

## DFIS 用于抑制 CDMA 中的多路单频干扰<sup>1</sup>

杜丽冰 王志杰 孙红雨

(北京邮电大学 171 信箱 北京 100876)

**摘要** 本文提出了结构简单的非线性判决反馈干扰抑制器 (DFIS), 并用于抑制 CDMA 中多路单频干扰。DFIS 的估值滤波器 (EF) 采用单边预测滤波器和双边抽头滤波器。EF 的输入和权值修正中均采用判决值。推导了两种 EF 的 DFIS 的信噪比改善 (SNRI) 表达式。分析比较了两种 EF 的理论分析和模拟结果。

**关键词** 判决反馈干扰抑制器, 多路单频干扰, CDMA, LMS 算法

**中图分类号** TN914.5

### 1 前言

在现代移动通信系统中为缓解容量与频谱需要的矛盾, 采用宽带直接序列 / 码分多址 (DS/CDMA) 技术 (下面简称 CDMA), 实现 CDMA 系统与现有模拟和数字窄带通信系统兼容运行。虽 CDMA 具有抗窄带干扰 (NBI) 的能力, 但当窄带系统的发射功率较强时, 就需在 CDMA 的接收机中加入 NBI 抑制器。由于在实际中干扰参数是未知且时变的, 为了更有效地抑制 NBI, 需要应用自适应干扰对消技术<sup>[1]</sup>。通过其中的估值滤波器 (EF) 对接收信号进行自适应处理, DS/CDMA 系统的 NBI 抑制能力会有显著提高。对此问题目前解决的方法是用线性或非线性干扰抑制器和 LMS 算法<sup>[2,3]</sup>。在总结前人和我们对 CDMA 中单频和 NBI 抑制的研究基础上, 提出了在 EF 的输入和权值修正中均使用非线性判决值及结构简单的判决反馈干扰抑制器 (DFIS) 来抑制 CDMA 中的多路单频干扰。EF 采用单边预测和双边抽头滤波器。采用归一化 LMS 算法。对两种 EF 的 DFIS 的最佳信噪比改善最低值  $(SNRI)_{\min}$  进行了理论推导和分析。模拟结果表明采用 DFIS 抑制 CDMA 中的多路单频干扰获得了较好的效果, 双边结构的抑制性能优于单边结构。理论分析和模拟结果基本一致。

### 2 判决反馈干扰抑制器

#### 2.1 DFIS 的提出

根据经典的自适应干扰对消器的原理和我们的工作, 发现使用线性干扰抑制器抑制 NBI 存在两个问题: 一是在 EF 的参考输入中含有有用的 CDMA 信号, 这样在干扰的预测中 CDMA 信号作为噪声, 二是权值更新的算法中的输出信号或误差信号也存在 CDMA 信号。由于这两个问题, 降低了 LMS 算法的有效性, 所以不能产生最佳的结果, 使抑制性能受到限制。为解决这两个问题, 需要将 EF 的参考输入和误差信号中的 CDMA 信号去除。为此我们提出了结构简单、在 EF 的参考输入和误差信号中同时应用判决反馈值。这样 DFIS 的参考输入采用原始信号与有用信号的判决值之差, 使参考输入中与有用信号的 CDMA 部分相关性减少, 以更好地抑制干扰。权值更新的算法中采用输出信号与有用信号的判决值之差, 以使算法更有效。

<sup>1</sup> 1998-10-16 收到, 1999-06-05 定稿  
邮电部基金资助课题

### 2.2 DFIS 的结构

DFIS 的结构如图 1 所示, 其中  $x(k)$ ,  $\bar{x}(k)$  和  $e(k)$  分别为  $k$  时刻的原始输入、参考输入和输出信号。  $x(k)$  为解调后的信号, 即

$$x(k) = u(k) + I(k) + n(k), \tag{1}$$

其中  $u(k)$  为 CDMA 信号,  $I(k)$  为多路单频干扰信号,  $n(k)$  为均值为零, 方差为  $\sigma_n^2$  的背景噪声。  $\hat{u}(k)$  为  $e(k)$  的判决值或有用信号的估值。估值滤波器为 EF。图中粗线表示判决反馈值分别送到两个相减器, 以形成参考输入  $\bar{x}(k)$  和权值更新算法中的误差信号  $pe(k)$ 。  $\hat{I}(k)$  为  $I(k)$  的估值。判决方法采用逐比特判决和硬判决。各量间的关系如下:

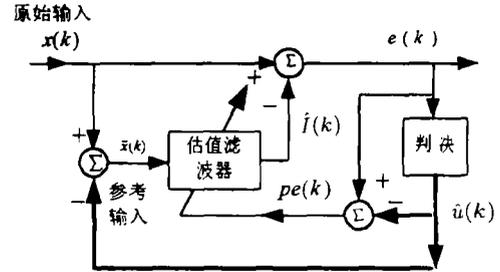


图 1 参考输入和误差信号均采用判决反馈值的干扰抑制滤波器

$$\begin{aligned} e(k) &= x(k) - \hat{I}(k), & \bar{x}(k) &= x(k) - \hat{u}(k), \\ pe(k) &= e(k) - \hat{u}(k), & \hat{u}(k) &= \text{sgn}(e(k)), \end{aligned}$$

其中符号函数

$$\text{sgn}(e(k)) = \begin{cases} 1, & e(k) \geq 0; \\ -1, & e(k) < 0. \end{cases}$$

### 3 DFIS 的性能分析

系统的误码率与 DFIS 的性能 (即 SNRI) 密切相关。SNRI 为输出信噪比  $(\text{SNR})_o$  与输入信噪比  $(\text{SNR})_i$  之比, 即

$$\text{SNRI} = (\text{SNR})_o / (\text{SNR})_i, \tag{2}$$

其中

$$(\text{SNR})_i = P_s / (J + \sigma_n^2), \quad (\text{SNR})_o = P_s / (\varepsilon(k) - P_s), \tag{3}$$

其中  $P_s$  为 CDMA 信号的功率,  $J$  是干扰总功率,  $\varepsilon(k)$  为  $e(k)$  的均方误差。当  $I(k)$  为多路单频干扰时  $x(k)$  和  $\bar{x}(k)$  可表示为

$$x(k) = u(k) + n(k) + \sum_{m=1}^M \sqrt{2J_m} \cos(k\Omega_m T_c + \theta_m), \tag{4}$$

$$\bar{x}(k) \approx n(k) + \sum_{m=1}^M \sqrt{2J_m} \cos(k\Omega_m T_c + \theta_m), \tag{5}$$

其中  $J_m$ 、 $\Omega_m$  和  $\theta_m$  分别为第  $m$  个单频干扰的功率、频偏和相位。  $\theta_m$  在  $[0, 2\pi]$  内均匀分布。干扰总功率  $J = \sum_{m=1}^M J_m$ ,  $M$  为单频干扰数目。  $T_c$  为 CDMA 信号的码元宽度。由

(4)、(5) 式可得  $x(k)$  和  $\bar{x}(k)$  的自相关函数为

$$R_{xx}(k) = E[x(k)x(k+i)] = (P_s + \sigma_n^2)\delta(i) + \sum_{m=1}^M J_m \cos \omega_m i T_c, \quad i = 0, 1, \dots, \quad (6)$$

$$R_{\bar{x}\bar{x}}(k) = E[\bar{x}(k)\bar{x}(k+i)] = \sigma_n^2 \delta(i) + \sum_{m=1}^M J_m \cos \omega_m i T_c, \quad i = 0, 1, \dots. \quad (7)$$

当 EF 的权值为最佳权值  $w_i^*$  时, 则  $\varepsilon(k)$  为最小值  $\varepsilon_{\min}$ 。经推导当两种 EF 的权值足够大时, 最佳 SNRI 的最小值如下。

### 3.1 单边预测滤波器

单边预测滤波器是使用 EF 的输入信号的过去抽样值估计干扰。

$$\varepsilon_{\min} = R_{xx}(0) - \sum_{i=1}^L w_i^* R_{\bar{x}\bar{x}}(i), \quad (8)$$

其中  $w_i^*$  必须满足 Wiener-Hopf 方程, 即

$$\sum_{i=1}^L R_{\bar{x}\bar{x}}(k-i)w_i^* = R_{\bar{x}\bar{x}}(k) \quad k, i = 0, 1, \dots, L-1, \quad (9)$$

其中  $L$  为单边预测滤波器的长度。解上式得

$$w_i^* = \sum_{m=1}^M [2 \cos \omega_m i T_c / (L + 2\sigma_n^2 / J_m)]. \quad (10)$$

将 (6)、(7) 和 (10) 式代入 (8) 式, 经整理简化得到

$$\varepsilon_{\min} \approx P_s + \sigma_n^2 + J - \sum_{m=1}^M [J_m^2 L / (L J_m + 2\sigma_n^2)]. \quad (11)$$

将 (11) 式代入 (3) 式后再代入 (2) 式得到最佳的 SNRI 为

$$(\text{SNRI}) \approx (J + \sigma_n^2) / \left\{ J + \sigma_n^2 - \sum_{m=1}^M [J_m^2 L / (L J_m + 2\sigma_n^2)] \right\}. \quad (12)$$

当  $J$  和  $M$  固定, 各  $J_m$  均相等, 即  $J_1 = J_2 = \dots = J_m = J_M$ , 此时为最坏情况, (12) 式为最小值, 即

$$(\text{SNRI})_{\min} \approx (J + \sigma_n^2) / \{ \sigma_n^2 + 2J[2 + LJ / (M\sigma_n^2)] \}. \quad (13)$$

由上式可见最佳  $(\text{SNRI})_{\min}$  随  $J$  和  $L$  增加而增加, 随  $M$  增加而下降, 与各单频的频偏无关。对于大的  $M$ , 为保证 SNRI, 应选择  $L \geq M$ 。

同理可推得没有判决反馈的线性干扰抑制器的最佳  $(\text{SNRI})_{\min}$  的近似式为

$$(\text{SNRI})_{\min} \approx (J + \sigma_n^2) / \{ \sigma_n^2 + 2J[2 + LJM(P_s + \sigma_n^2)] \}. \quad (14)$$

比较 (13) 和 (14) 式, 可见 DFIS 的信噪比改善大于线性干扰抑制器, 而且两者的分母项仅差一个  $P_s$  项。

### 3.2 双边抽头滤波器

双边抽头滤波器是使用 EF 的输入信号的过去和未来抽样值估计干扰。

假设前、后向权值个数为  $L_1$  和  $L_2$ 。类似单边预测滤波器可得到双边抽头滤波器的最佳  $(\text{SNRI})_{\min}$  为

$$(\text{SNRI})_{\min} \approx (J + \sigma_n^2) / \{ \sigma_n^2 + [2J(2 + (L_1 + L_2)JM\sigma_n^2)] \}. \quad (15)$$

由 (13) 和 (15) 式可见, 当两种 EF 的长度足够大且相等时, 即  $L = L_1 + L_2$ , 则两种 EF 的最佳  $(\text{SNRI})_{\min}$  的近似值相等, 且均大于线性干扰抑制器。

## 4 计算机模拟结果及分析

模拟中抑制性能用 SNRI 与  $(\text{SNR})_i$  的关系曲线来衡量。  $(\text{SNR})_i = E\{u^2(k)\} / E\{|x(k) - u(k)|^2\}$ ,  $(\text{SNR})_o = E\{u^2(k)\} / E\{|e(k) - u(k)|^2\}$ , 则

$$\text{SNRI} = E\{|x(k) - u(k)|^2\} / E\{|e(k) - u(k)|^2\}. \quad (16)$$

模拟中  $\Omega_i T_c = (i - 1)3.6^\circ$ ,  $i = 1, 2, \dots, M$ , 各频偏均匀分布。取  $M=5$  和 10 两种情况。每个单频干扰具有相等的功率,  $\sigma_n^2 = 0.01$ ,  $L = 10$ ,  $\sigma_n^2/P_s = 0.01$ 。由于 DFIS 为解决线性干扰抑制器存在的两个问题, 采取了相应的措施, 以使 LMS 算法的有效性提高, 因此模拟中采用不同的改进的 LMS 算法, 对抑制性能的改善不大, 本文采用最简单的归一化 LMS 算法, 权值更新公式如下:

$$w_i(k+1) = w_i(k) + \mu[\bar{x}(k-i)]pe(k) / \sum_i \{\bar{x}^2(k-i)\}, \quad i = 1, 2, \dots, L.$$

两种 EF 的模拟结果如图 2 所示, 图中实线和虚线分别表示 EF 为双边和单边结构。当  $M=5$ ,  $(\text{SNR})_i = -20\text{dB}$  时, 双边结构的  $\text{SNRI} = 23.37\text{dB}$ , 条件相同时, 单边结构为  $13.39\text{dB}$ 。可见双边比单边有  $10\text{dB}$  的性能改善。模拟与理论分析结果比较, 双边结构基本一致。单边结构的 SNRI 低于理论分析结果, 但变化规律仍是一致的。分析其原因是滤波器的权数不是足够大, 不满足分析条件。

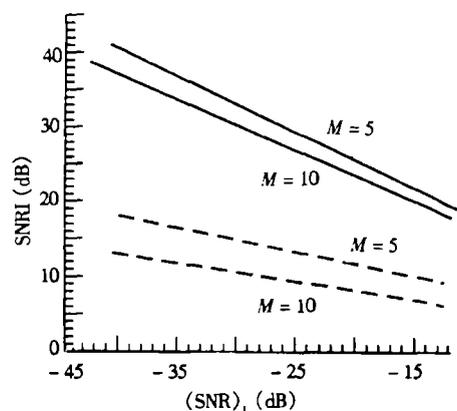


图 2 抑制多路单频干扰的单边和双边结构的 SNRI 与  $(\text{SNR})_i$  的关系

## 5 结 论

通过理论分析和模拟结果表明,采用本文提出的 DFIS 抑制 CDMA 中的多路单频干扰是有效的。SNRI 随 EF 的长度和干扰功率增加而增加,但对固定的干扰总功率将随干扰数目增加而下降。理论分析表明 DFIS 的 SNRI 大于线性结构。模拟结果表明抑制多路单频干扰时双边结构优于单边结构。

## 参 考 文 献

- [1] Poor H V, Rusch L A. Narrowband interference suppression in spread spectrum CDMA. IEEE Personal Comm. Third Quarter, 1994, 14-17.
- [2] Wen-Rong Wu, Fu-Fang Yu. New nonlinear algorithms for estimating and suppressing narrow-band interference in DS spread spectrum. IEEE Trans. on Comm. 1996, 44(4): 508-515.
- [3] Li Zhengmao, *et al.* Rejection of multiple narrowband interference in DS spread-spectrum systems. IEEE COM'86, 1986, 5.4.1-5.4.5.

## USING DFIS FOR MULTI-TONE INTERFERENCE SUPPRESSION IN CDMA

Du Libing    Wang Zhijie    Sun Hongyu

(*Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876*)

**Abstract** This paper proposes a nonlinear decision feedback interference suppressor (DFIS) used both in the estimation of filter reference input and the weight update to suppress multi-tone interference in CDMA. Structure of DFIS is simpler. Two kinds of estimation filter; i.e., single-side prediction filter and two-side tapped filter are used. Expressions of the SNR improvement are derived. The results of simulation with comparison to the theoretical analysis for two estimation filters are presented on the rejection performance.

**Key words** Decision feedback interference suppressor, Multi-tone interference, CDMA, LMS algorithm

杜丽冰: 女, 1937 年生, 教授, 主要从事通信理论、通信与电子系统的电磁兼容和 CDMA 中的干扰抑制技术的教学和科研工作。

王志杰: 男, 1975 年生, 硕士生, 主要从事多媒体通信系统的研究。

孙红雨: 女, 1973 年生, 硕士生, 主要研究 CDMA 中窄带干扰的抑制技术。