

# 一种多用户联合检测信道估计新方法研究

周德锁<sup>1</sup>, 管桦<sup>2</sup>

(1. 西北工业大学, 陕西 西安 710072; 2. 空军工程大学 科研部, 陕西 西安 710051)

**摘要:**研究了 CDMA 系统在采用阵列天线接收时进行多用户联合检测中信道估计的实用化算法,较好地解决了现有许多算法不能满足实时性处理要求的难题。详细讨论了阵列天线分集增益对简化信道估计算法、结构和降低计算复杂度的原理和方法,分析了将阵列天线和多用户联合检测结合在一起时系统所具有的综合效能。仿真结果表明该算法是可行和有效的,为联合检测技术在实际系统中尽早实用化提供了参考。

**关键词:**码分多址;阵列天线;联合检测;信道估计

**中图分类号:**TN92 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2002)06-0046-05

对信道的快速准确估计是实现联合检测(Joint Detection, JD)的关键,但由于有多种干扰,严重影响了估计质量,且存在性能与复杂度互相制约的矛盾,限制了它在 3G 前期工程中的应用<sup>[1]</sup>。而我们在研究中发现,智能天线<sup>[2]</sup>(Smart Antenna, SA)和 JD 技术在改善系统性能和实现方法上具有很多的性能互补性、技术的互支持性及算法资源的共享性<sup>[3]</sup>,因此,如果将它们结合起来,利用 SA 的定向接收和分集增益来降低系统干扰和改善信道环境,可提高信道估计性能,且可简化检测器结构,大大地降低检测算法复杂性,因而达到在系统复杂度未大幅度增加的情况下,使联合检测技术实用化的目的。

## 1 离散时间传播多用户 CDMA 系统阵列接收的信号模型

### 1.1 单阵元接收信号的矩阵表示模型

设阵列天线共有  $K_n$  个阵元,有  $M$  个用户接入, $T_s$  是符号持续时间, $T_c$  为码片持续时间, $Q$  为扩频系数, $N$  为用户发送的符号数目, $d_n^{(m)}$  表示第  $m$  个用户发送的数据符号。在工程中,假设 CDMA 系统是一个时间受限的因果系统,且考虑到用户一个数据符号持续时间较短,因此,可以近似将时变信道的冲激响应  $h^{(m)}(\tau, \iota)$  看成是恒定的  $h^{(m)}(\tau)$ ,则对  $h^{(m)}(\tau)$  在  $(w-1)T_c$  时刻处抽样时可得到有限个非零样值:

$$h_w^{(m)} = h_{\text{eff}}^{(m)}((w-1)T_c) \quad w = 1, 2, \dots, W \quad (1)$$

式中,  $h_{\text{eff}}^{(m)} = g_c(\tau) * h^{(m)}(\tau) * g_r(\tau)$  为系统等效信道冲激响应,  $g_c(\tau)$  为码片冲激响应,  $g_r(\tau)$  为接收端等效信道滤波器冲激响应,  $W$  为  $h_{\text{eff}}^{(m)}$  有效窗长。则单阵元接收的第  $m$  个用户的信号为

$$r_t^{(m)} = \sum_{n=1}^N d_n^{(m)} \sum_{q=1}^Q c_q^{(m)} \cdot h_{t-(n-1)Q-q+1}^{(m)} = \sum_{n=1}^N d_n^{(m)} \sum_{w=1}^W c_{t-(n-1)Q-w+1}^{(m)} \cdot h_w^{(m)} \quad (2)$$

令  $l = t - (n-1)Q$ ,将式(2)中第 2 个求和号用  $b_l^{(m)}$  表示,且当  $l < 1$  和  $l > Q + W - 1$  时,  $b_l^{(m)} \equiv 0$ 。则有:

$$r_t^{(m)} = \begin{cases} \sum_{n=1}^N d_n^{(m)} \cdot b_{t-(n-1)Q}^{(m)} & 1 < l < NQ + W - 1 \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (3)$$

收稿日期:2002-01-10

基金项目:国家 863 重大项目子项目资助。

作者简介:周德锁(1964-),男,江苏东台人,副教授,博士后,主要从事移动通信、卫星通信等研究。

对于  $b_l^{(m)}$ , 定义如下的矩阵  $C^{(m)}$  和向量  $H^{(m)}$

$$\bar{C}^{(m)} = (C_{l,w}^{(m)}) \quad l = 1, 2, \dots, Q + W - 1; w = 1, 2, \dots, W \quad (4)$$

$$C_{l,w}^{(m)} = \begin{cases} C_{l-w+1}^{(m)} & 1 \leq l - w + 1 \leq Q \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (5)$$

$$\bar{H}^{(m)} = (h_1^{(m)}, h_2^{(m)}, \dots, h_w^{(m)})^T \quad (6)$$

则由式(4)和式(6)得到第  $m$  个用户的联合等效信道冲激响应向量  $b^{(m)}$

$$\bar{b}^{(m)} = \bar{C}^{(m)} \cdot \bar{H}^{(m)} = (b_1^{(m)}, b_2^{(m)}, \dots, b_l^{(m)}, \dots, b_{Q+W-1}^{(m)})^T \quad (7)$$

对于式(3), 定义如下矩阵  $A^{(m)}$  和向量  $d^{(m)}$

$$\bar{A}^{(m)} = (A_{i,n}^{(m)}) \quad i = 1, 2, \dots, NQ + W - 1; n = 1, 2, \dots, N \quad (8)$$

$$A_{i,n}^{(m)} = \begin{cases} b_{i-(n-1)Q}^{(m)} & 1 \leq i - (n-1)Q \leq Q + W - 1 \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (9)$$

$$\bar{d}^{(m)} = (d_1^{(m)}, d_2^{(m)}, \dots, d_n^{(m)}, \dots, d_N^{(m)})^T \quad (10)$$

则由式(3)、(9)、(10)得到接收机接收用户  $m$  的信号向量  $r_i^{(m)}$

$$\bar{r}_i^{(m)} = \bar{A}^{(m)} \cdot \bar{d}^{(m)} = (r_1^{(m)}, r_2^{(m)}, \dots, r_i^{(m)}, \dots, r_{NQ+W-1}^{(m)})^T \quad (11)$$

根据式(9)、(10)、(11), 得到接收机接收信号的表达式:

$$\bar{r} = (r_1^{(m)}, r_2^{(m)}, \dots, r_i^{(m)}, \dots, r_{NQ+W-1}^{(m)})^T = \sum_{m=1}^M \bar{r}_i^{(m)} + \bar{n} = \sum_{m=1}^M \bar{A}^{(m)} \cdot \bar{d}^{(m)} + \bar{n} \quad (12)$$

令  $\bar{A} = (\bar{A}^{(1)}, \bar{A}^{(2)}, \dots, \bar{A}^{(m)}, \dots, \bar{A}^{(M)})$  和  $\bar{d} = (d^{(1)T}, d^{(2)T}, \dots, d^{(M)T})^T$ , 则有:

$$\bar{r} = \bar{A} \cdot \bar{d} + \bar{n} \quad (13)$$

式中,  $\bar{n}$  为噪声向量,  $\bar{A}$  为系统矩阵, 该式是阵列天线单阵元上接收信号的矩阵向量表达模型。

### 1.2 多阵元接收信号的矩阵表示模型

对于用户  $m$ ; 当采用  $K_a$  个阵列天线接收时, 其信道冲激响应矩阵  $H_{K_a \times W}^{(m)}$  为<sup>[3]</sup>

$$H_{K_a \times W}^{(m)} = [\bar{h}^{(m,1)}, \bar{h}^{(m,2)}, \dots, \bar{h}^{(m,k_a)}, \dots, \bar{h}^{(m,k_a)}]^T = [\bar{h}_1^{(m)}, \bar{h}_2^{(m)}, \dots, \bar{h}^{(m)}, \dots, \bar{h}_W^{(m)}] \quad (14)$$

上式中, 行表示用户  $m$  在第  $k_a$  个阵元上信道冲激响应的离散采样序列, 列表示用户  $m$  在第  $i$  个采样点时刻各阵元上的取值序列。它的全部元素表示了用户  $m$  在采用阵列接收时的信道冲激响应的所有离散采样值(复值)。对于第  $k_a$  个阵元, 将式(7)改写如式(15)所示。

$$b^{(m,k_a)} = \bar{C}_e^{(m)} \cdot \bar{h}_e^{(m,k_a)} = [(\bar{b}_1^{(m,k_a)})^T, (\bar{b}_2^{(m,k_a)})^T]^T = (\bar{b}_1^{(m,k_a)}, \bar{b}_2^{(m,k_a)}, \dots, \bar{b}_l^{(m,k_a)}, \dots, \bar{b}_{Q+W-1}^{(m,k_a)})^T \quad (15)$$

式(15)中各符号的含义是:  $\bar{b}_1^{(m,k_a)} = [(\bar{b}_1^{(m,k_a)}, \bar{b}_2^{(m,k_a)}, \dots, \bar{b}_{Q+W-1}^{(m,k_a)})^T]$

$$\bar{b}_2^{(m,k_a)} = [\bar{b}_{Q+1}^{(m,k_a)}, \bar{b}_{Q+2}^{(m,k_a)}, \dots, \bar{b}_{Q+W-1}^{(m,k_a)}]^T, \quad \bar{h}_e^{(m,k_a)} = [\bar{h}^{(m,k_a)}, \frac{0, \dots, 0}{Q-1}]$$

$$\bar{C}_e^{(m)} = \bar{C}_{(Q+W-1) \times (Q+W-1)}^{(m)} = \text{Toep}([\bar{c}^{(m)}, \frac{0, \dots, 0}{W-1}])$$

则对于第  $k_a$  个阵元,  $M$  个用户的合并信道冲激响应矩阵  $A^{(k_a)}$  如下式所示<sup>[4]</sup>

$$\bar{A}^{(k_a)} = (\bar{A}^{(1,k_a)}, \bar{A}^{(2,k_a)}, \dots, \bar{A}^{(m,k_a)}, \dots, \bar{A}^{(M,k_a)}) = \begin{bmatrix} B_1^{(k_a)} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ B_2^{(k_a)} & B_1^{(k_a)} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & B_2^{(k_a)} & B_1^{(k_a)} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B_2^{(k_a)} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & B_1^{(k_a)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & B_2^{(k_a)} & B_1^{(k_a)} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & B_1^{(k_a)} \end{bmatrix}_{(NQ+W-1) \times MN} \quad (16)$$



从而根据式(9)、(15)、(16)构造出合并信道冲激响应矩阵  $\mathbf{A}$ ,最后由式(13)给出的信道模型进行多用户信号的联合检测。由式(24)进行信道估计时可以看到,由于采用了智能天线的定向和分集接收,有效地消除了系统中存在的 MAI、ISI、CCI 等多种干扰,使得式(22)得以简化,当  $\mathbf{R}_{\text{mid}} = \sigma^2 \mathbf{I}$  近似成立时,就完全可以由式(24)进行信道估计,而且根据式(16),可利用  $\mathbf{A}_{\text{mid}}^{(k_n)}$  是一个带状 Toeplitz 矩阵的性质对运算过程进行简化,从而降低了复杂度,减少了计算量。

### 3 性能仿真结果

根据式(24)进行仿真实验,环境参数选择了 ITU-R M1225 规定的 6 种环境<sup>[5]</sup>,系统参数为  $N = 22 \times 2, Q = 16$ ,码片速率  $1.28 \times 10^6 / \text{s}$ ,用户数  $M = 8, 16$ 。图 1 是在环境 1a ~ 3a,  $K_n = 8, M = 16$  时,用该信道估计算法实现的联合检测性能仿真结果,图 2 是在同一环境 3b 下具有不同移动速度时的检测性能比较,图 3 是在环境 2b 和 3a 下具有不同时延时,采用  $K_n = 2, M = 8$  时的仿真结果,图 4 是在同一环境 1b 下采用不同  $K_n$  时的性能比较。从仿真结果可以看出,式(24)所给出的模型完全可以应用到实际系统工程中,而且其性能也完全满足 3G 的指标要求。图 4 的结果可以看出,随着  $K_n$  的增加,检测性能有明显的提高,这又同时证明了式(23)中假设条件成立的合理性和式(24)工程应用的可行性。值得一提的是,如果将式(24)模型移植到实际的 DSP 系统中,经过计算和测试,当  $K_n = 8$  时,其计算量仅为  $K_n = 1$  时的 3.2 倍左右,与用式(22)直接估计相比,效率提高了 60% 以上,这就保证了式(24)的工程可实现性。

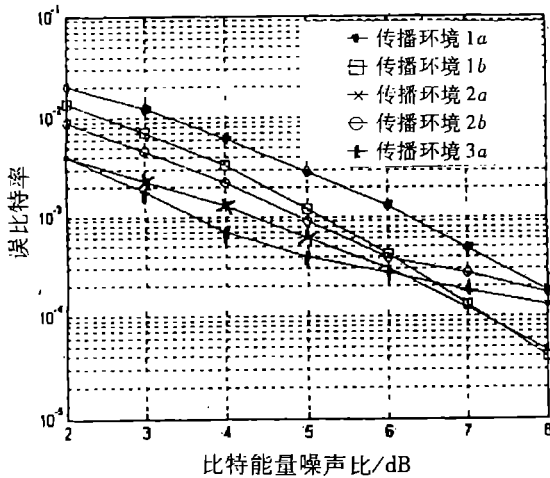


图 1 基于 SA 的 JD 性能仿真  
( $M = 16, K_n = 8$ )

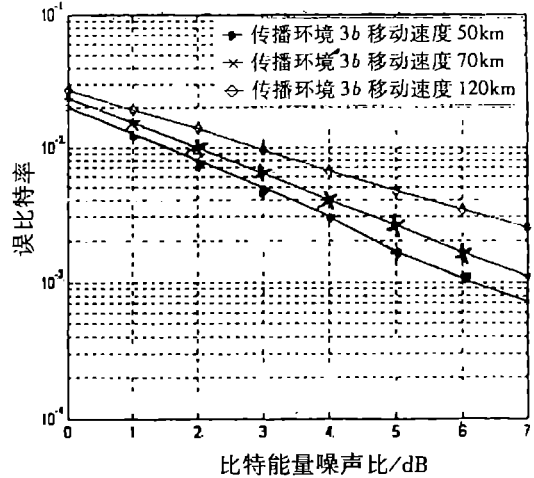


图 2 基于 SA 的 JD 高速移动环境下性能仿真  
( $M = 16, K_n = 8$ )

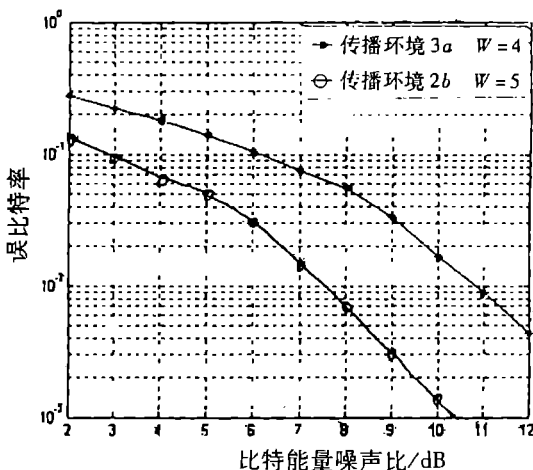


图 3 基于 SA 的 JD 不同窗长时性能仿真  
( $M = 8, K_n = 2$ )

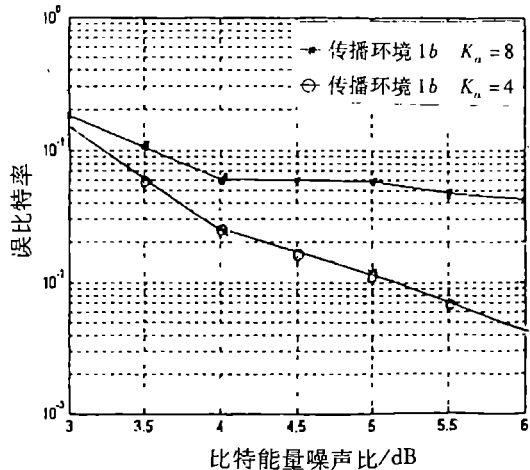


图 4 基于 SA 的 JD 不同阵元时性能仿真  
( $M = 8$ )

## 4 结束语

本文着重研究了基于SA的JD原理和信道估计算法,重点讨论了系统的可实现算法。文中只给出了主要性能仿真结果,而系统的其它性能,如计算量与 $K_a$ 和 $M$ 的关系、在折衷考虑性能和计算量时 $K_a$ 的选择原则、使系统性能最优的 $K_a$ 和 $M$ 的对应关系以及高速移动时的检测性能等,将有待于进一步研究。

### 参考文献:

- [1] 周德锁,管桦. 第三代移动通信系统的无线传输技术[J]. 空军工程大学学报(自然科学版),2001,3(2):38-41.
- [2] Thompson J S, Grant P M, Mulgrew B. Smart Antenna Arrays for CDMA Systems [J]. IEEE pes Commun, 1996, 3(5):16-25.
- [3] 周德锁,王永生. 基于智能天线的多用户检测算法和性能研究[J]. 通信学报,2002,(7):49-54.
- [4] 3Gpp RAN TS25.221-225, TS25.211-215, TS25.928, TS25.945 [S].
- [5] ITU-R Recommendation M.1225, ITU-R Recommendation M.1475 [S].

(编辑:门向生)

## Research on a New Algorithm of Channel Estimate of Multiuser Joint Detection

ZHOU De-suo<sup>1</sup>, GUAN Hua<sup>2</sup>

(1. Northwestern Polytechnical University, Xi'an, Shaanxi 710072, China; 2. Department of Scientific Research, Air Force Engineering University, Xi'an Shaanxi 710051, China)

**Abstract:** Smart antenna and joint detection are the key techniques in the third generation (3G) mobile communication system. But their algorithms are too complicated to meet the requirement of real-time processing. This paper presents a new channel estimate algorithm to solve the problem. With the diversity gain, the principle and technique of simplifying the channel estimate algorithm, structure and decreasing the complexity are discussed in detail. The integrative efficiency of the system combining the array antenna with the joint detection is analyzed. The simulation results show that the algorithm is feasible and effective, and helpful to making the technique of joint detection practical in real system as early as possible.

**Key Words:** CDMA; array antenna; joint detection; channel estimate