

扩频通信中组合自适应抗干扰技术^{*}

唐 瑜^{**} 严 梅 洪福明

(电子科技大学通信与信息工程学院 成都 610054)

【摘要】 研究了自适应滤波技术在扩频通信中的窄带干扰抑制作用, 针对当前自适应滤波器在实际中存在数值稳健性问题作了深入详细的分析, 提出了一种新的组合滤波器模型的解决方法, 具体以中心抽头的自适应横式滤波器为基本滤波器结构, 在此基础上构造出新的组合滤波器结构, 并在理论与实践上对两者作了分析对比。

关键词 组合自适应滤波器; 直接序列扩频; 窄带干扰抑制; 信噪比改善

中图分类号 TN929; TN911

扩频通信的基本原理是应用伪随序列将信号频率展宽, 从而使其对频谱范围内的窄带干扰有一定的抗干扰能力, 当这种抗干扰能力不足以消除功率较大的窄带干扰时, 常用的方法是在相关前采用自适应技术将窄带干扰抑制掉, 其接收原理如图 1 所示。

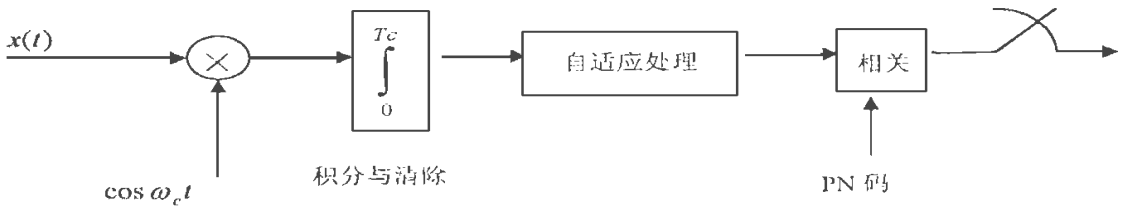


图 1 含有自适应干扰抑制的直扩信号接收原理

大量文献对适用于扩频通信的抗窄带干扰的自适应滤波器作了研究和探讨, 其主要目的是提高自适应处理后相关前信号的信噪比, 从而降低相关处理后的误码率, 对于具体的自适应滤波器的分析均假定窄带干扰是具有强相关性, 可以从其前后相邻的取样值估计出当前窄带干扰的取值, 并且认为扩频信号是近似不相关的, 其当前值不能估计。因此, 它们均采用自适应处理将具有强相关性的窄带干扰从当前接收信号中对消掉, 而信号由于其不相关则不能对消。但实际上, 由于受到信道和接收机带宽的限制, 使接收到的扩频信号也具有一定的相关性, 故它在通常自适应处理时总是要被抑制; 另外, 扩频信号的存在也影响了自适应滤波器对窄带干扰的估计, 即导致自适应处理时权收敛于最优权值的速率减慢或不稳定, 特别是当扩频信号的功率与窄带干扰的功率相比不可忽略时, 这两方面的负作用变得更为明显^[1~4]。本文提出了两种相同结构的基本滤波器构成组合自适应滤波器的思想, 通过理论证明和模拟实验验证, 它不仅能有效降低自适应处理对扩频信号的抑制作用, 而且具有很好的数值稳健性和稳定的信噪改善比, 且易于实时实现。文中还推广了以线性横式滤波器为基本结构的组合滤波器, 并在理论上对两者的抗干扰性能作了分析比较。

1997 年 11 月 8 日收稿

^{*} 国防科工委预研基金资助项目

^{**} 男 29 岁 在职博士 讲师

1 自适应抗窄带干扰滤波器

设发射的扩频信号是信元宽度为 T_b 的数据信息经码片宽度为 T_c , 取值为 ± 1 的伪随机序列扩频而产生的, 其扩频倍数是 N , 且有 $T_b = NT_c$ 。因此, 对于接收信号 $x(t)$ 经解调和采样后的 $x(k)$ 有三个分量

$$x(k) = s(k) + J(k) + n_w(k)$$

式中 $s(k)$ 是功率谱密度为 S 的扩频信号; $J(k)$ 为窄带干扰; $n_w(k)$ 是功率谱密度为 σ_n^2 的宽带高斯白噪声, 假设三者互不相关。对于自适应滤波器, 设 Ψ 为滤波器的加权序集, 要实现其最小均方的输出, 即

$$E[e^2]_{\min} = r(0) - \sum_{k \in \Psi} r(k) w_{\text{kopt}}$$

根据 Wiener-Hopf 公式

$$\sum_k r(l-k) w_{\text{kopt}} = r(l) \quad k, l \in \Psi$$

其中 $r(m) = E[x(k)x(k-m)] = r_J(m) + r_s(m) + \sigma_n^2 \delta(m)$, $r_J(m)$ 为窄带干扰的自相关函数, $r_s(m)$ 为扩频信号的自相关函数, 在不考虑带宽限制下为 $S \delta(m)$, $\sigma_n^2 \delta(m)$ 为白噪声的自相关函数, 代入上式, 得

$$\sum_k w_{\text{kopt}} \{r_J(l-k) + r_s(l-k) - \sigma_n^2 \delta(l-k)\} = \{r_J(l) + r_s(l) + \sigma_n^2 \delta(l)\} \quad k, l \in \Psi \quad (1)$$

可见, 由于等式两边有表征扩频信号功率的 $r_s(\cdot)$ 项存在, 使得根据式 (1) 所算出的最优权 w_{kopt} 来调节权值的自适应滤波器在抑制窄带干扰的同时, 对于扩频信号也有抑制作用; 而要实现滤波器对窄带干扰的抑制, 在式 (1) 中计算权值的等式两边只需要干扰的自相关函数 $r_J(\cdot)$ 项, 而 $r_s(\cdot)$ 和 σ_n^2 的存在反而会影响权值计算, 使其在具体算法权值迭代中会大大影响其收敛于最优权值的速率和稳定。

基于上面的分析, 又考虑到接收器中的白噪声的存在不可避免, 需要在进行维纳滤波前降低扩频信号的能量, 从而减弱等式两边的 $r_s(\cdot)$ 项, 以达到缓解滤波器对扩频信号的抑制作用和提高权收敛速度的目的, 理想的情况应该是

$$\sum_k w_{\text{kopt}} \{r_J(l-k) + \sigma_n^2 \delta(l-k)\} = \{r_J(l) + \sigma_n^2 \delta(l)\} \quad k, l \in \Psi \quad (2)$$

根据式 (2) 所算出的最优权 w_{kopt} 来调节权值的自适应滤波器既能抑制窄带干扰, 又对扩频信号不产生抑制作用, 并且还大大地提高了权值迭代的收敛速率。根据以上分析, 我们提出了新的组合滤波器结构。

2 新的组合滤波器

新的滤波器实现框图见图 2, 它是由结构完全相同, 权系数对应相等的两个滤波器组成, 其中一个为自适应滤波器, 它们的权系数是由这个滤波器的自适应算法调节, 两者并行工作, 为了分析方便, 分别称为它们为滤波器 A 和滤波器 B。对于滤波器 A, 它的作用是对滤波器 B 提供最优权值, 其输入是 $x(k)$ 经 T_b 延迟后与 $\tilde{s}(k)$ 相减, 考虑到相关处理后再经 N 个输出求和才能得到解扩的信息数据, $\tilde{s}(k)$ 是由解扩后数据经同一 PN 序列再扩频并在幅度上减小到其 $1/N$ 的值, 随着迭代次数的增加, 经相关处理后的数据比特值逐渐趋于真实值, 并在时间上有 T_b 的延迟, 因此, $\tilde{s}(k)$

逐渐趋于当前的扩频信号经延迟后的样值 $s(k-N)$ 。令 $d(k) = s(k-N) - \bar{s}(k)$ 代表 $s(k-N)$ 与 $\bar{s}(k)$ 之间的残差, 它的功率为 D , 设 $r_d(m)$ 为 $d(k)$ 的自相关函数, 显然, $0 < r_d(m) \ll r_s(m)$, 并且 $r_d(m), D$ 随 $\bar{s}(k)$ 趋于 $s(k-N)$ 而逐渐减小

$$\bar{x}(k) = J(k-N) + d(k) + n_n(k)$$

又由上面的条件可知, $d(k)$ 与 $J(k)$ 以及 $n_w(k)$ 互不相关, 对于滤波器 A

$$\sum_k w'_{\text{kopt}} \{ \bar{r}_J(l-k) + r_d(l-k) + \sigma_n^2 \delta(l-k) \} = \{ \bar{r}_J(l) + r_d(l) + \sigma_n^2 \delta(l) \} \quad (3)$$

其中 $r_d(m)$ 为 $d(k)$ 的自相关函数; $\bar{r}_J(m) = E[J(k-N-m)J(k-N)]$ 。

对于滤波器 B, 它的主要作用是利用滤波器 A 提供的最优权值来对信号进行滤波, 通过上面的讨论, 要求它的权抽头满足方程

$$\sum_k w_{\text{kopt}} \{ r_J(l-k) + \sigma_n^2 \delta(l-k) \} = \{ r_J(l) + \sigma_n^2 \delta(l) \} \quad (4)$$

$r_J(m) = E[J(k-m)J(k)]$, 由窄带干扰的平稳性, 根据相关函数的性质

$$r_J(m) = E[J(k-m)J(k)] = E[J(k-m-N)J(k-N)] = \bar{r}_J m$$

令 $w_{\text{kopt}} = w'_{\text{kopt}}$, 因此, 式(3)是式(4)的最好近似。

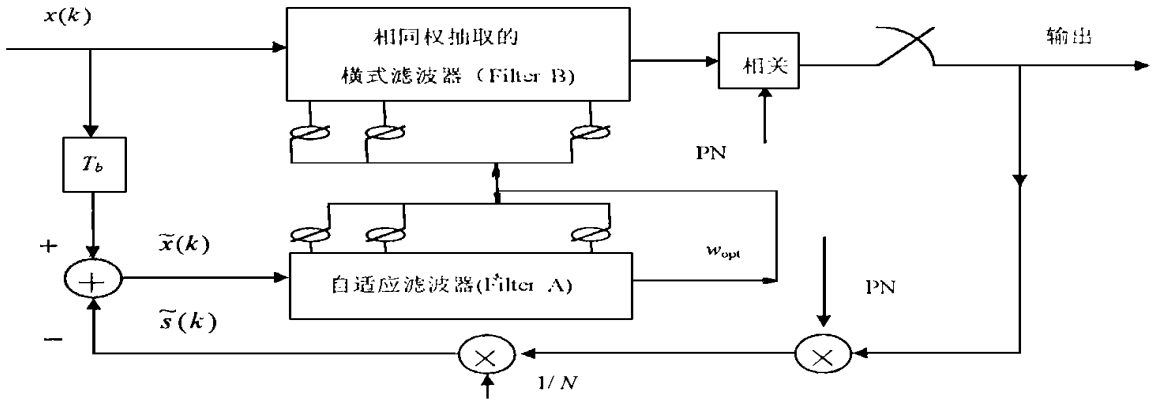


图 2 适用于直扩信号抗干扰组合滤波器模式

我们以中心抽头的自适应横式滤波器为基本的滤波器结构来讨论这种滤波器的具体实现, 它所组成的组合滤波器是由结构完全相同, 权系数对应相等的两个 $2M$ 节自适应横式滤波器组成。这里, 滤波器的加权序集 $\Psi = \{-M, -M+1, \dots, -1, 1, \dots, M-1, M\}$, 所以, 其最小均方的输出为

$$E[e^2]_{\min} = r(0) - \sum_{\substack{k=-M \\ k \neq 0}}^M r(k) w_{\text{kopt}}$$

设干扰是 $J = \sqrt{J} \cos(\omega T_c)$ 的窄带干扰。可以得到

$$w_{\text{kopt}} = \frac{2J \cos \omega T_c}{2(D + \sigma_n^2) + J \left[2N - 1 + \frac{\sin(2N+1)\omega T_c}{\sin \omega T_c} \right]}$$

$$E[y^2] = S + \frac{J}{1 + \frac{J}{2(D + \sigma_n^2)} \left[2N - 1 + \frac{\sin(2N+1)\omega T_c}{\sin \omega T_c} \right]} + \sigma_n^2$$

通常用输出信噪比 SNR_{out} 与输入信噪比 SNR_{in} 之比来衡量滤波器抑制干扰好坏的程度, 这个比值

即信噪比改善 SNR_{improve} 它的定义如下^[1]

$$SNR_{\text{improve}} = \frac{SNR_{\text{out}}}{SNR_{\text{in}}} = \frac{J + \sigma_n^2}{J} \frac{1}{1 + \frac{J}{2(D + \sigma_n^2)} [2N - 1 + \frac{\sin(2N + 1)\omega T_c}{\sin \omega T_c}]} + \sigma_n^2$$

在理想情况下, 令 $\sigma_n^2 = 0$, 得到

$$SNR_{\text{improve}} = 1 + \frac{J}{2D} [2N - 1 + \frac{\sin(2N + 1)\omega T_c}{\sin \omega T_c}] \quad (5)$$

与文献 [1] 在理想情况下对有中心抽头的自适应横式滤波器进行分析得到的

$$SNR'_{\text{improve}} = 1 + \frac{J}{2S} [2N - 1 + \frac{\sin(2N + 1)\omega T_c}{\sin \omega T_c}] \quad (6)$$

相比较, 由于有 $D \ll S$, 所以, 在相同的干扰条件下 (即干扰频率和干扰功率相同), 总有 $SNR_{\text{improve}} \gg SNR'_{\text{improve}}$ 。且从式 (5) 可以看出, SNR'_{improve} 随信号功率 S 的增加呈线性降低。而对于式 (6), 随着迭代次数的增加, $\tilde{s}(k)$ 逐渐趋近于 $s(k)$, 因此, 其差 $d(k)$ 的功率谱 $D \ll S$, 且 D 并不随信号的增加而增加, 而是相对来说稳定得多。

3 数值模拟及分析

取自适应滤波器长度为 $M = 8$, 扩频信号功率为单位功率 (即 $S = 1$), 伪随机序列选用 8 阶移位寄存器产生的 m 序列, 因此, $N = 2^8 - 1$, 在同一种 Kalman 算法条件下, 分别对线性自适应预测器, 中心抽头双边线性横式自适应滤波器, 及以它们为基本滤波器模型所构成的组合线性预测器, 组合线性横式滤波器在不同的干扰类型, 干扰功率及干扰频率下的性能模拟结果。

3.1 在干扰为正弦信号的单频干扰情况下的性能模拟结果

设单频干扰为频偏, 分别是 $\omega = 0.15$ 的正弦信号。改变单频干扰功率 J 的大小, 在滤波器输出稳定后, 取 4 000 个采样点, 并以第 500 个续样点计算一次信噪比改善, 然后平均得到不同输入信噪比条件下的四种滤波器的信噪比改善, 其统计结果如表 1 所示。

表 1 单频正弦干扰下模拟统计结果

输入信噪比/dB	信噪比改善/dB					
	线性预测	组合预测	性能提高	线性横式	组合模式	性能提高
-20	25.8	37.2	11.4	29.7	40.2	10.5
-18	23.9	36.6	13.7	26.7	38.0	11.3
-16	19.8	34.1	14.3	24.8	36.8	12.0
-12	18.2	32.7	11.5	20.9	36.4	11.5
-10	15.6	27.2	11.6	19.1	31.0	10.9
-8	13.6	26.1	12.5	18.4	28.5	10.1
-6	12.2	24.5	12.3	16.5	25.1	9.6
-4	11.3	23.0	12.7	14.3	24.0	9.7

3.2 在干扰为 AR 模型信号的窄带干扰的情况下的性能模拟结果

干扰是由 $\sigma^2 = 0.01$ 的白噪声经过在 0.99 处具有两个极点的二阶 AR 滤波器产生。信噪比改

善性能比较, 改变窄带干扰功率 J 的大小, 然后平均得到不同输入信噪比条件下的四种滤波器的信噪比改善, 其统计结果如表 2 所示。

表 2 AR 模型信号干扰下模拟统计结果

输入信噪比/dB	信噪比改善/dB					
	线性预测	组合预测	性能提高	线性横式	组合模式	性能提高
-20	23.6	36.8	13.2	27.5	38.9	12.4
-18	19.8	34.0	14.2	23.6	38.0	14.4
-16	16.7	30.1	15.3	21.3	35.4	13.9
-12	13.6	28.4	15.8	18.0	31.7	13.7
-10	12.0	25.7	13.7	16.3	28.7	12.4
-8	10.5	24.0	13.5	14.3	26.5	12.1
-6	9.9	22.5	12.6	13.8	25.6	11.8
-4	8.5	21.3	12.8	12.5	24.7	12.2

3.3 性能分析及比较

对两种组合滤波器与它们对应的基本滤波器在不同干扰类型及干扰强度的条件下的实验结果进行比较可以看出: 在单频干扰的条件下, 组合线性预测器的信噪比改善与线性预测器的相比较, 平均提高 12.5 dB; 组合线性横式滤波器比线性横式滤波器平均有 10.7 dB 的提高。在 AR 干扰条件下, 组合线性预测器的信噪比改善与线性预测器相比较, 平均提高 13.6 dB; 组合线性横式滤波器比线性横式滤波器平均提高 12.9 dB。在输入信噪比较大时, 组合线性预测器与组合线性横式滤波器的信噪比改善差别有所减小。从收敛性能来看, 组合滤波器的收敛性能受信号的统计特性影响不明显, 其振荡幅度较小, 更为稳定。

4 结 论

根据组合滤波器思想设计的自适应滤波器与其同一类型的基本自适应滤波器相比, 其算法复杂度并没有明显增加, 而在信噪比改善性能及收敛性能两方面都有显著的提高, 特别是在输入信噪比较大时, 前者的信噪比改善始终保持较为稳定, 且收敛速度明显加快, 抗干扰性能比后者好。

参 考 文 献

- 1 Li Lohming, Laurence B. Rejection of narrow-band interference in PN spread-spectrum systems using transversal filters. IEEE Trans on Com 1982, COM-30(5):867~871
- 2 Masery E. Close form analytical results for the the rejection of narrow-band interference in PN spread-spectrum system 'linear prediction filters IEEE Trans on Com. 1984, COM-32(8):1 024~1 031
- 3 Masery E. Close form analytical results for the rejection of narrow-band interference in PN spread-spectrum system 'linear interpolation filters IEEE Trans on Com. 1985, COM-33(1):327~331
- 4 Vijayan R, Poor H V. Nonlinear techniques for interference suppression in spread spectrum systems. IEEE Trans on Com 1990, COM-38(7):1 742~1 747

A Combined Adaptive Filter Techniques for Interference Suppression in Spread Spectrum Systems

Tang Yu Yan Mei Hong Fuming

(College of Communication and Information Eng., UEST of China Chengdu 610054)

Abstract In this paper, the application of adaptive technique for narrow-band suppression in spread-spectrum (SS) communication is discussed and its numerical robustness is analyzed. In order to increase the converge rate and improve the output signal noise ratio, a combined filter mode is proposed and a new combined adaptive filter is constructed based on an interpolator filter. Finally, the interference suppression ability of both basic adaptive filters and its combined counterparts is compared in theory and in practice.

Key words combined adaptive filter; direct sequence spread-spectrum; narrow band interference suppression; signal noise ratio improve

编辑 徐培红

.....
·科研成果介绍·

超分辨率雷达信号处理技术/时域低旁瓣脉压技术

主研人员 徐继磷 王光泰 周先敏 黄香馥

该研究从理论上提出一种同时具有距离和强弱目标高分辨前提下的低时间旁瓣脉冲压缩加权新方法,由希望的压缩脉冲波形导出了加权函数。采用该方法,用声表面波(SAW)色散延迟线设计并实现了在 $K_1 < 1.47$, $K_2 < 4$, 信噪比损失 ≤ 1.34 dB 的条件下,获得最大旁瓣电平为 -50 dB 的低时间旁瓣脉冲压缩系统。实验结果与 CAD 模拟结果一致。

该成果构思新颖,在国内外尚未见报道,达到90年代中期国际先进水平。

科 卞