

# 最优天线与多用户检测技术联合多址干扰抑制<sup>1</sup>

严 梅 唐 瑜 龚耀寰

(电子科技大学通信与信息工程学院 成都 610054)

**摘 要** 该文讨论了采用基于最大信噪比准则的最优天线阵与多用户检测技术相结合的多址干扰抑制方法, 并从理论上证明了该方法在系统误码率性能上比单一的多用户检测方法有较大的提高.

**关键词** 最优天线阵, 最大信噪比原则, 多用户检测

**中图分类号** TN823, TN911.23, TN914.5

## 1 引 言

CDMA 系统中的多址干扰抑制技术一直在学术界倍受关注, 概括起来主要有: 功率控制技术, 传统检测技术, 多用户检测技术以及近年来才逐渐受到重视的阵列天线技术。其中多用户检测技术最基本的思想是接收方将多个用户的信息联合起来检测有用信号, 这种方法相对于单用户检测方法性能有根本提高。

而阵列天线其实质是一个空域滤波器, 这种系统是利用信号和干扰到达接收方的空间不同以实现对于干扰的抑制。它在雷达和声纳领域里作为一种有效的抗干扰手段现在已经得到了广泛的应用, 并且经过半个多世纪的研究和探索, 各种阵列天线技术已经相当成熟。但是, 将阵列天线用于通信系统中, 特别是用于 CDMA 系统作为一种有效的抗多址干扰手段, 一直到最近才引起重视。

Alexandra Duel-Hallen 等在文献<sup>[1]</sup>中, 回顾了 CDMA 系统多址干扰抑制技术的发展历程, 明确提出了今后其发展方向是将多用户检测技术与阵列天线相结合, 以期获得更好的性能, 而本文正是源于这种思想, 提出了将基于最大输出信噪比的最优天线阵与多级多用户检测器相结合的多址干扰抑制方案。

## 2 信号模型与检测系统

在 CDMA 系统中有  $K$  个用户所发射的信号  $r_k(t)$  同时到达接收方, 信号载波频率远远大于信息带宽。因此, 接收方收到的各个用户发射的信号为

$$r_k(t) = \sqrt{2P_k} b_k(t - \tau_k) s_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \theta_k) + n(t),$$

其中  $P_k$  为各个用户发射的信号到达接收方时的功率,  $b_k, s_k$  分别为第  $k$  个用户相应的信息码与扩频码,  $\tau_k$  则为各信号到达接收方时的时延,  $\theta_k$  为在  $(0, 2\pi)$  之内均匀分布的随机相位。  $\omega_c$  为载波频率,  $n(t)$  代表信道的高斯白噪声。

为了解决多址干扰问题, 文献 [2, 3] 提出了级联多址干扰相减抵消的多用户检测方法, 这类方法的特点就是将其他用户多址干扰值估计出来, 然后再将它们从接收信号中逐级相减抵消掉, 剩下有用信号。

但当接收方接收到的其他用户发射信号的功率远远大于有用信号功率时, 采用这种方法前面几级的多址干扰的检测噪声将淹没有用信号, 从而大大降低检测性能。因此, 我们考虑在多用户检测前利用前端的阵列天线对多址干扰预先进行抑制, 提高多用户检测前输入

<sup>1</sup> 1998-12-17 收到, 1999-11-08 定稿

信号的信号干扰比, 然后再通过多级多用户检测器检测出有用信号。同时, 由于多级多用户检测器是由前面的相关检测器组和处理算法组成, 因此, 可以与前端的阵列天线共同使用同一个相关检测器组。其具体实现框图如图 (1) 所示。

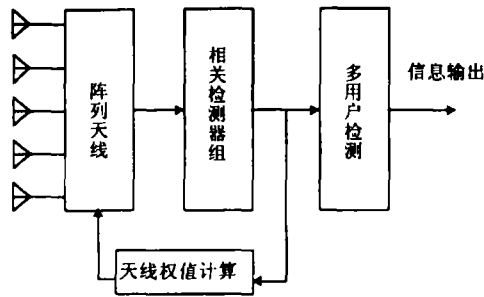


图 1 阵列与多用户检测方案

### 3 最优天线阵

现在我们假设信号和多址干扰分别从不同的空间方向到达接收方, 而接收方的天线采用  $N$  个阵元组成的阵列天线, 考虑到空间方向,  $K$  个用户发射的信号到达接收方时, 经过阵列中各个阵元接收, 解调后又可以写成如下形式:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} b_k(t - \tau_k) s_k(t - \tau_k) \mathbf{a}_k + \mathbf{n}(t),$$

其中  $\mathbf{a}_k$  是第  $k$  个用户发射信号到达接收方时的方向矢量, 它是一个  $N$  维列矢量;  $\mathbf{n}(t)$  为零均值白噪声矢量, 有  $E\{\mathbf{n}(t_1)\mathbf{n}(t_2)\} = \sigma^2 \mathbf{I} \delta(t_1 - t_2)$ ,  $\delta(\cdot)$  为 Kronecker 的 delta 函数, 而  $\mathbf{I}$  则为  $N \times N$  维单位矩阵,  $\sigma^2$  为噪声功率。

设接收方要接收第  $m$  个用户发射的信号, 接收方将其相应的扩频码与阵列接收信号相关后, 在检测接收有用信号的第  $p$  个比特时的输出为

$$\begin{aligned} z(t) &= \int_{(p-1)T+\tau_m}^{pT+\tau_m} \mathbf{x}(t) s_m(t - \tau_m) dt \\ &= \sqrt{2P_m} b_m(p) \mathbf{a}_m + \int_{(p-1)T+\tau_m}^{pT+\tau_m} \left[ \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^K \sqrt{2P_k} b_k(t - \tau_k) s_k(t - \tau_k) \mathbf{a}_k + \mathbf{n}(t) \right] s_m(t - \tau_m) dt. \end{aligned}$$

输入信号在相关前 (pre-correlation) 协方差矩阵<sup>[4]</sup>:

$$\mathbf{R}_{xx} = 2P_m \mathbf{a}_m \mathbf{a}_m^* + \mathbf{M}_m,$$

上式中的第一项代表相关处理前有用信号项, 而第二项则代表噪声和其他用户信号对有用信号的多址干扰项。经过相关处理后, 协方差矩阵:

$$\mathbf{R}_{zz} = 2LP_m \mathbf{a}_m \mathbf{a}_m^* + \mathbf{M}_m.$$

用  $R_{xx}$  减去  $R_{zz}/L$ , 得到  $M_m = [L/(L-1)](R_{xx} - R_{zz}/L)$ , 并且通过预先确知的数据训练就可以得到各个渐进的方差估计。同时, 还可以得到第  $m$  个用户信号的方向矢量  $\mathbf{a}_m$ , 它是 Hermitian 矩阵  $R_{zz} - \eta R_{xx}$  的本征矢量, 其中  $\eta$  为相应的本征值。已知  $\mathbf{a}_m$  和  $M_m$ , 根据最大信噪比原则并由维纳公式, 可以得到对于第  $m$  个用户的最优阵权值为

$$\mathbf{w}_m = M_m^{-1} \mathbf{a}_m / (\mathbf{a}_m M_m^{-1} \mathbf{a}_m^*).$$

在这种条件下, 阵列响应输出的最大信噪干扰比为 (针对第  $m$  个用户)

$$\text{SINR}_m = 2LP_m \mathbf{a}_m M_m^{-1} \mathbf{a}_m^*$$

#### 4 多级多用户检测

先设前端阵列天线对到达的各个信号, 包括第  $m$  个用户的有用信号与其它用户的多址干扰信号的增益为  $g_k$ , 现对多级多用户检测进行讨论, 通过前端的阵列输出的信号可看作为  $y(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2g_k P_k} b_k(t - \tau_k) s_k(t - \tau_k) \cos(\psi_k) + n(t)$ 。令  $P'_k = g_k P_k$ , 上式又可写成

$$y(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2P'_k} b_k(t - \tau_k) s_k(t - \tau_k) \cos(\psi_k) + n(t).$$

通过多级多用户检测器后, 由文献 [3] 推导出通过  $p$  级检测后, 其误码率为

$$P_b^{(p)} = Q \left\{ \left[ \frac{1}{\frac{2E_{bm}}{N_0}} \left( \frac{1 - \left(\frac{K-1}{3L}\right)^p}{1 - \left(\frac{K-1}{3L}\right)} \right) + \frac{1}{(3L)^p} \left( \frac{(K-1)^p - (-1)^p}{K} \left( \frac{\sum_{k \neq m}^K P'_k}{P'_m} \right) + (-1)^p \right) \right]^{\frac{1}{2}} \right\},$$

其中  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ ,  $2E_{bm}/N_0$  为信号噪声功率比, 而  $\left( \sum_{k \neq m}^K P'_k \right) / P'_m$  为阵列

输出干扰信号比。由上式可以看出, 在多级多用户检测器级数一定的条件下, 检测器最终输出的有用信号的误码率与阵列天线对有用信号与其它用户多址干扰功率的抑制大小有关, 并且是通过调节两者的比值来实现的。而在前面对阵列天线的讨论中, 前端阵列为最优天线阵, 前端天线热噪声功率与多址干扰相比较小的情况下,  $\text{SINR}_m = 2LP_m \mathbf{a}_m M_m^{-1} \mathbf{a}_m^* \approx$

$P'_m / \left( \sum_{k \neq m}^K P'_k \right)$ , 代入上面的误码率公式即得到

$$P_b^{(p)} = Q \left\{ \left[ \frac{1}{\frac{2E_{bm}}{N_0}} \left( \frac{1 - \left(\frac{K-1}{3L}\right)^p}{1 - \left(\frac{K-1}{3L}\right)} \right) + \frac{1}{(3L)^p} \left( \frac{(K-1)^p - (-1)^p}{K} \cdot \frac{1}{2LP_m \mathbf{a}_m M_m^{-1} \mathbf{a}_m^*} + (-1)^p \right)^{\frac{1}{2}} \right] \right\},$$

其中  $p$  为多级检测级数。

## 5 系统误码率分析

设系统中各个用户发射的信号在  $(0, 180^\circ)$  空间内均匀分布, 其中有用信号的功率为  $E_b/N_0 = 20\text{dB}$ , 而干扰与信号功率比为  $\text{ISR}=20\text{dB}$ 。在接收方的前端采用由 10 个全向阵元组成的均匀线性阵作为接收天线, 设定载波波长为  $\lambda$ , 而阵元间距  $d$  为载波波长的一半, 即  $d = \lambda/2$ 。扩频系统的处理增益为 15, 图 (2) 和图 (3) 分别是采用全向天线接收和采用最优阵接收后, 由上面的误码率公式计算出来的 (2~5 级) 多用户检测器的误码率曲线。

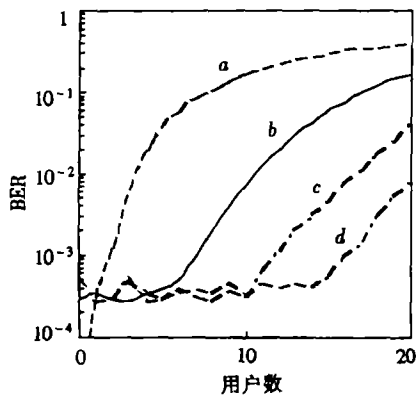


图 2 全向天线接受时各级误码率曲线  
a:  $\phi(\text{BER}(K, 2))$  b:  $\phi(\text{BER}(K, 3))$   
c:  $\Phi(\text{BER}(K, 4))$  d:  $\phi(\text{BER}(K, 5))$

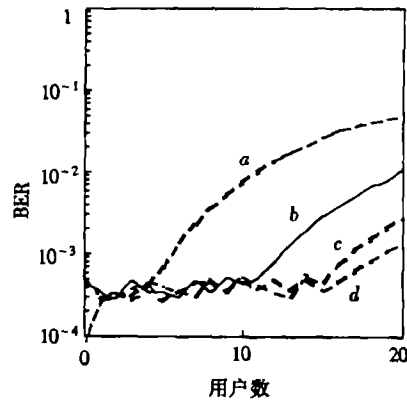


图 3 最优天线接受时各级误码率曲线  
a:  $\phi(\text{BER}(K, 2))$  b:  $\phi(\text{BER}(K, 3))$   
c:  $\Phi(\text{BER}(K, 4))$  d:  $\phi(\text{BER}(K, 5))$

## 6 用自适应阵模拟结果及分析

采用自适应阵列对上面的设置进行模拟, 采用矩阵均方根迭代自适应算法。设发射信号采用长度为 15 位的伪随机 Golden 序列作为扩频码, 且扩频码间最大相关系数为 0.3。下面我们模拟了二级和三级多用户检测的情形, 在图 4 和图 5 中分别示出了在接收采用全向天线与自适应天线后通过二级和三级多用户检测后系统的误码率曲线。其中  $- \times -$  线均代表接收方采用全向天线时系统的误码率;  $- \square -$  线则是在接收方前端采用自适应阵列待各阵元的权值收敛后系统的误码率。

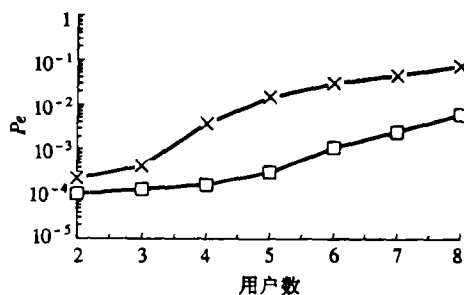


图 4 二级多用户检测下误码率与用户数的关系

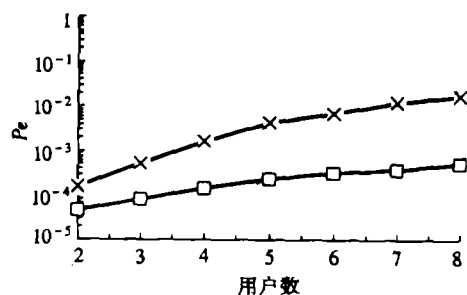


图 5 三级多用户检测下误码率与用户数的关系

实验结果表明, 随着系统用户数的增大, 两者检测接收信息的误码率  $P_e$  均有上升. 但通过阵列接收后系统的误码率性能有明显的改善 (均在  $\varepsilon = 0.1$  的同一门限下). 从这里可以得出结论, 采用阵列天线接收能降低多用户检测级数, 从而大大提高检测效率.

在实验中我们还发现, 全向接收的模拟结果的误码率与理论结果相比偏差较为稳定; 而阵列接收的模拟结果 ( $\mu = 0.45$ ) 的误码率与理论结果相比误差较为分散. 特别是随着系统中用户数增多时较为明显. 经过分析, 上述情况是由前端对阵列权值更新的算法噪声所引起的, 而算法噪声又与预先所选择的自适应算法有关.

## 7 结 论

从以上理论分析与模拟结果中可以知道, 在信干比和系统噪声一定的条件下, 且在接收方的多址检测级数相同的情况下, 采用最优天线阵接收时在系统的误码率性能上要远好于采用全向天线的性能, 而且从曲线的上升趋势上来看, 前者要比后者缓慢得多.

由此可以得出结论, 在接收方采用最优天线阵接收, 能降低多级多用户检测的误码率, 从而增大系统容量.

## 参 考 文 献

- [1] Duel-Hallen A, Holtzman J, Zvonar Z. Multiuser detection for CDMA systems. IEEE Personal Communication, 1995, 46-58.
- [2] Varanasi M K, Aazhang B. Multistage detection in asynchronous code division multiple access communications. IEEE Trans. on Commun., 1990, COM-38(4): 509-519.
- [3] Buehrer R M, White B D. Analysis of adaptive multiuser interference cancellation for CDMA using an improved Gaussian approximation. Proc. IEEE MILCOM' 95, San Diego, CA: 1995, 944-960.
- [4] Lafrogia D, Luvision A, et al. Bit error rate evaluation for spread spectrum multiple-access systems. IEEE Trans. on Commun., 1984, COM-32(6): 660-669.
- [5] Thompson S, Grant M, et al. Smart antenna arrays for CDMA systems. IEEE Personal Communications, 1996, 16-25.

## THE COMBINATION SCHEME OF OPTIMUM ANTENNA AND MULTI-USER DETECTION TECHNIQUE FOR MULTIPLE ACCESS INTERFERENCE SUPPRESSION

Yan Mei    Tang Yu    Gong Yaohuan

(Institute of Communication and Information Engineering, UESTC, Chengdu 610054)

**Abstract** This paper discusses the combination method of the optimal array based on the maximum signal to noise ratio principle and multi-user detection technique, and proves in theory that the code error rate of the new method is far superior to the sole multi-user detection.

**Key words** Optimal array, Maximum signal to noise ratio principle, Multi-user detection

严 梅: 女, 1968 年生, 副教授, 研究方向为扩频通信、移动通信网络及编码设计等.

唐 瑜: 男, 1967 年生, 博士, 研究领域为扩频通信抗干扰技术、自适应信号处理、最优化方法及组合设计.

龚耀寰: 男, 1938 年生, 教授、博士生导师, 主要研究领域为扩频通信抗干扰、自适应信号处理、保密通信等.