

多径环境中的盲空时降维多用户检测

王 玮, 李少洪, 毛士艺, 杨晨阳
(北京航空航天大学电子工程系, 北京 100083)

摘 要: 在多径多址干扰 DS CDMA 环境中, 本文根据空时信号模型, 用扩展的盲方法估计用户信道, 从而进行盲 MMSE 检测. 另外, 针对全维处理运算量大及接收信号采样数需求量大问题, 本文通过最大化输出信杂噪比, 借用雷达信号处理中的概念, 推导出一种优于已有子空间方法的降维处理方法. 仿真实验证实了上述方法的有效性.

关键词: 空时处理; 多用户检测; CDMA

中图分类号: TN929.533 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2001)12A-1799-04

Blind Space-Time Reduced-Rank Multiuser Detection in Multipath CDMA Channels

WANG Wei, LI Shaohong, MAO Shiyi, YANG Cherryang
(Beijing University of Aeronautics & Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: In DS-SS CDMA channels with multipath and multiple access interference, this paper estimates blindly the user channel with extended space-time channel model to process the blind MMSE detection. Moreover, using the concept in radar, this paper proposes a kind of reduced-rank processing which outperforms the subspace method by maximizing the output signal-to-interference and noise ratio (SINR). Simulation results demonstrate the good performances of those methods.

Key words: space-time adaptive processing; multiuser detection; CDMA

1 引言

直扩码分多址(DS-SS CDMA)中, 各用户的扩频码不完全正交会带来多址干扰(MAI), 同时, 各用户信号的多径效应会引起符号间干扰(ISI). 多用户检测技术可显著降低干扰, 提高系统容量, 而利用阵列天线进行空时处理, 更可增加空域自由度, 使容量进一步成倍增大. 目前研究的重点是运算量较小、鲁棒性较好的线性多用户检测, 其中最小均方误差(MMSE)检测器具有较好的性能. 近年来, 不需要训练序列的盲 MMSE 检测器具有更大的吸引力. 文献[1]中提出在已知用户扩频码和各多径时延的条件下, 盲估计各路径的入射方向(DOA), 从而进行盲检测. 文献[2]在仅已知用户扩频码的假设下, 利用子空间的概念盲估计出用户信道的信道响应, 但该方法仅用于时域一维信道估计. 本文在合理的空时信道模型基础上, 将信道估计方法进一步扩展, 进行空时二维信道的盲估计, 实现空时盲 MMSE 检测.

在空间时间自由度均较大的情况下, 实现盲空时 MMSE 检测仍需较大运算量: 当空时处理维数为 NM 时, 直接采样方差阵求逆(SMI)为 $O(NM)^3$, 采用 RLS 递归运算为 $O(NM)^2$, LMS 算法为 $O(NM)$, 但具有较慢的收敛速度. 实际上, 当用户数 K 小于空时自由度 NM 时, 接收信号可分为相互正交的信号子空间和噪声子空间, 文献[3]提出了基于子空间的线性多

用户检测, 文献[4]又针对子空间特征分解运算量较大的问题, 提出了运算量只有 (KNM) 的子空间跟踪法. 但这些方法只能将处理维数降到用户数. 本文基于输出信杂噪比 SINR, 借用雷达信号处理中的概念, 推导出一种不同于子空间法的降维方法, 即采用用户信道与采样相关矩阵特征向量及特征值三者的关系, 更合理地选择降维转换矩阵. 这种方法比子空间方法更充分的利用了信息, 可将系统处理维数进一步降到信号子空间维数以下. 且通过降维, 估计采样方差阵所需的采样数也大大减小, 更适合于迅速变化的通信环境.

本文第二部分给出一种空时信号模型, 第三部分介绍空时 MMSE 检测, 并提出空时信道盲估计方法, 第四部分推导降维空时处理方法, 第五部分进行了仿真试验.

2 空时信号模型

设用户数为 K , 用 N 元均匀线阵进行接收, 每个阵元后接抽头延迟线结构, 时域采样数为 M . 接收信号以切普率采样, 则基带采样数据可表示为 $NM \times 1$ 维列矢量:

$$x = \sum_{k=1}^K A_k b_k h_k + \sigma_0 n \quad (1)$$

其中 A_k , b_k 及 h_k 分别表示第 k 个用户信号的幅度, 数据符号 (± 1) 以及空时信道. n 为加性白高斯噪声, 其功率谱密度为 σ_0 , 且 n 与 b_k 相互独立.

每个多径空时信道 h_k 可表示为

$$h_k = \sum_{l=0}^{L-1} g_{k,l} a_{k,l} \odot \Gamma(c_k, \tau_{k,l}) \quad (2)$$

其中 L 为多径数, $g_{k,l}$, $a_{k,l}$ 和 $\tau_{k,l}$ 分别表示第 k 个用户第 l 个多径的复增益, 阵列响应及时延. 阵列响应 $a_{k,l} = [a_{k,l}^1, \dots, a_{k,l}^N]^T$ 由阵列几何及信号角度决定. c_k 为第 k 个用户的扩频序列, 扩频增益为 N_c . $\Gamma(c_k, \tau_{k,l}) = \begin{bmatrix} 0, \dots, 0, c_k, 0, \dots, 0 \end{bmatrix}$ 为 $M \times 1$ 维矢量, 其中 $M = N_c + M_c - 1$, $M_c = \max \tau_{k,l}$. 符号 \odot 为 Kronecker 积. 设第 1 个用户为有用用户, 且 $\tau_{k,l} = 0$. 这种模型中, 相邻其它数据符号假设为噪声.

空时信道 h_k 可写为离散的矩阵表示形式:

$$h_k = C_k^N \cdot g_k \quad (3)$$

$$\text{其中, } C_k^N = \begin{bmatrix} c_k(0) & & & \\ & \ddots & & \\ & & c_k(0) & \\ c_k(N_c-1) & & & \\ & \ddots & & \\ & & c_k(N_c-1) & \end{bmatrix} \odot I_N, \text{ 为 } NM \times NM_c$$

维矩阵,

$g_k = [g_k^T(0), \dots, g_k^T(M_c-1)]^T$ 为 $NM_c \times 1$ 维矢量.

这种空时信道表达方式便可以很好的与文献[2]中提出的时域信道表达式(其中 C_k 为 $M \times M_c$ 维矩阵, g_k 为 M_c 维矢量)相对应, 这样, 时域中的一些已有方法便可较方便地对应到空时域.

3 盲空时 MMSE 多用户检测及信道估计

当已知训练序列 b_1 时, 线性 MMSE 检测器通过使滤波输出与训练序列的均方误差最小来形成权系数. 所得最佳权为^[1]

$$w_{MMSE} = \arg \min_w E\{|b_1 - w^H x|^2\} = R_x^{-1} R_{xb_1} = R_x^{-1} h_1 \quad (4)$$

其中, R_x 是输入数据方差矩阵. 实际的自适应处理中 R_x 是由 S 个独立同分布的采样数据估计出来的, 即

$$R_x = \frac{1}{S} \sum_{i=1}^S x_i x_i^H \quad (5)$$

$h_1 = E\{xb_1^*\}$. 但当不采用训练序列即盲 MMSE 接收时, h_1 只能采用盲方法估计出来. 文献[2]中, 利用子空间的概念对时域一维信道进行了盲估计: 先将 R_x 进行特征分解, 分为信号子空间和噪声子空间, 即 $R_x = U_s \Lambda_s U_s^H + U_n \Lambda_n U_n^H$, 由于用户信道仅属于信号子空间, 有 $U_n h_1 = 0$, 又由于 $h_1 = C_1 g_1$, 设 $P_1^\perp = \text{null}(C_1^H)$, 则 $P_1^\perp h_1 = 0$. 则在 $\dim[\text{ran}(U_s) \cap \text{ran}(C_1)] = 1$ 的条件下 ($M \geq L + K - 1$ 时可满足), 可得唯一的 h_1 为: $\min_{h_1} (U_n U_n^H + P_1^\perp) h_1^H$, s. t. $\|h_1\|_2 = 1$, 即 h_1 为矩阵 $U_n U_n^H + P_1^\perp$ 的最小特征向量.

这种方法可达到较好的信道估计, 但目前仅在时域中应用. 在空时处理中, 需要估计空时信道, h_1 中不仅含有各多径的时延信息, 还含有角度信息, 在用户数及时延数较多的情况

下, 进行 DOA 估计显然不现实, 我们只要进行各多径的组合信道估计即可实现式(4)所示的盲 MMSE 检测. 可利用第二节的空时信道模型与时域信道模型相对应的特点, 将上述方法直接扩展成空时估计, 具体做法为:

将式 $P_1^\perp = \text{null}(C_1^H)$ 中的 C_1 替换为 $C_1^N = C_1 \odot I_N$, 此时 g_1 为包含时延与角度信息的 $NM_c \times 1$ 维矢量, 估计 NM 维矩阵 $Q = U_s U_s^H + P_1$ 的最大特征向量即可得到 h_1 , P 为 C_1^N 的投影矩阵. 针对特征分解运算量较大的特点, 可运用文献[4]提出的子空间跟踪法求 U_s 及 h_1 , 求矩阵的最大特征向量要比基于梯度搜索求最小特征向量的收敛速度快.

4 降维空时处理

由于 NM 维 MMSE 检测器运算量仍较大, 收敛速度也较慢, 文献[3]提出用子空间方法进行降维处理, 利用噪声子空间与用户信道相正交的特点, 可将自由度降到信号子空间的维数. 但是由于子空间法仅利用估计的采样方差矩阵的特征值作为度量标准来区分信号子空间及噪声子空间, 当采样方差矩阵估计误差较大或在低信噪比的情况下, 估计出的特征值会变得不很可靠. 即使在特征值估计准确的情况下, 若将处理维数降到信号子空间维数以下, 该方法会由于较大干扰的不完全抑制而导致性能迅速下降. 也可以说, 这种方法对于信号子空间维数估计不足很敏感, 鲁棒性较差. 在用户较多时, 将起不到太大降维作用.

针对子空间法的上述不足, 本文借用雷达信号处理中的相关概念^[5], 提出一种新的降维空间选择方法. 实际上, 降维处理可表示为一个适当的转换矩阵 T ($NM \times t$ 维, $t < NM$). 各量相应转化为: $h_T = T^H h$; $R_T = T^H R_x T$, 转换后的最佳自适应权为:

$$w_T = W R_T^{-1} h_T \quad (6)$$

可以看出, 通过这些转换, 实现了 t 维空间上的处理. 使运算量和采样要求都相应降低. 关键的问题就是选择降维矩阵 T . 子空间方法便可看作 $T = [U_s]$.

通信质量通常与输出信杂噪比(SINR)密切相关, 并以其为信号处理性能的评估标准, 本文通过对输出 SINR 表达式的数学分析, 提出一种更合理的构造降维变换阵 T 的方法. 推导如下:

全维时, 即采用式(4)得出的 $NM \times 1$ 维最佳 MMSE 权 $w = R_x^{-1} h_1$ 时, 输出信杂噪比为:

$$\begin{aligned} \text{SINR}_{\text{opt}} &= \frac{|\alpha|^2 \|w^H h_1\|^2}{w^H R_w w} = \frac{|\alpha|^2 \|h_1^H R_x^{-1} h_1\|^2}{h_1^H R_x^{-1} (R_x - |\alpha|^2 h_1 h_1^H) R_x^{-1} h_1} \\ &= \frac{|\alpha|^2 \|h_1^H R_x^{-1} h_1\|^2}{h_1^H R_x^{-1} h_1 - |\alpha|^2 \|h_1^H R_x^{-1} h_1\|^2} = \frac{|\alpha|^2}{\frac{1}{h_1^H R_x^{-1} h_1} - |\alpha|^2} \\ &= \frac{|\alpha|^2}{\frac{1}{\sum_{i=1}^{NM} \frac{\|h_1^H u_i\|^2}{\lambda_i}} - |\alpha|^2} \end{aligned} \quad (7)$$

其中 $|\alpha|^2$ 为用户 1 的信号功率.

降维后, 即当 $w = T R_T^{-1} h_T$ 时, 若选 $T = [u_1, \dots, u_t]$, 即 T 由 R_x 的某些特征向量构成, 则可推出,

$$SINR_T = \frac{|a|^2}{\sum_{i=1}^L \frac{\|h_1^H u_i\|^2}{\lambda_i} - |a|^2} \quad (8)$$

对比式(7)、(8), 可看出, 若使降维时输出 $SINR_T$ 尽可能接近最佳 $SINR_{opt}$, 便是使式(8)中 $\sum_{i=1}^L \frac{\|h_1^H u_i\|^2}{\lambda_i}$ 部分尽可能接近式(7)中 $\sum_{i=1}^{NM} \frac{\|h_1^H u_i\|^2}{\lambda_i}$. 则可得新的降维阵选择准则: 即选择 t 个使 $\rho_i = \frac{\|h_1^H u_i\|^2}{\lambda_i}$ 最大的 u_i 构成 T , 这样可得到最小维数下的最大 $SINR_T$. 而在子空间方法中, u_i 由最大特征值开始选择, 但较大的 λ_i 并不一定对应较大的 ρ_i , 即得不到相同维数下用本文方法的性能. 因此子空间方法并不是最佳的. 在理想情况下(子空间估计准确且信噪噪比较高时), 当 T 将 U_s 选全, 即维数为 K 时, 所提方法与子空间方法性能相同, 并且均达到了最佳的性能, 这是因为 $h_1^H u_i = 0, i = k+1, \dots, NM$. 但在 K 较大的情况下, 若将维数再降到 K 以下, 子空间方法性能会迅速下降, 而新方法由于充分利用了信息, 最大化地构造了 $SINR_T$, 将优于子空间方法.

5 仿真实验

设采用 2 阵元均匀线阵, 阵元间距为半波长. 所有用户均采用扩频码为 $N_c = 31$ 的独立 Gold 序列. 设默认用户数为 50, 每个用户均有 4 条多径, 各条多径具有随机的时延 $[0, 4T_c]$ 和入射角度 $[0, \pi]$, 但在同一帧周期中假设固定. 第一个用户信噪比在仿真中作为参数变化, 其余用户的信噪比在 0dB–20dB 间均匀分布, 并设为固定, 噪声功率设为 0dB. 输出信噪噪比 $SINR$ 作为性能衡量标准.

图 1 验证了空时处理较单时间处理的性能优越性. 可以看出, 当用户数大于时域处理维数 ($M = 34$) 后, 时域处理性能迅速下降, 信号与噪声处于同一个量级, 很难被检测, 而空时处理由于自由度的提高, 仍能保持很好的性能.

图 2 所示为利用本文盲空时信道估计所得输出 $SINR$ 与

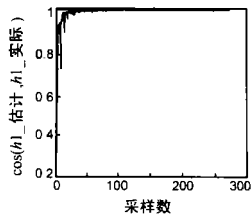


图 3 估计信道与实际信道夹角余弦

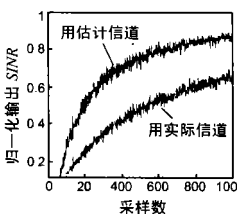


图 4 估计信道与实际信道瞬态性能比较

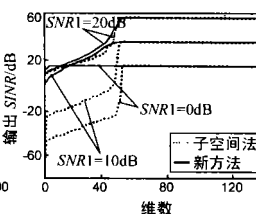


图 5 新降维方法与子空间法稳态性能比较

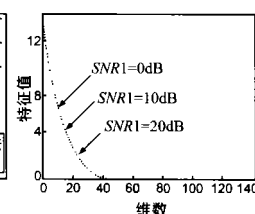


图 6 输入相关矩阵特征值分布

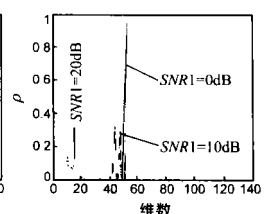


图 7 ρ 的分布

6 结论

本文研究了多径 DS-SS 通信环境中的盲空时降维线性多用户检测问题. 给出了空时信道的离散矩阵表示形式, 利用空时 MMSE 检测器进行多用户检测, 信道由扩展的空时盲估计方法求出. 这种方法可得到较精确的信道估计. 通过使降维处理后的输出信噪噪比最大化, 得出一种不同于子空间法

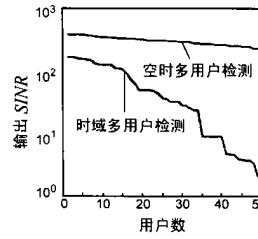


图 1 空时处理与时间一维处理性能比较 ($SNR_1 = 10$)

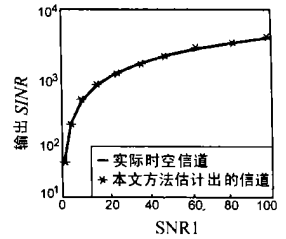


图 2 估计信道与实际信道性能比较

最佳输出 $SINR$ 随 SNR_1 变化的曲线, 此时假设采样数无限大, 无方差阵估计误差, 即所示为盲估计方法的稳态性能, 可看出两曲线很好地重合, 说明了这种方法的估计准确性.

然而当采样数有限时, R_x 便有估计误差, 由于盲估计方法由 R_x 的特征分解得来, 必然也存在采样引起的误差, 图 3 所示为当 $SNR_1 = 10$ dB, 在不同采样数目时的估计信道与实际信道夹角余弦的瞬态值. 该值为 1 时说明估计准确. 可看出, 当采样数大于 50 后, 该值已接近 1.

图 4 为用估计信道与实际信道所得瞬态归一化输出 $SINR$ (即实际 $SINR$ 与最佳 $SINR$ 的比值) 随采样数的变化曲线. 当信道已知, 而采样方差需估计时, 当 R_x 包含有用用户信号, 则 R_x 的估计准确性对输出 $SINR$ 影响很大, 需较多的采样数才能使性能收敛到稳态(稳态归一化输出 $SINR$ 均为 1), 而从图中可以看到, 用估计出的信道会使性能收敛速度加快.

图 5 所示为本文所提降维方法与子空间法在处理维数 (rank) 变化时的稳态性能比较, 可看出, 当 $SNR_1 = 0$ dB 时, 子空间法在 rank = 50 时才可达到全维性能, 而本文方法仅在 rank = 2 时即可达到. 随 SNR_1 的提高, 本文方法在低维时仍较子空间法具有优越性, 但改善幅度有渐小趋势, 这种结果可由图 6、图 7 解释. 由图 6 可看出, 在 SNR_1 不同时, R_x 的特征值变化不大, 而图 7 中对应的 $\rho_i = \|h_1^H u_i\|^2 / \lambda_i$ 变化较大, 且大的特征值并不对应大的 ρ . $SNR = 0$ 时, 仅有一个大的 ρ , 因此 1–2 维处理便可接近最佳, 随 SNR_1 增大, ρ 散布开, 则需较多的处理维数.

的降维空间构成方法, 理论分析及仿真试验证明了该方法的性能优越性. 进一步的研究将给出该降维处理的自适应实现方法, 以及研究该方法在低采样数及误差情况下的性能.

参考文献:

- [1] X Wang, H V Poor. Blind joint equalization and multiuser detection for DS-SS in unknown correlated noise [J]. IEEE Trans. on Circuits and Systems, July 1999, 46(7): 886–895.

- [2] Y Song, S Roy. Blind adaptive reduced-rank detection for DS-SS-CDMA signals in multipath channels [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Nov. 1999, 17(11): 1960- 1970.
- [3] X Wang, H V Poor. Blind multiuser detection: a subspace approach [J]. IEEE Trans on Information Theory, March 1998, 44(2): 677- 690.
- [4] C E Davila. Efficient, high performance, subspace tracking for time domain data [J]. IEEE Trans on Signal Processing, Dec. 2000, 48(12): 3307- 3315.
- [5] J S Goldstein, I S Reed. Subspace selection for partially adaptive sensor array processing [J]. IEEE Trans. on A. E. S., April 1997, 33(2): 539 - 544.

作者简介:



王 玮 女. 1974 出生于北京. 北京航空航天大学通信与电子系统专业博士生, 研究方向: 空时自适应信号处理, 自适应滤波, 阵列信号处理.



李少洪 男. 1938 出生. 1962 年毕业于北京航空学院无线电系, 现任北京航空航天大学信号与信息处理教研室主任、教授、博士生导师. 主要从事雷达信号与数据处理、多目标跟踪和目标识别等方面的研究工作.



毛士艺 男. 1935 年生. 北京航空航天大学电子工程系教授, 博士生导师, 中国电子学会信号处理专业副主任委员, 中国电子学会会士. 主要研究领域为: 高分辨率雷达成像、信号建模与谱分析、信号检测与分类、多目标跟踪及数据融合等.