

一种基于天线阵列的预处理线性受限盲多用户检测算法

南京邮电学院 通信工程系 江苏 南京 210003 傅洪亮 鄢广增

摘要: 本文提出了一种基于天线阵列的预处理线性受限判决反馈最小二乘恒模盲多用户检测算法, 称为 PLC-DFB-LSCMA 算法, 它是对天线阵列接收信号经预处理, 采用线性受限判决反馈最小二乘恒模算法进行多用户检测。仿真结果表明, 本文提出的 PLC-DFB-LSCMA 算法比判决反馈最小二乘恒模算法 (DFB-LSCMA) 及传统的最小二乘恒模算法 (LSCMA) 性能要好, 特别在低信噪比下性能仍优于后二者。

关键词: 天线阵列; 盲多用户检测; 线性受限; 判决反馈; 恒模算法; PLC-DFB-LSCMA; DFB-LSCMA; LSCMA

1、引言

多用户干扰 (MAI) 是限制 CDMA 系统容量的主要因素之一, 基于天线阵列的多用户检测技术能够有效地抑制 MAI, 从而提高系统的性能, 增加系统的容量[1]。

。目前存在许多种基于天线阵列的自适应算法。然而, 为了更有效地利用带宽, 盲自适应算法越来越受到青睐, 恒模算法(CMA)算是一类, 它不需要训练序列, 而且具有鲁棒性及低复杂度[2]。最陡下降法的 CMA 收敛较慢, 最小二乘法 CMA (LSCMA) 对线性无关的输入数据能确保全局收敛性和稳定性, 收敛性能得到了提高[3]。

现在大多数基于天线阵列的盲多用户检测都是采用空时二维处理的方法, 检测器抽头系数较多, 且算法比较复杂。另外, CDMA 系统是一种多个恒模信号共存的环境, 传统的 CMA 算法极易捕获到其他干扰信号而不是所需信号, 解决的方法有多个恒模阵列级联或并联的方法[4][5], 但复杂度相当高; 另外就是采用差分恒模算法[6], 但此种方法收敛性能受步长因子的影响很大; 再就是采用线性约束恒模算法[7], 但由于目前线性约束恒模算法采用的都是梯度下降法, 此种方法收敛性能也受步长因子的影响很大。

基于上述原因, 本文提出了一种基于天线阵列的预处理线性受限判决反馈最小二乘恒模盲多用户检测算法, 称为 PLC-DFB-LSCMA 算法, 它是对天线阵列接收信号进行预处理, 即用接收的阵列信号与期望用户的波达方向向量 (假设已估计出) 的共轭进行相关, 一方面降低了信号的维数, 另一方面增强了期望用户信号的能量; 为了确保算法收敛于期望信号而不是干扰信号, 本文将线性受限条件运用于最小二乘恒模算法, 并用检测器的输出与其判决所产生的误差信息去调节检测器的抽头系数。将线性受限用于最小二乘恒模算法以前还没有人做过, 本文首次将其用于最小二乘恒模算法并进行了仿真。仿真结果表明, 本文提出的 PLC-DFB-LSCMA 算法比判决反馈最小二乘恒模算法 (DFB-LSCMA) 及传统的最小二乘恒模算法 (LSCMA) 性能要好, 特别在低信噪比下性能仍优于后二者。系统框图如图 1 所示。

本文论述作以下安排: 第二部分是信号模型, 第三部分给出了具体算法, 第四部分进行了仿真及性能分析, 第五部分是结论。

2、信号模型

考虑具有 K 个用户的同步基带 DS-CDMA 系统, 第 k 个用户的特征波形为

$$s_k(t) = \sum_{n=1}^N c_k^n p_c[t - (n-1)T_c] \quad t \in [0, T_b] \quad (1)$$

其中 T_c 是码片间隔, T_b 是比特间隔, $(c_k^1 c_k^2 \dots c_k^N)$ 是第 k 个用户的扩频码, $N = T_b/T_c$ 是扩频增益, $p_c(t)$ 是码片 (chip) 波形, $s_k(t)$ 具有归一化能量, 即 $\int_0^{T_b} s_k^2(t) dt = 1$ 。这样第 k 个用户在一个符号内的发送基带信号可表示为

$$x_k(t) = \sum_{n=1}^N A_k b_k c_k^n p_c[t - (n-1)T_c] \quad (2)$$

A_k 、 b_k 分别表示第 k 个用户信号的幅度和信息比特, b_k 为等概率取值 -1, +1 的独立随机变量。假设接收机天线阵列有 M 根天线, 从这 M 根天线接收的信号可表示为矢量 $\mathbf{r}(t) = [r_1(t) r_2(t) \dots r_M(t)]$, 即:

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{k=1}^K A_k b_k \mathbf{a}_k s_k(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3)$$

式 (3) 中,

$$\mathbf{a}_k = [a_{1k} a_{2k} \dots a_{Mk}]^T \quad k=1, 2, \dots, K \quad (4)$$

表示第 k 个用户的方向向量, 考虑等距线阵, 式 (4) 中的元素 $a_{mk} = e^{-j2\pi \frac{L_d}{\lambda} (m-1) \sin \theta_k}$, $m=1 \sim M$; L_d 表示每根天线相隔的距离, λ 是载波波长, θ_k 表示第 k 个用户到达第一根天线的入射角。 $\mathbf{n}(t)$ 是统计独立的复加性高斯白噪声, $E[\mathbf{n}(t)\mathbf{n}(t)^H] = \sigma^2 \mathbf{I}$, σ^2 、 \mathbf{I} 分别是噪声方差和单位矩阵。接收信号 $\mathbf{r}(t)$ 通过码片匹配滤波器后, 以码片速率采样, 其输出在一个符号周期内用矩阵表示为

$$\mathbf{r} = \sum_{k=1}^K A_k b_k \mathbf{S}_k + \mathbf{n} \quad (5)$$

其中 $\mathbf{S}_k = \mathbf{s}_k \mathbf{a}_k^T$ 表示第 k 个用户的空时特征, $\mathbf{n} = [\mathbf{n}_1 \mathbf{n}_2 \dots \mathbf{n}_M]$, $\mathbf{s}_k = \frac{1}{\sqrt{N}} [c_k^1 c_k^2 \dots c_k^N]^T$, $\mathbf{r} = [\mathbf{r}_1 \mathbf{r}_2 \dots \mathbf{r}_M]$ 表示接收信号采样矩阵 (N 为扩频增益, M 为天线数); 本文中上标 T 表示转置, H 表示共轭转置。

3、PLC-DFB-LSCMA 算法

首先对接收信号矩阵 \mathbf{r} 进行预处理, 即用接收的阵列信号 \mathbf{r} 与期望用户的波达方向向量 (假设用户 1) 的共轭进行相关 (如前所述, 这一方面降低了信号的维数, 另一方面增强了期望用户信号的能量), 即 $\mathbf{z} = \mathbf{r} \mathbf{a}_1^H$, \mathbf{z} 代表预处理过后的信号向量。LCP-DFB-LSCMA 算法是使下面的非线性代价函数最小化 [8]

$$J(\mathbf{w}) = \sum_{i=1}^L \|y_i| - 1\|^2 = \sum_{i=1}^L \|\mathbf{w}^H \mathbf{z}_i| - 1\|^2 \quad (6)$$

St. $\mathbf{w}^H \mathbf{s}_1 = 1$

式 (6) 中, $\mathbf{w} = [w_1 w_2 \dots w_N]^T$ 是多用户检测器抽头系数, \mathbf{z}_i 是第 i 个经预处理后的接收信号向量, L 是接收信号向量的个数, $\mathbf{w}^H \mathbf{s}_1 = 1$ 是约束条件 (假设期望用户的扩频码是 \mathbf{s}_1)。检测器输出 y_i 为:

$$y_i = \mathbf{w}^H \mathbf{z}_i \quad (7)$$

根据正交投影定理[8], 滤波器抽头系数 \mathbf{w} 可分解为相互正交的两部分:

$$\mathbf{w} = \mathbf{s}_1 + \mathbf{B}\mathbf{x} \quad (8)$$

式(8)中, \mathbf{x} 是新的更新权向量, 且 \mathbf{B} 满足

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}\mathbf{B} = \mathbf{B}^T = \mathbf{I} - \mathbf{s}_1 \mathbf{s}_1^T \quad (9)$$

其中 \mathbf{I} 是单位矩阵, 这样 $\mathbf{s}_1 \perp \mathbf{B}\mathbf{x}$, 将(8)代入式(6), 假设 $\mathbf{g}(\mathbf{x}) = [g_1(\mathbf{x}), g_2(\mathbf{x}), \dots, g_L(\mathbf{x})]^T$,

$g_i(\mathbf{x}) = |y_i| - 1 = |(\mathbf{s}_1 + \mathbf{B}\mathbf{x})^H \mathbf{z}_i| - 1$, 式(6)就可化为 \mathbf{x} 的函数

$$J(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^L \left| |(\mathbf{s}_1 + \mathbf{B}\mathbf{x})^H \mathbf{z}_i| - 1 \right|^2 = \sum_{i=1}^L |g_i(\mathbf{x})|^2 = \|\mathbf{g}(\mathbf{x})\|_2^2 \quad (10)$$

将 $J(\mathbf{x})$ 用 Taylor 级数部分展开

$$J(\mathbf{x} + \mathbf{d}) = \|\mathbf{g}(\mathbf{x}) + \mathbf{D}(\mathbf{x})^H \mathbf{d}\|_2^2 \quad (11)$$

其中 \mathbf{d} 是偏差向量, $\mathbf{D}(\mathbf{x})$ 是 $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ 对 \mathbf{x} 的偏导数。将 $J(\mathbf{x} + \mathbf{d})$ 对 \mathbf{d} 求导并令其为零, 可求出偏差向量 \mathbf{d}

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{d}} J(\mathbf{x} + \mathbf{d}) &= \nabla_{\mathbf{d}} \left\{ \left[\mathbf{g}(\mathbf{x}) + \mathbf{D}(\mathbf{x})^H \mathbf{d} \right]^H \left[\mathbf{g}(\mathbf{x}) + \mathbf{D}(\mathbf{x})^H \mathbf{d} \right] \right\} \\ &= 2 \left[\mathbf{D}(\mathbf{x}) \mathbf{g}(\mathbf{x}) + \mathbf{D}(\mathbf{x}) \mathbf{D}(\mathbf{x})^H \mathbf{d} \right] = 0 \end{aligned} \quad (12)$$

所以,

$$\mathbf{d} = - \left[\mathbf{D}(\mathbf{x}) \mathbf{D}(\mathbf{x})^H \right]^{-1} \mathbf{D}(\mathbf{x}) \mathbf{g}(\mathbf{x}) \quad (13)$$

对 $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ 关于 \mathbf{x} 求导可求出 $\mathbf{D}(\mathbf{x})$, 即

$$\mathbf{D}(\mathbf{x}) = \nabla_{\mathbf{x}} \mathbf{g}(\mathbf{x}) = [\nabla_{\mathbf{x}} g_1(\mathbf{x}), \nabla_{\mathbf{x}} g_2(\mathbf{x}), \dots, \nabla_{\mathbf{x}} g_L(\mathbf{x})] \quad (14)$$

$$\nabla_{\mathbf{x}} g_i(\mathbf{x}) = \nabla_{\mathbf{x}} \left\{ |(\mathbf{s}_1 + \mathbf{B}\mathbf{x})^H \mathbf{z}_i| - 1 \right\} = \mathbf{B}^T \mathbf{z}_i \frac{y_i^*}{|y_i|} \quad (15)$$

因为 $\mathbf{B} = \mathbf{B}\mathbf{B} = \mathbf{B}^T$, 所以

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(\mathbf{x}) &= [\nabla_{\mathbf{x}} g_1(\mathbf{x}), \nabla_{\mathbf{x}} g_2(\mathbf{x}), \dots, \nabla_{\mathbf{x}} g_L(\mathbf{x})] \\ &= \left[\mathbf{B} \mathbf{z}_1 \frac{y_1^*}{|y_1|}, \mathbf{B} \mathbf{z}_2 \frac{y_2^*}{|y_2|}, \dots, \mathbf{B} \mathbf{z}_L \frac{y_L^*}{|y_L|} \right] \\ &= \mathbf{r}_{\text{LC}} \mathbf{y}_{\text{LC}} \end{aligned} \quad (16)$$

式(16)中

$$\mathbf{r}_{\text{LC}} = [\mathbf{B} \mathbf{z}_1, \mathbf{B} \mathbf{z}_2, \dots, \mathbf{B} \mathbf{z}_L] \quad (17)$$

(18)

$$\mathbf{y}_{LC} = \begin{bmatrix} \frac{y_1}{|y_1|} \\ \frac{y_2}{|y_2|} \\ \dots \\ \frac{y_L}{|y_L|} \end{bmatrix}$$

故 (13) 式中

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(\mathbf{x})\mathbf{D}(\mathbf{x})^H &= \mathbf{r}_{LC}\mathbf{y}_{LC}[\mathbf{r}_{LC}\mathbf{y}_{LC}]^H = \mathbf{r}_{LC}\mathbf{y}_{LC}\mathbf{y}_{LC}^H\mathbf{r}_{LC}^H \\ &= \mathbf{r}_{LC}\mathbf{r}_{LC}^H \end{aligned} \quad (19)$$

$$\mathbf{D}(\mathbf{x})\mathbf{g}(\mathbf{x}) = \mathbf{r}_{LC}\mathbf{y}_{LC} \begin{bmatrix} |y_1| - 1 \\ |y_2| - 1 \\ \dots \\ |y_L| - 1 \end{bmatrix} = \mathbf{r}_{LC} \begin{bmatrix} y_1 - \frac{y_1}{|y_1|} \\ y_2 - \frac{y_2}{|y_2|} \\ \dots \\ y_L - \frac{y_L}{|y_L|} \end{bmatrix} \quad (20)$$

令 $\mathbf{e} = [e_1, e_2, \dots, e_L]^T = \left[y_1 - \frac{y_1}{|y_1|}, y_2 - \frac{y_2}{|y_2|}, \dots, y_L - \frac{y_L}{|y_L|} \right]^T$, 即 $e_i = y_i - \frac{y_i}{|y_i|}$, 则 (13) 式

$$\mathbf{d} = -[\mathbf{D}(\mathbf{x})\mathbf{D}(\mathbf{x})^H]^{-1} \mathbf{D}(\mathbf{x})\mathbf{g}(\mathbf{x}) = -[\mathbf{r}_{LC}\mathbf{r}_{LC}^H]^{-1} \mathbf{r}_{LC}\mathbf{e}^* \quad (21)$$

所以, 使代价函数 (6) 式最小的新的权向量 $\mathbf{X}(j+1)$ 的迭代公式为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(j+1) &= \mathbf{x}(j) + \mathbf{d} = \mathbf{x}(j) - [\mathbf{D}(\mathbf{x})\mathbf{D}(\mathbf{x})^H]^{-1} \mathbf{D}(\mathbf{x})\mathbf{g}(\mathbf{x}) \\ &= \mathbf{x}(j) - [\mathbf{r}_{LC}\mathbf{r}_{LC}^H]^{-1} \mathbf{r}_{LC}\mathbf{e}^* \end{aligned} \quad (22)$$

式 (22) 中, 令 $\mathbf{R}_{LC} = \mathbf{r}_{LC}\mathbf{r}_{LC}^H$, 对于逐个字符迭代, \mathbf{R}_{LC} 的计算可以简化, 并可以递推得到, 即

$$\mathbf{R}_{LC}(j) = \mathbf{R}_{LC}(j-1) + \mathbf{B}\mathbf{z}(j)[\mathbf{B}\mathbf{z}(j)]^H \quad (23)$$

其中 j 代表迭代次数。将 (23) 代入 (22), 并用判决误差信息 $e_{LC} = y(j) - \text{sgn}(\text{Re}(y(j)))$ 代替 \mathbf{e} , $\text{sgn}(\cdot)$ 代表取符号运算, $\text{Re}(\cdot)$ 代表取实部运算, 得到本文提出的 PLC-DFB-LSCMA 算法迭代公式

$$\begin{cases} \mathbf{z}(j) = \mathbf{r}(j)\mathbf{a}_1^* \\ \mathbf{B} = \mathbf{I} - \mathbf{s}_1\mathbf{s}_1^T \\ \mathbf{W}(j+1) = \mathbf{s}_1 + \mathbf{B}\mathbf{x}(j+1) \\ y_j = \mathbf{w}(j)^H \mathbf{z}(j) \\ e_{LC} = y(j) - \text{sign}(\text{Re}(y(j))) \\ \mathbf{R}_{LC}(j) = \mathbf{R}_{LC}(j-1) + \mathbf{B}\mathbf{z}(j)[\mathbf{B}\mathbf{z}(j)]^H \\ \mathbf{x}(j+1) = \mathbf{x}(j) - \mathbf{R}_{LC}(j)^{-1} \mathbf{B}\mathbf{z}(j)e_{LC}^* \end{cases} \quad (24)$$

另外, 为简化 $\mathbf{R}_{LC}^{-1}(j)$ 的运算, $\mathbf{R}_{LC}^{-1}(j)$ 也可以通过递推得到, 根据矩阵求逆引理

$$\mathbf{R}_{LC}(j)^{-1} = \mathbf{R}_{LC}(j-1)^{-1} - \frac{\mathbf{R}_{LC}(j-1)^{-1} \mathbf{B}\mathbf{z}(j)[\mathbf{B}\mathbf{z}(j)]^H \mathbf{R}_{LC}(j-1)^{-1}}{1 + [\mathbf{B}\mathbf{z}(j)]^H \mathbf{R}_{LC}(j-1)^{-1} \mathbf{B}\mathbf{z}(j)} \quad (25)$$

4、算法仿真及性能分析

本文将 PLC-DFB-LSCMA 与 DFB-LSCMA 及 LSCMA 在相同环境下进行仿真比较。考虑一个同步 DS-CDMA 天线阵列系统,信道为加性白高斯信道;信源采用 2PSK 信号,抽样速率为码片速率;天线为等距线阵,各天线相距 $\lambda/2$,天线数 $M=4$,各用户 DOA 为 $\theta_k=5^\circ-185^\circ$ 平均分布;扩频码采用 Gold 码,扩频增益 $N=31$,用户数 $K=8, 15$,目标用户为用户 1,多址干扰 $MAI = 10 \lg A_k^2 / A_1^2$ 为 10dB, $k=2\sim 15$,信噪比 $SNR=5\text{dB}$ 、10dB 及 15dB,输出信干比可从下面式 (26)、(27) 得出。重写式 (5),即抽样前接收信号 $r(t)$ 可表示为:

$$r(t) = a_1 A_1 b_1 s_1(t) + \dots + a_K A_K b_K s_K(t) + n(t) \quad (26)$$

经过抽样并预处理和多用户检测

$$w^H (r a_1^*) = w^H s_1 (a_1^H a_1) A_1 b_1 + \dots + w^H s_K (a_1^H a_K) A_K b_K + w^H (n a_1^*) \quad (27)$$

从式 (27) 可以看出,如果要恢复用户 1 信号,理想情况下, $w^H s_1 = 1$, 而 $w^H s_k = 0$, $k=2,3\ldots K$, 所以用户 1 的输出信干比可定义为

$$SINR = \frac{\|w^H s_1\|^2 \|a_1^H a_1\|^2 A_1^2}{\sigma^2 \|w\|^2 \|a_1\|^2 + \sum_{i=2}^K A_i^2 \|w^H s_i\|^2 \|a_1^H a_i\|^2} \quad (28)$$

仿真结果如图 2 至 5 所示。图 2 至 4 是在信噪比 SNR 分别为 5dB、10dB、15dB 及用户数 $K=8, 15$ 时的信干比性能比较图,从图中可以看出,无论是在高信噪比还是在低信噪比情况下,PLC-DFB-LSCMA 算法的信干比性能都优于 DFB-LSCMA 和 LSCMA;同时,从图中还可以看出,PLC-DFB-LSCMA 的收敛速度比 LSCMA 快,但略慢于 DFB-LSCMA;另外,从图 4 还可以看出,随着用户数的增加,传统的 LSCMA 算法在迭代初期很不稳定。

图 5 给出的是三种算法在用户数 $K=8, 15$ 时的误码性能比较图(接收 10000 个符号取平均),可以看出,本文提出的 PLC-DFB-LSCMA 算法的误码性能明显优于 DFB-LSCMA 及 LSCMA 算法。

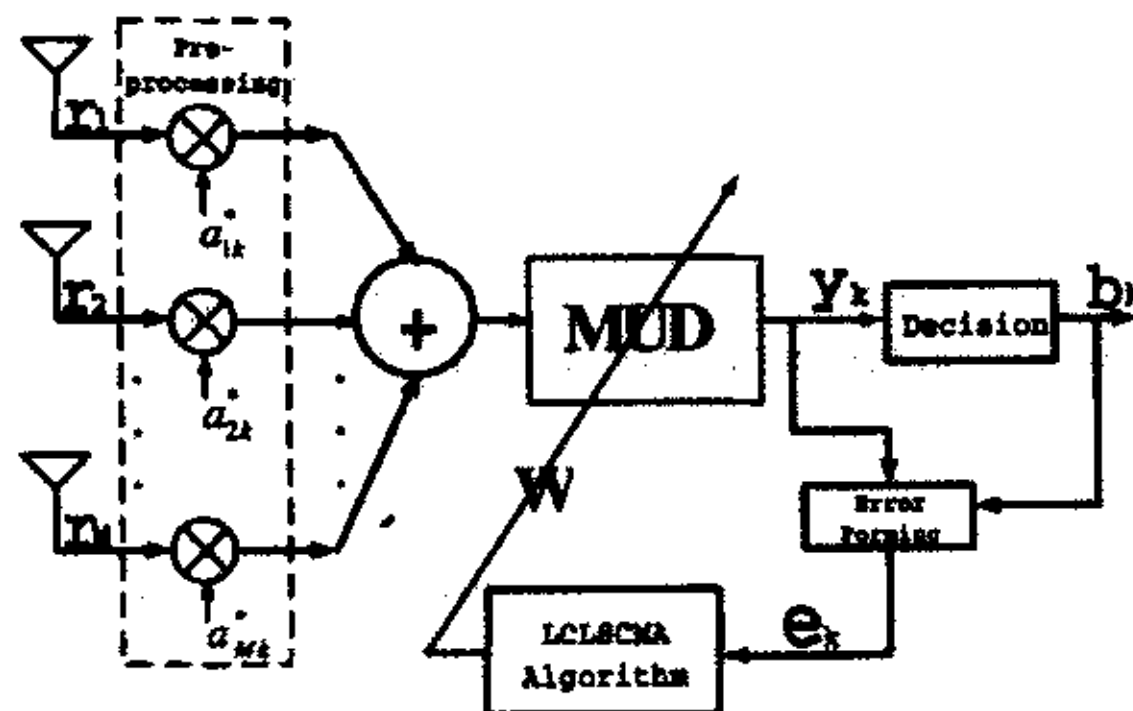


图 1 系统框图

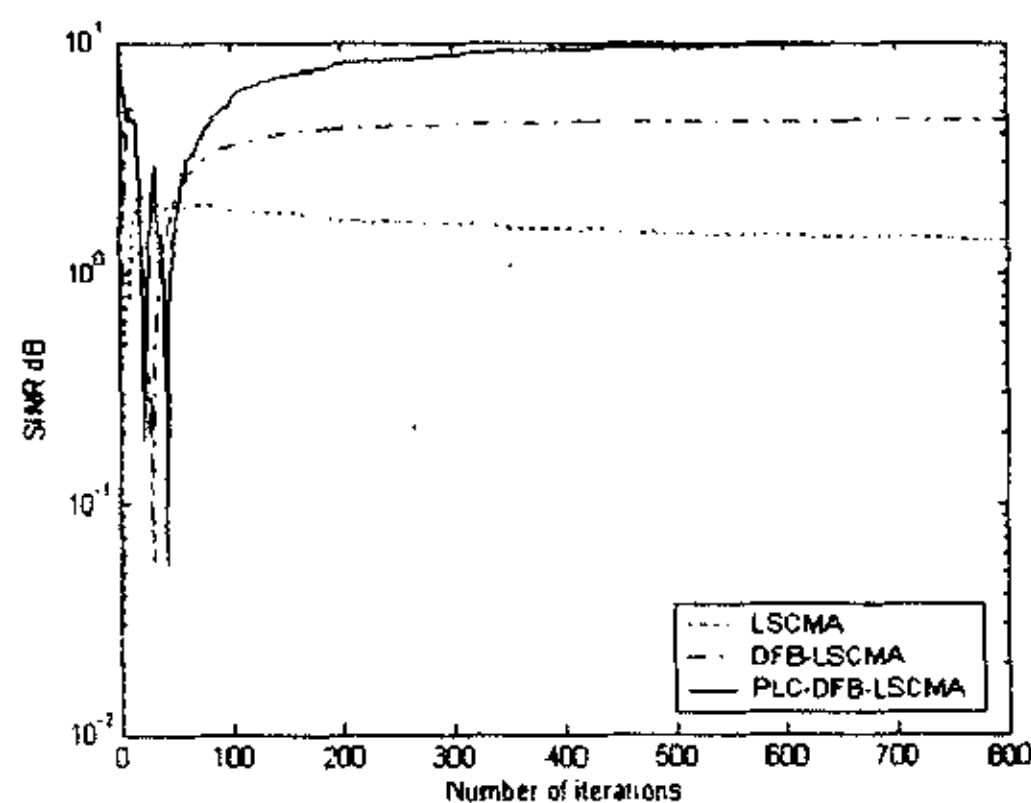


图2 SNR=5dB K=8 时信干比性能

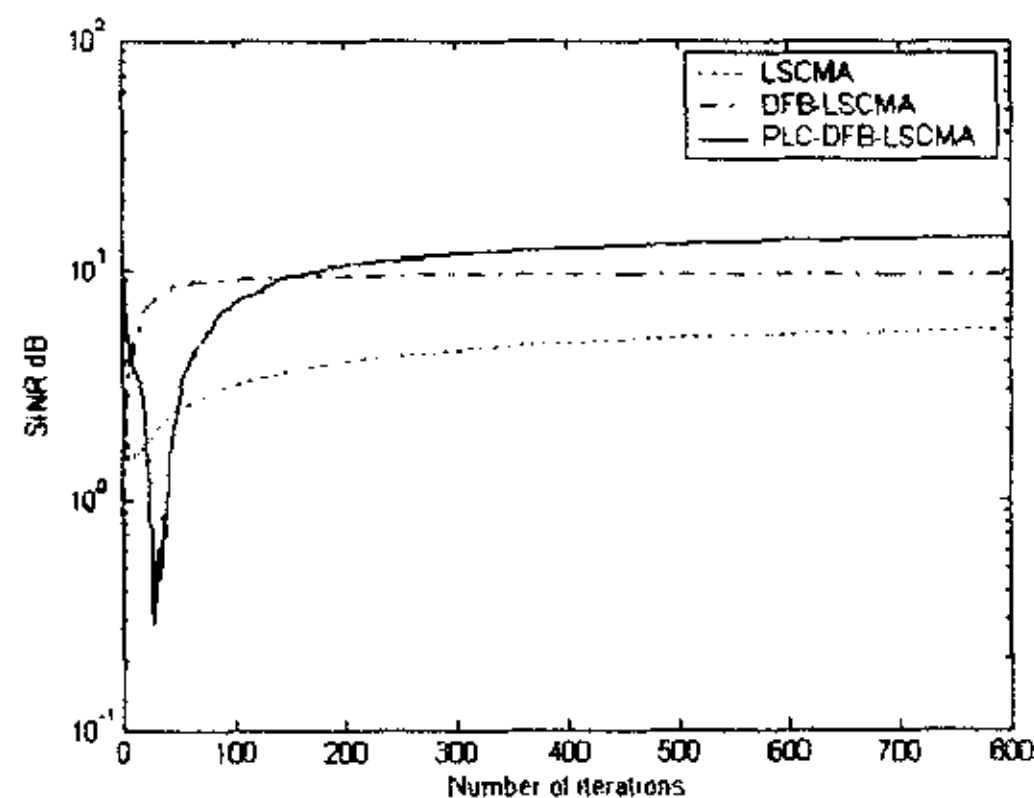


图3 SNR=10dB K=8 时信干比性能

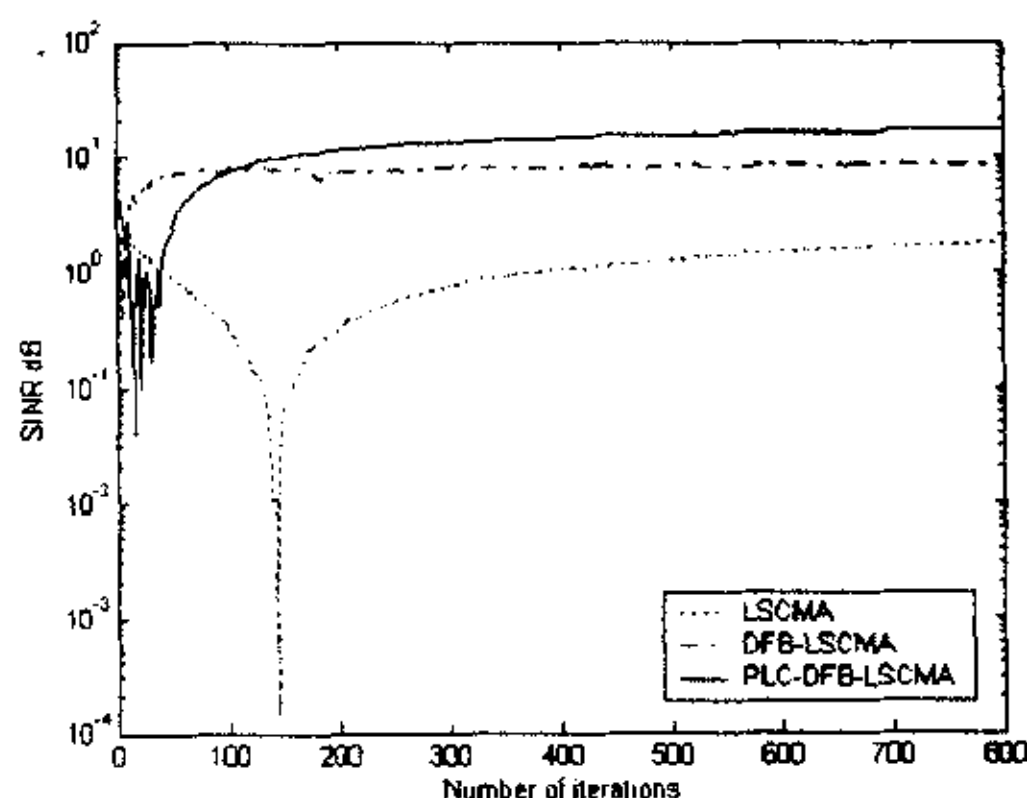


图4 SNR=15dB K=15 时信干比性能

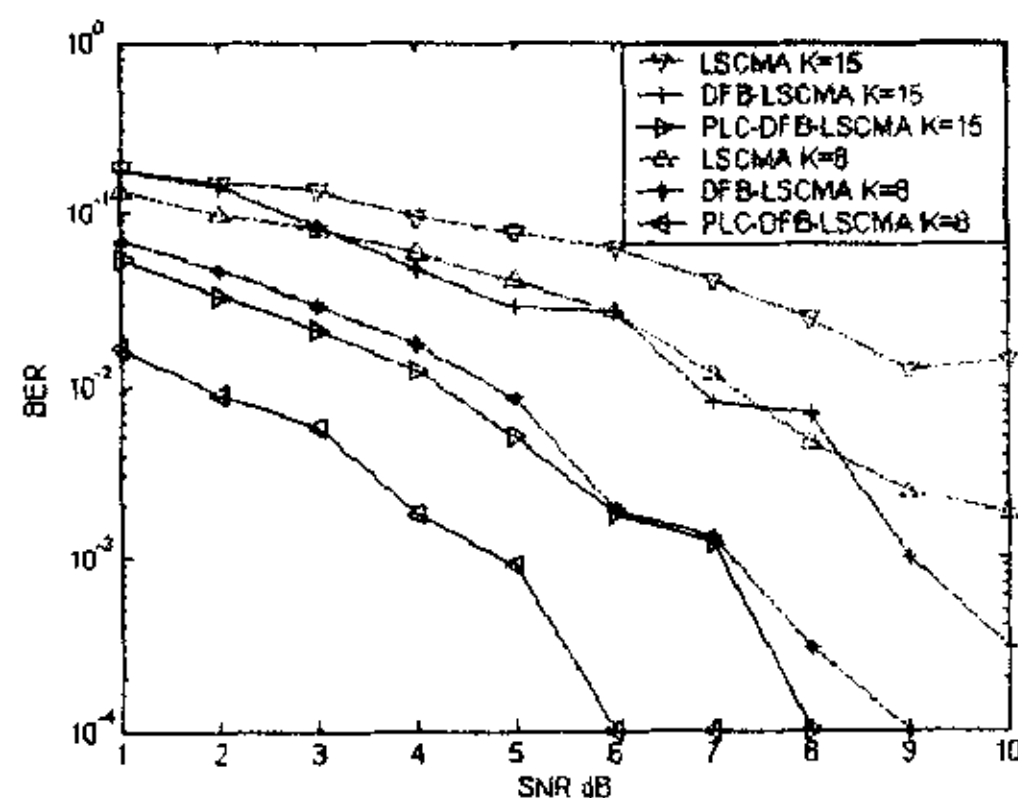


图5 三种算法的误码性能比较

5、结论

本文将线性受限用于最小二乘恒模,首次提出了一种基于天线阵列的预处理线性受限判决反馈最小二乘恒模盲多用户检测算法,称为 PLC-DFB-LSCMA 算法。它是对天线阵列接收信号进行预处理,即用接收的阵列信号与期望用户的波达方向向量的共轭进行相关,然后采用线性受限判决反馈最小二乘恒模算法进行多用户检测,确保了算法收敛于期望用户,提高了系统的性能。从复杂度方面看,虽然本文提出的 PLC-DFB-LSCMA 比传统的 LSCMA 在每次迭代过程中多了两次矩阵乘法,但 PLC-DFB-LSCMA 算法的信干比性能和误码率性能明显要好于 DFB-LSCMA 和 LSCMA。另外从信干比性能比较图上看,PLC-DFB-LSCMA 算法的收敛速度略慢于 DFB-LSCMA,因此,如何加快 PLC-DFB-LSCMA 算法的收敛速度是我们进一步努力的方向。

参考文献:

- [1] Purwoko, A.; Attallah, S.; Zoubir, A.M.; "Performance enhancement of adaptive blind multiuser detection for MC-CDMA using antenna arrays" Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop Proceedings, 2002, 4-6 Aug. 2002 Pages:288 - 292
- [2] Wang, X.M.; Lu, W.-S.; Antoniou, A.; "A constant-modulus algorithm for blind multiuser detection in DS-CDMA systems with antenna array", Communications, Computers and signal Processing, 2001. PACRIM. 2001 IEEE Pacific Rim Conference on, Volume: 1, 26-28 Aug. 2001 Pages:234 - 237 vol.1
- [3] AGEER B "The least squares CMA: a new technique for rapid correction of constant signals" Proc ICASSP[C] USA, 1986 Pages:953-956.
- [4] Shynk J J, Gooch R P. "Performance analysis of the multistage CMA adaptive beamformer" [A]. IEEE MILCOM Proceedings [C]. New York, 1994. Pages: 316-320
- [5] Agee B G "Blind separation and capture of communication signals using a multitarget constant modulus beamformer" [A]. IEEE MILCOM Proceedings [C]. New York, 1989. Pages:340-346
- [6] Nishimori K, Kikuma N, Inagaki N. "The differential CMA adaptive array antenna using an eigen-beamspace system." [J]. IEICE Transactions on Communications, 1995, E78-B(11), Pages:1480-1488.

- [7] Changjiang Xu, Guangzeng Feng and Kyung Sup Kwak, "A modified constrained constant modulus approach to blind adaptive multiuser detection," IEEE Tran. on comm., vol. 49, no. 9, Pages: 1642-1648, September 2001.
- [8] 张贤达 保铮 《通信信号处理》 国防工业出版社. Pages: 383-388.

作者简介:

傅洪亮 (1965 -), 男, 河南郑州人, 南京邮电学院通信工程系移动通信重点实验室博士生, 主要研究方向为多用户检测和通信信号处理。1986 年及 1989 年在南京邮电学院无线电工程系分别获得学士学位和硕士学位。

郑广增 (1943 -), 男, 江苏无锡人, 南京邮电学院通信工程系教授, 博士生导师。主要研究方向是移动通信和通信信号处理。

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>