

doi: 10.7690/bgzdh.2013.12.008

基于双 PN 周期的窄带干扰直扩序列盲估计

马超¹, 张立民¹, 钟兆根¹, 兰天²

(1. 海军航空工程学院电子信息工程系, 山东 烟台 264001; 2. 海军装备部, 太原 030006)

摘要: 为了解决窄带干扰条件下低信噪比直扩信号扩频序列 (direct sequence spread spectrum, DSSS) 的盲估计问题, 提出一种基于双 PN 周期分解的扩频波形估计算法。该算法用 2 倍 PN 周期进行采样形成观测向量, 利用特征分解法求各特征值及其向量, 并利用特征向量消除窄带干扰, 并求出 PN 码序列。结果表明: 该算法在低信噪比条件下能完成对 PN 码序列的精确估计, 能解决传统方法利用单 PN 周期分解时扩频序列连接的相位模糊等问题。

关键词: 直接序列扩频; 窄带干扰; 扩频序列盲估计; 特征值分解

中图分类号: TJ02 **文献标志码:** A

Blind Estimation of DSSS Signal with Narrow-Band Interference Based on Double PN-Period

Ma Chao¹, Zhang Limin¹, Zhong Zhaogen¹, Lan Tian²

(1. Department of Electronic Information Engineering, Naval Aeronautical & Astronautical University, Yantai 264001, China; 2. Navy Equipment Department, Taiyuan 030006, China)

Abstract: In order to solve the problem of blind estimation of direct sequence spread spectrum (DSSS) signal with narrowband interference in low SNR conditions, this paper proposes a spreading waveform estimation algorithm based on double PN decomposition. The algorithm obtains observation vector by sampling with twice PN cycle, and then getting the feature values and their vectors by feature value analysis. Using feature vectors to eliminate narrowband interference, and find the PN code sequence. The results show that the algorithm can complete the accurate estimation of PN code sequence in lower SNR conditions, and also can solve the phase ambiguity issues when PN spreading sequence connected in the traditional method using single cycle decomposition.

Key words: DSSS; narrow-band interference; blinding estimation of spread-spectrum waveform; feature value analysis

0 引言

直接序列扩频 (direct sequence spread spectrum, DSSS) 信号由于抗截获能力强、抗干扰能力强、抗衰落和抗多径干扰能力强等优点, 在现代军事和非军事通信中已获得广泛应用。通信对抗中, 对直扩方式的研究成为热门课题, 对 DS 信号扩频序列的盲估计研究具有重要的意义。

目前, 扩频序列的估计方法有三阶相关算法^[1]、基于特征值分析的盲估计算法^[2-6]等。三阶相关算法仅限于估计分析 m 序列, 基于特征值分析的盲估计算法可以不受扩频序列类型的限制。对于存在窄带干扰的通信信号, 一般情况下, 在对扩频序列估计之前, 都要先对窄带干扰进行抑制。文献[7]利用累加观察向量相关矩阵和分析矩阵特征值的方法, 找到所要抑制的窄带干扰波形, 再进一步估计出 DS 信号的扩频序列。该方法虽不需先对窄带干扰进行抑制, 但由于利用 2 个向量估计连接而产生了相位模糊问题。

笔者对文献[7]中的算法进行了改进, 消除了

PN 码序列相位和失步点估计的不确定性, 可以精确估计 PN 码序列及其它参数。由于 DSSS 信号易于解调, 笔者采用了基带 DS 信号, 并根据工程实际假设一位信息码由一周 PN 码序列调制, 且 PN 码序列与信息码同步。

1 信号模型

文中研究的直接序列扩频窄带干扰环境下接收信号为:

$$y(t) = s(t) + j(t) + n(t) \tag{1}$$

式中 $n(t)$ 是功率谱密度为 σ_n^2 的零均值加性高斯白噪声。 $s(t)$ 为基带 DSSS 信号

$$s(t) = d(t)h(t) \tag{2}$$

其中 $d(t)$ 表示信息波形, 且 $d(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} d_j q(t - jT_s)$; $h(t)$

表示 PN 码扩频波形, 且 $h(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h_k q(t - kT_c)$;

$d_j \in \{\pm 1\}$ 为均匀分布且互不相关的信息序列, 符号速率 $R_s = 1/T_s$ 。 $q(t)$ 表示矩形码片脉冲。 h_k 为 PN 码

收稿日期: 2013-07-20; 修回日期: 2013-08-22

基金项目: 国家自然科学基金 (61032001; 60972159; 61002006)

作者简介: 马超 (1988—), 男, 河北人, 硕士研究生, 从事通信侦察新技术研究。

序列, 码片速率为 $R_c = 1/T_c$, 扩频周期为 $T_s = NT_c$, N 是 PN 码序列宽度 (即扩频增益)。

$j(t)$ 表示接收信号中的窄带干扰, 以多音干扰为例

$$j(t) = \sum_{m=1}^M A_m \cos[(\omega_c + \Omega_m)t + \theta_m] \quad (3)$$

式中: A_m 表示第 m 个干扰的幅度; Ω_m 表示干扰频率与直扩信号中心频率的频差; θ_m 表示相位, 其值等于在 0 到 2π 之间均匀分布的随机数。

2 算法原理

假设信息码 d_m 的码元宽度 T_s 已知, 将接收信号式 (1) 划分成多个非重叠窗口。在原算法中, 令窗口宽度为 T_s , \mathbf{y} 表示一个窗口内的信号抽样矢量, 则 \mathbf{y} 必定跨越 2 个信息码, 即 \mathbf{y} 可写为:

$$\mathbf{y}_k = d_k \mathbf{h}_{01} + d_{k+1} \mathbf{h}_{10} + \mathbf{j} + \mathbf{n} \quad (4)$$

式中: \mathbf{j} 表示窄带干扰抽样矢量; \mathbf{n} 表示高斯白噪声抽样矢量; t_0 为失步点 ($0 \leq t_0 < T_s$), 即接收信号的第 1 个采样数据点与该数据点位于信息码元起始端的距离, 则

$$\mathbf{h}_{01} = \begin{cases} \mathbf{h}(t, N-t_0 : N) & kT_s - t_0 \leq t < kT_s \\ 0 & kT_s \leq t < (k+1)T_s - t_0 \end{cases}$$

$$\mathbf{h}_{10} = \begin{cases} 0 & kT_s - t_0 \leq t < kT_s \\ \mathbf{h}(t, 0 : N-t_0) & kT_s \leq t < (k+1)T_s - t_0 \end{cases}$$

信息码 d_m 为独立等概率双极性码, 且与噪声不相关。

改进算法是在接收信号 $y(t)$ 划分窗口时, 将窗口宽度加倍为 $2T_s$, 并且不重叠, 如图 1, 则所得观测样本矢量 $\mathbf{y}_k = [x_{k-1}, x_{k-2}, \dots, x_{k-2N}]^T$, 假设采样周期等于码片宽度, 则 \mathbf{y}_k 为 $2N \times 1$ 维矢量, 表示为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{s}_k + \mathbf{j}_k + \mathbf{n}_k \quad (5)$$

假设 $0 \leq t_0 < T_s$, 则有

$$\mathbf{s}_k = d_k \mathbf{h}_0 + d_{k+1} \mathbf{h}_1 + d_{k+2} \mathbf{h}_2 \quad (6)$$

其中 d_k, d_{k+1} 和 d_{k+2} 是均匀分布并且不相关的连续 3 位信息码。

$$\mathbf{h}_0 = \begin{cases} \mathbf{h}(t, N-t_0 : N) & kT_s - t_0 \leq t < kT_s \\ 0 & kT_s \leq t < (k+2)T_s - t_0 \end{cases} \quad (7)$$

$$\mathbf{h}_1 = \begin{cases} 0 & kT_s - t_0 \leq t < kT_s \\ \mathbf{h}(t, 1 : N) & kT_s \leq t < (k+1)T_s \\ 0 & (k+1)T_s \leq t < (k+2)T_s - t_0 \end{cases} \quad (8)$$

$$\mathbf{h}_2 = \begin{cases} 0 & kT_s - t_0 \leq t < (k+1)T_s \\ \mathbf{h}(t, 0 : N-t_0) & (k+1)T_s \leq t < (k+2)T_s - t_0 \end{cases} \quad (9)$$

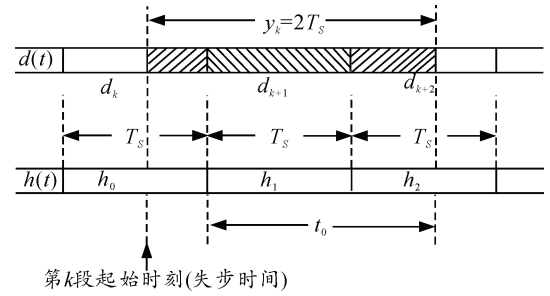


图 1 短码直扩信号分段图

由此可见, \mathbf{h}_1 包含了全部 PN 码序列信息。进一步, 可以将 $\mathbf{h}_0, \mathbf{h}_1$ 和 \mathbf{h}_2 进行归一化幅度, 有

$$\begin{cases} \mathbf{u}_0 = \frac{\mathbf{h}_0}{\|\mathbf{h}_0\|} \\ \mathbf{u}_1 = \frac{\mathbf{h}_1}{\|\mathbf{h}_1\|} \\ \mathbf{u}_2 = \frac{\mathbf{h}_2}{\|\mathbf{h}_2\|} \end{cases} \quad (10)$$

又根据 $\mathbf{h}_0, \mathbf{h}_1$ 和 \mathbf{h}_2 的定义

$$\mathbf{u}_i^T \mathbf{u}_j = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (i, j = 1, 2, 3) \quad (11)$$

可知, 所得 $\mathbf{u}_0, \mathbf{u}_1$ 和 \mathbf{u}_2 是正交归一化向量。

窄带干扰 \mathbf{j}_k 可以表示为

$$\mathbf{j}_k = \mathbf{B}_k \mathbf{a} \quad (12)$$

其中 $\mathbf{B}_k = [\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_M]$ 是一个 $2N \times M$ 维矩阵,

$$\mathbf{b}_1 = [\cos[\Omega T_c (k-i_1) + \theta_1], \cos[\Omega T_c (k-i_2) + \theta_1], \dots, \cos[\Omega T_c (k-i_N) + \theta_1]]^T, \quad \mathbf{a} = [A_1, A_2, \dots, A_M]^T,$$

$$\mathbf{n}_k = [n_{k-1}, n_{k-2}, \dots, n_{k-2N}]^T.$$

接收信号的采样数据向量 \mathbf{y}_k 可以表示为

$$\mathbf{y}_k = d_k \|\mathbf{h}_0\| \mathbf{u}_0 + d_{k+1} \|\mathbf{h}_1\| \mathbf{u}_1 + d_{k+2} \|\mathbf{h}_2\| \mathbf{u}_2 + \mathbf{B}_k \mathbf{a} + \mathbf{n}_k \quad (13)$$

因此, 向量 \mathbf{y}_k 的自相关矩阵可以表示为

$$\mathbf{R}_y = E \{ \mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^T \} \quad (14)$$

将式 (13) 带入式 (14), 有

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_y &= \mathbf{R}_s + \mathbf{R}_j + \mathbf{R}_n = \\ &= \sum_{i=1}^3 E_i \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^T + \sum_{m=1}^M F_m (\mathbf{c}_m \mathbf{c}_m^T + \mathbf{s}_m \mathbf{s}_m^T) + \sigma_n^2 \mathbf{I} = \\ &= \sum_{i=1}^3 E_i \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^T + \sum_{m=1}^M F_m \mathbf{c}_m \mathbf{c}_m^T + \sum_{m=1}^M F_m \mathbf{s}_m \mathbf{s}_m^T + \sigma_n^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (15)$$

在以上的推导过程中, 假设信号 \mathbf{s}_k , 窄带干扰 \mathbf{j}_k 和噪声 \mathbf{n}_k 是相互独立的, 而信息码是均值为零并且不相关的。且有 $E_0 = \sigma_d^2 \|\mathbf{h}_0\|^2$, $E_1 = \sigma_d^2 \|\mathbf{h}_1\|^2$, $E_2 = \sigma_d^2 \|\mathbf{h}_2\|^2$ (信息码的方差为 σ_d^2), $F_m = \frac{A_m^2}{2}$ 表示第 m 个干扰信号的功率, 并且

$$\mathbf{c}_m = [\cos i_1 \Omega_m T_C, \cos i_2 \Omega_m T_C, \dots, \cos i_{2N} \Omega_m T_C]^T$$

$$\mathbf{s}_m = [\sin si_1 \Omega_m T_C, \sin i_2 \Omega_m T_C, \dots, \sin i_{2N} \Omega_m T_C]^T$$

式中, 矩阵 \mathbf{I} 是维数为 $2N$ 的单位矩阵。

由式 (15) 可以看出, $\mathbf{u}_i(i=1,2,3)$, \mathbf{c}_m 和 $\mathbf{s}_m(m=1,2,\dots,M)$ 都是 \mathbf{R}_y 的正交归一化主分量向量, 而且根据该式和正定矩阵的性质可知, \mathbf{u}_i 、 \mathbf{c}_m 和 \mathbf{s}_m 还可以取相应的负值。

由式 (15) 和矩阵的特征分解理论可知

$$\mathbf{R}_y = \mathbf{R}_s + \mathbf{R}_j + \mathbf{R}_n =$$

$$\sum_{i=1}^3 E_i \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^T + \sum_{m=1}^M F_m \mathbf{c}_m \mathbf{c}_m^T + \sum_{m=1}^M F_m \mathbf{s}_m \mathbf{s}_m^T + \sigma_n^2 \mathbf{I} =$$

$$\mathbf{U}_s \mathbf{A}_s \mathbf{U}_s^T + \mathbf{C}_m \mathbf{A}_m \mathbf{C}_m^T + \mathbf{S}_m \mathbf{A}_m \mathbf{S}_m^T + \mathbf{U}_n \mathbf{A}_n \mathbf{U}_n^T \quad (16)$$

基于双 PN 周期的窄带干扰直扩序列盲估计算法的具体步骤如下:

步骤 1 将接收到的信号按照 2 倍信息码元宽度 $2T_s$ 无重叠分段, 并且得到矢量 $\mathbf{y}_k = [x_{k-1}, x_{k-2}, \dots, x_{k-2N}]^T$;

步骤 2 用特征分解方法对观测向量 \mathbf{y}_k 的相关矩阵进行特征分解, 求出各特征值及其所对应的特征向量;

步骤 3 消除窄带干扰, 设 $F_m = \frac{A_m^2}{2}$ 和 $F_{2m} = \frac{A_m^2}{2}$ ($m=1,2,\dots,M$) 代表了 M 个窄带干扰 \mathbf{j}_k 的 $2M$ 个特征值(功率), 利用这些特征值和其所对应的特征向量可以消除窄带干扰;

步骤 4 计算 PN 码序列, PN 码序列的能量 $E_p \approx T_c \|p\|^2$, 式中 T_c 表示采样周期, 有用直扩信号方差为: $\sigma_s^2 = \sigma_d^2 \frac{E_p}{T_s}$, 式中 σ_d^2 表示信息序列的方差, 信噪比: $\gamma_{\text{SNR}} = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$, 可得 $E_0 = \sigma_n^2 \cdot \gamma_{\text{SNR}} \cdot (T_s - t_0) / T_c$ 、 $E_1 = \sigma_n^2 \cdot \gamma_{\text{SNR}} \cdot T_s / T_c$ 和 $E_2 = \sigma_n^2 \cdot \gamma_{\text{SNR}} \cdot t_0 / T_c$, 其值代表了有用信号 s_k 的特征值(功率), 一般远小于窄带干扰的特征值, 其对应的 3 个特征

向量就可用于估计值扩信号的 PN 码序列。

由式 (16) 和矩阵特征分解理论得知, 矩阵 \mathbf{R}_s 的特征值大小依赖于观察窗长度和信息码波形失步的时刻 t_0 。

当 $t_0 \leq T_s/2$ 时, 矩阵 \mathbf{R}_s 代表有用信号特征值为:

$$\begin{cases} \lambda_{s1} = \left(1 + \gamma_{\text{SNR}} \frac{T_s}{T_c}\right) \sigma_n^2 \\ \lambda_{s2} = \left(1 + \gamma_{\text{SNR}} \frac{T_s - t_0}{T_c}\right) \sigma_n^2 \\ \lambda_{s3} = \left(1 + \gamma_{\text{SNR}} \frac{t_0}{T_c}\right) \sigma_n^2 \\ \lambda_i = \sigma_n^2 \quad (i \geq 4) \end{cases} \quad (17)$$

3 个最大特征值 λ_{s1} 、 λ_{s2} 、 λ_{s3} 对应的特征矢量分别为 \mathbf{u}_1 、 \mathbf{u}_0 、 \mathbf{u}_2 。根据式 (15) 可得信噪比为

$$\bar{\gamma}_{\text{SNR}} = \left(\frac{\lambda_{s1}}{\sigma_n^2} - 1\right) \frac{T_c}{T_s}。失步点 \bar{t}_0 = \frac{T_e}{\gamma_{\text{SNR}}} \left(\frac{\lambda_{s3}}{\sigma_n^2} - 1\right)。$$

当 $t_0 > T_s/2$ 时, 第二、三个较大的特征值 λ_{s2} 、 λ_{s3} 大小顺序对调, 但最大特征值 λ_{s1} 不变。最大特征值 λ_{s1} 对应的特征矢量为 \mathbf{u}_1 , 而 \mathbf{u}_1 包含了一个完整周期的 PN 码序列信息, 所以可通过 \mathbf{u}_1 恢复出 PN 码序列, 消除了估计 PN 码序列部分码元反号的问题。

3 仿真实验及分析

实验中采用的 2 个窄带干扰分别为:

$$j_1(k, \phi_1) = 10 \cos[(2\pi/100)k + \phi_1]$$

$$j_2(k, \phi_2) = 5 \cos[(2\pi/50)k + \phi_2]$$

式中每次产生的窄带干扰数据向量 $\mathbf{j} = \mathbf{j}_1(\phi_1) + \mathbf{j}_2(\phi_2)$, $k=1,2,\dots,300$, 即长度为 300 bit, ϕ_1 和 ϕ_2 为在 $[0, 2\pi]$ 上均匀分布的不同随机数^[12]。

实验 1 仿真中直扩信号采用 100 位的 m 序列进行扩频, 码片速率 10 MHz, 符号速率为 10 MHz/100=100 kHz, 信号为 BPSK 调制, 信噪比 SNR=-10 dB, 仿真信号长度为 100 个扩频周期, 即 50 个信息码(窗)。采样频率为 10 MHz, 每个扩频周期采样点数为 100。观察窗失步时间为 $t_0 = 30$, 且 $A_1 = 10$ 和 $A_2 = 5$, 信干比 SNR=-18 dB。

图 2 是一个原始信号观察向量样本; 图 3 是依特征值降序排列的相关矩阵 \mathbf{R}_y 的特征谱。由图 3 中可见, 前面有 2 组较大的特征值存在。前 2 个最大的及其对应的特征向量(见图 4)对应了第 1 个窄

带干扰，后 2 个及其对应的特征向量(见图 5)对应了第 2 个窄带干扰，而对应于有用直扩信号存在的 3 个特征值较小，其对应的特征向量形成的序列见图 6。第 1 个特征矢量即 3 个中最大特征值对应的特征矢量完全包含了一个完整的 PN 码序列信息，利用滑动 2 范数最大搜索法即可恢复出 PN 码，如图 7。

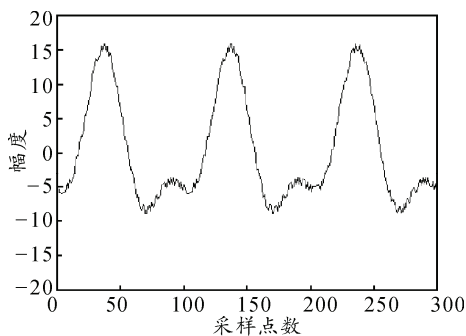


图 2 原始观察信号向量样本

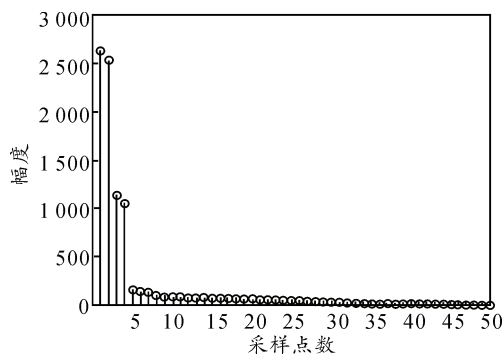


图 3 信号特征谱

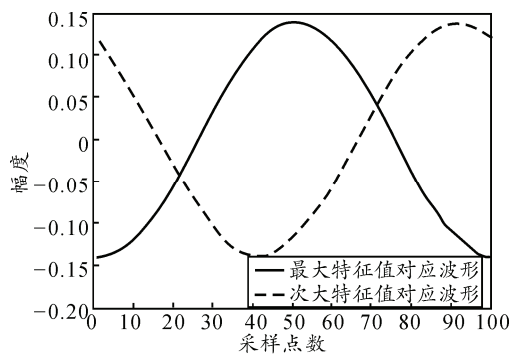


图 4 最大和次大特征值对应的特征波形

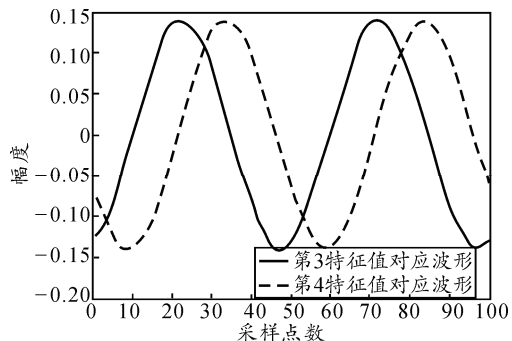


图 5 第 3 和第 4 特征值对应的特征波形

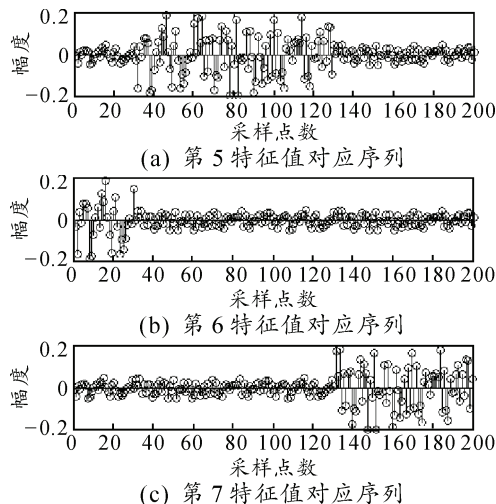


图 6 所估计出的特征向量

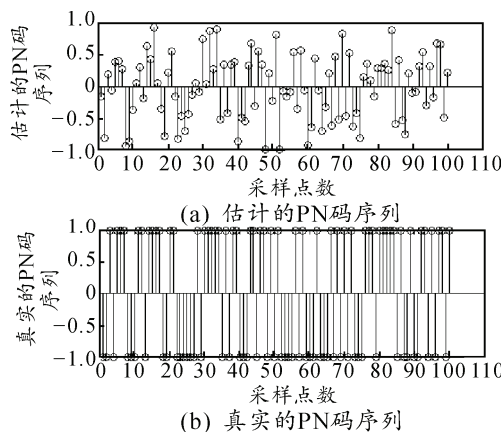


图 7 真实 PN 序列与估计 PN 序列的对比

从实验中可以看出，采用改进算法后，完全可以在窄带干扰下正确估计出 DS 信号 PN 码序列，并且消除了估计 PN 码序列相位和失步点的不确定性，从而精确估计出 PN 码序列。

4 结束语

笔者提出了一种窄带干扰环境下基于双 PN 周期的短码 DSSS 信号扩频波形估计方法。该方法通过奇异值分解进行分析，实现了对窄带干扰的提取、消除，同时对扩频序列进行了估计。该方法不需对接收信号进行相关矩阵积累，降低了计算量；同时，该方法利用同一向量空间进行扩频向量估计，避免了传统的子空间估计方法相位模糊的问题。

参考文献：

[1] Boudier C, Azou S, Burel G. A Robust Synchronization Procedure for Blind Estimation of the Symbol Period and the Timing Offset in Spread Spectrum Transmissions[C]. Prague: PPIEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications(ISSSTA), Czech Republic, September 2002: 238-241.

[2] Burel G, Boudier C. Blind estimation of the pseudo-random sequence of a direct sequence spread spectrum signal[C]. IEEE-Milcom 2000 21st century military communications conference proceeding, 2000: 967-970.

[3] Qiu P Y, Huang Z T, Jiang W L. Improved Blind Spreading Sequence Estimation Algorithm for the Direct Sequence Spread Spectrum Signals[J]. IET Signal Processing, 2008, 2(2): 139-146.

[4] 张天琪, 林孝康. 窄带干扰环境下直扩信号伪码的盲估计方法研究[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(10): 1600-1604.

[5] Burel G. Detection of Spectrum Transmissions using Fluctuations of Correlation Estimators[C]. Honolulu: IEEE Int. Symp. On Intelligent Signal Processing and Communication System (ISPACS'2000), Hawaii, USA, 2000: 5-8.

[7] Wu Liping, Li Zan, Li Jiandong. A Blind Algorithm for Estimating Pseudo-noise Sequence of DSSS Signal in

Lower SNR Conditions[C]. EI International Congress on Image and Signal Processing, 2010: 4286-4289.

[8] Shen L, Zhao Z J. Blind estimation of the pseudo-random sequences of direct sequence spread spectrum signals in multi-path using fast ICA[C]// Pacific-Asia Conference on Circuits, Communications and System. Chengdu, China, 2009: 531-535.

[9] Qiu P Y, Huang Z T, Jiang W-L, et al. Blind classification of the short-code and the long-code direct sequence spread spectrum signals[J]. IET Signal Processing, 2010, 4(1): 78-88.

[10] 詹亚锋, 曹志刚, 马正新. DSSS信号的扩频序列估计[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(2): 169-173.

[11] 张红波, 吕明. 基于子空间跟踪的扩频码盲估计算法[J]. 系统工程与电子技术, 2006, 28(10): 1470-1472.

[12] 张晓瑜, 欧阳中辉, 杨玉彬, 等. 被动雷达/红外复合制导抗干扰性能分析[J]. 兵工自动化, 2012, 31(4): 61-64.

(上接第 3 页)

[3] 古刚, 向阳, 张建华. 国际电磁发射技术研究现状[J]. 舰船科学技术, 2007, 29(1): 156-158.

[4] 田振国, 白象忠, 杨阳. 电磁轨道发射状态下导轨的动态响应[J]. 振动与冲击, 2012, 31(2): 10-14.

[5] 刘振国, 田福庆. 电磁发射装置结构动力学特性分析[J]. 船舶力学, 2010, 14(10): 1158-1164.

[6] 杨玉东, 王建新, 薛文. 轨道炮动态负载特性的分析与仿真[J]. 兵工学报, 2010, 31(8): 1026-1031.

[7] 王刚华, 谢龙, 王强, 等. 电磁轨道炮电磁力学分析[J]. 火炮发射与控制学报 2011(1): 69-71.

[8] 胡玉伟, 马萍, 杨明, 等. 一种电磁轨道炮系统的仿真模型[J]. 兵工自动化, 2012, 31(9): 54-58.

[9] 王莹, 肖铮. 电炮原理[M]. 北京: 国防大学出版社, 1995: 18-20.

[10] 胡友秋, 程福臻. 电磁学与电动力学[M]. 北京: 科学出版社, 2008: 140-160.

[11] 蒋启龙, 付磊. 一种改进型轨道电磁发射方式[J]. 西南交通大学学报, 2011, 46(4): 586-590.

[12] Glenn E. Rolader, Jad H. Batteh. Effect of in-bore Gas On Railgun Performance[J]. IEEE TRS ON MAGNETICS, 1991, 27(1): 120-125.

(上接第 27 页)

[7] I-Tai Lu, Kun-ju Tsai. A Novel Start-of-Packet Detection and Synchronization Scheme[C]. Sarnoff Symposium. 2011, 34: 1-5.

[8] Wang Chin-Liang, Wang Hung-Chi. Optimized Joint Fine Timing Synchronization and Channel Estimation for MIMO Systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(4): 1089-1098.

[9] Misuk Cho, Yunho Jung, Jaeseok Kim. Symbol Timing Synchronization for IEEE 802.11n WLAN Systems[C]. IEEE AH-ICI 2009: 1-6.

[10] Yao Zhiqiang, Sheng Menggang, Yin Junxun. Timing synchronization algorithm for MIMO-OFDM systems with distributed antennas[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2010, 25(4): 717-724.

[11] Adachi F, Wei Peng, Obara T, et al. Distributed Antenna

Network for Gigabit Wireless Access[C]. IEEE 54th International WMSCAS, 2011: 1-4.

[12] 马梁, 彭保. 一种基于 RSSI 的无线传感网络安全定位算法[J]. 兵工自动化, 2012, 31(3): 44-46.

[13] Gordon L. Stuber, Broadband MIMO-OFDM wireless communication[J]. Proc.IEEE, 2004, 92(2): 271-294.

[14] Guo Feng, Li Dong, Yang Hongwei, et al. A novel timing synchronization method for distributed MIMO-OFDM system[C]. IEEE VTC' 06, Melbourne, Australia, 2006(4): 1933-1936.

[15] Matthias Patzold. Mobile Fading Channels[M]. Germany, John Wily & Sons, LTD, 1999.

[16] Zhang Yanyan, Zhang Jianhua, Sun Feifei, et al. A novel timing synchronization method in distributed MIMO-OFDM systems in multi-path Rayleigh fading channels[C]. IEEE VTC Spring, 2008: 1443-1447.