

基于自适应多门限算法的变换域窄带干扰抑制

张春海^① 薛丽君^② 张尔扬^①

^①(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

^②(中国科学院微电子研究所 北京 100029)

摘要 该文分析基于门限检测的直接序列扩频通信系统变换域窄带干扰抑制技术,提出一种基于自适应多门限窄带干扰抑制算法,并对其性能进行详细分析,理论分析和数字仿真结果表明,该算法可有效抑制直扩通信系统中的窄带干扰,并且相对于传统的门限检测算法,有自适应性强,门限设计简单等优点。

关键词 直接序列扩频, 窄带干扰抑制, 变换域, 自适应多门限

中图分类号: TN911.4

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)03-0461-05

Narrow-Band Interference Suppression in Transform Domain Based on Adaptive Multi-threshold Algorithm

Zhang Chun-hai^① Xue Li-jun^② Zhang Er-yang^①

^①(School of Electronic Science and Engineering of NUDT, Changsha 410073, China)

^②(Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China)

Abstract This paper studies the narrowband interference suppression algorithm based on threshold detection in transform domain, and a novel adaptive multi-threshold narrowband interference detection algorithm is proposed. Theoretical analysis and simulations prove that this algorithm has good performance in suppressing the narrowband interference in DSSS signal.

Key words Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS), Narrowband interference suppression, Transform domain, Adaptive multi-threshold

1 引言

由于直接序列扩频通信技术具有抗窄带干扰,截获概率低和精确测时测距等特点,因此广泛应用于军事通信、导航与定位系统和测速雷达等领域。扩频系统固有的扩频增益可以提供一定的抗干扰能力,但在强干扰环境下,则需要借助信号处理技术在不增加信号带宽的条件下提高系统的抗干扰能力。目前直接序列扩频(DSSS)通信系统中基于单天线接收机的抗窄带干扰技术主要有时域处理技术和变换域处理技术,相对于时域处理技术而言,变换域处理技术具有收敛速度快、能有效抑制时变干扰等特点,因此越来越引起研究人员的广泛重视。

变换域抗干扰处理技术经过20多年的发展,已经提出很多有效的抗干扰算法,常见的变换域干扰处理方法有:中值滤波法^[1],权值泄漏法^[2],K谱线法^[3]以及门限检测法^[3-6]等等。其中门限检测法由于实现结构简单而得到广泛的应用,

美国MITRE公司已经开发出基于变换域门限检测法的GPS抗干扰接收机^[4]。基于门限检测的窄带干扰抑制算法中,干扰检测门限的设计是算法实现的关键问题,目前文献中对门限设计的方法讨论较少。本文给出一种基于自适应多门限的窄带干扰抑制算法,具有门限设计简单,自适应性强等优点。

本文首先给出直接序列扩频通信系统的信号模型,分析了现有基于门限检测抗干扰算法的缺点,给出一种自适应多门限窄带干扰抑制算法,并对其性能进行理论分析和仿真。

2 接收信号模型

设PN扩频调制采用码同步方式,即PN码的chip与信息码元同步,且PN码周期等于信息码元时间,每个信息码元内包含一个长度为L的完整的PN码周期,则第k个信息码元可以表示为

$$b_k(t) = \sum_{l=1}^L c_l p(t - lT_c) \quad (1)$$

其中 $\{c_l\}$ 表示 PN 码元序列, $p(t)$ 为支撑区间为 $[0, T_c]$ 的方波。则发射端传输信号的波形可表示为

$$s(t) = \sum_k I_k b_k(t - kT_b) \quad (2)$$

其中 $\{I_k\}$ 表示发射机发送的信息符号序列, 对于 BPSK 调制有 $I_k \in \{\pm 1\}$, $T_b = LT_c$ 为信息时宽。

假设信道为理想的加性高斯白噪声(AWGN)信道, 信号在传输过程中引入白噪声和窄带干扰信号。分别用 $v(t)$ 和 $i(t)$ 表示, 则接收机接收信号可表示为

$$x(t) = s(t) + i(t) + v(t) \quad (3)$$

接收端经过匹配滤波, 以 chip 速率对接收信号进行 A/D 采样, 得到接收信号的离散形式:

$$x(n) = s(n) + i(n) + v(n) \quad (4)$$

一般假设接收信号中期望信号 $s(n)$ 与信道噪声 $v(n)$ 、窄带干扰信号 $i(n)$ 之间互不相关。文献[7]讨论窄带干扰信号模型, 指出由多个正弦波之和模拟窄带干扰和用窄带高斯噪声模拟窄带干扰具有几乎相同的性能, 因此, 我们采用多个正弦波之和作为窄带干扰信号模型, 即

$$i(n) = \sum_{m=1}^Q A_m \cos(2\pi f_m k + \theta_m) \quad (5)$$

其中 Q 表示正弦波个数, f_m 、 A_m 分别表示第 m 个正弦波相对于载波的频偏和幅度, θ_m 为第 m 个干扰信号的初始相位, 在 $[0, 2\pi)$ 均匀分布, 且互相独立。

3 变换域干扰抑制滤波

变换域窄带干扰抑制滤波器的基本结构如图 1 所示, 接收信号 $x(n)$ 经过 FFT 变换到频域, 每个频点与干扰抑制滤波器对应权值相乘, 对窄带干扰信号所在频带进行深度衰减, 从而有效抑制窄带干扰信号。干扰抑制滤波器 $\{a_k\}$ 的设计要求最大程度地抑制窄带干扰, 并保证期望信号的失真和损失功率最小, 对于门限减法, 干扰抑制滤波器的加权系数 $\{a_k, a_k = 0, 1\}$, 当谱线与 $a_k = 1$ 相乘时, 表示该频点信号没有改变, 当谱线与 $a_k = 0$ 相乘时, 则该频点信号被完全滤除。1989 年 DiPietro 提出在最大输出信噪比(MSNR)准则下的最优变换域滤波器设计^[5], 但最优权值需要实时估计每根谱线上的干扰信号强度, 这在实际应用中是无法实现的。在多数扩频通信系统中, 只有少数特别强的窄带干扰严重影响系统的性能, 文献[5]中给出了对 HF 信道监测的试验结果, 指出当只有少数频带受到干扰信号污染时可以通过次最优的滤波算法(门限检测法)来抑制窄带干扰。

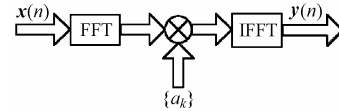


图 1 窄带干扰抑制变换域实现框图

基于门限检测的窄带干扰抑制算法中, 干扰检测门限的设计是算法实现中的关键问题, 目前文献中对门限选取的方法讨论较少, 常见的方法有: N -sigma 算法, σ^2 最大似然估计法等。MITRE 公司设计的 GPS 单片抗干扰芯片中采用了 N -sigma 算法确定干扰检测门限^[4], N -sigma 法首先估计 FFT 之后 K 根谱线幅度的均值 $\hat{\mu}$ 和标准差 $\hat{\sigma}$, 然后根据标准差的估计 $\hat{\sigma}$ 从预先设定的加权集中选取适当的加权因子 N , 取干扰检测门限为 $\text{TH} = \hat{\mu} + N\hat{\sigma}$, 其中 N 是一个正实数, 预设的加权因子集可根据不同的信道环境进行调整, 在 N -sigma 算法中, 加权因子集的确定和选取准则是算法设计的关键。加权因子 N 值取得过大, 则估计门限太高, 干扰泄漏严重; 反之 N 值取得太小, 则估计门限太低, 滤波过程中会对期望信号产生较大的失真。

σ^2 最大似然(ML)估计法^[6](简称 σ^2 -ML 法)需要利用当前时刻 K 点 FFT 之后的 K 根谱线的值以及前面 $L-1$ 次 FFT 变换的结果, 如下式所示:

$$\mathbf{A} = \{a_{kl}\}_{K \times L}, \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad l = 0, 1, \dots, L-1 \quad (6)$$

\mathbf{A} 为 $K \times L$ 维矩阵, 其中 a_{kl} 表示前面第 l 次 FFT 变换之后第 k 根谱线的值。首先通过 L 次观测值计算第 k 根谱线均值和方差的最大似然(ML)估计:

$$\hat{\mu}(k) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} a_{kl} \quad (7)$$

$$\hat{\sigma}^2(k) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} [a_{kl} - \hat{\mu}(k)]^2 \quad (8)$$

然后取 K 根谱线方差的均值作为门限的参考, 构造干扰检测门限, 即

$$\text{TH} = f(\hat{\sigma}^2) = f\left[\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \hat{\sigma}^2(k)\right] \quad (9)$$

其中 $f(\cdot)$ 为一个实函数, 上式表明, 干扰检测门限 TH 是估计方差 $\hat{\sigma}^2$ 的函数。

以上两种门限估计方法, 都可以实现无干扰条件下, 接收信号功率的有效估计, 但是分析可知, 当接收信号中存在窄带干扰分量时, 由于干扰信号经过 DFT 变换之后, 不满足高斯分布假设, 因此上述两种方法需要根据信道环境适当调整门限, 如果干扰检测门限估计过高, 则对于 DFT 等旁瓣泄漏比较严重的变换基, 可能会导致无法检测和抑制窄带干扰信号的旁瓣, 从而使得输出判决变量的信噪比减小, 系统误

码率提高。为克服上述门限估计中算法对于信道环境自适应性不强等缺点, 本文提出一种新的自适应多门限估计与干扰检测算法。

4 自适应多门限干扰抑制算法

为了建立多门限抑制算法的理论基础, 我们首先研究 DFT 变换的性质, 由 N 点 DFT 的表达式(10)可知: (1)DFT 变换是一个线性系统; (2)DFT 相当于求时域信号 $x(n)$ 的 N 点加权求和; (3)DFT 变换可以看作是时将域信号 $x(n)$ 通过一组归一化中心频率分别为 $2\pi k/N$, ($k=0,1,2,\dots,N-1$), 频率响应为 $|\sin(Nx)/\sin(x)|$ 的窄带滤波器组, $X(k)$ 即输入序列 $x(n)$ 经过第 k 个滤波器之后进行临界下采样之后的输出:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp(-j2\pi kn/N) \quad (10)$$

对于 BPSK 调制, 不妨假设接收端接收信号中 $s(n)$ 服从均值为 0 的 $0 \sim 1$ 分布, 且不同时刻的分布相互独立, 即 $s(n)$ 与 $s(n-1)$ 相互独立。容易证明, 接收信号中的噪声分量 $v(n)$ 为均值为 0, 方差为 σ_n^2 的高斯白噪声。当系统扩展比较大, 接收信号中期望信号淹没在信道噪声中, 即 $E_b/N_0 \ll L$ 时, 可以认为 $s(n)+v(n)$ 的 DFT 变换 $S(k)+V(k)$ 近似服从高斯分布。又 DFT 是一组窄带滤波器, 所以可以近似认为 $S(k)+V(k)$ 是一个窄带高斯信号。根据窄带高斯变量的性质可知, $S(k)+V(k)$ 的包络 $|S(k)+V(k)|$ 服从瑞利分布, 包络的平方 $|S(k)+V(k)|^2$ 服从指数分布, 相位服从 $[0, 2\pi)$ 的均匀分布^[8]。

假设信道噪声的功率为 $N_0 = 2\sigma_n^2$, 信号的功率为 $P_s = 2\sigma_s^2 = E_{\text{chip}}/T_c$, 则 $|S(k)+V(k)|$ 服从瑞利分布, 且 $\sigma^2 = N(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)$, $|S(k)+V(k)|^2$ 服从参数为 λ 的指数分布, 由瑞利分布和指数分布之间的关系可得 $\lambda = 1/(2\sigma^2)$; 因此在无窄带干扰情况下, 可以认为接收序列经过 DFT 变换之后得到的 N 根谱线的幅度平方服从参数为 λ 指数分布, 由指数分布的数字特征可知:

$$E(X) = 1, \quad \text{var}(X) = 1/\lambda^2 \quad (11)$$

假定我们在频域干扰检测时取门限 TH, 则记 $|S(k)+V(k)|^2$ 不超过该门限的概率为

$$P(|S(k)+V(k)|^2 < \text{TH}) = 1 - \int_T^{+\infty} \lambda e^{-\lambda x} dx = P \quad (12)$$

分别取 $\text{TH} = n/\lambda$, 其中 $n=1,2,3,4,5$ 可以得到表 1 所示的结果

表 1 谱线幅度平方分布表

TH	$1/\lambda$	$2/\lambda$	$3/\lambda$	$4/\lambda$	$5/\lambda$
P	0.6321	0.8647	0.9502	0.9817	0.9933

变换域干扰检测问题转化为一个假设检验问题, 即假设接收机的接收信号中不存在窄带干扰信号, 则在 DFT 之后 N 根谱线的模平方应服从均值为 $\mu = 1/\lambda$, 方差为 $\sigma^2 = 1/\lambda^2$ 的指数分布, 现在对于任意一次试验, 检验其接收信号中是否有窄带干扰信号的存在, 由上面分析可知, 当接收信号中无窄带干扰存在时, 经过 DFT 变换后, 谱线模平方大于 $5/\lambda$ 的概率为 0.0067, 即在显著性水平 $\alpha = 0.0067$ 条件下, 模平方大于 $5/\lambda$ 的谱线可以认为是不存在的, 因此, 该假设检验问题的数学描述可以表述如下, 需要检验的问题为

$$\left. \begin{aligned} H_0: & i(t) = 0 \\ H_1: & i(t) \neq 0 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

根据表 1 所示, 取显著性水平 $\alpha = 0.0067$, 每次检验的样本容量等于 DFT 的点数 N , 由指数分布的统计特性, 取检验统计量为

$$z = \{\text{满足 } |X(k)|^2 > 5/\lambda \text{ 的谱线根数}\} \quad (14)$$

当检验统计量满足 $z = 0$ 时, 认为原假设 H_0 成立, 否则如果 $z > 0$ 则认为备选假设 H_1 成立。检验的虚警概率为 $P = \alpha = 0.0067$ 。实际应用中, 当 DFT 变换的点数 N 较大 ($N > 256$) 时, 谱线幅度平方和的平均值可以作为统计平均值 $E(X) = 1/\lambda$ 的无偏估计, 即

$$\hat{\mu} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |S(k)+V(k)|^2 \approx \frac{1}{\lambda} \quad (15)$$

DFT 变换后, 当假设 H_0 成立时, 则认为接收信号中无窄带干扰存在, 此时可直接对谱线进行 IDFT, 变回时域, 与本地 PN 码相关后, 得到发送端的信息数据。否则, 如果假设 H_1 成立时, 则认为模平方大于 $5/\lambda$ 的谱线中包含了窄带干扰信号的能量, 对不满足假设 H_0 的谱线进行裁剪或者置零, 然后对处理之后的谱线重新计算均值 $\mu = 1/\lambda$ 的估计 $\hat{\mu}$, 再进行上述的检验, 直到不满足假设 H_0 的谱线不再存在。干扰检测与处理算法的具体步骤描述如下:

(1) 对 N 根谱线模平方累加, 然后除以 N 得到样本平均值, 作为对 $\mu = 1/\lambda$ 的估计 $\hat{\mu}$ 。

(2) 计算门限 $\text{TH} = 5\hat{\mu}$ 的值。

(3) 对 N 根谱线进行统计, 计算检验统计量 z , 如果 $z > 0$, 则对模平方值大于门限 $\text{TH} = 5\hat{\mu}$ 的谱线(这些谱线中包含有

窄带干扰信号的能量)进行裁剪或者置零,如果采取谱线置零法,则下次统计时忽略被置零的谱线。

(4)返回第(1)步,对处理之后的谱线再次进行检验,直到原假设 H_0 成立为止。

5 性能分析

窄带干扰抑制研究中,经常采用插入干扰抑制模块前后相关器输出判决变量的信噪比比值,定义为输出信噪比改善系数 η ,作为对干扰抑制性能评价的一个指标。文献[5]给出加窗 DFT 变换域抗干扰相关输出信噪比的解析表达式。

$$\text{SNR} = \frac{\left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} w_k \right]^2 \left| \sum_{k=0}^{N-1} a_k \right|^2 P_s}{\left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} w_k^2 \left[\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2 - \frac{1}{N} \left| \sum_{k=0}^{N-1} a_k \right|^2 \right] P_s + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} w_k^2 \left(\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2 \right) \sigma^2 + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |\Theta_k a_k|^2 \right]} \quad (16)$$

无干扰抑制时 $w_k = 1, \alpha_k = 1, k = 0, 1, \dots, N-1$,系统的相输出信噪比为

$$\text{SNR}_{\text{no}} = \frac{LP_s}{\sigma^2 + J} \quad (17)$$

SNR 改善系数 η 定义为插入干扰抑制处理之后与无干扰抑制时相关判决变量信噪比的比值,即

$$\eta = \frac{\text{SNR}}{\text{SNR}_{\text{no}}} \quad (18)$$

通常将信噪比改善系数表示为对数坐标的形式,定义为

$$\eta_{\text{dB}} = 10 \log \eta = 10 \log \left(\frac{\text{SNR}}{\text{SNR}_{\text{no}}} \right) \quad (19)$$

表 2 给出 3 种不同的门限检测法进行干扰抑制后的信噪比改善因子(η_{dB})的仿真结果,仿真系统参数为:符号速率 $R_b = 384\text{kbps}$, BPSK 调制,系统扩展比为 $L = 63$,PN 码取周期为 63 的 m 序列,FFT 长度 $N = 1024$,接收信号的比特信噪比 $E_b/N_0 = 8\text{dB}$,取在 10% 信号频带内均匀分布的 10 个单音干扰来模拟窄带干扰,信干噪比(信号强度取 chip 能量为参考)分别取 $\text{SINR} = -30.0\text{dB}, -25.0\text{dB}, -20.0\text{dB}$,

表 2 信噪比改善因子 η_{dB} 仿真结果比较

输入 SINR(dB)	SNR 改善因子 η_{dB} (dB)		
	算法 A	算法 B	算法 C
-30.0	19.06	23.32	24.69
-25.0	17.27	19.10	20.60
-20.0	14.57	14.56	15.30
-15.0	9.31	9.56	9.40

-15.0dB,其中算法 A、B、C 分别对应 N-sigma 算法, σ^2 -ML 法和本文提出的自适应多门限干扰抑制算法。从仿真结果可以看出,自适应多门限法可有效抑制 DSSS 信号中的窄带干扰,并且该算法对判决变量信噪比的改善性能优于算法 A 和 B。

虽然信噪比可以定性地表示数字通信系统的性能,但不能定量地分析系统性能,误码率常被用于数字通信系统的定量分析,图 2 给出 3 种算法的误码率性能曲线,仿真中取在 10% 信号频带内均匀分布的 10 个单音干扰来模拟窄带干扰,干扰强度为 $\text{JSR} = 20\text{dB}$,从仿真结果可以看出, σ^2 -ML 法的性能优于 N-sigma 法,自适应多门限检测法在 $E_b/N_0 \ll L$ 时,即接收信号中的期望信号小于信道噪声条件下,性能优于另外两种门限检测法,当 $E_b/N_0 \geq L$ 时,接收信号中的期望信号占据主导地位,DFT 变换后谱线服从窄带高斯分布的假设将不成立,所以自适应多门限检测法的性能随 E_b/N_0 的增大而下降。在常见的军用扩频通信系统中,为增强信号的保密性,降低信号的截获概率,通常系统扩展比较大,从而将期望信号淹没于信道噪声之中,例如 GPS 信号的强度比背景噪声低 20dB 左右,因此本文提出的自适应多门限检测算法适用于大扩展比的通信系统。

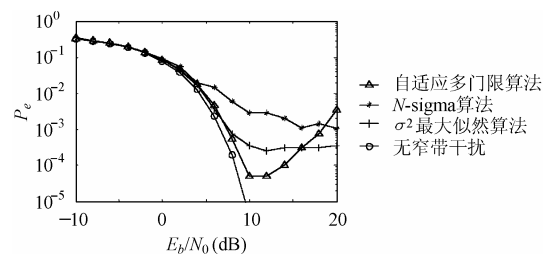


图 2 误码率性能曲线

6 结束语

本文深入研究了基于变换域门限检测法窄带干扰抑制问题,对文献[4]中的高斯分布假设进行进一步分析,得到基于窄带高斯分布假设条件下的改进的自适应多门限干扰检测算法。仿真分析表明,本文提出的算法在低信噪比环境下,可以获得较好的干扰抑制性能。文中算法门限计算简单,计算量较小,对信道环境的自适应能力强。

参考文献

- [1] Kasparis T, Georgiopoulos M, Payne E. Non-linear filtering techniques for narrow-band interference rejection in direct sequence spread-spectrum systems [C], IEEE MilCOM'1991,

- Mclean VA, 1991: 360 – 364.
- [2] Saulnier G J. Suppression of narrowband jammers in a spread-spectrum receiver using transform-domain adaptive filtering [J], *IEEE J. on Selected Areas in Communications*, 1992, 10(4): 742 – 749.
- [3] Young J A, Lehnert J S. Analysis of DFT-based frequency excision algorithms for direct – sequence spread-spectrum communications [J]. *IEEE Trans. on communications*, 1998, 46(8): 1076 – 1087.
- [4] Capozza P T. A single-chip narrow-band frequency-domain excisor for a Global Positioning System (GPS) receiver [J]. *IEEE J. of Solid State Circuits*, 2000, 35(3): 401 – 411.
- [5] DiPietro R C. An FFT based technique for suppressing narrow-band interference in PN spread-spectrum communication systems [C]. *IEEE Processing on ICASSP*, Scotland, 1989: 1360 – 1363.
- [6] 薛巍, 向敬成, 黄怀信. 基于门限检测的直扩通信系统窄带干扰变换域抑制方法[J]. *电子与信息学报*, 2003, 25(7): 990 – 994.
- [7] 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*, 1982, 30(5): 913 – 924.
- [8] 罗鹏飞, 张文明, 刘福声. 随机信号分析[M],长沙: 国防科技大学出版社, 2000: 155 – 158.
- 张春海: 男, 1976年生, 博士生, 研究方向为 DS-CDMA 通信抗干扰技术.
- 薛丽君: 女, 1976年生, 博士生, 研究方向为新一代化合物半导体器件与电路的计算机模拟与辅助设计技术.
- 张尔扬: 男, 1942年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为软件无线电、阵列信号处理以及通信对抗技术等.