

# 基于盲子空间法的 DS-CDMA 系统码辅助 NBI 抑制技术研究

殷复莲<sup>1</sup>, 郭黎利<sup>2</sup>

(1. 中国传媒大学 信息工程学院数字媒体技术系, 北京 100024; 2. 哈尔滨工程大学 信息与通信工程学院, 黑龙江哈尔滨 150001)

**摘 要:** 针对现存盲直接法码辅助技术抑制直接序列-码分多址(DS-CDMA, Direct Sequence-Code Division Multiple Access)系统窄带干扰(NBI, Narrow-Band Interference)性能不佳的问题, 提出盲子空间法码辅助技术. 盲子空间法利用对 CDMA 和 NBI 构成的虚拟 CDMA 用户联合特征子空间估计实现对三类 NBI 的抑制, 包括音频干扰、数字窄带干扰和自回归(AR, Autoregressive)随机过程. 本文详细推导了盲子空间法码辅助技术的输出信干噪比性能, 对比了较盲直接法码辅助技术的优越性. 仿真分析证明了算法的有效性.

**关键词:** 直接序列-码分多址系统; 窄带干扰抑制; 盲子空间法码辅助技术; 盲直接法码辅助技术

**中图分类号:** TN911.72 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2012) 07-1449-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.07.026

## Research on Blind Narrow-Band Interference Suppression Based on Subspace Code-Aided Technique for DS-CDMA Systems

YIN Fu-lian<sup>1</sup>, GUO Li-li<sup>2</sup>

(1. Information Engineering School, Communication University of China, Beijing 100024, China;

2. College of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

**Abstract:** A blind subspace code-aided technique for narrow-band interference (NBI) suppression of direct sequence-code division multiple access (DS-CDMA) systems is proposed. This technique is to improve the performance of direct matrix inverse (DMI) code-aided technique. The rejection of this technique is against three type of NBI, namely, sinusoidal tones, data NBI and autoregressive (AR) stochastic process by jointly estimating character space of virtual CDMA formed by CDMA and NBI. In this paper, signal to noise and interference rate (SINR) performance of blind subspace code-aided is addressed and revealed superiority with blind DMI code-aided. The feasibility of proposed technique is proved through simulations.

**Key words:** DS-CDMA; NBI suppression; blind subspace code-aided technique; blind direct matrix inverse code-aided technique

## 1 引言

现存的直接序列-码分多址(DS-CDMA, Direct Sequence-Code Division Multiple Access)系统窄带干扰(NBI, Narrow-Band Interference)抑制技术主要包括预测技术、变换域技术和码辅助技术三大类. 预测技术是最早出现的 NBI 抑制技术之一, CDMA 系统的 NBI 抑制技术包括线性预测技术、判决反馈技术和非线性预测技术 3 大类<sup>[1~3]</sup>. 变换域技术是另一最早出现的 NBI 抑制技术之一, 应用的变换域包括频域、小波域、时频域和空时域<sup>[4,5]</sup>. 预测技术和变换域技术均采取了先抑制 NBI, 后对抗多址干扰(MAI, Multiple Access Interference)的方式, 无法联合抑制 NBI 和 MAI. 码辅助技术利用信号码特征

进行块处理, 将 NBI 分解成互不重叠的虚拟用户, 则由一个实际 CDMA 系统和  $m$  个虚拟用户构成了一个新的虚拟 CDMA 系统. 利用多用户检测技术的思想, 将虚拟用户作为 MAI 处理, 可达到 NBI 和 MAI 的联合抑制效果, 是该领域最有前途的技术之一<sup>[6,7]</sup>.

DS-CDMA 系统常见的 NBI 主要包括音频、数字 NBI 和自回归(AR, Autoregressive)随机过程. “子空间”这一名词在扩频系统音频干扰领域并不陌生<sup>[8,9]</sup>, 但这种“子空间”方法本质上是一种预测方法, 没有充分利用信号码特征. 在利用信号码特征的多用户检测领域, “子空间”这一名词也并不陌生, 但仅用于对 MAI 的抑制, 并没有涉及 NBI 抑制. 为了解决盲直接法码辅助技术性能不佳的问题, 本文将高性能的子空间法引入码辅助领域

用于对 NBI 和 MAI 的联合抑制。

## 2 信号预处理

### 2.1 信号采样加窗模型

码辅助技术对接收信号进行块处理,对于第  $n$  个发送信号,在处理间隔  $[nT_b, (n+1)T_b]$  内对采样信号  $r(m)$  加窗得到  $(N \times 1)$  维加窗向量  $\mathbf{r}(n) = [r(nN + N - 1), r(nN + N - 2), \dots, r(nN)]^T$ 。

$$\mathbf{r}(n) = \mathbf{y}(n) + \mathbf{i}(n) + \mathbf{\varepsilon}(n) \quad (1)$$

式中:  $\mathbf{y}(n)$ 、 $\mathbf{i}(n)$  和  $\mathbf{\varepsilon}(n)$  分别为 DS-CDMA、NBI 和功率谱密度为  $\sigma_\varepsilon^2$  的高斯白噪声加窗信号。

DS-CDMA 信号加窗模型经过代数处理可以描述为

$$\mathbf{y}(n) = \sum_{k=0}^{K_s} A_k b_k(n) \mathbf{s}_k \quad (2)$$

式中:  $K_s$  ( $K_s \geq 1$ ) 为 MAI 用户数目;  $A_k$  为第  $k$  个用户接收信号幅度;  $b_k(n)$  为第  $k$  个用户信号流 (1 或 -1),  $b_0(n)$  为期望用户信号流;  $\mathbf{s}_k$  为第  $k$  个用户直接序列扩频码采样值;  $\mathbf{s}_k = \frac{1}{\sqrt{N}} [s_{k,N-1}, s_{k,N-2}, \dots, s_{k,0}]^T$ 。

现存的 NBI 主要包括音频干扰、数字窄带干扰和 AR 随机过程三大类。音频干扰加窗模型可以描述为:

$$\mathbf{i}(n) = \sum_{k=1}^{K_i} A'_{ik} \mathbf{s}_{ik} \quad (3)$$

式中:  $K_i$  为音频干扰数目;  $A'_{ik}$  为音频干扰归一化幅度;  $f'_{ik}$  为音频干扰归一化频率且只考虑  $Nf'_{ik}$  为整数;  $\mathbf{s}_{ik} = \frac{1}{\sqrt{N}} [\cos(2(N-1)\pi f'_{ik} + \pi f'_{ik}), \cos(2(N-2)\pi f'_{ik} + \pi f'_{ik}), \dots, \cos(\pi f'_{ik})]^T$ 。

数字窄带干扰加窗模型可以描述为:

$$\mathbf{i}(n) = \sum_{k=1}^{K_i} A_{ik} \mathbf{s}_{ik} \quad (4)$$

式中:  $K_i$  为音频干扰数目;  $A_{ik}$  为第  $k$  个数字窄带干扰接收信号幅度;  $\mathbf{s}_{ik}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} [b_{ik}(N_{ik}-1), \dots, b_{ik}(N_{ik}-2), \dots, b_{ik}(0)]^T$ , 且其中每个符号重复  $N_{ik} = T_{ik}/T_c$  个元素,  $N_{ik} = T_{ik}/T_c$  为数字窄带干扰增益。

AR 随机过程的加窗模型不具有一般性,无法给出其定量表达式,这里仅给出离散信号模型,应用时在  $[nT_b, (n+1)T_b]$  内进行  $N$  点采样即可。

$$i(m) = - \sum_{j=1}^p \alpha_j i(m-j) + \bar{\varepsilon}(m) \quad (5)$$

式中:  $p$  为 AR 随机过程阶数;  $\bar{\varepsilon}(m)$  为功率谱密度  $\sigma_\varepsilon^2$  的高斯白噪声序列; 常量  $\alpha_j$  为自回归系数。

### 2.2 信号二阶统计特性

自相关矩阵反映了信号的二阶统计特性,加窗信号  $\mathbf{r}(n)$  的自相关矩阵  $\mathbf{R}_{rr}(n)$  定义为

$$\mathbf{R}_{rr}(n) = E\{\mathbf{r}(n)\mathbf{r}^T(n) | b\} = \mathbf{R}_{yy}(n) + \mathbf{R}_{ii}(n) + \mathbf{R}_{\varepsilon\varepsilon}(n) \quad (6)$$

式中:  $\mathbf{R}_{yy}(n) = E\{\mathbf{y}(n)\mathbf{y}^T(n)\}$  为 DS-CDMA 加窗信号自相关矩阵;  $\mathbf{R}_{ii}(n) = E\{\mathbf{i}(n)\mathbf{i}^T(n)\}$  为 NBI 加窗信号自相关矩阵;  $\mathbf{R}_{\varepsilon\varepsilon}(n) = E\{\mathbf{\varepsilon}(n)\mathbf{\varepsilon}^T(n)\}$  为高斯白噪声加窗自相关矩阵。

## 3 现存盲直接法码辅助技术

### 3.1 盲直接法 FMMOE 码辅助算法

盲直接法 (DMI, Direct Matrix Inverse) 码辅助技术是一种批处理方法,基于接收信号块  $\{\mathbf{r}(n)\}_{n=0}^{L-1}$  计算估计自相关矩阵和盲估计滤波向量,再利用估计的滤波向量来检测包含在相同块中期望用户的信号流  $\{b_0(n)\}_{n=0}^{L-1}$ 。现存盲直接法最小输出能量 (MMOE, Minimum Mean Output Energy) 码辅助算法流程如下:

(1) 计算估计自相关矩阵

$$\hat{\mathbf{R}}_{rr}(n) = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{r}(n)\mathbf{r}^T(n) \quad (7)$$

(2) 计算滤波向量

$$\hat{\mathbf{w}}_{\text{BMMOE}} = \frac{\hat{\mathbf{R}}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_0}{\mathbf{s}_0^T \hat{\mathbf{R}}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_0} \propto \hat{\mathbf{w}}_B = \hat{\mathbf{R}}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_0 \quad (8)$$

在性能分析过程中,采取形如  $\hat{\mathbf{w}}_B$  的简化滤波向量。

### 3.2 盲直接法 MMOE 码辅助算法性能分析

在推导盲直接法码辅助输出信干噪比 (SINR, Signal to Interference and Noise Rate) 之前,首先给出一个约定和两个引理<sup>[10]</sup>。

**约定** 在盲码辅助的性能分析中,将虚拟 CDMA 信号的自相关矩阵统一写成

$$\mathbf{R}_{yy} + \mathbf{R}_{ii} = \sum_{k=0}^{K_i+K_s} A_k^2 \mathbf{s}_k \mathbf{s}_k^T = \sum_{k=0}^{K-1} A_k^2 \mathbf{s}_k \mathbf{s}_k^T \quad (9)$$

式中对于准确定性信号,  $K_i$  为音频干扰或数字 NBI 的干扰数目,  $\mathbf{s}_k$  为相应 NBI 用户特征函数; 对于 AR 随机过程,  $K_i$  为能量集中的近似低秩的数目 (这种近似对性能影响很小);  $A_k^2 = \lambda_k$  为表示能量的自相关矩阵特征值;  $\mathbf{s}_k = \mathbf{u}_{ik}$  为对应的正交特征向量。

类似的,可以将加窗信号近似写成 (这里舍去标号 ' $n$ ') )

$$\mathbf{r} = \sum_{k=0}^{K-1} A_k b_k \mathbf{s}_k + \mathbf{\varepsilon} \quad (10)$$

**引理 1** 根据文献,当  $L \rightarrow \infty$  时

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{ww} &= L \cdot \Delta \mathbf{w} \Delta \mathbf{w}^T \\ &= L \mathbf{R}_{rr}^{-1} E\{\Delta \mathbf{R}_{rr} \mathbf{w}^o \mathbf{w}^{oT} \Delta \mathbf{R}_{rr}\} \mathbf{R}_{rr}^{-1} \end{aligned} \quad (11)$$

**引理 2** 记  $\Delta \mathbf{R}_{rr} = \hat{\mathbf{R}}_{rr} - \mathbf{R}_{rr}$ , 则其按  $\sqrt{L} \Delta \mathbf{R}_{rr}$  概率收敛于零均值,  $N^2 \times N^2$  协相关矩阵。可得

$$L \cdot E\{[\Delta \mathbf{R}_{rr}]_{i,m}, [\Delta \mathbf{R}_{rr}]_{j,n}\} = [\mathbf{R}_{rr}]_{i,n} [\mathbf{R}_{rr}]_{m,j} \\ + [\mathbf{R}_{rr}]_{i,j} [\mathbf{R}_{rr}]_{m,n} - 2 \sum_{k=0}^{K-1} A_k^4 [s_k]_i [s_k]_j [s_k]_m [s_k]_n \quad (12)$$

有了以上两个引理,下面系统输出 SINR 的推导过程将直接利用其结论。

首先设定估计滤波向量由简化最佳滤波向量  $\mathbf{w}^o = \mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_0$  和滤波向量误差  $\Delta \mathbf{w}$  组成,即  $\hat{\mathbf{w}}_B = \mathbf{w}^o + \Delta \mathbf{w}$ . 则在无偏估计的情况下,由以上检测判决变量的均值和协方差可得盲直接法码辅助技术系统输出 SINR

$$SINR_{DMI} = \frac{A_0^2 (\mathbf{w}^{oT} \mathbf{s}_0)^2}{\mathbf{w}^{oT} (\mathbf{R}_{zz} + \mathbf{R}_{\hat{u}} + \sigma_\varepsilon^2 \mathbf{I}_N) \mathbf{w}^o + E\{(\Delta \mathbf{w}^T \mathbf{r}(n))^2 | b\}} \quad (13)$$

其中,根据引理 1

$$E\{(\Delta \mathbf{w}^T \mathbf{r}(n))^2 | b\} = \text{tr}(E\{\Delta \mathbf{w}^T \mathbf{r}(n) \mathbf{r}^T(n) \Delta \mathbf{w} | b\}) \\ = \frac{1}{L} \text{tr}(\mathbf{R}_{ww} \mathbf{R}_{rr}) = \frac{1}{L} \text{tr}(L \mathbf{R}_{rr}^{-1} E\{\Delta \mathbf{R}_{rr} \mathbf{w}^o \mathbf{w}^{oT} \Delta \mathbf{R}_{rr}\}) \quad (14)$$

根据引理 2

$$[L \cdot E\{\Delta \mathbf{R}_{rr} \mathbf{w}^o \mathbf{w}^{oT} \Delta \mathbf{R}_{rr}\}]_{i,j} = [\mathbf{R}_{rr} \mathbf{w}^o]_i [\mathbf{R}_{rr} \mathbf{w}^o]_j \\ + [\mathbf{R}_{rr}]_{i,j} \mathbf{w}^{oT} \mathbf{R}_{rr} \mathbf{w}^o - 2 \sum_{k=0}^{K-1} A_k^4 [s_k]_i [s_k]_j (s_k^T \mathbf{w}^o)^2 \quad (15)$$

将式(15)写为矩阵形式并带回式(14)得到

$$E\{(\Delta \mathbf{w}^T \mathbf{r}(n))^2 | b\} = \frac{1}{L} \text{tr}(\mathbf{w}^o \mathbf{w}^{oT} \mathbf{R}_{rr} + \mathbf{I}_N \mathbf{w}^{oT} \mathbf{R}_{rr} \mathbf{w}^o \\ - 2 \mathbf{S}_{\text{virture}} \mathbf{D} \mathbf{S}_{\text{virture}}^T) \quad (16)$$

式中  $\mathbf{S}_{\text{virture}} = [s_0, s_1, \dots, s_{K-1}]$  为虚拟 CDMA 码矩阵;  $\mathbf{D} = \text{diag}\{A_0^4 (s_0^T \mathbf{w}^o)^2, A_1^4 (s_1^T \mathbf{w}^o)^2, \dots, A_{K-1}^4 (s_{K-1}^T \mathbf{w}^o)^2\}$  为构造对角阵。

根据加窗信号自相关特征值分解(见第 4 节式(19))对式(16)进行化简

$$E\{(\Delta \mathbf{w}^T \mathbf{r}(n))^2 | b\} = \Xi + \frac{(N-K)\sigma_\varepsilon^2}{L} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{(s_0^T \mathbf{u}_k)^2}{\sigma_\varepsilon^2 \lambda_k} \quad (17)$$

式中  $\Xi = \frac{1}{L} ((K+1) \mathbf{w}^{oT} \mathbf{s}_0 - 2 \text{tr}(\mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s^{-1} \mathbf{U}_s^T \mathbf{S}_{\text{virture}} \cdot \mathbf{D} \mathbf{S}_{\text{virture}}^T))$ .

至此,将式(17)代入式(13),得到盲直接法码辅助技术系统输出 SINR 的具体表达形式

$$SINR_{DMI} = \frac{A_0^2 (\mathbf{w}^{oT} \mathbf{s}_0)^2}{\mathbf{w}^{oT} (\mathbf{R}_{zz} + \mathbf{R}_{\hat{u}} + \sigma_\varepsilon^2 \mathbf{I}_N) \mathbf{w}^o + \Xi + \frac{(N-K)\sigma_\varepsilon^2}{L} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{(s_0^T \mathbf{u}_k)^2}{\sigma_\varepsilon^2 \lambda_k}} \quad (18)$$

## 4 优化的盲子空间法码辅助技术

### 4.1 盲子空间法 MMOE 码辅助算法

子空间法(Subspace)码辅助技术是盲子空间法码辅

助技术的基础,这里首先提出子空间法码辅助技术.盲子空间法码辅助技术利用 NBI 被集中在一个低秩空间这一特性,通过对 CDMA 和 NBI 构成的虚拟 CDMA 用户联合特征子空间估计实现。

在 CDMA 信号和 NBI 相互独立的情况下,接收加窗信号的自相关矩阵特征值分解式可以改写为

$$\mathbf{R}_{rr} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^T + \sigma_\varepsilon^2 \mathbf{U}_\varepsilon \mathbf{U}_\varepsilon^T \quad (19)$$

式中  $\mathbf{\Lambda}_s = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_K\}$  包含  $K = 1 + K_z + K_i$  个大于特征值  $\sigma_\varepsilon^2$  的对角阵,  $\mathbf{U}_s = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_K]$  为相应  $K$  个正交向量构成的矩阵,满足  $\mathbf{U}_s^T \mathbf{U}_s = \mathbf{I}_N$ ;  $\mathbf{U}_\varepsilon = [\mathbf{u}_{K+1}, \mathbf{u}_{K+2}, \dots, \mathbf{u}_N]$  为  $N-K$  个特征值  $\sigma_\varepsilon^2$  对应正交向量构成的矩阵.可以得到,  $\text{range}\{s_0, s_1, \dots, s_K, s_{i1}, \dots, s_{iK_i}\} = \text{range}\{\mathbf{U}_s\}$  为 CDMA 用户和 NBI 张成的虚拟 CDMA 子空间;其正交分量为  $\mathbf{U}_\varepsilon$  的列张成的噪声子空间。

为了推导子空间法 MMOE 码辅助滤波向量,将  $\mathbf{w} = \mathbf{U}_s \mathbf{x}$  代入 MMOE 码辅助算法代价函数

$$\begin{cases} \mathbf{w}^{\text{MMOE}} = \arg \min_{\mathbf{w}} \mathbf{R}^{\text{MMOE}}(\mathbf{w}, n) \\ = \arg \min_{\mathbf{w}} E\{|\mathbf{w}^T \mathbf{r}(n)|^2\} \\ \mathbf{w}^T \mathbf{s}_0 = 1 \end{cases} \quad (20)$$

得到

$$\mathfrak{N}_{\text{MMOE}}(\mathbf{w}, n) = \mathbf{x}^T \mathbf{U}_s^T \mathbf{R}_{rr} \mathbf{U}_s \mathbf{x} + \xi (\mathbf{x}^T \mathbf{U}_s^T \mathbf{s}_0 - 1) \quad (21)$$

令式(21)的梯度为零,得到

$$\mathbf{x}^{\text{MMOE}} = -\frac{\xi}{2} (\mathbf{U}_s^T \mathbf{R}_{rr} \mathbf{U}_s)^{-1} \mathbf{U}_s^T \mathbf{s}_0 \quad (22)$$

将式(22)代入约束条件  $\mathbf{x}^T \mathbf{U}_s^T \mathbf{s}_0 = 1$  得到的受限拉格朗日因子代回式(22),可得

$$\mathbf{x}^{\text{MMOE}} = \frac{(\mathbf{U}_s^T \mathbf{R}_{rr} \mathbf{U}_s)^{-1} \mathbf{U}_s^T \mathbf{s}_0}{\mathbf{s}_0^T \mathbf{U}_s (\mathbf{U}_s^T \mathbf{R}_{rr} \mathbf{U}_s)^{-1} \mathbf{U}_s^T \mathbf{s}_0} \quad (23)$$

根据自相关特征分解式(19)和其中  $\mathbf{U}_s$  与  $\mathbf{U}_\varepsilon$  正交的性质,可以得到

$$\mathbf{U}_s^T \mathbf{R}_{rr} \mathbf{U}_s = \mathbf{U}_s^T (\mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^T + \sigma_\varepsilon^2 \mathbf{U}_\varepsilon \mathbf{U}_\varepsilon^T) \mathbf{U}_s = \mathbf{\Lambda}_s \quad (24)$$

将利用式(23)和式(24)得到的  $\mathbf{x}^{\text{MMOE}}$  代入  $\mathbf{w} = \mathbf{U}_s \mathbf{x}$ ,可以得到子空间法 MMOE 码辅助算法滤波向量

$$\mathbf{w}^{\text{MMOE}} = \frac{\mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s^{-1} \mathbf{U}_s^T \mathbf{s}_0}{\mathbf{s}_0^T \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s^{-1} \mathbf{U}_s^T \mathbf{s}_0} \quad (25)$$

盲子空间法码辅助技术也采取批处理方法,算法流程为:

(1) 计算估计自相关矩阵

$$\hat{\mathbf{R}}_{rr}(n) = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{r}(n) \mathbf{r}^T(n) \quad (26)$$

(2) 特征值分解

$$\hat{\mathbf{R}}_{rr} = \hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{\Lambda}}_s \hat{\mathbf{U}}_s^T + \hat{\sigma}_\varepsilon^2 \hat{\mathbf{U}}_\varepsilon \hat{\mathbf{U}}_\varepsilon^T \quad (27)$$

(3) 计算滤波向量

$$\hat{\mathbf{w}}_{\text{BMMOE}} = \frac{\hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{\Lambda}}_s^{-1} \hat{\mathbf{U}}_s^T \mathbf{s}_0}{\mathbf{s}_0^T \hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{\Lambda}}_s^{-1} \hat{\mathbf{U}}_s^T \mathbf{s}_0} \propto \hat{\mathbf{w}}_B = \hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{\Lambda}}_s^{-1} \hat{\mathbf{U}}_s^T \mathbf{s}_0 \quad (28)$$

## 4.2 盲子空间法 MMOE 码辅助算法性能分析

本节首先给出两个引理<sup>[10]</sup>, 再对盲子空间法 MMOE 码辅助系统输出 SINR 的闭合表达形式进行推导.

**引理 1** 设定简化最佳滤波向量  $\mathbf{w}^o = \mathbf{U}_s \mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{U}_s^T \mathbf{s}_0$ , 则对于函数  $\hat{\mathbf{w}}_B = \hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{A}}_s^{-1} \hat{\mathbf{U}}_s^T \mathbf{s}_0$ , 当  $L \rightarrow \infty$  时

$$\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}} = L \cdot \mathbf{E}\{\Delta \mathbf{w} \Delta \mathbf{w}^T\} = L \cdot \mathbf{U} \mathbf{E}\{\mathbf{x} \mathbf{x}^T\} \mathbf{U}^T \quad (29)$$

$$\text{式中, } [\mathbf{x}]_i = \sum_{k=0}^{K-1} \frac{1}{\lambda_k \nu_{k,i}} [\Delta \mathbf{T}]_{i,k} [\mathbf{U}^T \mathbf{s}_0]_k,$$

$$\nu_{k,i} = -\lambda_i \delta_{i \leq K-1} + (\lambda_k - \sigma_\epsilon^2) \delta_{i > K-1}.$$

**引理 2**

$$L \cdot \mathbf{E}\{\mathbf{x} \mathbf{x}^T\} = \text{diag} \left\{ \mathbf{s}_0^T \mathbf{w}^o \mathbf{A}_s^{-1}, \sigma_\epsilon^2 \sum_{k=0}^{K-1} \frac{(\mathbf{s}_0^T \mathbf{u}_k)^2}{\lambda_k (\lambda_k - \sigma_\epsilon^2)^2} \mathbf{I}_{N-K} \right\} \\ + [\mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{U}_s^T \mathbf{s}_0][\mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{U}_s^T \mathbf{s}_0]^T \\ - 2 \mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{U}_s^T \mathbf{S}_{\text{virture}} \mathbf{D} \mathbf{S}_{\text{virture}}^T \mathbf{U}_s \mathbf{A}_s^{-1} \quad (30)$$

式中,  $\mathbf{D} = \text{diag}\{A_0^4(\mathbf{s}_0^T \mathbf{w}^o)^2, \dots, A_{K-1}^4(\mathbf{s}_{K-1}^T \mathbf{w}^o)^2\}$ .

以下盲子空间法 MMOE 码辅助 SINR 性能推导过程中, 将直接利用以上两个引理的结论. 与盲直接法码辅助技术分析过程相同, 设定估计滤波向量由简化最佳滤波向量和滤波向量误差  $\Delta \mathbf{w}$  两部分组成, 在无偏估计的情况下, 由以上检测判决变量的均值和协方差可以得到盲子空间法码辅助技术系统输出 SINR

$$\text{SINR}_{\text{Subspace}} = \frac{A_0^2(\mathbf{w}^o \mathbf{s}_0)^2}{\mathbf{w}^{oT}(\mathbf{R}_{\text{zz}} + \mathbf{R}_{\text{ii}} + \sigma_\epsilon^2 \mathbf{I}_N) \mathbf{w}^o + \mathbf{E}\{(\Delta \mathbf{w}^T \mathbf{r}(n))^2 | b\}} \quad (31)$$

其中

$$\mathbf{E}\{(\Delta \mathbf{w}^T \mathbf{r}(n))^2 | b\} = \frac{1}{L} \text{tr}(\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}} \mathbf{R}_{\mathbf{r}\mathbf{r}}) \quad (32)$$

式中,  $\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}} = L \cdot \mathbf{E}\{\Delta \mathbf{w} \Delta \mathbf{w}^T | b\}$ .

根据引理 1, 可以得到

$$\mathbf{E}\{(\Delta \mathbf{w}^T \mathbf{r}(n))^2 | b\} = \frac{1}{L} \text{tr}(L \cdot \mathbf{U} \mathbf{E}\{\mathbf{x} \mathbf{x}^T\} \mathbf{U}^T \mathbf{R}_{\mathbf{r}\mathbf{r}}) \quad (33)$$

再根据引理 2 带入上式得到

$$\mathbf{E}\{(\Delta \mathbf{w}^T \mathbf{r}(n))^2 | b\} \\ = \frac{1}{L} \text{tr} \left( \mathbf{U} \left( \text{diag} \left\{ \mathbf{s}_0^T \mathbf{w}^o \mathbf{A}_s^{-1}, \sigma_\epsilon^2 \sum_{k=0}^{K-1} \frac{(\mathbf{s}_0^T \mathbf{u}_k)^2}{\lambda_k (\lambda_k - \sigma_\epsilon^2)^2} \mathbf{I}_{N-K} \right\} \right) \mathbf{U}^T \mathbf{R}_{\mathbf{r}\mathbf{r}} \right) \\ + \frac{1}{L} \text{tr}(\mathbf{U}([\mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{U}_s^T \mathbf{s}_0][\mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{U}_s^T \mathbf{s}_0]^T) \mathbf{U}^T \mathbf{R}_{\mathbf{r}\mathbf{r}}) \\ - \frac{1}{L} \text{tr}(\mathbf{U}(2 \mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{U}_s^T \mathbf{S}_{\text{virture}} \mathbf{D} \mathbf{S}_{\text{virture}}^T \mathbf{U}_s \mathbf{A}_s^{-1}) \mathbf{U}^T \mathbf{R}_{\mathbf{r}\mathbf{r}}) \quad (34)$$

利用自相关特征值分解及其性质, 可以得到

$$\mathbf{E}\{(\Delta \mathbf{w}^T \mathbf{r}(n))^2 | b\} \\ = \frac{1}{L} ((K+1) \mathbf{w}^{oT} \mathbf{s}_0 - 2 \text{tr}(\mathbf{U}_s \mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{U}_s^T \mathbf{S}_{\text{virture}} \mathbf{D} \mathbf{S}_{\text{virture}}^T)) \\ + \frac{1}{L} (N-K) \sigma_\epsilon^2 \sum_{k=0}^{K-1} \frac{\sigma_\epsilon^2 (\mathbf{s}_0^T \mathbf{u}_k)^2}{\lambda_k (\lambda_k - \sigma_\epsilon^2)^2} \\ = \Xi + \frac{(N-K) \sigma_\epsilon^2}{L} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{\sigma_\epsilon^2 (\mathbf{s}_0^T \mathbf{u}_k)^2}{\lambda_k (\lambda_k - \sigma_\epsilon^2)^2} \quad (35)$$

至此, 将式(35)代入式(31), 便得到盲子空间法码辅助技术系统输出 SINR 的具体表达形式

$$\text{SINR}_{\text{Subspace}} = \frac{A_0^2(\mathbf{w}^o \mathbf{s}_0)^2}{\mathbf{w}^{oT}(\mathbf{R}_{\text{zz}} + \mathbf{R}_{\text{ii}} + \sigma_\epsilon^2 \mathbf{I}_N) \mathbf{w}^o + \Xi + \gamma} \quad (36)$$

$$\text{式中, } \gamma = \frac{(N-K) \sigma_\epsilon^2}{L} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{\sigma_\epsilon^2 (\mathbf{s}_0^T \mathbf{u}_k)^2}{\lambda_k (\lambda_k - \sigma_\epsilon^2)^2}.$$

## 5 性能比较及仿真分析

### 5.1 性能比较

第 3 节和第 4 节分别对盲直接法和盲子空间法码辅助技术的输出 SINR 闭合表达形式进行了推导, 得出的表达式(18)和(36)仅分母的最后一项不同, 本节将定量对二者的性能进行比较.

将盲直接法和盲子空间法输出 SINR 表达式(18)和(36)中分母的最后一项做差

$$\frac{(N-K) \sigma_\epsilon^2}{L} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{(\mathbf{s}_0^T \mathbf{u}_k)^2}{\sigma_\epsilon^2 \lambda_k} - \frac{(N-K) \sigma_\epsilon^2}{L} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{\sigma_\epsilon^2 (\mathbf{s}_0^T \mathbf{u}_k)^2}{\lambda_k (\lambda_k - \sigma_\epsilon^2)^2} \\ = \frac{(N-K) \sigma_\epsilon^2}{L} \sum_{k=0}^{K-1} \left( \frac{(\mathbf{s}_0^T \mathbf{u}_k)^2 \lambda_k}{\sigma_\epsilon^2 \lambda_k (\lambda_k - \sigma_\epsilon^2)^2} \right) (\lambda_k - 2 \sigma_\epsilon^2) \quad (37)$$

由于本文研究的是低高斯白噪声环境下的强 NBI 抑制, 很容易满足

$$\lambda_k > 2 \sigma_\epsilon^2 \quad 0 \leq k \leq K-1 \quad (38)$$

则式(37)服从

$$\frac{(N-K) \sigma_\epsilon^2}{L} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{(\mathbf{s}_0^T \mathbf{u}_k)^2}{\sigma_\epsilon^2 \lambda_k} > \frac{(N-K) \sigma_\epsilon^2}{L} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{\sigma_\epsilon^2 (\mathbf{s}_0^T \mathbf{u}_k)^2}{\lambda_k (\lambda_k - \sigma_\epsilon^2)^2} \quad (39)$$

将上式的关系带回盲直接法和盲子空间法输出 SINR 表达式, 可以得到结论

$$\text{SINR}_{\text{DMI}} < \text{SINR}_{\text{Subspace}} \quad (40)$$

即在低高斯白噪声环境下, 本文提出的盲子空间法码辅助技术输出 SINR 性能优于盲直接法码辅助技术输出 SINR 性能.

### 5.2 仿真分析

为了更直观的表现盲子空间法码辅助技术较盲直接法码辅助技术的性能优势, 图 1 ~ 图 3 给出了盲直接法和盲子空间法盲码辅助 NBI 抑制输出 SINR 性能对比曲面. 其中图 1 对应音频干扰情况, 设定干扰为单音干扰, 频率随机; 图 2 对应数字窄带干扰情况, 设定为单数字窄带干扰情况, 增益随机; 图 3 对应 AR 随机过程情况, 设定为一阶 AR 随机过程, 自回归系数  $\alpha = -0.9$ ; 且设定高斯白噪声功率谱密度  $\sigma_\epsilon^2 = 0.01$ , 即信号功率相对环境噪声功率为 20dB(解扩后). 三维曲面图中变量分别为 NBI 功率  $-10\text{dB} \leq J \leq 30\text{dB}$  和接收信号个数  $50 \leq L \leq 1000$ , 结果为输出 SINR, 单位为 dB. “DMI”表示盲直接法 MMOE 码辅助技术, “Subspace”表示盲子空间法 MMOE 码辅助技术.

如图所示,当  $L$  较小时,盲子空间法码辅助技术的性能明显优于盲直接法码辅助技术.对于音频干扰,性能提高约 7~8dB,对于 AR 随机过程,最优性能提高约 5dB.根据图中趋势还可以知道,随着  $L$  的增大,盲直接法和盲子空间法码辅助技术性能相应提高,都收敛于最优码辅助技术性能,不同的是,盲子空间法码辅助技术的收敛速度要比盲直接法码辅助技术的收敛速度快.对于其他类型的 NBI,例如多音干扰,多数字窄带干扰和不同自回归系数的 AR 随机过程,得到的结论相同.

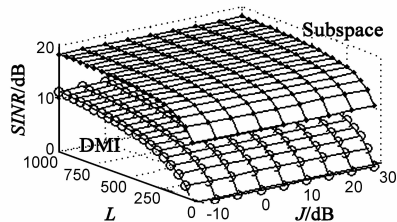


图1 盲直接法和盲子空间法码辅助技术抑制音频干扰 SINR性能仿真曲面

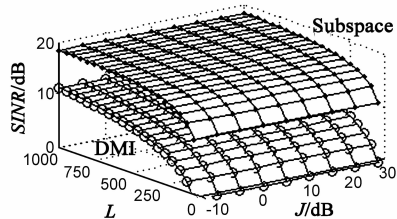


图2 盲直接法和盲子空间法码辅助技术抑制数字窄带干扰 SINR性能仿真曲面

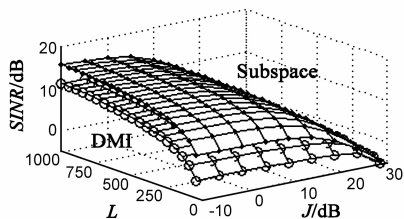


图3 盲直接法和盲子空间法码辅助技术抑制AR随机过程 SINR性能仿真曲面

## 6 展望

批处理高性能盲子空间法码辅助技术抑制 DS-CDMA 系统 NBI 必将导致计算复杂度提高的问题,盲子空间法码辅助技术的自适应算法可以有效解决这一问题.盲子空间法码辅助自适应技术对虚拟 CDMA 信号的秩、特征值、特征值子空间进行估计,可基于带收缩的投影近似子空间跟踪 (PASTd, Projection Approximation Subspace Tracking with deflation) 算法实现.

## 7 结论

本文为了解决现存盲直接法码辅助技术 SINR 性能不佳的问题,提出了盲子空间法码辅助技术用于对

DS-CDMA 系统的 NBI 和 MAI 联合抑制.本文提出的盲子空间法码辅助技术基于 MMOE 算法实现,通过对盲子空间 MMOE 码辅助算法 SINR 性能的详细推导和分析,得出其性能明显优于盲直接法 MMOE 码辅助算法性能的结论.仿真分析分别验证了对音频干扰、数字窄带干扰和 AR 随机过程进行抑制的算法有效性.

## 参考文献

- [1] 王坤杰,周祖成,姚彦.直扩通信中非线性窄带干扰抑制滤波器的性能分析[J].电子学报,1998,26(2):77-79.  
WANG Kun-jie, ZHOU Zu-cheng, YAO Yan. Performance analysis of nonlinear narrow-band interference rejection filters in DS-SS systems [J]. Acta Electronica Sinica, 1998, 26(2): 77-79. (in Chinese)
- [2] SUN Zhi-guo, GUO Li-li. An improved LSL interpolator to suppress narrow-band interference for direct-sequence spread-spectrum systems [A]. Proceedings of the 1st International Conference on Communications and Networking in China [C]. USA: IEEE Press, 2006. 1-5.
- [3] 郭黎利,殷复莲,卢满宏.DSSS/CDMA 系统窄带干扰抑制技术概述[J].电子学报,2009,37(10):2248-2257.  
GUO Li-li, YIN Fu-lian, LU Man-hong. Overview on NBI suppression of DSSS/CDMA systems [J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(10): 2248-2257. (in Chinese)
- [4] GONG Ping, XIE Huijun, WU Xingcun. Narrow-band interference suppression in transform domain in tracking and data relay satellite system [J]. Applied Mechanics and Materials, 2012, 135: 643-638.
- [5] 孙永军,易克初.直接序列扩谱 CDMA 系统中盲窄带干扰抑制[J].系统仿真学报,2007,19(16):3756-3760.  
SUN Yong-jun, YI Ke-chu. Blind suppression of multiple narrowband interferences in DSS/CDMA systems [J]. Journal of System Simulation, 2007, 19(16): 3756-3760. (in Chinese)
- [6] 杨坚,奚宏生,吴春旭.基于自调整器的 CDMA 系统盲自适应干扰抑制[J].电子学报,2004,32(10):1617-1620.  
YANG Jian, XI Hong-sheng, WU Chun-xu, et al. Blind adaptive interference suppression for CDMA systems based on self-tuning regulator [J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(10): 1617-1620. (in Chinese)
- [7] YANG L L, ZHANG L C. Zero-forcing and minimum mean-square error multiuser detection in generalized multicarrier DS-CDMA systems for radio [J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking - Multicarrier Systems, 2008, 14: 1-13.
- [8] RICI B F, FECHNER R M, WILHOYTE M E. Multiple tone removal from short signal records using singularvalue decomposition [A]. Proceedings of 27th Asilomar Conference on signals, systems and computers [C]. USA: IEEE Press, 1993. 325

– 329.

- [9] 张春海, 朱江, 张尔扬. 基于子空间跟踪的 DSSS 通信系统抗窄带干扰研究[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(5): 1159 – 1162.

Zhang Chun-hai, ZHU Jiang, ZHANG Er-yang. Subspace tracking-based research on narrowband interference suppression in

DSSS communication systems [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(5): 1159 – 1162. (in Chinese)

- [10] WANG Xiao-dong, POOR H V. 无线通信系统 – 信号接收与处理的高级技术[M]. 郑宝玉等译. 北京: 电子工业出版社, 2005. 289 – 334.

## 作者简介



**殷复莲** 女, 1982 年 5 月出生于吉林省蛟河市. 毕业于哈尔滨工程大学信息工程学院, 获博士学位. 现为中国传媒大学信息工程学院数字媒体系讲师, 从事宽带系统干扰抑制的研究工作.

E-mail: yinfulian@cuc.edu.cn



**郭黎利** 男, 1955 年 4 月出生于黑龙江省哈尔滨市, 教授, 博士生导师. 现为哈尔滨工程大学信息与通信工程学院院长, 从事现代通信系统理论与技术、通信信号处理的研究工作.

E-mail: guolili@hrbeu.edu.cn