

# 基于快速解扩滤波器优化的 DS-CDMA 多用户干扰抑制<sup>1</sup>

李平安 胡 兵 章 红\* 杨雷鹏\*

(西北工业大学电子工程系 西安 710072)

\*(空军工程大学电讯工程学院 西安 710077)

**摘 要** 该文提出了一种新的 DS-CDMA 信号检测方法, 采用正交铺定的旁瓣抵消器结构和训练序列, 基于最小滤波器输出能量准则, 实现了解扩滤波器快速非自适应优化, 并通过测定码匹配滤波器输出的信号干扰噪声比, 有效控制了码匹配滤波器失配对滤波器优化的影响, 从而实现了稳健的多用户联合信道干扰抑制, 进一步采用 RAKE 技术, 提高了 Rayleigh 衰落信道中接收机的性能。

**关键词** DS/CDMA, 干扰抑制, 快速滤波器优化, 失配, RAKE

**中图分类号** TN911.7, TN919.4

## 1 引 言

在 DS-CDMA 通信中, 传统的匹配滤波器 (MF) 检测将多用户干扰 (MAI) 转化为滤波器输出端的白噪声, 影响了输出信噪比。直接矩阵求逆的最小均方误差 (MMSE) 检测, 其计算消费和统计量的有效性会严重影响算法在大扩频因子系统 (如典型的扩频因子  $L = 64$  和  $L = 128$ ) 中的使用<sup>[1]</sup>。基于解扩滤波器最小平均输出能量 (MMOE) 的盲检测技术<sup>[2]</sup>, 其性能受 MF 失配的影响严重, 从而使算法很难适合在实际多径衰落无线信道中应用。基于训练数据的自适应 LMS 和 RLS 算法, 以及其它一些满  $L$ -维优化的 DS-CDMA 检测技术, 其滤波器优化的收敛速率不仅依赖迭代步长和扩频因子  $L$  的选取, 而且受深衰落的影响严重。

本文提出的 DS-CDMA 检测技术采用了广义的旁瓣抵消器 (GSC) 结构<sup>[3]</sup>, 但我们在 GSC 结构中, 对下支路辅助滤波器的优化并未采用自适应优化, 而是采用了 Wiener 滤波器多级 GSC 结构<sup>[4]</sup>的降秩一级模型 (本文称之为 MGSC(1) 结构), 从而使滤波器优化简化为 MMOE 准则下的一标量计算, 实现了快速的解扩滤波器优化。为了解决 MF 失配对滤波器优化的影响, 我们采用训练数据和文献 [5] 定义的输出信号干扰噪声比 (SINR), 通过设置门限 SINR 对优化是否进行实现自动控制, 实现了稳健的多用户联合信道干扰抑制。失配影响的有效控制和训练数据的采用, 允许干扰抑制后的 RAKE 相干合并, 从而使本文提出的技术适合多径衰落信道中的 DS-CDMA 信号检测。

## 2 信号模型

本文中上标 ‘ $T$ ’, ‘ $*$ ’ 和 ‘ $H$ ’ 分别代表转置、共轭和共轭转置操作, ‘ $\bar{v}$ ’ 表示矢量  $v$  的归一化形式, ‘real’ 和 ‘sign’ 分别表示取实部和取符号操作。

考虑一个异步  $K$  用户 DS-CDMA 系统, 信号为 BPSK 调制, 信道的加性噪声为高斯白噪声, 则接收信号的等效基带形式为

$$x(t) = \sum_i \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} A_{k,m} b_k(i) s_k(t - iT - \tau_{k,m}) \exp(j\theta_{k,m}) + n(t) \quad (1)$$

其中  $A_{k,m}$  是接收的第  $k$  个用户第  $m$  个路径信号的幅度;  $\tau_{k,m}$  是第  $k$  个用户第  $m$  个路径信号的相对时延;  $\theta_{k,m}$  为相应信号的相位;  $T$  为符号周期;  $b_k(i) \in \{-1, 1\}$  表示第  $k$  个用户的第

<sup>1</sup> 2000-05-10 收到, 2001-02-19 定稿

国家教育部优秀青年教师基金资助, 西工大双新人才建设基金资助

$i$  个符号;  $n(t)$  为均值为 0 的加性高斯白噪声 (AWGN), 具有单边的功率谱密度  $N_0$ ;  $s_k(t)$  是第  $k$  个用户的特征波形, 表示成

$$s_k(t) = \sum_{l=0}^{L-1} c_k(l)p(t-lT_c) \quad (2)$$

上式中  $c_k = [c_k(0), \dots, c_k(L-1)]^T$  为第  $k$  个用户的双二进制扩频序列;  $T_c$  为扩频码切普周期;  $L = T/T_c$  为扩频因子;  $p(t)$  表示切普脉冲形状函数。

接收的信号  $x(t)$  首先经切普形匹配的滤波, 对滤波后的输出  $\tilde{x}(t)$  进行切普率的采样后, 形成  $L \times 1$  维的符号级数据矢量  $\mathbf{y}_0(n)$ ,  $n = 0, \dots, q-1$ , 其协方差矩阵  $\mathbf{R}_0 = E[\mathbf{y}_0(n)\mathbf{y}_0^H(n)]$  由下式估计

$$\hat{\mathbf{R}}_0 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{y}_0(n)\mathbf{y}_0^H(n) \quad (3)$$

### 3 多级 GSC 在 DS-CDMA 信号检测中应用的分析

Wiener 滤波器 MGSC 表示<sup>[4]</sup>如图 1 所示, 我们假设采用该结构来对  $\mathbf{y}(n)$  进行解扩滤波, 其第  $i$  级的 GSC 结构如图 2 所示。其中  $\mathbf{v}_i = E[\mathbf{y}_{i-1}(n)d_{i-1}^*(n)]$  为一  $L-i+1$  维的矢量;  $\mathbf{B}_i$  为一  $(L-i) \times (L-i+1)$  维的阻塞矩阵, 满足  $\mathbf{B}_i\mathbf{v}_i = \mathbf{0}$ ;  $L-i$  维的矢量  $\mathbf{g}_i$  为第  $i$  级复合后的辅助滤波矢量, 其计算公式为  $\mathbf{g}_i = \mathbf{B}_i^H(\bar{\mathbf{v}}_{i+1} + \mu_{i+1}\mathbf{g}_{i+1})$ 。

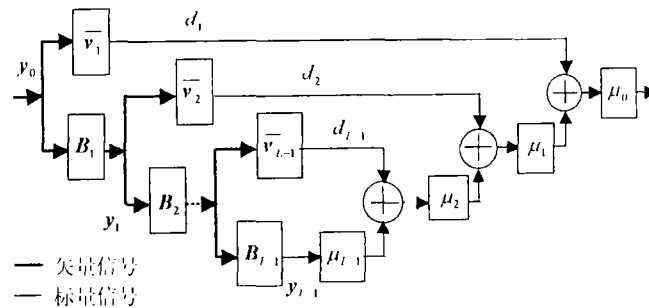


图 1 Wiener 滤波器多级 GSC 结构

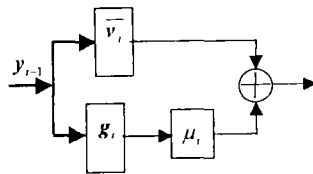


图 2 第  $i$  级 GSC 结构

为了讨论问题方便, 令  $\mathbf{w}_i = \bar{\mathbf{v}}_i + \mu_i\mathbf{g}_i$ , 这里并不象文献 [4] 由满足 MMSE 准则来获得第  $i$  级的优化标量  $\mu_i$ , 而是由满足 MMOE 准则  $\min_{\mu_i} \mathbf{w}_i^H \mathbf{R}_{i-1} \mathbf{w}_i$  来获得一个完全等效的解

$$\mu_i = -\mathbf{g}_i^H \mathbf{R}_{i-1} \bar{\mathbf{v}}_i / (\mathbf{g}_i^H \mathbf{R}_{i-1} \mathbf{g}_i), \quad \mathbf{R}_{i-1} = E[\mathbf{y}_{i-1}(n)\mathbf{y}_{i-1}^H(n)] \quad (4)$$

MGSC 在优化级数增加时会存在下述问题: (1) 计算量增加。(2) 有限精度误差累积。(3)  $\|E[\mathbf{y}_{l-1}(n)d_{l-1}^*(n)]\|_2 \rightarrow 0$ , 优化的作用会迅速变小, 同时优化算法也变得难以执行。(4) 在 DS-CDMA 检测中, 若  $\mathbf{v}_1$  选择为关心用户的码, 当 MF 存在失配时, 失配对优化的影响会随着优化级数的增加而增大。

由于上述的原因, 特别是为了对失配的影响进行有效的控制, 本文采用 MGSC 的降秩一级模型 MGSC(1) 来完成解扩滤波器优化。

#### 4 基于 MGSC(1) 的 DS-CDMA 信号 RAKE 检测

不失一般性, 先假设用户 0 为感兴趣的用户。为了补偿信道相位并控制失配对滤波器优化的影响, 利用一个时隙或多个时隙的  $q$  个训练符号  $b_k(n), n = 0, \dots, q-1$ , 可得

$$\mathbf{v}_1 = \sum_{n=0}^{q-1} \mathbf{y}_0(n)b_0(n) \quad (5)$$

但在移动通信中, 系统容量的考虑使每个时隙训练符号数目相对于扩频因子是一个很小的值。为了增加  $\mathbf{v}_1$  的统计有效性, 可以增加所用时隙的个数, 但快速衰落的影响又不允许所用时隙的个数太多。因此在低 SINR 时由 (5) 式计算的  $\mathbf{v}_1$  的统计有效性必然很差, 所对应的 MGSC 优化也会受  $\mathbf{v}_1$  统计性能以及统计物理量样本数的影响。

为了提高接收机的性能, 本文选择  $\mathbf{v}_1$  如下

$$\mathbf{v}_1 = c_0 \zeta_m^* \quad (6)$$

其中  $\zeta_m$  表示利用 MF 的输出和训练符号所估计的用户 0 的第  $m$  个信道系数, 用于补偿多径信号相位, 以便实现后续的相干 RAKE。 $\zeta_m$  由下式计算

$$\zeta_m = \frac{1}{q} \sum_{n=0}^{q-1} z_m(n)b_0(n) \quad (7)$$

其中  $z_m(n)$  为对应用户 0 第  $m$  个多径信号的 MF 在第  $n+1$  个训练符号时的输出。

显然, 基于 (6) 式的 MGSC 优化要受到码失配的影响, 尤其是在高 SINR 时, 若存在码失配, 在 MMSE 意义下优化滤波器时, 消除有用信号的作用将大于消除干扰的作用, 从而会导致优化后滤波器性能还不及匹配滤波器。但在低 SINR 时, 由于消除干扰的作用高于消除信号的作用, 优化将起正面作用。因此, 设置一合适的 MF 输出 SINR 门限, 低于门限时选用 MGSC(1) 结构进行滤波器优化, 高于门限时直接用 MF 解扩, 可得到稳健的干扰抑制。MGSC(1) 的选用除了本文上节所指出的原因外, 另外一个重要的因素是其便于门限 SINR 的选取。为方便, 我们称受门限 SINR 控制的 MGSC(1) 优化为带条件的多级 GSC 降秩一级优化, 用 CMGSC(1) 表示。图 3 为基于 CMGSC(1) 的 RAKE 接收方案。

MF 输出 SINR 可按文献 [5] 的方法定义为

$$\text{SINR} = P_S/P_I \quad (8a)$$

$$P_S = \left| \frac{1}{q} \sum_{n=0}^{q-1} r_m(n) + \frac{1}{N-q} \sum_{n=q}^{N-1} r_m(n)d_m(n) \right|^2 \quad (8b)$$

$$P_I = \frac{1}{q} \sum_{n=0}^{q-1} |r_m(n) - |\zeta_m|^2|^2 \quad (8c)$$

$$r_m(n) = \zeta_m^* z_m(n), \quad d_m(n) = \text{sign}(\text{real}(r_m(n))) \quad (8d)$$

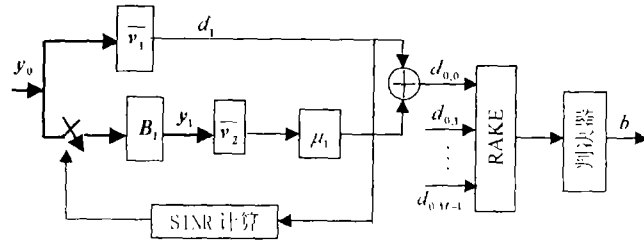


图 3 CMGSC(1) RAKE 接收机

上述的 SINR 计算基于全“1”的训练符号。此外，在 (8b) 中，为提高信号平均功率估计的有效性，除采用了对应于  $q$  个训练符号的 MF 输出外，还采用了对应  $N - q$  个信息符号的输出。

假设对应第  $m$  条路径的解扩滤波矢量为  $w_m$ ，则有

$$w_m = \begin{cases} \bar{v}_1, & \text{SINR} > \text{SINR}_{\text{th}} \\ \bar{v}_1 + \mu_1 g_1, & \text{SINR} \leq \text{SINR}_{\text{th}} \end{cases} \quad (9)$$

其中  $\text{SINR}_{\text{th}}$  为门限信噪比， $g_1 = B_1^H \bar{v}_2$ ,  $v_2 = B_1 R_0 \bar{v}_1$ 。

本文仿真中  $(L - 1) \times L$  维的信号阻塞矩阵  $B_1$  的选择如下

$$B_1 = \begin{bmatrix} \bar{v}_1(2) & -\bar{v}_1(1) & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \bar{v}_1(3) & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \bar{v}_1(L) & -\bar{v}_1(L - 1) \end{bmatrix} \quad (10)$$

用  $d_{0,m}$  表示滤波器  $w_m$  的输出，则 RAKE 接收机对第  $n$  个符号的判决为

$$\hat{b}(n) = \text{sign} \left( \text{real} \left( \sum_{m=0}^{M-1} d_{0,m} \right) \right) = \text{sign} \left( \text{real} \left( \sum_{m=0}^{M-1} w_m^H y_0(n) \right) \right) \quad (11)$$

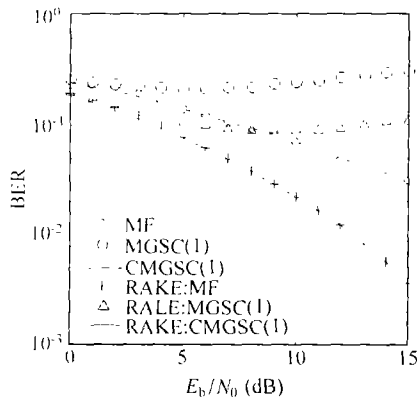
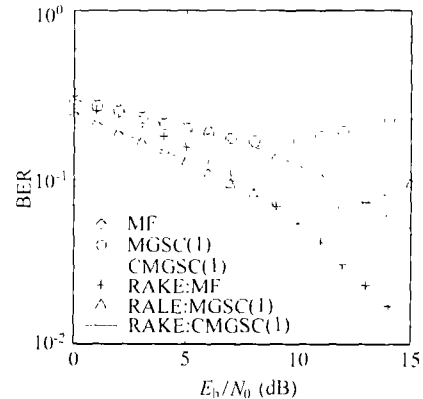
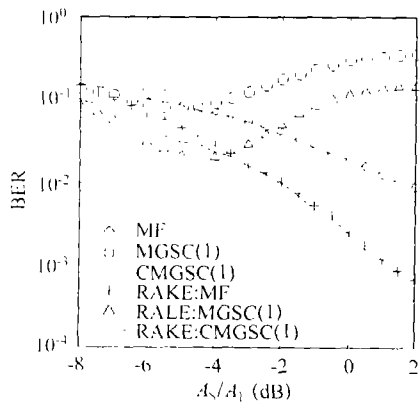
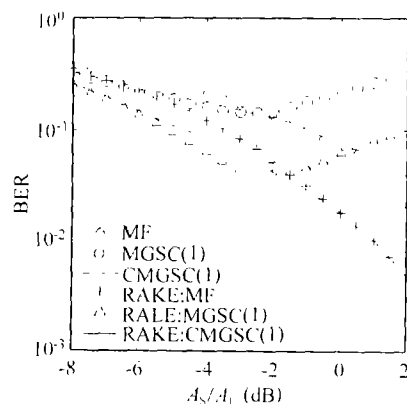
### 5 仿 真

仿真采用了一个异步 DS-CDMA 系统，每个用户具有 2 条等功率 Rayleigh 衰落信道，所有用户多径信号的相对延迟在一个符号周期内，且具有在半个切普周期内随机均匀分布的切普同步失调。所有用户多径信号的相位均匀分布在  $[0, 2\pi)$  内。调制方式为 BPSK。符号序列的长度为 7 个时隙，每个时隙 40 个符号，含 4 个全 1 训练符号。扩频码选用  $L = 31$  位的 Gold 码，表 1 为不同用户扩频码与关心用户扩频码的互相关系数。切普速率为 1.984MC/s。在 Rayleigh 衰落信道的仿真中，载波频率为 2GHz，移动用户速度为 64km/h。信道加性噪声取均值为 0，方差为  $\sigma^2 = 1$  的高斯白噪声。每个用户的 2 条路径信号为等功率。7 个时隙的训练数据用于信道系数估计。100 次独立试验用于统计误符号率 BER。门限  $\text{SINR}_{\text{th}} = -1\text{dB}$ 。

表 1 不同用户扩频码与关心用户扩频码的互相关系数

用户编号	0	1	2	3	4
互相关系数	1.0000	-0.0887	-0.0256	-0.0256	0.0357

本文的仿真结果给出 CMGSC(1) 与 MF 以及 MGSC(1) 性能的比较。图 4、图 5 分别给出了 RAKE 与非 RAKE 接收机的 BER 随信噪比  $E_b/N_0$  变化的统计曲线, 图 4 采用了 1 个信噪比为 8dB 的干扰用户, 图 5 中采用了 4 个信噪比分别为 15, 12, 10 和 8dB 的干扰用户。图 6、图 7 给出了 RAKE 与非 RAKE 接收机的 BER 随  $A_s/A_i$  变化的统计曲线, 其中  $A_s$  为关心用户信号幅度,  $A_i$  为干扰用户信号幅度, 图 6 采用了 1 个信噪比均为 15dB 的干扰用户, 图 7 采用了 4 个信噪比均为 15dB 的干扰用户。由仿真结果可见, 本文提出的 CMGSC(1) 接收技术与 MF 相比, 在低 SINR 时能实现有效的干扰抑制, 同时也能保证在高 SINR 时具有稳健的性能。而直接应用 MGSC 技术的 MGSC(1) 接收机在高 SINR 时受 MF 失配的影响十分严重。

图 4 2 个用户时 BER 随信噪比  $E_b/N_0$  变化图 5 5 个用户时 BER 随信噪比  $E_b/N_0$  变化图 6 2 个用户时 BER 随  $A_s/A_i$  变化图 7 5 个用户时 BER 随  $A_s/A_i$  变化

## 6 结 论

本文提出的 DS-CDMA 解扩滤波器 CMGSC(1) 优化技术综合利用了 MF, GSC 干扰抑制和训练数据使用的优点, 使其在 DS-CDMA 信号检测中具有如下特色: 与 MF 技术相比, 在低 SINR 时, 能提供有效的干扰抑制。与其它基于 MMSE 准则的盲检测技术相比, 它有效控制了匹配滤波器失配对接收机性能的影响, 并允许相干的 RAKE 接收。与自适应技术相比, 它提供了快速直接的滤波器优化, 克服了自适应技术收敛速率低的缺点。与满维空间 MMSE 直接

矩阵求逆滤波器优化或多阶段 GSC 实现技术相比, 它不仅计算量小, 而且受统计物理量统计有效性的影响小。

### 参 考 文 献

- [1] Pingan Li, J. A. Nossek, Projection based space-time rate processing for DS/CDMA systems, Proc. EPMCC'99, Paris, March 9-11, 1999, 231-235.
- [2] M. L. Honig, U. Madhow, S. Verdu, Blind adaptive multiuser detection, IEEE Trans. on IT, 1995, IT-41(4), 944-960.
- [3] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Third Edition, Prentice Hall USA, NJ, 1996, Chap. 5.9.
- [4] J. S. Goldstein, I. S. Reed, L. L. Scharf, A multistage representation of the wiener filter based on orthogonal projections, IEEE Trans on IT, 1998, IT-44(7), 2943-2959.
- [5] F. Adachi, M. Sawahashi, H. Suda, Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems, IEEE Commun. Mag., 1998, 36(9), 56-69.

## INTERFERENCE REJECTION IN DS-CDMA MULTIUSER SYSTEMS BASED ON FAST OPTIMIZATION OF THE DESPREADING FILTER

Li Pingan    Hu Bing    Zhang Hong\*    Yang Xiaopeng\*

(Dept. of Electro. Eng., Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

\*(The Telecomm. Eng. Inst. of Air Force Engineering Univ., Xi'an 710077, China)

**Abstract** In this paper, a new technique for DS-CDMA signal detection is proposed. By using the orthogonally-anchored generalized sidelobe canceller structure and training sequence, fast/nonadaptive optimization is achieved based on the minimum-output-energy criterion. The output signal to interference plus noise ratio of the code matched filter is effectively applied to suppress the effect of mismatch on optimization of the despreading filter, which results in robust multi-user access interference cancellation. Furthermore, the RAKE combining technique is used to improve the performance of the receiver in Rayleigh fading channels.

**Key words** DS-CDMA, Interference suppression, Fast filter-optimization, Mismatch, RAKE

李平安: 男, 1965 年生, 副教授, 博士后, 感兴趣的研究包括阵列信号处理、谱估计、自适应滤波和移动通信。  
 胡 兵: 男, 1968 年生, 博士生, 研究方向为信号处理在扩频通信系统中的应用。  
 章 红: 男, 1962 年生, 讲师, 研究方向为信号处理、数据通信。  
 杨霄鹏: 男, 1973 年生, 硕士生, 研究方向为信号处理在扩频通信系统中的应用。