

长码 MIMO CDMA 系统的快速盲信道估计方法

李元杰 杨绿溪

(东南大学无线电工程系 南京 210096)

摘要: 该文提出一种用于多输入多输出 CDMA 系统的信道快速盲估计方法。首先, 设计了具有块对角结构的解相关器来消除多址干扰, 然后简单地利用了解相关输出的一阶统计量, 不需要训练序列, 就可很好地估计出未知信道。该算法简单, 仅用了少量的接收信号, 具有较高的精度和鲁棒性。仿真结果表明了该估计方法的有效性。

关键词: 盲信道估计, MIMO 系统, 宽带长码 CDMA 系统, 解相关接收, 一阶统计量

中图分类号: TN911.23, TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2005)02-0173-04

Low-Complexity Blind Channel Estimation for Long-Code MIMO CDMA

Li Yuan-jie Yang Lu-xi

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

Abstract In this paper, a low-complexity blind channel estimation technique is proposed for long-code MIMO CDMA systems. Simply based on the first-order statistic of the decorrelating matched filter output, the channel parameters can be estimated effectively without training sequences. Computer simulations show that the proposed algorithm offers good estimation behavior for MIMO CDMA systems.

Key words Blind channel estimation, MIMO systems, Long-code wideband CDMA, Decorrelating receiver, First-order statistic

1 引言

宽带 CDMA 被作为第三代移动通信的标准以满足高速率、高质量的通信要求。它的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。

在通常使用训练序列进行信道估计的 CDMA 系统中, 训练序列主要采用时分复用 (TDM) 的方法周期地插入信息序列中, 或是采用码分复用 (CDM) 的方法叠加在信息序列上^[2]。TDM 方式中, 训练序列需要占据一定的带宽, 而且为了保持对时变信道的跟踪, 必须周期性地发送训练序列。虽然在 CDM 方式中, 训练序列不会影响到信息码率, 而且在信道跟踪方面有着很大的优势, 但发射信号的峰均值比却因此而增大了, 这就提高了对射频天线的线性要求。相比之下, 近年来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, 二阶统计量方法, 以及基于极大似然的迭代算法等等^[3-5]。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。

在实际的无线通信中, 由于信道多径的存在, 扩频码的

正交性被破坏, 对信道估计和信号检测都将产生不利影响。另外在 3G 标准中, 宽带 CDMA 使用长 (非周期) 伪噪声序列作为用户的扩频码, 这导致了用户的特征波形具有时变性, 许多针对周期短码的信道估计算法都不再适用于长码 CDMA 系统。

在本文中, 提出了一种新的多输入多输出 (MIMO) CDMA 系统盲信道估计方法。在接收机的前端, 我们设计了一种特殊结构的解相关匹配滤波器。该解相关器参数不依赖于未知的信道, 而且具有很好的块对角阵结构, 易于参数的实时更新。利用解相关器从时变的特征波形中分离出信道参数, 然后用一种简单的基于一阶统计量的方法从解相关匹配滤波器的输出信号估计出多径信道。由于只使用了一阶统计量, 该算法的计算量远小于其他有效的盲估计算法, 而且具有很高的估计精度。计算机仿真还表明该算法对于加性噪声不敏感, 有很好的鲁棒性。

2 系统模型

考虑有 M 个发射天线和 N 个接收天线的 DSCDMA 系统, 假设信息序列是独立同分布的, 且等概率取自字符集 $\{-1, +1\}$, 每个发射天线上的信号 $s_i(n)$ 被不同的非周期长码

序列 c_i 进行扩频, 其中 $i=1, \dots, M$ 表示第 i 个发射天线, 扩频因子为 G , 码元周期为 T 。然后信号通过码片脉冲形成滤波器, 从发射天线经过频率选择性信道到达接收端, 在接收端, 接收信号通过码片匹配滤波器, 以码片速率进行采样。

从第 i 个发射天线到第 j 个接收天线的信道可以被建模成一阶数为 L_{ji} 的 FIR 模型 $h_{ji}(k)$, $k=1, \dots, L_{ji}$ 。我们可以先考察第 j 个接收天线, 在其它发射信号置为零和噪声不存在的情况下, 信道对第 i 个发射天线的发射字符 $s_i(n)$ 的响应为

$$y_{ji}(n) = \begin{bmatrix} c_i(nT+1) \\ \vdots \\ c_i(nT+G) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_i(nT+1) \\ \vdots \\ c_i(nT+G) \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} c_i(nT+1) \\ \vdots \\ c_i(nT+G) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_{ji}(1) \\ \vdots \\ h_{ji}(L_{ji}) \end{bmatrix} s_i(n) \quad (1)$$

显然, 式(1)中的接收信号矢量可以分为3个部分, 若我们只考虑该矢量的中间段, 即没有受前后码元干扰的部分, 则有

$$\underline{y}_{ji}(n) = \begin{bmatrix} c_i(nT+L_{ji}) & c_i(nT+L_{ji}-1) & \cdots & c_i(nT+1) \\ c_i(nT+L_{ji}+1) & c_i(nT+L_{ji}) & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ c_i(nT+G) & c_i(nT+G-1) & & c_i(nT+G-L_{ji}+1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_{ji}(1) \\ \vdots \\ h_{ji}(L_{ji}) \end{bmatrix} s_i(n) = C_i(n) h_{ji} s_i(n) \quad (2)$$

式中 $\underline{y}_{ji}(n)$ 表示接收信号 $y_{ji}(n)$ 中没有受前后码元干扰的部分, 这里假设 M 个天线发送的信号是同步的, 在接收端, 每个接收天线上得到的信号是 M 个发射天线信号经过不同的频率选择性信道后的叠加。于是, 在第 n 个码元的无码元干扰的期间, 即在 $(nT+G) \leq t < (n+1)T$ 期间, 第 j 个接收天线上码片匹配滤波器的输入可写为

$$y_j(n) = \sum_{i=1}^M C_i(n) h_{ji} s_i(n) = C(n) \text{diag}(h_{j,1}, \dots, h_{j,M}) s(n) = C(n) H_j s(n) \quad (3)$$

式中 $C(n) \triangleq [C_1(n), \dots, C_M(n)]$, 其子块为式(2)中所定义, $s(n) \triangleq [s_1(n), \dots, s_M(n)]^T$, 其中 $s_i(n)$ 是第 i 个发射天线发射的第 n 个码元, H_j 是块对角矩阵, 其第 i 个块为 h_{ji} , 表示从第 i 个发射天线到第 j 个接收天线的信道矢量。为了进行信道估计和信号检测, 我们考察包含有 m 个信息符号的数据块, 并假设信道参数在这期间是不变的, 同样, 去除接收信号中有码间干扰的部分并考虑噪声的影响, 第 j 个接收天线的接收信号矢量为

$$\left. \begin{aligned} Y_j &= \text{diag}(C(n), \dots, C(n+m-1)) \cdot (I_m \otimes H_j) s + w \\ &= C H_j s + w_j \\ s &= [s^T(n), \dots, s^T(n+m-1)]^T \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中 $H_j \triangleq (I_m \otimes H_j)$, w_j 是加性白噪声矢量, 由于使用的是非周期长伪随机序列作为扩频码, 块对角阵 C 的对角块元素是不相等的, 这也是与使用周期码作为用户扩频码的 CDMA 系统不一样的地方。

由此可以将 N 个接收天线上无码间干扰的接收信号写成矢量形式, 有

$$Y = \begin{bmatrix} Y_1 \\ \vdots \\ Y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & & \\ & \ddots & \\ & & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_1 \\ \vdots \\ H_N \end{bmatrix} s + w = C_N H s + w \quad (5)$$

式中 C_N 表示由 N 个子矩阵 C 作为块对角元素所构成的矩阵, $H = [H_1^T, \dots, H_N^T]^T$, 对于该 CDMA 系统, 我们作以下的假设:

(1) 在接收端矩阵 C_N 是已知的; (2) 矩阵 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发射端每个天线上的扩频码, 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^[6-8], 或者适当地过估计(相当于信道的某些系数置零)。对于盲信道辨识, 假设(2)是充分而非必要条件, 这一点在文献[4]中也有指出, 在条件假设(2)不满足的情况下, 仅需对矩阵 C_N 添加一个较小的扰动项, 即可保证伪逆的存在, 而且仿真试验表明在低信噪比的情况下, 这种方法能够很好地改善信道估计质量。对于假设条件(3), 从信道估计方面考虑, 我们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。

与文献[4]相比, 本文构造的矩阵更容易满足条件假设(2), 在各个天线上的扩频码满足不相关与独立同分布的条件下, 该矩阵以概率1满足列满秩条件。

3 解相关接收与盲信道估计

在宽带 CDMA 中, 扩展码有长短两种, 短码的长度等于信息码元周期 T , 用户以及其他干扰用户的特征波形是时不变的, 这有利于用户特征波形估计和多用户检测, 但是多径的存在会破坏码的正交性。长码的长度远远大于码元周期 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。

本文中提出的一阶统计量的快速盲信道估计算法基于式(5)的 MIMO CDMA 系统模型。可以看出, 我们建立的该模型有效地将信道参数与扩频矩阵分开, 从而可以对未知

时不变信道参数进行估计,而不是估计时变的特征波形。用解相关匹配滤波器 C_N^\dagger 作为前端接收机,接收信号通过解相关器被映射到信号空间,这样信道信息从时变的用户特征波形中分离出来,从而信道估计和信号检测可以独立地进行,利用 H 矩阵的特殊结构,仅使用了一阶统计量对信道进行估计,极大地降低了计算复杂度,而且本方法并没有限定噪声是否是有色的,仿真试验中表明这种估计算法具有很高的精度,且对噪声有很强的鲁棒性。

3.1 解相关匹配滤波

尽管本算法对零均值加性噪声的有色性并不加以限制,为分析方便,这里不妨假设噪声矢量 w 是白色复高斯分布,且有 $w \sim (0, \sigma^2 I)$ 。将式(5)的接收信号通过解相关匹配滤波器,即用 C_N^\dagger 乘以式(5)两端,输出为

$$b = C_N^\dagger Y = Hs + n = \begin{bmatrix} H_1 \\ \vdots \\ H_N \end{bmatrix} s + n \quad (6)$$

式中 $n = C_N^\dagger w$ 是高斯有色噪声, C_N^\dagger 是 C_N 的广义逆形式, $C_N^\dagger = (C_N^H C_N)^{-1} C_N^H$, 由于 $C_N = (I_N \otimes C)$, 有

$$C_N^\dagger = (I_N \otimes C)^\dagger = (I_N^{-1} \otimes C^\dagger) = I_N \otimes C^\dagger \quad (7)$$

可见,虽然 C_N 矩阵比较大,但由于该矩阵有很好的对角结构,求其广义逆时只需计算 C^\dagger , 这相当于单个接收天线的计算量。另外,尽管 C_N 矩阵是时变的,因为 C 也是块对角矩阵,求逆算法还可以进一步简化,例如我们可以将式(5)看作对接收信号施加一个长度为 mT 的数据窗,当窗口由 $(n+m-1)$ 时刻变为 $(n+m)$ 时刻时,只需重新计算块矩阵 $C(n+m)$ 的广义逆,这一点在对信道进行跟踪时特别有用。

3.2 一阶盲信道辨识

对于式(6)中的解相关匹配滤波器输出 b , 因为 $H_j = (I_m \otimes H_j)$, 且子矩阵 H_j 的行数为 $\sum_{i=1}^M L_{ji}$, 于是我们将 b 对应于子矩阵 H_j 进行分割组合,每一个长度为 $\sum_{i=1}^M L_{ji}$ 的矢量 b_{jn} 对应于 b 的第 $((j-1)m+n)$ 个子向量,且满足

$$b_{jn} = H_j s(n) + n_{jn}, \quad j=1, \dots, N, \quad n=1, \dots, m \quad (8)$$

同前所述,式中 $H_j = \text{diag}(h_{j,1}, \dots, h_{j,M})$, 相当于从每个发射天线到接收天线 j 的多径信道组成的块对角矩阵,将 H_j 和 $s(n)$ 看作是确定性参数,观察式(8)可以看出,对应于每个 j , 当码元矢量 $s(n)$ 取 m 个不同的输入时,信道矩阵 H_j 是恒定不变的,我们定义

$$b_j \triangleq \frac{1}{m} \sum_{n=1}^m b_{jn} = \frac{1}{m} H_j \sum_{n=1}^m s(n) + \frac{1}{m} \sum_{n=1}^m n_{jn} = H_j \bar{s} + \bar{n}_j \quad (9)$$

$\bar{s} = [\bar{s}_1, \dots, \bar{s}_M]^\top$ 是码元矢量的均值,由于发射端的信息序列是等概率取自字符集 $\{-1, +1\}$, 规定 m 总是取奇数,以避免出现码元矢量求和正好为零的情况。 b_j 长度为 $\sum_{i=1}^M L_{ji}$, 将 b_j

分为 M 个子矢量,每个子矢量 \bar{b}_{ji} 长度为 L_{ji} , 有

$$\bar{b}_{ji} = \bar{s}_i \cdot h_{ji} + n_{ji} \quad (10)$$

从式(10)可以看出,若不考虑噪声,则得到的矢量 \bar{b}_{ji} 与真实信道参数 h_{ji} 相差一比例因子,设比例因子为 β , 即信道估计值 $\hat{h}_{ji} \approx \beta \bar{b}_{ji}$, 下面给出 β 的求法。

如果每个发射天线上有一个信息码元是已知的,不失一般性,假设这个已知码元位于每个数据块的最前端,即意味着在式(8)中 $s(1)$ 已知。相应于块对角矩阵 H_j 的每个子块 h_{ji} 的长度,将 b_{jn} 对应 h_{ji} 的长度分成 M 个矢量 $b_{ji}^{(i)}$, 可以得到下式:

$$b_{ji}^{(i)} = h_{ji} s_i(1) + n_{ji}^{(i)} \quad (11)$$

由式(11)和 $\hat{h}_{ji} \approx \beta \bar{b}_{ji}$, 可以定义如下的最小二乘式:

$$\beta = \arg \min_{\beta} \|b_{ji}^{(i)} - s_i(1) \beta \bar{b}_{ji}\|_F^2 \quad (12)$$

从而得到 β 的解为

$$\beta = (\bar{b}_{ji}^H \bar{b}_{ji})^{-1} \bar{b}_{ji}^H b_{ji}^{(i)} / s_i(1) \quad (13)$$

又由于 $s_i(1)$ 取自符号集 $\{-1, +1\}$, 除以 $s_i(1)$ 相当于乘以 $s_i(1)$, 式(13)又可写成

$$\beta = (\bar{b}_{ji}^H \bar{b}_{ji})^{-1} \bar{b}_{ji}^H b_{ji}^{(i)} s_i(1) \quad (14)$$

于是信道的估计值可表示为

$$\hat{h}_{ji} = s_i(1) \frac{\bar{b}_{ji}^H b_{ji}^{(i)}}{\bar{b}_{ji}^H \bar{b}_{ji}} \bar{b}_{ji} \quad (15)$$

至此,可归纳本文的盲信道估计算法步骤为:(1) 将式(5)的接收信号通过解相关滤波器 C_N^\dagger , C_N^\dagger 如式(7);(2) 将滤波器输出矢量按式(8)进行分割,在硬件实现中,这一步并不占计算时间;(3) 将分割的子矢量按照式(9)求和得到式(10);(4) 根据式(14)得到比例因子 β , 从而得到信道估计值式(15)。

4 实验仿真

在计算机仿真中,我们采用了 4×4 的 MIMO 复高斯信道,即 4 个发射天线,4 个接收天线,设从发射端到接收端信道的阶数均为 $L=3$ 。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 31 个信息字符,信道在该段数据块期间保持不变,一个已知的字符位于数据块最前端,该字符用于消除信道估计的符号不确定问题。

我们考察了在信噪比从 0dB 到 18dB 的不同环境中,算法对 MIMO 信道的估计性能,并将本文算法与文献[4]提出的采用特征值分解的盲估计算法相比较,用归一化均方误差 (NMSE) 作为衡量估计效果的依据,图 1 中是 Monte Carlo 仿真的结果,纵坐标采用对数形式。图中实线表示的是本文提出的快速一阶盲估计方法 (FOBM),点划线是文献[4]采

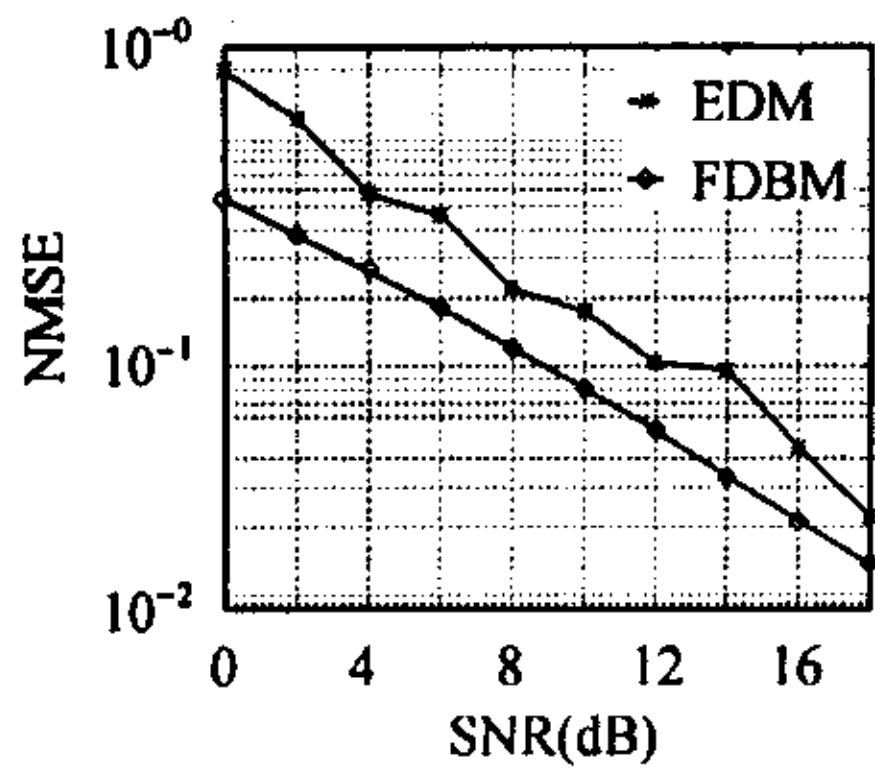


图1 不同信噪比下信道估计误差

用的特征值分解算法的盲信道估计方法(EDM), 该算法思路是对如式(16)的估计相关矩阵 \hat{R} 进行特征值分解^[4]:

$$\hat{R} = \frac{1}{m} \sum_{n=1}^m \mathbf{b}_{ji}^{(n)} (\mathbf{b}_{ji}^{(n)})^H \quad (16)$$

其中 $\mathbf{b}_{ji}^{(n)} = \mathbf{h}_{ji} s_i(n) + \mathbf{n}_{ji}$, $n=1, \dots, m$ 。是矢量 \mathbf{b} 的子矢量, 对应于第 i 个发射天线上的输出码元 $s_i(n)$, 然后 EDM 算法通过如下的约束条件得到信道估计值:

$$\hat{\mathbf{h}}_{ji} = \arg \max_{|\mathbf{g}|=1} \mathbf{g}^H \hat{R}_{ji} \mathbf{g} \quad (17)$$

从图中明显可以看出, 本文提出的盲估计方法具有更小的均方误差, 更接近真实信道值。由于 FDBM 采用了均值算法, 有效地降低了噪声对信道估计的影响, 从而该算法在低信噪比环境下也有很好的估计效果, 对噪声具有很强的鲁棒性。而且, EDM 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 EDM 盲估计算法。另外, 基于二阶统计量的 EDM 估计算法结果与真实信道之间存在相位不确定性, 同样在数据段中需要提供一个已知码元以消除不确定性, 这与本算法使用一个已知码元消除符号不确定性是类似的。

在另一个仿真实验中, 我们考察了将估计出的信道参数作为 Rake 接收机相关系数的情况下, 输出信号的误码率。如前所述的 MIMO CDMA 系统, 但仿真环境是从 -10dB 到 10dB, 将本算法与 EDM 算法作比较。图 2 是 Monte Carlo 为 500 次的仿真结果。从图中可以看出, 随着信噪比的增大, 两种算法的误码率都在降低, 但明显本文算法有更低的误码率。

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 3 所示。可见, 在阶数过估计的情况下接收机的输出误码率略有提高, 但仍能达到很好的接收效果。

由试验过程还可以看出, 我们只使用了很短的数据帧 (在本仿真中, 数据帧长度为 31), 就得到了满意的估计精度, 而一些基于二阶统计量的盲估计算法往往需要更长的数据帧长度才能进行有效估计。考虑到在高传输速率的宽带 CDMA 中, 信道多径参数的变化比码元的周期变化要慢得多, 对于这样的缓慢时变信道, 可以认为在一段较短的码元时间里, 信道参数基本保持不变。从而本文提出的快速盲算

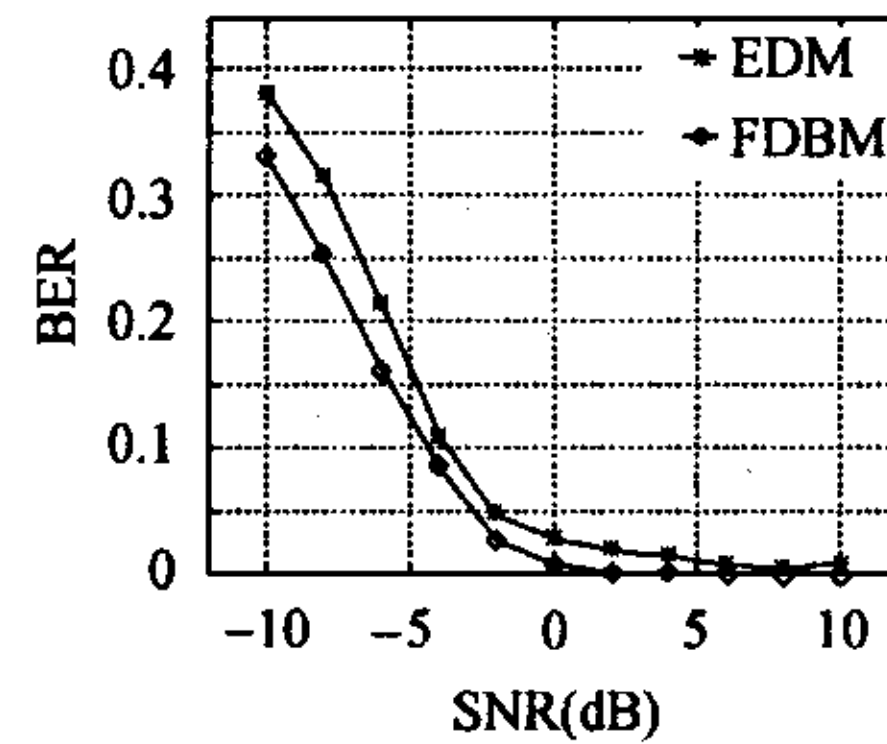


图2 输出误码率比较

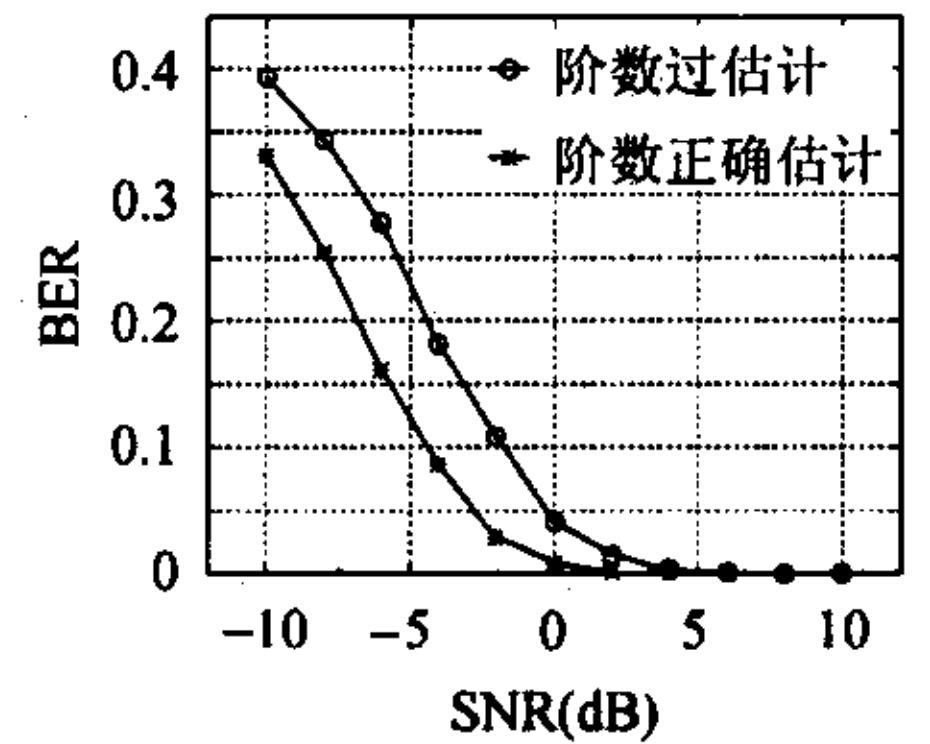


图3 信道阶数过估计情况

法对于估计这类信道有很大的潜力。

5 总结

本文讨论了长码 MIMO CDMA 系统的盲信道估计问题, 我们的工作主要有两点, 首先设计了一种解相关匹配滤波器用于消除多址干扰, 该解相关矩阵具有块对角结构, 从而大大降低了矩阵求逆的计算量, 且易于参数更新; 其次, 提出了一种快速高效的信道盲估计方法, 仅利用了解相关输出信号的一阶统计量, 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。这些特点使得本文的方法可以很容易用于对缓慢时变信道的估计。同时仿真结果表明该算法具有很高的估计精度, 对噪声不敏感, 在大噪声环境下也显示了很好的估计效果。

参考文献

- [1] Verdu S. Multiuser Detection. Cambridge, U K.: Cambridge Univ. Press, 1998, Chapter 1.
- [2] Dahlman E, et al.. WCDMA—The radio interface for future mobile multimedia communications. *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, 1998, 47(4): 1105–1118.
- [3] Xu Zhengyuan, Tsatsanis M K. Blind channel estimation for long code multiuser CDMA systems. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2000, SP-48(4): 988–1001.
- [4] Lang Tong, Alle-Jan van der Veen, Patrick Dewilde, et al.. Blind decorrelating rake receivers for long code WCDMA. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(6): 1642–1655.
- [5] Ertin E, Mitra U, Siwamogsatham S. Maximum-likelihood based multipath channel estimation for code-division multiple-access systems. *IEEE Trans. on Communications*, 2001, 49(2): 290–302.
- [6] Akaike H. A new look at the statistical model identification. *IEEE Trans. on Automat. Contr.* 1974, AC-19(6): 716–723.
- [7] Rissanen J. Modeling by shortest data description. *Automatica*, 1978, 14: 465–471.
- [8] Viberg M. Subspace fitting concepts in sensor array processing. [Ph.D. dissertation], Link'oping, Sweden, Link'oping Univ., Oct. 1989.

李元杰: 男, 1974 年生, 博士生, 主要研究方向: 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: 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。