

空间欠采样宽带线性调频信号二维 DOA 估计

冯浩然, 阮怀林

(解放军电子工程学院 雷抗系, 合肥 230037)

摘要: 宽带线性调频(LFM)信号较大的工作带宽会对传统数据处理造成压力。为此,提出一种在空间欠采样条件下对 LFM 信号进行二维波达方向估计的方法。根据分数阶傅里叶变换对宽带 LFM 信号的能量聚集特性,将信号源分离为平稳单频信号,并建立一种新的空间时频数据模型。在此基础上,构建空间均匀圆阵对入射信号进行处理,然后运用整数搜索法实现接收信号俯仰角和方位角的无模糊估计。仿真结果表明,相比非均匀 L 阵的阵列形式,该方法能够有效提升估计精度,降低计算量和运算复杂度。

关键词: 均匀圆阵;线性调频信号;分数阶傅里叶变换;二维波达方向估计;整数搜索法

中文引用格式:冯浩然,阮怀林.空间欠采样宽带线性调频信号二维DOA估计[J].计算机工程,2018,44(8):296-300.

英文引用格式:FENG Haoran, RUAN Huailin. 2-D DOA estimation of wide-band linear frequency modulation signals with spatial under-sampling[J]. Computer Engineering, 2018, 44(8): 296-300.

2-D DOA Estimation of Wide-band Linear Frequency Modulation Signals with Spatial Under-sampling

FENG Haoran, RUAN Huailin

(Department of Radar Countermeasures, Electronic Engineering Institute of PLA, Hefei 230037, China)

[Abstract] The wide bandwidth of wide-band Linear Frequency Modulation (LFM) signals will cause pressure on traditional data processing. To solve this problem, a method of 2-D DOA estimation for wide-band LFM signals with spatial under-sampling is proposed. Based on the energy aggregation characteristic of the Fractional Fourier Transform (FRFT) on the wide-band LFM signals, the signals source is separated into a stationary single frequency signal, and a new spatial time frequency data model is established. On this basis, a spatial Uniform Circular Array (UCA) is constructed to process the incident signal, and then the integer search method is used to estimate the pitch angle and azimuth of the received signal. Simulation results show that compared with the array form of non-uniform L arrays, the proposed method can effectively improve the estimation accuracy, reduce computation complexity and computational complexity.

[Key words] Uniform Circular Array (UCA); Linear Frequency Modulation (LFM) signals; Fractional Fourier Transform (FRFT); 2-D Direction of Arrival (DOA) estimation; integer search method

DOI: 10.19678/j.issn.1000-3428.0048106

0 概述

线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)信号是一种典型的非平稳信号,因具有大带宽时宽积的优点,使其在雷达、声呐和通信系统中得到广泛应用。如何快速有效地处理宽带 LFM 信号并进行高精度的波达方向(Direction of Arrival, DOA)估计,是阵列信号处理领域的热点问题之一。

目前,较宽的工作带宽使得传统的信号处理方法难以满足 Nyquist 采样定理的要求,更对后期数字处理速度和信息存储能力提出了较大挑战。为解决该问题,有学者提出在欠采样条件下对信号进行参

数和 DOA 估计^[1-3]。文献[4]利用经时延的信号与原始信号共轭相乘解线性调频的方法,运用余数定理对多个 LFM 信号进行方位解模糊,从而实现多 LFM 信号的高精度 DOA 估计,但该方法容易受到二次交叉项的干扰,估计精度存在局限性。文献[5]基于分数阶傅里叶变换(Fractional Fourier Transform, FRFT),提出在时空欠采样条件下对 LFM 信号进行分析的方法。由于具有不同时频特性的 LFM 信号在其对应阶次上具有不同的能量聚集特性,运用 FRFT 对空间宽带 LFM 信号的 DOA 进行相关研究不会受到交叉项的干扰,可以提高估计精度。因此,基于 FRFT 对宽带 LFM 信号进行 DOA 估计,具有

较高的研究价值。

作为通信基站中应用广泛的接收天线^[6],均匀圆阵(Uniform Circular Array,UCA)可以进行接收信号的全方位测向,而其较高的测量精度并不会因方位角的改变而产生较大的变化。利用UCA可以同时初始信号的俯仰角和方位角信息进行估计,这是均匀线阵所无法满足的^[7]。然而,在UCA半径大于半波长的情况下,信号采样不满足Nyquist采样定理要求,容易产生模糊项,即此时无法高精度估计出信号的初始信息,从而导致算法估计性能下降。

已有文献多采用非均匀阵列进行欠采样估计^[8-10],为利用UCA在欠采样条件下实现对宽带LFM信号的高精度二维DOA估计,本文基于UCA的全向特性和FRFT对宽带LFM信号的能量聚集特性,建立阵元个数 $M > 6$ 的UCA阵列模型。经过FRFT变换滤波,利用FRFT谱峰搜索数据进行二维DOA估计,同时,考虑到信号欠采样带来的数据模糊影响,本文采用整数搜索法进行相位解模糊,在此基础上,实现宽带LFM信号二维角信息的高精度无模糊估计。最后,对UCA和非均匀L阵2种阵列形式进行仿真对比,以验证本文方法的性能。

1 FRFT 与 UCA 模型

1.1 FRFT 的定义

p 阶FRFT相当于信号的Wigner分布在时间-频率平面上逆时针旋转角度 $\alpha = p\pi/2$,如图1所示。

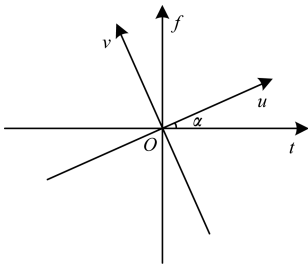


图 1 FRFT Wigner 分布

定义信号 $x(t)$ 的 p 阶FRFT为线性积分运算:

$$X_p(u) = F^p[x(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) K_p(t, u) dt \quad (1)$$

其中, p 为FRFT的阶次, $F^p[\cdot]$ 为FRFT的算子符号, $K_p(t, u)$ 为FRFT的变换核:

$$K_p(t, u) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1 - j \cot \alpha}{2\pi}} \exp\left(j \frac{t^2 + u^2}{2} \cot \alpha - j t u \csc \alpha\right), \alpha \neq n\pi \\ \delta(t - u), \alpha = 2n\pi \\ \delta(t + u), \alpha = (2n + 1)\pi \end{cases} \quad (2)$$

FRFT是一种线性变换,不会受到交叉项的干

扰。由于FRFT对宽带LFM信号具有极好的能量聚集特性,使得具有不同时频特性的宽带LFM信号在其对应阶次上集中于一点,不存在二次型时间-频率分布的选点问题,从而能稳定、快速地分离宽带LFM信号。因此,将FRFT运用到阵列信号处理领域,能够实现对宽带LFM信号初始信息的高精度估计^[11]。

1.2 阵列模型构建

图2所示为天线接收阵列UCA示意图,其由 M 个全向天线构成,天线阵元在圆周上呈均匀分布,阵元半径为 r ,圆心为接收天线的参考点。

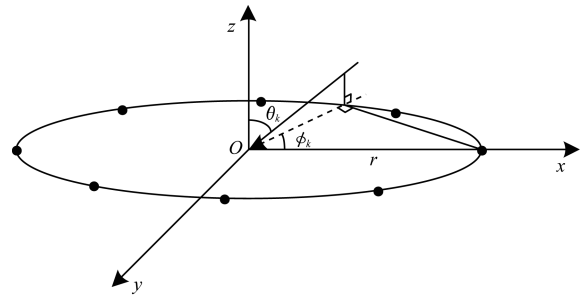


图 2 UCA 模型

假设有 Q 个宽带LFM信号入射到该天线阵,则第 k 个天线阵元的输出为:

$$x_k = \sum_{q=1}^Q s_q(t - \tau_{k,q}) + n_k(t) \quad (3)$$

$$s_q(t) = e^{j\pi(2f_{q0}t + \mu_q t^2)} \quad (4)$$

$$\tau_{k,q} = \frac{2\pi}{\lambda} r \sin \theta_q \cos(\phi_q - \epsilon_k) \quad (5)$$

$$\epsilon_k = 2\pi(k-1)/M \quad (6)$$

其中, $\{s_q(t)\}_{q=1}^Q$ 为互不相关的宽带LFM信号, $\{f_{q0}\}_{q=1}^Q$ 和 $\{\mu_q\}_{q=1}^Q$ 分别是信号的初始频率和调制斜率, $n_k(t)$ 是互相独立且与信号无关的高斯白噪声, $\tau_{k,q}$ 是路径时延, $\{(Q, \phi_q)\}_{q=1}^Q$ 为入射信号的俯仰角和方位角信息。

2 均匀圆阵 DOA 估计算法

以采样率 f_s 对第 q 个空间LFM信号 $s_q(t)$ 进行欠采样,得到其离散化值:

$$s_q(n) = e^{j\pi[2f_{q0}(n/f_s) + \mu_q(n/f_s)^2]} \quad (7)$$

其中, $n = -\frac{N-1}{2}, -\frac{N-3}{2}, \dots, 0, \dots, \frac{N-3}{2}, \frac{N-1}{2}$,则有:

$$S_q(\alpha, m) = \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} K_p(m, n) s_q(n) = \frac{\sqrt{1 - j \cot \alpha}}{\sqrt{N}} e^{j\pi m^2 \cot \alpha / N} \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} e^{j\pi n(-2m \csc \alpha / N + 2f_{q0}/f_s)} e^{j\pi n^2(\cot \alpha / N + \mu_q/f_s^2)} \quad (8)$$

由FRFT的性质,当 $\alpha = \alpha_{q0} = -\cot^{-1}(\mu_q N / f_s^2)$

时, $S_q(\alpha, m)$ 表现出最佳的能量聚集特性^[12], 且有:

$$S_q(\alpha_{q0}, m) = \frac{\sqrt{1 - \text{jcot } \alpha_{q0}}}{\sqrt{N}} e^{j\pi m^2 \cot \alpha_{q0} / N} \cdot \sum_{n = -(N-1)/2}^{(N-1)/2} e^{j2\pi n(-m \text{csc } \alpha_{q0} / N + f_{q0} / f_s)} \quad (9)$$

$S_q(\alpha, m)$ 峰值出现在 $m = m_{q0} = f_{q0} N \sin \alpha_{q0} / f_s$, 此时, 其极大值为:

$$S_q(\alpha_{q0}, m_{q0}) = \sqrt{N(1 - \text{jcot } \alpha_{q0})} e^{(j\pi m_{q0}^2 \cot \alpha_{q0} / N)} \quad (10)$$

对于 UCA 上第 k 个接收阵元, 其接收到的第 q 个 LFM 信号输出为:

$$s_{k,q}(t) = s_q(t - \tau_{k,q}) = e^{j\pi(-2f_{q0}\tau_{k,q} + \mu_q \tau_{k,q}^2)} e^{j\pi[2(f_{q0} - \mu_q \tau_{k,q})t + \mu_q t^2]} \quad (11)$$

从式(11)可以看出, 第 k 个阵元接收到的信号相对于参考阵元仅多出一个时延, 并未改变其调制斜率, 只是初始频率和初始相位发生了改变^[13]。对 $s_{k,q}(t)$ 进行离散化后作 FRFT 得到 $S_{k,q}(\alpha, m)$, 同样, $S_{k,q}(\alpha, m)$ 在 $\alpha = \alpha_{q0}$ 处表现出最佳的能量聚集特性, 峰值出现在 $m_{k,q} = m_{q0} + f_s \tau_{k,q} \cos \alpha_{q0}$, 此时, 其极大值为:

$$S_{k,q}(\alpha_{q0}, m_{k,q}) = A_q(\tau_{k,q}) S(\alpha_{q0}, m_{q0}) \quad (12)$$

$A_q(\tau_{k,q})$ 的计算如下:

$$A_q(\tau_{k,q}) = e^{\frac{j\pi}{N} \tau_{k,q} (-2m_{q0} f_s \sin \alpha_{q0})} e^{\frac{j\pi}{N} \tau_{k,q}^2 (-f_s^2 \sin \alpha_{q0} \cos \alpha_{q0})} \quad (13)$$

对不同天线阵元接收到的同一宽带 LFM 信号进行 FRFT, 会在相同的阶次出现比较明显的能量聚集^[14-15]。而作为一种线性变换, Q 个 LFM 信号在经过 FRFT 之后会出现 Q 个峰值。因此, 可以通过选择峰值上的时频点来分离出信号源中具有不同时频特性的 LFM 信号, 从而实现数据模型的简化、计算量和运算复杂度的减小、对硬件的要求和成本的降低。

对第 k 个天线阵元输出采样并进行离散 FRFT:

$$X_k(\alpha, m) = \sum_{q=1}^Q S_{k,q}(\alpha, m) + N_k(\alpha, m) \quad (14)$$

其第 q 个信号峰值点 $(\alpha_{q0}, m_{k,q})$ 对应:

$$X_k(\alpha_{q0}, m_{k,q}) = S_{k,q}(\alpha_{q0}, m_{k,q}) + N_k(\alpha_{q0}, m_{k,q}) + \sum_{\rho \neq q} S_{k,\rho}(\alpha_{q0}, m_{k,q}) \quad (15)$$

然而, 经过 FRFT 后, 由于具有不同时频特性的 LFM 信号在第 q 个信号峰值点 $(\alpha_{q0}, m_{k,q})$ 处有较小的观测值而被视为干扰项, 则有:

$$X_k(\alpha_{q0}, m_{k,q}) = S_{k,q}(\alpha_{q0}, m_{k,q}) + N_k(\alpha_{q0}, m_{k,q}) = A_q(\tau_{k,q}) S(\alpha_{q0}, m_{q0}) + N_k(\alpha_{q0}, m_{k,q}) \quad (16)$$

选择 FRFT 域上所有入射信号数据作为观测数据进行处理, 用向量表示 UCA 所有阵元的空间时频输出:

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{N} = [\mathbf{X}_1 \ \mathbf{X}_2 \ \cdots \ \mathbf{X}_M]^T \quad (17)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{A}_1 \ \mathbf{A}_2 \ \cdots \ \mathbf{A}_Q] \quad (18)$$

$$\mathbf{S} = \text{diag}\{S_1(\alpha_{10}, m_{10}), S_2(\alpha_{20}, m_{20}), \cdots, S_Q(\alpha_{Q0}, m_{Q0})\} \quad (19)$$

其中:

$$\mathbf{A}_q = [1 \ A_q(\tau_{2,q}) \ \cdots \ A_q(\tau_{M,q})]^T \quad (20)$$

$$\mathbf{X}_k = [X_k(\alpha_{10}, m_{k,1}) \ X_k(\alpha_{20}, m_{k,2}) \ \cdots \ X_k(\alpha_{Q0}, m_{k,Q})] \quad (21)$$

空间时频输出 \mathbf{X} 的相关阵为:

$$\mathbf{R}_{XX} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H] = \mathbf{A}E[\mathbf{S}\mathbf{S}^H]\mathbf{A}^H + E[\mathbf{N}\mathbf{N}^H] + \mathbf{A}E[\mathbf{S}\mathbf{N}^H] + E[\mathbf{N}\mathbf{S}^H]\mathbf{A}^H \quad (22)$$

由于产生的噪声是与信号无关的高斯白噪声, 且假设各天线阵元之间噪声不相关, 可以将式(22)表达为:

$$\mathbf{R}_{XX} = \mathbf{A}E[\mathbf{S}\mathbf{S}^H]\mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (23)$$

对 \mathbf{R}_{XX} 进行特征值分解, 有:

$$\mathbf{R}_{XX} = \sum_{q=1}^Q \eta_q \mathbf{V}_q \mathbf{V}_q^H + \sum_{q=1}^Q \gamma_q \mathbf{U}_q \mathbf{U}_q^H \quad (24)$$

其中, η_q ($q=1, 2, \cdots, Q$) 是 \mathbf{R}_{XX} 的 Q 个大特征值, \mathbf{V}_q ($q=1, 2, \cdots, Q$) 是大特征值对应的特征向量, γ_q ($q=1, 2, \cdots, Q$) 是 \mathbf{R}_{XX} 的 Q 个小特征值, \mathbf{U}_q ($q=1, 2, \cdots, Q$) 是小特征值对应的特征向量。

为解决由空间欠采样带来的模糊项影响, 采用整数搜索法进行到达角估计解模糊。针对由信号的 Q 个大特征值得到的主特征向量 $\mathbf{V}_q = [V_{q,1} \ V_{q,2} \ \cdots \ V_{q,M}]^T$, 为减小搜索范围、降低运算量, 将 \mathbf{V}_q 的相邻元素进行相除求得复角:

$$\arg \left[\frac{V_{q,k}}{V_{q,(k+1)}} \right] = \varphi_{q,k} + 2\pi K_{q,k} = 2\pi C_q \left\{ \alpha_q \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{M} \right] - \beta_q \cos \left[\frac{(2k-1)\pi}{M} \right] \right\} \quad (25)$$

其中, $k=1, 2, \cdots, M-1$, $\varphi_{q,m} \in [-\pi, \pi)$, $C_q = (2r/\lambda_q) \sin(\pi/M)$, $\alpha_q = \sin \theta_q \cos \varphi_q$, $\beta_q = \sin \theta_q \sin \varphi_q$, $K_{q,k}$ 是一个整数。

由于 $\sin[\varphi_q - (2k-1)\pi/M] \sin \theta_q \in [-1, 1]$, 有 $-C_q - \varphi_{q,k}/2\pi \leq K_{q,k} \leq C_q + \varphi_{q,k}/2\pi$ 。

令:

$$K_{q,k}^{\min} = \text{ceiling}[-C_q - \varphi_{q,k}/2\pi] \quad (26)$$

$$K_{q,k}^{\max} = \text{floor}[C_q + \varphi_{q,k}/2\pi] \quad (27)$$

其中, $k=1, 2, q=1, 2, \cdots, Q$, $\text{ceiling}[x]$ 为向上取最接近 x 的整数, $\text{floor}[x]$ 为向下取最接近 x 的整数。将 $K_{q,1}, K_{q,2}$ 分别在 $K_{q,1}^{\min} \sim K_{q,1}^{\max}, K_{q,2}^{\min} \sim K_{q,2}^{\max}$ 范围内进行搜索, 求得一组 α_q, β_q , 然后将得到的 α_q, β_q 代入式(25)求 $K_{q,k}$ ($k=1, 2, \cdots, M-1$)。误差表示如下:

$$\Delta K_q = \sum_{m=3}^{M-1} |K_{q,k} - \text{round}(K_{q,k})| \quad (28)$$

其中, $\text{round}(x)$ 表示最接近 x 的一个整数。搜索所有 $K_{q,1}$ 和 $K_{q,2}$ 的组合, 计算得出最小的 ΔK_q , 使得 $K_{q,k}$ ($k=3, 4, \cdots, M-1$) 为整数, 此时即最佳 $K_{q,1}$ 、

$K_{q,2}$ 组合,并得到正确的 $K_{q,k} (k=3,4,\dots,M-1)$ 。

构造矩阵:

$$\mathbf{B}[\alpha_q \ \beta_q]^T = \mathbf{C} \quad (29)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \varphi_{q,1} + 2\pi K_{q,1} \\ \varphi_{q,2} + 2\pi K_{q,2} \\ \vdots \\ \varphi_{q,M-1} + 2\pi K_{q,M-1} \end{bmatrix} \quad (30)$$

求解方程:

$$[\alpha_q \ \beta_q]^T = (\mathbf{B}^T \mathbf{B})^{-1} (\mathbf{B}^T \mathbf{C}) \quad (31)$$

得到不存在模糊信息的 α_q, β_q 估计值 $\hat{\alpha}_q, \hat{\beta}_q$,进而求得初始信号的无模糊俯仰角和方位角估计:

$$\hat{\phi}_q = \begin{cases} \arctan \left[\frac{\hat{\beta}_q}{\hat{\alpha}_q} \right], \hat{\alpha}_q \geq 0 \\ \pi + \arctan \left[\frac{\hat{\beta}_q}{\hat{\alpha}_q} \right], \hat{\alpha}_q < 0 \end{cases} \quad (32)$$

$$\hat{\theta}_q = \arcsin [(\hat{\alpha}_q^2 + \hat{\beta}_q^2)^{\frac{1}{2}}] \quad (33)$$

综上,本文提出的欠采样环境下二维 DOA 估计方法的步骤为:

- 1) 对接收到的信号进行 FRFT, 然后进行谱峰搜索得到 Q 个峰值坐标 $(\alpha_{q0}, \mu_{q0}) (q=1, 2, \dots, Q)$ 。
- 2) 计算各阵元接收信号关于 $\alpha_{q0} (q=1, 2, \dots, Q)$ 的 FRFT, 搜索峰值并构造空间时频输出矩阵 \mathbf{X} 。
- 3) 计算空间时频输出矩阵 \mathbf{X} 的相关阵 \mathbf{R}_{xx} 并进行特征分解。
- 4) 对由特征分解得到的 Q 个大特征值对应的特征向量进行整数搜索, 得到正确的 $K_{q,k}$ 。
- 5) 构造矩阵 $\mathbf{B}[\alpha_q \ \beta_q]^T = \mathbf{C}$, 得到不存在模糊信息的估计值 $\hat{\alpha}_q, \hat{\beta}_q$ 。
- 6) 根据式(32)、式(33)得到原始信号无模糊的俯仰角、方位角信息。

3 仿真结果与分析

假设有 2 个等功率 LFM 信号入射天线阵, 基带信号 $s(t) = \sum_{q=1,2} A_q e^{i2\pi(f_{q0} + k_q t^2/2)}$, 信号的初始频率分别是 $f_{10} = 500 \text{ MHz}, f_{20} = 710 \text{ MHz}$, 调制斜率分别为 $k_1 = 4 \times 10^{12} \text{ Hz/s}, k_2 = 3.2 \times 10^{12} \text{ Hz/s}$, 噪声为高斯白噪声。设 2 个信号的方向角分别为 $\{\theta_1 = 45^\circ, \phi_1 = 60^\circ\}$ 和 $\{\theta_2 = 60^\circ, \phi_2 = 130^\circ\}$ 。为验证本文方法的有效性, 从方法的估计精度、阵元个数变化对估计精度的影响、均匀圆阵与非均匀 L 阵性能对比 3 个方面分别进行仿真校验, 实验数据为运行 300 次 Monte-Carlo 实验结果的平均值。实验过程如下:

- 1) 算法精度校验。设空间均匀圆阵天线阵阵元

半径为最小信号波长的 5 倍, 天线由 $M = 16$ 个全向性阵元天线组成。图 3 所示为信噪比为 0 时, 对俯仰角进行 $0 \sim 90^\circ$ 搜索、对方位角进行 $0 \sim 360^\circ$ 搜索的二维 DOA 估计结果。图 4 为信噪比以 1 dB 从 -5 dB 到 5 dB 步进时信号俯仰角和方位角的均方根误差曲线。

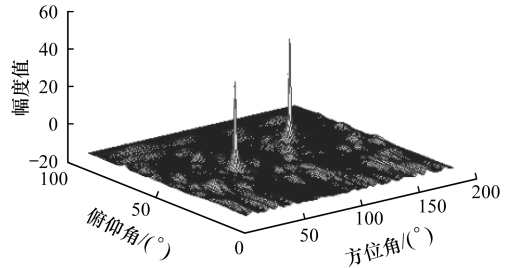
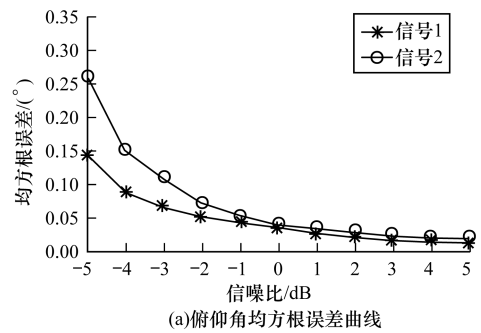
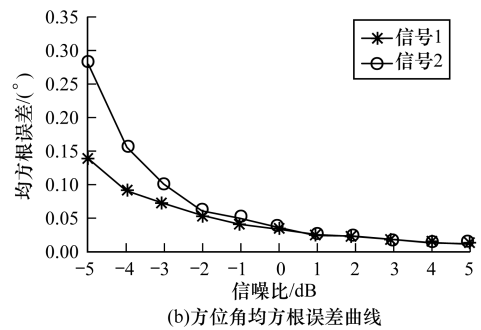


图 3 信噪比为 0 时二维 DOA 估计结果



(a) 俯仰角均方根误差曲线



(b) 方位角均方根误差曲线

图 4 信噪比对二维 DOA 估计误差的影响

从图 3 可以看出, 本文方法能够在空间欠采样条件下对宽带 LFM 信号进行二维 DOA 估计。从图 4 可以看出, 文中方法在低信噪比条件下仍有较好的估计精度, 且估计精度随信噪比的增加而提高。

2) 阵元个数对估计精度的影响。采用和上述实验相同的宽带 LFM 信号入射天线阵, 建立具有不同阵元个数的均匀圆阵天线阵列, 天线阵元个数依次为 7、8、10、12、14、16、18、20, 进行 300 次 Monte-Carlo 实验。图 5 所示是信噪比为 0、天线阵元个数不同时, 2 个接收信号的俯仰角和方位角估计值的均方根误差曲线。从图 5 可以看出, 随着均匀圆阵阵元个数的增加, 信号俯仰角和方位角估计值的均方根误差均呈明显下降趋势。

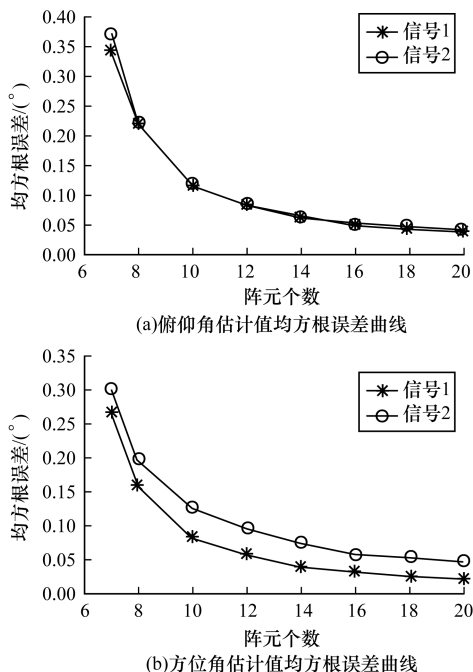


图5 阵元个数对二维DOA估计误差的影响

3) 均匀圆阵与非均匀L阵性能对比。设置均匀圆阵阵元个数为15,半径为10.6 cm;非均匀L阵阵元个数为15,阵元间距依次为5.3 cm、6.0 cm、6.7 cm、7.4 cm、8.1 cm、8.8 cm、9.5 cm,满足稀疏阵列设置,能够保证整数搜索法结果的唯一性。假设空间信号被2种阵列接收,图6所示为2种阵列俯仰角和方位角估计的均方根误差对比曲线。从图6可以看出,本文方法对信号俯仰角和方位角估计的均方根误差比非均匀L阵小1个~2个数量级,且在低信噪比情况下,本文方法仍具有较高的估计精度。

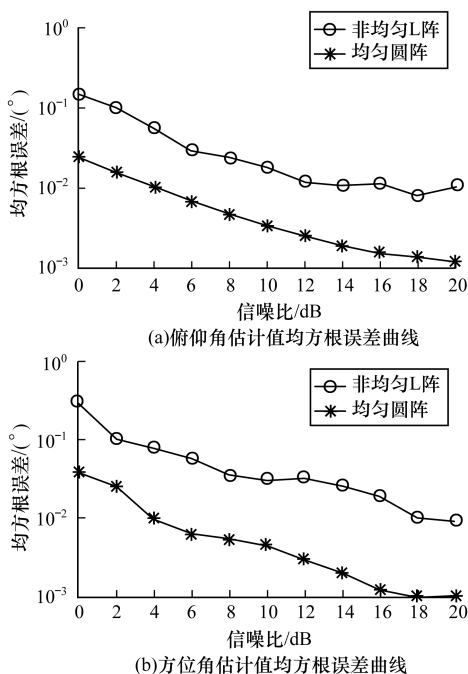


图6 非均匀L阵和均匀圆阵均方根误差对比结果

4 结束语

本文依据FRFT对宽带LFM信号的能量聚集特性,将空间宽带LFM信号进行时频分离,将其变换为FRFT域的一系列平稳单频信号,从而构建新的空间时频分布数据模型。对于由空间欠采样引起的相位模糊,采用整数搜索法进行多宽带LFM信号的无模糊二维DOA估计。实验结果表明,本文方法在欠采样条件下进行二维DOA估计,能够有效降低计算量和运算复杂度,从而降低硬件成本,减轻数字处理压力。下一步考虑将本文算法应用于相干宽带LFM信号的无模糊DOA估计,并建立精度更高的天线阵列模型。

参考文献

- [1] LI X, LIANG H, XIA X G. A robust Chinese remainder theorem with its applications in frequency estimation from under-sampled waveforms [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(11): 4314-4322.
- [2] WEBER R J, HUANG Y. A joint frequency and DOA estimation algorithm with diagonal load [C]//Proceedings of Aerospace Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2012: 1-6.
- [3] MAROOSI A, BIZAKI H K. Digital frequency determination of real waveforms based on multiple sensors with low sampling rates [J]. IEEE Sensors Journal, 2012, 12(5): 1483-1495.
- [4] 叶陈诚, 梁红. 空间欠采样下多个LFM信号方位估计新方法[J]. 西北工业大学学报, 2015, 33(5): 849-853.
- [5] 田达, 陈天麒. 时空欠采样线性调频信号参数及其二维到达角联合估计[J]. 电子与信息学报, 2004, 26(5): 709-714.
- [6] 屈海涛, 齐林, 穆晓敏, 等. 基于FRFT的均匀圆阵DOA估计[J]. 计算机工程, 2008, 34(12): 85-87.
- [7] 李昕, 辛元芳. 均匀圆阵多宽带LFM信号的二维DOA估计[J]. 通信技术, 2011, 44(1): 40-42.
- [8] ZOLTOWSKI M D, MATHEWS C P. Real-time frequency and 2-D angle estimation with sub-Nyquist spatio-temporal sampling [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(10): 2781-2797.
- [9] 赵曼, 陈辉. 基于扩维的多通道联合频率和到达角估计[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(1): 147-151.
- [10] 黄翔东, 冼宏宇, 闫子阳, 等. 时空欠采样下的频率和DOA联合估计算法[J]. 通信学报, 2016, 37(5): 21-28.
- [11] 陶然, 邓兵, 王越. 分数阶傅里叶变换及其应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2009.
- [12] 李燕, 何怡刚, 尹柏强. LFM信号DOA估计分数阶量纲归一化方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(3): 448-455.
- [13] 刘小河, 王建英, 郭洋, 等. 基于分数阶傅里叶变换的宽带LFM相干信号二维DOA估计[J]. 数据采集与处理, 2010, 25(3): 413-418.
- [14] 陈艳丽, 郭良浩, 宫在晓. 低信噪比线性调频信号目标的方位估计[J]. 声学学报, 2017, 42(4): 411-420.
- [15] 李军, 林秋华, 杨秀庭, 等. 近场宽带LFM信号被动测向和测距方法[J]. 系统工程和电子技术, 2016, 38(8): 1737-1743.