

数字化扩频接收机的自适应抗干扰滤波方案研究*

卢树军,王世练,张尔扬

(国防科技大学 电子科学与工程学院,湖南 长沙 410073)

摘要:讨论了自适应抗干扰滤波在最小频移键控的直接序列扩频(DS-SSK)数字化接收机中的应用问题,对非线性滤波加以改进,提出了部分解扩非线性滤波(PDNF)结构,将快速更新子带自适应滤波(FRSAF)算法用于 PDNF 结构以提高收敛速度。结合 FRSAF 算法的 PDNF 自适应抗干扰滤波方案在收敛速度、稳健性和输出信噪比等方面明显优于结合 LMS 算法的传统非线性抗干扰滤波方案,仿真结果验证了上述结论。

关键词:直接序列扩频,最小频移键控,数字化接收机,窄带干扰抑制,子带自适应滤波,快速更新
中图分类号:TN973.3 文献标识码:A

Study of Adaptive Anti-jamming Filtering Schemes for DS-SSK Digitalized Receiver

LU Shu-jun, WANG Shi-lian, ZHANG Er-yang

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: The application of adaptive anti-jamming filtering in DS-SSK digitalized receiver is discussed in this paper. A novel structure named partly despread nonlinear filtering (PDNF) is proposed. It is developed from classic nonlinear filtering (NF). Fast refreshed subband adaptive filtering (FRSAF) algorithm is applied to PDNF structure to speed up convergence rate. This novel adaptive anti-jamming filtering scheme composed of PDNF structure and FRSAF algorithm outperforms the classic scheme composed of NF structure and LMS algorithm on convergence rate, robustness and output SINR. Simulation results demonstrated the efficacy of the novel scheme.

Key words: direct sequence spread spectrum; minimum-shift keying; digitalized receiver; narrowband interference suppression; subband adaptive filtering; fast refreshed

在基于最小频移键控调制的直接序列扩频(DS-SSK)数字化接收机中,需要采用自适应抗干扰滤波方案来对抗干扰的不利影响,它包括抗干扰滤波结构和自适应算法。数字化接收机的具体应用环境决定了线性滤波^[1]抗干扰结构无法正常工作,非线性抗干扰滤波^[2]的性能明显优于线性滤波,但只有在干扰估计误差功率远小于码片功率时才能发挥作用,该条件在接收机工程实践^[3]中也很难满足。本文提出了部分解扩非线性滤波(PDNF)结构,有效解决了非线性滤波的应用难题。

抗干扰滤波需要采用自适应算法使估计权值迭代至最优附近。传统的 LMS 算法收敛速度缓慢,对其改进得到的变换域 LMS 算法^[4]收敛速度大大加快,但稳健性不足。本文提出将快速更新子带自适应滤波^[7]算法用于部分解扩非线性滤波结构中,这一新的自适应抗干扰滤波方案收敛迅速,迭代稳健,输出信干噪比明显优于结合 LMS 算法的非线性滤波。

1 DS-SSK 数字化接收机中的部分解扩非线性滤波

DS-SSK 扩频通信具有主瓣能量集中、旁瓣衰落滚降快、频谱利用率高等优点,在军事通信中应用广泛。目前,美军现役的近期数字无线电台(NTDR)和联合战术信息分发系统(JTIDS)等通信装备都采用了 DS-SSK 调制方式。研究 DS-SSK 通信的抗干扰问题具有广泛的应用价值。

* 收稿日期:2005-12-30

基金项目:国防科技重点实验室基金资助项目(2000JS63.3.1KG0111)

作者简介:卢树军(1976—),男,讲师,博士。

数字化接收机要求以码片速率的若干倍(一般为4倍)对接收信号进行过采样。记 DS-MSK 信号的扩展比为 G_c , 过采样倍数为 R , 一个信息比特内的采样个数为 $N = R \cdot G_c$ 。DS-MSK 接收信号经 R 倍带通过采样、数字正交解调和低通滤波后, 一个信息比特周期的基带采样序列为

$$x(n) = \sqrt{E_b/N} \cdot b \cdot \sum_{m=0}^{G_c-1} c_m \cdot \Psi(n - mR) + u(n) + v(n) = \sqrt{E_b} \cdot s(n) + u(n) + v(n) \quad (n = 0, 1, \dots, N-1) \quad (1)$$

其中 $b \in \{\pm 1\}$ 为发射信息比特, E_b 为比特周期内的扩频信号能量。 $u(n)$ 、 $v(n)$ 分别为低通滤波后的噪声和干扰, 码片波形采样序列 $\Psi(k)$ 和功率归一化 DS-MSK 采样序列分别定义为

$$\Psi(r) = \sqrt{2} \cdot \sin[(r + 0.5)\pi/R] \quad (r = 0, 1, \dots, R-1) \quad (2)$$

$$c(n) = \sqrt{1/N} \cdot \sum_{m=0}^{G_c-1} c_m \cdot \Psi(n - mR) \quad (n = 0, 1, \dots, N-1) \quad (3)$$

$$s(n) = b \cdot c(n) \quad (n = 0, 1, \dots, N-1) \quad (4)$$

在 DS-MSK 数字化接收机中, 假设接收端实现了理想的载波同步和码同步, 可以用本地伪随机码的 R 倍过采样序列 $\{c(n)\}$ 对接收信号的基带数字序列 $\{x(n)\}$ 进行相关求和操作, 经判决后即可恢复出信息比特 b , 该结构称为匹配滤波器。

由图 1 可知, DS-MSK 信号和白噪声经过低通滤波后均不能近似为白噪声, 有色噪声下匹配滤波器不再是 DS-MSK 信号的最优滤波器^[2], 为尽可能降低窄带干扰的破坏性影响, 需要在匹配滤波之前进行自适应抗干扰滤波(AAJF: Adaptive Anti-Jamming Filtering)^[1-2]。如图 2 所示, 抗干扰滤波模块利用自适应算法估计出窄带干扰, 并从接收信号中减去干扰估计值, 干扰估计抵消后的输出信号 $\epsilon(n)$ 中干扰估计误差 $e(n)$ 接近为白噪声, 此时采用匹配滤波器可以接近最优滤波性能。

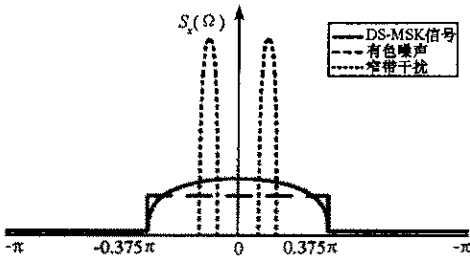


图 1 DS-MSK 接收信号的基带信号功率谱
Fig.1 DS-MSK baseband signal PSD

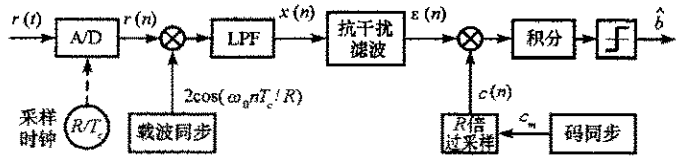


图 2 DS-MSK 接收信号的抗干扰滤波和匹配接收
Fig.2 DS-MSK anti-jamming filtering and matched detection

当扩频信号码片功率远小于噪声功率时, 线性滤波(LF)将扩频信号和噪声之和近似看成是加性高斯白噪声(AWGN), 对强相关的窄带干扰进行自适应估计滤波, 从接收信号中减去窄带干扰信号的估计值, 可以提高输出信干噪比。但是, 在过采样条件下, DS 扩频信号能量并非均匀分布于整个分析频带内, 不能再近似看成是白噪声, 由于扩频增益较小, 因此接收信号中码片功率与有色噪声功率基本相当。此时, 需要改用非线性滤波(NF)来提高干扰抑制效果。

自适应非线性滤波^[2]如图 3 所示, 令该图中码片判决值 $\hat{s}(n) = 0$ 即为自适应线性滤波。相对于自适应线性滤波, 自适应非线性滤波通过从线性滤波器输入信号 $x(n)$ 和输出估计误差 $\epsilon(n)$ 中抽去有用信号的码片估计值 $\hat{s}(n)$ 来降低干扰估计误差, 并避免损伤扩频信号。NF 滤波可以分为非线性预测滤波(NPF)和非线性内插滤波(NIF)两种, 一般使用归一化预测/内插 LMS(NPLMS/NILMS)算法^[4]来实现权值的自适应迭代。

结合 NILMS 算法的非线性内插滤波称为 NILMS-NIF 算法, 具体写为

$$\epsilon(n) = \hat{w}^H(n) \cdot \bar{x}(n) \quad (5)$$

$$\hat{s}(n) = \tanh[\epsilon(n) / \sigma_e^2] \quad (6)$$

$$\hat{x}(n) = \epsilon(n) - \sqrt{E_b} \hat{s}(n) \quad \bar{x}(n) = x(n) - \sqrt{E_b} \hat{s}(n) \quad (7)$$

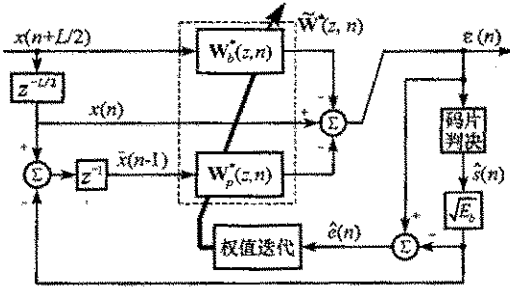


图3 非线性内插滤波器(NIF)

Fig.3 Nonlinear interpolating filter(NIF)

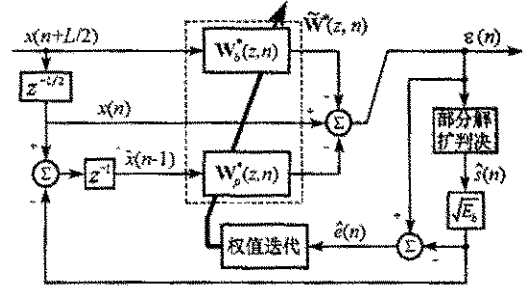


图4 部分解扩非线性内插滤波器(PDNIF)

Fig.4 Partly despread nonlinear interpolating filter(PDNIF)

$$\tilde{w}(n+1) = \tilde{w}(n) - (\mu / \|\tilde{x}(n)\|^2) \cdot \tilde{w}(n) \cdot \hat{e}^*(n) \quad (8)$$

其中 $\tanh(\cdot)$ 为双曲正切函数, σ_e^2 为误差信号 $e(n)$ 的方差, 在实际工程应用中常用符号函数 $\text{sign}(\cdot)$ 代替计算量大的 $\tanh(\cdot)$ 函数。 μ 为权值迭代因子, $\|\tilde{x}(n)\|^2$ 为输入矢量 $\tilde{x}(n)$ 的平方欧氏范数, 输入信号矢量 $\tilde{x}(n)$ 和权值矢量 \tilde{w} 分别为

$$\tilde{w}(n) = [w_b^T(n) \ w_0 \ w_b^T(n)]^T = [w_{-L/2}(n) \dots w_{-1}(n) \ w_0 \ w_1(n) \dots w_{L/2}(n)]^T; w_0 = 1 \quad (9)$$

$$\tilde{x}(n) = [x(n+L/2) \dots x(n+1) \ x(n) \ x(n-1) \dots x(n-L/2)]^T \quad (10)$$

图3中 $\tilde{W}(z, n)$, $W_b(z, n)$, $W_p(z, n)$ 分别为滤波矢量 $\tilde{w}(n)$, $w_b(n)$, $w_p(n)$ 的 Z 变换, L 为内插滤波器阶数。将 NILMS-NIF 算法中的(6)式改为 $s(n) = 0$, 即为结合 NILMS 算法的线性内插滤波(NILMS-LIF)算法。

由于大量码片判决错误将导致抗干扰滤波性能急剧下降, 因此非线性滤波要求自适应滤波器的干扰估计误差功率 σ_e^2 远小于码片功率 E_b/N^{L+1} , 这一要求与扩频通信通过扩频增益降低误码率的原则是背道而驰的。在实际的 DS-MSK 数字化接收机中, 解扩前信号 $\epsilon(n)$ 的信噪比 $E_b/N\sigma_e^2$ 一般在 0dB 左右, 在此条件下采用非线性滤波将使码片判决出现大量错误, 严重影响权值收敛过程。

为此, 本文对码片判决部分进行改进, 根据已知扩频码对抗干扰滤波的输出采样序列 $\{\epsilon(n-n_0), \epsilon(n-n_0+1), \dots, \epsilon(n)\}$ n_0 表示 n 对 N 的求模余数, 即 $n_0 \triangleq ((n))_N$ 进行部分解扩判决, 当 n_0 接近信息比特周期末端 $N-1$ 时, 判决的信噪比接近输出信干噪比 E_b/σ_e^2 , 相对于每次判决信噪比均为 $E_b/N\sigma_e^2$ 的经典非线性滤波, 其信噪比提高了 N 倍, 性能得到较大提高。称这种滤波器结构为部分解扩非线性滤波(PDNF: Partly Despread Nonlinear Filtering), 如图4所示。

结合 NILMS 自适应算法的 PDNIF 内插滤波记为 NILMS-PDNIF 算法, 其运算流程与(5)~(10)式所定义 NILMS-PDNIF 算法的唯一区别在于码片估计公式不同, 首先部分解扩判决得到信息比特, 然后再根据已知扩频码得到码片估计值, 即

$$s(n) = \text{sign}\left\{ \sum_{r=0}^{n_0} \epsilon(n-r) \cdot \alpha(n-r) \right\} \cdot \alpha(n_0); \quad n_0 \triangleq ((n))_N \quad (11)$$

用输出信干噪比 $\text{SINR} = E_b/\sigma_e^2$ 衡量抗干扰滤波的性能。根据文献[2]的非线性滤波性能极限, 考虑到低通滤波后截止频率 ω_p 以外的功率接近于零, 因此 NIF 和 PDNIF 的输出信干噪比上限为

$$\text{SINR}^\infty = G_e \cdot E_b \cdot (2\pi)^{-2} \cdot \int_{-\omega_p}^{\omega_p} [S_i(\omega) + N_0/4\pi]^{-1} d\omega \quad (12)$$

其中 N_0 为加性高斯白噪声的单边功率谱密度, $S_i(\omega)$ 为窄带干扰的功率谱。

2 结合 FRSAF 自适应算法的部分解扩非线性滤波

在自适应滤波算法中, 最小均方(LMS)自适应算法^[4]虽然具有计算量小、稳健性好等优点, 但其最大缺点在于收敛速度缓慢, 且在不同的干扰场景下收敛速度差别很大。为解决该问题, 文献[7]在子带自适应滤波(SAF)算法^[5]的基础上提出了快速更新子带自适应滤波(FRSAF)算法, 包括基于预测结构的 FRSAF 算法和基于内插结构的 FRSAIF 算法。相对于收敛速度不稳定的 LMS 算法, FRSAF 算法将输入信号和期望信号分别在子带空间分解, 使信号能量尽量集中在主瓣内, 并通过精确的子带功率估计和功

率归一化操作,降低输入矢量自相关矩阵的特征值扩展,使得收敛速度大大加快并且面对不同干扰场景收敛速度基本一致,能够满足抗干扰滤波模块的实时性要求。由于子带自适应滤波(SAF)使用了估计时刻之前的接收信号,且功率谱估计的最佳时刻对应于数据段的正中间位置,因此FRSAF算法适于内插器而非预测器。

用于部分解扩非线性滤波的快速更新子带自适应内插滤波(FRSAIF)算法如图5所示。内插滤波器的阶数为 L ,子带数目为 M 。完全重构滤波器组(PRFB)所有滤波器 $\{h_k(n)\}, \{g_k(n)\}$ 的长度均为 P ,且 P 为子带数目 M 的偶数倍,即 $P = K \cdot M$, K 称为重叠系数。内插滤波器权值矢量如(9)式所示。图5中的内插滤波器传递函数和PRFB各分析/综合滤波器^[6]分别为

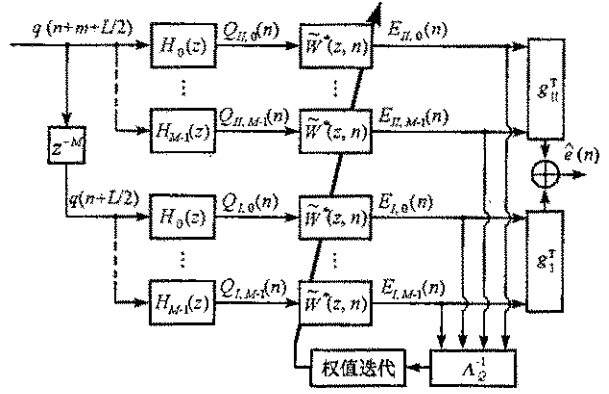


图5 FRSAIF算法(重叠系数 $K=2$ 时)

Fig.5 Fast refreshed subband adaptive filtering algorithm ($K=2$)

$$\tilde{W}^*(z, n) = \sum_{r=-L/2}^{L/2} \tilde{w}_r(n) z^{-(r+L/2)} \tag{13}$$

$$H_k(z) = \sum_{n=0}^{P-1} h_k(n) z^{-n} \quad (k = 0, 1, \dots, M-1) \tag{14}$$

$$G_k(z) = \sum_{n=0}^{P-1} g_k(n) z^{-n} \quad (k = 0, 1, \dots, M-1) \tag{15}$$

将PRFB的分析/综合滤波器组的系数写成一个 $M \times P$ 变换矩阵 Ψ :

$$[\Psi]_{k,n} = g_k(n) = h_k(N-1-n) \quad (k = 0, 1, \dots, M-1; n = 0, 1, \dots, P-1) \tag{16}$$

为给出FRSAIF算法,首先定义如下矩阵和矢量。定义输入信号矩阵 $\tilde{q}_I(n), \tilde{q}_{II}(n)$:

$$q(r) = \begin{cases} x(r) & r \geq n \\ \tilde{x}(r) & r < n \end{cases} \tag{17}$$

$$\tilde{q}(n) = \begin{bmatrix} q(n+L/2-P+1) & \dots & q(n+1-P+1) & q(n-P+1) & q(n-1-P+1) & \dots & q(n-L/2-P+1) \\ q(n+L/2-P+2) & \dots & q(n+1-P+2) & q(n-P+2) & q(n-1-P+2) & \dots & q(n-L/2-P+2) \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ q(n+L/2) & \dots & q(n+1) & q(n) & q(n-1) & \dots & q(n-L/2) \end{bmatrix}$$

$$\tilde{q}_{II}(n) = \tilde{q}_I(n+M)$$

输入信号矩阵经子带分解,得到子带矩阵 $\tilde{Q}_I(n), \tilde{Q}_{II}(n)$:

$$\begin{cases} \tilde{Q}_I(n) = \Psi \cdot \tilde{q}_I(n) \\ \tilde{Q}_{II}(n) = \Psi \cdot \tilde{q}_{II}(n) \end{cases} \tag{18}$$

各路子带信号经过内插滤波器 $\tilde{w}(n)$,得到估计误差矢量 $E_I(n), E_{II}(n)$:

$$\begin{cases} E_{II}(n) = \tilde{Q}_{II}(n) \cdot \tilde{w}^*(n) \\ E_I(n) = \tilde{Q}_I(n) \cdot \tilde{w}^*(n) \end{cases} \tag{19}$$

基于上述定义,可以给出 $K=2$ 时的FRSAIF算法:

$$\hat{x}(n) = \tilde{w}^H(n) \cdot \tilde{x}(n) = x(n) + \sum_{r=-L/2}^{-1} x(n-r) \tilde{w}_r^*(n) + \sum_{r=1}^{L/2} \tilde{x}(n-r) \tilde{w}_r^*(n) \tag{20}$$

$$\tilde{w}(n+1) = \tilde{w}(n) - \mu \cdot \frac{1}{2} [\tilde{Q}_{II}^T(n) \cdot \Lambda_Q^{-2} \cdot E_{II}^*(n) + \tilde{Q}_I^T(n) \cdot \Lambda_Q^{-2} \cdot E_I^*(n)]; \tilde{w}_0(n+1) \equiv 1 \tag{21}$$

其中 $\Lambda_Q^{-2} \triangleq \text{diag}\{\alpha_0^{-2}, \alpha_1^{-2}, \dots, \alpha_{M-1}^{-2}\}$, α_k^2 为输入信号 $q(n)$ 通过第 k 个分析滤波器组输出子带信号

$Q_{I,k}(n) \wedge Q_{II,k}(n)$ 的功率。有关功率归一化矩阵 Λ_Q^{-2} 的加窗估计方法可参考文献 [4]。

结合 FRSAIF 算法的 PDFN 内插滤波记为 FRSAIF-PDNIF 算法,其运算流程为

$$\epsilon(n) = \tilde{w}^H(n) \cdot \tilde{x}(n) = x(n) + \sum_{r=-L/2}^{-1} x(n-r) \tilde{w}_r^*(n) + \sum_{r=1}^{L/2} \tilde{x}(n-r) \tilde{w}_r^*(n) \quad (22)$$

$$\hat{s}(n) = \text{sign} \left\{ \sum_{r=0}^{n_0} \epsilon(n-r) \cdot \epsilon(n_0-r) \right\} \cdot \epsilon(n_0); n_0 \triangleq ((n))_N \quad (23)$$

$$\hat{x}(n) = \epsilon(n) - \sqrt{E_b} \hat{s}(n); \tilde{x}(n) = x(n) - \sqrt{E_b} \hat{s}(n) \quad (24)$$

$$\tilde{w}(n+1) = \tilde{w}(n) - \mu \cdot \frac{1}{2} [\tilde{Q}_{II}^T(n) \cdot \Lambda_Q^{-2} \cdot E_{II}^*(n) + \tilde{Q}_{I}^T(n) \cdot \Lambda_Q^{-2} \cdot E_I^*(n)]; \tilde{w}_0(n+1) \equiv 1 \quad (25)$$

3 仿真结果

一般的抗干扰文献中假设的干扰都是单频干扰或者 AR(1) 随机过程干扰,实际通信系统面对的干扰往往是多音频干扰或严格带限的窄带随机过程干扰。本节以三音频干扰和 16 阶自回归随机过程 (AR(16)) 干扰为例,仿真比较前述不同抗干扰滤波方案的稳态输出 SINR 和收敛速度。

三音频干扰的仿真数据序列为: $x(n) = \sum_{k=1}^3 A_k \cdot \cos(2\pi f_k n + \theta_k)$, 其中 A_k 为干扰的幅度, f_k 为干扰中心频率的相对频偏(本仿真中规定 $f_1 = 0.08207, f_2 = 0.20309, f_3 = 0.30709$), 初始相位 θ_k 在 $[0, 2\pi)$ 区间均匀分布, 干扰的功率为 $P_v = 0.5 \cdot (A_1^2 + A_2^2 + A_3^2)$, AR(16) 窄带随机过程干扰的仿真数据序列为:

$x(n) = \sum_{k=1}^{16} a_k x(n-k) + \gamma(n)$, 其中 $\{a_k; k=1, \dots, 16\}$ 为全极点 IIR 滤波器系数, $\gamma(n)$ 为激励白噪声。干扰的中心频率 $f_0 = 0.125$, 相对带宽 0.03, 扩频码为码长 $G_c = 16$ 的 M 序列, 过采样倍数 $R = 4$ 。两种自适应算法(NILMS、MLT-FRSAIF)的内插滤波器阶数均为 $L = 20$, MLT-FRSAIF 算法的子带数目为 $M = 64$ 。

图 6 给出了在 (a) 三音频干扰、(b) AR(16) 窄带随机过程干扰场景下结合归一化内插 LMS 算法(NILMS)的 PDNIF、NIF 和 LIF 三种抗干扰滤波的输入 SNR ~ 输出 SINR 曲线比较, 输入信号的干信比 (ISR = P_v/E_b) 固定为 14dB。图中可见, NIF 滤波优于 LIF 滤波, PDNIF 滤波明显优于 NIF 滤波, 输出 SINR 接近非线性滤波性能极限 $SINR^\infty$ 。图 (a) 中, 随着输入 SNR 逐渐增大, NIF 滤波的性能逐渐接近 PDNIF; 图 (b) 中, 三种抗干扰滤波结构对 AR 随机过程干扰的抑制效果要劣于对音频干扰的抑制效果, 因此需要系统预留更多的信噪比裕量。

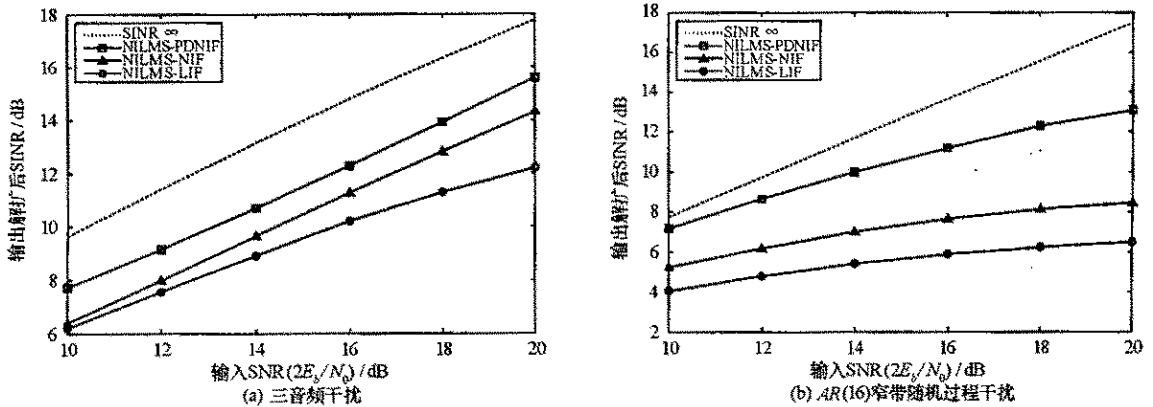


图 6 部分解扩非线性滤波和非线性滤波的 SNR ~ SINR 曲线比较
Fig.6 Input SNR vs. Output SINR curves comparison of PDFN and NF

图 7 给出了在两种干扰场景下 NILMS-PDNIF、NILMS-NIF 和 NILMS-LIF 三种抗干扰滤波方案的输入 ISR ~ 输出 SINR 曲线比较, 输入信号的信噪比 (SNR = $2E_b/N_0$) 固定为 18dB。图中可见: PDNIF 滤波的性能明显优于 NIF 滤波, 而 NIF 滤波的性能优于 LIF 滤波。

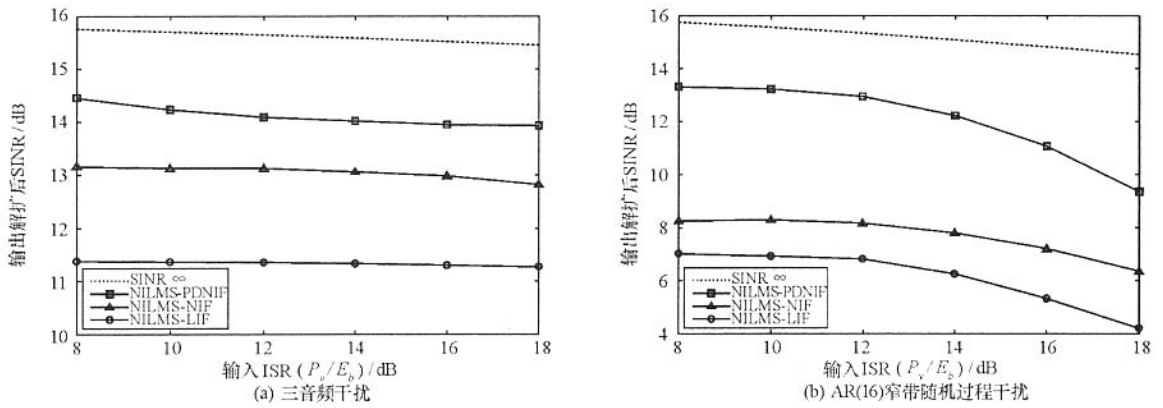


图7 部分解扩非线性滤波和非线性滤波的ISR ~ SINR曲线比较

Fig.7 Input ISR vs. Output SINR curves comparison of PDNF and NF

在应用抗干扰滤波方案时,需要先发送训练序列使权值收敛,权值收敛越快越好。图8给出了PDNIF滤波在权值训练收敛期间,NILMS和MLT-FRSAIF两种自适应算法在两种干扰场景下的收敛曲线(500次集平均结果)。输入SNR固定为18dB,ISR固定为14dB。MLT-FRSAIF、NILMS算法的迭代因子均设定为1/20,相应的失调量大约为0.05。三频干扰场景中,MLT-FRSAIF算法仅需约64次迭代即收敛,而NILMS算法则需要3200次迭代才能收敛。面对具有一定宽度的AR过程干扰,MLT-FRSAIF算法在200次迭代后就能收敛,而NILMS算法则需要2400次迭代。可见,在两种干扰场景下,FRSAIF算法收敛速度快且稳定,明显优于NILMS算法。

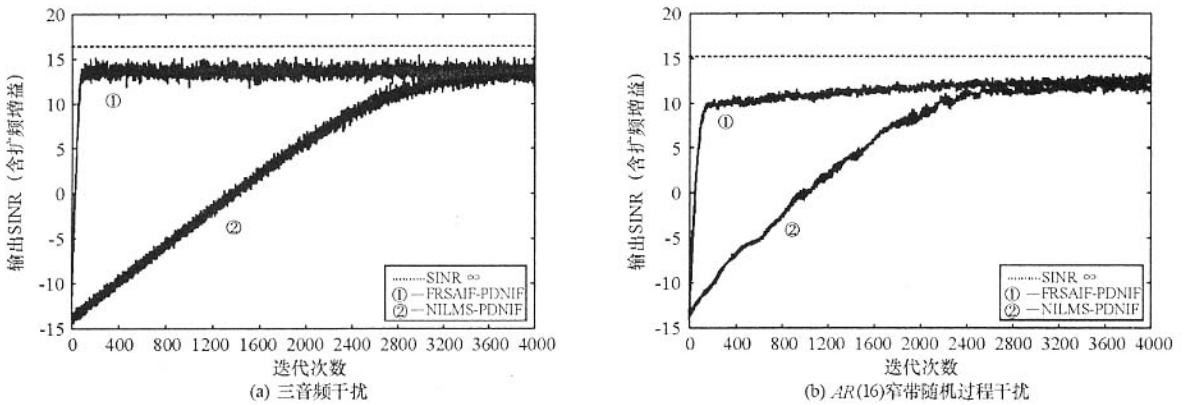


图8 FRSAIF和NILMS算法的输出SINR收敛曲线比较

Fig.8 Output SINR Converge curves comparison of FRSAIF and NILMS adaptive algorithms

4 结论

将自适应抗干扰滤波应用于DS-MSK中频数字化接收机抗干扰模块中具有很好的应用前景,但目前所采用的非线性滤波结构和LMS自适应算法难以满足工程实现需要,本文提出了一种新的结合FRSAIF算法的自适应部分解扩非线性滤波(FRSAIF-PDNIF)方案,收敛迅速,迭代稳健,输出信噪比接近非线性滤波的性能极限,有助于数字化扩频接收机抗干扰模块的设计和实现。

参考文献:

[1] Ketchum J W, Proakis J G. Adaptive Algorithms for Estimating and Suppressing Narrow-Band Interference in PN Spread-Spectrum Systems[J]. IEEE Trans. on Communications, COM-30(5):913-924. May 1982.

[2] Vijayan R, Poor H V. Nonlinear Techniques for Interference Suppression in Spread-Spectrum Systems[J]. IEEE Trans. on Communications. 1990, 38(7):1060-1065.

[3] 宫二玲,王跃科,杨俊.直序扩频系统中频信号的同时解扩解调方法[J].国防科技大学学报,2004,26(6):65-68.

[4] Haykin S. 自适应滤波器原理(第四版)[M].北京:电子工业出版社,2003.

[5] de Courville M, Duhamel P. Adaptive Filtering in Subbands Using a Weighted Criterion[J]. IEEE Trans. on Signal Processing. Sept. 1998, 46(9):2359-2371.

[6] Malvar H S. Extended Lapped Transforms: Properties, Applications, and Fast Algorithms[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1992, 40(11):2703-2714.

[7] 卢树军,张春海,王世练,等. DSSS通信中基于快速更新子带自适应滤波的窄带干扰抑制[J].信号处理,已录用,待刊.

