号采用QPSK;信道模型采用Rayleigh衰落信道,假设信道阶数和CP长度都为8。定义信道估计的归一化均方误差 $\text{NMSE} = \|\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\|^2 / \|\mathbf{h}\|^2$,定义SNR为每比特信号能量 E_b 与噪声功率 $N_0 = \sigma^2$ 的比值,即 $\text{SNR} = E_b / N_0$ 。本文将在静态信道和慢变信道中对MC-CDMA系统中的半盲信道估计进行性能仿真。

静态信道环境下,多普勒频率为零,信道没有时变。每次仿真时的信道冲激响应按照均值为零,方差相等的复高斯分布,共仿真1000次取平均。仿真时采用 $T = 150$ 个接收符号取平均来估计自相关矩阵 \mathbf{R} ,用户总数为10,在这150

个符号中,有2个(用户0和用户1)或6个(用户0~5)用户发射一次导频符号,以进行模糊因子的估计。为了与非盲信道估计相比较,采用了基于一个和两个全导频符号的信道估计。一个全导频符号的估计算法类似于式(16),其信道估计的MSE为式(15)不等式的右端,即 $(L+1)\sigma^2 / (N\sigma_p^2)$;两个全导频符号的估计算法为前后两次信道估计值取平均,其信道估计的MSE比前者提高3dB,即 $(L+1)\sigma^2 / (2N\sigma_p^2)$ 。仿真中也采用了4.3节中子空间方法的低复杂度实现,其中,选取参数 w 为1或者2。图3是MC-CDMA系统在静态信道环境下半盲信道估计与非盲信道估计的NMSE比较图。从图中可以看出,各种信道估计方法的NMSE与SNR(dB)基本成线性关系。由于通过150个接收符号来估计自相关矩阵,半盲信道估计的精度可以与基于导频的信道估计方法相媲美。6个用户发导频时的信道估计NMSE比2个用户发导频时高出约5个分贝,这是因为导频数量越多,模糊因子估计的越准,信道估计的误差也就越小,由此可见,盲信道估计中模糊因子的估计起着至关重要的地位,模糊因子估计精度对信道估计误差的影响非常大。另外,图中也反映出4.3节中低复杂度子空间方法参数 w 的选取方法。当 $w = 1$ 时,在8dB的信噪比以下,基于乘方运算的低复杂度子空间方法略差于基于EVD分解的子空间方法,在8dB的信噪比以上,两者性能几乎一致;当 $w = 2$ 时,不管低信噪比还是高信噪比两者性能几乎一致。所以说,在实际应用时,基于乘方运算的低复杂度子空间方法的参数 w 取2就可以了。

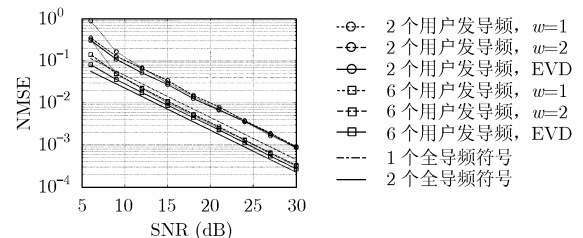


图3 静态信道环境下半盲信道估计与非盲信道估计的NMSE比较
慢变信道环境下,本文取归一化多普勒频率为 5×10^{-6} ,仿真时发射300个OFDM符号,第1个符号为全导频,以后每隔50个符号插入 K_p 个用户的导频。

图4比较了信噪比20dB,用户总数为10时,慢变信道环境下子空间半盲信道估计的NMSE与接收符号数的关系,其中 $K_p = 2, 4, 8$ 。半盲信道估计首先利用第1个全导频符号进行初始信道估计,利用式(18)迭代估计后续接收符号的自相关矩阵,其中式(18)的遗忘因子 μ 取0.9。每接收到50个符号进行一次半盲信道估计,利用 K_p 个用户的导频来估计模糊因子。从图中可以看出,由于信道的时变性,随着时间的推移初始信道估计的NMSE逐渐增加,当接收到50个符号时,进行第1次半盲信道估计,所以NMSE下降,随后依次循环。随着用户导频数量的增加,其NMSE越小。另外,当 $K_p = 2$ 时,其曲线与第1段非常类似,也就是说,即使

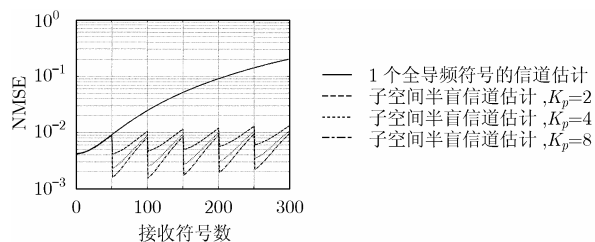


图 4 慢变信道环境下半盲信道估计的 NMSE 与接收符号数的关系。插入少量的用户导频，半盲信道估计与每个 50 个符号插入 1 个全导频的非盲信道估计的性能几乎一致，从而显示了半盲信道估计的优越性。

6 结束语

本文结合 MC-CDMA 系统下行链路的信号模型，给出了两种子空间盲信道估计方法，并在此基础上提出了子空间半盲信道估计方法。仿真结果表明，本文所提出的方法利用发射端插入的导频符号解决了子空间盲信道估计方法中收敛速度慢、标量模糊问题以及计算复杂度高问题，并且在插入较少导频的情况下，其信道估计的性能能与基于导频的信道估计性能相媲美。理论和仿真都说明了所提出的方法使盲信道估计方法的实用化成为可能，其结果可以为 MC-CDMA 系统的研制提供参考。

参考文献

- [1] Hara S and Prasad R. Overview of multicarrier CDMA. *IEEE Communications Magazine*, 1997, 35(12): 126-133.
- [2] Rappaport T S. *Wireless Communications: Principles and Practice*. Upper Saddle River, New Jersey, USA: Prentice-Hall, 1996, Chapter 1-3.
- [3] Choi J. Channel estimation for coherent multi-carrier CDMA

systems over fast fading channels. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Tokyo, Japan, May 2000, vol. 1: 400-404.

- [4] Tureli U, Kivanc D, and Liu H. Channel estimation for multicarrier CDMA. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, Istanbul, Turkey, June 2000, vol. 5: 2909-2912.
- [5] Escudero C J, Iglesia D I, and Casteda L. A novel channel identification method for downlink multicarrier CDMA systems. *IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Yokohama, Japan, September 1993: 103-107.
- [6] Escudero C J, Iglesia D I, and Bugallo M F, *et al.* Analysis of a subspace channel estimation technique for multicarrier cdma systems. *IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal and Array Processing*, Pennsylvania-USA, August 14-16, 2000: 184-188.
- [7] Tong L, Sadler B M, and Dong M. Pilot assisted wireless transmissions: General model, design criteria, and signal processing. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2004, 21(6): 12-25.
- [8] Doukopoulos X G and Moustakides G V. Blind channel estimation for downlink CDMA systems. *IEEE International Conference on Communications*, Alaska, Anchorage, May, 2003: 2416-2420.

李 子: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为移动通信.

蔡跃明: 男, 1962 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信和移动通信.