

一种用于扩频通信中大功率窄带干扰抑制的 IIR 自适应滤波器*

胡爱群 雷静

(东南大学无线电工程系 南京 210096)

摘要 提出一种稳定的 IIR 自适应滤波器, 并给出了系数迭代的非线性梯度算法。计算机模拟结果表明: 它能够有效抑制 JSR 很高的单频连续波 (CW) 干扰及部分频带型窄带干扰, 从而使 FIR 滤波器的固有缺陷得以克服。

关键词 扩频通信, 窄带干扰, 自适应 IIR 滤波器, 非线性梯度算法

分类号 TN713

A Novel IIR Adaptive Filter Used for NBI Suppression in Spread Spectrum Communications

Hu Aiqun Lei Jing

(Department of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing, 210096)

Abstract This paper puts forwards a stable IIR adaptive filter, along with the nonlinear gradient algorithm concerning its coefficient iteration. Simulation results demonstrate that under high JSR circumstance, the proposed IIR filter can efficiently suppress not only the CW interference but also the partial-band NBI.

Key words spread spectrum communications, narrow band interference, adaptive IIR filter, nonlinear gradient algorithm

扩频系统的固有特点决定了它能够工作在干扰环境之下。然而, 系统的抗干扰能力是与扩频增益 G 成正比的^[1]。当 G 受限时, 抗干扰能力就会明显下降。文献 [2] 分析了各种干扰下扩频系统的性能。以部分频带干扰下的直序扩频为例, 误码率 $P_b = Q(\sqrt{E_b/N_{jb}})$ 。其中: N_{jb} 为部分频带干扰的平均功率谱密度 (PSD), E_b 为每比特的平均能量。当 E_b 一定时, P_b 将随着 N_{jb} 的升高而下降。因此, N_{jb} 很高的 NBI 会对系统性能构成严重的影响。

考虑到窄带的干扰同宽带的扩频信号在统计特性上的差异, 基于自适应预测原理的 LMS-FIR 滤波器能够对 N_{jb} 不是太高的 NBI 在一定程度上加以抑制^[4, 5]。但是, 对于同有用信号相比功率很大、PSD 很高的 NBI, 上述 FIR 滤波器却不能使信噪比得到足够的改善。为此, 本文提出用稳定的 IIR 自适应滤波器来完成对大功率 NBI 的抑制。

1 LMS-FIR 自适应滤波器的缺陷

从统计特性上看, NBI 比宽带信号具有更强的相关性。基于这种差异, 文献 [4, 5] 中 LMS-FIR 滤波器的原理可简述如下: 将 NBI 的采样值 $n(k)$ 和扩频信号的采样值 $s(k)$ 经过相同的延时 N , 使得 $n(k), n(k-N)$ 仍保持较强的相关性, 而 $s(k), s(k-N)$ 却几乎不相关。把 $s(k)$ 近似视作不可预测的信号, 通过 $\{n(k-N) + s(k-N), k = N+1, N+2, \dots\}$ 仅仅可以预测出 $\{n(k), k = N, N+1, \dots\}$ 。假设 $n(k)$ 的预测值为 $\hat{n}(k)$, 则 $n(k) + s(k) - \hat{n}(k)$ 即为窄带干扰被抑制后的滤波器输出。由于所采用的 LMS 算法是一种随机梯度算法, 根据文 [3] 知: 当输入过程的自协方差阵 R 的特征值分散程度甚大时 (等效于输入过程的 PSD 具有很大的动态范围), 收敛性质显著恶化甚至难以收敛。因此, 若 NBI 的

* 1998年10月12日收稿

第一作者: 胡爱群, 男, 1965年生, 副教授

PSD 远高于扩频信号，必然造成输入过程的 PSD 动态范围很大，从而导致 FIR 滤波器收敛性能的恶化。表1以一个50阶的 FIR 滤波器为例，说明了 R 的 $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$ (λ 为 R 的特征值) 将随着 JSR 的增强而加大。

表1 JSR 与 $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$ 的关系

Tab. 1 Relationship between JSR and $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$

(扩频信号带宽约500 000Hz, NBI 带宽约4000Hz)

| JSR (dB) | $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$ | JSR (dB) | $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$ |
|----------|---------------------------------|----------|---------------------------------|
| - 40 | 389 | 40 | 4.65×10^5 |
| - 20 | 389 | 60 | 4.67×10^7 |
| 0 | 387 | 80 | 4.66×10^9 |
| 20 | 4.86×10^3 | 100 | 4.64×10^{11} |

2 抑制大功率 NBI 的高阶 IIR 自适应滤波器

由文献 [6] 知，若要抑制大功率的部分频带 NBI, FIR 自适应滤波器难以兼顾带宽和陷波深度的要求。就同等阶数的 FIR 与 IIR 滤波器而言，后者的性能指标会优于前者。可以预计，将 IIR 滤波器用于干扰抑制，能使信噪比获得更为理想的改善。

2.1 抑制单个 CW 干扰的 IIR 自适应陷波器

假定 w 为滤波器的峰值频率， $x(n)$ 为陷波器的输入， $e(n)$ 为陷波器的输出。令 $k = \cos w$ ，据 [6]，固定系数二阶 IIR 陷波器的传输函数可取为

$$H_N(z) = \frac{1 + r^2 z^{-2} - (4rk/1 + r^2)z^{-1} + 1}{D(z)} \tag{1}$$

$$\text{陷波器的冲激响应 } h^N(n) = \mathcal{L}^{-1}[H_N(z)] \tag{2}$$

$$\text{分母 } D(z) = r^2 z^{-2} - 2rkz^{-1} + 1, 0 < r < 1 \tag{3}$$

$$\text{输出 } e(n) = x(n) * h^N(n) \tag{4}$$

用梯度法搜索 k 的最优值，得到迭代式

$$k(n+1) = k(n) - 2\mu e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial k}, \quad \text{收敛因子 } \mu > 0 \tag{5}$$

$$\text{定义 } H_{BP}(z) = 1 - H_N(z) \tag{6a}$$

$$\text{梯度算子 } H_P(z) = \frac{2rz^{-1}}{D(z)} \tag{6b}$$

$$\text{梯度因子 } s(n) = \frac{\partial e(n)}{\partial k} \tag{6c}$$

联立式 (4) 及式 (6)，得

$$S(z) = \mathcal{F}[s(n)] = -x(z)H_{BP}(z)H_P(z) \tag{7}$$

$$\text{即 } s(n) = -x(n) * \mathcal{L}^{-1}[H_{BP}(z)H_P(z)] \tag{8}$$

综上式 (2) ~ (8)，得到抑制单个 CW 干扰的基本 IIR 自适应陷波器，其结构如图1所示。保持这一基本结构，改变 $H_N(z)$ 的表达式，可以得到具有不同特性的陷波器。例如，可令

$$H_N(z) = \frac{1 + \beta az^{-1} + \beta^2 z^{-2}}{1 + 2\alpha az^{-1} + \alpha^2 z^{-2}}, 0 < \alpha < \beta \tag{9}$$

其中， α, β 分别为控制零、极点的常数，决定了陷波器的带宽。注意到， $H_N(z)$ 的分母具有类似式 (3) 中 $D(z)$ 的形式。取 $r \in (0, 1)$ ，可使 $H_N(z)$ 的极点落在单位圆内，从而保证了 IIR 滤波器的稳定。

2.2 抑制多个大功率 NBI 的高阶 IIR 自适应滤(陷)波器

取 $H_N(z)$ 形如式 (1)，并以图1的基本 IIR 陷波器为构成模块，[6] 提出了一种能够抑制多个单频 CW 干扰的高阶 IIR 自适应陷波器；[7] 进一步简化了它的结构，使得二阶节的总个数从 $(n^2 + 3n)/2$ 降至 $3n - 1$ (n 为 CW 干扰的总数)。据 [7]，本文提出了一种用于抑制多个、大功率、部分频带型 NBI 的 IIR 自适应滤(陷)波器。

由 [5]， L 个部分频带干扰之和 $I(n)$ 可以记为

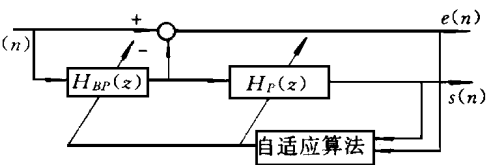


图1 基本的 IIR 自适应陷波器结构

Fig. 1 The basic structure for IIR adaptive filter

$$I(n) = \sum_{m=1}^L \sum_{p=1}^{N_m} C_{m,p} \cos(w_{m,p}n + \theta_{n,p}) \tag{10}$$

假定 $w_{m,N_m}, w_{m,N_m-1}, \dots, w_{m,1}$, 第 m 个部分频带干扰的带宽 BW_m 可用 $w_{m,N_m} - w_{m,1}$ 近似表示。实验证明, 当 BW_m 较大时, 仅用一个基本 IIR 陷波器不足以使单个的部分频带干扰得到抑制。为此, 可以级联 P_m ($P_m > 1$) 个基本陷波器, 组合成高阶结构。具体实现时, 应根据 BW_m 的大小酌情增减 P_m 。

图2给出了抑制第 m 个部分频带 NBI 的高阶 IIR 陷波器结构。 $x_{m,j}(n)$ 是它的输入, $x_{m,o}(n)$ 是它的输出。 $S_{m,1}(n), S_{m,2}(n), S_{m,P_m}(n)$ 等价于式(6)中的实时梯度因子 $S(n)$ 。 $e(n)$ 为经 P_m 个陷波器后的最终输出。二阶节 $H_{Nmi}(z)$ 的定义如下所示

$$H_{Nmi}(z) = \frac{1 + r_{mi}^2 z^{-2} - (4r_{mi}k_{mi}/1 + r_{mi}^2)z^{-1} + 1}{D_{mi}(z)} \tag{11}$$

其中 $D_{mi}(z) = r_{mi}^2 z^{-2} - 2r_{mi}k_{mi}z^{-1} + 1, X_{mi}(z) = \mathcal{F}[x_{mi}(n)]$, 令常数 $r_{mi} \in (0, 1)$, 以保证 IIR 滤波器的稳定。系数 $k_{m,i}$ 的迭代可仿照式(5)进行 $k_{m,i}(n+1) = k_{m,i}(n) - 2\mu e(n) \partial [e(n)] / \partial k_{m,i}$, 即

$$k_{m,i}(n+1) = k_{m,i}(n) - 2\mu e(n) s_{m,i}(n) \tag{12}$$

图3给出了抑制 L 个干扰的高阶陷波器总体结构。 $x(n)$ 为输入信号; $e(n)$ 的定义同上; $H_{N,m}(z)$ 是第 m 个陷波器的传输函数

$$H_{N,m}(z) = \prod_{mi=1}^{P_m} H_{Nmi}(z), \quad m = 1, 2, \dots, L \tag{13a}$$

$$H_{BPmi}(z) = 1 - H_{Nmi}(z) \tag{13b}$$

$$H_{Sm_i}(z) = -X_{mi}(z) * H_{BPmi}(z) * (1 - 2 * r_{mi} * z^{-1} / D_{mi}(z)) \tag{13c}$$

式(12)中的迭代采用的是线性梯度算法。倘若用[8]提出的无记忆、非线性梯度算法进行修正, 能够在相同的收敛速度下, 获得更小的MSE, 且运算量增加不大。对此, [8]中已有详尽讨论, 这里不再赘述。改进后的迭代公式可表述为

$$k_{m,i}(n+1) = k_{m,i}(n) - [\mu e(n) s_{m,i}(n)] / [1 + \epsilon s_{m,i}^2(n)] \tag{14}$$

其中 μ, ϵ 为正值常数且满足 $\epsilon < \mu$ 。

3 计算机仿真结果

仿真框图如图4所示。扩频增益= 64; 采样频率= 1MHz; 单个 NBI 带宽 4kHz; 扩频信号平均功率= 0dB; 高斯白噪声平均功率= -20dB。以式(14)作为系数迭代的依据。

3.1 IIR 自适应陷波器对多个大功率 CW 干扰的抑制

图5给出了在8个高JSR (平均 JSR 114dB 的 CW 干扰之下, 信号经 IIR 自适应陷波器处理前后的 PSD 分布。取各陷波器中心频率 w_i 的初始值 $w_{i,0}$ 与理想收敛值 \bar{w} 的偏离量 $\bar{w} - w_{i,0}$ 为 0.07 弧度; 取 r_i

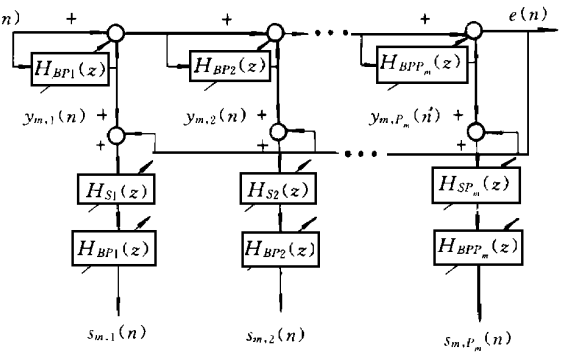


图2 抑制第 m 个部分发频带干扰的高阶 IIR 自适应陷波器结构
Fig. 2 Configuration of the high order IIR adaptive notch filter to suppress m th partial band interference

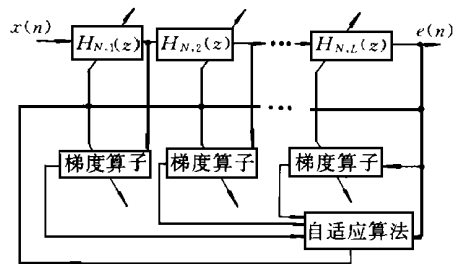


图3 抑制 L 个部分频带干扰的高阶 IIR 自适应滤(陷)波器总体结构
Fig. 3 Overall configuration of the high order IIR adaptive notch filter to suppress L partial band interferences



图4 计算机仿真框图
Fig. 4 Block diagram for computer simulation

$= 0.88; i=1, 2, \dots, 8$ 。

比较后得出: 输出端的 PSD 非常平坦, 输入端 PSD 中的 8 个“尖峰”全部被削平。故陷波器能够准确跟踪 CW 干扰的中心频率并对其进行有效地抑制。

3.2 IIR 自适应陷波器对多个部分频带 NBI 的抑制

图 6 体现了含有 3 个大功率 NBI 的信号在陷波器作用前后的 JSR 变化。在每个部分频带 NBI 的组成中, $N_m > 400$ 。在用于抑制单个部分频带 NBI 的陷波器中, 级联参数 $P_m = 3, N_m, P_m$ 的定义分别参见式 (10)、(13)。

经比较发现: 输出信号的 JSR 之动态范围大大小于输入信号。从而验证了 IIR 自适应陷波器抑制部分频带 NBI 的有效性。

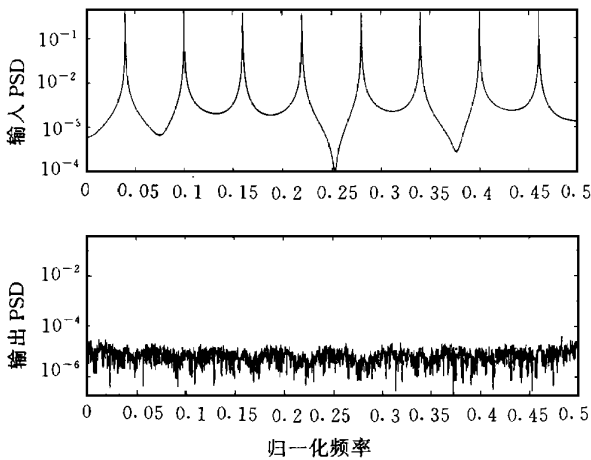


图 5 IIR 自适应陷波器对 8 个大功率 CW 干扰的抑制

Fig. 5 Suppression result of eight large power CW NBIs by using IIR adaptive notch filter

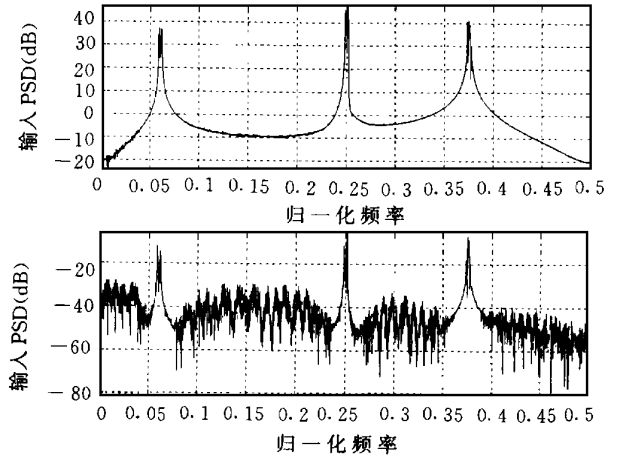


图 6 自适应陷波器对 3 个大功率部分频带 NBI 的抑制

Fig. 6 Suppression result of three large power partial band NBIs by using IIR adaptive notch filter

4 结论

基于二阶 IIR 陷波器, 本文提出了一种稳定的高阶 IIR 自适应陷波器, 用于大功率 NBI 的抑制。其有效性被计算机仿真结果所证实。

尽管该方法以扩频通信为应用背景, 但对于一般情形下大功率窄带信号的检测同样适用。

参考文献

- 1 朱近康. 扩展频谱通信及其应用. 合肥: 中国科技大学出版社, 1993
- 2 沈允春. 扩谱技术. 北京: 国防工业出版社, 1995
- 3 潘士先. 谱估计和自适应滤波. 北京: 北京航空航天大学出版社, 1991
- 4 Li L, Milstein L B. Rejection of NBI in PN Spread Spectrum using transversal filters. IEEE Trans. Commun., 1982, 30 (5): 925 ~ 928
- 5 Ketchum J W, Proakis J G. Adaptive algorithms for estimating & suppressing NBI in PN spread spectrum system. IEEE Trans. Commun., 1982, 30 (5): 913 ~ 924
- 6 Wan T K, Martin K. Adaptive detection & enhancement of multiple sinusoids using a cascade IIR filter. IEEE Trans. Circuits Syst., July 1989, 937 ~ 945
- 7 Soderstrand M A, Johnson T G. Suppression of multiple NBI using real-time adaptive notch filters. IEEE Trans. on CAS, 1977, 44: 217 ~ 220
- 8 Xiao Y G et al. A new memoryless nonlinear gradient algorithm for a 2-order adaptive IIR notch filter and its performance analysis. IEEE Trans. on CAS, April 1998: 462 ~ 469