

基于快速计算 CMFB 和 SMFB 变换域抗干扰技术

刘安邦, 初海彬, 武向军, 刘 涛

(中国空间技术研究院总体部, 北京 100094)

摘 要: 本文提出一种基于快速计算余弦调制滤波器组(CMFB)和正弦调制滤波器组(SMFB)联合谱估计的变换域抗干扰算法. 与已有的 CMFB 抗干扰算法比较, 本算法不仅消除了信号相位对幅度谱估计的影响, 而且增强了对短周期平稳干扰的抑制能力. 为增加工程可实现性, 本文补充改进 Malvar 提出的 CMFB 快速计算算法, 得到快速计算 CMFB 和 SMFB 结构, 并应用于提出的抗干扰算法. 仿真和资源分析表明, 在误码率性能相近且子滤波器数足够时, 提出的算法乘法和加法运算量分别仅为基于重叠相加 DFT 抗干扰算法的 75% 和 45%.

关键词: 变换域抗干扰; 余弦调制滤波器组; 快速算法

中图分类号: TN914.42 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2012) 07-1309-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.07.004

A Transform Domain Anti-Interference Method Based on Fast Algorithm CMFB and SMFB

LIU An-bang, CHU Hai-bin, WU Xiang-jun, LIU Tao

(Institute of Spacecraft System Engineering, China Academy of Space Technology, Beijing 100094, China)

Abstract: A Transform Domain Anti-Interference Method based on fast algorithm Cosine Modulated Filter Banks (CMFB) and Sine Modulated Filter Banks (SMFB) combining spectrum estimation is proposed. Compared with existing CMFB Transform Domain Anti-Interference Method, this method not only avoids the signal phase effect on the amplitude spectrum, but also enhances the excision capacity of short periodic stationary signals. For increasing the technical realization, fast algorithm structures of CMFB and SMFB are obtained by improving and supplementing the CMFB fast algorithm by Malvar, and then used to the proposed Anti-Interference method. The simulation and recourse analysis confirm that the multiplication and the addition of the proposed Method are just 75% and 45% of the overlapped-and-add DFT Anti-Interference Method, when the bit error rate performances are close to each other and sub-filters are enough.

Key words: transform domain anti-interference; cosine modulated filter banks (CMFB); fast algorithm

1 引言

扩频通信自身具有抗干扰能力, 在军事应用中一直受到关注. 然而扩频通信系统受处理增益的限制, 抗干扰能力有限. 因此, 增加各种措施提高系统的抗干扰能力是扩频通信重要的研究内容^[1]. 变换域抗干扰处理是扩频通信抗窄带干扰的常用技术, 具有实现设备简单、重量轻、体积小和方便灵活的优点, 对复杂变化的窄带干扰还具有快速自适应能力^[2]. 变换域抗干扰处理是将扩频信号、噪声和窄带干扰组成的接收信号做特定变换, 通过不同信号在变换域内表现出的不同幅度特性, 采用自适应干扰抑制去除窄带干扰, 得到噪声和扩频信号的技术.

变换域抗干扰处理包括三个重要方面, 一是适用的信号变换方式, 二是合适的门限干扰抑制算法, 最后是可工程实现的快速算法. 在稳态窄带干扰的环境中, 采用离散傅里叶变换(DFT)^[2,3]或余弦调制滤波器组(CMFB)^[4,5]作为信号变换方式, 变换域抗干扰处理都能获得良好的性能. 只是为了减小 DFT 频谱泄露和信号失真, 基于 DFT 的抗干扰处理需要采用重叠相加的结构, 使得算法运算量增加一倍^[3]. CMFB 虽然通过设计可保证无失真恢复信号的同时获得良好的旁瓣衰减性能, 但是信号相位影响变换域的幅度谱估计^[4,5]. 当干扰信号相位与基函数相差 $\pi/2$ 时, CMFB 幅度谱估计为零, 导致算法不能将其检测删除而影响系统误码率性能^[5]. 门限干扰抑制算法种类繁多, 基本思想都是以变

换域幅度统计均值或者方差为基础计算门限值,再通过门限比较删除干扰.其中连续均值删除法(CME)^[6]采用多次迭代构建门限和删除干扰,获得优于均值法、标准差法和条件中值法(CMF)^[5]的误码率性能.为使算法在有限资源条件下得到应用,变换域抗干扰处理还需要具备相应的快速算法(Fast Algorithm).基于 DFT 的算法中,DFT 可采用 FFT 结构的快速算法;而基于 CMFB 的算法中,CMFB 也具有蝶形^[7]或者格型结构^[8,9]的快速算法.

本文提出一种基于 CMFB 和 SMFB 联合谱估计的变换域抗干扰算法.与 Medley^[4]和李冲泥^[5]的算法比较,本算法采用的 CMFB 和 SMFB 具有 FA 结构,且重叠因子 $K=4$ 的 CMFB 最大旁瓣衰减性能优于 Medley $K=2$ 的 CMFB^[4]和李冲泥的半正弦窗函数 CMFB^[10].更重要的是,与已有基于 CMFB 的抗干扰算法^[4,5,10,11]不同,本算法的变换域幅度谱估计完全不受处理信号相位的影响.此外,本文在 Malvar 求解过程^[7,12]的基础上,补充提出 CMFB 原型滤波器 FA 结构初始值的求解方法,并结合无约束最优化 CMFB 设计方法^[7,12]求解 FA 结构 CMFB 和 SMFB,以及构建基于快速计算 CMFB 和 SMFB 的变换域抗干扰算法.与基于 DFT 的抗干扰算法比较,在系统误码率性能相近时,本文算法的乘法和加法运算量分别仅为基于 DFT 算法的 75% 和 45%.

2 正余弦调制滤波器组抗干扰

由于 CMFB 幅度谱估计受输入信号相位的影响,CMFB 单次幅度谱估计不能完全反应输入信号各频点的能量,基于 CMFB 的抗干扰算法存在无法正确检测干扰的可能^[4,5,10].虽然在信号和干扰平稳的条件下,CMFB 多次幅度谱估计的均值可有效反映信号各频点能量,基于 CMFB 的抗干扰算法性能^[11]将接近于 DFT 抗干扰算法^[3],但是实际环境中干扰多为周期平稳信号,干扰频率仅在较短时间内保持不变,而幅度谱均值无法跟踪干扰频率变化,基于 CMFB 的抗干扰算法性能将严重恶化.

为消除信号相位对基于 CMFB 抗干扰算法的影响,考虑采用 CMFB 和 SMFB 综合滤波器组:

$$f_{c,k}(n) = h(n) \sqrt{\frac{2}{M}} \cos \left[\left(n + \frac{M+1}{2} \right) \left(k + \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{M} \right]$$

$$f_{s,k}(n) = h(n) \sqrt{\frac{2}{M}} \sin \left[\left(n + \frac{M+1}{2} \right) \left(k + \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{M} \right]$$
(1)

及分析滤波器组:

$$h_{c,k}(n) = f_{c,k}(2KM - 1 - n)$$

$$h_{s,k}(n) = f_{s,k}(2KM - 1 - n)$$
(2)

式中 $k=0,1,\dots,M-1, n=0,1,\dots,2KM-1$. K 为重叠

因子, M 为子带滤波器数目. $h(n)$ 为原型滤波器.由式 (1)(2) 可见,CMFB 和 SMFB 可分为 $h(n)$ 和离散余弦变换(DCT)或离散正弦变换(DST)两个部分.类似于 DFT 基函数的实部和虚部,DCT 和 DST 部分相位差 $\pi/2$,即正交.如果接收扩频信号:

$$r(n) = \sqrt{C} a(n) c(n) \cos(2\pi \Delta f_c n / f_s + \Delta \phi) + w(n) + J(n)$$
(3)

式中 C 为扩频信号功率, $a(n)$ 为调制信息, $c(n)$ 为扩频码元, $a(n), c(n) \in \{-1, +1\}$. Δf_c 为信号频率偏移, $\Delta \phi$ 为相位偏移. $w(n)$ 为均值 0、方差 σ^2 的高斯白噪声, $J(n)$ 为干扰信号.信号经过 CMFB 和 SMFB 得到幅度谱“合谱”:

$$R(k) = \sqrt{\left[\sum_{n=0}^{2KM-1} r(n) f_{c,k}(n) \right]^2 + \left[\sum_{n=0}^{2KM-1} r(n) f_{s,k}(n) \right]^2}$$
(4)

比较 DFT 幅度谱,式(4)得到的 CMFB 和 SMFB“合谱”可看作特殊窗函数加权的 DFT 频率幅度谱.“合谱”具有 DFT 幅度谱的性质,避免了仅采用 CMFB 时信号相位对幅度谱的影响^[5].基于 CMFB 和 SMFB 的抗干扰算法采用单次“合谱”即可准确设置检测门限,从而增强了算法对周期平稳干扰的抑制能力.

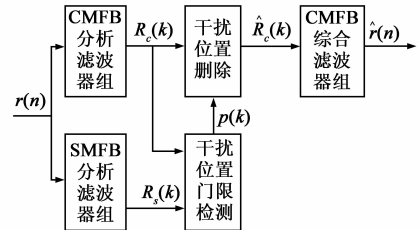


图1 基于CMFB和SMFB的变换域抗干扰算法框图

由此得到基于 CMFB 和 SMFB 联合谱估计的变换域抗干扰算法.如图 1 所示,接收信号 $r(n)$ 经过 CMFB 和 SMFB 分析滤波器组求得幅度谱 $R_c(k)$ 和 $R_s(k)$,再输入于干扰位置门限检测模块计算“合谱”和干扰频点位置信息 $p(k)$.干扰位置删除模块利用 $p(k)$ 删除 $R_c(k)$ 干扰频点,求出幅度谱 $\hat{R}_c(k)$.最后 $\hat{R}_c(k)$ 输入 CMFB 综合滤波器组,得到抑制干扰的信号 $\hat{r}(n)$.

在 CMFB 满足信号精确重构的条件下,干扰位置门限检测算法将决定抗干扰处理的性能.由于 CME 算法性能优于均值法、标准差法和 CMF^[5],基于 CMFB 和 SMFB 抗干扰处理采用 CME 算法.CME 关键问题是设置与信号统计特性无关的门限系数 α_T ^[6].由于 CMFB 和 SMFB 抗干扰算法结构与 DFT 相似,易推导得到 CMFB 和 SMFB 抗干扰算法的 α_T 为:

$$\alpha_T = \frac{\sqrt{-\ln(P_{FD})}}{\Gamma(1.5)}$$
(5)

式中 Γ 为 Gamma 函数, P_{FD} 为无干扰时的误检概率.基

于 CMFB 和 SMFB 抗干扰算法由式(5)确定特定 P_{FD} 对应的 α_T , 再利用式(4)的幅度谱求出门限, 最后多次迭代删除干扰^[6], 得到抑制干扰的 $\hat{R}_c(k)$ 和 $\hat{r}(n)$.

3 最优化求解原型滤波器

采用基于 CMFB 抗干扰处理的重要原因是 CMFB 存在快速算法. CMFB 快速算法结构有很多种^[7-9], 其中 Malvar 提出的快速算法采用蝶形结构, 具有良好的通阻带性能^[7]. 因此基于 CMFB 和 SMFB 抗干扰处理采用 Malvar 的 CMFB 快速算法, 以及由 CMFB 快速算法修改得到的 SMFB 快速算法.

根据 SMFB 结构特点, DST 部分可采用 DST-IV 快速算法结构. 因此, 求解 SMFB 快速算法的关键问题是求解原型滤波器 $h(n)$ 的快速算法. 根据 Malvar 分析, $h(n)$ 可分解为 K 个正余弦函数构成的蝶形结构, 且第 k 级蝶形矩阵如文献[7]式(23). 经过类似推导, 可得 SMFB 原型滤波器第 k 级蝶形矩阵为:

$$D_{S,k} = \begin{bmatrix} -C_k & -S_k J \\ -J S_k & J C_k J \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中 C_k 和 S_k 是同一角度 θ_k 得到的余弦和正弦函数对角阵, 定义见文献[7]式(24). 比较式(6)与文献[7]式(23)可知, SMFB 与 CMFB 原型滤波器蝶形仅有 C_k 和 S_k 前的符号不同. 如果 SMFB 原型滤波器采用分段矩阵式(A.5)^[7], 那么其分段矩阵与蝶形矩阵的关系为:

$$\begin{aligned} U_i^{K+1} &= -C_K U_i^K + S_K V_{i-2}^K \\ V_i^{K+1} &= -S_K U_i^K - C_K V_{i-2}^K \end{aligned} \quad (7)$$

式中 U_i^K 和 V_i^K 定义见文献[7]式(A.5). 式(7)与文献[7]式(A.7)完全相同. 由上述分析可知, SMFB 与 CMFB 的蝶形结构只是对应位置的符号不同而已. 因此, 基于 CMFB 和 SMFB 抗干扰处理的分析滤波器可采用符号分时复用的一个结构实现. 由于信号是在 M 倍抽取后分析滤波, 则 CMFB 和 SMFB 分时复用结构不会给系统造成实现速度过高的负担. 如果不计干扰位置门限检测的运算量, 基于 CMFB 和 SMFB 抗干扰采用复用结构的乘法 η_{CMFB} 和加法 ρ_{CMFB} 运算量为:

$$\begin{aligned} \eta_{\text{CMFB}}(M) &= M(2K + \log_2 M + 3) \\ \rho_{\text{CMFB}}(M) &= M(3K + 3\log_2 M + 1) \end{aligned} \quad (8)$$

采用分裂基, 基于重叠相加 DFT 抗干扰乘法 η_{DFT} 和加法 ρ_{DFT} 运算量为:

$$\begin{aligned} \eta_{\text{DFT}}(M) &= 2M(\log_2 M - 2) + 8 \\ \rho_{\text{DFT}}(M) &= 2M(\log_2 M - 5) + 8 \end{aligned} \quad (9)$$

采用式(6)(7)求解原型滤波器, 即是在重叠变换和快速计算的双重约束下最优化求解 C_k 和 S_k . 为使滤波器具有更好的通带平坦和阻带衰减性能, 在修正伪牛顿 BFGS 方法求解原型滤波器基础上^[7,12], 最优化求解

修正的主目标函数:

$$\min \{ E_s \} = \min \left\{ \begin{aligned} & \frac{\beta}{\pi} \int_0^{\omega_p} |H(1) - H(e^{j\omega})|^2 d\omega \\ & + \frac{(1-\beta)}{\pi} \int_{\omega_s}^{\pi} |H(e^{j\omega})|^2 d\omega \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

式中 $H(e^{j\omega})$ 为原型滤波器频率响应, β 为通带约束权重因子, $\beta \in [0, 1]$. ω_p 为通带截止频率, ω_s 为阻带起始频率. 最优化求解 $\min \{ E_s \}$, 最终可得原型滤波器 $h(n)$ 对应的 C_k 和 S_k , 进而得到 $h(n)$ 快速算法.

然而, 以 θ_k 为未知量的 $\min \{ E_s \}$ 具有复杂的非线性结构, 使得当设置的初始值 θ_k^0 没有接近全局最优解时, 采用最优化算法解得 $h(n)$ 不具有良好的频带特性. 因此, 需要构造辅助目标函数求解 θ_k^0 . 辅助目标函数为:

$$\min \{ E_{PR} \} = \min \left\{ \sum_{s=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{M/2-1} \left[\sum_{i=0}^{K-1} \left\{ u(n+iM) - \delta(s) \right\} \right]^2 \right\} \quad (11)$$

式中 $u(n)$ 为文献[7]式(28)函数, 表示初始态 $h(n)$. $\delta(n)$ 为 Dirichlet 函数. 由于辅助目标函数也是非线性的, 仍采用修正伪牛顿 BFGS 方法求解, 而仅需考虑 $h(n)$ 的低通特性, 即可设置 $u(n)$ 的初始值.

4 主目标函数初始值求解

根据 Malvar 分析, 解得 $u(n)$ 后令原型滤波器 $h(n) = u(n)$, 并利用式(7)的反推关系式, 即可得 $h(n)$ 蝶形结构对应 θ_k^0 ^[7,12]. 反推关系式为:

$$\begin{aligned} U_i^K &= -C_K U_i^{K+1} - S_K V_{i+1}^{K+1} \\ V_i^K &= S_K U_{i+2}^{K+1} - C_K V_{i+2}^{K+1} \end{aligned} \quad (12)$$

然而 Malvar 分析存在漏洞, 仅利用式(12)和 $u(n)$ 是不可能解得集合 θ_k^0 的. 因为 C_k 和 S_k 是同一角度 θ_k 对应的正余弦函数, 式(12)缺少对每级 C_k 和 S_k , 也即 θ_k 的必要约束. 为此, 本文对 $u(n)$ 求解原型滤波器蝶形结构对应 θ_k^0 的问题进行补充修正.

当已知集合 θ_k 时, 可利用式(7)迭代求解原型滤波器分段矩阵 U_i^K 和 V_i^K , 而在求解重叠因子 K 的原型滤波器分段矩阵过程中, 也隐含求解了所有重叠因子小于 K 的滤波器分段矩阵, 那么迭代求解的每级分段矩阵 U_i^K 和 V_i^K 构成的滤波器, 也必将满足 CMFB 和 SMFB 的对称性和重叠变换精确重构特性. 因此, 当利用式(12)和第 $K+1$ 级 U_i^{K+1} 和 V_i^{K+1} 求解第 K 级 U_i^K 和 V_i^K 时, 必须保证第 K 级 U_i^K 和 V_i^K 构成的滤波器满足对称性和重叠变换精确重构性质, 即应满足约束:

$$\sum_{i=0}^{K-1} (U_i^K)^2 + \sum_{i=0}^{K-1} (V_i^K)^2 = I \quad (13)$$

在得到 $u(n)$ 后, 根据文献[7]式(A.5)求解最高一级

U_i^{K+1} 和 V_i^{K+1} , 再将式(12)改写为向量形式, 求解下一级 U_i^K 和 V_i^K 的平方项:

$$\begin{aligned} (U_i^K)^2 &= [C_K S_K] \begin{bmatrix} (U_i^{K+1})^2 & U_i^{K+1} V_i^{K+1} \\ U_i^{K+1} V_i^{K+1} & (V_i^{K+1})^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_K \\ S_K \end{bmatrix} \\ (V_i^K)^2 &= [C_K S_K] \begin{bmatrix} (V_{i+2}^{K+1})^2 & -U_{i+2}^{K+1} V_{i+2}^{K+1} \\ -U_{i+2}^{K+1} V_{i+2}^{K+1} & (U_{i+2}^{K+1})^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_K \\ S_K \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

将式(14)代入式(13)即得到关于 C_k 和 S_k 第一组约束方程. 此外, 注意到同一角度 θ_k 的三角函数性质 $C_K^2 + S_K^2 = I$, 得到关于 C_k 和 S_k 第二组约束方程. 联立两组约束方程可解得 C_k 和 S_k , 以及 θ_k . 如此迭代求解, 易得到 $u(n)$ 对应的全部角度 θ_k , 即 $h(n)$ 蝶形结构的初始值 θ_k^m .

求解 C_k 和 S_k 还需注意, 联立约束方程组虽然能求得精确解, 但是精确解可能是复数, 而三角函数 C_k 和 S_k 必须是实数, 导致复数解不可用. 因此, 需要求解联立约束方程组的实数最优解, 采用常用的约束最优化方法即可得. 由于不是精确解, 初始值 θ_k^m 得到的原型滤波器与 $u(n)$ 并不完全相同. 如图 2 所示, 初始值 θ_k^m 原型滤波器的波形在首尾两端每隔 $M/2$ 长度会有明显的间断.

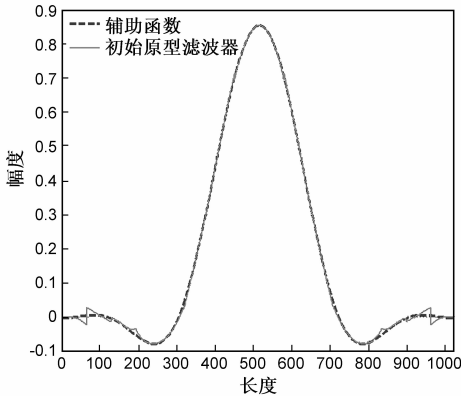


图2 长度 $2KM=1024$ 辅助函数和初始原型滤波器波形

5 性能仿真与分析

根据 CMFB 和 SMFB 联合谱估计变换域抗干扰算法, 仿真分析算法误码率性能和资源占用情况. 首先采用最优化方法产生满足快速算法和重叠变换精确重构约束的 CMFB 和 SMFB 原型滤波器. 设主目标函数 $\omega_p = 0.8\pi/M$, $\omega_s = \pi/M$, $\beta = 1/M$. 图 3 和图 4 分别做出不同 K 和 M 的原型滤波器波形和频率响应. 图 3 中不同 K 和 M 的原型滤波器都具有低通特性, 但是由于需要满足快速算法和精确重构两项约束, 使得所有原型滤波器波形的连续性不够好, 部分位置存在小波形跳变, 导致频率响应阻带不能以任意强度衰减. 图 4 中 $M = 128$

的原型滤波器, K 越大则原型滤波器的阻带衰减越大; 当 $K=4, 6$ 时, 原型滤波器邻近 ω_s 的阻带衰减相近. 说明当 K 增大到一定程度后阻带衰减将不再明显改善. 此外 $K=4$ 的原型滤波器, M 越大则阻带衰减越大且通带宽度越窄.

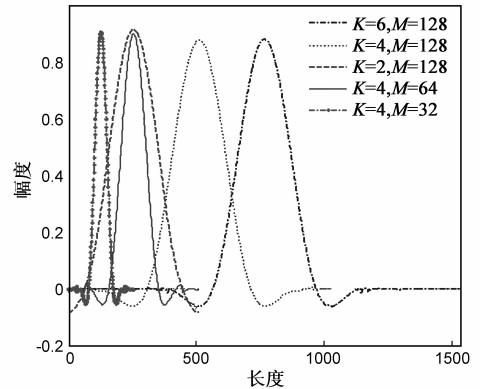


图3 不同 K 和 M 时原型滤波器波形

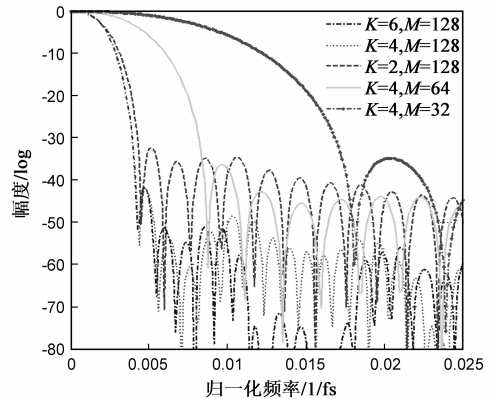


图4 不同 K 和 M 时原型滤波器频率响应

为进一步比较 $M = 128$, $K = 4, 6$ 的原型滤波器性能. 图 5 和图 6 做出归一化带宽的 $M = 128$, $K = 4, 6$ 原型滤波器频率响应. 虽然图 4 中 $K = 6$ 比 $K = 4$ 的原型滤波器邻近 ω_s 的阻带衰减大, 但是图 5 全频带下 $K = 4$ 比 $K = 6$ 的阻带整体衰减更强. 这是由原型滤波器满足快速算法和精确重构两项约束导致. 图 6 中的归一化频率为 1 时, $K = 4, 6$ 的原型滤波器主瓣衰减只有 30dB. 意味着, 当干扰能量大于基底噪声 30dB 时, 干扰通过大于归一化频率 1 的主瓣部分频谱泄露到邻近频点, 造成算法误删频点而使误码率上升. 在最优化过程中, 虽然可以调整 β 使通带被严格限制在 $\pi/2M$ 带宽内, 但是此时阻带衰减严重恶化. 因此折衷选择 $\beta = 1/M$ 产生原型滤波器.

利用得到的原型滤波器生成 CMFB 和 SMFB, 分析基于 CMFB 和 SMFB 抗干扰处理的性能. 设扩频信息速率为 50bps, 仿真码元长度 6.4×10^4 , 扩频增益 1024; 码元已同步, 每个扩频 chip 仅采样一次, 信号频率偏移为采样率 10%; CME 门限设置保证误删概率为 10^{-3} ; 窄带

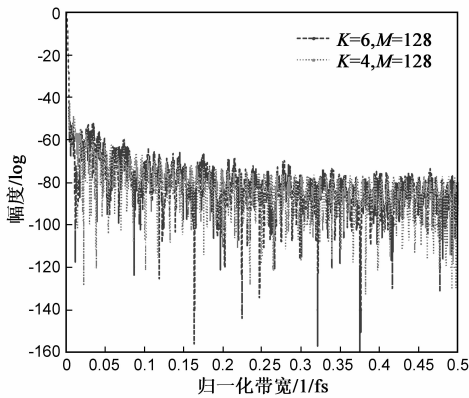


图5 $K=4,6;M=128$ 时原型滤波器频率响应

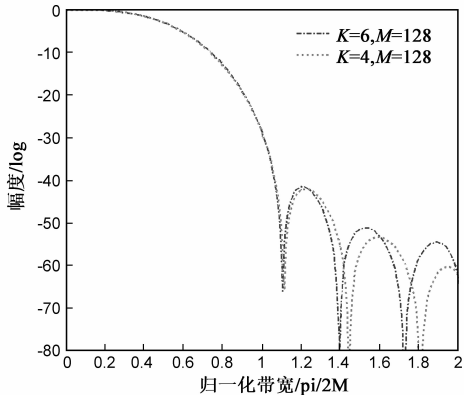


图6 $K=4,6;M=128$ 时原型滤波器部分带宽频率响应

干扰带宽取信号带宽 20% ;原型滤波器取 $K = 4$. 图 7 和图 8 分别做出在不同能量单音和窄带干扰下,接收信号 $E_b/N_0 = 6\text{dB}$ 时基于重叠相加 DFT 变换域抗干扰算法^[3]与基于 CMFB 和 SMFB 算法的性能. 如图所示 M 越大,CMFB 和 SMFB 算法的性能越好. 当干扰能量大于基底噪声 30dB, 即信干比小于 -50dB 后,CMFB 和 SMFB 算法误码率均明显增大,由图 6 分析可知是原型滤波器主瓣过宽导致. 图 7 中, $M = 128$ 的 CMFB 和 SMFB 算法性能与 $M = 512$ 的 DFT 算法相近;信干比小于 -40dB 时,CMFB 和 SMFB 算法性能更优. 而当 $M = 32, 64$ 过少导致频率分辨率受限时,信干比小于 -45dB 后 CMFB

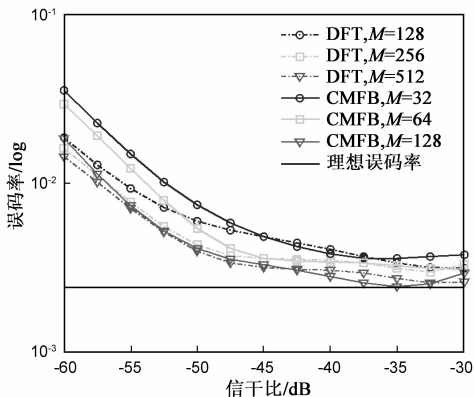


图7 不同能量单音干扰下抗干扰算法性能

和 SMFB 算法性能严重恶化. 图 8 中, $M = 128$ 的 CMFB 和 SMFB 算法与 $M = 256$ 的 DFT 算法性能相近; $M = 64$ 的 CMFB 和 SMFB 算法与 $M = 128$ 的 DFT 算法性能相近;当 $M = 32$ 过少导致频率分辨率受限时,CMFB 和 SMFB 算法性能严重恶化.

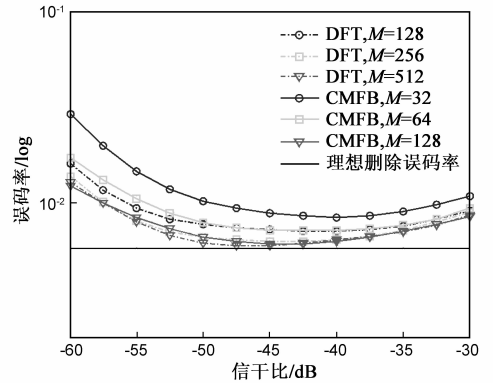


图8 不同能量窄带干扰下抗干扰算法性能

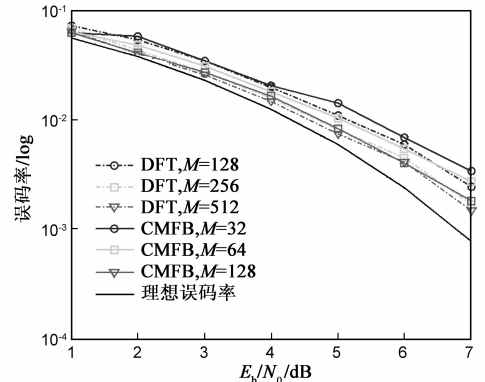


图9 信干比-50dB单音干扰下抗干扰算法性能

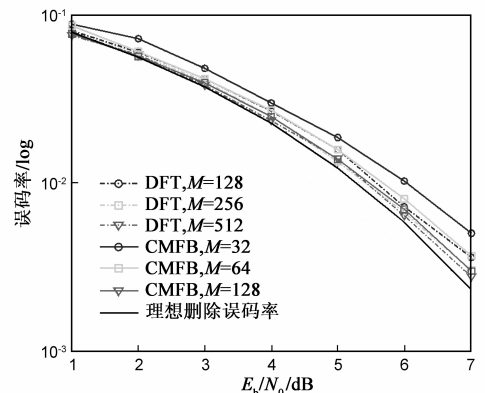


图10 信干比-50dB窄带干扰下抗干扰算法性能

保持单音和窄带干扰的信干比 -50dB ,其他条件不变. 图 9 和图 10 分别做出在相同干扰和不同 E_b/N_0 接收信号时,基于重叠相加 DFT 变换域抗干扰算法与基于 CMFB 和 SMFB 算法抗干扰性能. 在两种干扰情况下, M 越大则 CMFB 和 SMFB 算法的性能越好. $M = 128$ 的 CMFB 和 SMFB 算法与 $M = 256$ 的 DFT 算法性能相近; $M = 64$ 的 CMFB 和 SMFB 算法与 $M = 128$ 的 DFT 算

法性能相近;而当子 $M = 32$ 过少导致频率分辨率受限时,CMFB 和 SMFB 算法性能严重恶化.

综合图 7 至图 10 的分析,当子滤波器数足够多时,采用 $K = 4$, M 仅为 DFT 长度 50% 的 CMFB 和 SMFB 联合谱估计变换域抗干扰算法与基于 DFT 的算法性能相近.由式(11)(12)计算可知, $K = 4$, $M = 128$ 的 CMFB 和 SMFB 算法的乘法和加法运算量分别仅有 $M = 256$ 的 DFT 算法的 75% 和 45%.

6 总结

本文针对已有的基于 CMFB 变换域抗干扰处理幅度谱估计受信号相位影响,短周期平稳干扰系统性能恶化和没有快速算法的问题,提出了一种基于快速计算 CMFB 和 SMFB 联合谱估计变换域抗干扰处理算法.分析表明,CMFB 和 SMFB 联合幅度谱不受输入信号相位影响,并且缩短了处理时间,增强算法对短周期平稳干扰的适应能力.此外,通过对 Malvar 求解 CMFB 快速计算算法的补充和改进,得到可快速计算的 CMFB 和 SMFB,并由此构建基于快速计算 CMFB 和 SMFB 的抗干扰算法.仿真和资源分析表明,在系统误码率性能相近且子滤波器数足够时,本文算法乘法和加法的运算量仅有基于 DFT 抗干扰算法的 75% 和 45%.

参考文献

- [1] M K Simon, J K Omura, et al. Spread Spectrum Communication Handbook [M]. NY: McGraw-Hill, 1994.
- [2] L B Milstein. Interference rejection techniques in spread spectrum communications[J]. Proceedings of IEEE, 1988, 76(6): 657 - 671.
- [3] J A Young. Performance metrics for windows used in real-time DFT-based multiple-tone frequency excision [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1999, 47(3): 800 - 812.
- [4] Michael J Medley, G J Saulnier, et al. Narrow-band interference excision in spread spectrum systems using lapped transforms [J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(11): 1444 - 1455.
- [5] 李冲泥, 胡光锐. 一种新的重叠变换域抗窄带干扰技术[J]. 电子学报, 2000, 28(1): 117 - 119.
Li Chongni, Hu Guangrui. A new lapped transform domain narrow-band interference excision technique [J]. Acta Electronica Sinica, 2000, 28(1): 117 - 119. (in Chinese)
- [6] P Henttu. Consecutive mean excision algorithm [A]. IEEE International Symposium on Spread-Spectrum Tech & App [C]. 2002, 450 - 454.

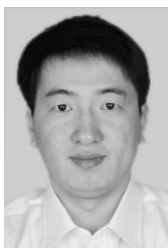
- [7] H S Malvar. Extended lapped transforms: Properties, applications, and fast algorithms [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992, 40(11): 2703 - 2714.
- [8] 高西奇, 祁俊, 何振亚. 任意长度线性相位余弦调制滤波器组的快速实现[J]. 电子学报, 1999, 27(10): 43 - 46.
Gao Xiqi, Qi Jun, He Zhenya. The fast implementation of arbitrary length linear phase cosine modulated filter bank [J]. Acta Electronica Sinica, 1999, 27(10): 43 - 46. (in Chinese)
- [9] 石光明, 焦李成. 无约束法设计完全重构 M 带滤波器组[J]. 电子学报, 2002, 30(7): 970 - 973.
Shi Guangming, Jiao Licheng. Design of M -band cosine modulated filter banks [J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(7): 970 - 973. (in Chinese)
- [10] 李冲泥, 胡光锐. 多分辨重叠变换在扩频通信系统抗干扰中的应用[J]. 电子学报, 2000, 28(4): 17 - 19.
Li Chongni, Hu Guangrui. Interference excision in spread spectrum communication systems using hierarchical lapped transform [J]. Acta Electronica Sinica, 2000, 28(4): 17 - 19. (in Chinese)
- [11] T H Stitz, M Renfors. Filter-bank-based narrowband interference detection and suppression in spread spectrum systems [J]. EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 2004, 1163 - 1176.
- [12] H S Malvar. Signal Processing with Lapped Transforms [M]. Norwood, MA: Artech House, 1992.

作者简介



刘安邦 男, 1983 年 4 月出生于甘肃省兰州市. 2011 年毕业于北京理工大学, 工学博士. 现为中国空间技术研究院总体部工程师. 主要研究方向: 导航卫星信号处理、扩频通信和抗干扰信号处理.

E-mail: bangbangxiaon@gmail.com



初海彬 男, 1977 年 10 月出生于黑龙江省尚志市. 2004 年毕业于哈尔滨工业大学, 工学博士后. 现为中国空间技术研究院总体部高级工程师, 副主任. 主要研究方向: 导航卫星系统设计、导航和通信信号处理.

E-mail: chuhaibin@gmail.com