

基于 DEHT 的伪码引信中多分量 FM 干扰抑制方法研究

张淑宁^① 赵惠昌^① 王燕萍^②

^①(南京理工大学电光学院 南京 210094)

^②(山东理工大学电气与电子工程学院 淄博 255031)

摘要 在介绍离散进化变换(DET)和离散进化哈夫变换(DEHT)的基本原理基础上,详细分析了伪码引信中基于 DEHT 的多分量 FM 干扰抑制方法。接收信号首先通过 DEHT 估计干扰瞬时相位,并通过递归校正方法减小相位估计误差,利用估计出的干扰瞬时相位设计了一时变级联滤波器,逐个消去 FM 干扰。对不同干信比(ISR)情况下的干扰抑制前后的相关输出进行了仿真分析。分析结果表明,该方法能有效地去除干扰,相关输出得到显著改善。

关键词 干扰抑制, 离散进化哈夫变换, 多分量 FM 干扰, 相关输出, 伪码引信

中图分类号: TN973.3, TJ434.1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)09-1614-04

Multi-component FM Interference Excision Method Based on DEHT for Pseudo-random Coded Fuze

Zhang Shu-ning^① Zhao Hui-chang^① Wang Yan-ping^②

^①(School of Electronic Engineering and Optoelectronic Technology, NUST, Nanjing 210094, China)

^②(School of Electronic Engineering, Shandong University of Sci. & Tech., Zibo 255031, China)

Abstract The principle of Discrete Evolutionary Transform(DET) and Discrete Evolutionary Hough Transform(DEHT) are introduced. The method of excising multi-component FM interference for pseudo-random coded fuze system based on DEHT is analyzed in detail. The instantaneous phase of interference is firstly estimated with DEHT and the estimated phase error is decreased through recursive correcting. An adaptive time-varying filter based on the estimated instantaneous phase is set up to excise the interference one by one. The correlator output in different ISR situations is simulated. It is found by simulation that the method can effectively excise the interference and improve the correlator output.

Key words Interference excision, DEHT, Multi-component FM interference, Correlator output, Pseudo-random coded fuze

1 引言

伪码体制引信利用伪随机码序列的相关特性工作的,由于该体制引信具有良好的距离分辨力、距离截止特性和抗干扰性能,现已成为无线电引信重要的发展方向之一。但该体制引信并不是无懈可击的,随着电子战的发展,该体制引信将面临形式多样的干扰,如调幅(AM)干扰,调频(FM)干扰,调幅-调频(AM-FM)复合干扰,本文主要探讨多分量调频干扰的抑制方法。抑制 FM 干扰的信号处理方法在直接序列扩谱系统(DSSS)中研究较多,如文献[1,2]中提出了基于 Wigner-Ville 变换的 FM 干扰抑制方法,该方法利用 Wigner-Ville 变换重构干扰从而将干扰从接收信号中去除,此法对单分量干扰抑制效果明显,但是当信号中存在多个干扰成分,采用该方法会使时频分析结果中出现交叉项,在干信比较低时无法估计干扰参数。文献[3]中提出了用 Wigner-Hough 变换估计干扰瞬时频率,可减少交叉项的影响,在干信比较低时仍可获得较好的效果,但这种方法用于干扰瞬时频率的参数化模型表示干扰,当干扰与参数模型失配时则不能抑制干扰。文献[4]中曾提出了一种新的估计多分量 FM 瞬时频率的离散进化哈夫变换法(DEHT),该方法的优点

是:对瞬时频率的估计是局部的、非参数化,考虑到伪码体制引信与 DSSS 系统工作原理相似,基于文献[4],本文将采用 DEHT 来获得 FM 干扰的瞬时相位和干扰分量数,利用估计的干扰瞬时相位设计时变滤波器抑制多分量 FM 干扰。

2 离散进化哈夫变换抑制 FM 干扰原理

2.1 基于 DEHT 的伪码引信中多分量 FM 干扰抑制原理

本文伪码体制引信主要考虑伪码调相引信,其基本工作原理如图 1 所示。伪随机码对高频振荡器产生的高频载波进行 $0/\pi$ 调相,调制后的信号由天线向外辐射;回波信号与本地振荡信号混频,解调得到视频伪码信号经放大处理后,与本地延迟的伪码信号相关,得到含伪码自相关函数的相关输出信号 U_R ,如图 2 所示, U_R 进入比较器,与比较电平 U_C 比较,当输出信号幅度大于或等于比较电平时,比较器输出启动脉冲,触发执行级产生引爆信号,比较电平根据定距精度而定。

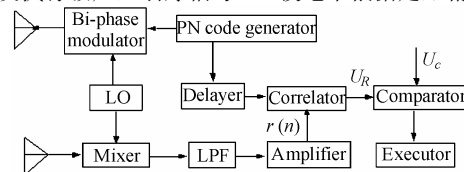


图 1 伪码体制引信工作原理

Fig.1 Working principle of pseudo-random code modulation fuze

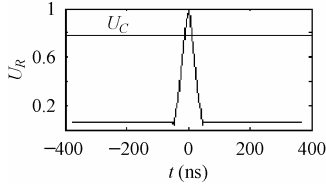


图2 理想相关输出
Fig.2 Ideal correlation output

若信号中含有多分量 FM 干扰时, 此时进入相关器的一个周期的视频接收信号可表示为

$$r(n) = p(n) + \sum_{k=1}^K j_k(n) + w(n), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (1)$$

式中 $p(n)$ 表示伪码序列, N 为一周期内的采样点数。 $j_k(n) = A_k(n)e^{j\phi_k(n)}$, 表示第 k 分量调频干扰, K 表示 FM 干扰数目。 $w(n)$ 为均值为 0, 方差为 σ_w^2 的加性高斯白噪声。

通过相关检测技术在一定程度上虽然可消除干扰和噪声的影响, 但是当干扰比较强时, 相关输出将会严重恶化, 导致早爆或迟爆, 此时必须在相关前对干扰进行抑制。本文提出了基于 DEHT 的伪码引信 FM 干扰抑制方法。其基本原理为视频接收信号首先通过 DEHT 来估计各干扰分量的瞬时相位, 并通过分段递归校正方法提高估计瞬时相位精度, 利用最终估计出的相位构造一时变滤波器, 依次消去各干扰分量。

2.2 基于 Malvar 小波基展开的离散进化变换

FM 干扰为非平稳信号, 其频谱是随时间变化的。Melard 根据非平稳信号的 Wold-Cramer 表示提出了依赖于时间的谱密度函数, 即 Wold-Cramer 进化谱^[5]。考虑非平稳信号 $x(n)$, 由 Wold-Cramer 分解式, 有限长的 $x(n)$ 可表示为

$$x(n) = \sum_{i=0}^{L_i-1} X(n, \omega_i) e^{jn\omega_i} \quad (2)$$

式中 $X(n, \omega_i)$ 表示进化核, 进化谱 $S(n, \omega_i) = |X(n, \omega_i)|^2$ 。为了计算 $X(n, \omega_i)$, 将 $x(n)$ 以 Malvar 小波基展开, 有

$$x(n) = \sum_{i=0}^{L_i-1} \sum_{l=0}^{L_i-1} c_{il} v_{il}(n) \quad (3)$$

其中 $v_{il}(n) = g_i(n) \tilde{u}_{il}(n)$ 表示 Malvar 小波基函数, 它由光滑重叠窗函数 $g_i(n)$ 对平移和伸缩的余弦基 $\{\tilde{u}_{il}(n)\}$ 调制而得到。窗函数 $g_i(n)$ 序列如图 3 所示, 相邻两窗函数在重叠处满足对称性和正交性。 $\{\tilde{u}_{il}(n)\}$ 由区间位于 $[a_i, a_{i+1}]$ 上的正交函数 $u_{il}(n) = \sqrt{\frac{2}{L_i}} \cos\left(\frac{\pi}{L_i}(l+0.5)(n-a_i)\right)$ 在 $(-\infty, +\infty)$ 上周期扩展获得。式(3)中 c_{il} 为 Malvar 小波系数, 它可以表示为

$$c_{il} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) v_{il}(n), \quad 0 \leq l \leq L_i-1 \quad (4)$$

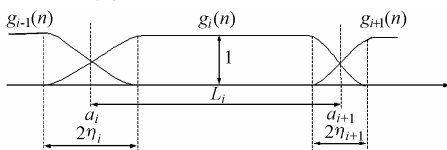


图3 Malvar 窗函数 $g_i(n)$ 序列图
Fig.3 Malvar window function

L_i 表示小波基函数长度, 通过熵最小化准则可获得最佳小波基^[6]。信号的 Malvar 小波系数 c_{il} 在第 i 分割部分的熵表示为

$$E_i = - \sum_{l=0}^{L_i-1} \frac{|c_{il}|^2}{\|c_i\|^2} \log \frac{|c_{il}|^2}{\|c_i\|^2} = - \frac{\xi_i}{\|c_i\|^2} + \log \|c_i\|^2 \quad (5)$$

式中 $\|c_i\|^2 = \sum_{l=0}^{L_i-1} |c_{il}|^2$, $\xi_i = - \sum_{l=0}^{L_i-1} |c_{il}|^2 \log |c_{il}|^2$ 。令熵 E_i 最小化等效于令 ξ_i 最小。最小化准则的具体描述为: 令 B_i, B_{i+1} 表示相邻基函数, $B_{i,i+1} = B_i \cup B_{i+1}$ 表示合并基函数, 分别计算 $\xi_i, \xi_{i+1}, \xi_{i,i+1}$ 。若 $\xi_i + \xi_{i+1} < \xi_{i,i+1}$, 则保持原来基函数, 否则合并相邻基函数使之成为 $B_{i,i+1}$ 。

根据式(3)和式(4)可将 $x(n)$ 表示为

$$x(n) = \sum_{i=0}^{L_i-1} \left[\sum_{m=0}^{N-1} x(m) W_m(n, l) \right] e^{-j\omega_i m} \quad (6)$$

其中 $W_m(n, l) = \sum_{i=0}^{l-1} W_m^i(n, l) = \sum_{i=0}^{l-1} v_{il}(m) v_{il}(n) e^{j\omega_i(m-n)}$, $\omega_l = \frac{\pi}{L_i} l$ 。

比较式(2)和式(6)可以得到 $X(n, \omega_l) = \sum_{m=0}^{N-1} x(m) W_m(n, l) e^{-j\omega_l m}$ 。

需要注意的是 L_i 不同则频率分辨率不同, 为了令各分割部分频率分辨率相同, 采取过采样方法。过采样后每部分长度为 P , P 为所有 L_i 的最小公倍数, 则信号 $x(n)$ 的离散进化变换为

$$X(n, \omega_p) = \sum_{i=0}^{l-1} X_i(n, \omega_p) = \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{m=0}^{N-1} x(m) W_m^i(n, p) e^{-j\omega_p m}, \quad \omega = \frac{\pi}{P} p \quad (7)$$

$S(n, \omega_p) = |X(n, \omega_p)|^2$ 即为信号的离散进化谱。

2.3 干扰瞬时相位估计

2.3.1 利用 DEHT 估计干扰瞬时相位 所谓离散进化哈夫变换是离散进化变换与哈夫变换的联合变换, 即对信号的离散进化谱再进行哈夫变换, 它是一种直线积分的投影变换形式。信号 $x(n)$ 各分割部分的 DEHT 可表示为

$$\begin{aligned} \text{DEHT}(\alpha, u, i) &= \sum_{n,p} S_i(n, \omega_p) \delta(u - n \cos \alpha - \omega_p \sin \alpha) \\ &= \sum_n S_i(n, u / \sin \alpha - n \cot \alpha) \end{aligned} \quad (8)$$

式中 $S_i(n, \omega_p) = S(n, \omega_p) u_i(n)$, $u_i(n)$ 表示长度为 P 的矩形窗函数。式(7)表示了图像 $S_i(n, \omega_p)$ 中的点 (n, ω_p) 到参数域 (u, α) 的映射, 有 $u = n \cos \alpha - \omega_p \sin \alpha$, 式(7)也可理解为对 $S_i(n, \omega_p)$ 的线性积分。根据 DEHT 的峰值所对应的参数 (u_0, α_0) 可以估计出每一分割部分中各调频信号的瞬时频率, 第 k 分量调频干扰的瞬时频率为 $\hat{\omega}_{ik}(n) = u_0 / \sin \alpha_0 - n \cot \alpha_0$, 对该瞬时频率进行积分即获得瞬时相位。需要说明的是对于正弦调频信号其瞬时频率曲线为一正弦曲线, 但其在各分割部分近似为直线, 所以上述方法对正弦调频信号也是适合的。

2.3.2 瞬时相位递归校正 瞬时相位估计的精度直接影响着干扰抑制的效果, 因此, 必须尽可能减少瞬时频率估计的误差, 本文采用分段递归校正估计瞬时相位的方法以提高估计

精度。考虑接收信号的第 i 分割部分 $r_i(n)$, 有

$$\begin{aligned} r_i(n) &= r(n)u_i(n) = p(n)u_i(n) + \sum_{k=1}^K j_k(n)u_i(n) + w(n)u_i(n) \\ &= p_i(n) + \sum_{k=1}^K A_{ik}(n)e^{j\phi_{ik}(n)} + w_i(n) \end{aligned}$$

估计瞬时相位的递归校正具体实现步骤为

(1) 令 $\hat{\phi}_{ik}(n)$ 表示利用 DEHT 估计出的 $r_i(n)$ 中第 k 分量的瞬时相位, 利用 $\hat{\phi}_{ik}(n)$ 对 $r_i(n)$ 进行解调频, 有

$$\begin{aligned} z_i^k &= r_i(n)e^{-j\hat{\phi}_{ik}(n)} \\ &= A_{ik}(n)e^{j(\phi_{ik}(n)-\hat{\phi}_{ik}(n))} + \sum_{k', k' \neq k} A_{ik'}(n)e^{j(\phi_{ik'}(n)-\hat{\phi}_{ik}(n))} \\ &\quad + (p_i(n) + w_i(n))e^{-j\hat{\phi}_{ik}(n)} \end{aligned}$$

(2) 将 z_i^k 通过一低通窄带滤波器得

$$y_i^k = A_{ik}(n)e^{j(\phi_{ik}(n)-\hat{\phi}_{ik}(n))} + e(n) = \tilde{A}_{ik}(n)e^{j\tilde{\phi}_{ik}(n)}$$

其中 $e(n)$ 表示其他分量调频干扰、伪随机码以及白噪声通过滤波器所产生的影响。

(3) 递归校正 $\tilde{\phi}_{ikn}(n) = \hat{\phi}_{ik}(n) + \tilde{\phi}_{ik}(n)$ 。

利用 $\tilde{\phi}_{ikn}(n)$ 再对信号进行解调频, 重复上述步骤直到

$$\frac{1}{P} \sum_{n=a_1}^{a_1+1} |\tilde{\omega}_{ik}(n)|^2 < \mu, \mu \text{ 表示一非常小的数。}$$

(4) 通过线性拟合获得最终的 $\bar{\phi}_{ik}(n)$ 。

2.4 干扰抑制

当获得各干扰分量的瞬时相位后, 可以通过低通滤波或平均值方法获得干扰的幅度, 利用估计出的瞬时相位和幅度重构干扰分量从而将干扰去除。该方法要求非常苛刻, 相位和幅度估计地要非常精确, 尤其是干扰初始相位往往对该方法有着较大影响。本文利用干扰的估计瞬时相位构造了一时变滤波器。该方法可以克服干扰初始相位的影响, 其原理框图如图 4 所示。

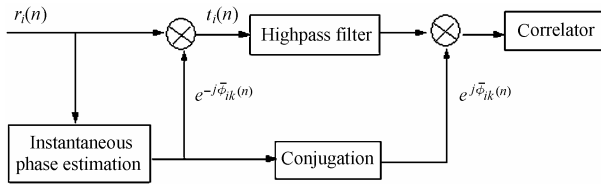


图 4 时变滤波器原理图

Fig.4 Time-varying excising filter

图 4 中时变滤波器的功能在于从多个 FM 干扰分量中消除第 k 分量干扰。考虑接收信号的第 i 分割部分 $r_i(n)$, 利用 2.2 节所述方法获得的最终的瞬时相位 $\bar{\phi}_{ik}(n)$ 对 $r_i(n)$ 解调频, 有

$$\begin{aligned} t_{ik}(n) &= r_i(n)e^{-j\bar{\phi}_{ik}(n)} = \left(p_i(n) + \sum_{k=1}^K A_{ik}(n)e^{j\phi_{ik}(n)} + w_i(n) \right) e^{-j\bar{\phi}_{ik}(n)} \\ &= A_{ik}(n)e^{j(\phi_{ik}(n)-\bar{\phi}_{ik}(n))} + \sum_{k', k' \neq k} A_{ik'}(n)e^{j(\phi_{ik'}(n)-\bar{\phi}_{ik}(n))} \\ &\quad + (p_i(n) + w_i(n))e^{-j\bar{\phi}_{ik}(n)} \end{aligned} \quad (9)$$

观察式(9), 可以发现其结果中第一项为低频信号, 尤其当 $\bar{\phi}_{ik}(n) = \phi_{ik}(n)$ 时为一直流分量, 因此将 $t_{ik}(n)$ 通过高通滤波器后第 k 分量干扰将被抑制, 其他分量干扰和噪声及伪码信

号与 $e^{j\bar{\phi}_{ik}(n)}$ 相乘恢复到原来状态。重复进行上述过程直到恢复出的信号中不含干扰分量为止。

3 仿真分析

按照上述原理, 对伪码体制引信中的多分量 FM 干扰进行了抑制, 其中伪码序列 $p(n)$ 的码元宽度 T_m 为 50ns, 码长 L 为 15, 伪码周期 T_p 为 750ns。施加干扰含两个分量, 一个为线性调频干扰, 一个为正弦调频干扰。施加干扰形式为

$$j(n) = Ae^{j(\pi k T_s^2 n^2 + \phi_0)} + Ae^{j(2\pi f_0 T_s n - \Delta f N T_s \cos(2\pi n / N) + \phi_0)}$$

A 表示干扰幅度, k 为线性调频斜率, 本文取为 80MHz/ms, T_s 为采样间隔, 本文取为 5ns, N 表示调频周期的采样点数; 干扰的调频周期与伪码周期相等, f_0 表示调频干扰初始频率, 本文取为 30MHz, Δf 表示最大频偏, 取为 20MHz;

ϕ_0 表示初始相位。图 5 给出了 ISR=30dB 时接收信号 $r(n)$ 的 DET 图, 从图 5 可以发现 DET 不受交叉项的影响。图 6 给出了利用 DEHT 并分段递归校正和线性拟合估计出的干扰瞬时频率图。图 7 给出了 ISR=10dB、20dB、30dB, SNR=0dB 情况下干扰抑制前后相关器输出对比图。由图 7(a) 可见干扰对相关输出的影响非常大, 当 ISR 达到 20dB 时已经无法分辨出主相关峰。采取本文所述的干扰抑制措施后, 由图 7(b) 可以发现其相关输出得到明显改善, 干扰基本上被抑制掉, 从图 7(b) 还可以发现除最大相关峰外存在其他小波峰, 这主要是干扰估计误差的存在导致在信号中还残留部分干扰所引起的。

图 5 观察信号 $r(n)$ 的 DET 图

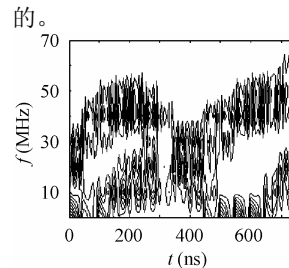


Fig.5 DET of the observed signal $r(n)$

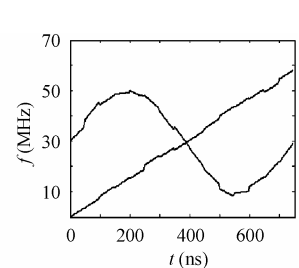


Fig.6 The final instantaneous frequency estimation

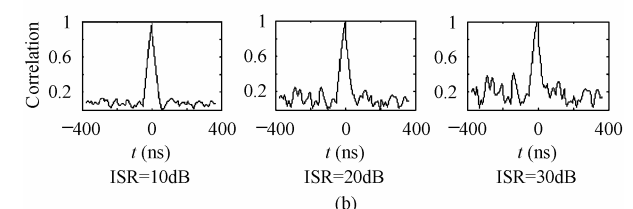
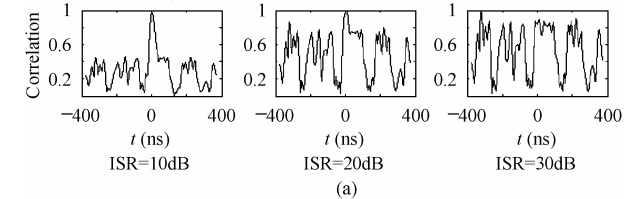


图 7 干扰抑制前后相关器归一化输出

(a) 干扰抑制前相关器归一化输出

(b) 干扰抑制后相关器归一化输出

Fig.7 Normalized correlation comparison with interference excision and without excision

(a) Normalized correlation without interference excision

(b) Normalized correlation with interference excision

4 结束语

本文首先对 DET 和 DEHT 的基本原理进行了介绍,详细分析了利用 DEHT 分段估计多分量干扰的瞬时相位方法,该方法不受多分量干扰交叉项的影响,在获得瞬时相位基础上建立时变滤波器将干扰分量逐个消去。通过仿真分析发现该方法能够很好地抑制干扰,相关输出得到显著改善。

参 考 文 献

- [1] Gloria Faye, Boudreaux-Bartels. Time-varying filtering and signal estimation using Wigner distribution synthesis technique. *IEEE Trans. on Acoustics Speech & Signal Processing*, 1986, 34(3): 442-450.
- [2] Lach S R, Amin M G, Lindsey A R. Broadband interference excision for software-radio spread-spectrum communications using time-frequency distribution synthesis. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1999, 17(4): 704-714.
- [3] Barbarossa S, Scaglione A. Adaptive time varying cancellation of wideband interferences in spread spectrum communications based on time-frequency distributions. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1999, 47(4): 957-965
- [4] Chaparro L F, Suleesathira Raungrong, et al.. Instantaneous frequency estimation using discrete evolutionary transform for jammer excision. 2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2001, 6: 3525-3528.
- [5] Kayhan A S, El-Jaroudi A, et al.. Evolutionary periodogram for nonstationary signals. *IEEE Trans. on Sig. Process.*, 1994, 42(6): 1527-1536.
- [6] Coifman R R, Wickerhauser M V. Entropy-based algorithms for best basis selection. *IEEE Trans. Info. Theory*, 1992, 38(2): 713-718.

张淑宁: 女, 1977 年生, 博士生, 研究方向为伪码体制引信及抗干扰技术.

赵惠昌: 男, 1958 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究领域为无线电近炸引信的系统研究和引信对抗技术研究.

王燕萍: 女, 1977 年生, 助教, 主要研究方向为非平稳信号分析与处理.