

# 基于门限估计的直扩通信系统窄带干扰变换域抑制方法<sup>1</sup>

薛 巍 向敬成 黄怀信\*

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

\*(信息产业部电子第 30 研究所 成都 610041)

**摘 要** 该文提出一种基于门限估计的直接序列扩频 (DS-SS) 通信系统窄带干扰变换域抑制方法。该方法对直扩通信系统接收信号变换域数据的分布特点进行了分析, 并采用高斯分布对其作了近似。由于高斯分布的方差即为直扩信号和高斯白噪声方差之和, 因此估计出变换域数据的方差, 将为频域抑制滤波器的门限设置提供参考。该文采用最大似然比 (ML) 准则对方差进行了估计, 从而实现了频域抑制滤波器的自动门限控制。理论分析和计算机仿真结果均表明, 该方法能够有效地抑制直扩通信系统中的窄带干扰。

**关键词** DS-SS, 窄带干扰抑制, 变换域处理, 最大似然比, 门限估计

**中图分类号** TN911.4

## 1 引言

扩频通信系统具有许多优点, 包括抗干扰、多址通信、多径抑制、低截获率等, 抗窄带干扰是其中重要的优点之一。

直扩通信系统在发射端通过将信号与伪随机 (Pseudo-Noise, PN) 序列相乘, 把信号扩展在一个宽的频谱上。在接收端, 通过将相同的 PN 序列与接受信号相乘, 恢复出信号。直扩通信系统的这种特点使其具有内在的窄带干扰抑制能力。但是, 当窄带干扰太强, 而扩频的处理增益又不是足够大时, 窄带干扰的影响将造成通信系统无法正常工作。这时, 就需要在系统中加入另外的窄带干扰抑制手段。

利用扩频信号的宽带特性和干扰的窄带特性, 可以构造出有效的干扰抑制滤波器, 通常将这种滤波器称为陷波滤波器 (Notch-filter)。根据滤波器实现的方式, 陷波滤波器主要可分为两类, 一种是利用延迟线构成预测型滤波器, 另一种是利用傅里叶变换在变换域 (频域) 构成带通滤波器。这两类滤波器各有其特点, 很多作者对此作了深入的研究<sup>[1-5]</sup>。这些文献在对变换域抑制滤波器进行分析时, 多假定已知干扰门限, 而未对干扰门限的设定方法进行讨论。但实际上干扰门限是未知的。本文介绍一种频域实现方法, 该方法对直扩通信系统接收信号变换域数据的分布特点进行了分析, 并采用高斯分布对其作了近似。由于高斯分布的方差为直扩信号和高斯白噪声方差之和, 因此估计出变换域数据的方差, 将为频域抑制滤波器的门限设置提供参考, 从而解决了频域滤波器设计时门限设定的问题。最后, 本文对该方法进行了理论分析和计算机仿真, 结果均表明它能够有效地抑制直扩通信系统中的窄带干扰。下面, 我们对算法进行详细的介绍。

## 2 信号模型

设 PN 扩频调制采用码同步 (Symbol-synchronous pseudo-noise modulation) 方式, 即 PN chip 与信息码元同步, 且 PN 周期等于码元时间。设每个码元包含的 PN chip 长度为  $L$ , 则第  $k$  个信息码元可表示为<sup>[2,6]</sup>

$$b_k(t) = \sum_{j=1}^L p_j q(t - j\tau_c) \quad (1)$$

其中  $\{p_j\}$  表示 PN 码,  $q(t)$  表示时宽为  $\tau_c$  的方波。传输信号可表示为

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

其中  $\{I_k\}$  表示信息序列,  $T_b = L\tau_c$  表示信息时宽 (其倒数为比特率)。

<sup>1</sup> 2001-11-08 收到, 2002-05-27 改回

信号在信道传输过程中混入了加性高斯白噪声和窄带干扰, 分别由  $n(t)$  和  $i(t)$  表示. 则接收端接收信号可表示为

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

接收端将尽量对干扰  $i(t)$  进行抑制, 以正确恢复信息序列  $\{I_k\}$ . 对  $x(t)$  按  $1/\tau_c$  采样, 得到接收信号的离散形式

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

由于按  $1/\tau_c$  采样, 可得出 (4) 式中各项的自相关函数为

$$\begin{aligned} E[s_k s_m^*] &= \begin{cases} 0, & k \neq m \\ S, & k = m \end{cases}, & E[n_k n_m^*] &= \begin{cases} 0, & k \neq m \\ \sigma_n^2, & k = m \end{cases} \\ E[i(k) i^*(m)] &= \rho_i(m - k), & r_0 &= \rho_i(0) \end{aligned} \quad (5)$$

因此信号和噪声在时间上是不相关的, 而窄带干扰具有相关性. 利用它们的这种特性, 可构筑预测型滤波器对窄带干扰加以抑制.

### 3 变换域干扰抑制滤波器

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性能<sup>[2-5]</sup>. 如文献 [4] 对实测 HF 信道窄带干扰的讨论, 设最小和最大干扰功率分别为  $-115\text{dBm}$  和  $-50\text{dBm}$ . 则在整个宽带频段内, 干扰达到  $-50\text{dBm}$  的频段比例为  $0.000061$ ; 达到  $-82.05\text{dBm}$  的频段比例为  $0.01$ ; 达到  $-96.5\text{dBm}$  的频段比例为  $0.1$ . 由此可见, 在扩频通信中, 强窄带干扰所占整个宽带频段的比例是很低的. 如果将这些频段的信号滤除, 则强窄带干扰将得到很好的抑制, 而扩频信号功率损失很小. 变换域窄带干扰抑制滤波器就是基于扩频信号和窄带干扰在频域上的这种特点设计的.

变换域窄带干扰抑制滤波器基本结构如图 1 所示<sup>[1]</sup>.

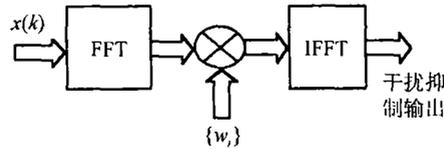


图 1 窄带干扰抑制变换域实现框图

接收信号  $x(k)$  经 FFT 变换到频域. 每个频点与干扰抑制滤波器对应点相乘, 被分别乘上频域滤波器系数  $\{w_i, w_i = 0, 1\}$ . 在乘以 1 的点, 信号没有改变. 在乘以 0 的点, 该频点的功率被完全滤除, 从而实现了窄带干扰的抑制.

为了最大限度地抑制窄带干扰, 同时使信号的损失功率最小, 滤波器的设计非常关键. 在通常的文献介绍中, 多是将频域信号与一门限比较, 低于门限的保留, 超过门限的滤除. 但是在这些文献中, 对门限值的选取很少讨论. 在此, 本文提出一种变换域窄带干扰抑制滤波器的门限估计方法, 使门限的设置能够自动实现.

在文献 [2] 中, 讨论了窄带干扰模型, 指出由多个正弦波之和或由窄带白噪声模拟窄带干扰具有几乎相同的性能. 在此, 我们选用多个正弦波之和作为窄带干扰模型. 可表示为

$$i(k) = \sum_{m=1}^Q A_m \cos(2\pi f_m k + \phi_m) \quad (6)$$

其中  $Q$  表示正弦波个数,  $f_m$  表示第  $m$  个正弦波的频率,  $A_m$  表示幅度. 文献 [2] 对这些参数的选取进行了详细的讨论. 接收信号  $x(k)$  经 FFT 被变换到频域:

$$X(l) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)e^{-j2\pi kl/N} \tag{7}$$

其中  $N$  表示 DFT 长度。(4) 式可表示为

$$X(l) = S(l) + I(l) + N(l) \tag{8}$$

其中  $S(l)$ ,  $I(l)$  和  $N(l)$  分别表示信号、干扰和噪声的 DFT。容易证明  $S(l)$  和  $N(l)$  是均值为 0 的独立同分布随机变量, 方差分别为  $\sigma_s^2$  和  $\sigma_n^2$ <sup>[5]</sup>, 且  $N(l)$  符合高斯分布。当  $N$  足够大时, 根据中心极限定理,  $S(l)$  也可用高斯分布近似。这样  $X(l)$  的分布满足均值为  $I(l)$ , 方差为  $\sigma^2$  的高斯分布,  $\sigma^2$  等于  $\sigma_s^2$  和  $\sigma_n^2$  之和。由此可得到  $\sigma^2$  的最大似然 (ML) 估计<sup>[7]</sup>

$$\hat{\mu}(l) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i(l) \tag{9}$$

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n [X_i(l) - \hat{\mu}(l)]^2 \tag{10}$$

为了获得样本  $X_i(l)$ , 可利用几个连续数据块 DFT 相同位置的  $X(l)$ 。  $X(l)$  的样本数不能取得太大, 以避免窄带干扰变化对  $X(l)$  分布的影响。在估计出  $\sigma^2$  后, 即可构造出门限自动设置的窄带干扰抑制滤波器, 其结构如图 2 所示。

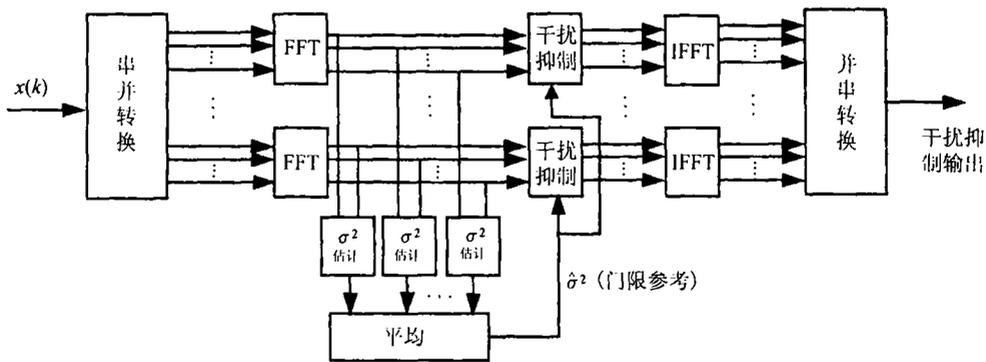


图 2 自动门限设置窄带干扰抑制滤波器

由于对于不同  $X(l)$ , 其  $\sigma^2$  相等。因此, 在估计出  $\hat{\sigma}^2$  后, 对其作了平均, 以减小估计误差。本文提出的方法很好地解决了变换域窄带干扰抑制滤波器设计时门限的选取问题。下面, 我们通过理论分析和计算机仿真说明该方法的有效性。

#### 4 性能分析

设接收机 PN 相关器在未作窄带干扰抑制时输出信噪比为  $SNR_{no}$ , 作了窄带干扰抑制时输出信噪比为  $SNR_0$ 。文献 [2, 4] 都采用二者的比值, 即信噪比的改善大小, 作为衡量窄带干扰抑制滤波器性能的标准。本文也采用同样的标准来进行滤波器的性能分析。

对频域滤波器, 文献 [4] 给出了  $SNR_0$  和  $SNR_{no}$  值:

$$SNR_0 = \left| \sum_{k=0}^{N-1} w_k \right|^2 S / (d_1 + d_2 + d_3) \tag{11}$$

其中  $N$  表示频谱滤波器点数 (FFT 长度),  $d_1 = S \left( \sum_{k=0}^{N-1} w_k^2 - \left| \sum_{k=0}^{N-1} w_k \right|^2 / N \right)$ ,  $d_2 =$

$\sigma_n^2 \sum_{k=0}^{N-1} w_k^2$ ,  $d_3 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |\Theta_k w_k|^2$ ,  $\Theta_k$  表示干扰  $i(k)$  经 FFT 后的第  $k$  个点的值。(11) 式对文献 [4] 中的 (6) 式作了简化, 将时域取样窗口函数设为矩形窗。

$$\text{SNR}_{\text{no}} = NS/(\sigma_n^2 + J) \quad (12)$$

其中  $J$  表示干扰的平均功率:

$$J = \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} |\Theta_k|^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |i(k)|^2 \quad (13)$$

由 (11)-(13) 式可得到基于门限估计的窄带干扰变换域抑制方法的性能。作为对比, 同时给出了门限已知的变换域抑制方法的性能。我们采用多个单音信号的叠加作为干扰模型 [2]。图 3 给出了 SNR 改善曲线, 系统参数为: 比特率为 4800bps,  $L=127$ , PN 码为 m 序列; FFT 长度为 1024; 数据块数目选取为 3;  $\sigma_n^2 = 0.01$ ; 窄带干扰为频率在带宽内均匀分布的 10 个单音信号, 功率  $\rho_i(0)$  可变。横坐标为未加干扰抑制时的 SNR/Chip, 定义为

$$\text{SNR} = \text{SNR}_{\text{no}}/L = 1/[\rho_i(0) + \sigma_n^2] \quad (14)$$

纵坐标为 SNR 改善因子的对数坐标, 定义为

$$\eta_{\text{dB}} = 10 \lg \eta \quad (15)$$

由图 3 可以看出, 基于门限估计的变换域干扰抑制方法比门限已知的变换域干扰抑制方法性能略有下降, 但仍有较好的窄带干扰抑制能力。考虑到后者的门限是根据仿真时的参数设定而预先计算出来, 而前者是根据输入数据估计出门限的, 我们认为基于门限估计的变换域干扰抑制方法是一种有效的窄带干扰抑制方法。

为了更直接地对两种方法进行性能对比, 我们采用计算机仿真了经干扰抑制后的误码率情况。当采用 BPSK 调制时, 经干扰抑制后的误码率为 [2]

$$P_b = \text{erfc} \sqrt{\gamma_b}/2 \quad (16)$$

其中  $\gamma_b = \text{SNR}_0/2$ 。作为对比, 我们给出在没有窄带干扰时的误码率 [2]:

$$P_b = \text{erfc} \sqrt{L/2\sigma_n^2}/2 \quad (17)$$

上式中  $L/2\sigma_n^2$  表示没有窄带干扰时的每比特 SNR, 用  $E_b/N_0$  表示。图 4 给出了仿真结果, 其中信号干扰比 SIR 设为 -20dB。

从误码率仿真结果可以看出, 两种方法的性能是比较接近的, 这也与 SNR 改善情况的分析结果是一致的。

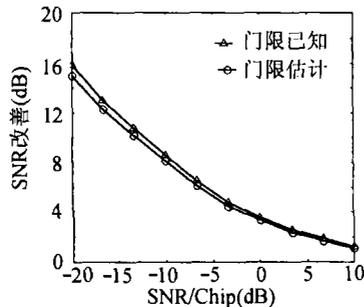


图 3 SNR 改善性能对比

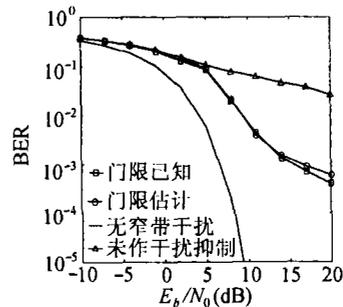


图 4 误码率性能对比

## 5 结束语

本文提出一种基于门限估计的直扩通信系统窄带干扰抑制方法。该方法解决了变换域干扰抑制滤波器设计时门限值的设定问题。理论分析和计算机仿真结果均表明, 本文提出的方法能够有效地抑制直扩通信系统中的窄带干扰。由于对变换域数据分布作了高斯分布近似, 因此在进行门限估计时, 计算量很小, 非常适合工程实现。

## 参 考 文 献

- [1] L. B. Milstein, Interference rejection techniques in spread spectrum communication, Proc. IEEE, 1988, 76(6), 657-671.
- [2] J. W. Ketchum, J. G. Proakis, Adaptive algorithms for estimating and suppressing narrow-band interference in PN spread-spectrum systems, IEEE Trans. on Commun., 1982, COM-30(5), 913-924.
- [3] L. M. Li, L. B. Milstein, Rejection of narrow-band interference in PN spread-spectrum systems using transversal filters, IEEE Trans. on Commun., 1982, COM-30(5), 925-928.
- [4] R. C. DiPietro, An FFT based technique for suppressing narrow-band interference in PN spread spectrum communication systems, in IEEE 1989 ICASSP, Scotland, May 1989, 1360-1363.
- [5] C. Carlemalm, H. V. Poor, A. Logothetis, Suppression of multiple narrowband interferers in a spread-spectrum communication system, IEEE J. on Selected Areas in Communications, 2000, SAC-18(8), 1356-1347.
- [6] J. G. Proakis, Digital Communication, 3rd ed., New York, NY, McGraw-Hill, 1995, 849-852.
- [7] 吴翊, 等, 应用数理统计, 长沙, 国防科技大学出版社, 1995, 29-45.

## A TRANSFORM DOMAIN TECHNIQUE FOR SUPPRESSING NARROWBAND INTERFERENCE IN DS-SS SYSTEM BASED ON THRESHOLD ESTIMATION

Xue Wei    Xiang Jingcheng    Huang Huaixin\*

(College of Electronic Engineering, UEST of China, Chengdu 610054, China)

\*(The Electronic 30th Institute of M.I.I, Chengdu 610041, China)

**Abstract** This paper proposes a method for narrowband interference suppression in Direct Sequence Spread System(DS-SS). The distribution of the transform domain data is analysed, and it is approximated by Gaussian distribution. The variance of Gaussian distribution is the sum of the variance of the spread spectrum signal and the variance of the noise, so if it is estimated, it can be used as the threshold in designing the interference suppression filter. Maximum Likelihood (ML) technique is used for estimating the variance to achieve the automatic threshold setup. Theoretical analysis and simulation show that this method has good performance in suppressing the narrowband interference in DS-SS.

**Key words** DS-SS, Narrowband interference suppression, Transform domain processing, Maximum likelihood, Threshold estimation

- 薛 巍: 男, 1972 年生, 博士后, 主要研究方向为机载战场侦察雷达地杂波抑制技术, 数字通信技术, 扩频通信技术。
- 向敬成: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为数字信号处理, 雷达系统理论, 雷达信号产生、检测和处, 软件无线电等。
- 黄怀信: 男, 1942 年生, 研究员级高级工程师, 主要研究方向为数字通信, 短波数传, 通信信号处理。