

编码的多载波 CDMA 系统中 Turbo 时空多用户检测

李俊强, 曹志刚

(清华大学电子工程系微波与数字通信国家重点实验室, 北京 100084)

摘要: 联合 MAP 多用户检测和信道译码的迭代多用户检测技术可显著提高多载波 CDMA 系统的容量和性能, 本文给出了结合智能天线和迭代 MAP 多用户检测的 Turbo 时空多用户检测算法, 该方法进一步提高了系统的性能. Turbo 时空多用户检测算法不仅极大减小了传统最优 MAP 多用户检测算法的运算量, 而且, 此算法性能在 AWGN 和频率选择性衰落信道中都能逼近单用户编码多载波 CDMA 系统多天接收的性能.

关键词: 多载波 CDMA; 多用户检测; 信道译码; 智能天线; Turbo 处理

中图分类号: TN929.533 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 04-0487-07

Turbo Space-time Multiuser Detection for Coded Multi-Carrier CDMA Systems

LI Jun-qiang, CAO Zhi-gang

(Dept. of Electronic Engineering, The state key lab. On Microwave and Digital Communications, Tsinghu University, Beijing 100084, China)

Abstract: The system capacity and performance of MC-CDMA communication systems can be significantly enhanced by jointly employing MAP-based multiuser detection (MUD) and channel decoding techniques. In this paper, a Turbo space-time MUD based on the combinations of smart antennas and iterative MAP-based MUD is presented. The proposed method is featured as a novel technique for further improving the system capacity and performance. It is shown that the proposed Turbo space-time MUD algorithm can significantly reduce the computational complexity compared with the conventional optimal MAP-based MUD schemes. Furthermore, it is demonstrated that the performance of the proposed algorithm can approach that of a single user coded MC-CDMA system with an antenna array in both AWGN and frequency selective fading channels.

Key words: multi-carrier CDMA; multiuser detection; channel decoding; smart antennas; Turbo processing

1 引言

在宽带无线通信系统中, 多址接入干扰 (MAI) 和符号间干扰 (ISI) 构成了影响系统稳定通信的主要障碍. 多载波 CDMA 继承了多载波调制 (OFDM) 的优势, 能很好地解决符号间干扰问题^[1, 2]. 但是, 在上行链路 MAI 问题始终存在, 即使各用户用正交扩频码, 因为用户的移动和多径效应, 用户间码字的正交性很难保持. 为了更好的解决 MAI 问题和提高系统容量, 我们在编码的多载波 CDMA 系统中联合采用了智能天线和迭代 MAP 多用户检测 (Turbo MUD) 技术.

智能天线技术在移动通信中的应用是通信领域的研究热点^[3]. 该技术能在不增加频谱资源的情况下大大地增加系统的容量, 提高功率和频谱的效率. 这是因为空间滤波能有效地抑制不同目标用户入射方向的多址接入干扰, 同时由于天线阵上目标信号的分集并能增加目标信号. 文[4-5]中提出了天线阵技术用于增强多载波 CDMA 系统的容量, 但其只考虑了单用户检测的情况. 近年来, 随着强纠错能力的 Turbo Code 的发明, 迭代 (Turbo) 处理技术在无线通信系统中越来越

受到重视. Turbo 技术能获得稳定通信且性能接近香农理论值. 基于 MAP 的迭代 (Turbo) 多用户检测技术应用与编码的 CDMA 系统时, 此算法性能即使在稍低的 SNR 范围也能逼近单用户编码 CDMA 系统的性能^[6]. 因此, 结合 Turbo 多用户检测技术和智能天线技术将进一步提高系统的性能. 近来, 已有不同的结合天线阵的 Turbo 多用户检测技术提出用于增强系统的性能^[7-8]. 在文[7]和[8]中, 将结合基于干扰消除方法的天线阵 Turbo 多用户检测技术用于衰落信道下的 DS-SS-CDMA 系统. 该多用户检测算法类似于串行干扰消除方法 (SIC)^[16]. 类似的 Turbo 多用户检测技术也在文[10-11]中被提出, 只是其在干扰消除后用了 MMSE 滤波来提高性能. 虽然这些基于干扰消除的方法的复杂度跟用户数呈线性关系, 但为了逼近最优 MAP 迭代多用户检测算法需要更多的迭代次数. 在文[9]中, 提出结合智能天线的 MAP 迭代多用户检测算法, 用于多波束 (Multibeam) 系统, 但此算法的复杂度跟用户数呈指数关系, 在实际中难于实现.

为了使 MAP 迭代多用户检测技术应用在实际系统中 (在扇区内同时有几十甚至上百个用户接入) 成为可能, 我们提出

收稿日期: 2001-10-23; 修回日期: 2002-01-15

基金项目: 清华大学 985 重点前瞻性研究项目

了结合智能天线和迭代多用户检测技术的 Turbo 时空多用户检测算法用于编码的 MC-CDMA 系统. 根据各用户的入射角 (DOA), 所有用户被归类到不同的组. 分组后, 基于 MAP 迭代的 多用户检测算法应用于各减少有效用户数的组内. 虽然各 组内的有效用户数相对于扇区内所有的用户数是大大地减少 了, 但当组内用户数接近或超过 10 时, 传统的 MAP 迭代多用 户检测算法是不可行的. 为此, 我们给出了基于软敏感比特的 简化的迭代 MAP 多用户检测算法作为各组内的子多用户检 测算法. 因为空间滤波方法抑制组间用户干扰是有限的, 在组 内执行多用户检测前, 我们先进行组外的干扰消除. 通过这样 处理, 该 Turbo 时空多用户检测算法可明显地减少算法的复 杂度, 并且可获得比传统结合天线阵的软干扰消除的多用户 检测^[7,8]更好的性能. 通过仿真可见, 此算法能在同时接入二 十个用户时在 AWGN 信道和频选衰落信道下都能在很少的 迭代次数下逼近用户多天线编码系统的性能.

本文主要研究了编码多载波 CDMA 系统中联合智能天线 和 Turbo 多用户检测技术的 Turbo 时空多用户检测算法. 在文 章的第二部分介绍编码的多天线阵列载波 CDMA 系统模型, 第 三部分给出了 Turbo 时空多用户接收机, 同时给出了简化的 迭代 MAP 多用户检测算法, 第四部分给出仿真结果, 最后给 出结论.

2 系统模型

如图 1 所示有 M 个用户的编码的 MC-CDMA 系统, 用户 在 120 的扇区内随机分布. 由于实际系统中移动终端不易使 用天线阵, 只有基站装置了 Q 个元素的阵列. 系统中, 第 m 个用户的信息比特序列 $b^{(m)}$ 通过卷积编码 (或 Turbo 编码) 器 后经交织得到编码比特序列 $d_t^{(m)}$, 以避免深衰落导致的突发 误码. 第 m 个用户、第 t 时间的编码比特序列 $d_t^{(m)}$ 用伪随机 (PN) 序列扩频后, 用 MC-CDMA 技术传输, 其中子载波数等于 PN 序列长 L . 这里, 我们假设各子信道是平坦衰落的, 且各子 信道间的信道响应是独立的, 这可以通过频域交织来实现. 在 接收端, 系统实现了完全的帧同步, 这可以用文 [12] 中的各种 时间同步技术来实现. 另外, 我们还假设各用户的阵列响应 $a_m(0 \leq m \leq M-1)$ 能被准确地估计^[4]. 在波束形成后, 每个 用户的信号在频域解扩并作最大比率合并.

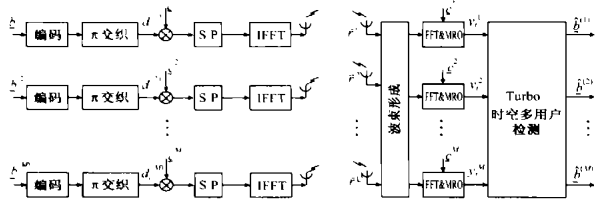


图 1 Turbo 时空多用户检测的多载波 CDMA 系统模型

定义 r_t 为第 t 时间间隔的天线阵接收信号

$$r_t = \sum_{m=1}^M d_t^{(m)} \cdot a_m \cdot \sum_{i=1}^{N-1} c_{m,i}^m \exp\{j(\omega t + \theta_{m,i})\} + n_t \quad (1)$$

其中, r_t 是 $Q \times 1$ 维的块矢量 $r_t = [r_{t,1}^T, r_{t,2}^T, \dots, r_{t,Q}^T, \mathbf{1}^T]^T$; $a_m = [1, e^{-j \sin \theta_m}, \dots, e^{-j(Q-1) \sin \theta_m}]^T$ 定义为第 m 用户在入射角为

θ_m 时的天线阵列响应; $n(t)$ 是天线阵上的 AWGN 噪声矢量, 并认为天线阵各元素上的噪声是独立的. 由于信号带宽远小 于射频的频率, 因而可近似认为各用户所有子载波上的 a_m 是相同的. 考虑第 t 时间间隔、第 q 个天线上的接收信号, 信 号的矩阵形式表示

$$r_t^q = \text{IFFT}\{A_t^q G_t d_t\} + n_t \quad (2)$$

其中, A_t^q 是 $L \times M$ 维矩阵, A_t^q 的第 m 列矢量包含了第 m 个用 户所有子载波上的信道响应和 PN 序列的信息. d_t 是 M 个用 户传输的编码比特矢量. 而 G_t 定义为所有用户平均功率矩 阵. 具体地

$$A_t^q = [{}^q_1, {}^q_1 s_{t,1}^1, {}^q_2, {}^q_2 s_{t,1}^2, \dots, {}^q_M, {}^q_M s_{t,1}^M], \quad q = 1, \dots, Q$$

其中 $s_t^m = [s_{t,1}^m, s_{t,2}^m, \dots, s_{t,L}^m]^T, m = 1, \dots, M; s_{t,i}^m = H_{t,i}^m \cdot c_{t,i}^m, i = 1, \dots, L; {}^q_m = \exp\{j(q-1) \sin(\theta_m)\}$ 和 $G_t = \text{Diag}\{\sqrt{p_1^1}, \sqrt{p_1^2}, \dots, \sqrt{p_1^M}\}$. 其中, $H_{t,i}^m$ 是第 t 时刻、第 m 用户、第 i 子载波上的 频域信道响应; p_i^k 是第 t 时刻、第 m 用户的接收功率. 因此, 第 q 个天线元素上的频域接收信号可表示为

$$R_t^q = \text{FFT} \cdot \text{IFFT}\{A_t^q \cdot G_t \cdot d_t\} + \text{FFT}\{n_t^q\} \quad (3)$$

我们定义 $w_{m,opt}$ 为第 m 用户的最优空间滤波权重矢量, 它可 根据第 m 用户的阵列响应 a_m 用 Winener 算法给出为

$$w_{m,opt} = \frac{R_{uu}^{-1} a_m}{a_m^H R_{uu}^{-1} a_m} = \alpha_m \quad (\text{为常数}) \quad (4)$$

其中, R_{uu} 是第 m 用户的干扰和噪声的协方差矩阵. 则第 m 用 户的波束形成和频域匹配滤波输出为

$$y_m = s_t^{mT} \left\{ w_m \left[R_1^1, \dots, R_t^q, \dots, R_Q^Q \right]^T \right\} = s_t^{mT} \left\{ w_m \left[\begin{matrix} A_t^1 \\ \dots \\ A_t^Q \end{matrix} \right] \odot G_t \cdot d_t + \begin{bmatrix} 1 \\ \dots \\ Q \end{bmatrix} \right\} = [{}^a_{m,1} \cdot {}^s_{m,1}, \dots, {}^a_{m,M} \cdot {}^s_{m,M}] \cdot G_t d_t + N_m \quad (5)$$

其中, ${}^a_{m,m} = w_m \cdot a_m, {}^s_{m,m} = s_t^{mT} \cdot s_t^m$ 和 ${}^q_t = \text{FFT}\{n_t^q\}$ 是另一 复高斯白噪声随机过程, 且其方差满足 $\sigma^2 = \frac{2}{N}, \frac{2}{N}$ 是高斯噪 声 $n_t^q (q = 1, \dots, Q)$ 的方差. 因此, 可给出整个系统的信号模型 为

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \dots \\ y_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} {}^a_{11} & {}^s_{11} & & & \\ & {}^a_{21} & {}^s_{21} & & \\ & & & \ddots & \\ & & & & {}^a_{MM} & {}^s_{MM} \end{bmatrix} \cdot G_t d_t + \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ \dots \\ N_M \end{bmatrix}$$

或记作

$$y = H G_t d_t + N \quad (6)$$

其中, H 是所有用户间的相关矩阵. N 是有色复高斯噪声, 其 均值为零, 方差为

$$E(N \cdot N^H) = \frac{1}{\sqrt{Q}} H^2 \sigma_n^2$$

从式 (6) 可知, 当扇区内有几十甚至上百个用户接入时, 在基 站用最优 MAP 的迭代多用户检测算法是不可行的.

3 Turbo 时空多用户接收机

如图 2(a) 所示, 给出了结合智能天线和 MAP 迭代多用

用户检测的 Turbo 时空多用户检测算法结构框图. Turbo 时空多用户接收将所有用户根据空间相关性归类分成若干组和相应的“外组”,在各组内进行 MAP 失代多用户检测前,先消除“外组”干扰用户的 MAI. 本算法中我们采用软的干扰消除方法. 由于组内的 Turbo (迭代) 处理,各组内用户的信道 MAP 译码输出的外信息可用于实现组外的软干扰消除以提高算法性能. 因为若用硬干扰消除方法,当硬判决估计错误时会导致硬干扰消除时出错. 另外,为了减少组内 MAP 多用户检测算法的复杂度,我们应用基于软敏感比特的简化 MAP 多用户检测算法作为组内的子多用户检测算法^[13,14]. 具体地, Turbo 时空多用户检测算描述如下.

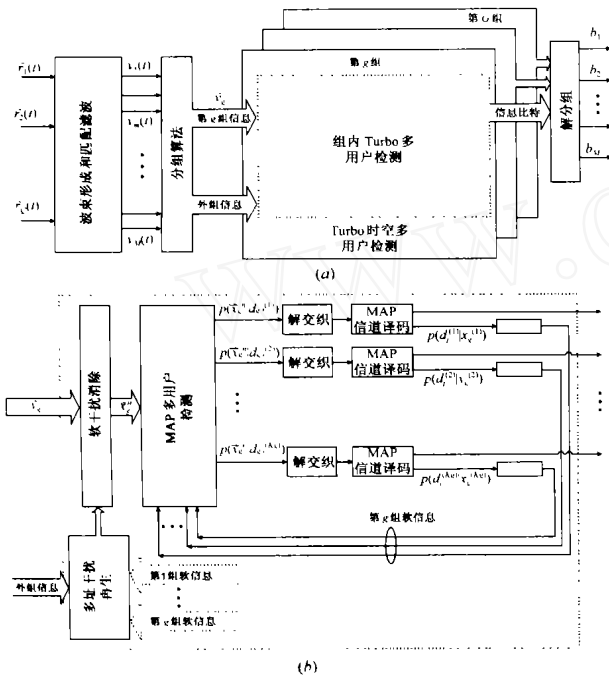


图 2 (a) Turbo 时空多用户接收机; (b) 第 g 组内基于软敏感比特算法的 Turbo 多用户检测算法框图

3.1 分组算法

假设基站可正确地估计各用户的天线阵列响应. 为简化算法取空间滤波权重矢量为

$$W_{m, opt} = \frac{H}{a_m} \quad 0 \leq m \leq M-1. \quad (7)$$

然后,根据用户间空间滤波权重系数的相关性,将所有 M 个用户归类分到 G 个组中,我们定义用户间空间滤波权重矢量 $W_{m, opt} (0 \leq m \leq M-1)$ 的相关系数为

$$r_{u,v} = \frac{|W_u^H W_v|}{W_u W_v} \quad u=0, \dots, W-1, v=0, \dots, u-1 \quad (8)$$

根据相关系数,用下述归类准则来分组:

(1) 当 $r_{u,v} > \text{thresh}_1$ 和 $r_{v,u} > \text{thresh}_2$ 时,分配用户 u、用户 v、用户 为同组 g , 并满足

$$\{u, v, \dots\} \in g$$

(2) 当 $r_{u,v} > \text{thresh}_1$ 和 $r_{v,u} > \text{thresh}_2$ 时,分配用户 u 和用户 v 为组 g 中成员. 则有

$$\{u, v\} \in g \text{ 和 } \{ \dots \} \in g$$

其中 $u=0, \dots, M-1; v=0, \dots, u-1; \dots=1, \dots, v-1$, 和 $\text{thresh}_2 > \text{thresh}_1$. 定义 K_g 为第 g 组的用户数. 则所有分配到 G 个组中的用户总数满足

$$\sum_{g=0}^{G-1} K_g = M. \quad (9)$$

因为空间滤波干扰抑制,组外用户仍能对组内用户产生严重的干扰. 因此,我们把第 g 组 g 外的用户归类为相应的“外组” l , 其用户数 K_l' 满足

$$K_l' = M - K_g \quad (10)$$

根据上述准则,根据用户的入射角 (DOA), 扇区内所有用户被分配到若干个组和相应的“外组”.

3.2 组内的子系统模型

为了减少组间多址干扰 MAI 的影响,组间干扰消除方法采用软干扰消除方法. 如果把一个组看成一个用户,则该方法可以看成是软的并行干扰消除 (PIC) 方法. 不失一般性,如图 2 (b) 示,我们考虑有 K_g 个有效用户的第 g 组 g 和相应有 K_l' 个干扰用户的“外组” l . 根据式 (6), 第 g 组的 K_g 个匹配滤波 (MF) 输出

$$Y_g = H_g G_{g,t} d_{g,t} + H_g G_{l,t} d_{l,t} + N_g \quad (11)$$

其中, H_g 为第 g 组 g 内用户的相关矩阵; 而 H_g 是 g 内用户和相应“外组” l 内用户间的相关矩阵; $d_{g,t}$ 和 $d_{l,t}$ 分别定义为 g 和 l 中用户传输的编码比特矢量. $G_{g,t}$ 和 $G_{l,t}$ 分别定义为 g 和 l 中用户的平均功率. 具体地, 定义为

$$H_g = \begin{bmatrix} a_{g,11} & s_{g,11} & a_{g,12} & s_{g,12} & \dots & a_{g,1K_g} & s_{g,1K_g} \\ a_{g,21} & s_{g,21} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{g,K_g 1} & s_{g,K_g 1} & \dots & \dots & \dots & a_{g,K_g K_g} & s_{g,K_g K_g} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

$$H_g^- = \begin{bmatrix} a_{g,11} & s_{g,11} & a_{g,1(M-K_g)} & s_{g,1(M-K_g)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{g,K_g(M-K_g)} & s_{g,K_g(M-K_g)} & \dots & \dots \end{bmatrix}. \quad (13)$$

而噪声矢量为 $N_g = [N_{g,1}, N_{g,2}, \dots, N_{g,K_g}]^T$ (14) 它是零均值有色复高斯噪声,且方差为

$$E(N_g \cdot N_g^H) = \frac{1}{Q} H_g^{-2} n. \quad (15)$$

在式 (11) 中的第一项为 g 中用户的目标信号,而第二项为来自 l 的干扰 MAI. 因此,干扰消除操作是根据“外组” l 内用户传输的编码比特估计 $\hat{d}_{l,t}$ 来实现干扰消除,并有

$$\begin{aligned} x_g^n &= H_g G_{g,t} d_{g,t} + H_g G_{l,t} (\hat{d}_{l,t} - \tilde{d}_{l,t}^n) + N_g \\ &= H_g G_{g,t} d_{g,t} + H_g G_{l,t} \tilde{d}_{l,t}^n + N_g = H_g G_{g,t} d_{g,t} + Z_g \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $\tilde{d}_{l,t}^n$ 是 $\hat{d}_{l,t}$ 的软估计,它由第 n 次迭代的各用户 MAP 信道译码给出的反馈软信息来获得; $\tilde{d}_{l,t}^n$ 是“外组” l 中用户的 MAP 信道译码输出的估计误差. 假设各用户 MAP 信道译码输出的估计误差是高斯白噪声,则估计误差矢量的协相关矩阵

为

$$E[\mathbf{d}_g^- \cdot \mathbf{d}_g^H] = \text{diag} \left[\begin{matrix} 2_{e,1,g}, & 2_{e,2,g}, & \dots, & 2_{e,K_g,g} \end{matrix} \right] \quad (17)$$

因此,式(16)中的总噪声矢量 \mathbf{Z}_g 也是高斯的,且有协方差矩阵

$$E[\mathbf{Z}_g \mathbf{Z}_g^H] = \mathbf{H}_g^- \cdot E[\mathbf{d}_g^- \cdot \mathbf{d}_g^H] \cdot \mathbf{H}_g^H + \frac{1}{\sqrt{Q}} \mathbf{H}_g \mathbf{Z}_n^2 = \mathbf{R}_{g,ZZ} \quad (18)$$

其中,总噪声协方差矩阵包括剩余干扰和噪声两部分.可以看出,如果能计算每次迭代 l 内的第 k 个用户的信道译码的误差方差 $2_{e,k,g}$ 和 AWGN 的方差 \mathbf{Z}_n^2 ,则传统的最优的 MAP 迭代多用户检测算法就可作为各组内的子多用户检测算法.定义信道译码输出的误差方差为

$$2_{e,k,g} = E[(d_{g,t}^{(k)} - \tilde{d}_{g,t}^{(k)})^2] \quad (19)$$

其中, $d_{g,t}^{(k)}$ 是 l 中第 k 个用户实际传输的编码比特; $\tilde{d}_{g,t}^{(k)}$ 是该编码比特的软估计.在实际的接收机中, $d_{g,t}^{(k)}$ 是不可能知道的.因此,给出了近似的误差方差估计

$$2_{e,k,g} = E[(d_{g,t}^{(k)} - \tilde{d}_{g,t}^{(k)})^2] \quad (20)$$

其中 $d_{g,t}^{(k)}$ 是编码比特 $d_{g,t}^{(k)}$ 的硬判决估计.而 $\tilde{d}_{g,t}^{(k)}$ 是该编码比特的软估计.根据各用户 MAP 信道译码反馈的外信息可获得编码比特的先验概率 $p(d_{g,t}^{(k)} = \pm 1)$.则 $\tilde{d}_{g,t}^{(k)}$ 为 $d_{g,t}^{(k)}$ 的期望值

$$\tilde{d}_{g,t}^{(k)} = E[d_{g,t}^{(k)}] = p(d_{g,t}^{(k)} = +1) - p(d_{g,t}^{(k)} = -1) \quad (21)$$

应该注意的是在第一次迭代中编码比特是没有先验概率信息的,因此,我们让

$$\tilde{d}_{g,t}^{(k)} = \text{real}(y_{m(k,g)}) \text{ 和 } d_{g,t}^{(k)} = \text{sign}(\text{real}(y_{m(k,g)})) \quad (22)$$

其中, $y_{m(k,g)}$ 是式(6)中的接收信号匹配滤波(MF)输出,而 $m(k,g)$ 表示第 m 个用户被归类为第 g 个“外组”中的第 k 个用户.

虽然可应用最优的 MAP 迭代多用户检测算法作为在各组内子多用户检测算法,但其算法的复杂度是跟组内的用户数呈指数关系的.因此,当组内用户数多时,比如大于 10 个用户时,最优的 MAP 迭代多用户检测算法是不可行的.以下,我们将应用基于软敏感比特的简化 MAP 多用户检测算法作为各组的子多用户检测算法.

3.3 组内简化 MAP 多用户检测算法

各组内的 MAP 迭代多用户检测算法如图 2(b) 示.不失一般性,考虑第 t 时刻、第 g 组内的 MAP 迭代多用户检测.其输出的第 k 个用户的编码比特 $d_{g,t}^{(k)}$ 的后验 LOG 似然率为

$$\begin{aligned} \ln p(d_{g,t}^{(k)} | \mathbf{x}_g^n) & \triangleq \log \frac{P(d_{g,t}^{(k)} = +1 | \mathbf{x}_g^n)}{P(d_{g,t}^{(k)} = -1 | \mathbf{x}_g^n)} = \log \frac{p(\mathbf{x}_g^n | d_{g,t}^{(k)} = +1)}{p(\mathbf{x}_g^n | d_{g,t}^{(k)} = -1)} \\ & + \log \frac{p(d_{g,t}^{(k)} = +1)}{p(d_{g,t}^{(k)} = -1)}, \quad k = 1, \dots, K_g \end{aligned} \quad (23)$$

式中的第一项作为 MAP 多用户检测给出的外信息 (extrinsic information), 定义为 k_e ; 第二项为先验信息用 k_o 来表示.它们通过前次迭代的第 k 个用户的信道译码来得到.根据式(16), \mathbf{x}_g^n 的条件概率分布可用 K_g 维多元高斯概率密度函数来表示,

$$p(\mathbf{x}_g^n | d_{g,t}) = \frac{1}{\sqrt{(2^{-1})^{K_g} \det(\mathbf{R}_{g,ZZ})}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (\mathbf{x}_g^n - \mathbf{H}_g \mathbf{G}_{g,t} d_{g,t})^H \mathbf{R}_{g,ZZ}^{-1} (\mathbf{x}_g^n - \mathbf{H}_g \mathbf{G}_{g,t} d_{g,t}) \right\} \quad (24)$$

为了计算 k_e 需要 \mathbf{x}_g^n 关于第 k 个用户的编码比特 $d_{g,t}^{(k)}$ 的联合概率分布

$$p(\mathbf{x}_g^n, d_{g,t}^{(k)} = d) = \Pr\{\mathbf{x}_g^n | d_{g,t}\} \cdot \Pr\{d_{g,t}\} \quad (25)$$

因为不同用户的编码比特是相互独立的,所以式(25)的条件概率分布可写为

$$\begin{aligned} p(\mathbf{x}_g^n | d_{g,t}^{(k)} = d) & = \frac{p(\mathbf{x}_g^n, d_{g,t}^{(k)} = d)}{p(d_{g,t}^{(k)} = d)} \\ & = \Pr\{\mathbf{x}_g^n | d_{g,t}\} \cdot \Pr\{d_{g,t}^{(i)}\} \quad (26) \end{aligned}$$

基于敏感比特的 MAP 迭代多用户检测算法的基本思想是先分辨出敏感比特,这样做可获得“粗”的先验信息.它给出了各编码比特是可能估计对还是错的信息.有了这些先验信息,可在对应分辨出的敏感比特的小子集中进行 MAP 检测.我们定义第 g 组内的敏感比特数目为 f , 则式(26)的条件概率的计算可简化为

$$p(\mathbf{x}_g^n | d_{g,t}^{(k)} = d) = \Pr\{\mathbf{x}_g^n | d_{g,t}\} \cdot \Pr\{d_{g,t}^{(i)}\} \quad (27)$$

其中,只考虑 2^f (当第 k 个编码比特为敏感比特时为 2^{f-1}) 个重要编码比特矢量,而其它 2^{K_g-f-1} 个矢量作为不重要的编码比特矢量,在计算式(27)时可以忽略它们,因为等式主要取决于 2^f 重要矢量.

根据上述分析,初始化第一次迭代时 MAP 多用户检测的编码比特先验概率为

$$\Pr\{d_{g,t}^{(k)}\} = \begin{cases} \Pr\{d_{g,t}^{(k)} = \pm 1\} = 1/2 & \text{if } d_{g,t}^{(k)} \text{ 为敏感比特} \\ \Pr\{d_{g,t}^{(k)} = d\} = 1 & \text{if } d_{g,t}^{(k)} \text{ 为不敏感比特} \end{cases} \quad (28)$$

在下次迭代,根据各用户 MAP 信道译码反馈的外信息 k_e , MAP 多用户检测模块可得到更准确的先验概率和传输编码比特的硬判决.

$$\tilde{d}_{g,t}^{(k)} = \text{sign}(k_o) \text{ 其中 } k_o = k_e \quad (29)$$

随着传输编码比特的硬判决 $\tilde{d}_{g,t}$ 的改善,敏感比特也将重新调整.注意的是,不同于第一次迭代,此时用于 MAP 多用户检测的编码比特先验概率 $\Pr\{d_{g,t}^{(k)}\}$ 为

$$\Pr\{d_{g,t}^{(k)} = d\} = \frac{\exp(d \cdot k_o)}{1 + \exp(d \cdot k_o)} \quad (30)$$

因此,第 t 时刻、第 g 组内第 k 个用户的软编码比估计 $d_{g,t}^{(k)}$ 可由式(21)和式(30)得到.

3.4 组内各用户的 MAP 信道译码

在第 g 组内,在 MAP 多用户检测模块后是 K_g 个用户的信道译码,应用 MAP 算法给出编码比特的后验概率和在最后迭代给出信息比特的后验概率.假设用码率为 $R = 1/n$ 的卷积码,每 n 个编码比特 $d_{g,t}^{(k)}$ 对应一个编码前信息比特 $b_{g,j}^{(k)}$. 此 n 个信道比特定义为 $(d_{g,t}^{(k)}, \dots, d_{g,t+n-1}^{(k)}) = \mathbf{d}_{g,t}^{(k)}$. 因此,有

$$\Pr\{d_{g,t}^{(k)} = d | \mathbf{x}_g^K\} = \Pr\{S_{j-1} = m; \mathbf{d}_{g,j}^{(k)} | \mathbf{x}_g^{(k)}\} \quad (31)$$

其中 $x_g^{(k)}$ 是第 g 组内第 k 个用户的接收信号序列; S_j 是在 j 时刻的状态和 m 覆盖所有可能的状态. 应该指出的是式 (31) 可以用 MAP 算法或简化的 log-MAP 算法来实现^[15]. 有了 MAP 多用户检测输出的外信息, MAP 网格译码状态间的分支度量

$$j(m, m) = \Pr\{S_j = m | S_{j-1} = m\} \prod_{t=t}^{t+n-1} \Pr\{x_{g,t} | d_{g,t}^{(k)}\} \quad (32)$$

因此,第 k 个用户的后验 LOG 似然率 (LLR) 为

$$2 \triangleq \log \frac{\Pr\{d_{g,t}^{(k)} = 1 | x_g^{(k)}\}}{\Pr\{d_{g,t}^{(k)} = -1 | x_g^{(k)}\}} = k_{2e} + k_{1e} \quad (33)$$

其中,用户译码输出外信息为 $k_{2e} = 2 - k_{1e}$. 这些信息又反馈给 MAP 多用户检测模块,且通过式 (30) 可获得改进的 MAP 多用户检测的先验信息.

以下简要地总结 Turbo 时空多用户检测算法. 让 f_{\max} 定义为各组最大的敏感比特数目和 I 定义为最大迭代次数. 则基于软敏感比特算法的 Turbo 时空多用户检测算法可描述为:
初始化 根据式 (7) 获得各用户的空间滤波权重矢量 W_m , 然后,由分组准则将所有 M 个用户归类分成 G 个组和相应的“外组”. 在接收端,经过波束形成和传统的匹配滤波后,可得所有 M 用户的编码比特的初始硬估计和软估计

$$\tilde{d}_{g,t}^{(k)} = \text{real}(y_{m(k,g)}) \text{ 和 } d_{g,t}^{(k)} = \text{sign}(\text{real}(y_{m(k,g)}))$$

并将其分配到 G 组和相应的“外组”.

迭代处理 for $n=1$ to I

第一步: (软干扰消除)

 获得第 g 个“外组” l 的编码比特的软估计 $\tilde{d}_{g,t}^{(k)}$. 通过消除来自 l_g 的 MAI, 软干扰消除表示为

$$x_g^n = H_g G_{g,t} d_{g,t} + H_g G_{g,t}^* d_{g,t}^* - d_{g,t}^u + N_g = H_g G_{g,t} d_{g,t} + Z_g$$

其中 Z_g 的协相关矩阵 R_{Z_g} 为

$$E[Z_g Z_g^H] = H_g^* E[d_g \cdot d_g^H] H_g + \frac{1}{\sqrt{Q}} H_g \sigma_n^2$$

第二步: (简化的 MAP 迭代多用户检测)

(1) 根据敏感比特算法,找出 f 个敏感比特. 根据这些敏感比特,由简化的 MAP 多用户检测算法输出的第 g 组内第 k 个用户的外信息为

$$k_{1e} = \log \frac{p(x_g^n | d_{g,t}^{(k)} = +1)}{p(x_g^n | d_{g,t}^{(k)} = -1)}$$

其中,

$$p(x_g^n | d_{g,t}^{(k)} = d) = \Pr\{x_g^n | d_{g,t}\} \prod_{s=1, \dots, 2^f; d_{g,t}^{(k)} = d} p(d_{g,t}^{(s)} | d_{g,t}^{(k)}) \cdot \prod_{i=1, \dots, k} \Pr\{d_{g,t}^{(i)}\}$$

注意,在第一次迭代,编码比特的先验概率 $\Pr\{d_{g,t}^{(k)}\}$ 由式 (28) 求得. 而在下一次迭代,先验概率 $\Pr\{d_{g,t}^{(k)}\}$ 由式 (30) 给出.

(2) 获得 MAP 多用户检测输出的外信息 k_{1e} 后将根据式 (33) 可得第 k 个用户的信道译码的外信息 k_{2e} . 然后, k_{2e} 反馈到 MAP 多用户检测模块. 当 $i=I$ 时,计算信息比特的后验

LOG 似然率,由此来作接收比特译码. 结束本算法.

(3) 根据各用户信道译码反馈的外信息可获得改进的编码比特先验信息(及 $k_{1o} = k_{2e}$), 由此可获得更准确的用户编码比特的硬估计和软估计 $d_{g,t}^{(k)} = \text{sign}(k_{1o})$ 和 $d_{g,t}^{(k)} = E[d_{g,t}^{(k)}] = p(d_{g,t}^{(k)} = +1) - p(d_{g,t}^{(k)} = -1)$.

第三步: 获得所有 M 用户改进的硬估计和软估计,返回代入第一步

4 仿真结果

本节给出在 AWGN 信道和频率选择性衰落信道下,我们建议的分组多用户检测算法的仿真结果和性能比较. 仿真实验中,所有用户采用相同的码率为 1/2 的卷积码. 采用了两种卷积码:约束长度为 5,八进制生成因子为 (23,35) 和约束长度为 3,八进制生成因子为 (5,7) 的卷积码. 每块信息比特的长为 128,且采用随机交织方法. 并设置分组准则的门限 γ_1 和 γ_2 分别为 0.9 和 0.95. 假设接收端知道噪声方差 σ_n^2 和各用户的扩频序列. 最后,定义信噪比为信息比特功率和噪声功率的比,仿真图中, $(AqBmln)$ 定义为 q 个接收天线, m 敏感比特和 n 次迭代. 应该注意的是 $n=1$ 表示没有反馈信息用于提高系统性能.

图 3 给出了基于敏感比特算法的 Turbo 多用户检测算法在单天线的编码多载波 CDMA 系统中的仿真性能,系统中用户数 $M=10$, PN 序列长 $L=15$. 我们采用生成因子为 (23,35) 的卷积码. 从图可以看出即使敏感比特数远小于用户总数,简化的 MAP 迭代多用户检测算法能有效工作,并且在敏感比特数 $f=3$ 和迭代次数 $n=3$ 时,它和单用户编码系统的性能在 BER = 10^{-4} 处仅差 0.15dB. 另外,简化 MAP 多用户检测算法的复杂度由最优算法的 $O(K_1 2^{K_1})$ 降到 $O((K_1 - f/2) 2^f)$ * 其中 $K_1 = K$,且只有一组. 具体地,当 $K_1=10$ 和 $f=3$ 时算法复杂度,是 $O(10240)$ 降到 $O(78)$. 由此,我们可知简化 MAP 迭代多用户检测算法,可作为 Turbo 时空多用户检测中各组内的子多用户检测算法.

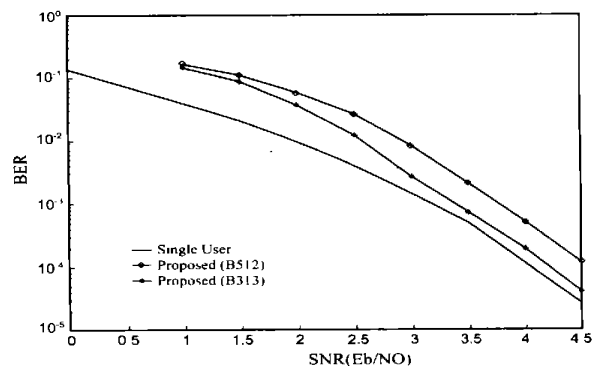


图 3 AWGN 信道单天线接收的简化 Turbo 多用户检测算法性能 ($M=10, L=15$)

* 简化 MAP 多用户检测算法的复杂度: $O((K_1 - f/2) 2^f) = O((K_1 - f) 2^f + f 2^{f-1})$

在下面的仿真中,给出了 Turbo 时空 MUD 算法在编码多载波 CDMA 系统中的仿真性能,系统有用用户数 $M=20$, $Q=3$ 个接收天线.另外,为了减少仿真时间采用低状态数的 $(5,7)$ 卷积码.扇区的大小为 $2/3$,各用户的 DOA 入射方向在 $(\pi/6) < \theta < (5\pi/6)$ 内随机分布,且假设基站可理想地估计出用户的 DOA.最后,设置各组内简化 Turbo 多用户检测算法的最大敏感比特数 $f_{\max}=3$.

图 4 中给出了在 AWGN 信道下等分组的情况下的 Turbo 时空多用户检测算法性能.所有用户均匀地分成 4 组,并有 $K_g=5$ 且 $g=1, \dots, 4$.并且考虑约束,让不同组间的用户 DOA 最小夹角为 15° .这一点可以通过基站的管理软件来保证,并把不在组内的干扰用户切换到其它时间槽或频域信道.这样的空间约束确保各组间用户在空间上的部分分割.因此,在不同的组可以重复地用相同的 PN 序列,PN 序列长为 $L=7(L > K_g)$.为了便于比较,还给出了单用户编码 MC-CDMA 系统在使用单天线和多天线阵时的性能.从图 4 中可以看出,在单用户情况,使用天线阵列波束形成技术可获得 5dB 的性能增益,同时,可见 Turbo 时空多用户算法在很少的迭代次数 ($n=3$) 下就能逼近多天线单用户时的性能.

在图 5 中,考虑各用户间等交叉相关性的情况,并设置在式 (5) 中定义的交叉相关系统 $s_{m,m}=0.4$,且 $1 \leq m, m \leq 20$.此时没有组间用户的空间约束,所有用户随机分布在扇区内.仿真结果表明本文的 Turbo 时空多用户检测算法在 $\text{SNR} > -$

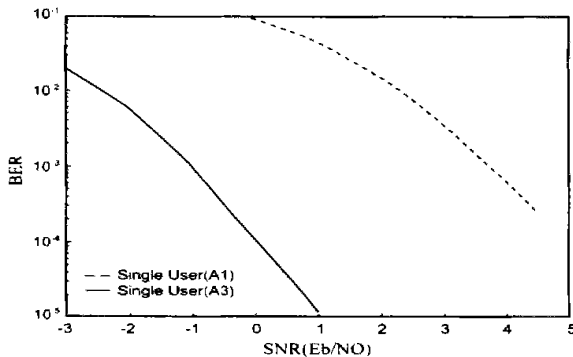


图 4 AWGN 信道下 Turbo 时空多用户检测算法性能 ($M=20, L=7$), 4 组, 组间隔 15°

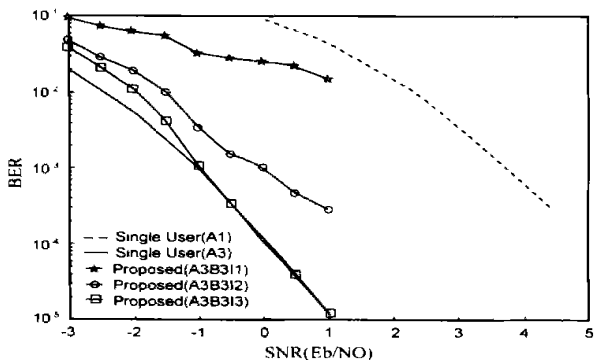


图 5 AWGN 信道下 Turbo 时空多用户检测算法性能 ($M=20$), $s_{m,m}=0.4$

1dB 时可获得几乎和单用户多天线编码的多载波 CDMA 系统的性能.

Turbo 时空多用户检测算法在频域选择衰落信道下的性能在图 6 中给出.可以看出,在衰落信道下,本算法可以在比在 AWGN 信道下更少的迭代次数就能达到理想的结果.例如,在 $m=3$ 和 $n=2$ (仅一次迭代) 时,本文的算法就可逼近单用户在衰落信道下的性能.

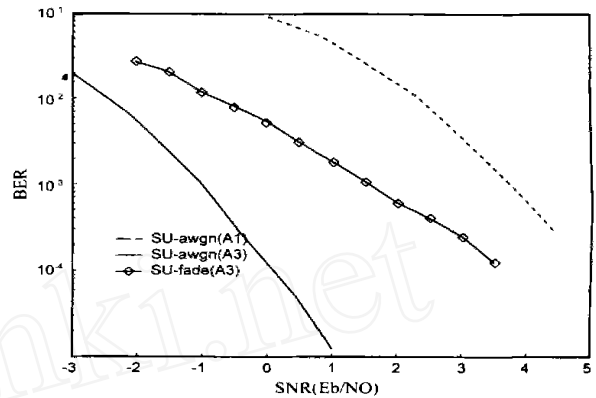


图 6 频选衰落信道下 Turbo 时空多用户检测算法性能 ($M=20, L=7$)

可见在实际系统中,即使在 120° 的扇区内有大量用户 (几十甚至上百用户) 同时接入基站时,本文的算法仍能实现.此时,本文算法有和用户数呈线性关系的算法复杂度

$$O\left(\sum_{g=1}^G (K_g - f/2) 2^f\right), f \leq f_{\max}$$

5 小结

本文提出了结合智能天线技术和简化 MAP 迭代多用户检测算法的 Turbo 时空多用户检测算法.本算法具有与用户数成线性增长的算法复杂度和很好的 BER 性能,能显著提高系统的容量.其基本思想是:将所有用户各自的入射方向 (DOA) 来分成若干组,并在各组内采用简化 Turbo 多用户检测算法.从仿真结果可以看出,在 AWGN 信道和频率选择性信道下,本文的算法可以在很少的敏感比特和很少的迭代次数的情况下,就能逼近单用户多天线编码多载波 CDMA 系统的性能.

参考文献:

- [1] S Hara and R Prasad. Overview of multicarrier CDMA [J]. IEEE Commun. Mag., 1997, 126 - 133.
- [2] N Yee, J P Linnartz, G Fettweis. Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio [A]. In proc. PIMRC '93 [C]. DI. 3. 1 - 5, Yokohama, Japan, DEC. 1993.
- [3] M Chrysonmallis. Smart antennas [J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2000, 42(3): 129 - 136.
- [4] C K Kim, Y S Cho. Performance of a wireless MC-CDMA with n antenna array in a fading channel: Reverse link [J]. IEEE Trans. Commun., 2000, 48(8): 1257 - 1261.
- [5] T M Lok, T F Wong, J S Lehnert. Blind adaptive signal reception for

- MC-CDMA systems in Rayleigh channels [J]. IEEE Trans. Commun., 1999, 47(3): 464 - 471.
- [6] M C Reed, C B Schelegel, P D Alexander, J A Asenstorfer. Iterative multiuser detection for DS-SS-CDMA with FEC: near-signal-user performance [J]. IEEE Trans. Commun., 1998, 46(12): 1693 - 1699.
- [7] M C Reed, P D Alexander. Iterative multiuser detection using antenna arrays and FEC on multipath channels [J]. IEEE JSAC, 1999, 17(12): 2082 - 2089.
- [8] M S Akhter, J Asenstorfer. Iterative detection for MC-CDMA system with Base station antenna array for fading channels [A]. IEEE GLOBECOM '98 [C]. Sydney, NSW, Australia, 1998.
- [9] Michael L Moher. Multiuser decoding for multibeam systems [J]. IEEE Trans. Vehicular Technology, 2000, 49(4): 1226 - 1234.
- [10] X D Wang, H V Poor. Iterative (Turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA [J]. IEEE Trans. Commun., 1999, 47(7): 1046 - 1061.
- [11] H E Gamal, E Geraniotis. Iterative multiuser detection for coded CDMA signals in AWGN and Fading channels [J]. IEEE JSAC, 2000, 18(1): 30 - 41.
- [12] R Esmailzaedh, M Nakagawa. Quasi-synchronous time division duplex CDMA [A]. IEEE GLOBECOM [C]. Francisco, CA, USA, 1994, 3: 1637 - 1641.
- [13] J Q Li, K B Letaief, Z G Cao. A reduced complexity maximum likelihood detection for OFDM/SDMA wireless LANs [J]. Chinese Journal of Electronics Jan, 2002.
- [14] J Q Li, K B Letaief, Z G Cao. A reduced complexity MAP-BASED iterative multiuser detection for coded multi-carrier CDMA systems [J]. submitted to IEEE Transaction on Communications, 2001.
- [15] B Vucetic, J Yuan. Turbo Codes: Principles and applications, Kluwer Academic Publisher, 2000.
- [16] P Patel, J Holtzman. Analysis of simple successive interference cancellation scheme in DS-SS-CDMA [J]. IEEE JSAC, 1994, 12: 796 - 807.

作者简介:



李俊强 1974 年生于浙江省建德县, 1992 年考入清华大学, 1997 年获得清华大学近代物理电子学专业和经济学专业双学士, 并保送就读清华大学电子工程系通信与信息系统专业博士研究生, 2000 年 2 月—2001 年 6 月, 外派在香港科技大学电子电气工程系无线信息技术中心开展合作研究, 任助理研究员。2002 年 1 月, 获得清华大学通信与信息系统专业博士学位, 已在重要国际、国内学术期刊和会议上发表论文 20 余篇, 主要的研究方向是多载波调制, 宽带 CDMA 技术, 智能天线, 时空信号处理, 无线信道编码, 迭代 (Turbo) 处理和多用户检测。Email: eejqli@sat.mdc.tsinghua.edu.cn



曹志刚 1962 年毕业于清华大学无线电电子学系, 1984 年至 1986 年美国斯坦福大学访问学者, 现任清华大学电子工程系教授、博士生导师、微波与数字通信国家重点实验室副主任、清华大学校学术委员会委员、教育部现代远程教育专家委员会副主任, 获国家和部委七项奖励, 专利三项, 并获政府特殊津贴, 已发表论文 250 余篇, 合作著、译、编 6 本书, 目前的研究领域包括通信理论、卫星通信、宽带移动通信、远程教育、抗噪声语音信号处理。