

窄带干扰条件下含有未知载频的直扩信号的伪码序列估计

沈斌* 王建新

(南京理工大学电子工程与光电技术学院 南京 210094)

摘要: 为了解决窄带干扰条件下含有未知载频的直扩信号的伪码序列的估计问题, 该文在已知码片速率和伪码周期的前提下, 提出一种结合矩阵特征分解和线性调频 Z 变换的伪码序列盲估计算法。该方法对接收信号分段获得观察向量, 并对观察向量的相关矩阵进行特征分解, 最后应用改进的最小描述长度(MDL)准则和线性调频 Z 变换(CZT)对特征向量进行处理, 可以估计出窄带干扰信号, 同时还可以估计出信号的载频和伪码序列。仿真实验给出了不同干扰信号和不同伪码序列长度时算法的性能曲线, 理论分析和仿真结果都表明了该方法能有效地工作在较低的信噪比下。

关键词: 扩频通信; 直接序列扩频信号; 伪码序列盲估计; 窄带干扰; 未知载频; 特征分解

中图分类号: TN914.42

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2015)07-1556-06

DOI: 10.11999/JEIT141322

Estimation of PN Sequence in DSSS Signals with Unknown Carrier Frequency under Narrow Band Interferences

Shen Bin Wang Jian-xin

(School of Electronic Engineering and Optoelectronic Technology, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: In this paper an approach of eigen-decomposition and Chirp Z Transform (CZT) for DSSS signals with unknown carrier frequency under narrow band interferences is proposed to estimate the PN sequence. The period and chip rate of PN sequence need to be known. Firstly, the received signal is divided into vectors. Then, the eigenvalue decomposition is applied to the correlation matrix of the vectors. Finally, the narrow band interference, the carrier frequency and the PN sequence can be estimated by applying the improved Minimum Description Length (MDL) criteria and the Chirp-Z Transform (CZT) method on the eigenvectors. Simulation experiments show the performance curves at different SNRs with different periods of PN sequence under different narrow band interferences. Theory analysis and simulation results show that the approach can work effectively under low SNR.

Key words: Spread spectrum communication; Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) signal; PN sequence blind estimation; Narrow band interference; Unknown carrier frequency; Eigenvalue decomposition

1 引言

直接序列扩频通信是扩频通信的一种主要方式, 其信号具有抗窄带干扰能力强、功率谱密度低等特点, 可与其他窄带系统构成重叠系统, 提高频谱资源的利用率。因此在军事通信和民用通信中得到广泛应用^[1,2], 但同时也造成了扩频系统的窄带干扰问题^[3-5]。在频谱监测、电子侦听等非合作通信系统中, 需要对扩频信号进行监测管制, 并正确接收。在这过程中, 可能受到来自第三方的有意或无意的窄带干扰, 其关键问题是要在窄带干扰下对信号进行盲估计, 这对扩频通信的民用监测管制和非

合作信号侦察干扰具有关键意义。

在窄带干扰下, 实际信号含有未知的载频^[6,7]。目前大部分干扰抑制的文献没有分析信号本身的信息^[8-10], 有的只做了简单的描述, 没有给出具体分析^[11]。本文提出了一种结合矩阵特征分解和线性调频 Z 变换的算法, 可以在分析干扰信号的同时完成伪码序列估计。算法先对接收信号的相关矩阵进行特征分解, 然后对特征值应用改进的最小描述长度(MDL)准则找出需要的特征向量, 最后对该特征向量应用线性调频 Z 变换估计载频和伪码序列。

2 信号模型

加性高斯白噪声背景和窄带干扰条件下, 接收端的信号可表示为

$$y(t) = x(t) + j(t) + n(t) \quad (1)$$

其中, $x(t)$ 为载频为 f_c' 的直扩信号经过正交下变频之后的中频直扩信号, $j(t)$ 为窄带干扰信号, $n(t)$ 为零均值的高斯白噪声。

中频直扩信号可以表示为

$$x(t) = s(t) \exp[j(2\pi f_c t + \theta)] \quad (2)$$

其中, 中频信号的载频 $f_c = f_c' - f_l$, f_l 为本振频率, θ 为均匀分布的随机相位。基带信号 $s(t) = d(t)p(t)$, $d(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_i h_d(t - iT_d)$, 信息序列 $d_i \in \{+1, -1\}$, T_d 为信息码宽度, $h_d(t)$ 为矩形门函数, 宽度为 T_d ; $p(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} p_j g(t - jT_{cp})$, 伪码序列 $p_j \in \{+1, -1\}$, T_{cp} 为码片宽度, 序列长度 $N = T_{ss}/T_{cp}$, T_{ss} 为伪码周期。文中采用短码方式扩频, 即一位信息码由一周期的伪码扩展, 则 $T_d = T_{ss}$, $g(t)$ 为发射机滤波器与信道冲激响应、接收机滤波器的卷积。

窄带干扰信号 $j(t)$ (以多音干扰为例) 可以表示为

$$j(t) = \sum_{m=1}^M a_m \exp[j(2\pi f_m t + \theta_m)] \quad (3)$$

其中, a_m 为第 m 个干扰的幅度, M 为干扰信号个数, f_m 为干扰信号频率, θ_m 为在 $[-\pi, \pi]$ 均匀分布的随机相位。

3 窄带干扰条件下伪码序列的盲估计

3.1 窄带干扰条件下直扩信号的特征分解方法

假设码片速率^[7]、伪码周期^[12,13]已知, 以采样间隔 $T_s = T_{cp}$ 对接收信号 $y(t)$ 进行采样, 并且以两倍伪码周期长度分段, 数据重叠率为 50%, 构成观察矩阵:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{Y} &= [\mathbf{y}_1 \quad \mathbf{y}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{y}_K] \\ \mathbf{y}_k &= \mathbf{x}_k + \mathbf{j}_k + \mathbf{n}_k = \mathbf{A}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{H}_k \mathbf{a} + \mathbf{n}_k \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

其中, \mathbf{Y} 为观察矩阵, K 为计算相关矩阵的数据组数; \mathbf{y}_k , \mathbf{x}_k , \mathbf{j}_k 和 \mathbf{n}_k 分别为第 k ($k = 1, 2, \dots, K$) 段的接收信号向量、直扩信号向量、窄带干扰向量和噪声向量。 $\mathbf{x}_k = \mathbf{A}_k \mathbf{s}_k$, 对角矩阵 $\mathbf{A}_k = \text{diag}\{\exp[j(2\pi f_c((k-1) \cdot 2NT_s + lT_s) + \theta)]\}$, $l = 0, 1, \dots, 2N-1$, \mathbf{s}_k 为基带直扩信号向量; $\mathbf{j}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{a}$, $\mathbf{H}_k = [\mathbf{h}_{k,1} \quad \mathbf{h}_{k,2} \quad \cdots \quad \mathbf{h}_{k,M}]$, $\mathbf{a} = [a_1 \quad a_2 \quad \cdots \quad a_M]^T$, 正交归一化向量 $\mathbf{h}_{k,m} = \frac{1}{2N} \exp[j(2\pi f_m((k-1) \cdot 2NT_s) + \theta_m)] \cdot [1 \quad \cdots \quad \exp[j2\pi f_m(2N-1)T_s]]^T$, $m = 1, 2, \dots, M$ 。

接收信号 \mathbf{y}_k 的分段起始点不一定位于基带信号 \mathbf{s}_k 的伪码序列调制起始点上。假设直扩信号的调制起始点位置为 T_0 , 则 $T_0 \in [0, N-1]$ 。当 $T_0 \neq 0$ 时, \mathbf{s}_k 可以表示为

$$\mathbf{s}_k = d_k \mathbf{p}_1 + d_{k+1} \mathbf{p}_2 + d_{k+2} \mathbf{p}_3 \quad (5)$$

其中, d_k, d_{k+1}, d_{k+2} 是连续 3 位信息码。 $\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \mathbf{p}_3$ 是 3 个向量: \mathbf{p}_1 由长度为 $N - T_0$ 的伪码序列 \mathbf{p} 的后部和长度为 $N + T_0$ 的零值组成; \mathbf{p}_2 由长度为 $N - T_0$ 的零值, 长度为 N 的伪码序列 \mathbf{p} 和长度为 T_0 的零值组成; \mathbf{p}_3 由长度为 $2N - T_0$ 的零值和长度为 T_0 的伪码序列 \mathbf{p} 的后部组成。将 \mathbf{p}_i ($i = 1, 2, 3$) 作幅度归一化, 有 $\mathbf{u}_i = \mathbf{p}_i / \|\mathbf{p}_i\|$ 。由定义可知, \mathbf{u}_i 是正交归一化向量。向量 \mathbf{y}_k 的相关矩阵可以表示为

$$\mathbf{R}_y = E[\mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^H] = \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^H \quad (6)$$

其中, $E\{\cdot\}$ 表示取期望。考虑到式(6)可以进一步表示为: $\mathbf{R}_y = \mathbf{R}_x + \mathbf{R}_j + \mathbf{R}_n$, 而且 $\mathbf{A}_k = \exp[j2\pi f_c(k-1) \cdot 2NT_s] \mathbf{A}_1$, $\mathbf{h}_{k,m} = \exp[j2\pi f_m(k-1) \cdot 2NT_s] \mathbf{h}_{1,m}$, 则

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{R}_x &= E[\mathbf{A}_k \mathbf{s}_k (\mathbf{A}_k \mathbf{s}_k)^H] = \mathbf{A}_1 E[\mathbf{s}_k \mathbf{s}_k^H] \mathbf{A}_1^H \\ &= \mathbf{A}_1 (\sigma_d^2 \|\mathbf{p}_1\|^2 \mathbf{u}_1 \mathbf{u}_1^H + \sigma_d^2 \|\mathbf{p}_2\|^2 \mathbf{u}_2 \mathbf{u}_2^H \\ &\quad + \sigma_d^2 \|\mathbf{p}_3\|^2 \mathbf{u}_3 \mathbf{u}_3^H) \mathbf{A}_1^H \\ &= \sum_{i=1}^3 \lambda_{s,i} (\mathbf{A}_1 \mathbf{u}_i) (\mathbf{A}_1 \mathbf{u}_i)^H \\ \mathbf{R}_j &= E[\mathbf{H}_k \mathbf{a} (\mathbf{H}_k \mathbf{a})^H] \\ &= \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left(\sum_{m=1}^M a_m \mathbf{h}_{k,m} \cdot \sum_{m=1}^M a_m^H \mathbf{h}_{k,m}^H \right) \\ &= \sum_{m=1}^M a_m^2 \mathbf{h}_{1,m} \mathbf{h}_{1,m}^H \\ \mathbf{R}_n &= \sigma_n^2 \mathbf{I} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

其中, 信息序列方差 $\sigma_d^2 = \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K d_k^2 = 1$, 伪码序

列能量 $E_p \approx T_s \|\mathbf{p}\|^2 = NT_s$, 信号方差 $\sigma_s^2 = \sigma_d^2 E_p / T_{ss} = 1$, 信噪比 $\rho = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$, 噪声方差 σ_n^2 。信号特征值分别为 $\lambda_{s,1} = \rho(N - T_0)\sigma_n^2$, $\lambda_{s,2} = \rho N \sigma_n^2$ 和 $\lambda_{s,3} = \rho T_0 \sigma_n^2$ 。把式(7)代入式(6)可得

$$\mathbf{R}_y = \sum_{i=1}^3 \lambda_{s,i} (\mathbf{A}_1 \mathbf{u}_i) (\mathbf{A}_1 \mathbf{u}_i)^H + \sum_{m=1}^M a_m^2 \mathbf{h}_{1,m} \mathbf{h}_{1,m}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (8)$$

由式(8)可以看出, $\mathbf{A}_1 \mathbf{u}_i$ 和 $\mathbf{h}_{1,m}$ 都是矩阵 \mathbf{R}_y 的正交归一化主分量向量。干扰信号特征值为 $\lambda_m = a_m^2 + \sigma_n^2$, 其对应的特征向量为 $\mathbf{v}_m = \mathbf{h}_{1,m}$ 。直扩信号特征值为 $\lambda_{M+1} = [\rho(N - T_0) + 1]\sigma_n^2$, $\lambda_{M+2} = (\rho N + 1)\sigma_n^2$ 和 $\lambda_{M+3} = (\rho T_0 + 1)\sigma_n^2$, 一般要比干扰信号的特征值小许多, 其对应的特征向量为 $\mathbf{v}_{M+1} = \mathbf{A}_1 \mathbf{u}_2$, $\mathbf{v}_{M+2} = \mathbf{A}_1 \mathbf{u}_1$ 和 $\mathbf{v}_{M+3} = \mathbf{A}_1 \mathbf{u}_3$ 。

3.2 伪码序列估计

直扩信号的最大特征向量含有完整伪码信息, 因此本文采用改进的 MDL 准则估计其位置。基于 MDL 准则的信息准则函数由对数似然函数和罚函数两部分组成^[14,15], 即

$$\text{MDL}_1(n) = L_1(n) + P_1(n) \quad (9)$$

其中, 对数似然函数 $L_1(n) = K(2N - n) \cdot \lg \left(\frac{1}{2N - n} \sum_{i=n+1}^{2N} \lambda_i / \prod_{i=n+1}^{2N} \lambda_i^{2N-n} \right)$, λ_i 为相关矩阵的第 i 个特征值, $n(n = 0, 1, \dots, 2N - 1)$ 为待估计信源数; 罚函数 $P_1(n) = \frac{1}{2} n(4N - n) \lg K$, K 为计算相关矩阵的数据组数。干扰信号由 M 个单音干扰组成, 等效为 M 个干扰信源。由式(5)可知, 扩频信号可以看作由 3 个信号组成, 等效为 3 个扩频信源。把这些信源看作等效信源, 则等效信源数为 $M + 3$ 。本文提出改进的 MDL 准则用来估计等效信源数, 定义一个新序列:

$$\mu_i = \left| \frac{1}{2} \lg(\lambda_i \lambda_{i+J-1}) - \frac{1}{J} \lg \left(\prod_{j=i}^{i+J-1} \lambda_j \right) \right| \quad (10)$$

其中, λ_i 为相关矩阵的第 $i(i = 1, 2, \dots, 2N - J + 1)$ 个特征值, J 为平滑窗长度, 将序列 μ_i 降序排列得到新序列 λ'_i 。基于新序列的改进的 MDL 准则函数和信源数的估计方法为

$$\left. \begin{aligned} \text{MDL}_2(n) &= L_2(n) / \max(L_2) + P_2(n) / \max(P_2) \\ \text{MDL}_3(n) &= \text{MDL}_1(n) / \max(\text{MDL}_1) \\ &\quad + \text{MDL}_2(n) / \max(\text{MDL}_2) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$m_{\text{MDL}} = \arg \min_{0 \leq n \leq 2N - J + 1} \{ \text{MDL}_3(n) \} \quad (12)$$

其中, $L_2(n)$ 为对数似然函数, $P_2(n)$ 为罚函数, $n = 0, 1, \dots, 2N - J + 1$ 。

根据式(12)得到信源数的估计, 进一步估计伪码序列的位置, 定义两个函数:

$$\left. \begin{aligned} S_d(f) &= \sum_{i=1}^{m_{\text{MDL}}} |S_{h,i}(f) - S_{t,i}(f)| \\ S_{s,i}(f) &= S_{h,i}(f) + S_{t,i}(f) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

其中, m_{MDL} 为信源数的估计, $S_{h,i}(f)$ 和 $S_{t,i}(f)$ 分别是第 i 个特征向量的前半段的平方序列 $\mathbf{v}_i^2(p)(p = 1, 2, \dots, N)$ 和后半段的平方序列 $\mathbf{v}_i^2(p)(p = N + 1, N + 2, \dots, 2N)$ 的傅里叶变换, 即

$$\left. \begin{aligned} S_{h,i}(f) &= \begin{cases} \delta(f - 2f_i) + n_{\text{NBI},i}(f), & 1 \leq i \leq M \\ (N - T_0)\delta(f - 2f_c) + n_{\text{DS},i}(f), & i = M + 1 \\ n_{\text{DS},i}(f), & i = M + 2 \\ T_0\delta(f - 2f_c) + n_{\text{DS},i}(f), & i = M + 3 \end{cases} \\ S_{t,i}(f) &= \begin{cases} \delta(f - 2f_i) + n'_{\text{NBI},i}(f), & 1 \leq i \leq M \\ T_0\delta(f - 2f_c) + n'_{\text{DS},i}(f), & i = M + 1 \\ (N - T_0)\delta(f - 2f_c) + n'_{\text{DS},i}(f), & i = M + 2 \\ n'_{\text{DS},i}(f), & i = M + 3 \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

把式(14)代入式(13)有

$$\left. \begin{aligned} S_d(f) &= 2(N - T_0)\delta(f - 2f_c) + n''(f) \\ S_{s,i}(f) &= \begin{cases} 2\delta(f - 2f_i) + n''_{\text{NBI},i}(f), & 1 \leq i \leq M \\ N\delta(f - 2f_c) + n''_{\text{DS},i}(f), & i = M + 1 \\ (N - T_0)\delta(f - 2f_c) + n''_{\text{DS},i}(f), & i = M + 2 \\ T_0\delta(f - 2f_c) + n''_{\text{DS},i}(f), & i = M + 3 \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

其中, 函数 $S_d(f)$ 主要由冲激函数组成, 其最大值对应的频率为 $\hat{f} = 2f_c$ 。函数 $S_{s,i}(f)$ 的截面 $S_{s,i}(\hat{f})$ 中最大值对应的特征向量含有完整的伪码序列。该向量位置的估计值 \hat{l}_{pm} 为

$$\left. \begin{aligned} \hat{f} &= \arg \max \{ S_d(f) \} \\ \hat{l}_{pm} &= \arg \max_{1 \leq i \leq m_{\text{MDL}}} \{ S_{s,i}(\hat{f}) \} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

得到含有伪码序列的特征向量 $\hat{\mathbf{u}} = \mathbf{v}_{M+1}$ 后, 对其做进一步分析可以估计扩频参数。 $\hat{\mathbf{u}}$ 的平方序列去除了扩频码调制信息, 测试向量 \mathbf{u}'_i 是以平方序列中第 $i(i = 1, 2, \dots, N)$ 个符号为起点, 长度为 N 的序列。实际应用中, 特征向量因样本数有限而产生误差, 因此 $\mathbf{u}'_i = \mathbf{s}'_i + \mathbf{n}'_i$, \mathbf{s}'_i 为信号向量, \mathbf{n}'_i 为噪声向量。因此采用线性调频 Z 变换^[6]估计测试向量的功率谱为

$$\begin{aligned} P_i(f) &= \left| \sum_{n=1}^N u'_i(n) \exp(-j2\pi fn T_s) \right|^2 \\ &= \left| \sum_{n=1}^N s'_i(n) \exp(-j2\pi fn T_s) \right|^2 \\ &\quad + \left| \sum_{n=1}^N n'_i(n) \exp(-j2\pi fn T_s) \right|^2 \\ &= \left| \sum_{n_{\min}}^{n_{\max}} \{ \exp[j(2\pi \cdot 2f_c n T_s + 2\theta)] \cdot \exp(-j2\pi fn T_s) \} \right|^2 \\ &\quad + \sigma_{n'}^2 \\ &= \left| \sum_{n_{\min}}^{n_{\max}} \exp(-j2\pi \Delta f n T_s) \right|^2 + \sigma_{n'}^2 \end{aligned} \quad (17)$$

其中, $f = \left(-\frac{1}{2} + \frac{l}{L} \right) f_s$, $l = 0, 1, \dots, L - 1$, L 为复频率的点数, 不一定等于 N 。频差 $\Delta f = f - 2f_c$, $n_{\min} = \max\{i, N - T_0\}$, $n_{\max} = \min\{i + N - 1, 2N - T_0 - 1\}$, 噪声功率为 $\sigma_{n'}^2$ 。令滑动窗起始点 i 保持不变, 当 $\Delta f = 0$ 时, 功率谱有最大值。

当 $\Delta f \approx 0$, 即 $f \approx 2f_c$ 时, 将式(17)展开为泰勒级数且略去高阶项, 则

$$P_i(f) \approx \begin{cases} (i + T_0)^2 + \sigma_{n'}^2, & 1 \leq i < N - T_0 \\ (2N - i - T_0)^2 + \sigma_{n'}^2, & N - T_0 \leq i \leq N \end{cases} \quad (18)$$

由式(18)可以看出, 令 f 保持不变, 当 $i = N - T_0$ 时, 功率谱达到最大值。

测试向量起始点 i 在 1 到 N 范围内依次改变, 比较不同测试向量的功率谱大小。当功率谱达到全局最大值时, 有 $f = 2f_c$ 和 $i = N - T_0$, 即 $\hat{f}_c = f/2$ 和 $T_0 = N - i$ 。其中, \hat{f}_c 为载频的估计值, \hat{T}_0 为伪码序列起始点的估计值。因此载频 f_c 和伪码序列起始点 T_0 的估计式为

$$(\hat{T}_0, \hat{f}_c) = \arg \max_{\substack{1 \leq i \leq N \\ -f_s/2 \leq f \leq f_s/2}} \{P_i(f)\} \quad (19)$$

估计出载频和起始点后, 从特征向量 $\hat{\mathbf{u}}$ 中提取出有载波的伪码序列 $\hat{\mathbf{u}}' = \mathbf{u}'_{T_0}$, 然后依次去除载频信息和相位信息就可以得到恢复的伪码序列 $\hat{\mathbf{p}}$ 。

$$\left. \begin{aligned} \hat{\mathbf{u}}'' &= \hat{\mathbf{u}}' \otimes [1 \exp(-j2\pi\hat{f}_c T_s) \cdots \exp(-j2\pi\hat{f}_c (N-1)T_s)]^T \\ &= \pm \mathbf{p} \exp(j\varphi) \\ \hat{\mathbf{p}} &= \text{sign} \left\{ \text{Re} \left[\hat{\mathbf{u}}'' \exp(-j\varphi) \right] \right\} = \pm \mathbf{p} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

其中, \otimes 表示克罗内克积, 相位 φ 的估计值为 $\hat{\varphi} = \frac{1}{2} \arg \left(\frac{1}{N} \hat{\mathbf{u}}''^H \hat{\mathbf{u}}'' \right)$, $\arg(\cdot)$ 是求相位函数, $\text{Re}(\cdot)$ 是求复数的实部函数。特征向量 $\hat{\mathbf{u}}$ 可能取对应的负值, 而且相位 φ 的估计存在 180° 的相位模糊, 因此恢复的伪码序列和真实序列可能反相, 但这不影响后续的数据处理。

4 算法性能与仿真结果分析

本文仿真中的 DSSS 信号采用 BPSK 调制, 伪码序列为 m 序列, 采样频率 $f_s = 30$ MHz, 参与计算的信号码元数为 300。实验中分别使用了下面的 3 种干扰信号。

(1) 多音(MT)干扰信号: $j_{\text{MT}}(t) = \sqrt{2} \exp[j(2\pi f_1 t + \theta_1)] + 2\sqrt{2} \exp[j(2\pi f_2 t + \theta_2)]$ 。 f_i 为干扰信号频率, θ_i 为初始相位, $i = 1, 2$ 。信干比 $\text{SIR} = 10 \lg \left(\frac{\sigma_s^2}{\sum_{i=1}^2 a_i^2} \right) = -10$ dB, 等效信源数为 5, 即 $m_s = 5$ 。

(2) 调幅(AM)干扰信号: $j_{\text{AM}}(t) = [\sqrt{10} + r(t)] \cdot \exp[j(2\pi f t + \theta)]$ 。 $r(t)$ 为零均值, 2 kHz 带宽的基带调制信号, f 为干扰信号频率, θ 为初始相位。信干比 $\text{SIR} = -10$ dB。

(3) 调频(FM)干扰信号:

$$j_{\text{FM}}(t) = \sqrt{10} \exp \left[j \left(2\pi f t + K_f \int_0^t r(t') dt' \right) \right]$$

$r(t)$ 为零均值, 2 kHz 带宽的调制信号, f 为干扰信号频率, K_f 为调频灵敏度。信干比 $\text{SIR} = -10$ dB。

实验 1 DSSS 信号的伪码序列长度为 127, 干扰为多音干扰信号。比较 MDL 准则和改进的 MDL

准则的性能曲线。信源数估计正确率定义为: $p_e = P(m_{\text{MDL}} = m_s)$ 。

图 1 可以看出, MDL_3 函数的性能明显优于 MDL_1 函数; MDL_3 函数虽然在低信噪比下的估计准确性不如 MDL_2 函数, 但是欠估计问题不明显, 而且在高信噪比下拥有理想的性能。综合来看本文采用 MDL_3 函数作为改进的 MDL 准则是可行的。

实验 2 DSSS 信号的伪码序列长度分别为 127 和 1023。考察本文算法在不同干扰信号和不同伪码序列长度下的性能。各项性能指标定义如下:

载频估计正确率 (p_{e,f_c}): $p_{e,f_c} = P(|\hat{f}_c - f_c| \leq \Delta f')$,

起始点估计正确率 (p_{e,T_0}): $p_{e,T_0} = P(\hat{T}_0 = T_0)$,

伪码序列的相关系数 (R): $R = \frac{1}{N} \hat{\mathbf{p}}^H \mathbf{p}$ 。

其中, \hat{f}_c 是直扩信号载频 f_c 的估计值, 频率分辨率 $\Delta f' = f_s/8192 = 3662$ Hz; \hat{T}_0 是起始点的估计值; 向量 $\hat{\mathbf{p}}$ 是恢复的伪码序列。假设恢复的伪码序列和原序列不存在相位模糊, 则相关系数 R 越大, 表示扩频码序列的估计准确度越好。

图 2 和图 3 所示是本文算法的估计性能曲线。当伪码序列长度较短时, 线性调频 Z 变换的谱估计性能受限, 低信噪比下的估计的性能较差; 当伪码序列较长时, 低信噪比下的估计性能良好。实际应用中, 伪码序列的长度一般都较长, 此时本文算法在低信噪比下能正常工作, 并且具有估计精度高、稳定性高的优点, 具有很强的实用价值。

从图 4 可以看出, 伪码序列长度分别为 127 和 1023 时, 伪码序列相关系数大于 80% 的信噪比门限分别为 -18 dB 和 -16 dB。说明本文算法是完全可以 在窄带干扰的条件下正确估计出伪码序列的, 而且在较低信噪比下也能实现估计。

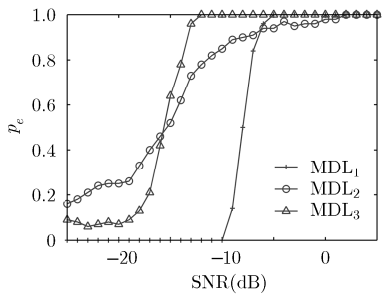
实验 3 DSSS 信号的伪码序列长度为 1023, 干扰为多音干扰信号。考察去除干扰后应用平方倍频法的载频估计性能和本文 EVD-CZT 法的载频估计性能。去除干扰的方法分别是改进的非线性最小二乘(I-NLS)法^[5], 差分门限(D-CT)法^[8]和 FFT 重叠变换(FFT-LT)法^[10]。

从图 5 可以看出, 本文的 EVD-CZT 算法充分利用扩频信号本身的特性, 受噪声影响较小, 载频估计性能最优, 其他算法的估计性能相差不大。

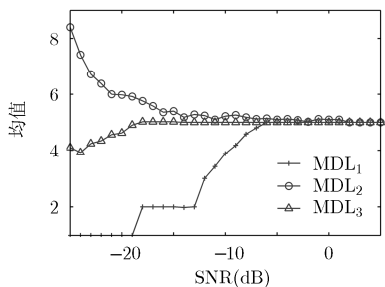
实验 4 DSSS 信号的伪码序列长度为 127。考察在不同宽带和不同信干比的调幅信号干扰下去除干扰后应用特征分解的伪码序列估计性能和本文 EVD-CZT 法的伪码序列估计的性能。去除干扰的方法分别是 I-NLS 法, D-CT 法和 FFT-LT 法。

图 6(a)中的干扰信号为不同带宽的调幅干扰信号, 信干比为 -10 dB, 带宽 $BW_1 = 2$ kHz, $BW_2 = 300$ kHz。随着干扰信号带宽的增加, I-NLS 法衰减

最快, EVD-CZT 法其次, D-CT 法和 FFT-LT 法衰减速度最慢; 图 6(b)中的干扰信号是带宽为 200 kHz 的调幅干扰信号, 信干比 $SIR_1 = -10$ dB, $SIR_2 =$

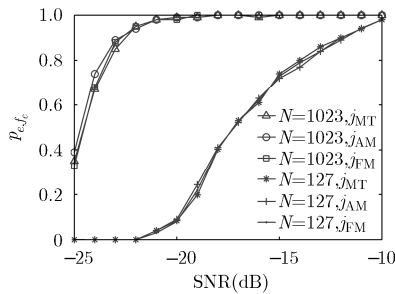


(a)不同信息准则函数的信源数估计的正确率

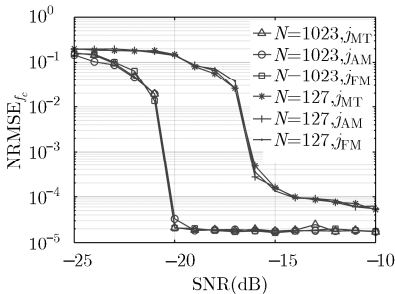


(b)不同信息准则函数的信源数估计的均值

图 1 不同信息准则函数的信源数估计的性能曲线

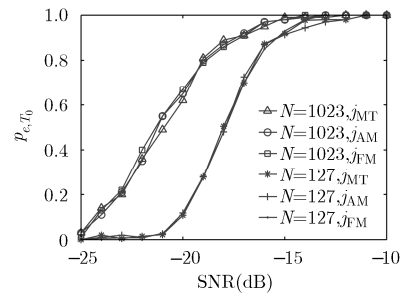


(a)频率估计的正确率

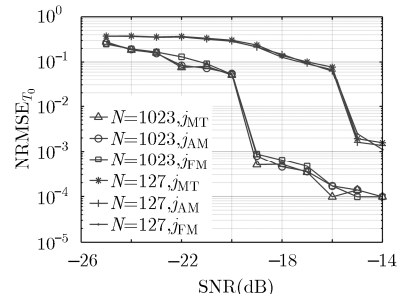


(b)频率估计的归一化均方根误差

图 2 不同干扰信号和不同伪码序列长度下的载频估计的性能曲线

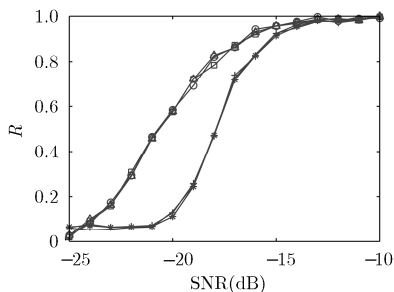


(a)起始点估计的正确率

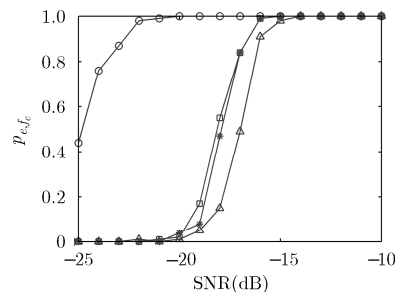


(b)起始点估计的归一化均方根误差

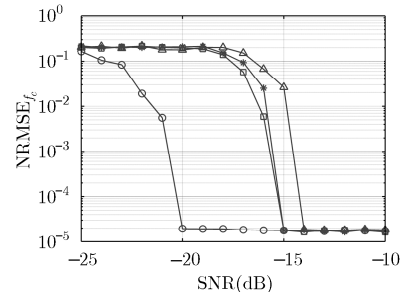
图 3 不同干扰信号和不同伪码序列长度下的起始点估计的性能曲线



(a)不同伪码序列长度下的伪码序列估计的性能曲线

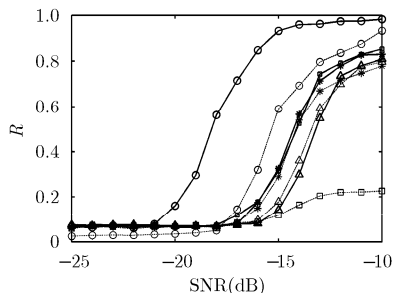


(a)不同算法的频率估计的正确率

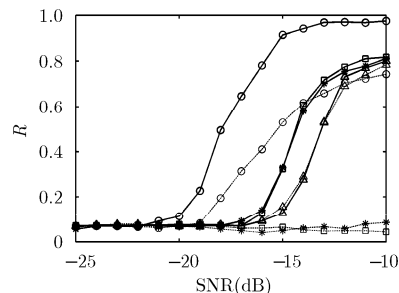


(b)不同算法的频率估计的归一化均方根误差

图 5 不同算法的载频估计的性能曲线



(a)不同带宽干扰下的伪码序列估计的性能曲线



(b)不同信干比下的伪码序列估计的性能曲线

图 6 不同带宽干扰和不同信干比下的伪码序列估计的性能曲线

-16 dB。随着信干比的降低, I-NLS 法和 D-CT 法衰减速度最快, EVD-CZT 法其次, FFT-LT 法衰减速度最慢。因此 EVD-CZT 法适用于干扰信号为窄带干扰信号的情况下, 并且估计性能受干扰信号功率的影响。在一定的干扰信号带宽和信干比范围内, 本文算法的估计性能比其他几种算法要好。

5 结束语

为了盲估计窄带干扰条件下含有未知载频的直扩信号的伪码序列, 本文提出了一种结合矩阵特征分解和线性调频 Z 变换的算法。算法先对接收信号的相关矩阵进行特征分解, 然后用线性调频 Z 变换估计载波和序列起始点, 最后实现伪码序列估计。仿真表明该算法是十分有效和可靠的, 并且较低信噪比下也能实现估计。

参 考 文 献

- [1] Flikkema P G. Spread-spectrum techniques for wireless communication[J]. *IEEE Signal Processing*, 1997, 14(3): 26-36.
- [2] 郭黎利, 孙志国. 通信对抗应用技术[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 2007: 1-4.
Guo Li-li and Sun Zhi-guo. Communication Countermeasure Techniques[M]. Harbin: Harbin Engineering University Press, 2007: 1-4.
- [3] 罗华. 单音及窄带干扰下 DSSS 系统处理增益精确分析[J]. 电讯技术, 2014, 54(6): 713-718.
Luo Hua. Accurate analysis of processing gain in direct sequence spread spectrum communication systems under single-tone and narrowband interference[J]. *Telecommunication Engineering*, 2014, 54(6): 713-718.
- [4] Kasparis T, Georgiopoulos M, and Payne E. Non-linear filtering techniques for narrow-band interference rejection in direct sequence spread-spectrum systems[C]. IEEE Military Communication Conference, McLean, VA, USA, 1991: 360-364.
- [5] 刘尚峰, 王永民, 郭建新, 等. DSSS 时变窄带干扰抑制算法研究[J]. 现代防御技术, 2012, 40(3): 99-103.
Liu Shang-feng, Wang Yong-min, Guo Jian-xin, et al. Research on time variant NBI suppression algorithm for DSSS communications[J]. *Modern Defence Technology*, 2012, 40(3): 99-103.
- [6] Zhang Tian-qi, Dai Shao-sheng, Ma Guo-ning, et al. Approach to blind estimation of the PN sequence in DS-SS signals with residual carrier[J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2010, 21(1): 1-8.
- [7] 郑鹏, 张鑫, 刘锋, 等. 窄带干扰下基于循环谱的 BPSK 直扩信号盲检测[J]. 电视技术, 2012, 36(7): 78-81.
Zheng Peng, Zhang Xin, Liu Feng, et al. Blind detection of DS-SS signal based on cyclic spectrum in narrow-band interference[J]. *Video Engineering*, 2012, 36(7): 78-81.
- [8] 付卫红, 宋长汉, 黄坤. 基于差分求门限的变换域窄带干扰抑制[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(12): 2960-2965.
Fu Wei-hong, Song Chang-han, and Huang Kun. Narrow-band interference suppression in transform domain based on difference-cluster-threshold algorithm[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(12): 2960-2965.
- [9] 王彪, 孙晓雯. 一种有效抑制窄带干扰的水声直扩信号检测方法研究[J]. 科学技术与工程, 2013, 13(7): 1784-1788.
Wang Biao and Sun Xiao-wen. An effective detection method of underwater acoustic DSSS signals based on narrowband interference suppression[J]. *Science Technology and Engineering*, 2013, 13(7): 1784-1788.
- [10] 姜恩光, 张福洪. 直扩通信系统抗窄带干扰技术与仿真[J]. 电子器件, 2013, 36(1): 73-75.
Jiang En-guang and Zhang Fu-hong. Analysis of narrow-band interference suppression in DSSS[J]. *Chinese Journal of Electron Devices*, 2013, 36(1): 73-75.
- [11] 马超, 张立民, 林洪文. 窄带干扰下基于子空间跟踪的扩频序列估计[J]. 电子设计工程, 2014, 22(9): 149-152.
Ma Chao, Zhang Li-min, and Lin Hong-wen. The spreading spectrum estimation based on subspace tracking with narrow-band interference[J]. *Electronic Design Engineering*, 2014, 22(9): 149-152.
- [12] 白娟, 张天骐, 余熙, 等. 窄带干扰环境下直扩信号伪码周期估计[J]. 计算机仿真, 2012, 29(2): 109-114.
Bai Juan, Zhang Tian-qi, Yu Xi, et al. Estimation of PN sequence's period of the DSSS signals in narrowband interference environment based on spectrum analysis[J]. *Computer Simulation*, 2012, 29(2): 109-114.
- [13] 张天骐, 代少升, 杨柳飞, 等. 在残余频偏下微弱直扩信号伪码周期的谱检测[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(4): 777-781.
Zhang Tian-qi, Dai Shao-sheng, Yang Liu-fei, et al. Method of spectra for periodic detection of the PN sequence in the weak DS-SS signals with residual carrier[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2009, 31(4): 777-781.
- [14] Wax M and Kailath T. Detection of signals by information theoretic criteria[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1985, 33(2): 387-392.
- [15] 叶中付, 向利, 徐旭. 基于信息论准则的信源个数估计算法改进[J]. 电波科学学报, 2007, 22(4): 593-598.
Ye Zhong-fu, Xiang Li, and Xu Xu. Improvement of source number estimation based on information theoretic criteria[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2007, 22(4): 593-598.
- [16] 樊新海, 曾兴祥, 张丽霞, 等. 基于 CZT 的频谱细化算法及应用[J]. 装甲兵工程学院学报, 2012, 26(1): 59-62.
Fan Xin-hai, Zeng Xing-xiang, Zhang Li-xia, et al. Algorithm and application of spectrum zoom based on chirp Z transform[J]. *Journal of Armored Force Engineering Institute*, 2012, 26(1): 59-62.

沈 斌: 男, 1987 年生, 博士生, 研究方向为通信信号处理。

王建新: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为数字信号处理、软件无线电。