

## 自适应开环 FIR 滤波器抗窄带干扰方法研究

郭 艺 王世练 张尔扬

(国防科学技术大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

**摘 要:** 该文针对 DSSS 变换域抑制窄带干扰方法存在的不足, 提出频域 FFT 干扰检测与时域自适应开环 FIR 陷波器相结合抑制窄带干扰的方法。给出了系统输出信噪比的解析表达式, 并自适应地调整陷波器的零点位置和陷波幅度, 使输出信噪比达到最优。仿真结果表明, 该方法在抗单音和多音干扰方面, 性能均优于基于 FFT 加窗重叠处理的变换域抗干扰方法, 并且结构简单、计算量小, 是一种实用的抗干扰方法。

**关键词:** 干扰抑制; FIR 陷波器; 变换域

中图分类号: TN914.42

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)04-0959-04

## Study on Open-Loop Adaptive FIR Filter Approach for Interference Suppression

Guo Yi Wang Shi-lian Zhang Er-yang

(School of Electronic Science and Engineering, NUDT, Changsha 410073, China)

**Abstract:** A new approach for interference suppression in DSSS communication is introduced aim at the shortcomings of the method in transform domain. It combines interference detection in transform domain with interference suppression using open-loop adaptive FIR excision filtering in time domain. The expression of receiver signal-to-noise ratio is derived and it is maximized by adjusting filter coefficients depend on the interference power and its frequency information. The numerical simulation demonstrates that the proposed method is better than FFT method in transform domain in both single-tone and multi-tone interference environment and is effective and efficient to narrowband interferences.

**Key words:** Interference suppression; FIR excision filter; Transform domain

### 1 引言

直接序列扩频通信中, 扩频信号所占频带较宽, 会遇到较强的窄带干扰。常见的抗干扰方法主要有时域预测法<sup>[1,2]</sup>和变换域方法<sup>[3]</sup>。时域预测法主要是利用窄带信号和宽带信号在可预测性上的差异, 得到一个窄带干扰的精确复制, 在接收信号中消除窄带干扰, 达到抑制干扰的目的; 变换域方法是在频域中通过适当的算法检测出干扰信号的位置并将相应的谱线置零, 从而有效提高信噪比。变换域抗干扰方法相比时域预测方法, 其优点在于能够同时处理多个干扰并可针对干扰的变化快速进行自适应调整, 在时域很复杂的滤波过程可以在频域通过简单的相乘来完成; 其缺点在于实际应用中, 一些变换如FFT、STFT等需要窗函数来确定输入信号的范围, 这种加窗运算会导致频域产生不需要的旁瓣。选择非矩形窗函数可以减小旁瓣的大小, 但同时也需要重叠处理输入信号段以保证准确地重构时域波形, 这将加大计算量。另一方面, 在变换域中尽管基于取舍的体制从根本上说是自适应的, 但典型的处理方法是在判断出干扰的位置后, 对各个变换域系数乘以权 0 或权 1, 即去除含干扰的变换域系数,

保留不含干扰的变换域系数。这种方法并不是基于对某个处理参数, 例如对输出SNR或BER的优化, 很难定量分析, 多数靠试验仿真验证其性能优劣。

针对变换域方法的优缺点, 注意到时域 FIR 陷波器有着与频域谱线置零相似的作用, 本文采用一种频域 FFT 干扰检测与时域开环自适应 FIR 陷波相结合的抑制干扰方法, 推导出系统输出信噪比的解析表达式, 并以此自适应地调整滤波器零点位置和陷波幅度, 使得输出信噪比达到最优。本文对上述方法进行了深入的理论分析和详尽的数值仿真。

### 2 基于 FFT 干扰检测与自适应开环 FIR 陷波的干扰抑制

#### 2.1 FFT 干扰谱线检测

DFT可以看作冲击响应为  $\{h_k(n), k=1,2,\dots,N\}$  的窄带滤波器组。  $X(k)$  即为  $n=N$  时刻, 该滤波器组中第  $k$  个滤波器的输出<sup>[4]</sup>。

$$\begin{aligned} H_k(z) &= \sum_{n=1}^N h_k(n) z^{-n} = \sum_{n=1}^N W_N^{-kn} z^{-n} \\ &= W_N^{-k} z^{-1} \frac{1 - W_N^{-kN} z^{-N}}{1 - W_N^{-k} z^{-1}} \end{aligned}$$

其幅频特性为

$$\left| H_k(e^{j\omega}) \right| = \left| \frac{1 - (e^{j\omega})^{-N} (e^{j2\pi k/N})^N}{1 - (e^{j\omega})^{-1} (e^{j2\pi k/N})} \right| = \left| \frac{\sin \frac{N}{2} \left( \omega - \frac{2\pi}{N} k \right)}{\sin \frac{1}{2} \left( \omega - \frac{2\pi}{N} k \right)} \right|$$

假设干扰信号的相对位置为  $(k + \alpha)2\pi/N$ ,  $0 \leq \alpha < 1$ 。设频域上最高的 2 根谱线为第  $k$  根  $C_k$  和第  $(k + 1)$  根  $C_{k+1}$ , 不妨设  $C = C_k/C_{k+1}$ , 则

$$\frac{\left| \frac{\sin \left( \frac{N}{2} \alpha \frac{2\pi}{N} \right)}{\sin \left( \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{2\pi}{N} \right)} \right|}{\left| \frac{\sin \left( \frac{N}{2} (1 - \alpha) \frac{2\pi}{N} \right)}{\sin \left( \frac{1 - \alpha}{2} \cdot \frac{2\pi}{N} \right)} \right|} = \frac{\sin \alpha \pi}{\sin (1 - \alpha) \pi} \frac{\sin (1 - \alpha) \pi / N}{\sin \alpha \pi / N} = C$$

可得

$$\alpha = \frac{N}{\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\sin(\pi/N)}{C + \cos(\pi/N)} \right)$$

即可得到干扰谱线位置, 即干扰频率。

## 2.2 FIR 陷波器干扰抑制性能分析

设扩频接收机接收信号以切普速率采样, 可得到表达式

$$r(n) = p(n) + i(n) + n(n), \quad n = 1, 2, \dots$$

其中  $p(n)$  代表扩频后的数字信号,  $i(n)$  代表窄带干扰,  $n(n)$  代表接收机高斯白噪声。设 FIR 陷波器为  $(K + 1)$  阶滤波器  $(h_0, h_1 \dots h_K)$ , 则滤波器输出为

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{l=0}^K h(l)r(n-l) \\ &= \sum_{l=0}^K h(l)[p(n-l) + i(n-l) + n(n-l)] \\ &= p_o(n) + i_o(n) + n_o(n) \end{aligned} \quad (1)$$

解扩后

$$U = \sum_{k=1}^L y(k)p(k) \quad (2)$$

$L$  为扩频码长度, 即处理增益。将式(1)代入式(2)可得

$$\begin{aligned} U &= \sum_{k=1}^L p(k) \left\{ \sum_{l=0}^K h(l)[p(k-l) + i(k-l) + n(k-l)] \right\} \\ &= \sum_{k=1}^L h(0)p^2(k) + \sum_{l=1}^K h(l) \sum_{k=1}^L p(k)p(k-l) \\ &\quad + \sum_{k=1}^L \sum_{l=0}^K h(l)p(k)[i(k-l) + n(k-l)] \\ &= L \cdot h(0) + \sum_{l=1}^K h(l) \sum_{k=1}^L p(k)p(k-l) \\ &\quad + \sum_{k=1}^L \sum_{l=0}^K h(l)p(k)i(k-l) + \sum_{k=1}^L \sum_{l=0}^K h(l)p(k)n(k-l) \\ &= U_1 + U_2 + U_3 + U_4 \end{aligned} \quad (3)$$

式中  $U_1$  代表期望信号输出部分,  $U_2$  代表时延扩展引起的自

噪声,  $U_3$  表示干扰的影响,  $U_4$  表示高斯白噪声的影响。可得

$$\begin{aligned} E(U) &= E(U_1) = L \cdot h(0) \quad (4) \\ \text{Var}(U) &= E[(U_2 + U_3 + U_4)^2] = E[U_2^2 + U_3^2 + U_4^2] \\ &= L \sum_{l=1}^K h^2(l) + L \sum_{l=0}^K \sum_{n=0}^K h(l)h(n)\rho_i(l-n) \\ &\quad + L\sigma_n^2 \sum_{l=0}^K h^2(l) \end{aligned} \quad (5)$$

这里假定干扰  $i(n)$  均值为零, 自相关函数为  $\rho_i$ , 高斯白噪声均值为零, 方差为  $\sigma_n^2$ 。输出信噪比定义为<sup>[5]</sup>

$$\text{SNR}_0 = \frac{[E(U)]^2}{\text{Var}(U)} \quad (6)$$

将式(4), 式(5)代入式(6)得

$$\text{SNR}_0 = \frac{L \cdot h^2(0)}{\sum_{l=1}^K h^2(l) + \sum_{l=0}^K \sum_{n=0}^K h(l)h(n)\rho_i(l-n) + \sigma_n^2 \sum_{l=0}^K h^2(l)} \quad (7)$$

## 2.3 自适应开环 FIR 最优滤波器抗窄带干扰

频域进行抗干扰处理只是在干扰频率处进行谱线置零处理, 并没有考虑干扰强度的影响。当干扰谱线较弱时, 依靠扩频自身的抗干扰性便足以克服干扰谱线带来的影响, 这时如果进行谱线置零, 反而会影响信号波形, 造成性能下降。因此需考虑干扰的位置和强度两个因素, 来设计 FIR 滤波器。取干扰信号  $i(n) = A \sin(n\omega_0 + \varphi)$ , 则式(7)可以进一步推导为

$$\begin{aligned} \text{SNR}_0 &= \frac{L \cdot h^2(0)}{\sum_{l=1}^K h^2(l) + \frac{A^2}{2} \sum_{l=0}^K \sum_{n=0}^K h(l)h(n) \cos(l-n)\omega_0 + \sigma_n^2 \sum_{l=0}^K h^2(l)} \end{aligned} \quad (8)$$

不考虑干扰频率估计误差, 给出滤波器系统函数的一般形式

$$\begin{aligned} H(z) &= (1 - re^{j\omega_0} z^{-1})^m (1 - re^{-j\omega_0} z^{-1})^m (1 - r^{-1} e^{j\omega_0} z^{-1})^n \\ &\quad \cdot (1 - r^{-1} e^{-j\omega_0} z^{-1})^n, \quad 0 \leq r \leq 1 \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)中的  $r$  表示于干扰所在频率  $\omega_0$  处的滤波零点幅度。  $r$  控制陷波器的陷波深度,  $r$  越接近 1 则陷波越深。这里仅讨论

$\begin{cases} m=1 \\ n=0 \end{cases}$  和  $\begin{cases} m=1 \\ n=1 \end{cases}$  两种情况。将  $\begin{cases} m=1 \\ n=0 \end{cases}$  代入式(9), 可得一

个三阶滤波器

$$H(z) = 1 - 2r \cos \omega_0 \cdot z^{-1} + r^2 z^{-2}$$

故取  $h(0) = 1$ ,  $h(1) = -2r \cos \omega_0$ ,  $h(2) = r^2$ , 代入式(8), 整理可得

$$\text{SNR}_0 = \frac{L}{ar^4 + br^3 + cr^2 + dr + e} = \frac{L}{F(r)}$$

其中  $a = A^2 + \sigma_n^2 + 1$ ,  $b = 2A^2 \cos \omega_0$ ,  $c = 4A^2 \cos^2 \omega_0 + A^2 \cos 2\omega_0 + 4 \cos^2 \omega_0 + 4\sigma_n^2 \cos^2 \omega_0$ ,  $d = -2A^2 \cos^2 \omega_0$ ,  $e = A^2 + \sigma_n^2$ 。  $F'(0) = d = -2A^2 \cos^2 \omega_0 < 0$ ,  $F'(1) = 4a + 3b + 2c + d > 0$ , 故存在  $r = r_0 \in [0, 1]$ , 使得  $F'(r_0) = 0$  即  $F(r_0) = \min\{F(r)\}$ , 此时  $\text{SNR}_0$  最大。

将  $\begin{cases} m = 1 \\ n = 1 \end{cases}$  代入式(9), 并归一化中间项的系数, 可得一

个五阶滤波器。其中  $h(0) = h(4) = 1$ ,  $h(1) = h(3) = -2(r + r^{-1}) \cos \omega_0 \cdot z^{-1}$ ,  $h(2) = r^2 + r^{-2} + 4 \cos^2 \omega_0$ , 故  $\text{SNR}_0$

$$= \frac{L}{\sum_{l=1}^4 h^2(l) + \frac{A^2}{2} \sum_{l=0}^4 \sum_{n=0}^4 h(l)h(n) \cos(l-n)\omega_0 + \sigma_n^2 \sum_{l=0}^4 h^2(l)}$$

$$= \frac{L}{G(r)}$$

同样可以证明<sup>[6]</sup>, 存在  $r = r_0 \in [0, 1]$ , 使得  $G(r_0) = \min\{G(r)\}$ , 此时  $\text{SNR}_0$  最大。

在三阶滤波器情况下,  $r_0$  可以求出闭合表达式, 但表达式较复杂。在五阶滤波器情况下,  $r_0$  的闭合表达式很难求出。本文采用找近似点的方法: 先找到  $r_1 \in \{0, 0.1, 0.2, \dots, 0.9, 1\}$ , 使得  $G(r_1)$  最大; 再用同样方法找到  $r_2 \in [r_1 - 0.1, r_1 - 0.1 + 0.01, \dots, r_1 + 0.1r_1 - 0.01, r_1 + 0.1r_1]$ , 使得  $G(r_2)$  最大, 则  $r_0 \approx r_2$ , 实际中这种近似对系统输出误码率影响很小。

### 3 仿真分析

取扩频码为 31 位 m 序列, 取单一固定点频为窄带干扰, 变换域抗干扰取 64 点 FFT。变换域采用加窗重叠方法时, 采用汉宁窗, 时域数据重叠 1/2。

图 1 给出了  $r$  随信干比增大的具体取值, 从图中可以明显看出, 随着干扰的增大,  $r$  值自适应地在  $[0, 1]$  范围内递增。图 2 给出各方法误码率与干扰强度的关系, 干扰频率  $f = 0.24f_s$ ,  $f_s$  为采样频率, 信噪比  $\text{SNR} = 9\text{dB}$ 。图中明显看出, 变换域加窗重叠方法比变换域加窗不重叠方法性能较优, 这是以增加计算量为代价。五阶自适应开环 FIR 滤波器与三阶自适应开环 FIR 滤波器在干信比  $\text{JSR} \leq 0$  时, 性能都较好; 在  $\text{JSR} > 0$  时, 五阶 FIR 滤波器性能较优。主要有两方面原因: 一方面五阶 FIR 滤波器阶数较高, 因而陷波增益高, 干扰去除更彻底; 另一方面五阶 FIR 滤波器保持严格线性相位, 信号各频率成分间无干扰, 而三阶 FIR 滤波器不是线性相位, 信号各频率成分间相互干扰, 引起系统性能下降。变换域方法与 FIR 方法相比较, 在  $10\text{dB} \leq \text{JSR} \leq 40\text{dB}$  时, 两种方法性能相当。在干扰强度较小和较大情况下, 性能均较差。原因如下: 在干信比较小情况下, 信号占主要成分, 变换域抗干扰要经过 FFT 加窗变换和 FFT 反变换, 因而信

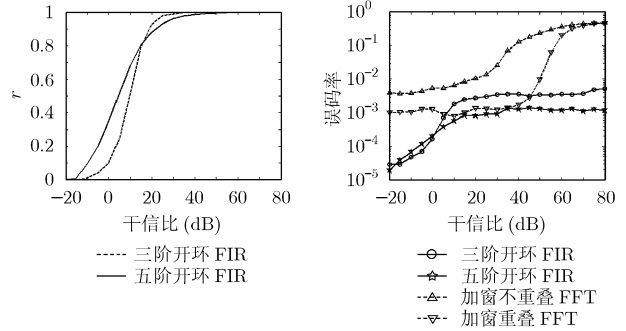


图 1  $r$  值随干信比的变化情况 图 2 误码率与干扰强度的关系

号不可避免地要有损失, 从而导致系统性能下降; 在干扰较大情况下, 干扰占主要成分, 虽然 FFT 变换前加窗以降低频谱泄漏, 但仍不可避免有干扰泄漏到其它信号谱线上造成污染, 导致系统输出信噪比降低。而 FIR 滤波器则不存在上述问题, 因而系统性能保持平稳。从总体上看, 五阶自适应开环 FIR 滤波器性能最优。

图 3 给出了各方法误码率随干扰位置的变化曲线, 干信比  $\text{JSR} = 40\text{dB}$ , 信噪比  $\text{SNR} = 9\text{dB}$ 。从图中看出, 五阶开环 FIR 与变换域重叠加窗方法保持了较低的误码率, 且各干扰位置抗干扰性能变化不大。三阶开环 FIR 与变换域加窗不重叠方法误码率较高, 各干扰位置抗干扰性能也变化较大。图 4 给出了误码率与输入信噪比的关系曲线, 干信比  $\text{JSR} = 10\text{dB}$ , 干扰频率  $f = 0.24f_s$ 。从图中可以看出, FIR 滤波器曲线更接近于无干扰时的理想情况。输入信噪比越大, 自适应开环 FIR 滤波器干扰抑制的性能优势越明显。可以解释为, FIR 陷波器所引入的系统信噪比损失与输入信噪比无关, 而变换域干扰抑制所引入的系统信噪比损失与输入信噪比相关。

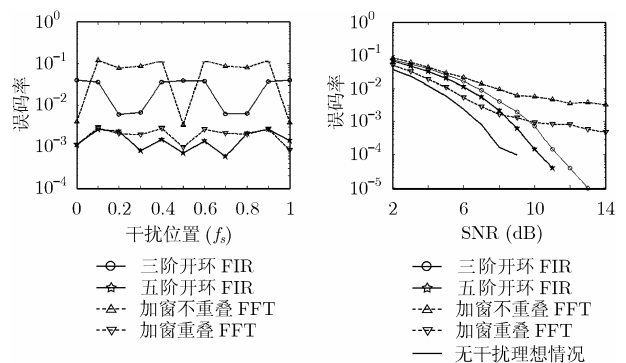


图 3 误码率与干扰频率的关系 图 4 误码率与信噪比的关系

以上讨论的是单频干扰的情况。对于多频干扰, 可以分别求出每个单频干扰所对应的五阶 FIR 滤波器, 采用陷波器级联的方式, 进行抗干扰滤波器的设计。即为图 5 所示。



图 5 多频干扰抑制结构图

由于级联情况下, 级联各滤波器最佳  $r$  值之间相互影响,

求解  $r$  较复杂。故采取一种简化方法, 干扰小于干扰容限时, 不进行抑制处理, 利用扩频自身的抗干扰性抑制干扰; 干扰大于干扰容限时, 令级联各 FIR 滤波器的  $r = 1$ , 这样处理, 虽使性能略有下降, 但却简化了设计, 减小了计算量。图 6 给出了 3 个单频干扰情况下各方法误码率随干扰强度的变化曲线, 信噪比  $\text{SNR} = 9\text{dB}$ , 干扰频率  $f = 0.127f_s, 0.24f_s$  和  $0.373f_s$ 。从图中可以看出, 五阶 FIR 滤波器级联方法在干扰较小和较大时效果明显好于变化域干扰抑制方法, 在  $5\text{dB} \leq \text{JSR} \leq 35\text{dB}$  时, 性能略差, 但总体性能较优。三阶 FIR 滤波器级联方法效果很差, 这里不在图中画出。

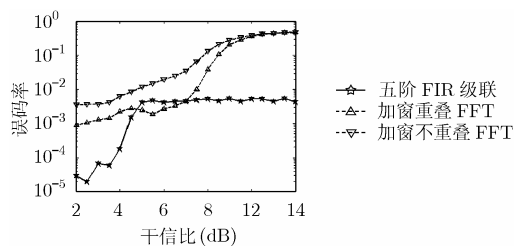


图 6 多频干扰误码率与干扰强度的关系

#### 4 结束语

本文对频域 FFT 干扰检测与时域开环自适应 FIR 陷波相结合的抑制干扰方法进行了讨论, 给出了系统输出信噪比的解析表达式, 并自适应地调整滤波器零点位置和陷波幅度, 使得输出信噪比达到最优。重点讨论了三阶和五阶 FIR 滤波器, 仿真结果表明, 频域 FFT 干扰检测与五阶自适应开环 FIR 陷波器相结合的抑制干扰方法无论在抗单频干扰还是在抗多频干扰方面, 其性能均优于基于 FFT 加窗重叠处理的变换域干扰抑制方法。由于 FIR 滤波器阶数不高, 运算量很小, 是一种较实用的抗窄带干扰方法。

#### 参考文献

- [1] Masry E. Closed-form analytical results for the rejection of narrow-band interference in PN spread spectrum systems-Part I: Linear prediction filter. *IEEE Trans. on Communications*, 1984, 32(8): 888-896.
- [2] Masry E. Closed-form analytical results for the rejection of narrow-band interference in PN spread spectrum systems-Part II: Linear prediction filter. *IEEE Trans. on Communications*, 1985, 33(1): 10-19.
- [3] Saulnier G J. Suppression of narrowband jammers in a spread spectrum receiver using transform domain adaptive filtering. *IEEE J. on Selected Areas in Communications*, 1992, 10(4): 742-749.
- [4] 李素芝. 时域离散信号处理. 长沙: 国防科技大学出版社, 1994, 第 4.7 节.
- [5] Ketchum J and Proakis J. Adaptive algorithms for estimating and suppressing narrowband interference in PN spread spectrum systems. *IEEE Trans. on Communications*, 1982, 30(5): 913-924.
- [6] Amin M G, Wang C, and Lindsey A R. Optimum interference excision in spread spectrum communications using open-loop adaptive filters. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1999, 47(7): 1966-1976.

郭 艺: 男, 1978 年生, 博士生, 研究方向为扩频通信、信号处理等.

王世练: 男, 1976 年生, 讲师, 研究方向为软件无线电技术、通信抗干扰等.

张尔扬: 男, 1941 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信工程与自适应信号处理.