

长码 MIMO CDMA 信道的一阶聚类盲估计

李元杰 杨绿溪 何振亚
(东南大学无线电工程系 南京 210096)

摘要: 该文提出了一种长码多输入多输出 CDMA 系统的信道盲估计方法。使用解相关匹配滤波器作为接收机前端,其输出信号可以剖分为信道矢量张成的线性空间。使用聚类算法提取集合的中心,从而仅利用解相关器输出的一阶统计量便可很好地估计出信道参数。同时对 K-均值聚类算法的初始值设定进行了改进以提高收敛速度。所提出的算法有较低的计算复杂度。仿真结果表明该算法的有效性以及对信道阶数过估计有很好的鲁棒性。

关键词: MIMO 系统; 盲信道估计; 宽带长码 CDMA 系统; 聚类算法; K-均值算法

中图分类号: TN929.533

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)04-0946-04

A First-Order Statistical Clustering Method for Long-Code MIMO CDMA Blind Channel Estimation

Li Yuan-jie Yang Lu-xi He Zhen-ya

(Department of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: A blind channel estimation method is presented for the Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO) CDMA system employing long spreading codes. To estimate channel parameters, a decorrelating matched filter is applied as front-end at the receiver. The matched filter outputs consist of the signal space spanned by the users channel vector and the centers of the sets are extracted by clustering procedure. Then the channel parameters are estimated via the first-order statistics of the filter outputs. The K-mean clustering algorithm is improved in class centers initialization for fast convergence. The proposed method has low computational complexity. Simulation results illustrate the effectiveness of the proposed method and the robustness to channel order overestimation.

Key words: MIMO systems; Blind channel estimation; Long-code wideband CDMA; Clustering algorithm; K-mean clustering algorithm

1 引言

CDMA 蜂窝通信技术以其频率规划简单、系统容量大、抗多径能力强、通信质量好等特点显示出巨大的发展潜力,是未来移动通信的主流技术。其性能提高的一个主要原因就是使用了多用户检测技术^[1]。而在多用户检测过程中,信道参数估计的好坏对于系统性能的提高起着关键的作用。目前,不使用训练序列的盲信道估计方法得到了越来越多的重视,例如子空间法,高阶统计量方法,以及基于二阶统计量的算法等等^[2-4]。然而,这些算法存在着计算量大,收敛速度慢以及容易陷入局部最小等缺点,实际系统需要更简单有效的盲估计算法。

在宽带 CDMA 中,扩频长码的长度远大于码元周期 T ,可以将干扰随机化,然而其与多径信道进行卷积后形成的用户特征波形具有时变性,这时针对周期短码的估计和检测算法不再适用于此^[5]。近年来,许多针对长码 CDMA 的盲信道

估计方法被提出,文献[6]在接收机的前端使用解相关器将信道参数从时变的特征波形中分离出来,利用输出信号的二阶统计量,采用子空间方法估计信道参数; Xu 在文献[7]中对文献[6]的算法做了改进,对接收信号可以逐符号地进行处理,从而降低了矩阵维数,很大程度上减少了计算复杂度,但进行相关阵的子空间分解时仍有很大的计算量。本文对长码 MIMO CDMA 通信系统的信道盲估计方法进行了探讨,对于解相关器的输出信号,提出使用 K-均值聚类算法提取其中的信道信息,从而避免了矩阵的特征分解运算,同时均值运算可以很好地消除加性噪声的影响,对于有色高斯噪声无需进行预白化,因而降低了计算量;文中还根据发射信号的特点,对 K-均值聚类算法的初始值设定进行了改进,以提高收敛速度。与子空间方法的二阶盲估计算法相比,本文算法有更高的估计精度,且无需进行矩阵特征值分解。计算机仿真还表明该算法对于加性噪声及信道阶数过估计不敏感,有很好的鲁棒性。

2 系统模型

考虑一个多输入多输出 CDMA 系统,系统中有 K 个用户,每个用户有 N_t 个发射天线,接收端是由 N_r 个天线组成

2005-06-20 收到, 2005-12-05 改回

国家自然科学基金重大项目(60496310), 国家自然科学基金(60272046), 863 计划重大项目(2002AA123031)和教育部博士点基金(20020286014)资助课题

的阵列。假设信息序列是独立同分布的,且等概率取自字符集 $\{-1,+1\}$ 。在发射端,用户 k 的信息序列经过空时编码,被分配到 N_t 个发射天线上,经过非周期长码 $c_{k,i}(n)$ 的扩频,扩频因子为 P 。从用户 k 的第 i 个发射天线到接收端的第 j 个接收天线之间的信道可以被建模成阶数为 L ($L \ll P$ 为信道最大阶数)的 FIR 模型 $h_{ji}^{(k)}(l)$, $l=1,\dots,L$ 。在接收端,以码片速率对基带接收信号进行采样。假设在接收端用户的信号是同步的,先考察第 j 个接收天线,若只考虑没有前后码元间干扰的部分,则接收信号可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_j(n) &= \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{N_t} C_{k,i}(n) \mathbf{h}_{ji}^{(k)} b_{k,i}(n) + \mathbf{w}_j(n) \\ &= \sum_{k=1}^K \mathbf{C}_k(n) \mathbf{H}_j^{(k)} \mathbf{b}_k(n) + \mathbf{w}_j(n) \end{aligned} \quad (1)$$

式中 $\mathbf{w}_j(n)$ 是协方差阵为 $\sigma^2 \mathbf{I}_{N_r}$ 的加性高斯白噪声, $\mathbf{b}_k(n) = [b_{k,1}(n), \dots, b_{k,N_t}(n)]^T$ 是第 k 个用户在 n 时刻发送的信息码元, $\mathbf{h}_{ji}^{(k)}$ 表示从用户 k 的第 i 个发射天线到接收端第 j 个天线的信道矢量,而 $\mathbf{H}_j^{(k)} = \text{diag}(\mathbf{h}_{j,1}^{(k)}, \dots, \mathbf{h}_{j,N_t}^{(k)})$ 是由信道矢量组成的块对角矩阵, $\mathbf{C}_k(n) = [C_{k,1}(n), \dots, C_{k,N_t}(n)]$ 是扩频码矩阵,且有

$$\mathbf{C}_{k,i}(n) = \begin{bmatrix} c_{k,i}(nT+L) & \cdots & c_{k,i}(nT+1) \\ c_{k,i}(nT+L+1) & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \\ c_{k,i}(nT+P) & & c_{k,i}(nT+P-L+1) \end{bmatrix} \quad (2)$$

考虑接收端的 N_r 个天线,则在 n 时刻的所有接收信号可以用矢量形式表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(n) &= \sum_{k=1}^K \begin{bmatrix} \mathbf{C}_k(n) & & \\ & \ddots & \\ & & \mathbf{C}_k(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{(k)} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_{N_r}^{(k)} \end{bmatrix} \mathbf{b}_k(n) + \mathbf{w}(n) \\ &= \sum_{k=1}^K \mathbf{C}_k(n) \mathbf{H}_k \mathbf{b}_k(n) + \mathbf{w}(n) \\ &= \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k(n) \mathbf{b}_k(n) + \mathbf{w}(n) \end{aligned} \quad (3)$$

式中 $\mathbf{C}_k(n)$ 是块对角矩阵,其对角元素为扩频码矩阵 $\mathbf{C}_k(n)$ 。由式(3)可见,由于采用了非周期长码作为用户的扩频码,每个用户的特征波形矩阵 $\mathbf{G}_k(n)$ 是时变的。

在 MIMO CDMA 系统中,可能同时存在许多用户,在这种情况下,估计出所有干扰用户的信道参数从计算复杂度上来说是不现实的。另外,在 CDMA 的前向链路中,接收端只有感兴趣用户的扩频序列,其他干扰用户的扩频码信息是无法得到的。为了简化接收机的设计,可以采用 IS-95 中的处理方法,将系统其他用户视为平稳干扰噪声。不失一般性,假设用户 1 是接收端所感兴趣的。在不导致混淆的情况下,以下的表达式省略用户 1 的下标,则式(3)可以写为

$$\mathbf{Y}(n) = \mathbf{G}(n) \mathbf{b}(n) + \sum_{k=2}^K \mathbf{G}_k(n) \mathbf{b}_k(n) + \mathbf{w}(n) \quad (4)$$

对于该 MIMO CDMA 系统,我们作以下的假设:(1)用户 1 的扩频序列在接收端已知;(2)用户 1 的扩频码矩阵 $\mathbf{C}(n)$ 是列满秩的;(3)噪声矢量是零均值的复高斯噪声。

假设(1)表明在接收端需要知道感兴趣用户的扩频码,以及信道的阶数,信道阶数的确定可以借助某些阶数检测方法^[8-10]。对于盲信道辨识,假设(2)是充分而非必要条件,在条件假设(2)不满足的情况下,仅需对矩阵 \mathbf{C}_N 添加一个较小的扰动项,即可保证伪逆的存在^[4]。对于假设条件(3),并不要求噪声矢量是白色的,从后面的算法叙述中也可看出,即使噪声是有色的,信道估计仍有很好的效果。

3 聚类盲信道估计

为了对信道进行估计,考虑由式(4)表示的接收信号矢量,将用户 1 的扩频码矩阵 $\mathbf{C}(n)$ 的广义逆矩阵作为接收端的前端解相关匹配滤波器,有

$$\mathbf{C}(n)^\dagger = (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{C}(n))^\dagger = \mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{C}(n)^\dagger \quad (5)$$

用式(5)的解相关匹配滤波器 $\mathbf{C}(n)^\dagger$ 乘以式(4)两端,从而接收信号通过解相关器被映射到信号空间,得到输出为

$$\begin{aligned} \mathbf{t}(n) &= \mathbf{C}(n)^\dagger \mathbf{Y}(n) \\ &= \mathbf{C}(n)^\dagger \mathbf{G}(n) \mathbf{b}(n) + \sum_{k=2}^K \mathbf{C}(n)^\dagger \mathbf{G}_k(n) \mathbf{b}_k(n) + \mathbf{C}(n)^\dagger \mathbf{w}(n) \\ &= \mathbf{H} \mathbf{b}(n) + \mathbf{w}_i(n) \end{aligned} \quad (6)$$

式中 $\mathbf{w}_i(n) = \sum_{k=2}^K \mathbf{C}(n)^\dagger \mathbf{G}_k(n) \mathbf{b}_k(n) + \mathbf{C}(n)^\dagger \mathbf{w}(n)$ 是其他用户和加性噪声通过解相关器后对用户 1 的影响,可以看作是平稳高斯有色噪声。

观察由式(6)给出的解相关输出信号表达式,可以注意到信道矩阵 \mathbf{H} 具有特殊的结构,即该矩阵每列只有一个非零元素。利用这一特点,将式(6)的解相关输出信号 $\mathbf{t}(n)$ 对应于信道矢量 \mathbf{h}_{ji} 的长度 L 分割成 $(N_r \cdot N_t)$ 个子向量,则每一个子向量 $\mathbf{t}_{ji}(n)$ 对应于从用户 1 的第 i 个发射天线到接收端的第 j 个天线的多径信道 \mathbf{h}_{ji} ,且满足

$$\mathbf{t}_{ji}(n) = \mathbf{h}_{ji} b_i(n) + \mathbf{w}_{ji}(n) \quad (7)$$

为了对信道进行估计,考察 m 个码元时间内的接收信号矢量,即 $\mathbf{Y}(n)$, ($n=1,\dots,m$),并假设信道参数在这期间是不变的。同样经过式(5)的解相关滤波器,并按照式(7)的方法进行分割,得到 $\mathbf{t}_{ji}(n)$, ($n=1,\dots,m$)。

从式(7)显然可见,向量 $\mathbf{t}_{ji}(n)$, ($n=1,\dots,m$) 构成的集合 S 属于由信道矢量 \mathbf{h}_{ji} 张成的 L 维线性空间。因为信息序列 $b_i(n)$ 是等概率取自字符集 $\{-1,+1\}$,所以集合 S 有两个中心点 \mathbf{h}_{ji} 和 $-\mathbf{h}_{ji}$,且 $\mathbf{w}_{ji}(n)$ 是零均值的高斯噪声,从而集合 S 可以被分为两个子集,即

$$\begin{aligned} \text{set1: } & \{\mathbf{t}_{ji}(n) \mid \mathbf{t}_{ji}(n) = \mathbf{h}_{ji} + \mathbf{w}_{ji}(n), \mathbf{t}_{ji}(n) \in S\} \\ \text{set2: } & \{\mathbf{t}_{ji}(n) \mid \mathbf{t}_{ji}(n) = -\mathbf{h}_{ji} + \mathbf{w}_{ji}(n), \mathbf{t}_{ji}(n) \in S\} \end{aligned} \quad (8)$$

这两个子集的中心可以通过 K-均值聚类算法进行估计, K-均值算法是按照最小距离进行聚类的聚类方法之一, 它将使样本到聚类中心的距离平方和最小。

对于 K-均值算法, 算法的结果和收敛速度依赖于事先分类个数的确定以及集合中心值初值的选取, 错误的设定集合个数则会使算法收敛到局部最小点, 而不能找到真正的中心点; 而初始值选取不当的话, 将会导致一个较慢的收敛过程, 同时还可能使算法停滞在局部最小点。在本问题中, 我们可以充分利用发射信号的统计特征, 以克服 K-均值算法的不足。首先对于分类个数的确定, 由于发射码元取自有限符号集, 由式(7)可知分类个数即是发射符号集的元素个数。例如对于 BPSK 调制, 集合个数为 2。另外对于初始中心值的选取, 由式(8)可以看出, 集合的两个中心位置是空间对称的, 彼此相差一个正负号, 因此在选择中心点的初始值时, 可以在样本中任选一个矢量作为一个初始中心, 另一个中心则可直接设为该矢量的相反数, 从而保证了两个初始中心点较合理的位置以加快收敛速度。改进后的算法如下:

(1) 初始化 设置类别数 2, 在解相关器输出矢量集合内任选一样本矢量 $\mathbf{t}_{j_i}(n)$ 作为初始中心 $\mathbf{c}_{j_i,1}$, 则可将另一初始中心 $\mathbf{c}_{j_i,2}$ 值定为 $-\mathbf{t}_{j_i}(n)$;

(2) 样本划分 对第 k 次迭代, 判断集合内每个元素到中心点的距离, 若

$$\|\mathbf{t}_{j_i}(n) - \mathbf{c}_{j_i,1}\| < \|\mathbf{t}_{j_i}(n) - \mathbf{c}_{j_i,2}\| \quad (9)$$

则 $\mathbf{t}_{j_i}(n) \in S(\mathbf{c}_{j_i,1})$, 否则 $\mathbf{t}_{j_i}(n) \in S(\mathbf{c}_{j_i,2})$;

(3) 计算新的聚类中心

$$\mathbf{c}_{j_i,l}(k+1) = \frac{1}{N_l} \sum_{\mathbf{t}_{j_i}(n) \in S(\mathbf{c}_{j_i,l})} \mathbf{t}_{j_i}(n), \quad l=1,2 \quad (10)$$

(4) 检查收敛 若 $\mathbf{c}_{j_i,l}(k+1) = \mathbf{c}_{j_i,l}(k)$, $l=1,2$ 停止迭代, 否则转至步骤(2)。

由上述聚类算法, 即可估计出样本的两个中心点 $\mathbf{c}_{j_i,1}$ 和 $\mathbf{c}_{j_i,2}$, 假设对于含有 m 个信息码元的数据块, 得到 p 个样本矢量的中心点为 $\mathbf{c}_{j_i,1}$, $(m-p)$ 个矢量的中心点为 $\mathbf{c}_{j_i,2}$, 则可得到信道估计值为

$$\hat{\mathbf{h}}_{j_i} = \frac{p \cdot \mathbf{c}_{j_i,1} - (m-p) \cdot \mathbf{c}_{j_i,2}}{m} \quad (11)$$

由式(11)得到的信道盲估计结果与真实信道之间可能会相差一个正负号。但相比之下, 通常基于二阶统计量的盲估计结果与实际参数都会相差一个复数比例因子, 而本文算法基于一阶统计量, 估计结果只存在一个符号不确定性, 这种不确定性只需通过在发射端发送一个已知码元便可以消除。

4 实验仿真

在仿真试验中, 考察一个 MIMO CDMA 通信系统, 系统有 3 个用户, 每个用户使用 4 根发射天线, 在接收端是由 4 根天线组成的天线阵。仿真采用瑞利衰落信道, 其参数由 Jakes 模型产生^[1], 发射端到接收天线之间的信道阶数均为

$L=4$ 。采用 BPSK 调制方式, 用户扩频码使用 IS-95 标准中的长伪随机序列, 扩频增益为 32, 信息序列等概率地从 $\{-1, +1\}$ 中产生, 每个处理数据块包括 30 个码元时间的数据, 信道在该段数据块期间保持不变。

图 1 是在信干噪比从 0dB 到 20dB 的不同环境中算法的性能, 并将本文的聚类盲估计算法(Clustering First-Order Method, CFOM)与文献[6]中采用特征值分解的二阶盲估计算法(DRR 算法)相比较, 用归一化均方误差(NMSE)衡量估计的效果。可以看出, 本文提出的盲估计方法具有更小的均方误差。分析其原因, 由于聚类盲估计算法采用了均值运算, 有效地降低了噪声对信道估计的影响, 从而在低信噪比环境下也有很好的估计效果, 而文献[6]中对信道的估计是通过求解相关输出数据的相关阵进行特征值分解得到的, 在样本序列较少时, 相关矩阵的估计并不精确, 特别是在低信干噪比条件下更加导致了性能下降。另外, 二阶盲估计算法涉及到相关矩阵估计、矩阵特征值分解, 本文算法由于只使用了一阶统计量, 其计算量远远小于二阶盲估计算法。

图 2 是在样本序列长度改变的条件下本文算法的估计效果, 试验考察了在码元时间 m 分别为 30、50、80 的情况时, 不同信干噪比下该算法的性能, 可以看出即使在较短的接收数据情况下, 本算法也能达到很好的估计效果, 而且信道估计的精度随着样本数据的增加而提高。

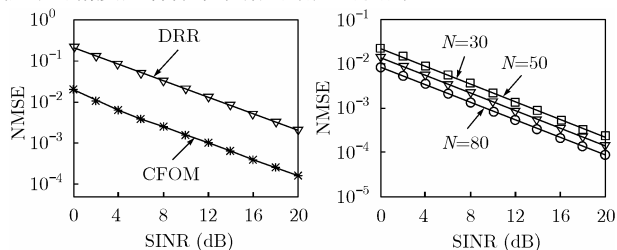


图 1 不同信干噪比下信道估计误差

图 2 不同序列长度时信道估计的误差

在另一个实验中, 将估计出的信道参数作为 Rake 接收机的相关系数, 考察输出信号的误码率。仿真环境同上。图 3 是 Monte Carlo 为 1000 次的仿真结果。从图中可以看出, 随着信干噪比的增大, 两种算法的误码率都在降低, 但明显采用本文算法可以达到更低的误码率。最后, 我们考察了当对信道阶数过估计时算法的有效性, 同以上的实验条件, 在估计过程中认为信道阶数是 $\hat{L}=4$, 而真实阶数为 $L=3$ 。接收机的输出误码率如图 4 所示。可见, 在阶数过估计的情况下聚类盲估计算法仍能达到很好的接收效果。

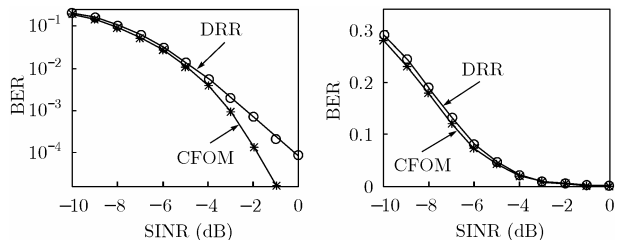


图 3 输出误码率比较

图 4 信道阶数过估计情况

5 结束语

本文讨论了长码 MIMO CDMA 系统的盲信道估计问题,提出一种高效的信道盲估计方法。使用聚类算法提取解相关输出数据的信道信息,并对 K-均值聚类算法进行了改进以提高聚类性能,仅利用了接收序列的一阶统计量,在很少接收样本的情况下,就可以很好地估计出信道参数,大大降低了计算量。同时仿真结果表明该算法具有很高的估计精度,对噪声及信道阶数过估计不敏感。

参考文献

- [1] Ling F. Optimal reception, performance bound, and cutoff rate analysis of reference-assisted coherent CDMA communications with applications [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1999, COM-47 (10): 1583–1592.
- [2] Ding Z and Qiu L. Blind MIMO channel identification from second order statistics using rank deficient channel convolution matrix [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(2): 535–544.
- [3] Zhu J, Cao X, and Liu R. A blind fractionally spaced equalizer using higher order statistics [J]. *IEEE Trans. on Circuits Syst. II*, 1999, 46(6): 755–764.
- [4] Hua Y, An S, and Xiang Y. Blind identification of FIR MIMO channels by decorrelating subchannels [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(5): 1143–1155.
- [5] Xu Z and Tsatsanis M K. Blind channel estimation for long code multiuser CDMA systems [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, SP-48 (4): 988–1001.
- [6] Tong L, Veen A van der, and Dewilde P, *et al.* Blind decorrelating rake receivers for long code WCDMA [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(6): 1642–1655.
- [7] Liu P and Xu Z. Linear multiuser detection for uplink long-code CDMA systems [C]. in Proc. IEEE ICASSP'03, Hong Kong, Apr. 2003, vol. 4: 117–120.
- [8] Akaike H. A new look at the statistical model identification [J]. *IEEE Trans. on Automat. Contr.*, 1974, AC-19(6): 716–723.
- [9] Rissanen J. Modeling by shortest data description [J]. *Automatica*, 1978, vol.14: 465–471.
- [10] Viberg M. Subspace fitting concepts in sensor array processing[D]. Link'oping, Sweden, Link'oping Univ., Oct. 1989.
- [11] Li Y and Huang X. The generation of independent Rayleigh faders. Proc. IEEE ICC 2000[C]. New Orleans, 2000: 41–45.

李元杰: 男, 1974年生, 博士生, 研究方向为通信信号处理。

杨绿溪: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 主要研究领域为数字信号/图像处理、盲信号处理、神经智能信息处理以及移动通信中的空时信号处理。

何振亚: 男, 1922年生, 教授, 国家攀登计划重大项目认知科学首席科学家, 主要研究方向为自适应信号处理、盲信号处理、神经智能信息处理等。