

文章编号: 2095-4980(2016)05-0695-06

面向 DS/FH 信号的循环平稳空时频测向算法

卢树军, 王世练, 朱 江

(国防科学技术大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘 要: 综合采用直接序列扩频(DSSS)和跳频扩频(FHSS)体制的直序/跳频(DS/FH)通信信号显著降低了单位时频面积上的功率, 经典的时频-多信号分类(TF-MUSIC)算法对这一类信号进行入射角(DOA)估计时误差较大。为解决该问题, 本文对 TF-MUSIC 算法进行改进, 在时频二维平面上计算 DS/FH 信号的时频特征值, 并设计相应的时频掩膜滤波核函数, 再根据估计出来的循环平稳频率计算相应的循环平稳空间自相关矩阵, 得到了循环平稳可变核函数 TF-MUSIC(CVCFTF-MUSIC)算法。该算法可显著提高 DOA 估计的精确度, 数值仿真验证了上述观点。

关键词: 扩频/跳频信号; 循环平稳分析; 时频分析; 入射角估计

中图分类号: TN971.1⁺

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201605.0695

Cyclostationary spatial time-frequency DOA estimation algorithm for DS/FH signal

LU Shujun, WANG Shilian, ZHU Jiang

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha Hunan 410073, China)

Abstract: Direct Sequence/Frequency Hopping(DS/FH) signal composed by Direct Sequence Spread Spectrum(DSSS) and Frequency Hopping Spread Spectrum(FHSS) decreases the power density dramatically on time-frequency plane, and increases the estimation error of Direction-Of-Arrival(DOA) when classic TF-MUSIC(Time Frequency-Multiple Signal Classification) algorithm is applied in this circumstance. A novel scheme modified from classic TF-MUSIC algorithm is developed to resolve the problem. Firstly, the variable core function is designed on the parameters which character the DS/FH signal on time-frequency plane. Secondly, the cyclostationary frequency of DS/FH signal is estimated to construct the corresponding spatial covariance matrix. The modified algorithm is called Cyclostationary Variable Core Function TF-MUSIC(CVCFTF-MUSIC) algorithm. Simulation results validate that the proposed algorithm can increase the estimation precision of DOA estimation.

Key words: Direct Sequence/Frequency Hopping; cyclostationary analysis; time-frequency analysis; Direction-Of-Arrival estimation

通信侦察中的重要内容是通信测向, 通过对信号的入射角(DOA)进行估计, 再采用交会定位方法, 可以确定通信辐射源的空间位置。一般采用空间谱估计方法进行 DOA 估计, 空间谱估计要求阵元个数大于目标通信信号数量, 但实际环境中通信信号数量往往远大于阵元数量, 从而导致空间谱估计方法失效。Belouchrani 和 Amin 提出了空时频分析的概念^[1-2], 用时频二维数据代替传统空间谱估计中的一维时域数据进行分析, 通过在时频图上进行掩膜处理以去除多余信号, 使得选择出来的信号个数小于阵元个数, 保证信号 DOA 估计精确度。

一般军用通信信号都采用直接序列扩频(DSSS)体制来提高抗干扰能力, 同时还可以通过降低发射功率来提高敌方通信侦察的难度。考虑到常规扩频信号都具有循环平稳特性, 即平稳随机过程信号和循环平稳随机信号之间的循环互相关为 0, 具有不同循环频率的信号之间的循环互相关为 0, Gardner 等人首先提出将循环平稳互相关矩阵用于 DOA 测向中^[3-4]。在此基础上, 已有大量文献^[5-7]论及如何提高扩频信号的循环平稳测向性能, 但

收稿日期: 2014-10-15; 修回日期: 2016-03-02

基金项目: 航天支撑技术基金资助项目(基于空时频分析和压缩感知的空间谱估计测向定位高效算法研究); 国家自然科学基金资助项目(61101097); 武器装备预先研究基金资助项目(9140A25030113KG01359); 抗干扰通信国家重点实验室基金资助项目(9140C0202011003)

是目前的研究都集中在一般扩频信号上,而对于 DS/FH 信号的循环平稳测向甚少涉及。

Belouchrani 将空间谱估计与时频分析结合起来,提出的 TF-MUSIC 算法^[2]提高了 DOA 估计精确度。经典的 TF-MUSIC 算法,需要对每个时频点进行空间自相关矩阵(Spatial Covariance Matrix, SCM)的计算,导致计算量非常大,难以实用化。在基于 TF-MUSIC 算法进行跳频信号侦察时^[8-9],TF-MUSIC 算法由于需要进行双重积分,难以实现并行计算,严重影响了对高速跳频信号的侦察效能。文献[10]提出运用自适应信号检测技术来检测短时傅里叶变换(Short Time Fourier Transform, STFT)时频谱图上是否存在信号,可以在低信噪比且存在干扰的条件下,检测和识别信号。

本文在文献[10]的基础上,提出通过选择合适的时频窗口类型和窗口长度,使得计算信号功率的时间窗和频率窗与信号时间宽度和频率宽度相匹配,从而大大降低空时频算法的计算复杂度,并增强空时频测向的稳健性,尤其适于对跳频信号的侦察测向。通过估计 DS/FH 信号的循环频率,可以构造在指定循环频率上的 SCM 矩阵,特称为循环平稳空间自相关矩阵(Cyclostationary Spatial Covariance Matrix, CSCM),相当于同时利用时频滤波器和循环滤波器进行预滤波,从而可以排除不相关的信号和干扰,显著提高对目标 DS/FH 信号的 DOA 估计精确度。

文献[11]提出利用可变核函数的空时频算法对时频空间上分离的跳频信号进行精确测向,通过指定时间宽度和带宽的时频预滤波来分选信号。这种方法要求不同信号(包括干扰)在时频二维平面上相互分离。但是信号空间内可能存在人为释放的干扰信号,在时频二维平面上与期望的跳频信号相互重合,从而使 DOA 估计算法失效。为此,针对同时采用直接序列扩频和跳频的 DS/FH 信号,本文在文献[11]的基础上,通过采用循环平稳方法求空间自相关矩阵,可显著提高测向算法的抗干扰性能,也可以方便地分离不同扩频码的扩频信号,从而解决上述问题。

1 数学模型

假设观察视场中存在 P 个 DS/FH 信号,侦察站利用 M 阵元的均匀线阵(Uniform Linear Array, ULA)估计每一个信号的 DOA 角度,如图 1 所示。阵元间距与波长的比例为 $d/\lambda = 0.5$,记第 p 个信号入射角为 $\theta_p \in [-\pi/2, \pi/2]$,则该信号的阵列导向矢量为:

$$\mathbf{a}(\omega_p) = [1, \exp(j\omega_p), \dots, \exp(j(M-1)\omega_p)]^T \quad (1)$$

式中 $\omega_p = -j\pi \sin(\theta_p)$ 。在时刻 n , 阵列接收矢量为 $M \times 1$ 维列矢量:

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{p=1}^P \alpha_p \mathbf{a}(\omega_p) s_p(n) + \mathbf{n}(n) \quad (2)$$

式中 $s_p(n) = b_p(n) \cdot c_p(n) \cdot \exp[j(2\pi f_p n + \phi_p)]$, f_p, ϕ_p 为第 p 个 DS/FH 信号的载

波频率、初相, $b_p(n)$ 为 DS/FH 信号的基带包络信号,假定其带宽远小于载波频率 f_p 。 $c_p(n)$ 为第 p 个信号的扩频码序列。假设每个扩频码长度为 L_c , 每个码片的时间宽度为 T_c , 每个信息比特被一个完整周期的扩频码进行扩频,即 $T_b = L_c T_c$, 假定图 2 中 3 个 DS/FH 信号的带宽和扩频码都各不相同。 α_p 是第 p 个信号的幅度。 $\eta(n) = [\eta_1(n), \eta_2(n), \dots, \eta_M(n)]^T$ 是方差为 σ^2 的高斯白噪声矢量。式(2)的矩阵形式为:

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{s}(n) + \mathbf{\eta}(n) \quad (3)$$

式中:

$$\mathbf{s}(n) = [s_1(n), s_2(n), \dots, s_P(n)]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1) \mathbf{a}(\theta_2) \dots \mathbf{a}(\theta_P)] \quad (5)$$

$$\mathbf{B} = \text{diag}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_P) \quad (6)$$

根据阵列收到的 N 个数据快拍,得到的阵列接收数据矩阵为:

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}(0) \mathbf{x}(1) \dots \mathbf{x}(N-1)] \quad (7)$$

空间谱估计的任务是:根据接收数据矩阵 $\mathbf{X}$, 估计 P 个 DS/FH 信号入射 DOA 角度。

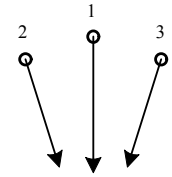


Fig.1 DOA estimation based on cell array
图 1 基于天线阵列的 DOA 估计

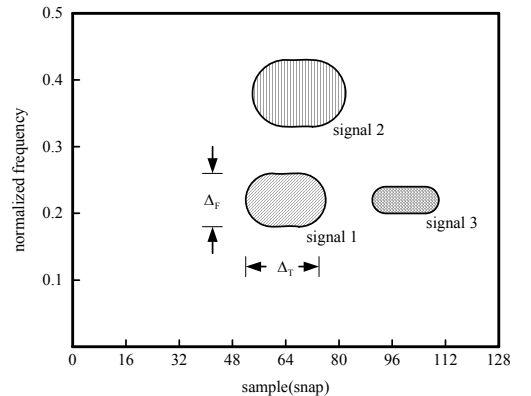


Fig.2 Time-frequency map of three DS/FH signals
图 2 3 个 DS/FH 信号的不同时频特征示意图

2 循环平稳 TF-MUSIC 测向算法

一般认为阵元间最大延时 $\tau = (M-1)d/c$ 表现为相位偏移, 可认为阵列中每个阵元得到的时频图都是相同的。对阵元 1 的接收数据矩阵 $\{x_1(n)\}_{n=0}^{L-1}$ 进行短时傅里叶分析:

$$STFT_X(n, k) = \int x(\tau) h^*(\tau - n) e^{-j2\pi k\tau/L} d\tau \quad (8)$$

为了避免噪声对时频特征提取的干扰, 一般需对时频分析图 $STFT_X(n, k)$ 进行截断处理:

$$TF_X(n, k) = \begin{cases} |STFT_X(n, k)|^2, & |STFT_X(n, k)|^2 \geq \varepsilon \\ 0, & |STFT_X(n, k)|^2 < \varepsilon \end{cases} \quad (9)$$

截断门限 ε 一般取为:

$$\varepsilon = \beta \frac{1}{NK} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K |STFT_X(n, k)|^2 \quad (10)$$

式中: β 为根据经验设定的门限因子; K 为 STFT 变换的频域子带数。

假设各个信号在时频二维平面上没有碰撞(在时域、频域不重叠)、信号功率远大于噪声功率。对时频二维分布函数 $TF_X(n, k)$, 按照 K 均值方法^[12]进行聚类分析, 将时频分析图中的所有时频点划分为 P 个信号的时频区域, 第 p 个信号所在的时频区域称为该信号的时频块 $Q_p(p=1, 2, \dots, P)$ 。

估计阵元接收数据之间的自相关矩阵 $R_X = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)]$ 是 TF-MUSIC 算法的基础步骤, 本文对 TF-MUSIC 算法进行改进, 对第 m, r 阵元的接收数据 $\{x_m(n)\}_{n=0}^{N-1}, \{x_r(n)\}_{n=0}^{N-1}$ 计算循环平稳平滑伪魏格纳-维尔分布:

$$C_{mr}^{(\alpha)}(n, k) = \iint x_m(n) x_r^H(n - T_b) h(\tau) g(\nu) \exp(-j2\pi(\alpha/T_b)n) \exp(-j2\pi k\tau/K) d\nu d\tau \quad (11)$$

式中: $h(\tau)g(\nu)$ 为核函数 $\phi(\tau, \nu)$; (α/T_b) 为针对该 DS/FH 信号的循环频率, α 为正整数, 一般取为 1。

遍历 $n=0, 1, \dots, N-1, k=0, 1, \dots, K-1$, 可以得到所有时频网格的时频值。对于位于时频块 Q_p 内的时频值, 求平均值, 作为对第 p 个 DS/FH 信号的 CSCM 矩阵, 即:

$$[R_{X,p}^{(\alpha)}]_{m,r} = \text{mean}\{C_{mr}^{(\alpha)}(n, k | n, k \in Q_p)\} \quad (12)$$

遍历所有的 (m, r) 组合, 可以得到时频块 Q_p 对应的 CSCM 矩阵 $R_{X,p}^{(\alpha)}$:

$$R_{X,p}^{(\alpha)} = A R_{SS}^{(\alpha)}(Q_p) A^H + \sigma^2 I \quad (13)$$

在时频矩阵 $\{TF_X(n, k)\}$ 的任一时频块 Q_p , 都存在 CSCM 矩阵 $R_{X,p}^{(\alpha)}$, 表示接收信号数据矩阵 X 在该时频网格内的循环平稳自相关矩阵。

当不存在时频碰撞, 且旁瓣泄露功率远低于高斯白噪声功率时, 可以认为 $R_{X,p}^{(\alpha)}$ 中仅包含 1 个信号。对 $R_{X,p}^{(\alpha)}$ 进行奇异值分解, 将特征矢量矩阵分为信号子空间 $U_s=[u_1]$ 和噪声子空间 $U_\eta=[u_2 \ u_3 \ \dots \ u_M]$ ^[13]。在噪声子空间 U_η 中对导向矢量进行搜索, 将令下式输出值最大的角度作为第 p 个信号的 DOA 角度 $\hat{\theta}(p)$ ^[13]:

$$\hat{\theta}(p) = \arg \max_{\theta} \frac{1}{a^H(\theta) \hat{U}_\eta \hat{U}_\eta^H a(\theta)} \quad (14)$$

在上述循环平稳 TF-MUSIC 算法中, 式(12)的平均操作将带来巨大的计算量。而对时频平面的分析尽可能精细是区分不同信号的必要条件, 二者之间存在矛盾。此外, 信号在时频二维平面的频谱泄露会影响 DOA 估计精确度(可参考实验 1 中的仿真结果)。下面针对这 2 个问题进行改进。

3 CVCFTF-MUSIC 测向算法

在前述 K -means 方法进行聚类分析的基础上, 针对每个时频块 $Q_p(p=1, 2, \dots, P)$, 分别计算其时频特征值 f_p, τ_p 。对于属于 Q_p 的时频点 (n, k) , 时间重心计算公式为:

$$\hat{t}(p) = \frac{\int_{Q_p} (n/L) \cdot TF_X(n, k)}{\int_{Q_p} TF_X(n, k)} \quad (15)$$

频率重心为:

$$\hat{f}(p) = \frac{\int_{Q_p} (k/K) \cdot TF_X(n, k)}{\int_{Q_p} TF_X(n, k)} \quad (16)$$

时域宽度为:

$$\Delta_T(p) = 2 \frac{\int_{Q_p} [n - \hat{t}(p) \cdot L] \cdot TF_X(n, k)}{\int_{Q_p} TF_X(n, k)} \quad (17)$$

频域宽度为:

$$\Delta_F(p) = 2 \frac{\int_{Q_p} [k - \hat{f}(p) \cdot K] \cdot TF_X(n, k)}{\int_{Q_p} TF_X(n, k)} \quad (18)$$

时频重心 $\hat{t}(p), \hat{f}(p)$ 构成了对循环平稳 TF-MUSIC 算法进行简化的基础, 而时频宽度 $\Delta_T(p), \Delta_F(p)$ 用于空时频测向的窗口长度选择依据。

由于确定了时频重心, 因此不需要按照循环平稳 TF-MUSIC 算法中对 n, k 遍历计算, 而只需针对时频重心点 $[\hat{t}(p), \hat{f}(p)]$ 计算其循环平稳平滑伪魏格纳-维尔分布:

$$\mathbf{C}_{mr}^{(\alpha)}[\hat{t}(p), \hat{f}(p)] = \iint x_m(\hat{t}_p L + \tau) x_r^H(\hat{t}_p L - \tau) h_p(\tau) g_p(\nu) \exp(-j2\pi(\alpha/T_b)n) \exp(-j2\pi\hat{f}_p\tau) d\nu d\tau \quad (19)$$

作为自相关矩阵 $\mathbf{R}_{X,p}^{(\alpha)}$ 的第 (m, r) 个元素:

$$[\mathbf{R}_{X,p}^{(\alpha)}]_{m,r} = \mathbf{C}_{mr}^{(\alpha)}[\hat{t}(p), \hat{f}(p)] \quad (20)$$

核函数 $h(\tau), g(\nu)$ 的长度取决于时域宽度 $\Delta_T(p)$ 、频域宽度 $\Delta_F(p)$:

$$L_h(p) = \Delta_T(p) \quad (21)$$

$$L_g(p) = K \cdot \alpha_{\text{win}} / \Delta_F(p) \quad (22)$$

式中 α_{win} 为表 1 中的主瓣宽度系数。窗函数的形式可以根据时频分析对旁瓣泄露的要求从表 1 中进行选择。

这种算法针对每一个信号分别设计相应的核函数, 称为基于可变核函数的空时频测向算法。当采用 MUSIC 算法估计 DOA 方向时, 称为循环平稳可变核函数 TF-MUSIC 算法(CVCFTF-MUSIC)。

CVCFTF-MUSIC 算法根据时频宽度 $\Delta_T(p), \Delta_F(p)$ 确定核函数的长度, 将时频重心 $\hat{t}(p), \hat{f}(p)$ 作为计算时频点进行时频相关计算, 大大降低了空时频测向的计算量, 消除了由于核函数长度不匹配对 DOA 精确度的不利影响。

4 DOA 估计性能比较

仿真时空设置如图 1 所示, 3 个信号的入射角度分别为 $0^\circ, -5^\circ, 5^\circ$, 时频场景如图 2 所示。采用 6 元均匀阵, 对第 1 个入射信号进行 DOA 测向, 所使用的数据快拍数量 $N=128$, 频域子带数 $K=128$ 。

实验 1: 时频窗类型选择对信号 DOA 估计的影响。

假设有 3 个信号入射到天线阵列, 第 1, 2, 3 个信号的信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)分别为 10 dB, 60 dB, 60 dB, 选择不同的时频窗可以得到不同的 DOA 估计精确度。图 3 给出了选择 Hamming 窗和 Blackman-Harris 窗的 DOA 估计精确度。

从图 3 可以看出, 由于 Hamming 窗的旁瓣抑制只有 43 dB(如表 1 所示), 因此信号 2, 3 的泄露功率仍明显大于信号 1, 导致 DOA 估计错误, 而采用 Blackman-Harris 窗时, 信号 2, 3 的泄露功率基本淹没在高斯热噪声中, 不会导致信号 1 的 DOA 估计错误问题。

表 1 不同窗函数的主瓣宽度系数和旁瓣抑制

window functions	main lobe width coefficient/(2π/N)	side lobe suppression/dB
Hanning window	4	31
Hamming window	4	43
Blackman window	6	58
Blackman-Harris window	8	92

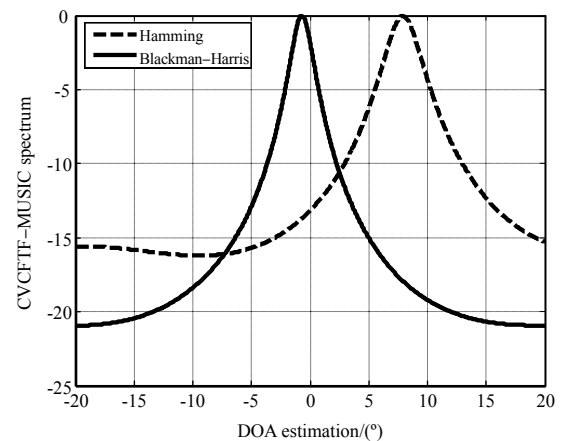


Fig.3 DOA estimation with different core functions

图 3 采用不同类型窗函数时 DOA 效果对比

实验 2: T_b 估计偏差对测向精确度影响。

假设有 2 个信号入射到天线阵列, 信号的 SNR 均为 10 dB, 其中一个信号是 DS/FH 信号(BPSK 调制), 另一个是用作干扰的单频信号, 二者夹角为 3° 。仿真比较信息比特周期 T_b 估计误差对 CVCFTF-MUSIC 算法的影响, 如图 4 所示。

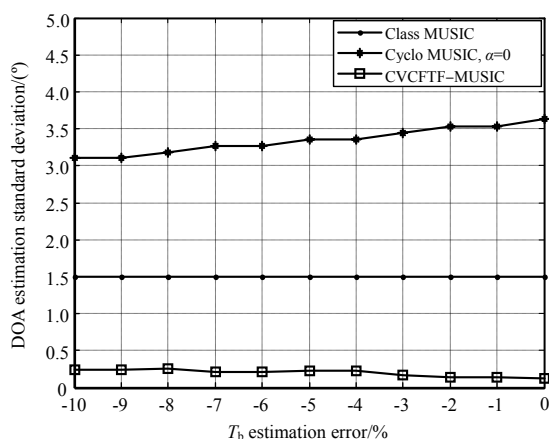


Fig.4 Influence on DOA estimation error by offset of T_b with single tone interference

图 4 T_b 的估计偏差对测向精确度的影响(单频干扰)

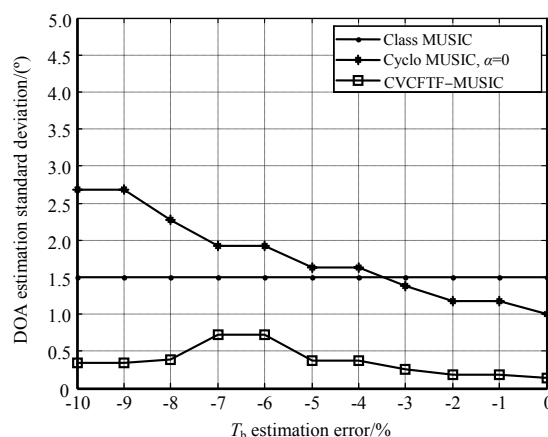


Fig.5 Influence on DOA estimation error by offset of T_b with another DS interference

图 5 T_b 的估计偏差对测向精确度的影响(扩频干扰)

从图 4 可以看出, CVCFTF 算法对 T_b 估计偏差的容忍度较高, 即使是 10% 的 T_b 估计偏差, CVCFTF 算法仍能正常工作。而经典的 MUSIC 算法, 会由于单频信号的自相关函数聚集度较好, 而在 DOA 估计时错误地估计到干扰信号入射角度上, 从而使得经典的 MUSIC 算法完全失效。

将干扰由单频信号改为扩频信号, 扩频码长度是目标信号扩频码长度的 11/8 倍, 此时通过仿真比较信息比特周期 T_b 估计误差对 CVCFTF-MUSIC 算法的影响, 如图 5 所示。从图 5 可以看出, CVCFTF 算法对 T_b 估计偏差的容忍度依旧较高, 即使是 10% 的 T_b 估计偏差, CVCFTF 算法仍能正常工作。

5 结论

通过采用可变核函数和循环平稳预滤波, CVCFTF-MUSIC 算法显著降低了计算量, 降低了硬件实现的复杂度, 提高了 DOA 估计的精确度, 适用于工程实践中对多个 DS/FH 信号进行侦察测向。

参考文献:

- [1] BELOUCHRANI A, AMIN M G. Blind source separation based on time-frequency signal representations[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 46(1): 2888-2897.
- [2] BELOUCHRANI A, AMIN M G. Time-frequency MUSIC[J]. IEEE Signal Processing Letters, 1999, 6(5): 109-110.
- [3] GARDNER W A. Spectral correlation of modulated signals: Part I analog modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 1987, 35(6): 584-594.
- [4] GARDNER W A, BROWN W A, CHEN C K. Spectral correlation of modulated signals: Part II digital modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 1987, 35(6): 595-601.
- [5] XU G H, KAILATH T. Direction-of-arrival estimation via exploitation of cyclostationarity-A combination of temporal and spatial processing[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992, 40(7): 1775-1785.
- [6] HUANG Z T, ZHOU Y Y, JIANG W L. TDOA and Doppler estimation for cyclostationary signals based on multi-cycle frequencies[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44(4): 1251-1264.
- [7] 刘章孟, 黄知涛, 周一宇. 基于多循环频率聚焦的宽带循环平稳信号阵列测向方法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(10): 2449-2454. (LIU Zhangmeng, HUANG Zhitao, ZHOU Yiyu. Direction-Of-Arrival estimation for wideband cyclostationary signals basing on multi-cycle focusing[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(10): 2449-2454.)
- [8] 陈利虎. 跳频信号的侦察技术研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2009. (CHEN Lihu. Research on reconnaissance of frequency hopping signals[D]. Changsha, China: National University of Defense Technology, 2009.)

- [9] 陈利虎. 基于空时频分析的多分量跳频信号 DOA 估计[J]. 系统工程与电子技术, 2011,33(8):2587–2592. (CHEN Lihu. Directions of arrival estimation for multi-component frequency-hopping signals based on spatial time-frequency analysis[J]. Systems Engineering and Electronics, 2011,33(12):2587–2592.)
- [10] 范伟. 跳频信号的盲检测和参数盲估计[D]. 合肥:中国科学技术大学, 2005. (FAN Wei. Study on blind detection and parameter blind estimation of FH signals[D]. Hefei,China:University of Science and Technology of China, 2005.)
- [11] LU Shujun,WANG Shilian,ZHU Jiang,et al. Spatial-time-frequency Direction-Of-Arrival estimation algorithm based on variable core function[C]// IEEE International Conference on Signal Processing. Hangzhou,China:[IEEE], 2014:325–329.
- [12] KANUNGO T,MOUNT D M,NETANYAHU N S,et al. An efficient k -means clustering algorithm: analysis and implementation[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2002,24(7):712–723.
- [13] SCHMIDT R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. IEEE Transactions on AP, 1986,34(3): 276–280.

作者简介:



卢树军(1976–), 男, 江苏省泰兴市人, 博士, 副研究员, 主要研究方向为通信侦察、通信信号处理.email:lsjnudt@163.com.

王世练(1976–), 男, 江苏省徐州市人, 博士, 副教授, 主要从事无线通信研究.

朱江(1972–), 男, 西安市人, 博士, 教授, 主要从事卫星通信研究.

(上接第 687 页)

- [12] 李理敏,龚文斌,刘会杰,等. 基于自适应扩展卡尔曼滤波的载波跟踪算法[J]. 航空学报, 2012,33(7):1319–1328. (LI Limin,GONG Wenbin,LIU Huijie,et al. A carrier tracking algorithm based on adaptive extended Kalman filter[J]. Acta Aeronautica ET Astronautica Sinica, 2012,33(7):1319–1328.)
- [13] MOHAMED A H,SCHWARZ K P. Adaptive Kalman filtering for INS/GPS[J]. Journal of Geodesy, 1999,73(4):193–203.

作者简介:



姚舜扬(1991–), 男, 上海市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为卫星导航 .email: 13210720044@fudan.edu.cn.

尹建君(1980–), 男, 上海市人, 博士, 讲师, 主要研究方向为信息融合、序列蒙特卡罗(粒子滤波)方法、导航与组合导航.

张建秋(1962–), 男, 湖南省邵阳市人, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为信息处理理论及其在新型传感器、仪器和测量中的应用.